

Ned Mohan Tore M. Undeland William P. Robbins

# Elettronica di potenza

CONVERTITORI  
E APPLICAZIONI


Edizione  
italiana di  
**Power  
Electronics**  
3<sup>rd</sup> Ed.

HOEPLI

# Indice

<b>Prefazione</b> .....	XIII
<b>1 Sistemi di elettronica di potenza</b> .....	1
1.1 Introduzione.....	1
1.2 Elettronica di potenza ed elettronica lineare .....	2
1.3 Obbiettivi e applicazioni.....	6
1.4 Classificazione dei sistemi di conversione di potenza e dei convertitori .....	8
1.4.1 Sistemi di conversione.....	8
1.4.2 Convertitori di potenza .....	9
1.4.3 Convertitori a matrice come sistemi di conversione.....	11
1.5 Natura interdisciplinare dell'elettronica di potenza .....	12
1.6 Convenzioni sui simboli usati.....	13
1.7 Problemi .....	13
1.8 Bibliografia.....	14
<b>2 Generalità sugli interruttori di potenza a semiconduttore</b> .....	15
2.1 Introduzione.....	15
2.2 Diodi .....	16
2.3 Tiristori .....	17
2.4 Caratteristiche desiderate negli interruttori controllabili.....	20
2.5 Transistori a giunzione bipolare e Darlington monolitici.....	24
2.6 Transistori a effetto di campo a metallo-ossido-semiconduttore.....	26
2.7 Tiristori GTO.....	27
2.8 Transistori bipolari con gate isolato (IGBT) .....	28
2.9 Tiristori controllati da MOS .....	30
2.10 Confronto tra interruttori controllati.....	30
2.11 Circuiti di pilotaggio e di protezione.....	31
2.12 Giustificazione dell'ipotesi di utilizzare le caratteristiche ideali dei dispositivi.....	32
2.13 Sommario .....	33

2.14	Problemi .....	33
2.15	Bibliografia.....	34
<b>3</b>	<b>Concetti fondamentali sui circuiti elettrici e magnetici .....</b>	<b>35</b>
3.1	Introduzione.....	35
3.2	Circuiti elettrici.....	35
3.2.1	Definizione di regime stazionario .....	35
3.2.2	Potenza media e corrente efficace .....	36
3.2.3	Tensioni e correnti alternate sinusoidali a regime .....	36
3.2.3.1	Rappresentazione vettoriale.....	36
3.2.3.2	Potenza, potenza reattiva e fattore di potenza .....	38
3.2.3.3	Circuiti trifase.....	40
3.2.4	Onde non sinusoidali in regime stazionario .....	42
3.2.4.1	Analisi di Fourier per forme d'onda periodiche.....	42
3.2.4.2	Distorsione della corrente di linea.....	43
3.2.4.3	Potenza e fattore di potenza .....	45
3.2.5	Comportamento di un induttore e di un condensatore .....	46
3.2.5.1	Valore medio di $V_L$ e $I_L$ a regime .....	47
3.3	Circuiti magnetici .....	49
3.3.1	Legge di Ampere .....	49
3.3.2	Regola della mano destra.....	50
3.3.3	Densità di flusso o campo $B$ .....	50
3.3.4	Continuità del flusso.....	51
3.3.5	Riluttanza e permeanza magnetica .....	52
3.3.6	Analisi di un circuito magnetico .....	54
3.3.7	Legge di Faraday della tensione indotta .....	54
3.3.8	Auto-induttanza $L$ .....	55
3.3.9	Trasformatori.....	56
3.3.9.1	Trasformatori con nucleo privo di perdite .....	56
3.3.9.2	Trasformatori ideali.....	58
3.3.9.3	Trasformatori con nuclei caratterizzati da isteresi .....	59
3.3.9.4	Induttanza di dispersione in per unit [p.u.] .....	61
3.4	Sommario .....	62
3.5	Problemi .....	62
3.6	Bibliografia.....	66
<b>4</b>	<b>Simulazione al computer di convertitori e sistemi elettronici</b>	
	<b>di potenza .....</b>	<b>67</b>
4.1	Introduzione.....	67
4.2	Punti critici nella simulazione al computer .....	68
4.3	Il processo di simulazione .....	69
4.3.1	Simulazione in anello aperto e su grande segnale .....	69
4.3.2	Modello per piccoli segnali (lineare) e progetto del regolatore ..	70
4.3.3	Anello chiuso, comportamento del sistema ai grandi segnali .....	70
4.3.4	Dettagli sulla commutazione .....	71
4.4	Tecniche di simulazione .....	71
4.4.1	Simulatori orientati al circuito.....	71

4.4.2 Risolutori di equazioni .....	71
4.4.3 Confronto tra simulatori orientati al circuito e risolutori di equazioni .....	72
4.5 Soluzioni tecniche per l'analisi nel dominio del tempo .....	72
4.5.1 Equazioni differenziali lineari .....	73
4.5.2 Metodo di integrazione trapezoidale .....	74
4.5.3 Equazioni differenziali non lineari [1] .....	76
4.6 Simulatori orientati al circuito, largamente usati .....	76
4.6.1 SPICE [3] .....	77
4.6.2 Programma di simulazione EMTP .....	79
4.6.3 Convenienza di PSpice e EMTP .....	80
4.7 Risolutori di equazioni .....	80
4.8 Sommario .....	83
4.9 Problemi .....	83
4.10 Bibliografia .....	84
 <b>Raddrizzatori a diodi a frequenza di linea: da alternata a continua senza controllo .....</b>	<b>85</b>
5.1 Introduzione .....	85
5.2 Concetti fondamentali sui raddrizzatori .....	86
5.2.1 Carico puramente resistivo .....	86
5.2.2 Carico induttivo .....	86
5.2.3 Carico con un generatore interno di tensione continua .....	89
5.3 Raddrizzatori monofase a ponte di diodi .....	89
5.3.1 Circuito idealizzato con $L_s = 0$ .....	90
5.3.2 Effetti di $L_s$ sulla commutazione della corrente .....	94
5.3.3 Tensione costante $v_d(t) = V_d$ sul lato corrente continua .....	99
5.3.3.1 Caratteristiche del raddrizzatore .....	101
5.3.4 Raddrizzatore reale a ponte di diodi .....	102
5.3.4.1 Calcolo analitico con correnti fortemente discontinue .....	103
5.3.4.2 Simulazione del circuito per condizioni di funzionamento generali .....	105
5.3.4.3 Distorsione della corrente di linea .....	106
5.3.4.4 Distorsione della tensione di linea .....	107
5.4 Raddrizzatore (monofase) con tensione raddoppiata .....	108
5.5 Effetto di un raddrizzatore monofase sulla corrente del neutro in sistemi trifase a quattro fili .....	109
5.6 Raddrizzatore trifase a ponte .....	112
5.6.1 Circuito idealizzato con $L_s = 0$ .....	112
5.6.2 Effetto di $L_s$ sulla commutazione della corrente .....	116
5.6.3 Tensione costante $v_d(t) = V_d$ sul lato continua .....	118
5.6.3.1 Distorsione nelle forme d'onda della corrente di linea .....	119
5.6.4 Raddrizzatore trifase reale a ponte di diodi .....	121
5.7 Confronto tra raddrizzatori monofase e trifase .....	121
5.8 Picchi di corrente e sovratensioni all'accensione .....	122
5.9 Considerazioni e rimedi per le armoniche della corrente di linea e per un basso fattore di potenza .....	123

5.10	Sommario .....	123
5.11	Problemi .....	124
5.11	Bibliografia.....	127
5.12	Appendice.....	128
<b>6</b>	<b>Raddrizzatori e inverter a frequenza di linea con controllo di fase: da alternata a continua controllata .....</b>	<b>133</b>
6.1	Introduzione.....	133
<del>6.2</del>	Circuiti con tiristori e loro controllo .....	136
6.2.1	Circuiti base con tiristori .....	136
6.2.2	Comando di gate del tiristore .....	137
6.2.3	Convertitori reali a tiristori .....	138
<del>6.3</del>	Convertitori monofase .....	138
6.3.1	Circuito ideale con $L_s = 0$ e $i_d(t) = I_d$ .....	138
6.3.1.1	Tensione sul lato in continua.....	141
6.3.1.2	Corrente di linea $i_s$ .....	141
6.3.1.3	Potenza, fattore di potenza e potenza reattiva .....	143
6.3.2	Effetti prodotti da $L_s$ .....	143
6.3.2.1	Corrente $i_s$ della linea di alimentazione .....	146
6.3.3	Convertitori reali a tiristori .....	146
6.3.3.1	Conduzione discontinua della corrente .....	148
6.3.4	Modalità di funzionamento da inverter .....	149
6.3.4.1	Avviamento dell'inverter.....	152
6.3.5	Forma d'onda della tensione ac (buchi e distorsioni nella tensione di linea).....	152
6.4	Convertitori trifase .....	153
6.4.1	Circuito ideale con $L_s = 0$ e $i_d(t) = I_d$ .....	153
6.4.1.1	Tensione sul lato dc .....	154
6.4.1.2	Correnti $i_a$ , $i_b$ e $i_c$ della linea di alimentazione .....	156
6.4.1.3	Potenza, fattore di potenza e potenza reattiva .....	158
6.4.2	Effetto di $L_s$ .....	158
6.4.2.1	Corrente $i_s$ nella linea di alimentazione .....	161
6.4.3	Convertitore reale .....	163
6.4.3.1	Conduzione discontinua della corrente .....	164
6.4.4	Modalità di funzionamento da inverter .....	164
6.4.4.1	Avviamento dell'inverter.....	165
6.4.5	Forma d'onda della tensione lato ac (buchi e distorsioni).....	165
6.4.5.1	Buchi di tensione.....	166
6.4.5.2	Distorsione della tensione .....	169
6.5	Altri convertitori trifase .....	170
6.6	Sommario .....	170
6.7	Problemi .....	171
6.8	Bibliografia.....	175
6.9	Appendice.....	175
<b>7</b>	<b>Convertitori dc-dc a commutazione .....</b>	<b>179</b>
7.1	Introduzione.....	179

7.2	Controllo dei convertitori dc-dc.....	180
7.3	Convertitore abbassatore ( <i>buck</i> ) .....	182
7.3.1	Modalità di conduzione continua .....	184
7.3.2	Confine tra conduzione continua e discontinua.....	186
7.3.3	Modalità di conduzione discontinua.....	186
7.3.3.1	Modalità di conduzione discontinua con $V_d$ costante .....	186
7.3.3.2	Modalità di conduzione discontinua con $V_o$ costante.....	188
7.3.4	Ripple della tensione di uscita.....	189
7.4	Convertitore elevatore ( <i>boost</i> ) .....	191
7.4.1	Modalità di conduzione continua .....	192
7.4.2	Confine tra conduzione continua e discontinua.....	192
7.4.3	Modalità di conduzione discontinua.....	194
7.4.4	Effetti degli elementi parassiti .....	197
7.4.5	Ripple della tensione d'uscita.....	197
7.5	Convertitore abbassatore-elevatore ( <i>buck-boost</i> ).....	198
7.5.1	Modalità di conduzione continua .....	199
7.5.2	Confine tra conduzione continua e discontinua.....	199
7.5.3	Modalità di conduzione discontinua.....	201
7.5.4	Effetto degli elementi parassiti .....	203
7.5.5	Ripple della tensione di uscita.....	204
7.6	Convertitore dc-dc di tipo Cúk .....	204
—7.7	Convertitore dc-dc a ponte ( <i>full-bridge</i> ).....	209
7.7.1	PWM con tensione bipolare .....	211
7.7.2	PWM con tensione unipolare .....	214
7.8	Confronto tra convertitori dc-dc .....	217
7.9	Sommario .....	218
7.10	Problemi .....	220
7.11	Bibliografia.....	222
<b>8</b>	<b>Inverter dc-ac a commutazione:</b>	
	<b>dc ↔ ac sinusoidale.....</b>	<b>223</b>
8.1	Introduzione.....	223
8.2	Concetti fondamentali sugli inverter .....	225
8.2.1	Commutazione con modulazione a larghezza d'impulso.....	226
8.2.1.1	$m_f$ piccolo ( $m_f \leq 21$ ) .....	232
8.2.1.2	$m_f$ grande ( $m_f > 21$ ).....	233
8.2.1.3	Sovramodulazione ( $m_a > 1.0$ ).....	233
8.2.2	Funzionamento a onda quadra.....	235
8.3	Inverter monofase .....	236
8.3.1	Inverter a mezzo ponte (monofase) .....	236
8.3.2	Inverter a ponte (monofase).....	237
8.3.2.1	PWM con tensione bipolare .....	237
8.3.2.2	PWM con tensione unipolare .....	242
8.3.2.3	Funzionamento a onda quadra .....	245
8.3.2.4	Controllo dell'uscita mediante cancellazione della tensione... ..	245
8.3.2.5	Sfruttamento delle valvole negli inverter a ponte.....	247
8.3.2.6	Ripple all'uscita di un inverter monofase.....	247

8.3.3	Inverter in configurazione push-pull .....	249
8.3.4	Sfruttamento delle valvole negli inverter monofase .....	251
8.4	Inverter trifase .....	253
8.4.1	PWM in un inverter trifase a tensione impressa .....	254
8.4.1.1	Modulazione in zona lineare ( $m_a \leq 1.0$ ) .....	256
8.4.1.2	Sovramodulazione ( $m_a > 1.0$ ) .....	256
8.4.2	Funzionamento a onda quadra negli inverter trifase .....	258
8.4.3	Sfruttamento delle valvole negli inverter trifase .....	259
8.4.4	Ripple nelle grandezze di uscita dell'inverter .....	260
8.4.5	Corrente $i_d$ del lato dc .....	263
8.4.6	Conduzione degli interruttori negli inverter trifase .....	263
8.4.6.1	Funzionamento a onda quadra .....	263
8.4.6.2	Funzionamento PWM .....	264
8.5	Effetti del tempo morto sulla tensione negli inverter PWM .....	266
8.6	Altre tecniche di commutazione per inverter .....	269
8.6.1	Commutazione con impulsi a onda quadra .....	269
8.6.2	Commutazione con eliminazione programmata delle armoniche (metodo degli angoli memorizzati) .....	270
8.6.3	Modulazione con regolazione della corrente ( <i>current mode</i> ) .....	272
8.6.3.1	Controllo a isteresi .....	272
8.6.3.2	Controllo a frequenza fissa .....	272
8.6.4	Schemi di commutazione che comprendono la neutralizzazione delle armoniche mediante modulazione e le connessioni di un trasformatore .....	272
8.7	Modalità di funzionamento come raddrizzatore .....	274
8.8	Sommario .....	275
8.9	Problemi .....	277
8.10	Bibliografia .....	279
9	<b>Convertitori risonanti:</b>	
	<b>commutazione a tensione zero e/o corrente zero .....</b>	<b>281</b>
9.1	Introduzione .....	281
9.1.1	Commutazione di una corrente induttiva .....	282
9.1.2	Commutazione a tensione zero e corrente zero .....	283
9.2	Classificazioni dei convertitori risonanti .....	285
9.2.1	Convertitori con risonanza lato carico ( <i>load-resonant</i> ) .....	285
9.2.2	Convertitori con risonanza relativa all'interruttore ( <i>resonant-switch</i> ) .....	286
9.2.3	Convertitori con risonanza lato dc ( <i>resonant-dc-link</i> ) .....	286
9.2.4	Convertitori con collegamento in alta frequenza a semiperiodi ..	286
9.3	Concetti fondamentali sui circuiti risonanti .....	286
9.3.1	Circuiti con risonanza di tipo serie .....	286
9.3.1.1	Circuito risonante serie non smorzato .....	286
9.3.1.2	Circuito risonante serie con condensatore in parallelo al carico .....	288
9.3.1.3	Risposta in frequenza di un circuito risonante serie .....	289

9.3.2 Circuiti con risonanza di tipo parallelo .....	290
9.3.2.1 Circuito risonante parallelo non smorzato .....	290
9.3.2.2 Risposta in frequenza del circuito risonante di tipo parallelo...	290
9.4 Convertitori con risonanza lato carico ( <i>load-resonant</i> ) .....	291
9.4.1 Convertitori dc-dc risonanti con carico in serie (SLR).....	292
9.4.1.1 Modalità di conduzione discontinua con $\omega_s < (1/2) \omega_0$ .....	293
9.4.1.2 Modalità di conduzione continua con $(1/2) \omega_0 < \omega_s < \omega_0$ .....	294
9.4.1.3 Modalità di conduzione continua con $\omega_s > \omega_0$ .....	295
9.4.1.4 Caratteristiche di funzionamento in regime permanente.....	296
9.4.1.5 Controllo dei convertitori dc-dc SLR .....	298
9.4.2 Convertitori dc-dc risonanti con carico in parallelo .....	298
9.4.2.1 Modalità discontinua di funzionamento.....	300
9.4.2.2 Modalità continua di funzionamento al di sotto di $\omega_0$ .....	300
9.4.2.3 Modalità continua di funzionamento al di sopra di $\omega_0$ .....	302
9.4.2.4 Caratteristiche di funzionamento in regime permanente.....	302
9.4.3 Convertitori dc-dc risonanti ibridi .....	303
9.4.4 Inverter a corrente impressa con risonanza di tipo parallelo, per riscaldamento a induzione .....	304
9.4.4.1 Avviamento .....	306
9.4.5 Convertitori in classe E.....	306
9.5 Convertitori con risonanza relativa all'interruttore ( <i>resonant-switch</i> )..	309
9.5.1 Convertitori risonanti ZCS .....	311
9.5.2 Convertitori risonanti ZVS .....	316
9.5.3 Confronto tra topologie ZCS e ZVS.....	317
9.6 Topologie con commutazione a tensione zero e tensione limitata (ZVC-CV) .....	317
9.6.1 Convertitori dc-dc ZVS-CV .....	318
9.6.2 Inverter dc-ac ZVS-CV .....	320
9.6.3 Convertitore dc-dc ZVS-CV con cancellazione della tensione.....	321
9.7 Inverter con risonanza lato dc ( <i>resonant-dc-link</i> ) con commutazioni a tensione zero .....	321
9.8 Convertitori a mezzo periodo con collegamento in alta frequenza .....	327
9.9 Sommario .....	329
9.10 Problemi .....	329
9.11 Bibliografia.....	333
<b>10 Alimentatori switching in continua .....</b>	<b>337</b>
10.1 Introduzione.....	337
10.2 Alimentatori lineari .....	337
10.3 Generalità sugli alimentatori switching.....	339
10.4 Convertitori dc-dc con isolamento galvanico .....	341
10.4.1 Introduzione ai convertitori dc-dc con isolamento .....	341
10.4.1.1 Eccitazione unidirezionale del nucleo .....	341
10.4.1.2 Eccitazione bidirezionale del nucleo .....	342
10.4.1.3 Rappresentazione del trasformatore di isolamento.....	342
10.4.1.4 Controllo dei convertitori dc-dc con isolamento galvanico .....	343



10.4.2	Convertitori <i>flyback</i> (derivati da convertitori <i>buck-boost</i> ) .....	343
10.4.2.1	Altre topologie di convertitori <i>flyback</i> .....	347
10.4.3	Convertitori <i>forward</i> (derivati da convertitori abbassatori- <i>step-down</i> ) .....	348
10.4.3.1	Altre topologie di convertitori <i>forward</i> .....	351
10.4.4	Convertitori <i>push-pull</i> (derivati dai convertitori abbassatori) .....	351
10.4.5	Convertitore a mezzo ponte (derivato dal convertitore abbassatore) .....	354
10.4.6	Convertitore a ponte (derivato dal convertitore abbassatore) .....	355
10.4.7	Convertitori dc-dc a corrente impressa .....	357
10.4.8	Scelta del nucleo del trasformatore nei convertitori dc-dc con isolamento galvanico .....	358
10.5	Controllo degli alimentatori switching .....	361
10.5.1	Linearizzazione dello stadio di potenza con filtro di uscita, con metodo <i>state-space averaging</i> per ottenere $\tilde{v}_o(s)/\tilde{d}(s)$ .....	362
10.5.2	Funzione di trasferimento $\tilde{d}(s)/\tilde{v}_c(s)$ del modulatore diretto del duty cycle a larghezza d'impulso .....	371
10.5.3	Taratura del sistema di retroazione usando un modulatore diretto del duty cycle a larghezza d'impulso .....	373
10.5.4	Controllo <i>feed forward</i> PWM della tensione .....	377
10.5.5	Controllo in corrente .....	378
10.5.6	Controllo digitale con modulazione a larghezza di impulso ...	382
10.6	Protezione degli alimentatori .....	382
10.6.1	Avviamento graduale ( <i>soft start</i> ) .....	383
10.6.2	Protezione in tensione .....	383
10.6.3	Limitazione della corrente .....	383
10.6.3.1	Limitazione " <i>foldback</i> " della corrente .....	384
10.7	Isolamento galvanico dell'anello di retroazione .....	385
10.8	Rispetto delle specifiche negli alimentatori .....	388
10.8.1	Filtro d'ingresso .....	388
10.8.2	Ponte raddrizzatore all'ingresso .....	389
10.8.3	Capacità del condensatore di ingresso e tempo di mantenimento .....	389
10.8.4	Limitazione del picco di corrente (sovracorrente) all'accensione iniziale .....	389
10.8.5	Resistenza equivalente serie del condensatore del filtro di uscita .....	390
10.8.6	Raddrizzatore sincrono per migliorare il rendimento energetico.	390
10.8.7	Uscite multiple .....	390
10.8.8	Considerazioni sulle interferenze elettromagnetiche .....	390
10.9	Sommario .....	391
10.10	Problemi .....	391
10.11	Bibliografia .....	395

<b>11 Dispositivi per la qualità dell'energia e gruppi di continuità.....</b>	<b>397</b>
11.1 Introduzione.....	397
11.2 Disturbi sulla linea elettrica .....	397
11.2.1 Tipi di disturbi .....	397
11.2.2 Sorgenti di disturbo .....	398
11.2.3 Effetti sulle apparecchiature sensibili.....	399
11.3 Dispositivi per la qualità dell'energia ( <i>Power Conditioner</i> ).....	400
11.4 Gruppi di continuità (UPS).....	401
11.4.1 Raddrizzatore.....	402
11.4.2 Batterie .....	403
11.4.3 Inverter .....	404
11.4.4 Commutatore statico di bypass.....	407
11.5 Sommario .....	408
11.6 Problemi .....	408
11.7 Bibliografia.....	409
<b>12 Applicazioni in ambito domestico e industriale .....</b>	<b>411</b>
12.1 Introduzione.....	411
12.2 Applicazioni in ambito domestico.....	411
12.2.1 Riscaldamento degli ambienti e condizionamento dell'aria.....	411
12.2.2 Illuminazione a fluorescenza ad alta frequenza.....	412
12.2.3 Cottura a induzione.....	416
12.3 Applicazioni industriali .....	416
12.3.1 Riscaldamento a induzione.....	416
12.3.2 Saldatura elettrica .....	418
12.3.3 Controllori a numero intero di semiperiodi .....	419
12.4 Sommario .....	419
12.5 Problemi .....	420
12.6 Bibliografia.....	421
<b>13 Applicazioni per le reti elettriche.....</b>	<b>423</b>
13.1 Introduzione.....	423
13.2 Trasmissione in continua ad alta tensione.....	423
13.2.1 Convertitori a frequenza di linea a dodici impulsi.....	425
13.2.2 Potenza reattiva assorbita dal convertitore .....	428
13.2.2.1 Modalità di funzionamento da raddrizzatore .....	428
13.2.2.2 Modalità di funzionamento da inverter.....	429
13.2.3 Controllo dei convertitori HVDC .....	431
13.2.4 Filtri per le armoniche e condensatori per la correzione del fattore di potenza .....	433
13.2.4.1 Filtri per le armoniche sul lato dc .....	433
13.2.4.2 Filtri per le armoniche sul lato alternata e condensatori per la correzione del fattore di potenza.....	434
13.3 Compensatori statici .....	435
13.3.1 Induttori controllati da tiristori .....	437
13.3.2 Condensatori commutati da tiristori .....	439
13.3.3 Controllo istantaneo di potenza reattiva mediante l'uso di convertitori switching con minimo accumulo di energia.....	439

13.4	Interconnessione di sorgenti di energia rinnovabile e di sistemi di immagazzinamento di energia con la rete elettrica .....	441
13.4.1	Interconnessione di array fotovoltaici .....	441
13.4.1.1	Interconnessione monofase.....	442
13.4.1.2	Interconnessione trifase .....	443
13.4.2	Interconnessione per impianti di produzione eolica e di piccola produzione idroelettrica .....	443
13.4.3	Interfaccia Minnesota: una nuova topologia di interfaccia verso la rete per sistemi fotovoltaici, eolici e per celle a combustibile .....	444
13.4.4	Interconnessione di sistemi di immagazzinamento dell'energia per livellare i carichi elettrici .....	444
13.5	Filtri attivi .....	446
13.6	Sommario .....	447
13.7	Problemi .....	447
13.8	Bibliografia.....	448
<b>14</b>	<b>Ottimizzazione dell'interfaccia tra la rete elettrica ed i sistemi elettronici di potenza.....</b>	<b>451</b>
14.1	Introduzione.....	451
14.2	Generazione delle armoniche di corrente.....	452
14.3	Armoniche di corrente e fattore di potenza .....	453
14.4	Standard e raccomandazioni per le armoniche.....	454
14.5	Necessità di migliorare l'interfaccia elettrica.....	456
14.6	Miglioramenti nell'interfaccia con alimentazione monofase .....	457
14.6.1	Circuiti passivi.....	457
14.6.2	Imposizione della forma d'onda di corrente della linea di ingresso .....	458
14.6.3	Interfaccia per un flusso bidirezionale di potenza .....	464
14.7	Miglioramento dell'interfaccia verso la rete trifase .....	469
14.7.1	Raddrizzatore Minnesota.....	470
14.8	Interferenza elettromagnetica.....	470
14.8.1	Generazione di interferenze elettromagnetiche (EMI).....	471
14.8.2	Norme EMI.....	472
14.8.3	Riduzione dell'EMI.....	472
14.9	Sommario .....	473
14.10	Problemi .....	474
14.11	Bibliografia.....	474
	<b>Indice analitico.....</b>	<b>477</b>

# Prefazione

Il testo, alla sua terza edizione, è usato in molte università a livello mondiale.

L'impostazione dei capitoli, organizzata seguendo una visione generale, consente di inquadrare correttamente e di comprendere sia i principi generali, sia le problematiche applicative dell'Elettronica di potenza, con particolare riferimento al range di potenza fino a 500 kW.

La crescente disponibilità di componenti integrati a semiconduttore in grado di svolgere sofisticate funzioni di elaborazione ha favorito lo sviluppo di un mercato in continua espansione, che offre agli ingegneri specializzati in tale ambito numerose e affascinanti prospettive.

L'opera, organizzata in 14 capitoli, è virtualmente suddivisa in quattro parti.

La prima (capp. 1, 2, 3, 4), dopo una introduzione generale all'Elettronica di potenza, ne richiama i concetti fondamentali, con particolare riferimento ad alcuni principi sui circuiti elettrici e magnetici. Segue una descrizione relativa alla simulazione al computer del comportamento dei sistemi elettronici di potenza.

La seconda (capp. 5, 6, 7, 8, 9) discute le funzioni generali dei sottosistemi dell'Elettronica di potenza – raddrizzatori, inverter, convertitori, facendo uso di modelli ideali dei componenti elettronici. Tale approccio consente al lettore di focalizzare maggiormente l'attenzione sulle topologie e sulle rispettive applicazioni.

La terza (capp. 10, 11), di carattere applicativo, illustra le problematiche relative agli alimentatori switching, ai dispositivi per la qualità dell'energia e ai gruppi di continuità.

La quarta (capp. 12, 13, 14) richiama alcune soluzioni in ambito civile e industriale realizzate con l'elettronica di potenza, introduce il problema della trasmissione di energia elettrica ad alta tensione in corrente continua e discute i problemi di ottimizzazione dell'interfaccia tra la rete elettrica ed i sistemi dell'elettronica di potenza.



# 1

## Sistemi di elettronica di potenza

### 1.1 Introduzione

A grandi linee, il compito dell'elettronica di potenza è quello di gestire e controllare il flusso di energia elettrica fornendo tensioni e correnti in una forma che si addice in modo ottimale ai carichi utilizzatori. La fig. 1.1 rappresenta lo schema a blocchi di un sistema di elettronica di potenza. L'alimentazione di questo sistema di potenza proviene, di solito (ma non sempre), da una linea elettrica monofase o trifase avente una frequenza di 50 o 60 Hz.

Lo sfasamento tra la tensione e la corrente di ingresso dipende dalla topologia e dal sistema di controllo del sistema di conversione. L'uscita (tensione, corrente, frequenza e numero di fasi) è adattata alle esigenze del carico.

Considerando l'uscita del sistema di potenza come un generatore di tensione, la corrente d'uscita e lo sfasamento tra questa e la tensione dipendono dalle caratteristiche del carico. Normalmente un controllore, in anello chiuso, confronta l'uscita del sistema di conversione con un valore desiderato (riferimento) e l'errore tra i due è reso minimo dal controllore stesso.

Il flusso della potenza attraverso questo sistema può essere reversibile, in modo da scambiare i ruoli di ingresso e uscita.

Negli ultimi anni, il campo dell'elettronica di potenza ha avuto un ampio sviluppo dovuto al concorso di differenti fattori. Il regolatore rappresentato nello schema a blocchi della fig. 1.1 è composto da un circuito integrato lineare o da un DSP (*Digital Signal Processor*). I rivoluzionari miglioramenti nelle metodologie della microelettronica hanno condotto allo sviluppo di questi controllori. I progressi nella tecnologia di fabbricazione dei semiconduttori hanno permesso di incrementare sia le prestazioni in tensione e corrente, sia la frequenza di commutazione dei componenti di potenza a semiconduttore presenti nel sistema di conversione della fig. 1.1.

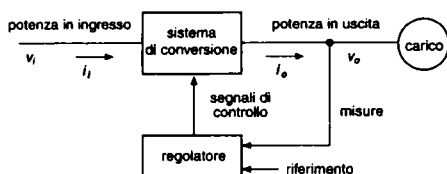


Fig. 1.1 Schema a blocchi di un sistema di elettronica di potenza.

Nello stesso tempo, il mercato dell'elettronica di potenza si è espanso in modo significativo. Negli Stati Uniti le compagnie elettriche prevedono che negli anni 2000 più del 50% dei carichi elettrici possano essere alimentati da sistemi di elettronica di potenza analoghi a quello rappresentato nella fig. 1.1.

Questa crescita del mercato potrebbe essere ancora più grande in altre parti del mondo dove il costo dell'energia elettrica è molto più alto che negli Stati Uniti. Alcune applicazioni dell'elettronica di potenza vengono presentate nel paragrafo 1.3.

## 1.2 Elettronica di potenza ed elettronica lineare

In ogni processo di conversione di potenza, come mostrato nello schema a blocchi della fig. 1.1, è importante limitare le perdite, e quindi avere un elevato rendimento energetico, per due ragioni: il costo dell'energia non utilizzata e la difficoltà di asportare il calore dovuto all'energia dissipata.

Altra importante considerazione è la riduzione delle dimensioni, del peso e dei costi. Mediante l'elettronica lineare, dove i dispositivi a semiconduttore lavorano nella zona lineare (attiva) e un trasformatore a frequenza di rete assicura l'isolamento elettrico, nella maggior parte dei sistemi non si raggiungono questi obiettivi.

Ad esempio, prendiamo in considerazione l'alimentatore in continua (dc: *direct current*) della fig. 1.2a che fornisce a un carico una tensione regolata  $V_o$ . La tensione di ingresso può avere un valore tipico di 120 o 240 V e quella di uscita può essere, ad esempio, 5 V.

Si richiede un isolamento elettrico tra ingresso e uscita. In un alimentatore lineare, un trasformatore a frequenza di rete provvede a tale isolamento e abbassa la tensione della linea.

Il raddrizzatore converte la corrente alternata (ac: *alternate current*) di uscita dell'avvolgimento a bassa tensione del trasformatore in corrente continua (dc). Il condensatore di filtro riduce il ripple della tensione continua  $v_d$ . La fig. 1.2b mostra la forma d'onda  $v_d$ , che dipende dall'ampiezza della tensione di linea (di solito il suo valore rientra in un intervallo di  $\pm 10\%$  del valore nominale).

Il rapporto spire del trasformatore deve essere scelto in modo tale che il valore minimo della tensione di ingresso  $v_d$  sia più grande di quello  $V_o$  desiderato all'uscita. In relazione al campo di variazione della tensione di ingresso mostrato nella fig. 1.2b, un transistor è pilotato per sostenere la differenza di tensione tra  $v_d$  e  $V_o$  e in questo modo si provvede a regolare la tensione di uscita. Il transistor funziona nella zona attiva come un resistore variabile e ne consegue un basso rendimento energetico. Inoltre il trasformatore a frequenza di rete è relativamente ingombrante e pesante.

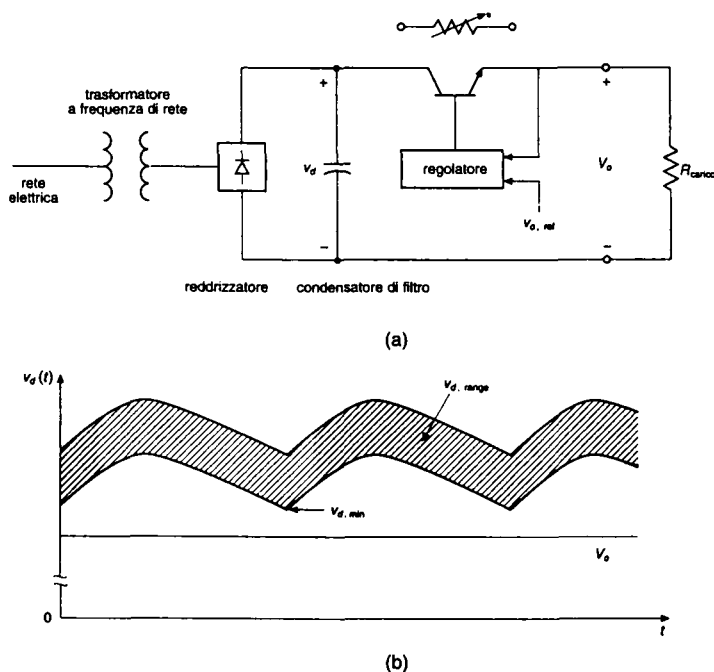


Fig. 1.2 Alimentatore lineare in continua.

Nell'elettronica di potenza, la regolazione della tensione e l'isolamento elettrico sono ottenuti, ad esempio, mediante il circuito mostrato nella fig. 1.3a. In questo sistema la tensione di linea è convertita in una tensione di uscita continua  $v_d$  senza usare un trasformatore alla frequenza di rete.

Facendo funzionare il transistor come un interruttore (cioè completamente *on* o completamente *off*) a una frequenza di commutazione  $f_s$  piuttosto elevata, per esempio a 300 kHz, la tensione continua  $v_d$  è convertita in una tensione alternata con la frequenza uguale a quella di commutazione.

Ciò permette di usare un trasformatore ad alta frequenza per abbassare la tensione e per ottenere l'isolamento elettrico. Nell'intento di semplificare il circuito per analizzarlo, si può iniziare ponendo all'ingresso una tensione continua  $v_d$  e tralasciando il trasformatore, con il risultato di avere il circuito equivalente rappresentato nella fig. 1.3b.

È sufficiente, per ora (il circuito sarà analizzato in modo completo nei capitoli 7 e 10), affermare che l'insieme transistor-diodo può essere rappresentato con un ipotetico interruttore a due posizioni, mostrato nella fig. 1.4a (a condizione che sia  $i_L(t) > 0$ ).

L'interruttore è in posizione *a* durante il tempo  $t_{on}$ , quando il transistor è in stato *on* e in posizione *b* quando il transistor è in stato *off* durante il tempo  $t_{off}$ . Di conseguenza  $v_{oi}$  è uguale rispettivamente a  $v_d$  nel tempo  $t_{on}$  ed è uguale a zero nel tempo  $t_{off}$ , come si vede nella fig. 1.4b.



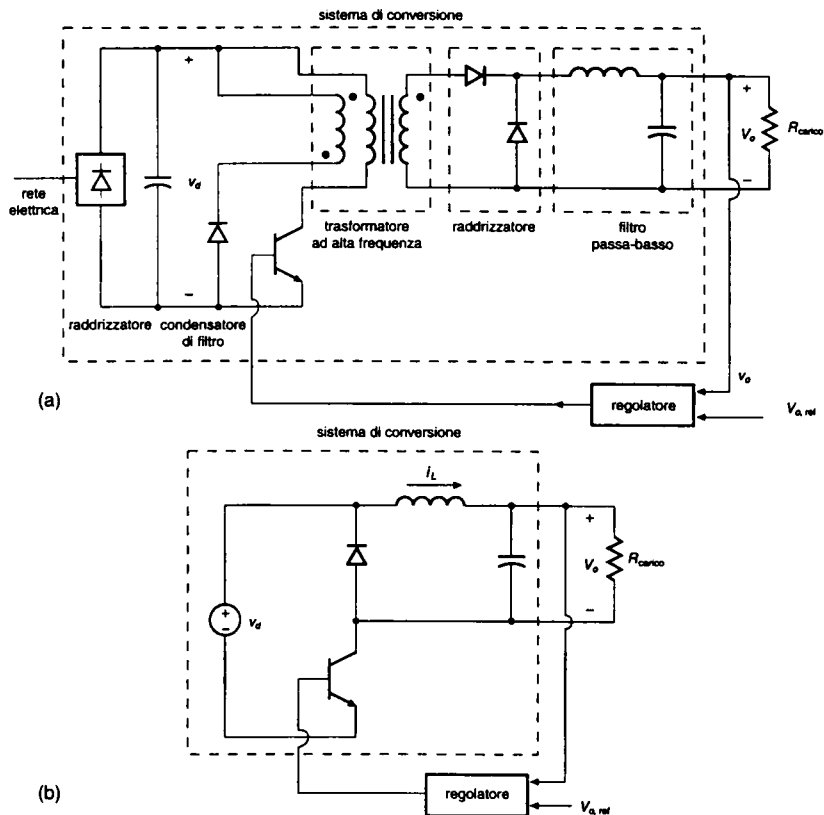


Fig. 1.3 Alimentatore statico (*switching*) in continua.

Poniamo

$$v_{oi}(t) = V_{oi} + v_{ripple}(t) \quad (1.1)$$

dove  $V_{oi}$  è il valore medio (componente continua) di  $v_{oi}$  e  $v_{ripple}(t)$  è la tensione istantanea di ripple, che ha un valore medio uguale a zero; essa è mostrata nella fig. 1.4c.

Gli elementi  $L$ - $C$  (induttore e condensatore) formano un filtro passa-basso, che riduce il ripple nella tensione di uscita e lascia passare solo il valore medio della tensione di ingresso, per cui si ha

$$V_o = V_{oi} \quad (1.2)$$

dove  $V_o$  è il valore medio della tensione di uscita. Dall'andamento ripetitivo della forma d'onda della fig. 1.4b, si vede che

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{oi} dt = \frac{t_{on}}{T_s} v_d \quad (1.3)$$

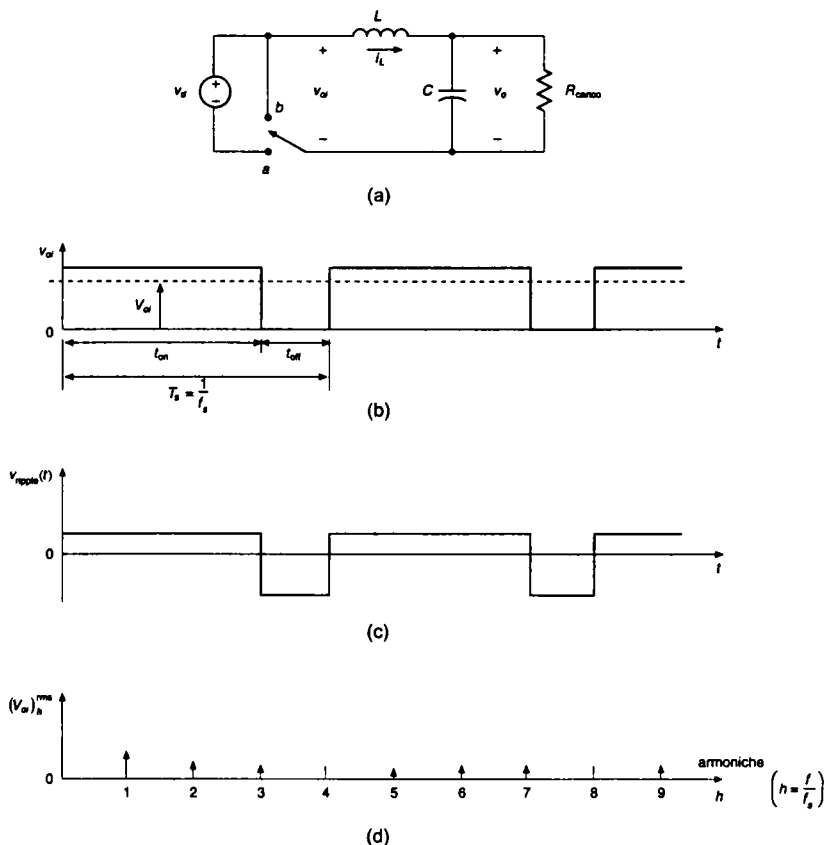


Fig. 1.4 Circuito equivalente, forme d'onda e spettro in frequenza dell'alimentatore della fig. 1.3.

Quando la tensione d'ingresso  $v_d$  cambia nel tempo, l'eq. 1.3 mostra che è possibile regolare  $V_o$  al valore desiderato controllando il rapporto  $t_{on}/T_s$ , che prende il nome di fattore di utilizzazione (*duty cycle*)  $D$  dell'interruttore. Di solito  $T_s (=1/f_s)$  è tenuto costante e viene regolato  $t_{on}$ .

Esistono parecchie caratteristiche degne di nota. Poiché il transistor lavora come un interruttore, completamente on o completamente off, la potenza persa è minima. Esiste certamente una perdita di energia ogni volta che il transistor passa da uno stato all'altro attraversando la sua zona attiva (questo argomento sarà discusso nel capitolo 2).

Inoltre, l'energia persa a causa delle commutazioni è direttamente proporzionale alla frequenza di commutazione.

Questa perdita di commutazione è normalmente molto inferiore a quella che si ha negli alimentatori con regolazione lineare. Con frequenze di commutazione elevate, il

trasformatore e i componenti del filtro hanno peso e dimensioni assai inferiori a quelli che lavorano a frequenza di rete. Volendo analizzare il ruolo delle alte frequenze di commutazione, è possibile calcolare il contenuto armonico della forma d'onda di  $v_{oi}$  mediante l'analisi di Fourier (si veda il problema 1.3 e la successiva discussione nel capitolo 3) e rappresentarlo come mostrato nella fig. 1.4d.

Si dimostra che  $v_{oi}$  è composta da un valore medio di tensione (componente continua) e da componenti armoniche che hanno una frequenza multipla di quella di commutazione  $f_s$ .

Se questa è elevata, le componenti alternate possono essere eliminate con facilità con un piccolo filtro per ottenere la tensione continua desiderata.

La scelta della frequenza di commutazione è determinata da un compromesso tra le perdite di commutazione nel transistor, che crescono con l'aumentare della frequenza, e il costo del trasformatore e del filtro, che invece diminuisce.

Poiché oggi sono disponibili transistori con elevata frequenza di commutazione, questa può essere innalzata, riducendo così la dimensione del trasformatore e quella del filtro a parità di perdite di commutazione.

Una importante osservazione sul circuito a commutazione descritto in precedenza è che sia l'ingresso, sia l'uscita sono in tensione continua, come nell'alimentatore lineare.

Sono usate alte frequenze di commutazione per realizzare la forma d'onda dell'uscita, che in questo caso è continua. In molte applicazioni, l'uscita è una forma d'onda sinusoidale a bassa frequenza.

### 1.3 Obiettivi e applicazioni

L'espansione della domanda del mercato riguardante l'elettronica di potenza è stata una conseguenza di parecchi fattori, discussi qui di seguito (si veda anche il riferimento bibliografico [3]).

- 1) Alimentatori statici in corrente continua e gruppi di continuità (*switch-mode (dc) power supplies* – UPS: *Uninterruptible Power Supply*). Progressi nella tecnologia microelettronica hanno condotto allo sviluppo dei computer, degli apparati di comunicazione e dei dispositivi elettronici di largo consumo che richiedono alimentatori di potenza regolabili e, sovente anche alimentatori che devono garantire la continuità dell'alimentazione.
- 2) Risparmio energetico (*energy conservation*). L'aumento dei costi dell'energia e l'interesse per la protezione dell'ambiente hanno indotto a dare priorità al risparmio energetico. Una delle applicazioni dell'elettronica di potenza riguarda le lampade fluorescenti che funzionano ad alta frequenza (ad esempio al di sopra di 20 kHz) per avere un elevato rendimento. Un'altra opportunità per un consistente risparmio di energia si ha (si veda il problema 1.7) nei sistemi con motori che azionano pompe e compressori [4]. In un sistema convenzionale di pompaggio, mostrato nella fig. 1.5a, la pompa lavora ad una velocità costante e la sua portata è controllata agendo sulla valvola di regolazione. Questa tecnica comporta una perdita significativa di potenza, dovuta alla valvola che riduce la portata, mentre la potenza prelevata dalla rete elettrica rimane essenzialmente uguale a quella che si ha con la portata massima. Questa perdita di potenza è eliminata nel sistema della fig. 1.5b, nel quale un azionamento elettrico a velocità variabile adatta la velocità della pompa ad un valore appropriato a fornire la portata desiderata.

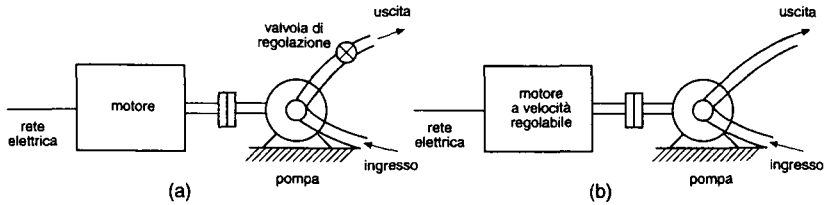


Fig. 1.5 Risparmio energetico: (a) comando tradizionale, (b) azionamento a velocità variabile.

Come sarà discusso nel capitolo 14 (in combinazione con il capitolo 8), la velocità del motore può essere regolata in modo efficiente usando l'elettronica di potenza. Le pompe di calore e i condizionatori d'aria in cui è possibile modulare le caratteristiche, sono esempi di applicazione dell'elettronica di potenza per ottenere un risparmio di energia.

- 3) Controllo di processo e automazione industriale (*process control and factory automation*). C'è una crescente domanda per le migliori prestazioni offerte da pompe e compressori

Tab. 1.1 Applicazioni dell'elettronica di potenza.

<p>(a) <i>Ambito residenziale</i>            Refrigerazione e celle frigorifere            Riscaldamento ambientale            Condizionamento dell'aria            Cottura            Illuminazione            Dispositivi elettronici (personal computer e apparecchi per entertainment)</p>	<p>Caricabatterie per veicoli elettrici            Locomotori elettrici            Tram, filobus            Metropolitane            Elettronica per autoveicoli (compreso controllo motore endotermico)</p>
<p>(b) <i>Ambito commerciale</i>            Riscaldamento, ventilazione e condizionamento dell'aria            Refrigerazione centralizzata            Illuminazione            Computer e strumentazione da ufficio            Gruppi di continuità            Ascensori e montacarichi</p>	<p>(e) <i>Sistemi per servizi</i>            Trasmissione dell'energia elettrica in continua, ad alta tensione (HVDC: <i>High Voltage Direct Current</i>)            Dispositivi statici per rifasamento (SVC: <i>Static Var Compensation</i>)            Sorgenti supplementari di energia (eoliche, fotovoltaiche), pile a combustibile            Batterie di accumulatori            Ventilatori per dispositivi di aspirazione e pompe di alimentazione dell'acqua per caldaie</p>
<p>(c) <i>Ambito industriale</i>            Pompe            Compressori            Aeratori e ventilatori            Macchine utensili (robot)            Forni ad arco, forni a induzione            Illuminazione            Laser industriali            Riscaldamento a induzione            Saldatura</p>	<p>(f) <i>Industria aerospaziale</i>            Sistemi di alimentazione per navette spaziali            Sistemi di potenza per satelliti            Sistemi di potenza per aeromobili</p>
<p>(d) <i>Mezzi di trasporto</i>            Controllo della trazione dei veicoli elettrici</p>	<p>(g) <i>Telecomunicazioni</i>            Caricabatterie            Alimentatori (dc e UPS)</p>

dotati di azionamenti e velocità variabile, nei controlli di processo. Nelle fabbriche automatizzate i robot sono alimentati da servozionamenti (controllati in velocità e in posizione). Occorre ricordare che la disponibilità dei calcolatori di processo è un elemento significativo nella realizzazione dei controlli di processo e dell'automazione industriale.

- 4) Trasporti (*transportation*). In molti paesi, da lungo tempo, sono in uso treni a trazione elettrica. Ora c'è anche la possibilità di usare veicoli elettrici in ampie zone metropolitane per ridurre lo smog e l'inquinamento. Questi veicoli richiedono l'uso di caricatorie che utilizzano l'elettronica di potenza.
- 5) Applicazioni elettriche (*electro-technical applications*). Comprendono apparati per saldatura, galvanoplastica e riscaldamento a induzione.
- 6) Applicazioni relative ai servizi (*utility-related applications*). Una di queste applicazioni si trova nella trasmissione della potenza elettrica con linee ad alta tensione in continua (HVDC: *High-Voltage Direct-Current*). All'inizio della linea di trasmissione, la tensione e la corrente alla frequenza di rete sono convertite in tensione e corrente continua. Questa poi è riconvertita alla frequenza di rete nel punto di utilizzazione al termine della linea. L'elettronica di potenza sta avendo un ruolo significativo da quando le compagnie elettriche provano a utilizzare le reti di trasmissione esistenti per una più elevata capacità [5]. Potenzialmente, un vasto campo di applicazione riguarda l'interconnessione di sistemi di generazione fotovoltaici ed eolici con le grandi reti di distribuzione.

La tab. 1.1 elenca alcune applicazioni che coprono un ampio range di potenza, compreso tra poche decine di watt e parecchie centinaia di megawatt. Con il miglioramento delle prestazioni e con la diminuzione dei costi dei dispositivi, si prevede che un numero sempre maggiore di sistemi userà l'elettronica di potenza.

## 1.4 Classificazione dei sistemi di conversione di potenza e dei convertitori

### 1.4.1 Sistemi di conversione

Per uno studio sistematico dell'elettronica di potenza, è utile catalogare i sistemi di conversione, come quello rappresentato nella fig. 1.1, in base alla forma o alla frequenza del segnale di ingresso e di uscita. Nella maggior parte dei sistemi elettronici di potenza l'ingresso proviene da una linea elettrica. In funzione delle applicazioni, l'uscita verso il carico può avere una delle seguenti forme:

- 1) continua (dc)
  - (a) ampiezza regolata (costante)
  - (b) ampiezza regolabile
- 2) alternata (ac)
  - (a) frequenza costante, ampiezza regolabile
  - (b) ampiezza e frequenza regolabili

La linea elettrica e il carico in corrente alternata, indipendenti l'uno dall'altro, possono essere sia monofase, sia trifase.

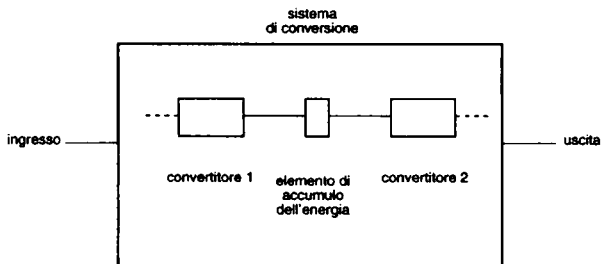


Fig. 1.6 Schema a blocchi di un sistema per la conversione della potenza.

Di solito la potenza fluisce dalla linea posta in ingresso verso il carico connesso con l'uscita, ma vi sono anche delle eccezioni. Per fare un esempio, in un sistema fotovoltaico interfacciato con la rete di distribuzione, la potenza fluisce dalle celle fotovoltaiche (sorgente di corrente continua) alla linea in corrente alternata (come uscita). In alcuni sistemi la direzione del flusso di potenza è reversibile, in relazione alle condizioni operative.

#### 1.4.2 Convertitori di potenza

Il sistema di conversione della fig. 1.1 viene in genere realizzato con più stadi (come mostrato nella fig. 1.6) le cui azioni sono, istante per istante, disaccoppiate da elementi capaci di immagazzinare energia, come i condensatori e gli induttori. Quindi, la potenza istantanea di ingresso non è uguale a quella istantanea di uscita.

Daremo a ogni stadio di conversione il nome di *convertitore*. Così il convertitore è il modulo base dei sistemi dell'elettronica di potenza.

Esso utilizza dispositivi di potenza a semiconduttore controllati da segnali elettrici, generati da circuiti integrati, ed eventualmente da elementi capaci di immagazzinare energia come l'induttore e il condensatore.

Con riferimento alla frequenza della tensione sui due lati, i convertitori possono essere suddivisi nelle seguenti categorie:

- 1) alternata-continua (ac-dc)
- 2) continua-alternata (dc-ac)
- 3) continua-continua (dc-dc)
- 4) alternata-alternata (ac-ac)

Useremo generalmente la denominazione di convertitore per fare riferimento a un singolo stadio di conversione che può compiere ciascuna delle funzioni sopra indicate.

Per essere più specifici, in una conversione ac-dc e dc-ac il convertitore prende il nome di *raddrizzatore* quando la potenza media fluisce dal lato ac verso quello dc, mentre prende il nome di *inverter* quando essa fluisce dal lato dc verso quello ac. In realtà il flusso di potenza attraverso il convertitore può essere reversibile. In questo caso, come mostrato nella fig. 1.7, ci riferiamo al convertitore come raddrizzatore o come inverter in funzione del suo modo di operare.

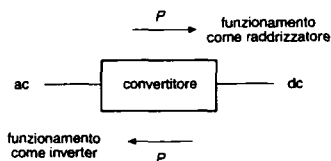


Fig. 1.7 Convertitore ac-dc.

Per fare un esempio, pensiamo che il sistema della fig. 1.6 rappresenti lo schema a blocchi di un azionamento a velocità variabile di un motore in alternata.

Come si vede nella fig. 1.8, esso comprende due convertitori: il convertitore 1 lavora come raddrizzatore e converte la tensione alternata a frequenza di rete in tensione continua, mentre il convertitore 2 lavora come inverter e converte la tensione continua in tensione alternata, della quale possono essere regolate sia la frequenza, sia l'ampiezza.

Nel funzionamento normale (dominante) la potenza fluisce dalla rete verso il carico, costituito da un motore.

Durante la frenatura del motore con recupero di energia, il flusso di potenza inverte direzione (dal motore alla rete elettrica): in questo caso il convertitore 2 funziona come raddrizzatore e il convertitore 1 come inverter.

Come detto in precedenza, un condensatore, che è un dispositivo capace di immagazzinare energia, è posto tra i due convertitori per disaccoppiare istante per istante, il loro modo di lavorare.

Per comprendere meglio i convertitori possiamo classificarli secondo il modo con il quale i loro componenti commutano.

Ci sono tre possibilità, illustrate qui di seguito.

- 1) Convertitori a frequenza di rete (a commutazione naturale) [*line frequency (naturally commutated) converters*], nei quali la tensione di rete presente a uno dei due lati facilita il disinnescamento del dispositivo a semiconduttore. In modo analogo, il dispositivo è innescato in sincronismo con la tensione di linea. Pertanto il dispositivo commuta alla frequenza di rete di 50 o 60 Hz.
- 2) Convertitori switching (a commutazione forzata) [*switching (forced-commutated) converters*], nei quali gli interruttori comandabili del convertitore vengono aperti e chiusi con frequenze che sono molto più alte della frequenza di rete. Nonostante l'elevata frequenza di commutazione del convertitore, la sua uscita può essere a corrente continua oppure avere una frequenza paragonabile a quella della rete. Come nota marginale si può dire che in un convertitore a commutazione forzata, se l'ingresso può apparire come una sorgente di tensione, l'uscita può apparire come una sorgente di corrente, o viceversa.
- 3) Convertitori risonanti e quasi risonanti (*resonant and quasi-resonant converters*), nei quali gli interruttori comandabili si aprono e si chiudono al passaggio per lo zero della tensione o della corrente.

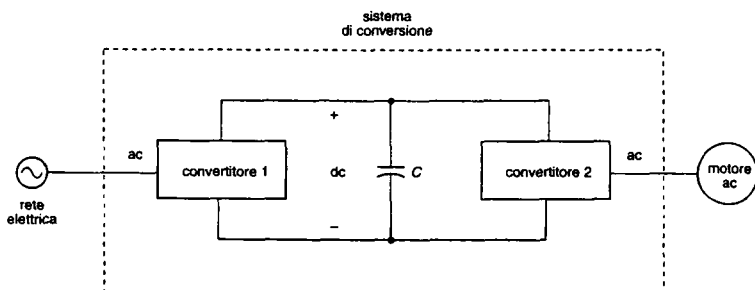


Fig. 1.8 Schema a blocchi di un comando motore in corrente alternata.

### 1.4.3 Convertitori a matrice come sistemi di conversione

Nei due paragrafi precedenti, abbiamo detto che la maggior parte dei sistemi reali di conversione utilizza più convertitori, disaccoppiati tra loro mediante componenti capaci di immagazzinare energia (un induttore o un condensatore).

In teoria, è possibile sostituire i differenti stadi di conversione e gli elementi di conservazione dell'energia con un solo stadio di conversione di potenza, denominato *convertitore a matrice (matrix converter)*. Questo convertitore usa una matrice di interruttori bidirezionali a semiconduttore, nella quale ognuno di essi è inserito tra un terminale di ingresso e uno di uscita, come mostrato nella fig. 1.9a, con un arbitrario numero di fasi di ingresso e di uscita.

Con questa disposizione generale di interruttori, il flusso di potenza attraverso il convertitore può essere invertito.

A causa dell'assenza di qualsiasi elemento che immagazzina energia, la potenza istantanea di ingresso deve essere uguale a quella di uscita, se si considerano ideali gli interruttori e senza perdite.

Comunque, lo sfasamento tra la tensione e la corrente di ingresso può essere controllato e non deve essere lo stesso dell'uscita (ad esempio, la potenza reattiva di ingresso non deve essere corrispondente a quella dell'uscita). Inoltre, la forma e la frequenza della tensione dei due lati del convertitore sono indipendenti: l'ingresso può essere trifase alternato e l'uscita continua, oppure possono essere entrambi continui o alternati.

Gli interruttori, però, devono avere certi requisiti e il funzionamento dei convertitori ha alcune limitazioni.

Se gli ingressi si presentano come generatori di tensione, come mostrato nella fig. 1.9a, le uscite devono essere rappresentate da generatori di corrente o viceversa.

Se entrambi i lati, ad esempio, si presentassero come generatori di tensione, gli interventi degli interruttori inevitabilmente connetterebbero direttamente tensioni di ampiezza differente; condizione questa, che non è accettabile.

I comandi degli interruttori che lavorano in tale convertitore, devono garantire che questi non mettano in corto circuito generatori di tensione e non interrompano generatori di corrente, altrimenti il circuito verrebbe distrutto.



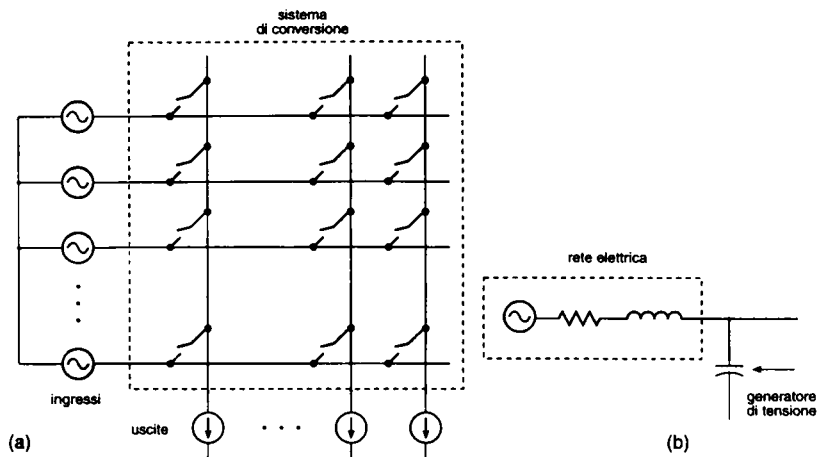


Fig. 1.9 (a) Convertitore a matrice, (b) generatore di tensione.

Attraverso un generatore di tensione la corrente può cambiare istantaneamente, e così pure la tensione ai capi di un generatore di corrente. Se l'ingresso della fig. 1.9a è la rete elettrica, questa non è ideale a causa della sua impedenza interna, che rappresenta le linee di trasporto e di distribuzione, i trasformatori e quant'altro è a monte dei terminali di utilizzazione. Per fare in modo che la rete si comporti come un generatore di tensione, cioè per annullare l'effetto dell'impedenza interna, sarà necessario collegarle in parallelo un piccolo condensatore, come mostrato nella fig. 1.9b. Gli interruttori di un convertitore a matrice devono essere bidirezionali, cioè devono essere capaci di interrompere la tensione di entrambe le polarità e di condurre la corrente nelle due direzioni. Simili interruttori non sono disponibili, ma devono essere realizzati mediante una combinazione di interruttori unidirezionali e diodi, trattata nel capitolo 2. Ci sono anche dei limiti nel rapporto tra le ampiezze delle grandezze di ingresso e di uscita.

Nonostante i numerosi prototipi di laboratorio riportati nelle pubblicazioni scientifiche, i convertitori a matrice ben presto si sono mostrati privi di vantaggi significativi rispetto ai convertitori tradizionali, per cui non hanno trovato applicazioni pratiche. Di seguito, perciò, in questo libro non verranno più trattati.

## 1.5 Natura interdisciplinare dell'elettronica di potenza

Le argomentazioni di questo capitolo introduttivo mostrano che lo studio dell'elettronica di potenza riguarda parecchi settori dell'ingegneria elettrica, come mostrato nella fig. 1.10.

Questi includono sistemi di potenza, elettronica dello stato solido, macchine elettriche, controlli analogico-digitali ed elaborazione dei segnali, calcolo di campi elettromagnetici e così via. L'insieme delle conoscenze di questi differenti settori rende lo studio dell'elettronica di potenza stimolante ed interessante. In tutti questi settori ci sono parecchi potenziali elementi di sviluppo che migliorano le prospettive di utilizzazione dell'elettronica di potenza in nuove applicazioni.

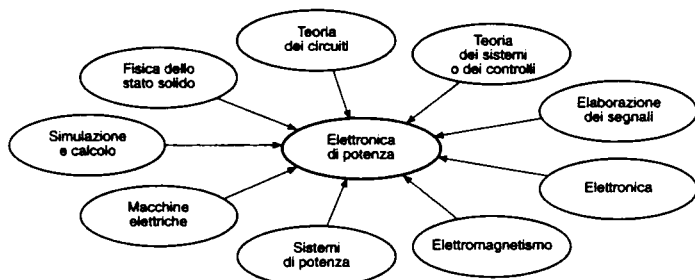


Fig. 1.10 Natura interdisciplinare dell'elettronica di potenza.

## 1.6 Convenzioni sui simboli usati

In questo libro, i simboli usati per rappresentare i valori istantanei delle grandezze variabili in funzione del tempo, come la tensione, la corrente e la potenza sono rispettivamente le lettere minuscole  $v$ ,  $i$  e  $p$ .

Potremo anche indicare in modo esplicito che esse sono funzione del tempo rappresentandole con  $v$  oppure con  $v(t)$ . I simboli maiuscoli  $V$  e  $I$  indicano che i loro valori sono calcolati partendo dai loro valori istantanei. In generale indicano un valore medio (avg: *average*) per le grandezze continue e un valore quadratico medio (rms: *root-mean-square*), o valore efficace, per le grandezze alternate. Quando c'è possibilità di confusione, vengono aggiunti i pedici avg o rms.

I valori di picco sono sempre indicati con il simbolo “^” posto sopra la lettera maiuscola. La potenza media (o attiva) è sempre indicata con  $P$ .

## 1.7 Problemi

- 1.1 Nel sistema di conversione della fig. 1.1 il rendimento è del 95%. L'uscita per il carico trifase è la seguente: 200 V efficaci (rms) di tensione di linea, sinusoidale con frequenza di 52 Hz, corrente di linea di 10 A e fattore di potenza 0.8 (in ritardo). La tensione di ingresso del sistema è monofase: 230 V a 60 Hz. La potenza di ingresso è prelevata con fattore di potenza unitario. Calcolare la corrente e la potenza di ingresso.
- 1.2 Si consideri l'alimentatore in continua con regolazione lineare (fig. 1.2a). La tensione istantanea di ingresso corrisponde alla forma d'onda inferiore della fig. 1.2b, nella quale  $V_{d,\min} = 20$  V e  $V_{d,\max} = 30$  V. Si approssimi questo andamento con un'onda con forma triangolare, composta da segmenti lineari a metà tra i valori precedenti. Poniamo  $V_o = 15$  V e consideriamo costante il carico. Calcolare il rendimento di questa parte dell'alimentatore dovuto alle perdite nel transistor.
- 1.3 Si consideri l'alimentatore switching in continua rappresentato dal circuito della fig. 1.4a. La tensione continua di ingresso è  $V_d = 20$  V e il fattore d'utilizzazione  $D = 0.75$ . Calcolare le componenti di Fourier di  $v_{oi}$  usando la descrizione dell'analisi di Fourier fatta nel capitolo 3.

- 1.4 Nel problema 1.3, la frequenza di commutazione è  $f_s = 300$  Hz e il carico resistivo assorbe 240 W. I componenti del filtro, corrispondenti a quelli della fig. 1.4a sono  $L = 1.3 \mu\text{H}$  e  $C = 50 \mu\text{F}$ . Calcolare l'attenuazione in decibel della tensione di ripple  $v_{oi}$  per le diverse frequenze armoniche.  
(Suggerimento: per calcolare la resistenza del carico si supponga che la tensione continua di uscita sia costante e senza ripple).
- 1.5 Nel problema 1.4, si supponga che la tensione di uscita sia perfettamente continua  $V_o = 15$  V. Calcolare e rappresentare graficamente la tensione e la corrente associate al filtro induttivo  $L$  e la corrente nel condensatore  $C$ . Usando la corrente del condensatore ottenuta in precedenza, stimare il valore da picco a picco del ripple della tensione ai capi del condensatore, inizialmente assunta uguale a zero.  
(Suggerimento: tenere presente che, in condizioni di regime stazionario, il valore medio della corrente attraverso il condensatore è uguale a zero).
- 1.6 Considerando solo la componente alla frequenza di commutazione nella  $v_{oi}$  nei problemi 1.3 e 1.4, calcolare il valore da picco a picco del ripple della tensione di uscita sul condensatore. Confrontare il risultato con quello ottenuto nel problema 1.5.
- 1.7 Il riferimento bibliografico [4] si riferisce ad un rapporto del dipartimento dell'energia degli Stati Uniti e dice che più di 100 miliardi di kWh/anno potrebbero essere risparmiati negli Stati Uniti grazie alle differenti tecniche di risparmio energetico applicate ai sistemi di azionamento delle pompe. Calcolare (a) quanti impianti di generazione da 1000 MW debbano funzionare in continuazione per produrre questo spreco di energia, che potrebbe essere evitato, e (b) il risparmio in dollari se il costo dell'energia è 0.1 \$/kWh.

## 1.8 Bibliografia

- 1) B. K. Bose, "Power Electronics - A Technology Review", Proceedings of the IEEE, Vol. 80, No 8, agosto 1992, pp. 1303 + 1334.
- 2) E. Ohno, "The Semiconductor Evolution in Japan - A Four Decade Long Maturity Thriving to an Indispensable Social Standing", Proceedings of the International Power Electronics Conference (Tokio), 1990, Vol. 1 pp. 1 + 10.
- 3) M. Nishihara, "Power Electronics Diversity", Proceedings of the International Power Electronics Conference (Tokio), 1990, Vol. 1 pp. 21 + 28.
- 4) N. Mohan e R. J. Ferraro, "Techniques for Energy Conservation in AC Motor Driven Systems", Electric Power Research Institute Final Report EM-2037, Project 1201+1213, settembre 1981.
- 5) N. G. Hingorani, "Flexible ac Transmission", IEEE Spectrum, aprile 1993, pp 40 + 45.
- 6) N. Mohan, "Power Electronic Circuits: An Overview", IEEE/IECON, Conference Proceedings, 1988, Vol. 3, pp. 522 + 527.

## Generalità sugli interruttori di potenza a semiconduttore

### 2.1 Introduzione

Le migliorate prestazioni, la facilità di controllo e la riduzione dei costi dei moderni dispositivi di potenza a semiconduttore rispetto a quelli di pochi anni fa, hanno permesso di introdurre i convertitori in un vasto numero di applicazioni e hanno favorito lo sviluppo di nuove configurazioni di convertitori per applicazioni di elettronica di potenza.

Per capire meglio la realizzabilità di queste nuove configurazioni e delle loro applicazioni è essenziale fare una panoramica dei dispositivi di potenza attualmente disponibili. In questo capitolo, perciò, viene presentato un breve sommario delle caratteristiche ai morsetti, della tensione, della corrente e della velocità di commutazione dei dispositivi di potenza disponibili oggi. Se consideriamo i dispositivi di potenza a semiconduttore come interruttori ideali, l'analisi delle differenti topologie di convertitori diventa più facile.

Questo approccio, che esclude i dettagli del funzionamento dei dispositivi, ha il vantaggio di rendere più chiara la comprensione del funzionamento di base dei circuiti.

Così, le caratteristiche importanti dei convertitori possono essere capite meglio. L'analisi delle caratteristiche dei dispositivi ci permetterà di stabilire in che modo molti di loro possono essere considerati ideali.

Possiamo classificare i dispositivi di potenza a semiconduttore, attualmente disponibili, in tre gruppi, in funzione della modalità di controllo:

- 1) diodi (*diodes*). Lo stato di conduzione (on) e di blocco (off) è determinato dal circuito di potenza;
- 2) tiristori (*thyristors*). Un segnale di controllo li innesca (on), ma li disinnesca (off) il circuito di potenza;
- 3) interruttori controllati (*controllable switches*). Un segnale di controllo li apre (off) e li chiude (on).

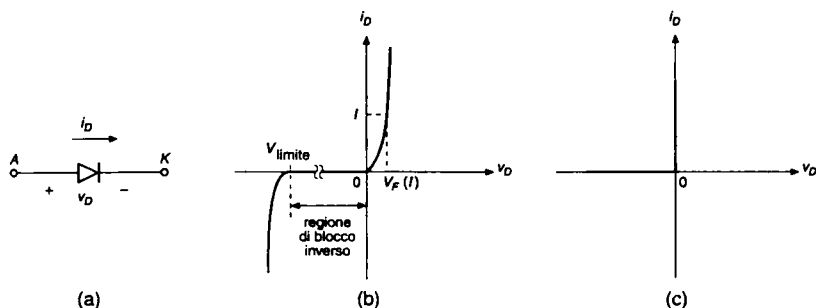


Fig. 2.1 Diodo: (a) simbolo, (b) caratteristica  $i$ - $v$ , (c) caratteristica ideale.

La categoria degli interruttori controllabili comprende parecchi tipi di dispositivi, tra i quali si trovano: i transistori a giunzione bipolare BJT (*Bipolar Junction Transistor*), i transistori a semiconduttore MOSFET (*Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistors*), i tiristori con morsetto di spegnimento GTO (*Gate Turn Off thyristors*), i transistori bipolari con gate isolato IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistors*).

Negli ultimi anni, i maggiori progressi sono avvenuti in questa categoria di dispositivi.

## 2.2 Diodi

Le figg. 2.1a e 2.1b mostrano il simbolo circuitale del diodo e le sue caratteristiche statiche  $i$ - $v$ . Quando il diodo è polarizzato direttamente inizia a condurre con una piccola tensione diretta tra i suoi terminali, che è circa di 1 V. Quando il diodo è polarizzato inversamente, nel dispositivo passa una corrente inversa piccola e trascurabile, finché non si raggiunge la tensione limite, o di rottura (*breakdown*).

In condizioni di funzionamento normale la tensione di polarizzazione inversa non deve superare il valore limite di rottura.

Considerando che nello stato di blocco (polarizzazione inversa) la corrente inversa è molto piccola e che in quello di conduzione (polarizzazione diretta) è molto piccola la tensione, se il confronto è fatto con la corrente e la tensione di funzionamento del circuito nel quale il diodo è usato, la caratteristica  $i$ - $v$  del diodo può essere considerata ideale come è mostrato nella fig. 2.1c. Questa caratteristica ideale può essere usata per analizzare il tipo di convertitore, ma non per il suo progetto reale, quando, per esempio, devono essere definite le caratteristiche del sistema di raffreddamento. Alla chiusura (*turn-on*) il diodo può essere considerato un interruttore ideale perché si chiude rapidamente al confronto dei transistori del circuito di potenza.

Tuttavia all'apertura (*turn-off*), come è indicato nella fig. 2.2, esiste una corrente inversa che dura per il tempo di ripristino  $t_{rr}$  prima di raggiungere il valore zero.

Questa corrente inversa (negativa) di ripristino è necessaria per rimuovere l'eccesso di portatori di carica immagazzinati nel diodo e per permettere di bloccare la tensione di polarizzazione inversa.

La corrente inversa di ripristino può portare a sovratensioni nei circuiti induttivi, ma nella maggior parte dei convertitori essa non altera la loro caratteristica ingresso/uscita, per cui il diodo può essere considerato ideale anche durante il transitorio di apertura.

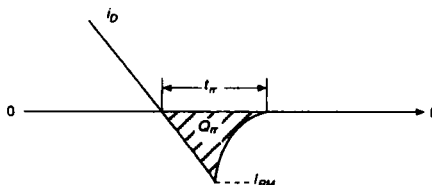


Fig. 2.2 Apertura del diodo (*turn-off*).

Parecchi tipi di diodi sono disponibili in relazione alle esigenze applicative; se ne riporta una breve descrizione.

- 1) Diodi Schottky (*Schottky diodes*). Sono usati quando si richiede una bassa caduta di tensione diretta (valore tipico 0.3 V) in circuiti con tensione d'uscita molto bassa. Questi diodi hanno una tensione limite inversa piuttosto bassa, di 50+100 V.
- 2) Diodi a ripristino veloce (*fast-recovery diodes*). Sono progettati per essere usati, in associazione con interruptori controllabili, in circuiti nei quali è richiesto un breve tempo di ripristino. Per potenze caratterizzate da parecchie centinaia di volt e di ampere, questi diodi hanno tempi di ripristino  $t_{rr}$  inferiori a pochi microsecondi.
- 3) Diodi a frequenza di rete (*line-frequency diodes*). Sono progettati per avere, in stato di conduzione, la tensione più bassa possibile e di conseguenza hanno un lungo tempo di ripristino  $t_{rr}$ , che, però, è accettabile per le applicazioni a frequenza di rete. Questi diodi sono caratterizzati da tensioni di blocco di parecchie migliaia di volt e da correnti di parecchie migliaia di ampere. Inoltre essi possono essere collegati in serie e in parallelo per soddisfare ogni esigenza di tensione e di corrente.

## 2.3 Tiristori

Il simbolo circuitale di un tiristore e la sua caratteristica statica  $i-v$  sono rappresentati nelle figg. 2.3a e 2.3b. La corrente principale fluisce dall'anodo (A) al catodo (K). In stato di apertura il tiristore può bloccare una tensione con polarità diretta e non condurre, come è mostrato nella parte di destra della fig. 2.3b.

Il tiristore può essere posto in conduzione (*triggered*) applicando per un breve periodo un impulso positivo di corrente (*gate current*) al terminale di comando, purché il dispositivo sia in stato di blocco diretto.

La relazione  $i-v$  che ne consegue è mostrata dalla caratteristica di conduzione, rappresentata nella fig. 2.3b.

La caduta di tensione diretta nello stato di conduzione è solo di pochi volt (tipicamente 1+3 V, a seconda del valore della tensione di blocco).

Una volta che ha iniziato a condurre, il dispositivo si mantiene chiuso (*latched*) e la corrente di comando può essere rimossa.

Il tiristore non può essere disinnescato con un comando e conduce come un diodo. Il tiristore si disinnesci e va in stato di blocco solo quando la corrente anodica tenta di diventare negativa per effetto del circuito nel quale il tiristore è inserito.

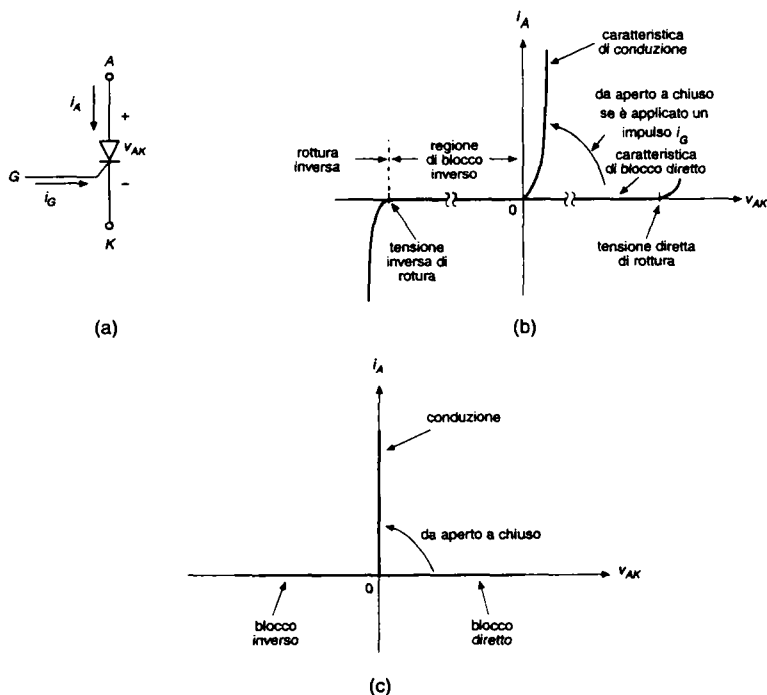


Fig. 2.3 Tiristore: (a) simbolo, (b) caratteristica  $i-v$ , (c) caratteristica ideale.

Questo permette al circuito di comando di riprendere il controllo del tiristore per rimmetterlo in conduzione dopo un determinato tempo dall'istante in cui esso è entrato in stato di blocco diretto.

In presenza di polarizzazione inversa, ad una tensione inferiore a quella di rottura, nel tiristore fluisce una piccola corrente inversa che è trascurabile, come è mostrato nella fig. 2.3b.

Normalmente i valori della tensione di blocco diretta e inversa di un tiristore sono simili. Le prestazioni di corrente del tiristore sono definite in termini di massimo valore efficace e valore medio che esso può sopportare quando è in conduzione.

Usando le stesse considerazioni fatte per il diodo, quando si analizzano i tipi di convertitori la caratteristica  $i-v$  del tiristore può essere considerata ideale, come quella mostrata nella fig. 2.3c. In una applicazione come quella del semplice circuito mostrato nella fig. 2.4a, il controllo può essere esercitato in ogni istante in cui la corrente può passare, cioè durante il semiperiodo positivo della tensione del generatore.

Quando la corrente del tiristore tenta di diventare negativa perché la polarità del generatore si inverte, se il tiristore stesso fosse ideale, dovrebbe annullarsi immediatamente nell'istante  $t = (1/2) T$ , come è mostrato nella fig. 2.4b.

Tuttavia, come è specificato nei data sheet del tiristore e rappresentato dalla forma d'onda della fig. 2.4c, la corrente nel tiristore si inverte prima di annullarsi.

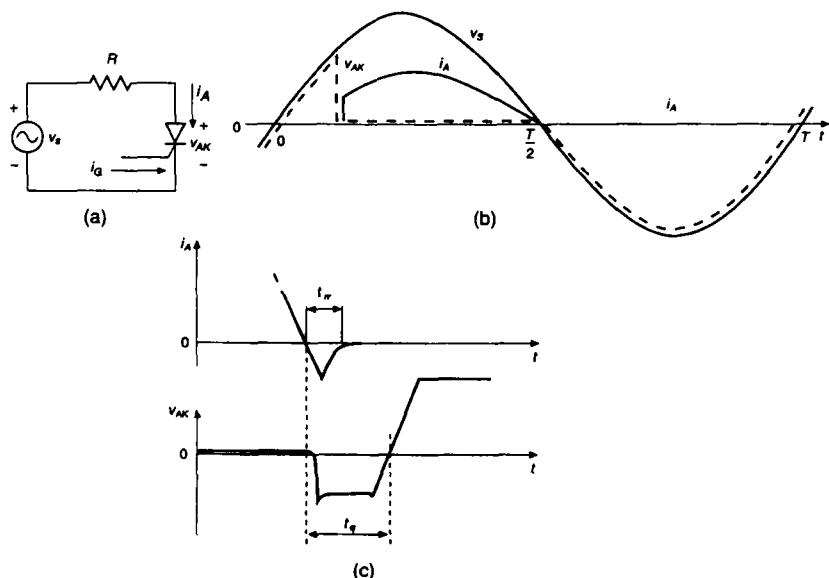


Fig. 2.4 Tiristore: (a) circuito, (b) forme d'onda, (c) tempo di spegnimento.

Il parametro importante non è però il tempo che la corrente impiega per ritornare a zero dopo avere assunto un valore negativo, ma piuttosto il tempo  $t_q$  necessario per il disinnescamento, indicato nella fig. 2.4c, che va dall'istante in cui la corrente attraversa lo zero a quello in cui lo attraversa la tensione sul tiristore.

Durante  $t_q$  ai capi del tiristore deve essere mantenuta una tensione inversa e solo dopo questo tempo il dispositivo è capace di bloccare la tensione diretta senza entrare in conduzione.

Se prima che sia passato questo tempo una tensione diretta viene applicata al tiristore, esso può entrare in condizione prematuramente, cosicché il circuito e/o il dispositivo potrebbero essere danneggiati.

I data sheet del dispositivo specificano  $t_q$  indicando sia la tensione inversa applicata in questo intervallo, sia la sua velocità di salita oltre questo intervallo. Questo intervallo  $t_q$  è talvolta chiamato tempo di ripristino del tiristore commutato dal circuito (*circuit-commutated recovery time*).

Diversi tipi di tiristori sono disponibili in funzione delle esigenze applicative. In aggiunta ai limiti in corrente e tensione, al tempo di spegnimento  $t_q$  e alla caduta di tensione diretta, altre caratteristiche devono essere considerate, come la derivata della corrente ( $di/dt$ ) nel momento dell'accensione e della tensione ( $dv/dt$ ) in quello di spegnimento. Segue un elenco dei tipi di tiristori.

- 1) Tiristori a controllo di fase (*phase-control thyristors*). Sono usati soprattutto per raddrizzare la tensione e la corrente di linea in applicazioni come raddrizzatori controllati che azionano motori in corrente continua e alternata, e per trasportare l'energia elettrica in linee di trasmissione in continua ad alta tensione. Tali dispositivi sono



caratterizzati dalla possibilità di sopportare elevate tensioni e correnti e da un basso valore della caduta di tensione durante la conduzione. Questo tipo di tiristore è stato prodotto in wafer di silicio con diametro fino a 10 cm, nel quale il valore medio della corrente è circa 4000 A, con una tensione di blocco di 5 + 7 kV. La tensione in stato di conduzione è compresa tra 1.5 V per i dispositivi con una tensione di blocco di 1000 V e 3.0 V per quelli con 5 + 7 kV.

- 2) Tiristori per inverter (*inverter-grade thyristors*). Sono progettati per avere un basso tempo di spegnimento  $t_q$  in aggiunta alla bassa caduta diretta, anche se, normalmente, la caduta di tensione è più elevata nei dispositivi con più bassi valori di  $t_q$ . Questi dispositivi sono disponibili con prestazioni fino 2500 V e 1500 A. I loro tempi di spegnimento sono normalmente compresi tra pochi microsecondi e 100  $\mu$ s, in relazione alle massime tensioni di blocco e alle cadute dirette.
- 3) Tiristori attivati dalla luce (*light-activated thyristors*). Sono innescati da un impulso di luce condotto da fibre ottiche in una particolare regione sensibile del tiristore. L'innescio sfrutta la capacità della luce di una determinata lunghezza d'onda di generare un eccesso di coppie elettrone-lacuna nel silicio. L'uso principale di questi tiristori riguarda applicazioni ad alta tensione come quella della trasmissione di energia in continua ad elevata tensione, nella quale parecchi tiristori sono connessi in serie per realizzare la valvola del convertitore. I diversi potenziali che ciascun dispositivo vede rispetto alla massa introducono significative difficoltà per fornire gli impulsi di innescio. Sono stati realizzati tiristori innescati dalla luce con prestazioni di 4 kV e 3 kA, con circa 2 V di caduta diretta e con potenza luminosa necessaria per l'innescio di 5 mW.

Altre varianti di questi tiristori sono i tiristori con impulso di disinnesco GATT (*Gate-Assisted Turn-off Thyristors*), i tiristori asimmetrici controllati al silicio ASCR (*Asymmetrical Silicon-Controlled Rectifiers*) e i tiristori a conduzione inversa RCT (*Reverse-Conducting Thyristors*). Questi sono utilizzati in relazione al tipo specifico di applicazione.

## 2.4 Caratteristiche desiderate negli interruttori controllabili

Come ricordato nell'introduzione, parecchi dispositivi a semiconduttore dell'elettronica di potenza, quali BJT, MOSFET, GTO e IGBT possono essere innescati e disinnescati applicando un segnale al terminale di controllo. Chiamiamo questi dispositivi interruttori controllabili (*controllable switches*) e li rappresentiamo in modo generale con il simbolo circuitale mostrato nella fig. 2.5. Nessuna corrente passa quando l'interruttore è aperto e, quando è chiuso, essa può passare solo nella direzione indicata dalla freccia. Questo interruttore ideale controllabile ha le caratteristiche qui elencate.

- 1) Quando è aperto blocca la tensione diretta e inversa e non è attraversato da alcuna corrente.
- 2) Quando è chiuso conduce correnti di qualsiasi valore e la tensione ai suoi capi è zero.
- 3) Quando è comandato, passa in modo istantaneo dalla posizione aperta a quella chiusa e viceversa.
- 4) Richiede una piccola potenza dal circuito di controllo.

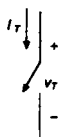


Fig. 2.5 Generico interruttore controllabile.

I dispositivi reali, come si intuisce, non hanno queste caratteristiche ideali e quindi dissipano potenza quando sono usati nelle numerose applicazioni già ricordate. Se dissipassero troppa potenza potrebbero danneggiarsi e, così facendo, non solo distruggersi completamente, ma anche arrecare danno agli altri componenti del sistema.

Nei dispositivi dell'elettronica di potenza la dissipazione del calore avviene in modo completamente naturale; gli stessi principi fondamentali valgono per tutti i dispositivi. I progettisti dei convertitori devono capire quali sono questi principi e come si può rendere minima la dissipazione di potenza nei dispositivi.

Per considerare la dissipazione di potenza in un dispositivo a semiconduttore, si inserisce un interruttore controllabile in un circuito semplice, come quello mostrato nella fig. 2.6a. Questo circuito rappresenta una situazione assai normale che si può incontrare nell'elettronica di potenza; la corrente che passa attraverso l'interruttore deve fluire anche attraverso una o più induttanze. Questo circuito è simile a quello della fig. 1.3b, usato per introdurre il principio della commutazione nei circuiti dell'elettronica di potenza. Il generatore di corrente continua approssima la corrente che dovrebbe realmente fluire, dovuta all'energia induttiva immagazzinata. Il diodo è considerato ideale perché il nostro interesse è rivolto alle caratteristiche dell'interruttore, sebbene in pratica la corrente inversa di ripristino possa comportare sollecitazioni nell'interruttore.

Quando l'interruttore è chiuso, tutta la corrente  $I_0$  lo attraversa e il diodo è polarizzato inversamente. Quando l'interruttore è aperto,  $I_0$  passa attraverso il diodo e ai capi dell'interruttore è presente tutta la tensione del generatore poiché si considera uguale a zero la caduta di tensione sul diodo ideale. La fig. 2.6b mostra la forma d'onda della corrente attraverso l'interruttore quando funziona con una velocità di ripetizione o frequenza di commutazione  $f_s = 1/T_r$  essendo  $T_r$  il suo periodo. Per semplificare la trattazione, la forma d'onda della commutazione è rappresentata in modo lineare, approssimando quella reale.

Dopo che l'interruttore è rimasto aperto per un certo tempo, può essere chiuso mediante un segnale di controllo positivo, come mostra la fig. 2.6b. Durante il passaggio verso lo stato di chiusura di questo generico interruttore, l'andamento della corrente ipotizzata ha un breve tempo di ritardo  $t_{d(on)}$  seguito da un tempo di salita  $t_{rr}$ . Soltanto dopo, la corrente  $I_0$  passa tutta attraverso l'interruttore, il diodo incomincia a essere polarizzato inversamente e la tensione ai capi dell'interruttore si porta a un piccolo valore di conduzione in un tempo di  $t_{fv}$ . La forma d'onda della fig. 2.6b indica che una grande parte di valori della tensione e della corrente dell'interruttore sono presenti nello stesso intervallo di transizione  $t_{c(on)}$ , dove

$$t_{c(on)} = t_{ri} + t_{fv} \quad (2.1)$$

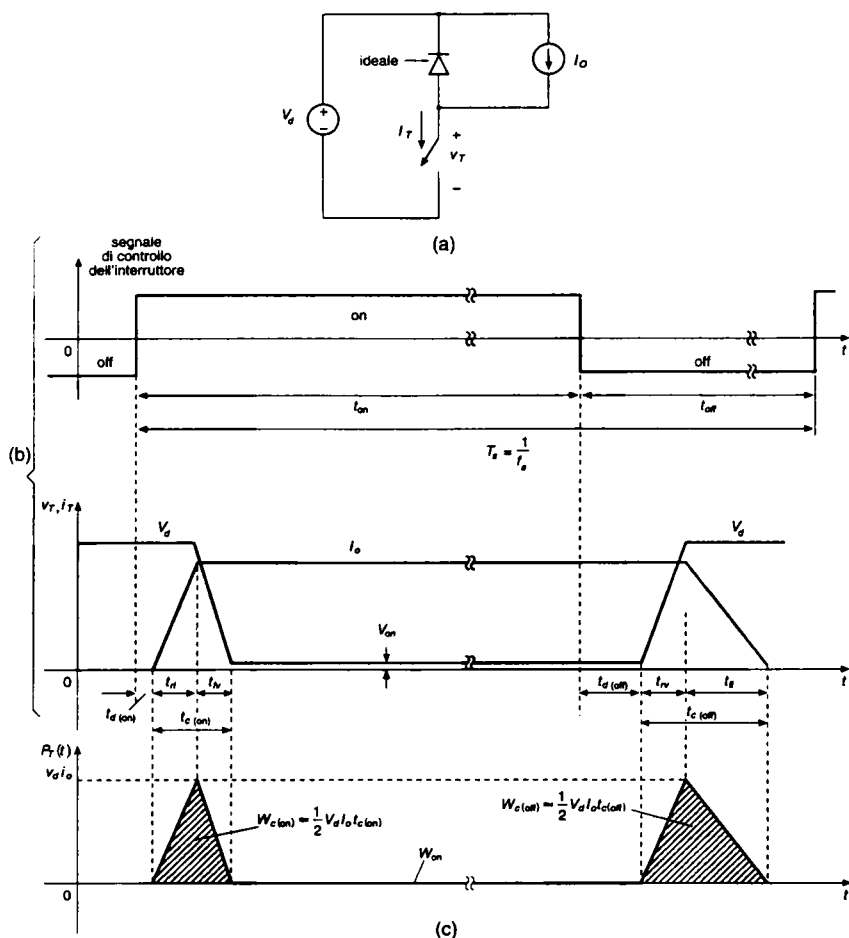


Fig. 2.6 Caratteristiche (linearizzate) di commutazione di un generico interruttore: (a) circuito semplificato di commutazione con livellamento induttivo, (b) forma d'onda, (c) perdite istantanee di potenza dell'interruttore.

L'energia dissipata nel dispositivo durante la commutazione verso la chiusura può essere approssimata in base alla fig. 2.6c da:

$$W_{c(on)} = (1/2) V_d I_o t_{c(on)} \quad (2.2)$$

Si vede che non c'è dissipazione di energia durante il tempo di ritardo  $t_{d(on)}$ . Quando l'interruttore è completamente chiuso, la tensione ai suoi capi  $V_{on}$  è dell'ordine del volt; il valore esatto dipende dal tipo di dispositivo.

L'interruttore rimane chiuso per il tempo  $t_{on}$ , che in generale è molto più lungo della durata dei transitori di apertura e di chiusura. La dissipazione di energia  $W_{on}$  nell'interruttore durante questo intervallo di chiusura può essere approssimata nel modo seguente:

$$W_{on} = V_{on} I_o t_{on} \quad (2.3)$$

dove  $t_{on} \gg t_{c(on)}, t_{c(off)}$ .

Per aprire l'interruttore, viene applicato un segnale negativo al terminale di comando. Durante il transitorio di apertura di questo interruttore generico, la crescita della tensione ha un breve tempo di ritardo  $t_{d(off)}$  seguito da un tempo di salita della tensione  $t_{rv}$ .

Dopo che la tensione ha raggiunto il valore finale  $V_d$  (si veda la fig. 2.6a) il diodo può essere polarizzato direttamente e iniziare a condurre la corrente. La corrente si annulla nell'interruttore nel tempo  $t_{ff}$  e passa dall'interruttore stesso al diodo. Si hanno valori elevati di tensione e corrente nell'interruttore durante tutto il tempo di transizione  $t_{c(off)}$  con

$$t_{c(off)} = t_{rv} + t_{ff} \quad (2.4)$$

L'energia dissipata nell'interruttore durante questa transizione di apertura può essere scritta in base alla fig. 2.6c, come

$$W_{c(off)} = (1/2) V_d I_o t_{c(off)} \quad (2.5)$$

nella quale è trascurata ogni dissipazione di energia durante il tempo di ritardo  $t_{d(off)}$ , perché è piccola rispetto a  $W_{c(off)}$ .

La potenza istantanea  $p_T(t) = v_T \cdot i_T$ , rappresentata nella fig. 2.6c, fa vedere in modo chiaro che una gran parte della potenza viene dissipata nell'interruttore durante i transitori di chiusura e di apertura.

Poiché in ogni secondo ci sono  $f_s$  commutazioni, la perdita media di potenza nell'interruttore dovuta alle transizioni può essere approssimata in base alle eqq. 2.2 e 2.5 nel modo seguente:

$$P_s = (1/2) V_d I_o f_s (t_{c(on)} + t_{c(off)}) \quad (2.6)$$

Questo è un risultato importante poiché dimostra che la perdita di potenza in un interruttore a semiconduttore varia proporzionalmente con la frequenza e con i tempi di commutazione. Pertanto, avendo a disposizione un dispositivo con un piccolo tempo di commutazione, si può lavorare con una frequenza elevata in modo da ridurre la necessità di filtri mantenendo limitate le perdite nel dispositivo.

L'altro maggiore contributo alle perdite nel dispositivo è dato dalla potenza media  $P_{on}$  dissipata quando l'interruttore è chiuso; essa varia in proporzione alla caduta di tensione diretta. Dalla eq. 2.3,  $P_{on}$  è data da:

$$P_{on} = V_{on} I_o \frac{t_{on}}{T_s} \quad (2.7)$$

che mostra come la caduta di tensione diretta  $V_{on}$  dovrebbe essere la più bassa possibile. Poiché la corrente inversa di un interruttore controllato durante lo stato di blocco (interruttore aperto) è decisamente piccola, le perdite in stato di blocco possono essere praticamente trascurate. La potenza media  $P_T$  in esso dissipata è quindi uguale alla somma di  $P_s$  e  $P_{on}$ .

Dalle considerazioni fatte nei paragrafi precedenti consegue che per un interruttore controllabile sono desiderabili le caratteristiche elencate qui di seguito.

- 1) Piccola corrente inversa durante lo stato di blocco.
- 2) Piccola caduta di tensione diretta  $V_{on}$  per rendere minime le perdite di conduzione.
- 3) Brevi tempi di commutazione, che permettono di far funzionare il dispositivo ad alte frequenze di commutazione.
- 4) Capacità di bloccare elevati valori di tensioni dirette e inverse. Questo diminuisce la necessità di collegare in serie parecchi dispositivi, soluzione che complica il controllo e la protezione degli interruttori. Inoltre la maggior parte dei dispositivi ha una tensione (minima) in stato di chiusura non correlata con quella di blocco.  
Il collegamento in serie di parecchi di questi dispositivi porta ad una più alta tensione complessiva in stato di chiusura, e quindi a perdite di conduzione più alte. In molti (ma non tutti) circuiti di conversione un diodo è posto in antiparallelo all'interruttore controllato per consentire alla corrente di fluire in direzione inversa. In questi circuiti non viene richiesta agli interruttori alcuna capacità di blocco inverso.
- 5) Un elevato valore della massima corrente diretta. Nelle applicazioni con corrente elevata, questo rende minima la necessità di collegare parecchi dispositivi in parallelo, evitando così il problema della ripartizione della corrente.
- 6) Un coefficiente di temperatura positivo per la resistenza di conduzione. Questo assicura che i dispositivi in parallelo si ripartiscano in modo uguale la corrente totale.
- 7) Una piccola potenza di controllo richiesta per comandare il dispositivo. Questo semplifica il progetto del circuito di controllo.
- 8) Capacità di sopportare la presenza contemporanea della tensione e della corrente nominale durante la commutazione. Questo elimina la necessità di avere circuiti esterni di protezione (*snubber*) del dispositivo.
- 9) Elevati valori sopportabili di  $dv/dt$  e  $dI/dt$ . Questo rende minima la necessità di avere circuiti esterni, altrimenti necessari per limitare  $dv/dt$  e  $dI/dt$  dei dispositivi, in modo che non si danneggi.

Bisogna osservare che un circuito a commutazione con carico induttivo ha maggiori perdite di conduzione e una maggiore sollecitazione rispetto ad un circuito con carico resistivo come quello del problema 2.2 (fig. P2.2)

Vogliamo prendere brevemente in considerazione la caratteristica statica  $i-v$  e il tempo di commutazione dei dispositivi di potenza a semiconduttore normalmente usati come interruttori controllabili. Come detto in precedenza, questi dispositivi comprendono BJT, MOSFET, GTO e IGBT.

## 2.5 Transistori a giunzione bipolare e Darlington monolitici

Il simbolo circuitale di un BJT di tipo NPN è rappresentato nella fig. 2.7a e la sua caratteristica statica  $i-v$  è mostrata nella fig. 2.7b.

Come si vede dalla caratteristica  $i-v$ , è necessaria una corrente di base opportunamente ampia (in funzione di quella di collettore) per portare il dispositivo in stato di chiusura. Questo richiede che il circuito di controllo fornisca un corrente di base sufficientemente elevata in modo che sia:

$$I_B > \frac{I_C}{h_{FE}} \quad (2.8)$$

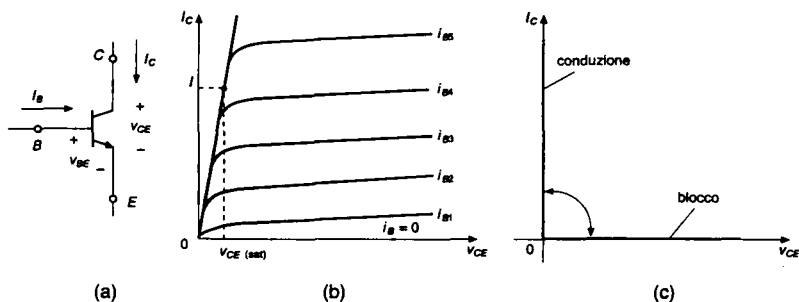


Fig. 2.7 BJT: (a) simbolo, (b) caratteristica  $i-v$ , (c) caratteristica statica ideale.

dove  $h_{FE}$  è il guadagno statico di corrente del dispositivo.

La tensione  $V_{CE(sat)}$  del dispositivo di potenza in conduzione, di solito, è compresa tra 1 e 2V, cosicché le perdite di conduzione nel transistor sono abbastanza piccole.

La caratteristica ideale  $i-v$  del BJT funzionante come interruttore è rappresentata nella fig. 2.7c.

I transistori bipolari sono dispositivi controllati in corrente, e una corrente di base deve sempre essere fornita in modo da mantenerli in conduzione.

Nei transistori di grande potenza il guadagno statico di corrente  $h_{FE}$  è di solito compreso tra 5 e 10, e così questi dispositivi sono spesso connessi in configurazione Darlington, semplice o tripla, (fig. 2.8), per ottenere un guadagno di corrente più elevato.

Questa configurazione presenta alcuni svantaggi, quali una caduta di tensione diretta  $V_{CE(sat)}$  leggermente più alta e una velocità di commutazione leggermente più bassa.

Sia come singola unità, sia nella connessione Darlington su singolo chip [Darlington monolitico (MD)], i BJT hanno un tempo di svuotamento significativo durante il transitorio di apertura. Tempi di commutazione abbastanza tipici sono compresi tra poche centinaia di nanosecondi e pochi microsecondi.

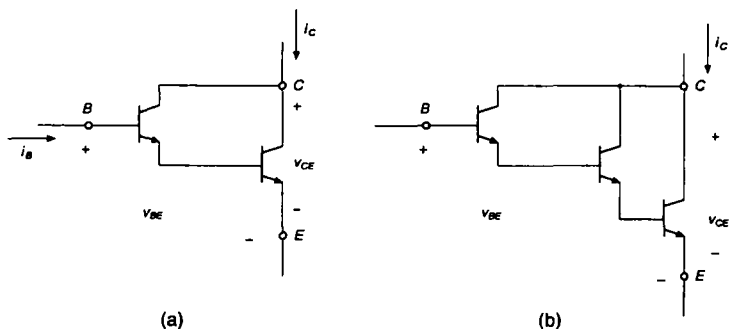


Fig. 2.8 Configurazioni Darlington: (a) Darlington, (b) triplo Darlington.

Compresi gli MD, i BJT sono disponibili con limiti di impiego fino a tensioni di 1400 V e correnti di qualche centinaio di ampere. Nonostante il coefficiente di temperatura della resistenza in conduzione sia negativo, i recenti BJT, costruiti con un buon controllo di qualità, possono essere posti in parallelo, purché si abbia una certa attenzione a disporli nel circuito e a stabilire un opportuno margine per le correnti. Così ad esempio, quando in teoria quattro transistori sarebbero sufficienti per una uguale ripartizione della corrente, è meglio usarne cinque per tollerare un leggero sbilanciamento della corrente.

## 2.6 Transistori a effetto di campo a metallo-ossido-semiconduttore

Il simbolo circuitale di un MOSFET (*Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor*) a canale N è rappresentato nella fig. 2.9a. È un dispositivo controllato in tensione, come si vede nelle caratteristiche  $i-v$  rappresentate nella fig. 2.9b. Il dispositivo si comporta come un interruttore completamente chiuso quando la tensione del terminale di controllo è inferiore al valore di soglia  $V_{GS(th)}$ . La caratteristica ideale di questo dispositivo, funzionante come interruttore, è mostrata nella fig. 2.9c.

Per essere mantenuti in conduzione i MOSFET richiedono l'applicazione continuativa di una tensione di un certo valore tra i morsetti di gate e source. Nessuna corrente scorre attraverso il gate, tranne durante i passaggi dallo stato di chiusura a quello di apertura e viceversa, quando la capacità di gate si carica o si scarica. I tempi di commutazione sono molto brevi, essendo compresi tra poche decine e poche centinaia di nanosecondi, secondo il tipo di dispositivo.

La resistenza di conduzione  $r_{DS(on)}$  del MOSFET tra i morsetti *drain* e *source* aumenta rapidamente con il valore limite della tensione di blocco del dispositivo. In una rappresentazione in per unit [p.u.] la resistenza in conduzione può essere espressa in funzione della tensione di blocco  $BV_{DSS}$  attraverso la seguente equazione:

$$r_{DS(on)} = k BV_{DSS}^{2.5+2.7} \quad (2.9)$$

dove  $k$  è una costante che dipende dalla geometria del dispositivo. Per questa ragione sono disponibili solo dispositivi con piccole tensioni di blocco in modo da avere una bassa resistenza e di conseguenza piccole perdite.

Inoltre, grazie alla elevata velocità di commutazione, le perdite durante la commutazione sono piccole secondo l'eq. 2.6.

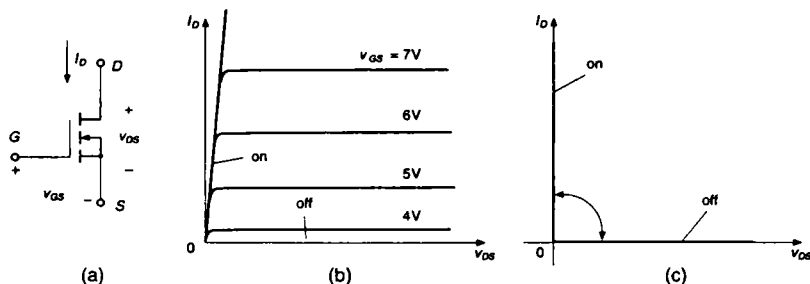


Fig. 2.9 MOSFET a canale N: (a) simbolo, (b) caratteristiche  $i-v$ , (c) caratteristica statica ideale.

Dal punto di vista delle perdite totali, i MOSFET alimentati con 300 + 400 V competono con transistori bipolari solo se la frequenza di commutazione eccede 30 + 100 kHz.

Non si può individuare un valore di frequenza ben definito perché le perdite dipendono dalle tensioni di esercizio che, quando sono basse, favoriscono i MOSFET.

Sono disponibili anche MOSFET con tensione superiori a 1000 V ma con piccole correnti, oppure con correnti fino a 100 A ma con tensioni basse. La tensione massima di gate è  $\pm 20$  V, anche se sono disponibili MOSFET che possono essere controllati con segnali di 5 V. Poiché la loro resistenza in conduzione presenta un coefficiente di temperatura positivo, i MOSFET possono essere collegati facilmente in parallelo.

## 2.7 Tiristori GTO

Il simbolo di un GTO (*Gate Turn-Off*), è rappresentato nella fig. 2.10a e la sua caratteristica statica nella fig. 2.10b.

Come il tiristore, il GTO può essere chiuso con un impulso di corrente di breve durata, dato al *gate*; una volta che è in conduzione, il GTO può rimanervi senza ulteriore corrente di *gate*. A differenza del tiristore, tuttavia, il GTO può essere riportato in stato di apertura applicando tra gate e catodo una tensione negativa tale da sostenere una corrente negativa sufficientemente grande.

Questa corrente negativa di gate deve circolare solo per pochi microsecondi (durante il tempo di apertura), ma deve avere un valore elevato, all'incirca un terzo della corrente anodica che deve essere interrotta.

Il GTO può bloccare tensioni negative il cui valore dipende dalle modalità costruttive. Le caratteristiche ideali di un dispositivo GTO, funzionante come interruttore, sono riportate nella fig. 2.10c.

Anche se il GTO è un interruttore controllabile come il MOSFET e il BJT, il suo transitorio di apertura è differente da quello mostrato nella fig. 2.6b.

Questo perché i GTO disponibili in questo momento non possono essere usati per interrompere circuiti induttivi, come è mostrato nella fig. 2.6, senza porre loro in parallelo un circuito di protezione (*snubber*) (fig. 2.11a).

Questa soluzione è necessaria, dato che l'interruzione dei carichi induttivi è accompagnata da una elevata derivata di tensione  $dv/dt$  che non può essere sopportata dal GTO.

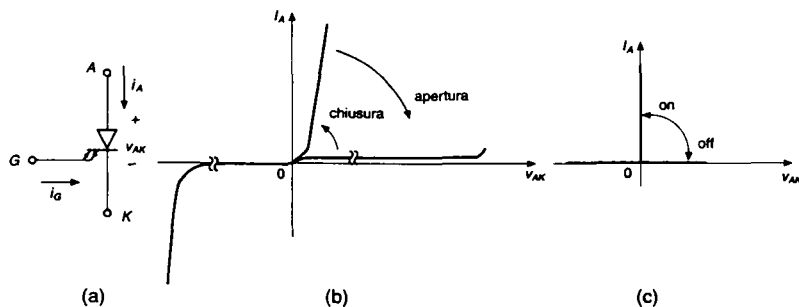


Fig. 2.10 GTO: (a) simbolo, (b) caratteristiche  $i-v$ , (c) caratteristica statica ideale.



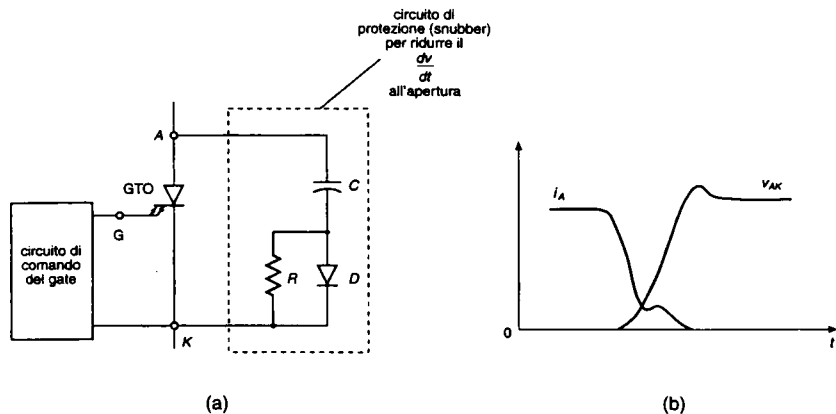


Fig. 2.11 Caratteristiche del transitorio di un GTO: (a) circuito di protezione (snubber), (b) caratteristica di apertura.

Pertanto in parallelo al GTO deve essere posto un circuito con resistenza, condensatore e diodo, come mostrato nella fig. 2.11a, che riduce il  $dv/dt$  all'apertura. Le forme d'onda che si ottengono sono mostrate nella fig. 2.11b, dalla quale si vede che il  $dv/dt$  è ridotto in modo significativo rispetto a quello che si avrebbe senza il circuito di protezione per l'apertura.

La tensione ai capi del GTO in conduzione ( $2+3$  V) è leggermente più alta di quella del tiristore; i suoi tempi di commutazione sono compresi tra pochi microsecondi e  $25 \mu\text{s}$ .

Grazie alla capacità di sopportare tensioni elevate (fino a  $4.5$  kV) e correnti elevate (fino a qualche migliaio di ampere), il GTO è usato quando è necessario avere a disposizione un interruttore in grado di interrompere tensioni e correnti elevate con frequenze di commutazione comprese tra poche centinaia di hertz e  $10$  kHz.

## 2.8 Transistori bipolari con gate isolato (IGBT)

Il simbolo circuitale di un IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) è mostrato nella fig. 2.12a e la sua caratteristica nella fig. 2.12b. Gli IGBT hanno alcuni dei vantaggi dei MOSFET, dei BJT e dei GTO, insieme. Analogamente al MOSFET, l'IGBT ha una elevata impedenza di gate che richiede soltanto una piccola quantità di energia per commutare il dispositivo. Come il BJT, l'IGBT ha una piccola caduta di tensione ai suoi capi quando è in conduzione anche in componenti con elevata tensione di blocco (per esempio,  $V_{on}$  è  $2+3$  V in un dispositivo con tensione di blocco di  $1000$  V).

Come il GTO, l'IGBT può essere progettato per bloccare tensioni inverse e le caratteristiche ideali sono riportate nella fig. 2.12c.

I transistori bipolari con gate isolato hanno un tempo di commutazione di  $1 \mu\text{s}$  e sono disponibili in moduli con limiti di impiego di  $1700$  V e  $1200$  A. Sono già in produzione IGBT con tensioni di blocco fino a  $2+3$  kV.

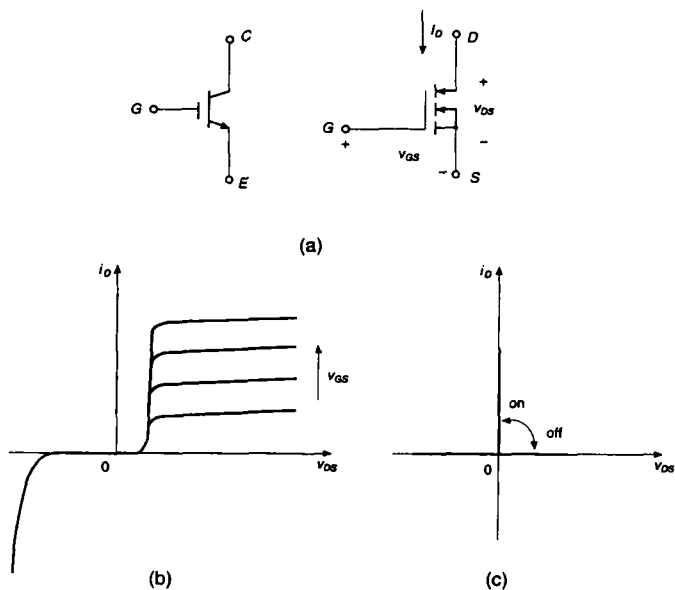


Fig. 2.12 IGBT: (a) simbolo, (b) caratteristiche  $i$ - $v$ , (c) caratteristiche statiche ideali.

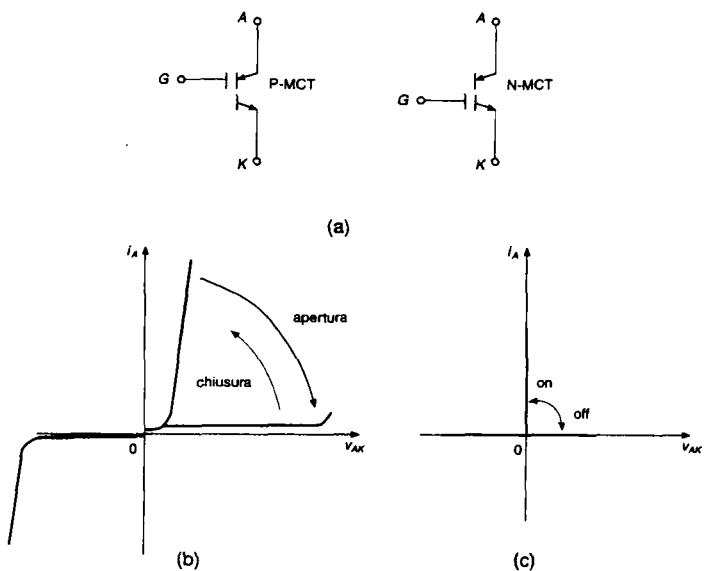


Fig. 2.13 MCT: (a) simbolo, (b) caratteristiche  $i$ - $v$ , (c) caratteristiche statiche ideali.

## 2.9 Tiristori controllati da MOS

Il tiristore MCT (*Mos-Controlled Thyristor*) controllato da MOS è un nuovo dispositivo che è apparso di recente sul mercato. Il suo simbolo circuitale è mostrato nella fig. 2.13a e le sue caratteristiche  $i-v$  nella fig. 2.13b.

I due simboli leggermente diversi dell'MCT indicano un P-MCT e un N-MCT. La differenza tra i due deriva dalla differente disposizione del terminale di controllo.

Dalla caratteristica  $i-v$  si vede che l'MCT ha parecchie delle proprietà del GTO, tra le quali una bassa caduta di tensione in conduzione anche con correnti abbastanza elevate e la caratteristica di "memoria" dell'innescò (l'MCT rimane in conduzione anche se viene tolto il segnale al gate).

L'MCT è un dispositivo controllato in tensione come l'IGBT e il MOSFET ed è all'incirca necessaria la stessa energia per fare commutare un MCT, un MOSFET e un IGBT.

L'MCT ha due vantaggi principali rispetto al GTO, che consistono in circuiti di comando con caratteristiche più semplici (non è richiesta, come per il GTO, una elevata corrente negativa di gate per l'apertura) e in una velocità di commutazione più elevata (i tempi di commutazione sono di pochi microsecondi).

Gli MCT hanno una più bassa caduta di tensione in conduzione rispetto agli IGBT di uguali prestazioni e sono, al momento, disponibili con tensioni di 1500 V e con correnti comprese tra 50 A e qualche centinaio di ampere.

Dispositivi con tensione di impiego di 2000 + 3000 V sono stati realizzati come prototipi e saranno presto disponibili a livello commerciale.

Il limite di corrente di un singolo MCT è significativamente più basso di quello di un GTO, perché non può essere costruito con una sezione trasversale ampia come quella di un GTO, a causa della sua struttura più complessa.

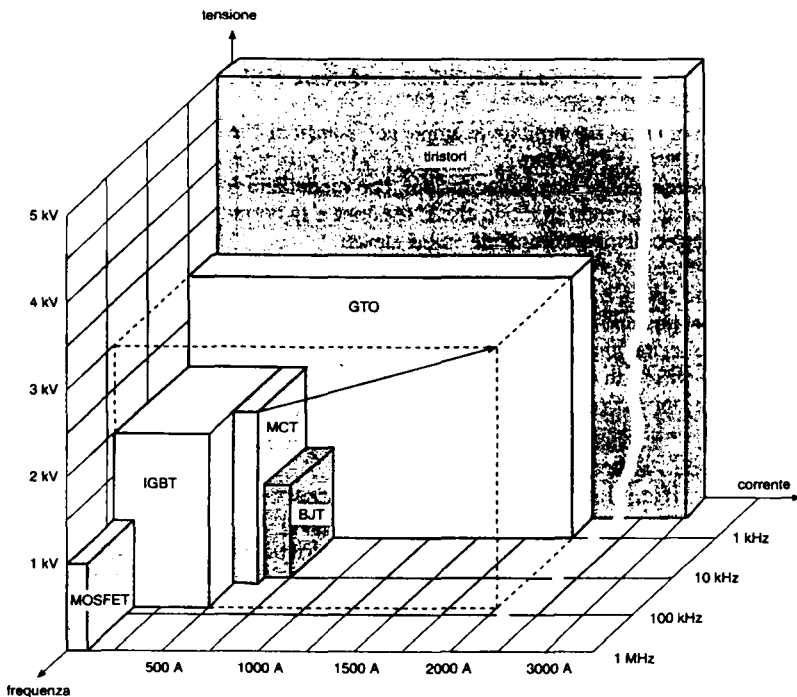
## 2.10 Confronto tra interruttori controllati

Solo poche affermazioni definitive possono essere fatte nel confronto fra questi dispositivi poiché alcune proprietà devono essere considerate insieme tra loro e poiché i dispositivi stanno ancora evolvendo con rapidità.

Tuttavia alcune osservazioni qualitative sono riportate nella tab. 2.1.

**Tab. 2.1** Proprietà relative degli interruttori controllabili.

Dispositivo	Prestazioni in potenza	Velocità di commutazione
BJT/MD	Media	Media
MOSFET	Bassa	Veloce
GTO	Alta	Lenta
IGBT	Media	Media
MCT	Media	Media



**Fig. 2.14** Rappresentazione sintetica delle prestazioni dei dispositivi di potenza a semiconduttore. Tutti i dispositivi, escluso l'MCT, hanno una tecnologia relativamente matura e per i prossimi anni sono previsti solo miglioramenti evolutivi. Comunque, la tecnologia MCT è in fase di rapido sviluppo e sono possibili miglioramenti significativi nelle prestazioni del dispositivo, come indica la freccia del diagramma.

## 2.11 Circuiti di pilotaggio e di protezione

In un interruttore di potenza a semiconduttore, la velocità di commutazione e le perdite in conduzione dipendono dal modo con il quale esso viene controllato. Pertanto, per progettare correttamente un convertitore è importante realizzare un adeguato circuito di pilotaggio avendo presente se si ha a che fare con la base di un BJT o con il gate di un MOSFET, di un GTO o di un IGBT.

La tendenza futura è quella di integrare una significativa parte del circuito di comando con l'interruttore di potenza all'interno dell'involucro del dispositivo, con l'intenzione di usare, per esempio, il segnale logico di un microprocessore per controllare direttamente l'interruttore. Nei capitoli dove saranno analizzati i circuiti di conversione, verranno utilizzate le caratteristiche ideali degli interruttori, per cui non sarà necessario considerare i sistemi di pilotaggio.

I circuiti di protezione (*snubber*), che abbiamo brevemente citato parlando dei GTO, sono usati per modificare le forme d'onda negli interruttori controllati, durante la commutazione. In generale, gli snubber possono essere classificati in tre categorie.

- 1) Snubber di chiusura per limitare le ampie sovracorrenti che si manifestano nel dispositivo durante la chiusura.
- 2) Snubber di apertura per limitare le ampie sovratensioni che si manifestano ai capi del dispositivo durante l'apertura.
- 3) Snubber di riduzione delle sollecitazioni, che modellano le forme d'onda durante la commutazione, facendo in modo che la tensione e la corrente, relative al dispositivo, non abbiano contemporaneamente valori elevati.

La tendenza futura è quella di progettare dispositivi che, durante il breve intervallo di commutazione, possano convivere con tensioni e correnti alte, e non richiedano la riduzione delle sollecitazioni. Tuttavia, per un dispositivo con determinate caratteristiche, un'alternativa all'uso di circuiti snubber è quella di cambiare la topologia del circuito in modo che tensioni e correnti elevate non siano contemporanee. Questo tipo di convertitore, denominato risonante, sarà discusso nel capitolo 9.

## 2.12 Giustificazione dell'ipotesi di utilizzare le caratteristiche ideali dei dispositivi

Nella progettazione dei convertitori è molto importante considerare quali dispositivi di potenza a semiconduttore sono disponibili e quali sono le loro caratteristiche. La scelta dei dispositivi dipende dalle applicazioni. Di seguito sono elencate alcune caratteristiche dei dispositivi, specificando come esse influiscono sulla scelta del processo.

- 1) Le perdite dirette nel dispositivo dipendono dalla caduta di tensione diretta o dalla resistenza in conduzione.
- 2) I tempi di commutazione influenzano le perdite durante ogni transizione e determinano quanto può essere elevata la frequenza di commutazione.
- 3) I limiti di impiego delle tensioni e delle correnti determinano la capacità di gestire la potenza.
- 4) La potenza richiesta dal circuito di comando determina la facilità del controllo del dispositivo.
- 5) Il coefficiente di temperatura della resistenza dei dispositivi in stato di chiusura determina la possibilità di metterli in parallelo per gestire correnti elevate.
- 6) Il costo del dispositivo è un fattore di scelta.

Nella progettazione di un convertitore devono essere prese in considerazione le specifiche di corrente e di tensione del sistema del quale farà parte. Altre importanti considerazioni comprendono un rendimento energetico accettabile, il valore minimo della frequenza di commutazione per ridurre le dimensioni del filtro e dell'apparecchiatura, il costo e così via.

In questo modo la scelta corretta del dispositivo assicura una mediazione appropriata tra le sue prestazioni e le specifiche del convertitore.

Le osservazioni che seguono aiutano a giustificare l'utilizzo delle caratteristiche ideali dei dispositivi nell'analisi dei tipi di convertitori e del loro funzionamento nelle varie applicazioni.

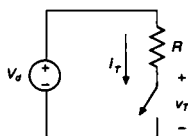


Fig. P2.2

- 1) Poiché normalmente si desidera che il rendimento energetico sia elevato, la caduta di tensione diretta ai capi del dispositivo deve essere bassa rispetto a quella del circuito; in queste condizioni è possibile trascurarla nell'analisi delle caratteristiche del convertitore.
- 2) I tempi di commutazione devono essere brevi rispetto al periodo della frequenza di lavoro, e così le commutazioni possono essere considerate istantanee.
- 3) Con considerazioni analoghe, si possono ipotizzare ideali le altre caratteristiche del dispositivo.

Considerando ideali le caratteristiche, l'analisi del convertitore può essere significativamente semplificata senza perdere in accuratezza. Tuttavia, nella progettazione dei convertitori non solo è doveroso considerare e confrontare le caratteristiche dei dispositivi, ma anche le topologie dei circuiti di conversione devono essere attentamente confrontate in base alle proprietà dei dispositivi disponibili ed alle applicazioni previste.

## 2.13 Sommario

Sono state presentate le caratteristiche dei vari tipi di dispositivi di potenza a semiconduttore. Nei capitoli che seguono si farà uso dell'ipotesi di dispositivi con caratteristiche ideali, salvo casi particolari.

Questa impostazione è vantaggiosa in quanto rende più facile l'analisi e più chiara la spiegazione delle caratteristiche del convertitore, non appesantendola con i dettagli sul funzionamento del dispositivo.

## 2.14 Problemi

- 2.1 I data sheet di una valvola indicano i seguenti tempi riferiti alle caratteristiche lineari, mostrate nella fig. 2.6b, per commutazioni con livellamento induttivo:

$$t_{ri} = 100 \text{ ns} \quad t_{fv} = 50 \text{ ns} \quad t_{rv} = 100 \text{ ns} \quad t_{fi} = 200 \text{ ns}$$

Calcolare le perdite di commutazione e rappresentarle in un grafico, in funzione della frequenza, in un intervallo di 25 + 100 kHz, assumendo  $V_d = 300 \text{ V}$  e  $I_o = 4 \text{ A}$  nel circuito della fig. 2.6a.

- 2.2 Considerare il circuito resistivo mostrato nella fig. P2.2.  $V_d = 300 \text{ V}$ ,  $f_s = 100 \text{ kHz}$  e  $R = 75 \Omega$ , in modo che, quando l'interruttore è chiuso, la corrente sia uguale a quella del problema 2.1. Si assuma il tempo di chiusura uguale alla somma di  $t_{ri}$  e

$t_{fv}$  del problema 2.1 e il tempo di apertura uguale alla somma di  $t_{rv}$  e di  $t_{fi}$ . Considerando lineari gli andamenti di tensione e di corrente durante la commutazione, rappresentare la tensione e la corrente dell'interruttore e la potenza dissipata durante commutazione con un grafico in funzione del tempo. Confrontare le perdite con quella del problema 2.1.

## 2.15 Bibliografia

- 1) R. Sittig e P. Roggwiller (Eds), *Semiconductor Devices for Power Conditioning*, Plenum, New York, 1982
- 2) M. S. Alder, S. W. Westbrook, A. J. Yerman, "Power Semiconductor Devices— An-Assessment", IEEE Industry Application Society Conference Record, 1980, pp. 723 + 728.
- 3) David L. Blackburn, "Status and Trend in Power Semiconductor Devices", EPE '93, 5<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications, Conference Record, 1993, Vol. 2, pp. 619 + 625.
- 4) B. Jayant Baliga, *Modern Power Devices*, Jon Wiley & Sons, Inc, New York, 1987.
- 5) User's Guide to MOS Controlled Thyristors, Harris Semiconductor, 1993.

## 3

# Concetti fondamentali sui circuiti elettrici e magnetici

### 3.1 Introduzione

Lo scopo di questo capitolo è duplice: prima viene effettuata una breve analisi di alcune definizioni e dei concetti fondamentali che sono essenziali per studiare l'elettronica di potenza, poi vengono introdotte alcune ipotesi che permettono una facile valutazione dei circuiti dell'elettronica di potenza.

### 3.2 Circuiti elettrici

Si cerca di attenersi quanto più possibile sia alle lettere e ai simboli usati dall'IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*), sia alle unità del Sistema Internazionale di misura (SI). Le lettere minuscole sono usate per rappresentare i valori istantanei delle grandezze che variano in funzione del tempo. Le lettere maiuscole sono usate per rappresentare sia i valori medi, sia quelli efficaci. Per esempio, una tensione  $v_{oi}$  e il suo valore medio  $V_{oi}$  sono rappresentati nella fig. 1.4b. Un valore medio e un valore efficace possono essere indicati in modo esplicito o possono essere evidenti dal contesto. Il verso della corrente è indicato nei circuiti con una freccia. La tensione è definita rispetto alla massa del circuito; per esempio,  $v_a$  indica la tensione del nodo  $a$  rispetto alla massa del circuito.

Il simbolo  $v_{ab}$  indica la tensione del nodo  $a$  rispetto al nodo  $b$ , cioè  $v_{ab} = v_a - v_b$ .

#### 3.2.1 Definizione di regime stazionario

Nei circuiti elettronici di potenza, diodi e interruttori a semiconduttore cambiano in continuazione il loro stato di apertura o di chiusura. Pertanto, nasce questa domanda: quando il circuito è a regime?



In un circuito il regime viene raggiunto quando le forme d'onda si ripetono con un periodo  $T$ , che dipende dalla natura specifica di quel circuito.

### 3.2.2 Potenza media e corrente efficace

Si consideri il circuito della fig. 3.1, nel quale la potenza istantanea che fluisce dal sottocircuito 1 al sottocircuito 2 è data da:

$$p(t) = vi \quad (3.1)$$

Sia  $v$  che  $i$  variano in funzione del tempo. Se a regime le forme d'onda di  $v$  e  $i$  si ripetono con il periodo  $T$ , la potenza media può essere calcolata con la seguente equazione:

$$P_{av} = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T vi dt \quad (3.2)$$

Con le ipotesi precedenti, se il sottocircuito 2 è costituito da un carico puramente resistivo, allora  $v = Ri$  e in base alla eq. 3.2 si ha:

$$P_{av} = R \frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt \quad (3.3)$$

In termini di valore efficace della corrente  $I$ , la potenza media può essere espressa da:

$$P_{av} = RI^2 \quad (3.4)$$

Un confronto delle eqq. 3.3 e 3.4 evidenzia che il valore efficace della corrente è:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 \cdot dt} \quad (3.5)$$

che chiarisce l'origine del termine rms (*root mean square*), cioè "radice quadrata della media dei quadrati", con il quale si può anche indicare il valore efficace.

Se  $i$  è una corrente costante (continua), le eqq. 3.4 e 3.5 sono ancora valide e il valore medio diventa uguale a quello efficace.

### 3.2.3 Tensioni e correnti alternate sinusoidali a regime

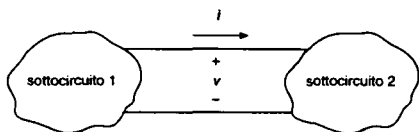
Si consideri il circuito in corrente alternata della fig. 3.2a, con un carico induttivo che funziona a regime. Si ipotizzi che valgano le seguenti equazioni:

$$v = \sqrt{2}V \cos \omega t \quad i = \sqrt{2}I \cos(\omega t - \phi) \quad (3.6)$$

dove  $V$  e  $I$  sono i valori efficaci di tensione e corrente. Le forme d'onda  $v$  e  $i$  in funzione di  $\omega t$  sono disegnate nella fig. 3.2b.

#### 3.2.3.1 Rappresentazione vettoriale

Poiché  $v$  e  $i$  sono sinusoidali e variano nel tempo con la stessa frequenza, possono essere rappresentate in un piano complesso mediante la proiezione sull'asse reale orizzontale dei fasori rotanti, come mostrato nella fig. 3.2c.



**Fig. 3.1** Flusso della potenza istantanea.

Per convenzione questi fasori ruotano in senso antiorario con una frequenza angolare  $\omega$ , e, per rappresentarne l'ampiezza, sono usati i loro valori efficaci (piuttosto che i valori massimi):

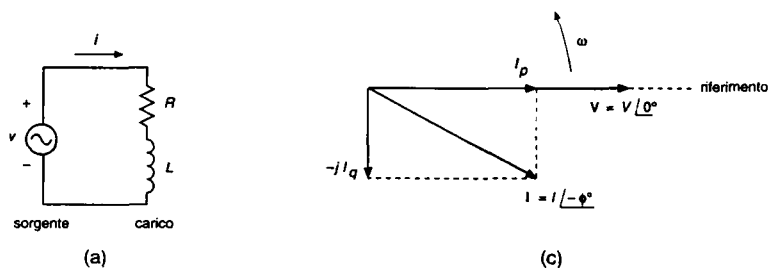
$$\mathbf{V} = V e^{j0} \quad \text{e} \quad \mathbf{I} = I e^{-j\phi} \quad (3.7)$$

Considerando l'eq. 3.6 il diagramma fasoriale della fig. 3.2c corrisponde all'istante in cui  $v$  assume il suo valore massimo positivo.

Nell'eq. 3.7  $\mathbf{V}$  e  $\mathbf{I}$  sono correlati mediante l'impedenza del carico  $\mathbf{Z} = R + j\omega L = \mathbf{Z} e^{j\phi}$  calcolata alla pulsazione di lavoro  $\omega$ , nel seguente modo:

$$\mathbf{I} = \frac{\mathbf{V}}{\mathbf{Z}} = \frac{V e^{j0}}{\mathbf{Z} e^{j\phi}} = \frac{V}{\mathbf{Z}} e^{-j\phi} = I e^{-j\phi} \quad (3.8)$$

nella quale  $I = V/Z$ .



**Fig. 3.2** Regime sinusoidale.

### 3.2.3.2 Potenza, potenza reattiva e fattore di potenza

La potenza complessa  $S$  è definita come

$$S = \mathbf{VI}^* = V e^{j0} \cdot I e^{j\phi} = VI e^{j\phi} = S e^{j\phi} \quad (3.9)$$

Pertanto, l'ampiezza della potenza complessa, che è anche chiamata **potenza apparente** ed è espressa in volt-ampere, è:

$$S = VI \quad (3.10)$$

Il valore della potenza attiva  $P$  (reale) è:

$$P = \text{Re}[S] = VI \cos \phi \quad (3.11)$$

Esso viene espresso come prodotto di  $V$  e della componente di corrente  $I_p = I \cos \phi$ , che è in fase con la tensione nel diagramma fasoriale della fig. 3.2c. La componente in quadratura è  $I_q = I \sin \phi$ . La componente in fase  $i_p(t)$  e la componente in quadratura  $i_q(t)$  possono essere espresse come

$$i_p(t) = \sqrt{2} I_p \cos \omega t = (\sqrt{2} I \cos \phi) \cos \omega t \quad (3.12)$$

e

$$i_q(t) = \sqrt{2} I_q \sin \omega t = (\sqrt{2} I \sin \phi) \sin \omega t \quad (3.13)$$

dove  $i(t) = i_p(t) + i_q(t)$ . Le due correnti  $i_p$  e  $i_q$ , riportate nella fig. 3.2b, sono presenti nelle componenti della potenza istantanea  $p_1 = v i_p$  e  $p_2 = v i_q$ , e formano  $p = p_1 + p_2$ . Sia  $p_1$  che  $p_2$  pulsano con una pulsazione  $2\omega$ , che è doppia di quella  $\omega$  della sorgente. Qui  $p_1$  ha un valore medio dato dall'eq. 3.11; il valore medio di  $p_2$  è invece uguale a zero.

Nel diagramma fasoriale della fig. 3.2c solo  $I_p (= I \cos \phi)$  è responsabile del trasferimento di potenza, e non  $I_q (= I \sin \phi)$ . Attraverso  $I_q$  si definisce una grandezza denominata **potenza reattiva**  $Q$  espressa in unità var (volt-ampere-reattivi). Definendo la potenza complessa  $S = P + jQ$  e usando le eqq. 3.9 e 3.10 si ottiene:

$$Q = VI \sin \phi = VI_q = (S^2 - P^2)^{1/2} \quad (3.14)$$

Un carico induttivo, mostrato nella fig. 3.2a, ha un valore positivo di  $\phi$  in quanto la corrente è in ritardo rispetto alla tensione. In accordo con l'eq. 3.14, un carico induttivo assorbe volt-ampere-reattivi positivi, detti anche *in ritardo*. Al contrario, un carico capacitivo assorbe var negativi, detti anche *in anticipo* (in altre parole, esso fornisce var positivi al sistema elettrico).

Il significato fisico di  $S$ ,  $P$  e  $Q$  deve essere ben compreso. Il costo di molti apparati elettrici come generatori, trasformatori e linee di trasmissione aumenta con  $S = VI$ , poiché il livello d'isolamento elettrico e le dimensioni delle parti magnetiche dipendono da  $V$ , mentre la sezione dei conduttori dipende da  $I$ . La potenza  $P$  ha un significato fisico perché rappresenta la parte che è trasformata in lavoro più quella dissipata. Nella maggior parte dei casi è desiderabile avere una potenza reattiva  $Q$  uguale a zero. In base alle argomentazioni precedenti, si definisce un'altra grandezza, denominata **fattore di potenza**, che indica come effettivamente il carico assorbe la potenza reale

$$\text{fattore di potenza} = \frac{P}{S} = \frac{P}{VI} = \cos \phi \quad (3.15)$$

Esso è una grandezza adimensionale. Il fattore di potenza nel caso ideale dovrebbe essere 1 (e quindi  $Q$  uguale a zero) per trasferire la potenza con il minimo valore di corrente e, quindi, rendere minime le perdite negli apparati elettrici e possibilmente anche nel carico.

### Esempio 3.1

Un carico induttivo collegato a una sorgente in alternata caratterizzata da 120 V e 60 Hz assorbe la potenza di 1 kW con fattore di potenza 0.8.

Calcolare la capacità da mettere in parallelo al carico per portare il fattore di potenza complessivo a 0.95 (in ritardo).

#### Soluzione

Per il carico si ha:

$$P_L = 1000 \text{ W}$$

$$S_L = \frac{1000}{0.8} = 1250 \text{ VA}$$

$$Q_L = \sqrt{S_L^2 - P_L^2} = 750 \text{ var (in ritardo)}$$

Pertanto la potenza complessa sul carico è:

$$\begin{aligned} S_L &= P_L + jQ_L \\ &= 1000 + j750 \text{ VA} \end{aligned}$$

La potenza reattiva assorbita da un condensatore è data da  $-jQ_C$  perché esso assorbe corrente in anticipo di  $90^\circ$  rispetto alla tensione. Pertanto, tutta la potenza complessa fornita dal generatore è:

$$\begin{aligned} S &= (P_L + jQ_L) - jQ_C \\ &= P_L + j(Q_L - Q_C) \end{aligned}$$

Poiché il fattore di potenza complessivo deve essere 0.95 (in ritardo), si ha:

$$S = \sqrt{P_L^2 + (Q_L - Q_C)^2} = \frac{P_L}{0.95}$$

$$(Q_L - Q_C) = P_L \sqrt{\left(\frac{1}{0.95^2} - 1\right)} = 328.7 \text{ var (in ritardo)}$$

e

$$Q_C = 750 - 328.7 = 421.3 \text{ var (in anticipo)}$$

Poiché si ha:

$$Q_C = \frac{V^2}{X_C} = \frac{V^2}{(1/\omega C)} = V^2 \omega C$$

si ricava:

$$C = \frac{421.3 \times 10^6}{2\pi \times 60 \times 120^2} = 77.6 \mu\text{F}$$

### 3.2.3.3 Circuiti trifase

In un sistema simmetrico ed equilibrato, a regime, è possibile analizzare il circuito trifase, come quello della fig. 3.3a, prendendo in considerazione una singola fase. La sequenza positiva delle fasi è normalmente assunta in modo che sia a-b-c. Usando un valore efficace per rappresentare le ampiezze, si può scrivere:

$$\begin{aligned} I_a &= \frac{V_a}{Z} = \frac{V e^{j0}}{Z e^{j\phi}} = \frac{V}{Z} e^{-j\phi} = I e^{-j\phi} \\ I_b &= I_a e^{-j2\pi/3} = I e^{-j(\phi+2\pi/3)} \\ I_c &= I_a e^{j2\pi/3} = I e^{-j(\phi-2\pi/3)} \end{aligned} \quad (3.16)$$

dove  $I = V/Z$ . Assumendo  $Z$  come impedenza di tipo induttivo (quindi con un valore positivo di  $\phi$ ), i fasori della tensione e della corrente di fase sono rappresentati nella fig. 3.3b.

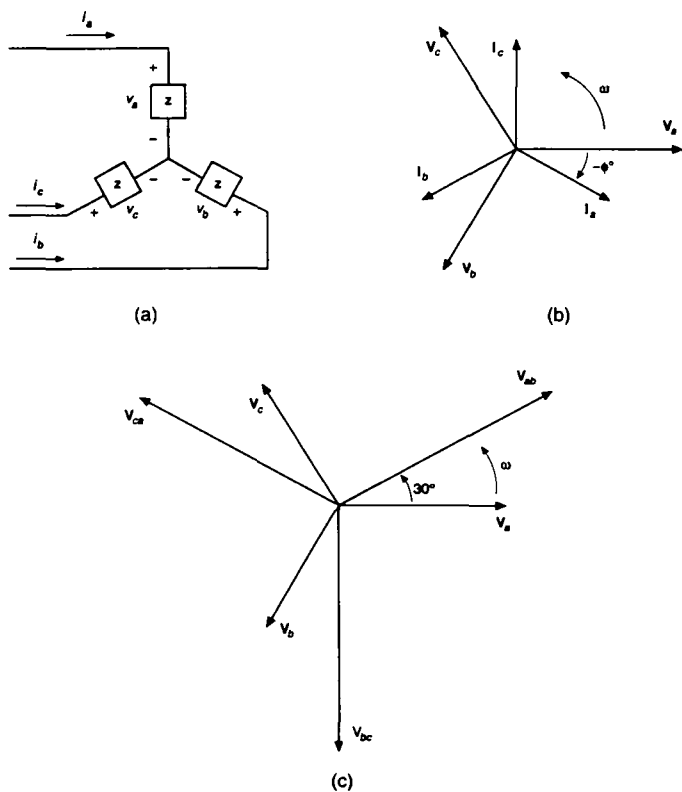


Fig. 3.3 Circuito trifase.

È possibile calcolare la tensione di linea (tra linea e linea) mediante quella di fase, notando, ad esempio, che  $v_{ab} = v_a - v_b$ . La fig. 3.3c mostra i fasori della tensione di linea, dove  $V_{ab} = V_{LL} e^{j\pi/6}$  è in anticipo rispetto a  $V_a$  di  $30^\circ$  e il valore efficace della tensione di linea è

$$V_{LL} = \sqrt{3}V \quad (3.17)$$

È possibile calcolare la potenza relativa da una fase nel modo seguente:

$$S_{fase} = VI \quad e \quad P_{fase} = VI \cos \phi \quad (3.18)$$

Pertanto, in un sistema trifase simmetrico ed equilibrato la potenza totale è espressa come

$$S_{3\text{ fase}} = 3S_{fase} = 3VI = \sqrt{3}V_{LL}I \quad (3.19)$$

e

$$P_{3\text{ fase}} = 3P_{fase} = 3VI \cos \phi = \sqrt{3}V_{LL}I \cos \phi \quad (3.20)$$

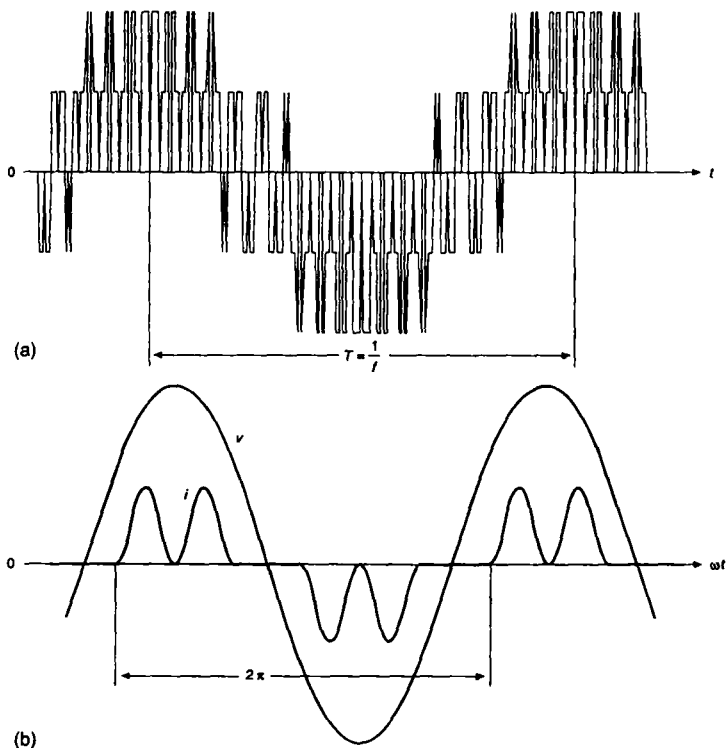


Fig. 3.4 Forme d'onda non sinusoidali a regime.

Il precedente circuito trifase funziona con lo stesso fattore di potenza  $\cos\phi$  valido per ogni fase.

Si noti che, anche se un circuito trifase funziona con tensioni e correnti non sinusoidali, la sua potenza totale può essere calcolata seguendo il procedimento valido per una fase purchè esso sia simmetrico nelle tensioni ed equilibrato nei carichi e sia a regime.

### 3.2.4 Onde non sinusoidali in regime stazionario

Nei circuiti elettronici di potenza, le forme d'onda della corrente continua o di quella alternata a bassa frequenza sono ottenute mediante la sintesi di segmenti dell'onda di ingresso.

La tensione prodotta da un inverter di potenza in un azionamento per un motore in corrente alternata è mostrata nella fig. 3.4a.

Sovente la corrente di linea assorbita da un apparato elettronico di potenza è fortemente distorta, come mostrato nella fig. 3.4b. A regime, queste forme d'onda si ripetono con un periodo  $T$  e una frequenza  $f(=\omega/2\pi) = 1/T$ .

Tale frequenza è chiamata *fondamentale* e, di solito, è rappresentata con un pedice 1.

Oltre alla componente dominante con frequenza fondamentale, le forme d'onda della fig. 3.4 contengono componenti con frequenze non desiderate, che sono armoniche con frequenze multiple di quella fondamentale.

Queste componenti possono essere calcolate mediante l'analisi di Fourier.

#### 3.2.4.1 Analisi di Fourier per forme d'onda periodiche

In generale, un'onda non sinusoidale  $f(t)$ , che si ripete con una pulsazione  $\omega$ , può essere espressa nel modo seguente:

$$f(t) = F_0 + \sum_{h=1}^{\infty} f_h(t) = \frac{1}{2} a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} \{a_h \cos(h\omega t) + b_h \sin(h\omega t)\} \quad (3.21)$$

dove  $F_0 = (1/2)a_0$  è il valore medio. Nell'eq. 3.21

$$a_h = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos(h\omega t) d(\omega t) \quad h = 0, \dots, \infty \quad (3.22)$$

e

$$b_h = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin(h\omega t) d(\omega t) \quad h = 1, \dots, \infty \quad (3.23)$$

Dalle eqq. 3.21 e 3.22, il valore medio è (si noti che  $\omega = 2\pi/T$ )

$$F_0 = \frac{1}{2} a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(t) d(\omega t) = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (3.24)$$

Nella eq. 3.21 ogni componente di frequenza  $hf$  [ $f_h(t) = a_h \cos(h\omega t) + b_h \sin(h\omega t)$ ] può essere rappresentata come un fasore in relazione al suo valore efficace

$$F_h = F_h e^{j\theta_h} \quad (3.25)$$

dove il valore efficace è:

Tab. 3.1 Impiego della simmetria nell'analisi di Fourier.

Simmetria	Condizioni richieste	$a_h$ e $b_h$
Pari	$f(-t) = f(t)$	$b_h = 0 \quad a_h = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(t) \cos(h\omega t) d(\omega t)$
Dispari	$f(-t) = -f(t)$	$a_h = 0 \quad b_h = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(t) \sin(h\omega t) d(\omega t)$
Semionda	$f(-t) = -f(t + (1/2)T)$	$a_h = b_h = 0$ per $h$ pari $a_h = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(t) \cos(h\omega t) d(\omega t)$ per $h$ dispari $b_h = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(t) \sin(h\omega t) d(\omega t)$ per $h$ dispari
Quarto d'onda pari	pari e semionda	$b_h = 0$ per qualunque $h$ $a_h = \begin{cases} \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} f(t) \cos(h\omega t) d(\omega t) & \text{per } h \text{ dispari} \\ 0 & \text{per } h \text{ pari} \end{cases}$
Quarto d'onda dispari	dispari e semionda	$a_h = 0$ per qualunque $h$ $b_h = \begin{cases} \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} f(t) \sin(h\omega t) d(\omega t) & \text{per } h \text{ dispari} \\ 0 & \text{per } h \text{ pari} \end{cases}$

$$F_h = \frac{\sqrt{a_h^2 + b_h^2}}{\sqrt{2}} \quad (3.26)$$

e la fase  $\phi_h$  è data da

$$\tan(\phi_h) = \frac{(-b_h)}{a_h} \quad (3.27)$$

Come sarà mostrato in seguito, il valore efficace della funzione  $f(t)$  può essere espresso in termini di valori efficaci delle componenti della sua serie di Fourier

$$F = \left( F_0^2 + \sum_{h=1}^{\infty} F_h^2 \right)^{1/2} \quad (3.28)$$

Si può notare che molte forme d'onda della corrente alternata, come quella della fig. 3.4 hanno un valore medio uguale a zero ( $F_0 = 0$ ). Inoltre, sfruttando la simmetria della forma d'onda, sovente si semplifica il calcolo di  $a_h$  e  $b_h$  nelle eqq. 3.22 e 3.23.

La tab. 3.1 riassume i tipi di simmetria, le condizioni richieste e le espressioni di  $a_h$  e  $b_h$ .

### 3.2.4.2 Distorsione della corrente di linea

La fig. 3.5 mostra una corrente di linea  $i_s$  assorbita da un apparato elettronico di potenza che la discosta molto dalla forma sinusoidale. Questa corrente distorta induce una distor-



sione nella tensione della sorgente di alimentazione. Comunque, la distorsione indotta nella sorgente di alimentazione, di solito, è piccola. Per semplificare in modo significativo l'analisi, supponiamo che la tensione di alimentazione sia perfettamente sinusoidale e abbia la frequenza fondamentale (con  $\omega_1 = \omega$  e  $f_1 = f$ ), per cui si ha:

$$v_s = \sqrt{2}V_s \sin \omega_1 t \quad (3.29)$$

La corrente d'ingresso a regime è la somma delle sue componenti (armoniche) di Fourier (si suppone che non ci sia la componente continua in  $i_s$ ), che può essere scritta come:

$$i_s(t) = i_{s1}(t) + \sum_{h \neq 1} i_{sh}(t) \quad (3.30)$$

dove  $i_{s1}$  è la componente fondamentale (alla frequenza di rete  $f_1$ ) e  $i_{sh}$  è la componente alla frequenza di armonica  $h$ ,  $f_h (= hf_1)$ . Nell'eq. 3.30 queste componenti di corrente possono essere espresse come

$$i_s(t) = \sqrt{2}I_{s1} \sin(\omega_1 t - \phi_1) + \sum_{h \neq 1} \sqrt{2}I_{sh} \sin(\omega_h t - \phi_h) \quad (3.31)$$

dove  $\phi_1$  è l'angolo di fase tra la tensione d'ingresso  $v_s$ , supposta sinusoidale, e  $i_{s1}$  (un valore positivo di  $\phi_1$  indica che  $i_{s1}$  è in ritardo rispetto alla tensione).

Il valore efficace  $I_s$  della corrente di linea può essere calcolato applicando la sua definizione data nell'eq. 3.5 all'andamento della corrente  $i_s$ , come mostrato nella seguente equazione (dove  $T_1 = 1/f_1 = 2\pi/\omega_1$ ):

$$I_s = \left( \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} i_s^2(t) dt \right)^{1/2} \quad (3.32)$$

Sostituendo nell'eq. 3.32 il valore di  $i_s$  della 3.30 e tenendo presente che gli integrali di tutti i prodotti misti (cioè, il prodotto di due termini con frequenze differenti) sono singolarmente uguali a zero, si ha:

$$I_s = \left( I_{s1}^2 + \sum_{h \neq 1} I_{sh}^2 \right)^{1/2} \quad (3.33)$$

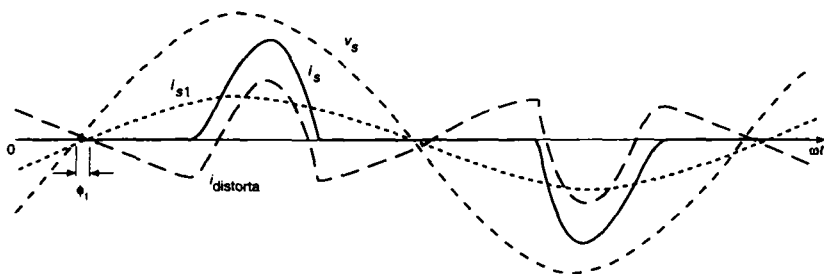


Fig. 3.5 Distorsione della corrente di linea.

L'entità della distorsione nella forma d'onda della tensione e della corrente (qui è la corrente di ingresso) è quantificato con un indice denominato *distorsione armonica totale* THD (*Total Harmonic Distortion*).

Dall'eq. 3.30 la componente di distorsione della corrente è

$$i_{\text{dis}}(t) = i_s(t) - i_{s1}(t) = \sum_{h \neq 1} i_{sh}(t) \quad (3.34)$$

Essa è rappresentata nella fig. 3.5. In termini di valore efficace, tale corrente vale:

$$I_{\text{dis}} = [I_s^2 - I_{s1}^2]^{1/2} = \left( \sum_{h \neq 1} I_{sh}^2 \right)^{1/2} \quad (3.35)$$

Il THD della corrente è definito come

$$\begin{aligned} \% \text{THD}_i &= 100 \times \frac{I_{\text{dis}}}{I_{s1}} \\ &= 100 \times \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} \\ &= 100 \times \sqrt{\sum_{h \neq 1} \left( \frac{I_{sh}}{I_{s1}} \right)^2} \end{aligned} \quad (3.36)$$

dove il pedice  $i$  indica il THD nella corrente. Un analogo indice  $\text{THD}_v$  può essere espresso mettendo nell'eq. 3.36 le componenti della tensione.

In molte applicazioni è importante conoscere il valore di picco  $I_{s,\text{picco}}$  della forma d'onda  $i_s$ , della fig. 3.5 in rapporto al valore efficace totale della corrente  $I_s$ . Questo rapporto è definito come

$$\text{fattore di cresta} = \frac{I_{s,\text{picco}}}{I_s} \quad (3.37)$$

### 3.2.4.3 Potenza e fattore di potenza

Partendo dalla definizione base di potenza media, nella fig. 3.5 si ha:

$$P = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} p(t) dt = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} v_s(t) i_s(t) dt \quad (3.38)$$

Usando  $v_s$  dall'eq. 3.29 e  $i_s$  dall'eq. 3.31, e ricordando ancora una volta che i termini degli integrali dei prodotti misti sono singolarmente uguali a zero, si ha:

$$P = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} \sqrt{2} V_s \sin \omega_1 t \cdot \sqrt{2} I_{s1} \sin(\omega_1 t - \phi_1) dt = V_s I_{s1} \cos \phi_1 \quad (3.39)$$

Si osservi che le componenti di corrente con frequenze oltre la fondamentale non contribuiscono all'assorbimento della potenza media (attiva o reale) dalla sorgente di tensione sinusoidale  $v_s$ . La potenza apparente  $S$  è il prodotto del valore efficace della tensione  $V_s$  e della corrente  $I_s$  (come nell'eq. 3.10 per le grandezze sinusoidali), cioè:

$$S = V_s I_s \quad (3.40)$$

Il fattore di potenza (PF: *Power Factor*) è lo stesso dell'eq. 3.15 per grandezze sinusoidali:

$$\text{PF} = \frac{P}{S} \quad (3.41)$$

Usando l'eq. 3.39, mediante la 3.41 si ottiene:

$$\text{PF} = \frac{V_s I_{s1} \cos \phi_1}{V_s I_s} = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \phi_1 \quad (3.42)$$

Il fattore di potenza di sfasamento DPF (*Displacement Power Factor*), che è corrispondente al fattore di potenza in un circuito lineare con tensioni e correnti sinusoidali, è definito come coseno dell'angolo  $\phi_1$ :

$$\text{DPF} = \cos \phi_1 \quad (3.43)$$

Pertanto, il fattore di potenza per una corrente non sinusoidale è

$$\text{PF} = \frac{I_{s1}}{I_s} \text{DPF} \quad (3.44)$$

Dall'eq. 3.35, si nota che una grande distorsione nella forma d'onda della corrente si traduce in un piccolo valore di  $I_{s1}/I_s$ , da cui un basso fattore di potenza. Con riferimento alle eqq. 3.36 e 3.44, il fattore di potenza può essere espresso come

$$\text{PF} = \frac{1}{\sqrt{1 + \text{THD}_i^2}} \text{DPF} \quad (3.45)$$

### 3.2.5 Comportamento di un induttore e di un condensatore

Come si vede dai fasori della fig. 3.6 nel caso di regime alternato sinusoidale, in un induttore la corrente è in ritardo di  $90^\circ$  rispetto alla tensione, mentre in un condensatore la precede di  $90^\circ$ . La tensione e la corrente sono correlate dalle seguenti equazioni:

$$I_L = \frac{V_L}{j\omega L} = \left( \frac{V_L}{\omega L} \right) e^{-j\pi/2} \quad \text{in un induttore} \quad (3.46)$$

e

$$I_c = j\omega C V_c = (\omega C V_c) e^{j\pi/2} \quad \text{in un condensatore} \quad (3.47)$$

In un induttore  $L(di_L/dt) = v_L(t)$  e pertanto

$$i_L(t) = i_L(t_1) + \frac{1}{L} \int_{t_1}^t v_L d\xi \quad \text{per } t > t_1 \quad (3.48)$$

dove  $\xi$  è la variabile di integrazione e  $i_L(t_1)$ , è la corrente nell'induttore al tempo  $t_1$ . La fig. 3.7a mostra l'andamento della corrente nell'induttore in risposta a un impulso di tensione, quando all'istante iniziale  $t = t_1$  l'induttore è percorso da una corrente  $i_L(t_1)$ .

Si può vedere che sebbene la tensione sull'induttore possa avere un salto improvviso, la corrente in esso non può subire variazioni istantanee.

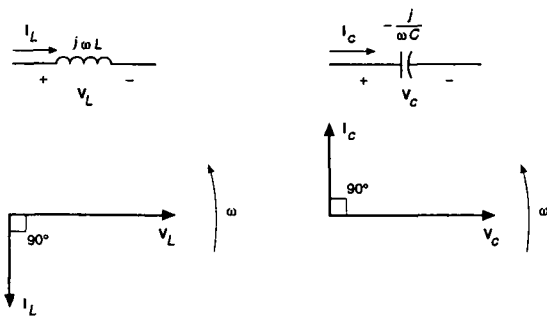


Fig. 3.6 Rappresentazione fasoriale.

La fig. 3.7b mostra l'andamento della tensione ai capi di un condensatore in risposta a un impulso di corrente, quando all'istante iniziale  $t = t_1$  il condensatore ha ai suoi capi una tensione  $v_c(t_1)$ . Poiché  $C(dv_c/dt) = i_c$ , si ha:

$$v_c(t) = v_c(t_1) + \frac{1}{C} \int_{t_1}^t i_c d\xi \quad t > t_1 \tag{3.49}$$

dove  $\xi$  è la variabile di integrazione. Un condensatore ha un comportamento duale rispetto a un induttore: la corrente nel condensatore può avere un salto improvviso, ma la tensione ai suoi capi non può subire variazioni istantanee.

### 3.2.5.1 Valore medio di $V_L$ e $I_L$ a regime

Adesso prendiamo in considerazione un concetto che è usato molto sovente nell'elettronica di potenza.

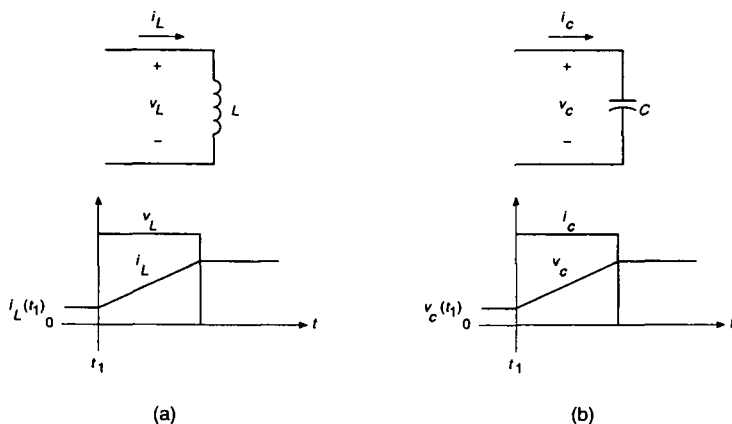


Fig. 3.7 Risposte di un induttore e di un condensatore.

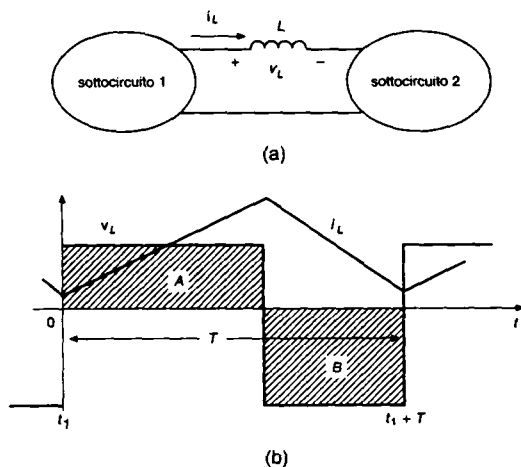


Fig. 3.8 Risposta di un induttore a regime.

Facciamo riferimento ai circuiti delle figg. 3.8a e 3.9a in condizione di regime, bene le tensioni e correnti non possano essere considerate sinusoidali o continue.

La condizione di regime implica che le forme d'onda della tensione e della corrente ripetano con un periodo di tempo  $T$ ; cioè, implica che siano valide le seguenti equazioni:

$$v(t+T) = v(t) \quad \text{e} \quad i(t+T) = i(t) \quad (3.50)$$

Nel caso di un induttore che funziona in condizioni di regime, sostituendo  $t = (t_1 + T)$  nell'eq. 3.48 ed essendo  $i_L(t_1 + T) = i_L(t_1)$ , dall'eq. 3.50 si ricava:

$$\int_{t_1}^{t_1+T} v_L d\xi = 0$$

oppure

$$\frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} v_L d\xi = 0 \quad (3.51)$$

dove  $\xi$  è la variabile d'integrazione.

L'eq. 3.51 implica che, a regime, la tensione media dell'induttore (mediata su un periodo) sia uguale a zero.

Questo risultato è rappresentato mediante le forme d'onda della fig. 3.8b, dove le aree A e B sono equivalenti.

Una spiegazione fisica di questa proprietà è data dal fatto che l'integrale della tensione dell'induttore è uguale alla variazione del flusso concatenato, e l'eq. 3.51 implica che la variazione totale del flusso concatenato dopo un periodo sia uguale a zero, che è la condizione necessaria per un funzionamento a regime.

Nel caso di un condensatore che funziona in condizione di regime, sostituendo  $t = (t_1 + T)$  nell'eq. 3.49 ed essendo  $v_c(t_1 + T) = v_c(t_1)$  dall'eq. 3.50 si ricava:

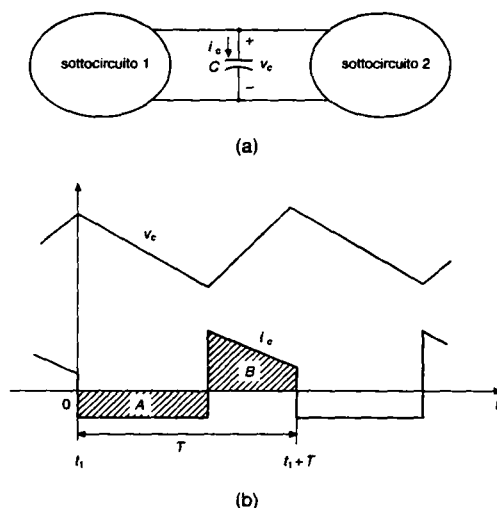


Fig. 3.9 Risposta di un condensatore a regime.

$$\int_{t_1}^{t_1+T} i_c d\xi = 0$$

oppure

$$\frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} i_c d\xi = 0 \quad (3.52)$$

dove  $\xi$  è la variabile di integrazione. L'eq. 3.52 implica che, a regime, la corrente media del condensatore (mediata su un periodo) sia uguale a zero.

Questo è rappresentato mediante le forme d'onda della fig. 3.9b, dove le aree A e B sono equivalenti. Una spiegazione fisica di questa proprietà è data dal fatto che l'integrale della corrente del condensatore è uguale alla variazione della sua carica e l'eq. 3.52 implica che la variazione totale della carica del condensatore dopo un periodo sia uguale a zero, che è una condizione necessaria per un funzionamento a regime.

### 3.3 Circuiti magnetici

Negli apparati elettronici di potenza sovente si trovano componenti magnetici come induttori e trasformatori. Alcune definizioni e alcuni concetti fondamentali dei circuiti magnetici sono analizzati di seguito.

#### 3.3.1 Legge di Ampere

Una corrente che percorre un conduttore genera un campo magnetico d'intensità  $H$ , la cui unità di misura nel Sistema Internazionale (SI) è ampere al metro (A/m).

Secondo la legge di Ampere (fig. 3.10a), la circuitazione (lungo una linea chiusa) del

campo magnetico  $H$  (misurato in A/m) è uguale alla totale corrente che la linea chiusa racchiude:

$$\oint H dl = \sum i \quad (3.53)$$

Per la maggior parte dei circuiti pratici, l'equazione precedente può essere scritta come

$$\sum_k H_k l_k = \sum_m N_m i_m \quad (3.54)$$

Per il circuito della fig. 3.10b, l'eq. 3.54 diventa  $H_1 l_1 + H_g l_g = N_1 i_1$ .

### 3.3.2 Regola della mano destra

La direzione del campo  $H$  prodotto dalla corrente che percorre un conduttore è definita mediante la *regola della mano destra*, secondo la quale una vite con filettatura destrorsa si muove nella stessa direzione della corrente. La direzione del campo  $H$  è data dal senso di rotazione della vite, come mostrato nella fig. 3.11a. Questa regola è applicata per determinare la direzione del campo  $H$  prodotto all'interno di una bobina, come mostrato nella fig. 3.11b. La direzione di questo campo dipende da quella della corrente e dal modo con il quale la bobina è avvolta.

### 3.3.3 Densità di flusso o campo $B$

L'intensità del campo  $H$  è correlata alla densità di flusso  $B$ , o campo  $B$ , dalle caratteristiche del mezzo entro il quale il campo esiste. Vale la seguente equazione:

$$B = \mu H \quad (3.55)$$

e l'unità di misura di  $B$  nel Sistema Internazionale (SI) è il weber al metro quadrato ( $\text{Wb}/\text{m}^2$ ), o tesla (T); vale l'uguaglianza  $1 \text{ Wb}/\text{m}^2 = 1 \text{ T}$ ;  $\mu$  è detta permeabilità del mezzo e nel Sistema Internazionale la sua unità di misura è l'henry al metro (H/m). La permeabilità del mezzo è funzione della permeabilità del vuoto (o dell'aria)  $\mu_0$  e della permeabilità relativa  $\mu_r$ :

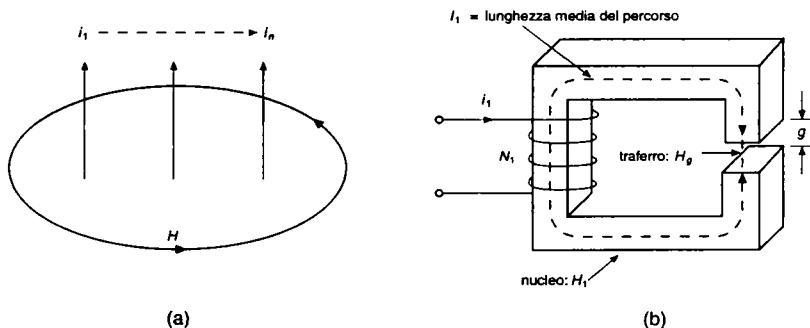


Fig. 3.10 (a) Formulazione generale della legge di Ampere, (b) esempio particolare della legge di Ampere nel caso di un avvolgimento su un nucleo magnetico con traferro.

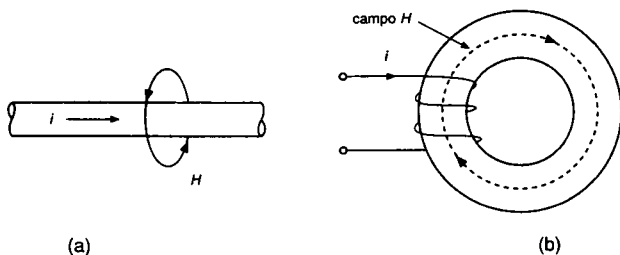


Fig. 3.11 Determinazione della direzione del campo magnetico mediante la regola della mano destra: in (a) il caso generale e (b) il caso specifico di una bobina percorsa da corrente, avvolta attorno a un nucleo toroidale.

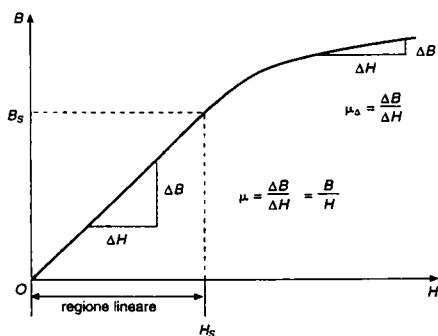


Fig. 3.12 Relazione tra i campi  $B$  e  $H$ .

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad (3.56)$$

dove  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m e  $\mu_r$  varia tra 1.0 per l'aria e i materiali non magnetici, e parecchie migliaia per il ferro.

L'eq. 3.55 evidenzia una relazione lineare tra i campi  $B$  e  $H$  purché  $\mu$  sia costante; per esempio, nei materiali non magnetici o in quelli magnetici che lavorano nella regione lineare, ben sotto il punto  $B_s$  in cui si ha la saturazione della densità di flusso, come mostrato nella fig. 3.12.

Oltre  $B_s$  un materiale magnetico incomincia a saturarsi, come mostrato nella stessa figura, e la permeabilità incrementale  $\mu_\Delta = \Delta B/\Delta H$  può essere molto più piccola di quella che si ha nella regione lineare.

### 3.3.4 Continuità del flusso

Il campo  $B$  o densità di flusso rappresenta la densità delle linee di flusso per unità di superficie. Il flusso magnetico  $\Phi$ , attraverso un'area, può essere ottenuto mediante l'integrale di superficie del campo  $B$  normale a quest'area:



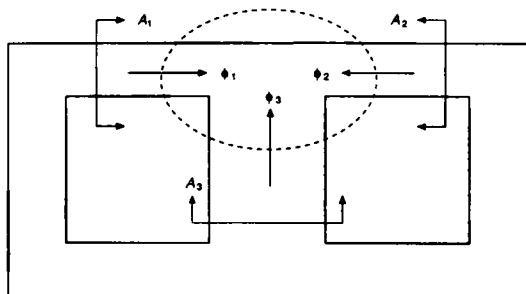


Fig. 3.13 Continuità del flusso.

$$\phi = \iint_A B \, dA \quad (3.57)$$

Poiché le linee di flusso magnetico formano un anello chiuso, le linee di flusso che entrano in una superficie chiusa devono essere uguali a quelle che escono da essa.

Questo è chiamato continuità di flusso, che può essere espressa con l'integrale di  $B$  esteso ad una superficie chiusa, che risulta essere nullo:

$$\phi = \iint_{A_{\text{superficie chiusa}}} B \, dA = 0 \quad (3.58)$$

Per esempio, nel circuito magnetico della fig. 3.13, le eqq. 3.57 e 3.58 diventano

$$B_1 A_1 + B_2 A_2 + B_3 A_3 = 0 \quad \text{oppure} \quad \phi_1 + \phi_2 + \phi_3 = 0$$

In generale si ha:

$$\sum_k \phi_k = 0 \quad (3.59)$$

### 3.3.5 Riluttanza e permeanza magnetica

La legge di Ampere nella forma dell'eq. 3.54 e la continuità di flusso data dall'eq. 3.58 possono essere combinate per definire la **riluttanza** di un circuito magnetico. In generale, per un circuito magnetico del tipo mostrato nella fig. 3.10b si ha:

$$\sum_k H_k l_k = \sum_k H_k (\mu_k A_k) \frac{l_k}{\mu_k A_k} = \sum_k (B_k A_k) \frac{l_k}{\mu_k A_k} = \sum_k \phi_k \frac{l_k}{\mu_k A_k} = \phi \sum_k \frac{l_k}{\mu_k A_k}$$

dove  $\phi_k = \phi$  per ogni valore di  $k$ , avendo applicato l'eq. 3.58 della continuità di flusso. Pertanto, dall'eq. 3.54 e da quella appena introdotta si ha

$$\phi \sum_k \frac{l_k}{\mu_k A_k} = \sum_m N_m i_m \quad (3.60)$$

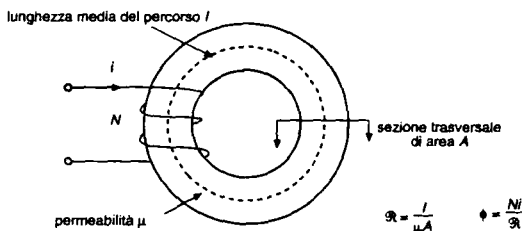


Fig. 3.14 Riluttanza magnetica.

Per ogni sezione  $k$ , il termine della sommatoria del lato sinistro dell'eq. 3.60 è definito come riluttanza magnetica del percorso delle linee del flusso magnetico:

$$\mathcal{R}_k = \frac{l_k}{\mu_k A_k} \quad (3.61)$$

e pertanto

$$\Phi \sum_k \mathcal{R}_k = \sum_m N_m i_m \quad (3.62)$$

Per la struttura magnetica semplice mostrata nella fig. 3.14 si ha:

$$\Phi \mathcal{R} = Ni \quad (3.63)$$

Come si vede dall'eq. 3.61, la riluttanza di un circuito magnetico dipende dalla proprietà  $\mu$  del mezzo magnetico e dalla sua geometria attraverso  $l$  e  $A$ .

Conoscendo  $\mathcal{R}_k$  e  $i_m$  della eq. 3.62 per circuiti simili a quello della fig. 3.10b, il flusso  $\Phi$  può essere calcolato come

$$\Phi = \frac{\sum_m N_m i_m}{\sum_k \mathcal{R}_k} \quad (3.64)$$

La permeanza del circuito magnetico è definita come il reciproco della sua riluttanza:

$$\mathcal{P} = \frac{1}{\mathcal{R}} \quad (3.65)$$

Tab. 3.2 Analogia elettrico - magnetica.

Circuito magnetico	Circuito elettrico
Forza magnetomotrice (fmm) $Ni$	$v$
Flusso $\Phi$	$i$
Riluttanza $\mathcal{R}$	$R$
Permeabilità $\mu$	$1/\rho$ dove $\rho$ = resistività

### 3.3.6 Analisi di un circuito magnetico

Per analizzare i circuiti magnetici è sovente utile ricorrere ad una analogia tra circuiti magnetici e grandezze elettriche riportata nella tab. 3.2, che è valida per condizioni quasi-statiche, cioè in un determinato istante  $t$ .

Questo porta ad una analogia tra le equazioni di un circuito magnetico e uno elettrico, riportate nella tab. 3.3.

La fig. 3.15a mostra un circuito magnetico e la fig. 3.15b ne mostra l'analogo elettrico, che può essere facilmente analizzato.

### 3.3.7 Legge di Faraday della tensione indotta

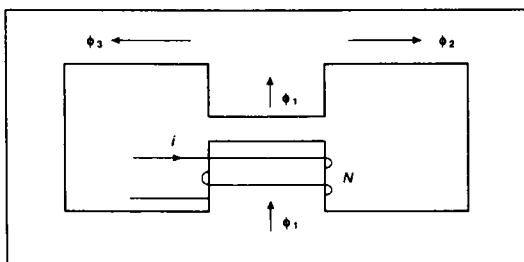
Consideriamo una bobina fissa con o senza nucleo magnetico, come mostrato nella fig. 3.16a. Per convenzione si stabilisce che sia positiva la polarità della tensione nel morsetto in cui la corrente entra. È la stessa convenzione che si usa quando si fa riferimento alla legge di Ohm  $v = Ri$ . Come è indicato nella fig. 3.16a, avendo stabilito la direzione positiva della corrente, quella positiva del flusso è determinata dalla legge della mano destra ed è diretta verso l'alto se la corrente risulta positiva. Allora, per la legge di Faraday, un flusso variabile nel tempo, concatenato con la bobina è legato alla tensione indotta come:

$$e = + \frac{d(N\Phi)}{dt} = N \frac{d\Phi}{dt} \quad (3.66)$$

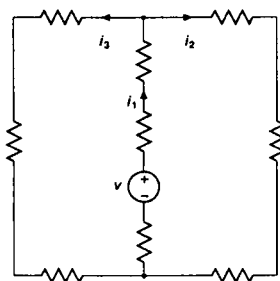
per la quale la polarità positiva della tensione e la direzione del flusso sono mostrate nella fig. 3.16a. La polarità della tensione indotta può essere confermata dalla legge di Lenz dell'induzione elettromagnetica. Consideriamo la variazione del flusso esterno  $\Phi_e$  come causa e la tensione indotta come effetto. La polarità della tensione indotta è tale da fare circolare una corrente (se il circuito è chiuso), che si oppone alla variazione del flusso concatenato. Pertanto, nella fig. 3.16b, se  $\Phi_e$  aumenta con il tempo nella direzione indicata, allora la polarità della tensione indotta può essere ottenuta pensando a una ipotetica richiusura del circuito su una resistenza  $R$ . La corrente deve circolare all'esterno uscendo dal morsetto superiore per produrre, secondo la legge della mano destra, un flusso  $\Phi_i$  che si oppone alla variazione del flusso  $\Phi_e$  concatenato con la bobina. Questo implica che la tensione indotta misurata tra il morsetto superiore della bobina e quello inferiore deve essere positiva.

Tab. 3.3 Analogia di equazioni tra circuito elettrico e magnetico.

Magnetico	Elektrico (corrente continua)
$\frac{Ni}{\Phi} = \mathcal{R} = \frac{l}{\mu A}$	Legge di Ohm: $\frac{v}{i} = R = \frac{l}{A/\rho}$
$\Phi \sum_k \mathcal{R}_k = \sum_m N_m i_m$	Legge di Kirchhoff delle tensioni: $i \sum_k R_k = \sum_m v_m$
$\sum \Phi_k = 0$	Legge di Kirchhoff delle correnti: $\sum_k i_k = 0$

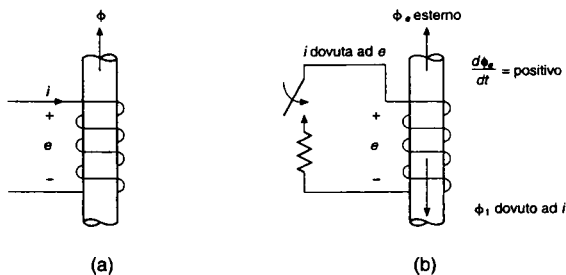


(a)



(b)

Fig. 3.15 (a) Circuito magnetico, (b) analogia elettrica.



(a)

(b)

Fig. 3.16 (a) Direzione del flusso e polarità della tensione, (b) legge di Lenz.

### 3.3.8 Auto-induttanza $L$

Una bobina, come quella mostrata nella fig. 3.17, ha una auto-induttanza o semplicemente induttanza  $L$  definita nel modo seguente:

$$L = \frac{N\phi}{i} \quad \text{o} \quad N\phi = Li \quad (3.67)$$

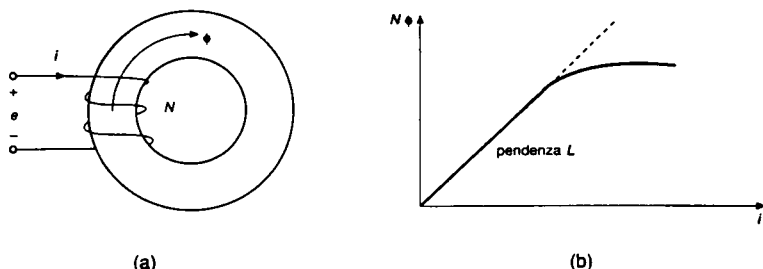


Fig. 3.17 Auto-induttanza  $L$ .

nella quale, all'interno della regione in cui il nucleo ha comportamento lineare, generalmente  $L$  non dipende da  $i$ . Sostituendo nell'eq. 3.66 il valore di  $N\phi$  della 3.67 si ha:

$$e = L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dt} = L \frac{di}{dt} \quad \text{per una bobina fissa} \quad (3.68)$$

In una bobina con nucleo ferromagnetico,  $N\phi$  è funzione di  $i$ , come mostrato nella fig. 3.17b.

La funzione può essere linearizzata come indica la linea tratteggiata e la pendenza di questa caratteristica uguaglia l'induttanza linearizzata  $L$ .

Sostituendo nell'eq. 3.67 il valore di  $\phi$  ottenuto dalla 3.63, si ha

$$L = \frac{N Ni}{i \mathcal{R}} = \frac{N^2}{\mathcal{R}} \quad (3.69)$$

che mostra come l'induttanza di una bobina dipende dalle caratteristiche del circuito magnetico ed è indipendente dalla corrente, purché non si arrivi alla saturazione del nucleo magnetico.

### 3.3.9 Trasformatori

#### 3.3.9.1 Trasformatori con nucleo privo di perdite

Un trasformatore è costituito da due o più avvolgimenti che sono accoppiati magneticamente. La fig. 3.18a mostra una sezione trasversale di un tipico trasformatore con due avvolgimenti. Supponiamo che il nucleo del trasformatore abbia la caratteristica  $B-H$  rappresentata nella fig. 3.18b e che  $B(t)$  sia sempre inferiore a  $B_s$ . Il flusso totale  $\phi_1$  nell'avvolgimento 1 è dato da:

$$\phi_1 = \phi + \phi_{11} \quad (3.70)$$

e il flusso totale  $\phi_2$  nell'avvolgimento 2 è dato da:

$$\phi_2 = -\phi + \phi_{12} \quad (3.71)$$

Nelle eqq. 3.70 e 3.71  $\phi_{11}$  e  $\phi_{12}$  sono, rispettivamente, i flussi dispersi negli avvolgimenti 1 e 2, e sono rappresentati nella fig. 3.18a.

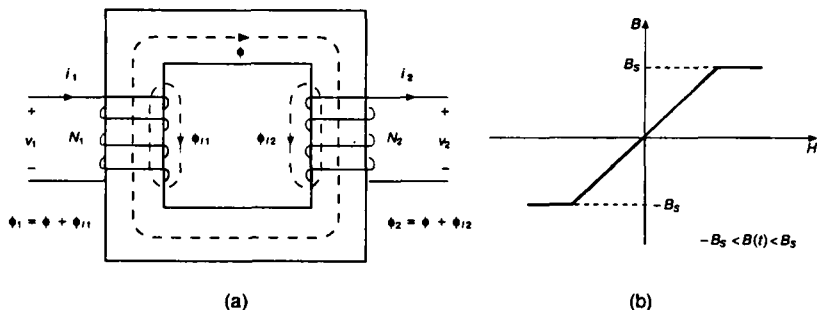


Fig. 3.18 (a) Sezione trasversale di un trasformatore, (b) caratteristica  $B$ - $H$  del nucleo.

Il flusso  $\phi$  nel nucleo concatena i due avvolgimenti ed è dato da:

$$\phi = \frac{N_1 i_1 - N_2 i_2}{\mathcal{R}_c} = \frac{N_1 i_m}{\mathcal{R}_c} \quad (3.72)$$

nella quale  $\mathcal{R}_c$  è la riluttanza del nucleo e  $i_m$  è la corrente di magnetizzazione che può essere ricavata dall'eq. 3.72 come

$$i_m = i_1 - \frac{N_2 i_2}{N_1} \quad (3.73)$$

I flussi dispersi sono dati rispettivamente da:

$$\phi_{11} = \frac{N_1 i_1}{\mathcal{R}_{11}} \quad (3.74)$$

e

$$\phi_{12} = \frac{N_2 i_2}{\mathcal{R}_{12}} \quad (3.75)$$

dove  $\mathcal{R}_{11}$  e  $\mathcal{R}_{12}$  sono le riluttanze dei percorsi dei flussi dispersi. Anche nei trasformatori progettati bene, i flussi dispersi sono una parte non trascurabile dei flussi totali degli avvolgimenti e questo comporta che le riluttanze di dispersione devono essere considerate nella descrizione di ogni trasformatore.

Le tensioni  $v_1$  e  $v_2$  ai morsetti del trasformatore sono date da

$$v_1 = R_1 i_1 + N_1 \frac{d\phi_1}{dt} \quad (3.76)$$

e

$$v_2 = -R_2 i_2 - N_2 \frac{d\phi_2}{dt} \quad (3.77)$$

Le resistenze  $R_1$  e  $R_2$  sono legate alle perdite ohmiche negli avvolgimenti dovute alla conducibilità non infinita dei conduttori. I segni negativi dell'eq. 3.77 derivano dall'aver imposto che la polarità della tensione  $v_2$  è positiva se riferita la morsetto da dove esce la

corrente  $i_2$  (la direzione di  $\phi_2$  è congruente con la regola della mano destra applicata all'avvolgimento 2). Usando le eqq. 3.70, 3.72 e 3.74 nell'eq. 3.76 per esprimere i flussi in funzione delle correnti  $i_1$  e  $i_2$  si ottiene

$$v_1 = R_1 i_1 + \frac{N_1^2}{\mathcal{R}_1} \frac{di_1}{dt} + \frac{N_1^2}{\mathcal{R}_c} \frac{di_m}{dt} \quad (3.78)$$

Analogamente la tensione  $v_2$  può essere espressa dalla seguente equazione:

$$v_2 = -R_2 i_2 - \frac{N_2^2}{\mathcal{R}_2} \frac{di_2}{dt} + \frac{N_1 N_2}{\mathcal{R}_c} \frac{di_m}{dt} \quad (3.79)$$

La notazione dell'espressione di  $v_1$  può essere semplificata definendo le seguenti grandezze:

forza elettromotrice indotta nell'avvolgimento 1

$$e_1 = \frac{N_1^2}{\mathcal{R}_c} \frac{di_m}{dt} = L_m \frac{di_m}{dt} \quad (3.80a)$$

nella quale

$$L_m = \frac{N_1^2}{\mathcal{R}_c} \quad (3.80b)$$

è l'induttanza di magnetizzazione e

$$L_{11} = \frac{N_1^2}{\mathcal{R}_{11}} \quad (3.81)$$

è l'induttanza di dispersione dell'avvolgimento 1.

Usando queste definizioni nell'eq. 3.78, si ottiene:

$$v_1 = i_1 R_1 + L_{11} \frac{di_1}{dt} + L_m \frac{di_m}{dt} = R_1 i_1 + L_{11} \frac{di_1}{dt} + e_1 \quad (3.82)$$

Se il terzo termine del secondo membro dell'eq. 3.79 viene moltiplicato per  $N_1/N_1$  e se definiamo

$$L_{12} = \frac{N_2^2}{\mathcal{R}_{12}} \quad (3.83)$$

allora l'eq. 3.79 può essere espressa così:

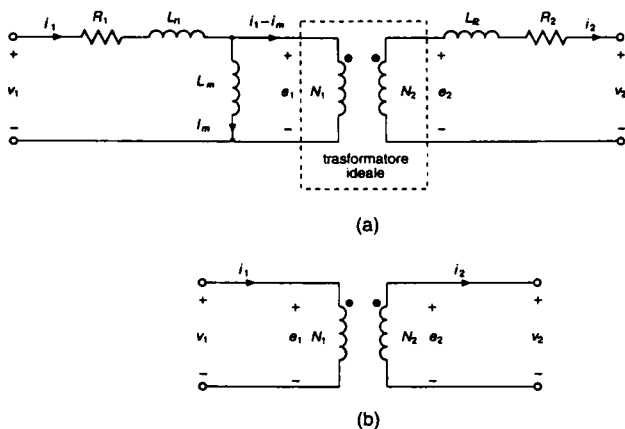
$$v_2 = -R_2 i_2 - L_{12} \frac{di_2}{dt} + \frac{N_2}{N_1} e_1 = -R_2 i_2 - L_{12} \frac{di_2}{dt} + e_2 \quad (3.84)$$

dove  $e_2$  è la forza elettromotrice indotta nell'avvolgimento 2.

Le eq. 3.82 e 3.84 permettono di ottenere il circuito equivalente del trasformatore rappresentato nella fig. 3.19a.

### 3.3.9.2 Trasformatori ideali

Talvolta il circuito equivalente di un trasformatore può essere semplificato mediante le seguenti ipotesi:



**Fig. 3.19** Circuito equivalente: (a) di un trasformatore reale avvolto su un nucleo privo di perdite, (b) di un trasformatore ideale.

- 1)  $R_1 = R_2 = 0$  (cioè, avvolgimenti realizzati con conduttori ideali)
- 2)  $\mathcal{R}_c = 0$  (permeabilità del nucleo  $\mu = \infty$ ) e di conseguenza  $L_m = \infty$
- 3)  $\mathcal{R}_{l1} = \mathcal{R}_{l2} = \infty$  e così  $L_{l1} = L_{l2} = 0$  (flussi dispersi  $\phi_{l1}$  e  $\phi_{l2} = 0$ )

Potendo fare queste ipotesi, il circuito equivalente reale del trasformatore si riduce a quello ideale rappresentato nella fig. 3.19b. In un trasformatore ideale le eqq. 3.82 e 3.84 diventano

$$v_1 = e_1 \quad v_2 = e_2 = \frac{N_2}{N_1} e_1 = \frac{N_2}{N_1} v_1 \quad \text{o} \quad \frac{v_1}{N_1} = \frac{v_2}{N_2} \quad (3.85)$$

L'eq. 3.72 può essere riscritta come  $\mathcal{R}_c \phi = N_1 i_1 - N_2 i_2 = 0$  quando  $\mathcal{R}_c = 0$ . Così è possibile esprimere le correnti come:

$$N_2 i_2 = N_1 i_1 \quad \text{o} \quad \frac{i_1}{i_2} = \frac{N_2}{N_1} \quad (3.86)$$

Le eqq. 3.85 e 3.86 rappresentano il modello matematico di un trasformatore ideale. Si noti che il circuito equivalente di un trasformatore reale (fig. 3.19a) ne contiene uno ideale.

### 3.3.9.3 Trasformatori con nuclei caratterizzati da isteresi

Se il trasformatore è avvolto su un nucleo magnetico che ha una caratteristica  $B-H$  con isteresi, come quella della fig. 3.20, allora il flusso variabile nel tempo dissipa potenza nel nucleo. Questa dissipazione, o perdita, deve comparire nel circuito equivalente del trasformatore. Secondo l'eq. 3.72 il flusso nel nucleo è generato dalla corrente di magnetizzazione  $i_m$  che, nel circuito equivalente senza perdite magnetiche della fig. 3.19a, passa attraverso l'induttanza di magnetizzazione  $L_m$ .



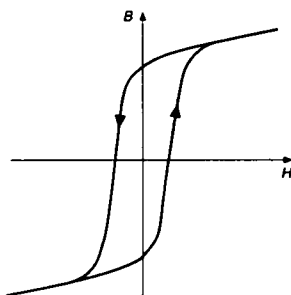


Fig. 3.20 Caratteristica  $B$ - $H$  del nucleo di un trasformatore avente un'isteresi e quindi perdite magnetiche.

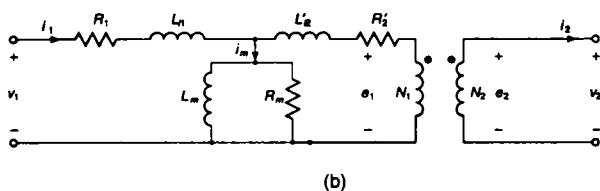
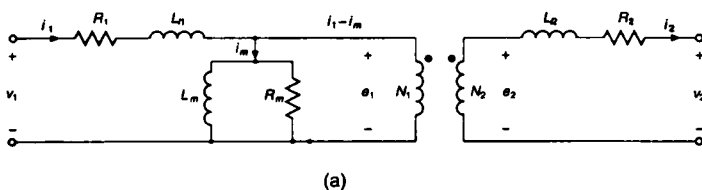


Fig. 3.21 Circuito equivalente di un trasformatore comprendente gli effetti della perdita per isteresi: (a) i componenti del circuito sono su entrambi i lati (avvolgimenti 1 e 2), (b) i componenti dell'avvolgimento secondario 2 sono riportati sul primario 1 mediante un trasformatore ideale.

In presenza di perdite nel nucleo,  $i_m$  continua a generare il flusso nel nucleo e un modo conveniente per rappresentare queste perdite nel circuito equivalente è quello di mettere una resistenza in serie o in parallelo a  $L_m$ .

Per consuetudine si mette in parallelo a  $L_m$  una resistenza  $R_m$ , rappresentata nella fig. 3.21a, che produce le perdite equivalenti del nucleo uguali a  $e_1^2/R_m$ .

### 3.3.9.4 Induttanza di dispersione in per unit [p.u.]

L'induttanza totale di dispersione vista da un lato (ad esempio dall'avvolgimento del lato 1) può essere scritta come

$$L_{l,\text{totale}} = L_{l1} + L'_{l2} \quad (3.87)$$

dove  $L'_{l2}$  equivale a  $L_{l2}$  riportata al primario (avvolgimento lato 1) mediante un trasformatore ideale, come è mostrato nel circuito equivalente della fig. 3.21a.  $L'_{l2}$  può essere espressa come

$$L'_{l2} = \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 L_{l2} \quad (3.88)$$

Nello stesso modo, la resistenza  $R_2$  dell'avvolgimento secondario può essere riportata al primario del circuito equivalente ed espressa come:

$$R'_2 = \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 R_2 \quad (3.89)$$

Il circuito equivalente del trasformatore che deriva dalle precedenti considerazioni con tutti i componenti reali, ma ancora lineari, riportati all'avvolgimento primario (lato 1) è rappresentato nella fig. 3.21b.

Per fare una analisi qualitativa di un trasformatore con potenze di qualche kVA è possibile, di solito, trascurare le resistenze degli avvolgimenti e considerare ideale il nucleo del trasformatore (cioè,  $R_1 = R_2 = 0$  e  $R_m = L_m = \infty$ ).

L'induttanza totale di dispersione  $L_{l,\text{totale}} = L_{l1} + L'_{l2}$  è sovente espressa in per unit [p.u.] o come percentuale della tensione e della potenza apparente del trasformatore.

Questo viene illustrato con l'esempio che segue.

#### Esempio 3.2

Un trasformatore da 110/220 V, 60 Hz, monofase, 1 kVA ha una reattanza di dispersione del 4%. Calcolare l'induttanza totale di dispersione riferita a (a) al lato 110 V e (b) al lato 220 V.

#### Soluzione

Assumendo il lato a 110 V come lato 1 e quello a 220 V come lato 2 si ha  $N_1/N_2 = 0.5$ . Sia  $L_{ll1}$  l'induttanza totale di dispersione riferita al lato 1 e  $L_{ll2}$  quella riferita al lato 2. Si ha:

a) per il lato 1

$$V_{l,\text{nominale}} = 110 \text{ V}$$

$$I_{l,\text{nominale}} = \frac{1000}{110} = 9.09 \text{ A}$$

$$Z_{l,\text{base}} = \frac{V_{l,\text{nominale}}}{I_{l,\text{nominale}}} = \frac{110}{9.09} = 12.1 \Omega$$

Pertanto,

$$L_{ll1} = \frac{0.04 \times Z_{l,\text{base}}}{2\pi \times 60} = 1.28 \text{ mH}$$

b) per il lato 2

$$V_{2,\text{nominale}} = 220 \text{ V}$$

$$I_{2,\text{nominale}} = \frac{1000}{220} = 4.54 \text{ A}$$

$$Z_{2,\text{base}} = \frac{V_{2,\text{nominale}}}{I_{2,\text{nominale}}} = 48.4 \text{ } \Omega$$

Pertanto,

$$L_{H2} = \frac{0.04 \times Z_{2,\text{base}}}{2\pi \times 60} = 5.15 \text{ mH}$$

Si noti che  $L_{H1} = (N_1/N_2)^2 L_{H2}$ .

### 3.4 Sommario

- 1) Si ha regime in un circuito di elettronica di potenza quando le forme d'onda si ripetono con un periodo  $T$ , che dipende dalla natura specifica del circuito.
- 2) Per tensioni e correnti sinusoidali in circuiti monofasi e trifasi, si definiscono le seguenti quantità: valore efficace, potenza media, potenza reattiva, fattore di potenza.
- 3) L'analisi di Fourier permette di rappresentare un'onda non sinusoidale in regime stazionario mediante le sue componenti armoniche.
- 4) Per tensioni e correnti non sinusoidali viene definito un indice di distorsione denominato distorsione armonica totale THD (*Total Harmonic Distortion*).
- 5) Per un carico non lineare che assorbe una corrente non sinusoidale assumendo sinusoidale la tensione fornita dalla sorgente di alimentazione, sono definiti il fattore di sfasamento e il fattore di potenza.
- 6) Nei circuiti dell'elettronica di potenza a regime, si dimostra che la tensione media su un induttore è uguale a zero. Analogamente è uguale a zero la corrente media in un condensatore.
- 7) Sono stati analizzati i seguenti concetti fondamentali: legge di Ampere, regola della mano destra, densità di flusso o campo  $B$ , continuità del flusso, riluttanza e permeanza magnetica.
- 8) Nell'analisi di un circuito magnetico è possibile stabilire una analogia tra questo e le condizioni istantanee di un circuito elettrico. Sono state esaminate la legge di Faraday della tensione indotta e la definizione di autoinduttanza.
- 9) Sono stati esaminati i concetti fondamentali relativi al funzionamento del trasformatore.

### 3.5 Problemi

- 3.1 Usando il valore efficace per rappresentare le loro ampiezze, la tensione ai capi di un carico e la corrente che lo attraversa sono rappresentate dalle seguenti equazioni in forma fasoriale:

$$\mathbf{V} = V e^{j\phi} \quad \text{e} \quad \mathbf{I} = I e^{-j\phi}$$

Dimostrare che la potenza istantanea  $p(t) = v(t) \cdot i(t)$  può essere scritta nel seguente modo:  $p(t) = P + P \cos 2\omega t + Q \sin 2\omega t$ , dove la potenza media è  $P = VI \cos \phi$  e la potenza reattiva è  $Q = VI \sin \phi$ .

- 3.2 Nel problema 3.1,  $V = 120 \text{ V}$  e  $I = Ie^{-j30^\circ} \text{ A}$ .
- Rappresentare in un grafico le seguenti grandezze in funzione di  $\omega t$ :
    - $v$ ,  $i$  e  $p(t)$
    - $i_p$  in base alla definizione data nell'eq. 3.12 e  $p_1 = v \cdot i_p$
    - $i_q$  in base alla definizione data nell'eq. 3.13 e  $p_2 = v \cdot i_q$
  - Calcolare la potenza attiva  $P$ .
  - Calcolare il valore massimo di  $p_2$  nella parte (a) e  $Q$  dall'eq. 3.14.
  - Calcolare il fattore di potenza (PF) del carico. Il carico è induttivo o capacitivo? Il carico assorbe potenza reattiva positiva?
- 3.3 Per le forme d'onda della fig. P3.3, calcolare il valore medio e il valore efficace della fondamentale e delle altre componenti armoniche.
- 3.4 Nella forma d'onda della fig. P3-3 del problema 3.3,  $A = 10$  e  $u = 20^\circ$  ( $u_1 = u_2 = u/2$ ), dove è applicabile. Calcolare il loro valore efficace totale:
- usando i risultati del problema 3.3 nell'eq. 3.5
  - usando la definizione di valore efficace data nell'eq. 3.5
- 3.5 Con riferimento al problema 3.4:
- per ciascuna delle forme d'onda  $a$ - $e$ , calcolare: (i) il rapporto tra la prima armonica e il valore efficace totale (ii) il rapporto tra la componente di distorsione e il valore efficace totale
  - per le forme d'onda  $f$  e  $g$ , calcolare il rapporto tra il valore medio e il valore efficace totale.
- 3.6 Una tensione sinusoidale  $v = \sqrt{2}V \sin \omega t$  alimenta un carico monofase. La corrente assorbita dal carico corrisponde a una delle forme d'onda  $a$ - $e$  della fig. P3.3. Il passaggio per lo zero della corrente è in ritardo rispetto a quello della tensione di  $\omega t = \phi^\circ$ . Usando i risultati dei problemi 3.3 e 3.4, calcolare la potenza attiva assorbita dal carico, il fattore di sfasamento (DPF), la distorsione armonica totale (THD) e il fattore di potenza (PF) per ciascuna delle forme d'onda della corrente per i seguenti valori numerici:  $V = 120 \text{ V}$ ,  $A = 10 \text{ A}$ ,  $\phi = 30^\circ$ ,  $u = 20^\circ$  ( $u_1 = u_2 = u/2$ ), dove è applicabile.
- 3.7 Un carico induttivo trifase equilibrato è alimentato in regime permanente da un sistema trifase simmetrico di tensioni, la cui tensione di fase ha un valore efficace di  $120 \text{ V}$ .  
Il carico assorbe una potenza di  $10 \text{ kW}$  con un fattore di potenza di  $0.85$  (in ritardo). Calcolare il valore efficace delle correnti di fase e il valore dell'impedenza di una fase del carico per ogni singola fase. Disegnare i diagrammi fasoriali delle tre tensioni e correnti.
- 3.8 Una tensione periodica è filtrata e applicata a una resistenza di carico come mostrato nella fig. P3.8. Si supponga che il sistema sia in regime permanente. Sono dati  $L = 5 \mu\text{H}$  e  $P_{\text{carico}} = 250 \text{ W}$ .
- Calcolare la tensione media di uscita  $V_o$ .
  - Supporre  $C \rightarrow \infty$ , cosicché  $v_o(t) \approx V_o$ . Calcolare  $I_{\text{carico}}$  e il valore efficace della corrente  $i_c$  nel condensatore.
  - Disegnare il grafico di  $v_L$  e  $i_L$  della parte (b).

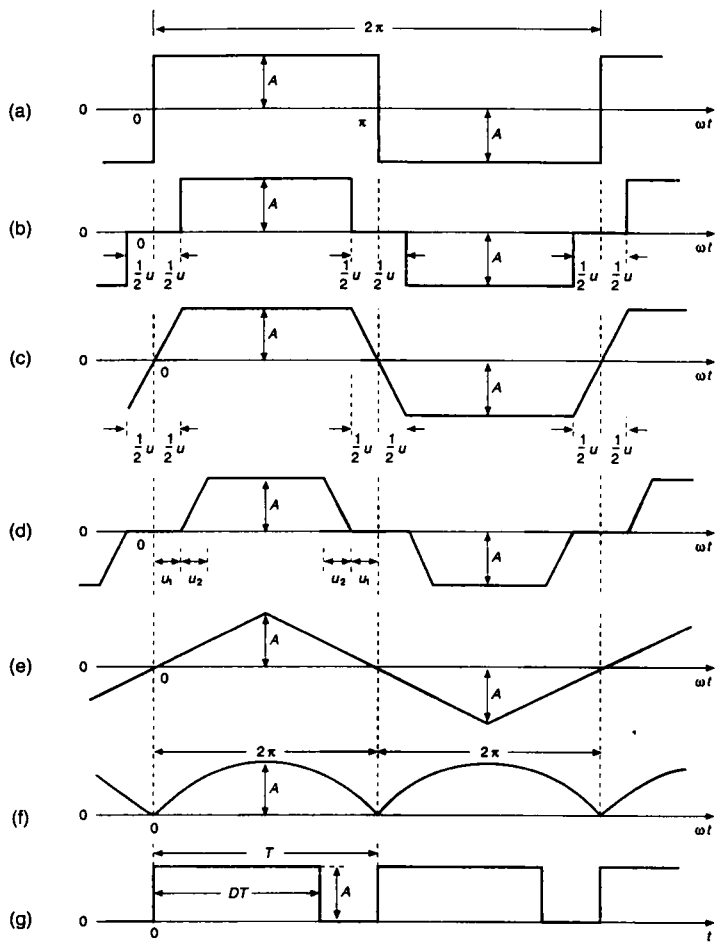


Fig. P3.3

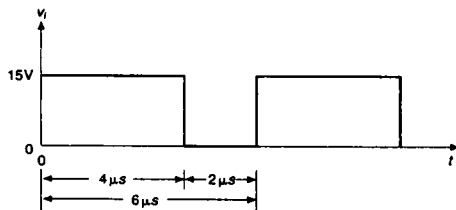
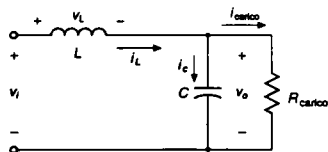


Fig. P3.8

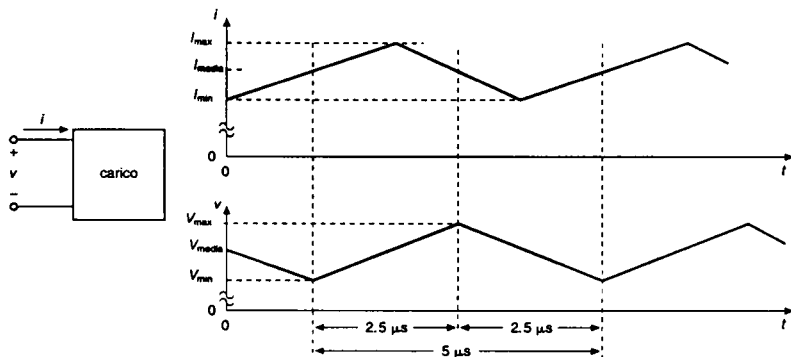


Fig. P3.9

- 3.9 La forma d'onda periodica della corrente in un carico e quella della tensione ad esso applicata sono rappresentate mediante segmenti lineari nella fig. P3.9. Calcolare la potenza attiva  $P$  assorbita dal carico.
- 3.10 Nella fig. P3.9 sono date una tensione massima e una minima, che sono rispettivamente più alta e più bassa di 1% della tensione media  $V_{\text{medio}}$ . In modo analogo l'oscillazione della corrente attorno al suo valore medio è  $\pm 5\%$ . Calcolare l'errore percentuale rispetto al suo valore esatto considerando la potenza attiva uguale a  $V_{\text{medio}} I_{\text{medio}}$ .
- 3.11 Un trasformatore è avvolto su nucleo toroidale. L'avvolgimento primario è alimentato con un'onda quadra avente ampiezza  $\pm 50$  V e frequenza 100 kHz. Supponendo una densità di flusso uniforme nel nucleo, calcolare il numero minimo di spire dell'avvolgimento primario richieste per tenere la densità di flusso (induzione) nel nucleo inferiore a  $0.15$  Wb/m<sup>2</sup> se la sua sezione trasversale ha un'area di  $0.635$  cm<sup>2</sup>. Disegnare l'andamento in funzione del tempo della forma d'onda della tensione e della densità di flusso in regime permanente.
- 3.12 Un nucleo toroidale ha traferri distribuiti che rendono la permeabilità relativa uguale a 125. L'area della sezione trasversale è  $0.113$  cm<sup>2</sup> e la lunghezza del percorso medio è  $3.12$  cm. Calcolare il numero di spire richieste per ottenere una induttanza di  $25$   $\mu$ H.
- 3.13 Nell'esempio 3.2, calcolare in percentuale la variazione della tensione di un trasformatore che ha una tensione di ingresso di  $100$  V e fornisce la sua piena potenza in (kVA) a un carico con i seguenti fattori di potenza
- 1.0
  - 0.8 in ritardo.
- Si noti che la variazione (da vuoto a carico) della tensione di un trasformatore è così definita:

$$\text{variazione percentuale} = 100 \times \frac{V_{\text{out, senza carico}} - V_{\text{out, pieno carico}}}{V_{\text{out, senza carico}}}$$

- 3.14 Con riferimento al problema 3.11, calcolare l'induttanza di magnetizzazione  $L_m$  se la lunghezza del percorso medio è  $3.15$  cm e la permeabilità relativa è  $\mu_r = 2500$ .

### 3.6 Bibliografia

- 1) H. P. Hsu, *Fourier Analysis*, Simon & Schuster, New York, 1967.
- 2) Any introductory textbook on electrical circuits and electromagnetic fields.

## Simulazione al computer di convertitori e sistemi elettronici di potenza

### 4.1 Introduzione

Lo scopo di questo capitolo è quello di descrivere brevemente il ruolo della simulazione con il computer nell'analisi e nella progettazione dei sistemi elettronici di potenza.

Discuteremo i processi di simulazione e alcuni pacchetti software di simulazione adatti per queste applicazioni.

Nei sistemi elettronici di potenza, come mostrato nelle figg. 1.1 e 4.1, i convertitori che gestiscono la potenza sono costituiti da componenti passivi, diodi, tiristori e altri interruttori statici. Pertanto, il tipo di circuito cambia in relazione a questi interruttori che si aprono e si chiudono in funzione del tempo, sotto il controllo di un regolatore.

Generalmente non è possibile, e sovente non desiderabile, calcolare in forma chiusa lo stato del sistema (tensioni e correnti) in funzione del tempo.

Comunque, con la simulazione al computer è possibile realizzare un modello di questi circuiti, in modo da approfondirne la conoscenza.

Useremo in questo libro le simulazioni al computer come un aiuto facoltativo all'apprendimento. Le simulazioni sono normalmente usate nelle ricerche per analizzare il comportamento di nuovi circuiti. Nell'industria sono usate per abbreviare l'intero processo di progettazione, poiché di solito è più semplice studiare l'influenza dei parametri sul comportamento del sistema mediante una simulazione, piuttosto che realizzarlo in laboratorio su una scheda prototipo [1].

Le simulazioni sono usate per calcolare le forme d'onda dei circuiti, il comportamento dei sistemi in regime dinamico e stazionario, i valori delle tensioni e delle correnti dei vari componenti.

Normalmente ci sono parecchie iterazioni tra i diversi passi.



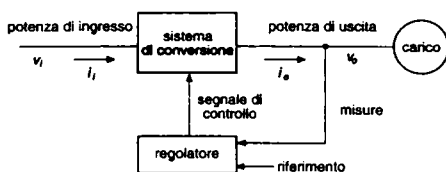


Fig. 4.1 Sistema elettronico di potenza: schema a blocchi.

Migliorando la conoscenza sulle simulazioni, è possibile perfezionarle includendo anche il calcolo delle perdite.

Questo permette anche una progettazione termica in grado di assicurare che la temperatura all'interno del sistema salga fino a valori accettabili.

Tuttavia è bene tenere presente che per l'elettronica di potenza, molto di più che per l'elettronica di segnale, la simulazione al computer e la prova in laboratorio dei prototipi hardware sono tra loro complementari. In altre parole, la simulazione al computer non deve essere vista come una sostituzione dei prototipi hardware.

## 4.2 Punti critici nella simulazione al computer

Per prima cosa è bene rendersi conto che ci sono parecchi fattori che complicano la simulazione dei sistemi elettronici di potenza. Eccone una breve descrizione.

- 1) Gli interruttori statici, che comprendono diodi e tiristori, hanno un'evidente non linearità durante la loro transizione tra uno stato e l'altro. Il programma di simulazione dovrebbe essere capace di rappresentare questi cambiamenti di stato in modo appropriato.
- 2) La simulazione può richiedere molto tempo. Le costanti di tempo o, in altre parole, il tempo di risposta delle varie parti dei sistemi possono differire di parecchi ordini di grandezza. Per esempio, in un azionamento di un motore, gli interruttori a semiconduttore hanno tempi di commutazione di microsecondi o meno, mentre le costanti di tempo meccaniche o il tempo di risposta del motore e del carico possono essere dell'ordine dei secondi o anche dei minuti. Questo richiede che la simulazione proceda con passi di integrazione molto piccoli per avere una risoluzione che rappresenti con precisione le costanti di tempo più piccole, per esempio le commutazioni. Nella stessa simulazione, il tempo finale della simulazione è di solito lungo ed è determinato dalla costante di tempo più alta.
- 3) Modelli accurati non sono sempre disponibili. Questo è vero in modo particolare per i dispositivi dell'elettronica di potenza (anche per semplici diodi di potenza), ma è anche il caso dei componenti magnetici come gli induttori e i trasformatori.
- 4) Il regolatore dello schema a blocchi della fig. 4.1, che può essere analogico e/o digitale, deve essere modellizzato insieme ai convertitori di potenza.
- 5) Anche se interessano solo le forme d'onda a regime, il tempo di simulazione di solito è lungo in quanto non sono conosciuti i valori dello stato iniziale del circuito alla partenza della simulazione.

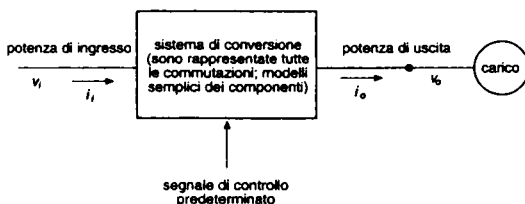


Fig. 4.2 Simulazione in anello aperto e su grande segnale.

I punti critici elencati in precedenza indicano che dobbiamo valutare attentamente gli scopi della simulazione. In generale, non è desiderabile simulare tutti gli aspetti del sistema in modo dettagliato (almeno non all'inizio; piuttosto può essere fatto come ultimo passo). Il motivo è che il tempo della simulazione può essere molto lungo e il risultato alla fine della simulazione può essere tale da mascherare i fenomeni che interessano. Sotto quest'aspetto, la simulazione migliore è quella più semplice possibile che permette di andare incontro all'obiettivo immediato. In altre parole, dobbiamo semplificare il sistema in modo da raggiungere gli obiettivi della simulazione. Alcune scelte saranno discusse qui di seguito.

### 4.3 Il processo di simulazione

Nell'elettronica di potenza è necessario eseguire diversi tipi di analisi. Per ciascuno di questi esiste un appropriato grado di dettaglio nella simulazione con il quale si possono rappresentare i componenti circuitali e i regolatori. È importante notare che a ogni passo è bene verificare in laboratorio i risultati della simulazione, realizzando un prototipo hardware.

#### 4.3.1 Simulazione in anello aperto e su grande segnale

Per raggiungere la migliore comprensione del comportamento di un nuovo sistema, sovente si può iniziare con la simulazione del sistema di conversione utilizzando segnali di controllo predefiniti, come mostrato nello schema a blocchi della fig. 4.2. L'obiettivo di questa simulazione è quello di ottenere le varie forme d'onda della tensione e della corrente dentro i convertitori del sistema di conversione per verificare il corretto funzionamento del circuito, come previsto dai calcoli analitici. Alla fine, questa fase consente di scegliere la topologia del circuito e i valori dei componenti.

Questa simulazione comprende l'apertura e la chiusura di ogni interruttore, ed è fatta con un elevato numero di cicli di commutazione, tale da raggiungere la condizione di regime. Molto sovente, in questa fase della simulazione non si ha beneficio dall'utilizzo di modelli molto dettagliati dei componenti del circuito. Pertanto i componenti circuitali, specialmente i dispositivi di commutazione, dovrebbero essere rappresentati con i loro modelli (ideali) più semplici. In questa fase iniziale non è interessante rappresentare il regolatore, poiché il suo progetto non è ancora stato fatto e il comportamento dinamico del sistema al cambiare delle condizioni di funzionamento per adesso non interessa. Pertanto la simulazione è chiamata ad anello aperto.

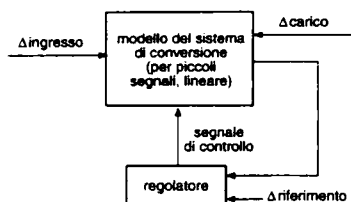


Fig. 4.3 Modello per piccoli segnali (lineare) e progetto del regolatore.

### 4.3.2 Modello per piccoli segnali (lineare) e progetto del regolatore

Dopo aver scelto la topologia del circuito e i valori dei componenti, si può sviluppare un modello (fig. 4.3) lineare (per piccoli segnali) del sistema di conversione sotto forma di funzione di trasferimento, usando le tecniche spiegate in seguito in questo libro.

Un'osservazione importante da fare è che in questo modello gli interruttori sono rappresentati con le loro caratteristiche medie. Una volta che abbiamo linearizzato il modello del circuito, ci sono metodi ben noti della teoria dei controlli per progettare il regolatore, in modo che assicurino la stabilità e la risposta dinamica ai disturbi o alle piccole variazioni (indicate con  $\Delta$  nella fig. 4.3) dell'ingresso, del carico e del segnale di riferimento. Ci sono pacchetti software specializzati disponibili in commercio per rendere automatiche le fasi di progettazione del regolatore [2].

### 4.3.3 Anello chiuso, comportamento del sistema ai grandi segnali

Una volta che il regolatore è stato progettato, si devono verificare le prestazioni del sistema chiudendo l'anello tra il regolatore ed il circuito, in risposta a grandi disturbi quali cambiamenti a gradino del carico o degli ingressi. Lo schema a blocchi è mostrato nella fig. 4.4. La simulazione ai grandi segnali è fatta nel dominio del tempo con una lunga durata che include parecchi (migliaia) cicli di commutazione. Perciò i dispositivi di commutazione dovrebbero essere rappresentati con i loro modelli semplificati (ideali). Tuttavia, sia la saturazione, sia altre opportune non linearità sia le perdite possono essere prese in considerazione. Per queste simulazioni è sufficiente rappresentare il regolatore nel modo più semplice possibile, piuttosto che in dettaglio a livello di componenti quali amplificatori operazionali, comparatori e così via.

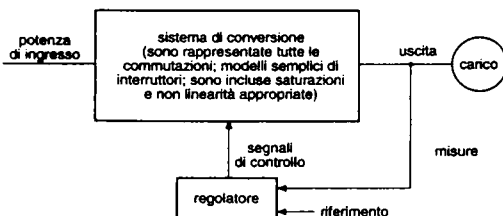


Fig. 4.4 Anello chiuso, comportamento del sistema ai grandi segnali.

#### 4.3.4 Dettagli sulla commutazione

Nelle fasi della simulazione fino ad ora considerate, lo scopo è stato quello di ottenere il comportamento globale del sistema che è influenzato solo in piccola parte dalla non linearità dei dispositivi a semiconduttore. Ora lo scopo è invece quello di ottenere le sovratensioni, le perdite e le altre sollecitazioni dei componenti dovute alla natura non ideale dei dispositivi di commutazione e alle induttanze e capacità parassite presenti nel sistema di conversione. Questa conoscenza è necessaria per scegliere le caratteristiche dei componenti, per valutare le specifiche dei circuiti di protezione come gli snubber e per stabilire entro quali limiti sia necessario minimizzare le induttanze e le capacità parassite. Lo schema a blocchi è mostrato nella fig. 4.5. Per ottenere queste informazioni, è necessario simulare solo pochi cicli di commutazione, utilizzando come valori iniziali i valori del caso peggiore di tensione e di corrente, ottenuti dalle simulazioni precedenti. Piuttosto che l'intero circuito, solo la parte sotto analisi dovrebbe avere il modello dettagliato. Una simulazione di solo pochi cicli è necessaria per ottenere le sollecitazioni nel caso peggiore, perché esse si ripetono ad ogni ciclo. Per questo scopo, abbiamo bisogno di modelli accurati e dettagliati dei dispositivi di commutazione.

### 4.4 Tecniche di simulazione

Avendo stabilito i vari tipi di analisi che è necessario eseguire, il passo successivo consiste nel determinare gli strumenti migliori per questo lavoro. Esistono due scelte fondamentali:

- 1) simulatori orientati al circuito;
- 2) risolutori di equazioni.

La discussione che segue è fatta a livello generale.

#### 4.4.1 Simulatori orientati al circuito

Negli anni, è stato fatto uno sforzo considerevole per sviluppare software relativo a simulatori orientati al circuito. In questi pacchetti, l'utente deve inserire la topologia del circuito ed i valori dei componenti. Il simulatore genera internamente le equazioni del circuito in modo del tutto trasparente per l'utente. In relazione al tipo di simulatore, l'utente può avere la possibilità di scegliere il livello di dettaglio dei modelli dei componenti. La maggior parte dei simulatori permette di definire i regolatori mediante la loro funzione di trasferimento o mediante i modelli di componenti quali amplificatori operazionali, comparatori e così via.

#### 4.4.2 Risolutori di equazioni

Un'alternativa all'uso dei simulatori orientati al circuito prevede di descrivere il circuito e il regolatore mediante equazioni, sia algebriche che differenziali. Bisogna sviluppare le equazioni per tutti i possibili stati nei quali il circuito può funzionare. Ci possono essere parecchi di questi stati. Bisogna allora descrivere la logica che determina lo stato del circuito e il corrispondente insieme di equazioni differenziali basate sulle condizioni del circuito.

Le equazioni, algebriche e differenziali, possono essere risolte usando linguaggi ad alto livello come il C o il FORTRAN o mediante pacchetti software progettati specificamente per questo scopo, che permettono di scegliere il metodo di integrazione, di visualizzare graficamente i risultati e così via.



Fig. 4.5 Dettagli della commutazione.

### 4.4.3 Confronto tra simulatori orientati al circuito e risolutori di equazioni

Con i simulatori orientati al circuito, il tempo della messa a punto iniziale è piccolo, ed è facile introdurre variazioni sia nella topologia del circuito, sia nel controllo. L'attenzione è focalizzata sul circuito piuttosto che sugli algoritmi della soluzione. Sono disponibili molti modelli precostituiti per i componenti e i regolatori (analogici e digitali). È possibile suddividere il sistema globale in sottoinsiemi più piccoli o costruire blocchi che possono essere collaudati singolarmente e poi assemblati. Un aspetto negativo è il limitato controllo sul processo di simulazione che può protrarsi per lungo tempo o, nel caso peggiore, può portare a problemi di convergenza numerica o di oscillazione, causando in tale modo l'arresto della simulazione. Le procedure per superare queste difficoltà di solito non sono evidenti e possono richiedere numerose prove. I risolutori di equazioni, d'altra parte, consentono un controllo totale del processo di simulazione, in particolare il metodo di integrazione da usare, il passo di integrazione e così via. Ciò porta a una durata più breve della simulazione (tempo di esecuzione). Essendo strumenti per usi generali, i risolutori di equazioni possono essere utili in applicazioni diverse dalla simulazione dell'elettronica di potenza. Un aspetto negativo è il lungo tempo richiesto per l'impostazione iniziale, perché l'utente deve sviluppare tutte le possibili combinazioni di equazioni algebriche e differenziali. Anche un piccolo cambiamento nella topologia del circuito o nel regolatore può richiedere uno sforzo maggiore di quello necessario all'impostazione iniziale.

I simulatori orientati al circuito sono nel complesso più facili da usare e pertanto si sono maggiormente affermati. I risolutori di equazioni tendono invece ad essere usati in circostanze particolari. Le caratteristiche di alcuni dei pacchetti software più largamente usati sono discusse nei paragrafi 4.6 e 4.7.

## 4.5 Soluzioni tecniche per l'analisi nel dominio del tempo

Sia i simulatori orientati al circuito, sia i risolutori di equazioni devono risolvere equazioni differenziali in funzione del tempo. Con entrambi gli approcci, l'utente dovrebbe conoscere le procedure fondamentali per la soluzione di queste equazioni.

Nell'elettronica di potenza i circuiti sono di solito lineari, ma essi cambiano in funzione del tempo in seguito all'azione degli interruttori. Un insieme di equazioni differenziali descrive il sistema per ogni stato del circuito. In questo paragrafo discuteremo un metodo di soluzione numerica facendo un esempio semplice che permette di calcolare le variabili in funzione del tempo.

### 4.5.1 Equazioni differenziali lineari

La fig. 4.6 mostra un circuito equivalente semplificato che rappresenta l'alimentatore statico delle figg. 1.3 e 1.4a. In questo esempio, il cambiamento di stato dell'interruttore della fig. 1.3 influenza la tensione  $v_{oi}$  nel circuito della fig. 4.6a ( $v_{oi} = V_d$  quando l'interruttore è chiuso, altrimenti  $v_{oi} = 0$ ). Così, la stessa topologia di circuito è valida per entrambi gli stati dell'interruttore. È compresa la resistenza  $r_L$  dell'induttore.

La forma d'onda della tensione  $v_{oi}$  è mostrata nella fig. 4.6b, il fattore di utilizzazione  $D = t_{on}/T_s$ , è imposto dal regolatore del sistema e dipende dalle condizioni di funzionamento.

Le equazioni sono scritte in termini di tensione sul condensatore  $v_c$  e di corrente nell'induttore  $i_L$ , chiamate *variabili di stato* perché descrivono lo stato del circuito.

Si suppone che al tempo  $t = 0$  all'inizio della simulazione, siano note la corrente iniziale nell'induttore  $i_L(0)$  e la tensione iniziale sul condensatore  $v_c(0)$ .

Applicando la legge di Kirchhoff della corrente (KCL: *Kirchhoff's Current Law*) e quella della tensione (KVL: *Kirchhoff's Voltage Law*) nel circuito della fig. 4.6a, si ottengono le due equazioni seguenti:

$$r_L i_L + L \frac{di_L}{dt} + v_c = v_{oi} \quad (\text{KVL}) \quad (4.1)$$

$$i_L - C \frac{dv_c}{dt} - \frac{v_c}{R} = 0 \quad (\text{KCL}) \quad (4.2)$$

Dividendo per  $L$  entrambi i membri della eq. 4.1 e per  $C$  quelli dell'eq. 4.2, le equazioni differenziali possono essere espresse nella consueta forma di matrice di stato.

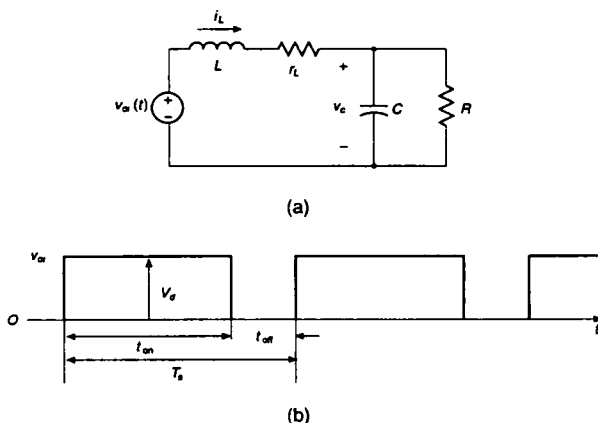


Fig. 4.6 Circuito equivalente semplificato di un alimentatore statico in continua (già proposto nella fig. 1.3).

Si ottiene:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_{oi}(t) \quad (4.3)$$

L'equazione precedente può essere scritta nel modo seguente:

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{b}g(t) \quad (4.4)$$

dove  $\mathbf{x}(t)$  è un vettore di variabili di stato e  $g(t)$  è l'unico ingresso:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad g(t) = v_{oi}$$

La matrice  $\mathbf{A}$  e il vettore  $\mathbf{b}$  sono

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

In generale, la matrice di stato  $\mathbf{A}$  e il vettore di ingresso  $\mathbf{b}$  possono essere funzioni del tempo e l'eq. 4.4 può essere scritta come:

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{b}(t)g(t) \quad (4.6)$$

Con un intervallo di integrazione  $\Delta t$ , la soluzione dell'eq. 4.6 al tempo  $t$  può essere espressa in termini della soluzione al tempo  $t - \Delta t$ :

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{x}(t - \Delta t) + \int_{t-\Delta t}^t [\mathbf{A}(\zeta)\mathbf{x}(\zeta) + \mathbf{b}(\zeta)g(\zeta)]d\zeta \quad (4.7)$$

dove  $\zeta$  è una variabile di integrazione.

## 4.5.2 Metodo di integrazione trapezoidale

Ci sono numerosi e raffinati metodi numerici per risolvere l'integrale dell'eq. 4.7.

Tuttavia discutiamo solo uno di questi metodi, detto metodo del trapezio, che è usato in due dei più diffusi programmi per risolvere i circuiti, chiamati SPICE e EMTP.

Questo metodo usa un'approssimazione di interpolazione lineare tra due valori al tempo  $t - \Delta t$  e  $t$ , supponendo che  $\mathbf{x}(t)$  sia noto al tempo  $t$ . Poiché  $\mathbf{x}(t)$  sarà quello calcolato nella eq. 4.7, l'assunzione della sua conoscenza a priori pone questo metodo nella categoria dei metodi "impliciti".

La fig. 4.7 illustra graficamente questo metodo di integrazione per una singola variabile  $x(t)$ , dove  $A$  e  $b$  sono scalari. Come il nome suggerisce, l'area del trapezio ottenuto dall'interpolazione lineare tra i valori  $t - \Delta t$  e  $t$  approssima il valore dell'integrale.

Applicando questo metodo all'eq. 4.7 si ha:

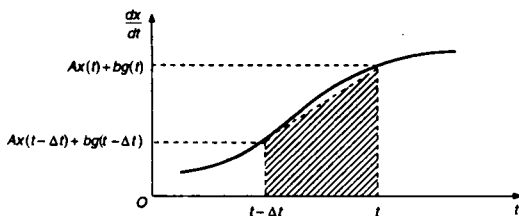


Fig. 4.7 Metodo di integrazione trapezoidale.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) = & \mathbf{x}(t - \Delta t) + \frac{1}{2} \Delta t [\mathbf{A}(t - \Delta t) \mathbf{x}(t - \Delta t) + \mathbf{A}(t) \mathbf{x}(t)] + \\ & + \frac{1}{2} \Delta t [\mathbf{b}(t - \Delta t) g(t - \Delta t) + \mathbf{b}(t) g(t)] \end{aligned} \quad (4.8)$$

L'equazione precedente è una equazione algebrica; in questo caso è anche lineare. Pertanto, riordinando i termini si ottiene:

$$\begin{aligned} \left[ \mathbf{I} - \frac{1}{2} \Delta t \mathbf{A}(t) \right] \mathbf{x}(t) = & \left[ \mathbf{I} + \frac{1}{2} \Delta t \mathbf{A}(t - \Delta t) \right] \mathbf{x}(t - \Delta t) + \\ & + \frac{1}{2} \Delta t [\mathbf{b}(t - \Delta t) g(t - \Delta t) + \mathbf{b}(t) g(t)] \end{aligned} \quad (4.9)$$

Moltiplicando entrambi i membri dell'eq. 4.9 per l'inverso di  $[\mathbf{I} - \frac{1}{2} \Delta t \mathbf{A}(t)]$  si può ottenere  $\mathbf{x}(t)$ :

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) = & \left[ \mathbf{I} - \frac{1}{2} \Delta t \mathbf{A}(t) \right]^{-1} \left\{ \left[ \mathbf{I} + \frac{1}{2} \Delta t \mathbf{A}(t - \Delta t) \right] \mathbf{x}(t - \Delta t) + \right. \\ & \left. + \frac{1}{2} \Delta t [\mathbf{b}(t - \Delta t) g(t - \Delta t) + \mathbf{b}(t) g(t)] \right\} \end{aligned} \quad (4.10)$$

Di solito, nei sistemi elettronici di potenza,  $\mathbf{A}$  e  $\mathbf{b}$  cambiano quando il circuito cambia stato in seguito all'azione della commutazione. Tuttavia, per ogni stato del circuito, nell'intervallo durante il quale lo stato non cambia, la matrice di stato  $\mathbf{A}$  e il vettore  $\mathbf{b}$  sono indipendenti dal tempo, quindi  $\mathbf{A}(t - \Delta t) = \mathbf{A}(t) = \mathbf{A}$  e  $\mathbf{b}(t - \Delta t) = \mathbf{b}(t) = \mathbf{b}$ . Inserendo nell'eq. 4.10 si ottiene:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{M} \mathbf{x}(t - \Delta t) + \mathbf{N} [g(t - \Delta t) + g(t)] \quad (4.11)$$

dove

$$\mathbf{M} = \left[ \mathbf{I} - \frac{1}{2} \Delta t \mathbf{A} \right]^{-1} \left[ \mathbf{I} + \frac{1}{2} \Delta t \mathbf{A} \right] \quad (4.12)$$

e

$$\mathbf{N} = \left[ \mathbf{I} - \frac{1}{2} \Delta t \mathbf{A} \right]^{-1} \left( \frac{1}{2} \Delta t \right) \mathbf{b} \quad (4.13)$$



che possono essere calcolate una sola volta per ogni stato del circuito, purché l'intervallo di tempo  $\Delta t$  scelto per la soluzione numerica sia tenuto costante.

A questo punto è ovvio domandarsi perché risolvere lo stato del circuito con un piccolo intervallo  $\Delta t$  piuttosto che scegliere il tempo  $\Delta t$  che il circuito impiega a portarsi da uno stato a quello successivo. Nella soluzione di circuiti lineari,  $\Delta t$  deve essere scelto molto più piccolo della più bassa costante di tempo che interessa, presente nel circuito.

In ogni caso, nell'elettronica di potenza,  $\Delta t$  è sovente anche più piccolo; questa scelta è suggerita dalla necessità di avere una risoluzione che permetta di rappresentare gli istanti della commutazione. A priori non si conosce in quale istante il circuito assumerà lo stato successivo, perché sono i valori delle variabili del circuito che determinano l'istante in cui questo avrà una transizione. Un'altra importante osservazione da fare è che quando il circuito cambia stato, i valori delle variabili di stato dell'istante finale relative allo stato precedente sono usati come valori iniziali dello stato successivo.

### 4.5.3 Equazioni differenziali non lineari [1]

Nei sistemi elettronici di potenza, la saturazione dei componenti introduce delle non linearità (conseguenza del fatto che i valori dei componenti dipendono dalle correnti e dalle tensioni a loro associate); altri limiti sono imposti dal regolatore. Un esempio è la capacità di uscita di un MOSFET che è funzione della tensione presente ai suoi capi. In questi sistemi, le equazioni differenziali possono essere scritte nel modo seguente (dove  $\mathbf{f}$  è una funzione generica non lineare):

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), t) \quad (4.14)$$

La soluzione dell'equazione precedente può esser scritta come

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{x}(t - \Delta t) + \int_{t-\Delta t}^t \mathbf{f}(\mathbf{x}(\zeta), \zeta) d\zeta \quad (4.15)$$

Per esempio, applicando la regola del trapezio all'integrale dell'equazione precedente, si ottiene:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{x}(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{2} \{ \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), t) + \mathbf{f}(\mathbf{x}(t - \Delta t), t - \Delta t) \} \quad (4.16)$$

L'eq. 4.16 è non lineare, e non può essere risolta direttamente, perché nel secondo membro la  $\mathbf{f}(\mathbf{x}(t), t)$  dipende da  $\mathbf{x}(t)$ . Equazioni di questo tipo sono risolte con una procedura iterativa che converge verso la soluzione entro un numero limitato di iterazioni.

Una delle tecniche risolutive comunemente usate è la procedura iterativa di Newton-Raphson.

## 4.6 Simulatori orientati al circuito, largamente usati

Sono disponibili diversi simulatori per applicazioni generali, orientati al circuito. Questi comprendono SPICE, EMTP, SABER e KREAN, per nominarne alcuni. Due di questi, SPICE e EMTP, sono facilmente disponibili e largamente utilizzati.

Entrambi hanno punti forti e deboli. SPICE è stato sviluppato per simulare circuiti integrati, mentre EMTP per modellare sistemi di potenza. In conseguenza della loro diffusa popolarità, li descriveremo entrambi nei paragrafi che seguono.

### 4.6.1 SPICE [3]

SPICE (*Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*) è un programma sviluppato all'Università di Berkeley, California. Può trattare le non linearità e consente un controllo automatico dell'intervallo di integrazione. Esistono alcune versioni commerciali di SPICE che funzionano su personal computer con sistemi operativi largamente diffusi. Una versione commerciale di SPICE è denominata PSpice [4].

In PSpice, sono state aggiunte molte funzionalità per renderlo un simulatore multilivello, dove i regolatori possono essere rappresentati con i loro modelli di comportamento, cioè, con la loro relazione ingresso-uscita, senza dover ricorrere ad una simulazione mediante dispositivi.

C'è la possibilità di immettere i dati di ingresso disegnando lo schema del circuito. Oltre al suo utilizzo in ambito industriale, PSpice si è diffuso anche nell'insegnamento dei circuiti elettronici in molti corsi universitari di primo livello.

Pertanto numerosi studenti hanno confidenza con PSpice. Una delle ragioni della diffusione di questo programma è legata alla disponibilità ed alla possibilità di distribuire liberamente e senza costi la sua versione di valutazione. Questa versione è molto efficace per la simulazione dell'elettronica di potenza. Per esempio, tutte le simulazioni riportate nel libro indicato al punto 5 della bibliografia usano solo la versione di valutazione di PSpice. Per questo motivo PSpice è usato in questo libro negli esempi e nei problemi dei compiti da svolgere individualmente.

Per spiegare come l'informazione relativa a un circuito è inserita in un generico programma orientato al circuito e in particolare in PSpice, viene qui discusso un esempio molto semplice.

Consideriamo il circuito della fig. 1.3, ridisegnato nella fig. 4.8a, dove il segnale di controllo dell'interruttore, che funziona ad anello aperto, è rappresentato nella fig. 4.8b.

Si noti che è stata inclusa la rappresentazione esplicita del diodo e dell'interruttore, mentre si poteva rappresentare il circuito con il semplice circuito equivalente della fig. 4.6 che deve essere modificato se la corrente nell'induttore diventa discontinua.

Questo mostra la potenzialità di un simulatore orientato al circuito che automaticamente prende in considerazione i vari stati del circuito senza che l'utente debba specificarli.

In questa simulazione il diodo è rappresentato da un semplice modello incorporato in PSpice, e l'interruttore statico è rappresentato da un semplice interruttore comandato in tensione.

In un simulatore come PSpice, orientato al circuito, i modelli dettagliati dei dispositivi possono essere sostituiti se si desidera analizzare i dettagli della commutazione.

Come primo passo, dobbiamo dare un numero ai nodi come mostrato nella fig. 4.9a, nella quale uno dei nodi è stato scelto come riferimento di massa (0).

Il transistoro della fig. 4.8a è rappresentato nella fig. 4.9a con il modello di un interruttore (SW) controllato in tensione, il cui stato è determinato dalla tensione presente ai suoi morsetti di controllo.

Nello stato di chiusura con una tensione di controllo maggiore di  $V_{on}$  ( $= 1$  V, valore di default) l'interruttore ha una piccola resistenza in conduzione  $R_{on}$  ( $= 1$   $\Omega$ , valore di default).

Nello stato di apertura con una tensione di controllo inferiore a  $V_{off}$  ( $= 0$  V, valore di default) l'interruttore è rappresentato da una grande resistenza  $R_{off}$  ( $= 10^6$   $\Omega$ , valore di default). Naturalmente, i valori di default possono essere modificati e l'utente può specificare quelli più appropriati.

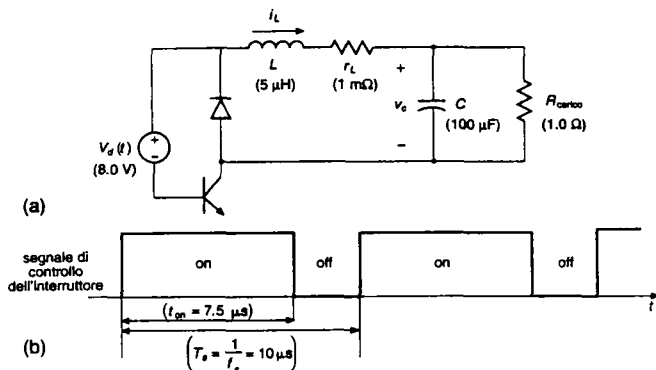
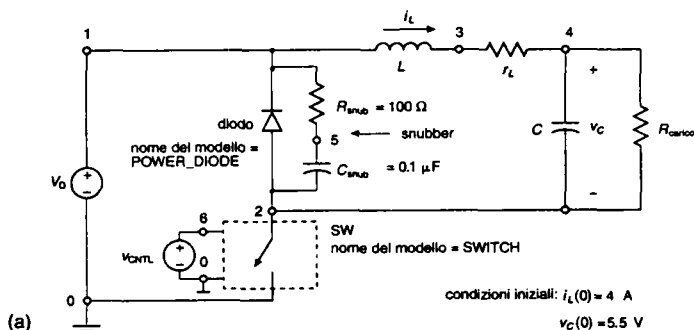


Fig. 4.8 (a) Circuito per la simulazione, (b) forma d'onda del segnale di controllo dell'interruttore.



#### PSpice Example

```

*
DIODE 2 1 POWER_DIODE
Rsnub 1 5 100.0
Csnub 5 2 0.1 uF
*
SW 2 0 6 0 SWITCH
VCNTL 6 0 PULSE(0V,1V,0s,1ns,1ns,7.5us,10us)
*
L 1 3 5uH IC=4A
rL 3 4 1m
C 4 2 100uF IC=5.5V
RLOAD 4 2 1.0
*
VD 1 0 8.0V
.MODEL POWER_DIODE D(RS=0.01,CJO=10pF)
.MODEL SWITCH VSWITCH(ROn=0.01)
.TRAN 10us 0s 0.2us uic
.PROBE
(b) .END

```

Fig. 4.9 Simulazione con PSpice del circuito della fig. 4.8.

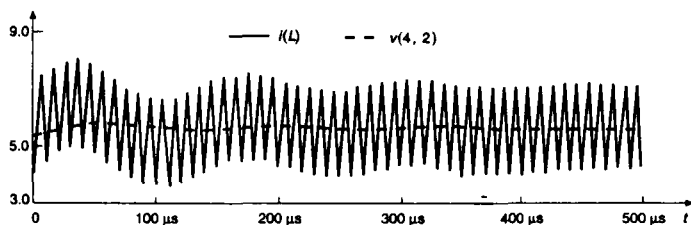


Fig. 4.10 Risultati della simulazione con PSpice:  $i_L$  e  $v_C$ .

Il listato del file di ingresso del circuito per PSpice è mostrato nella fig. 4.9b. La tensione ripetitiva di controllo, mostrata nella fig. 4.8b, che determina lo stato dell'interruttore SW, è modellata, in PSpice, mediante un generatore di tensione indicato con VCNTL.

Per i diodi esiste un modello predefinito, i cui parametri possono essere cambiati, così come quelli della resistenza in conduzione  $R_f$  e della capacità  $C_{jo}$  di giunzione rispetto alla massa; altrimenti possono essere usati i valori di default.

In PSpice può manifestarsi una discontinuità improvvisa quando il programma è eseguito con passi di integrazione estremamente piccoli o, nella peggiore delle ipotesi, un problema di convergenza, se questa non è raggiunta dalle tensioni di alcuni nodi in determinati istanti. Se questo accade, la simulazione si ferma mostrando un messaggio d'errore.

Esistono poche ma chiare regole per evitare che la soluzione non converga. Così, è sempre meglio evitare discontinuità improvvise, ad esempio usando uno "snubber numerico" R-C in parallelo al diodo della fig. 4.9a per "ammorbidire" la discontinuità che si ha quando la corrente del diodo va a zero all'improvviso. In modo simile, i tempi di salita e di discesa di VCNTL della fig. 4.9a, rappresentata da un impulso nella fig. 4.9b, sono stati scelti pari a 1 ns piuttosto che a zero.

La forme d'onda ottenute con la simulazione sono mostrate nella fig. 4.10. Esse sono prodotte da un postprocessore grafico (chiamato Probe) presente in PSpice, molto facile da usare.

#### 4.6.2 Programma di simulazione EMTP

Un altro programma per la simulazione di circuiti con scopi generali, ampiamente usato, è chiamato EMTP (*Electro-Magnetic Transients Program*). Diversamente da SPICE, che ha avuto origine per modellare microelettronica, EMTP è stato sviluppato in origine per l'industria elettrica di potenza presso le Bonneville Power Administration a Portland, nell'Oregon.

ATP (*Alternative Transients Program*) è una versione di EMTP disponibile per personal computer che lavorano con il sistema operativo MS-DOS [7]. Come SPICE, EMTP usa per l'integrazione la regola del trapezio, ma il passo di integrazione è mantenuto costante.

Grazie ai modelli incorporati per i vari componenti dei sistemi di potenza, come ad esempio le linee di trasmissione trifase, EMTP è un programma molto potente per realizzare modelli di applicazioni dell'elettronica di potenza nei sistemi elettrici di potenza.

Rispetto a quelli di SPICE, gli interruttori di EMTP sono trattati in modo abbastanza diverso. Quando un interruttore è chiuso, le righe e le colonne (nella matrice della rete) corrispondenti ai morsetti dell'interruttore sono unite insieme. Ci sono funzionalità molto potenti per rappresentare i regolatori analogici e digitali, che possono essere definiti quasi con la stessa facilità di un linguaggio ad alto livello. La rete elettrica e il regolatore possono scambiarsi vicendevolmente i valori delle variabili a ogni passo d'integrazione.

### 4.6.3 Convenienza di PSpice e EMTP

Per la simulazione nell'ambito dell'elettronica di potenza, sia PSpice che EMTP sono molto utili; PSpice si addice meglio all'utilizzo nei corsi di elettronica di potenza per parecchie ragioni. La sua versione di valutazione è disponibile senza costo (in effetti, la sua copia e la sua distribuzione sono auspicabili e incoraggiate) ed è molto facile installarla, sia su un computer IBM-compatibile, sia su Macintosh.

È facile da usare ed è dotato di un postprocessore grafico, facile da apprendere e utile per tracciare i risultati. Grazie alla disponibilità di modelli dei dispositivi a semiconduttore, è anche molto adatto per applicazioni nelle quali sono necessarie rappresentazioni assai dettagliate. Forse in un futuro vicino, i modelli miglioreranno al punto tale che potranno essere calcolate accuratamente le perdite necessarie al dimensionamento termico.

Per contro, EMTP è più adatto per simulare dispositivi elettronici di potenza elevata impiegati nei sistemi elettrici di potenza. Esso ha la possibilità di rappresentare i controllori con la stessa naturalezza con cui si usa un linguaggio ad alto livello. Il controllo sugli intervalli  $\Delta t$  implica tempi di esecuzione che sono accettabili. Per questi motivi, EMTP è molto adatto per analizzare sistemi complessi dell'elettronica di potenza a un livello (di sistema) tale che i dispositivi di commutazione possono essere rappresentati mediante interruttori ideali e il regolatore mediante la funzione di trasferimento ed espressioni logiche.

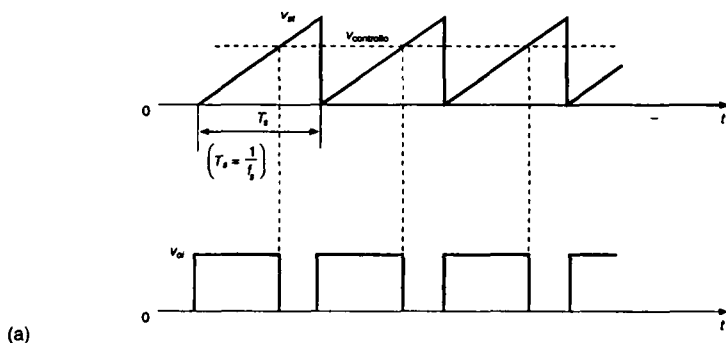
Numerosi esercizi sull'elettronica di potenza, che usano la versione di valutazione di PSpice [5] ed EMTP [8], sono disponibili come aiuto per apprenderla. Essi sono inoltre ideali per imparare attraverso esempi l'uso di questi pacchetti software.

## 4.7 Risolutori di equazioni

Se si sceglie un risolutore di equazioni, bisogna scrivere esplicitamente le equazioni differenziali e algebriche per descrivere i vari stati del circuito e le espressioni logiche del regolatore che determina lo stato del circuito. Poi, queste equazioni differenziali/algebriche sono risolte contemporaneamente, in funzione del tempo.

Nella maggiore parte dei casi tipici, si possono risolvere queste equazioni programmando in uno dei linguaggi ad alto livello come FORTRAN, C o Pascal. In ognuno di questi linguaggi è anche possibile accedere a librerie, che consistono in sottoprogrammi per applicazioni specifiche, come ad esempio eseguire una integrazione o fare l'inversione di una matrice. Comunque, è ancora più conveniente usare un pacchetto come MATLAB [9] o uno dei tanti pacchetti applicativi nel quale siano disponibili queste utili funzionalità. Ciascuno di questi pacchetti usa una propria sintassi e inoltre è ottimizzato per applicazioni specifiche.

Il programma MATLAB può facilmente elaborare vettori e matrici.



(a)

% Solution of the Circuit in fig. 4.6 using Trapezoidal Method of Integration

clc, clg, clear

% Input Data

Vd=8; L=5e-6; C=100e-6; rL=1e-3; R=1.0; fs=100e3; Vcontrol=0.75;  
Ts=1/fs; tmax=50\*Ts; deltat=Ts/50;

%

time= 0:deltat:tmax;

vst= time/Ts - fix(time/Ts);

voi= Vd \* (Vcontrol > vst);

%

A=[-rL/L -1/L; 1/C -1/(C\*R)];

b=[1/L 0]';

MN=inv(eye(2) - deltat/2 \* A);

M=MN \* (eye(2)+ deltat/2 \* A);

N=MN \* deltat/2 \* b;

%

iL(1)=4.0; vC(1)=5.5;

timelength=length(time);

%

for k = 2:timelength

x = M \* [iL(k-1) vC(k-1)]' + N \* (voi(k) + voi(k-1));

iL(k) = x(1); vC(k) = x(2);

end

%

plot(time, iL, time, vC)

meta Example

(b)

Fig. 4.11 Simulazione con MATLAB del circuito della fig. 4.6.

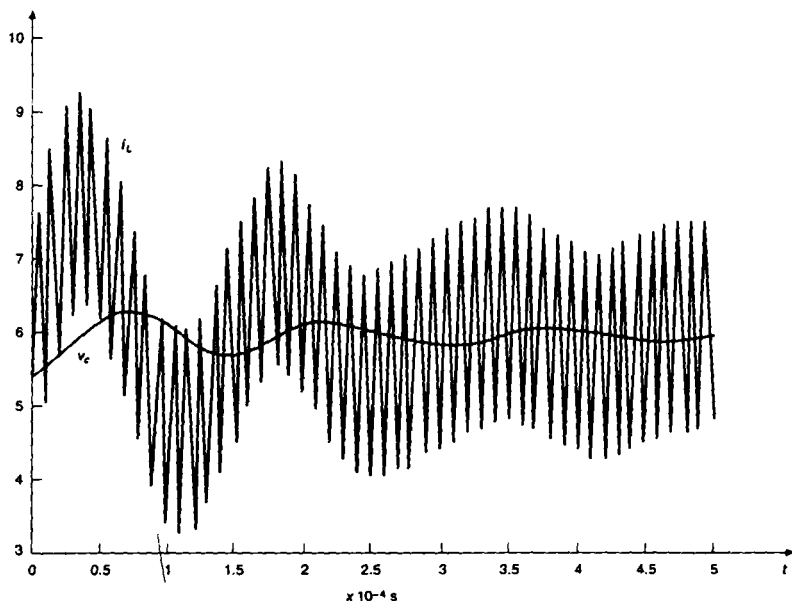


Fig. 4.12 Risultati della simulazione con MATLAB.

Ad esempio,  $y = a \cdot b$  fornisce un valore di  $y$  che è uguale al prodotto elemento per elemento di due array  $a$  e  $b$ . In modo analogo si può invertire una matrice con l'istruzione  $Y = \text{inv}(X)$ . Sono anche disponibili potenti funzioni di grafica. MATLAB è largamente usato nell'industria. Inoltre questi programmi sono usati in corsi universitari per gli insegnamenti di sistemi di controllo e di elaborazioni dei segnali. Pertanto gli studenti, di solito, prendono confidenza con MATLAB prima di incominciare i corsi di elettronica di potenza. Altrimenti è possibile imparare ad usarli in fretta, specialmente mediante esempi. Per questo motivo, MATLAB è utilizzato in questo libro per risolvere alcuni problemi scelti come esempio o assegnati come compiti individuali. SIMULINK è un potente preprocessore grafico o interfaccia utente di MATLAB, che permette di rappresentare i sistemi dinamici in semplice forma di schema a blocchi.

Come esempio di MATLAB, nella fig. 4.11 è mostrata la soluzione del circuito della fig. 4.8 usando il metodo di integrazione del trapezio. Il circuito della fig. 4.8 è l'equivalente di quello mostrato in precedenza nella fig. 4.6 (purché  $i_L(t) > 0$ ). Come è mostrato nella fig. 4.11a, la tensione di ingresso  $v_{oi}$  è generata in MATLAB confrontando la tensione a denti di sega  $v_{st}$ , che ha la frequenza  $f_s$  di commutazione, con una tensione continua di controllo  $v_{\text{controllo}}$ . Quando la tensione di controllo è maggiore di  $v_{st}$ , si ha  $v_{oi} = V_d$ ; altrimenti  $v_{oi}$  è uguale a zero. L'elenco istruzioni del programma MATLAB è mostrato nella fig. 4.11b e le forme d'onda ottenute sono riportate nella fig. 4.12. Esse differiscono leggermente da quelle ottenute con la simulazione di PSpice in conseguenza della caduta di tensione diretta sul diodo che si ha in PSpice.

## 4.8 Sommario

La creazione di modelli e le simulazioni al computer hanno un ruolo importante nell'analisi, nella progettazione e nell'insegnamento dei sistemi elettronici di potenza. A causa delle difficoltà associate a queste simulazioni, prima di iniziarle è importante semplificare il sistema che deve essere simulato, in conformità con gli obiettivi che si vogliono raggiungere. Nel corso degli anni, sono stati sviluppati diversi pacchetti di simulazione. È necessario valutare attentamente i vantaggi e i difetti di ogni pacchetto, prima di sceglierlo per risolvere una determinata categoria di problemi.

## 4.9 Problemi

- 4.1 Usando MATLAB generare un'onda triangolare con un picco di  $\pm 1$  V e una frequenza di 100 kHz.
- 4.2 Usando il listato di PSpice della fig. 4.9b, ricavare le forme d'onda della corrente nell'interruttore e della tensione sul diodo.
- 4.3 Usando il listato di MATLAB della fig. 4.11b, ricavare le forme d'onda della corrente nell'induttore e della tensione sul condensatore simili a quelle della fig. 4.12.
- 4.4 Nella simulazione con PSpice della fig. 4.9, porre  $R_{\text{carico}} = 10 \Omega$ . Valutare gli effetti dei seguenti cambiamenti sui risultati della simulazione:
  - a) eliminare lo snubber  $R$ - $C$  in parallelo al diodo
  - b) negli impulsi della tensione di controllo VCNTL, porre uguali a zero i tempi di salita e di discesa
  - c) eliminare lo snubber  $R$ - $C$  in parallelo al diodo e nello stesso tempo apportare i seguenti cambiamenti:
    - (i) fare il modello del diodo nel modo seguente:  
 . MODEL POWER\_DIODE D(IS=3e-15, RS=0.1, CJO=10PF)
    - (ii) aggiungere il seguente comando OPTIONS:  
 . OPTIONS ABSTOL= 1N, VNTOL=1M, RELTOL=0.015
  - d) nella parte c, porre uguale a zero il tempo di salita e di discesa della tensione di controllo VCNTL.
- 4.5 Per rendere i risultati della simulazione con PSpice della fig. 4.9 più simili a quelli della simulazione con MATLAB della fig. 4.11, inserire un generatore ideale di tensione continua pari a 0.7 V in serie con il diodo della fig. 4.9a per compensare la caduta di tensione diretta su di esso. Confrontare i risultati della simulazione di PSpice con quelli di MATLAB riportati nella fig. 4.12.
- 4.6 Nella simulazione con PSpice della fig. 4.9, rendere ideale la combinazione interruttore-diodo; ciò consente di sostituirli una tensione a impulsi  $v_{oi}$  (variabile tra 0 e 8 V). Confrontare i risultati della simulazione di PSpice con quelli di MATLAB della fig. 4.12.
- 4.7 Ripetere la simulazione di MATLAB della fig. 4.11 usando la routine di integrazione ODE45 incorporata in MATLAB.
- 4.8 Nella simulazione con PSpice della fig. 4.8, cambiare il valore di  $R_{\text{carico}}$  in  $10 \Omega$  per avere nell'induttore una corrente  $i_L$  discontinua (cioè, essa rimane uguale a zero per un certo tempo durante ogni periodo di commutazione). Ricavare le forma d'onda di  $i_L$  e  $v_c$ .
- 4.9 Ripetere il problema 4.8 (con  $R_{\text{carico}} = 10 \Omega$ ) usando MATLAB, tenendo presente che  $i_L$  diventa discontinua con questo basso livello della potenza d'uscita.



- 4.10 Poiché il condensatore d'uscita  $C$  di solito è di grande capacità nei circuiti simili a quelli della fig. 4.8b, la tensione ai suoi capi varia lentamente. Pertanto, riscrivere le equazioni differenziali in termini  $i_L$  di  $v_c$  facendo le seguenti ipotesi: (i) calcolare  $i_L(t)$  basandosi su  $v_c(t - \Delta t)$ , (ii) usare il valore di  $i_L(t)$  del punto precedente per calcolare  $v_c(t)$ . Fare la simulazione usando MATLAB e confrontare i risultati con quelli della fig. 4.12.
- 4.11 Nel circuito della fig. 4.8a, ignorare il generatore ideale di tensione all'ingresso e l'interruttore a transistore. Porre  $i_L(0) = 4 \text{ A}$  e  $v_c(0) = 5.5 \text{ V}$ . Supponendo che il diodo sia ideale, simulare di questo circuito con MATLAB usando, come metodo di integrazione, la regola del trapezio. Disegnare l'andamento della tensione  $v_L$  dell'induttore.

#### 4.10 Bibliografia

- 1) N. Mohan, W.P. Robbins, T.M. Undeland, R Nilssen, O. Mo, "Simulation of Power-Electronics and Motion Control System – An Overview", Proceedings of the IEEE, Vol. 82, N. 8, agosto 1994, pp. 1287 +1302.
- 2) B. C. Kuo e D. C. Hanselman, *MATLAB Tools for Control System Analysis and Design*, Prentice Hall, Englewood (NJ), 1994.
- 3) L. W. Nagel, "SPICE2 A Computer Program to Simulate Semiconductor Circuits", Memorandum No. ERL-M520, University of California, Berkeley, 1975.
- 4) Pspice, MicroSim Corporation, 20 Fairbanks, Irvine, CA 92718.
- 5) "Power Electronics: Computer Simulation, Analysis, and Education Using Evaluation Version of PSpice", on diskette with a manual, Minnesota Power Electronics, P. O. Box 14503, Minneapolis, MN 554414 (vedere pagina viii).
- 6) W. S. Meyer e T. H. Liu, "EMTP Rule Book", Bonneville Power Administration, Avenue, OR 97208.
- 7) Versione ATP di EMTP, Canadian/American EMTP User Group, The Fontaine, Unit 6B, 1220 N. E. 17<sup>th</sup> Avenue, Potland, OR 97232.
- 8) "Computer Exercises for Power Electronics Education using EMTP", University of Minnesota Media Distribution, Box 734 Mayo Building, 420 Delaware Street, Minneapolis, MN 55455.
- 9) MATLAB, The Math Works Inc., 24 Prime Park Way, Natick, MA 01760.

## Raddrizzatori a diodi a frequenza di linea: da alternata a continua senza controllo

### 5.1 Introduzione

Nella maggior parte delle applicazioni dell'elettronica di potenza, la potenza d'ingresso, fornita dal sistema di distribuzione sotto forma di tensione alternata sinusoidale con frequenza di 50 o 60 Hz, viene dapprima convertita in tensione continua. Sempre più, la tendenza è quella di usare gli economici raddrizzatori a diodi per convertire la corrente alternata d'ingresso in corrente continua in modo non controllato, come mostrato nella fig. 5.1. In questi raddrizzatori a diodi, la potenza può fluire solo dalla linea in alternata alla continua. La maggior parte delle applicazioni dell'elettronica di potenza, come gli alimentatori switching, gli azionamenti per motori in corrente alternata, i servomotori in corrente continua, e così via, usa questi raddrizzatori non controllati. La funzione di un raddrizzatore a diodi in un azionamento per motore in corrente alternata è stata discussa alla luce della fig. 1.8 nel capitolo 1. Nella maggior parte delle applicazioni, i raddrizzatori sono alimentati direttamente dalla linea senza un trasformatore a 50 o a 60 Hz. In molti moderni sistemi elettronici di potenza è importante evitare l'impiego di questo trasformatore, costoso e ingombrante.

La tensione continua d'uscita del raddrizzatore dovrebbe essere esente il più possibile da fluttuazione (*ripple*). Pertanto sul lato corrente continua viene collegato un condensatore di elevata capacità con funzione di filtro. Come vedremo in questo capitolo, il condensatore si carica fino ad un valore vicino a quello di picco della tensione alternata d'ingresso. Di conseguenza, la corrente che passa attraverso il raddrizzatore è molto alta nei pressi del massimo della tensione alternata di linea e non circola con continuità; cioè essa si annulla per un certo tempo durante ogni semiperiodo della frequenza di linea.

Questi raddrizzatori assorbono dalla linea una corrente fortemente distorta.

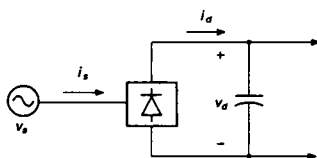


Fig. 5.1 Schema a blocchi di un raddrizzatore.

Adesso e sempre di più in futuro, standard e specifiche sulle armoniche introdurranno dei limiti sulla distorsione delle correnti in linea, e non sarà più permesso l'impiego di un semplice raddrizzatore a diodi. Circuiti per ottenere una corrente raddrizzata quasi sinusoidale e con fattore di potenza unitario destinati a molte applicazioni sono discussi nell'ultimo capitolo del libro.

In questo capitolo si parla dei raddrizzatori con ingresso monofase e trifase. Come già detto nel capitolo 2, nell'analisi dei raddrizzatori i diodi sono considerati ideali.

In modo analogo, il filtro di interferenza elettromagnetica EMI (*Electromagnetic Interference*) posto sull'ingresso in alternata dei raddrizzatori viene ignorato, perché non influenza il loro principio di funzionamento. Anche l'interferenza elettromagnetica e i filtri EMI sono discussi nell'ultimo capitolo del libro.

## 5.2 Concetti fondamentali sui raddrizzatori

Il raddrizzamento di una tensione e di una corrente alternata viene ottenuto mediante diodi. Per spiegare i concetti fondamentali, sono presi in considerazione alcuni semplici circuiti.

### 5.2.1 Carico puramente resistivo

Consideriamo il circuito della fig. 5.2a, con una sorgente di tensione sinusoidale  $v_s$ . La forma d'onda della fig. 5.2b mostra che sia la tensione  $v_d$  sia la corrente  $i$  del carico hanno una componente continua. A causa del ripple elevato di  $v_d$  e  $i$ , questo circuito non ha vero significato pratico.

### 5.2.2 Carico induttivo

Ipotizziamo che il carico sia induttivo, con un induttore in serie al resistore, come nella fig. 5.3a. Prima del tempo  $t = 0$ , la tensione  $v_s$  è negativa e la corrente nel circuito è nulla.

Dopo il tempo  $t = 0$ , il diodo viene polarizzato direttamente e la corrente inizia a circolare. Per l'analisi della rete, il diodo può essere sostituito da un corto circuito, come è mostrato nel modello equivalente della fig. 5.3e. La corrente in questo circuito è ricavata dalla seguente equazione differenziale:

$$v_s = Ri + L \frac{di}{dt} \quad (5.1)$$

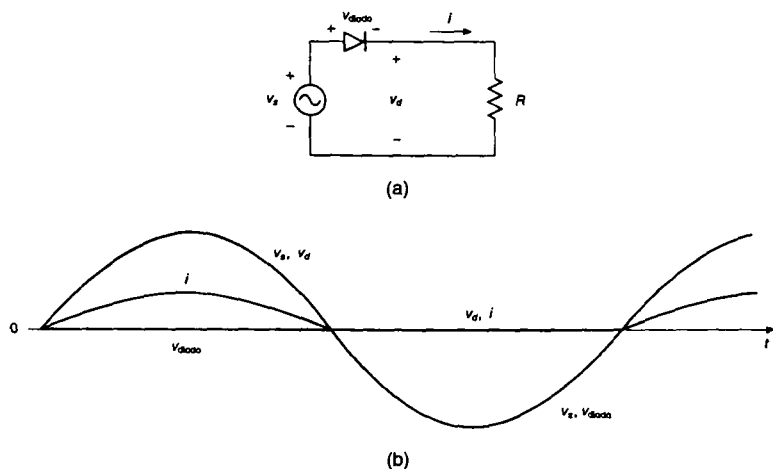


Fig. 5.2 Raddrizzatore di base con carico resistivo.

dove la tensione sull'induttore è  $v_L = L di/dt$ . Le tensioni e le correnti risultanti sono mostrate nella fig. 5.3b e nella fig. 5.3c.

Fino al tempo  $t_1$ ,  $v_s > v_R$  (per cui  $v_L = v_s - v_R$  è positiva), la corrente aumenta e l'energia immagazzinata nell'induttore cresce.

Dopo  $t_1$ ,  $v_L$  diventa negativa e la corrente incomincia a decrescere. Dopo  $t_2$ , la tensione d'ingresso  $v_s$  diventa negativa ma la corrente è ancora positiva e il diodo conduce grazie all'energia immagazzinata nell'induttore.

All'istante  $t_3$ , quando la corrente diventa zero e il diodo smette di condurre, si verifica la situazione descritta qui di seguito (e già discussa nel paragrafo 3.2.5.1).

L'equazione dell'induttore può essere riscritta nel modo seguente:

$$\frac{1}{L} v_L dt = di \quad (5.2)$$

Integrando entrambi i membri della precedente equazione tra zero e  $t_3$  e notando che i valori  $i(0)$  e  $i(t_3)$  sono entrambi nulli, si ha:

$$\frac{1}{L} \int_0^{t_3} v_L dt = \int_{i(0)}^{i(t_3)} di = i(t_3) - i(0) = 0 \quad (5.3)$$

Dalla precedente equazione, possiamo osservare che

$$\int_0^{t_3} v_L dt = 0 \quad (5.4)$$

Per una interpretazione grafica, l'eq. 5.4 può essere scritta come

$$\int_0^{t_1} v_L dt + \int_{t_1}^{t_3} v_L dt = 0 \quad (5.5)$$

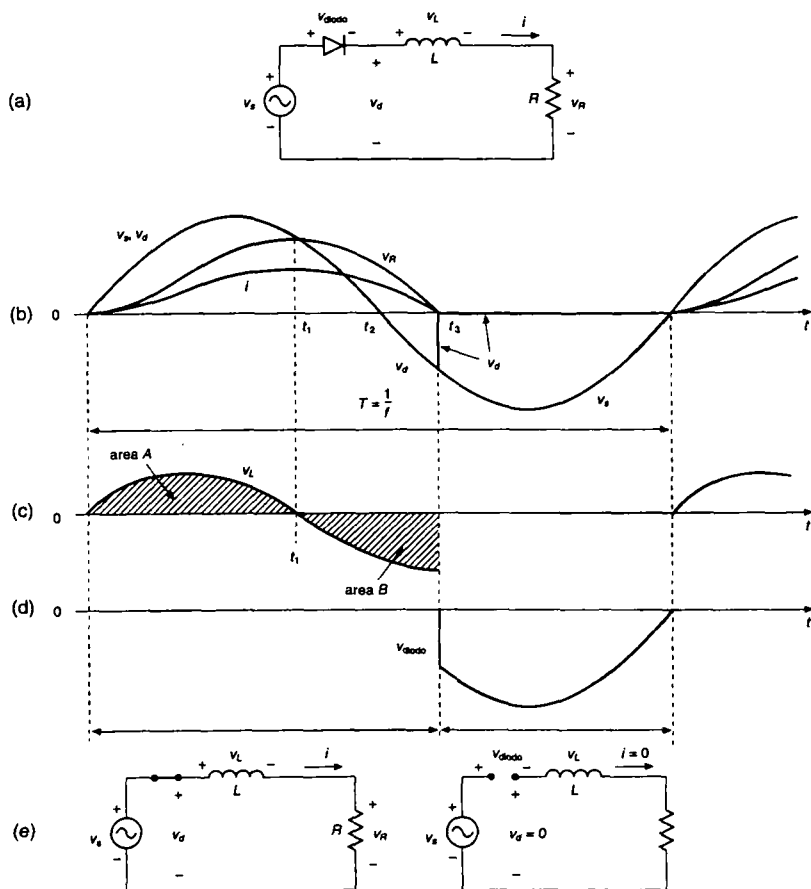


Fig. 5.3 Raddrizzatore di base con carico induttivo.

In termini di aree  $A$  e  $B$  espresse in volt-secondo [Vs] della fig. 5.3c si può scrivere:

$$\text{area } A - \text{area } B = 0 \quad (5.6)$$

Pertanto la corrente diventa nulla al tempo  $t_3$  quando l'area  $A$  nella fig. 5.3c è uguale all'area  $B$ .

Dopo  $t_3$ , le tensioni su  $R$  e su  $L$  sono uguali a zero e sul diodo appare una tensione di polarizzazione inversa ( $v_{diodo} = -v_s$ ), come mostra la fig. 5.3d. Queste forme d'onda si ripetono con un periodo  $T = 1/f$ . La tensione sul carico,  $v_d$ , diventa negativa nell'intervallo fra  $t_2$  e  $t_3$ . Pertanto, rispetto al caso di carico puramente resistivo della fig. 5.2a, la tensione media sul carico è minore.

### 5.2.3 Carico con un generatore interno di tensione continua

Adesso prendiamo in considerazione il circuito della fig. 5.4a nel quale il carico è costituito da un induttore  $L$  e da un generatore di tensione continua  $E_d$ .

Il diodo incomincia a condurre al tempo  $t_1$  quando  $v_s$  diventa maggiore di  $E_d$ . La corrente raggiunge il suo massimo al tempo  $t_2$  (quando  $v_s$  è di nuovo uguale a  $E_d$ ) e ritorna a zero al tempo  $t_3$ ;  $t_3$  è l'istante in corrispondenza del quale l'area  $A$  espressa in [Vs] è uguale all'area  $B$ , come mostrato nel grafico di  $v_L$  della fig. 5.4c. La tensione sul diodo è mostrata nella fig. 5.4d.

### 5.3 Raddrizzatori monofase a ponte di diodi

Un raddrizzatore monofase a ponte di diodi normalmente usato è mostrato nella fig. 5.5. Un condensatore di filtro con elevata capacità è posto sul lato continua.

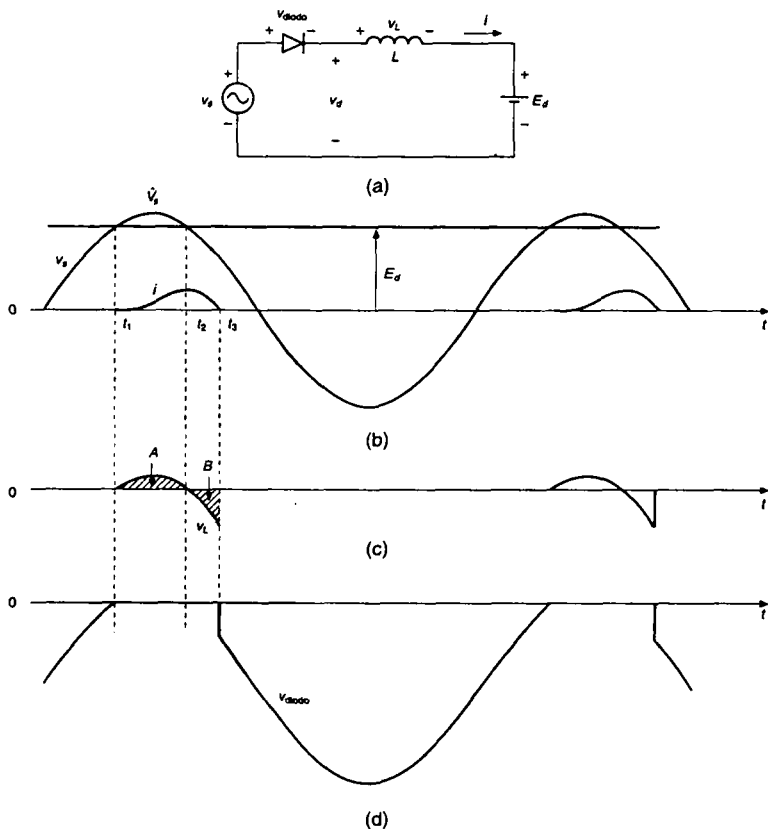


Fig. 5.4 Raddrizzatore di base con generatore interno di tensione continua.

La linea di alimentazione è rappresentata da un generatore ideale di tensione sinusoidale  $v_s$  in serie con la sua impedenza interna, che in pratica è prevalentemente induttiva ed è rappresentata con  $L_s$ . Per migliorare la forma d'onda della corrente di linea si può collegare un induttore in serie sul lato alternato; in pratica tale induttore ha l'effetto di aumentare il valore di  $L_s$ . L'obiettivo di questo capitolo è quello di analizzare a fondo il funzionamento di questo circuito. Sebbene esso appaia semplice, la procedura per ottenere in forma chiusa gli andamenti delle tensioni e delle correnti associate è abbastanza laboriosa. Pertanto, simuleremo questo circuito usando PSpice e MATLAB. Tuttavia, qui di seguito analizzeremo alcuni circuiti semplici e idealizzati per facilitare la comprensione del funzionamento del circuito della fig. 5.5.

### 5.3.1 Circuito idealizzato con $L_s = 0$

Come prima approssimazione per il circuito della fig. 5.5, assumiamo  $L_s$  uguale a zero e sostituiamo il lato continua del raddrizzatore con una resistenza  $R$  o con un generatore ideale di corrente continua  $I_d$ , come mostrato nelle figg. 5.6a e 5.6b, rispettivamente. Per il circuito della fig. 5.6a si deve osservare che, sebbene sia molto improbabile incontrare la situazione corrispondente ad un carico puramente resistivo alimentato mediante un raddrizzatore a diodi, tale circuito rappresenta il modello dei raddrizzatori con fattore di potenza unitario, per la cui analisi si rimanda all'ultimo capitolo del libro.

In modo analogo, la rappresentazione del carico con una corrente continua costante nel circuito della fig. 5.6b è l'approssimazione di una situazione nella quale un induttore con elevata induttanza può essere connesso in serie alla uscita del raddrizzatore, (fig. 5.5), con funzionalità di filtro. Questa è la situazione tipica di un convertitore a tiristori con controllo di fase, discusso nel capitolo 6.

I circuiti della fig. 5.6 sono ridisegnati nella fig. 5.7, che mostra come questo circuito sia composto da due gruppi di diodi: quello in alto con i diodi 1 e 3 e quello in basso con i diodi 2 e 4. Con  $L_s = 0$  è facile vedere il funzionamento di ciascuno dei due gruppi di diodi. La corrente  $i_d$  circola con continuità attraverso un diodo del gruppo superiore e un diodo del gruppo inferiore. Nel gruppo superiore, i catodi dei due diodi sono allo stesso potenziale e pertanto conduce la corrente  $i_d$  quello che ha l'anodo a potenziale maggiore. Cioè, quando  $v_s$  è positiva, il diodo 1 conduce la corrente  $i_d$  e  $v_s$  risulta essere una tensione inversa di polarizzazione sul diodo 3. Quando  $v_s$  diventa negativa, la corrente  $i_d$  si sposta (commuta) istantaneamente sul diodo 3, poiché  $L_s = 0$ . Una tensione inversa di polarizzazione compare sul diodo 1.

Nel gruppo inferiore, gli anodi dei due diodi sono allo stesso potenziale e pertanto conduce la corrente  $i_d$  quello che ha il catodo a potenziale minore. Cioè, quando  $v_s$  è positiva, il diodo 2 conduce la corrente  $i_d$  e  $v_s$  risulta essere una tensione inversa di polarizzazione sul diodo 4. Quando  $v_s$  diventa negativa, la corrente  $i_d$  si sposta (commuta) istantaneamente sul diodo 4 e una tensione inversa di polarizzazione compare sul diodo 2.

Le forme d'onda della tensione e della corrente nel circuito della fig. 5.6, sono mostrate nelle figg. 5.8a e 5.8b. Ci sono alcune considerazioni da fare. In entrambi i circuiti, quando  $v_s$  è positiva conducono i diodi 1 e 2 e si ha  $v_d = v_s$  e  $i_s = i_d$ . Quando  $v_s$  diventa negativa conducono i diodi 3 e 4 e si ha  $v_d = -v_s$  e  $i_s = -i_d$ . Pertanto in ogni istante la tensione d'uscita del raddrizzatore a diodi è espressa da

$$v_d(t) = |v_s| \quad (5.7)$$

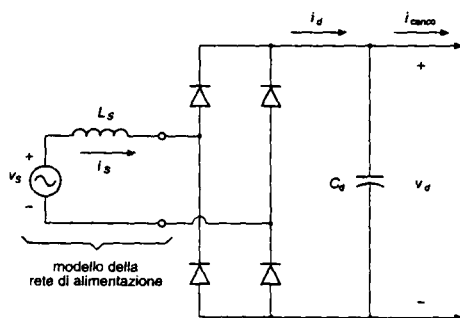


Fig. 5.5 Raddrizzatore monofase a ponte di diodi.

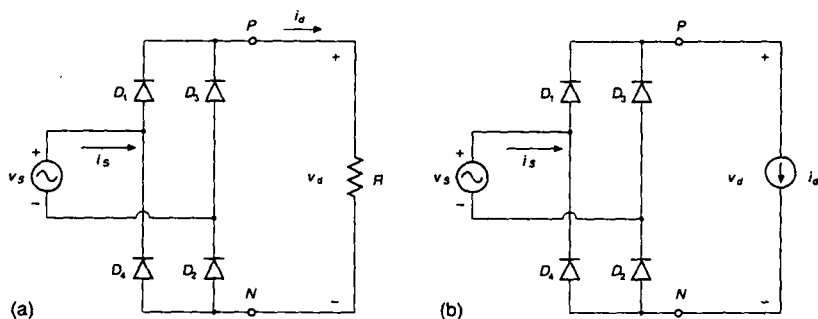


Fig. 5.6 Raddrizzatore ideale a ponte di diodi con  $L_s = 0$ .

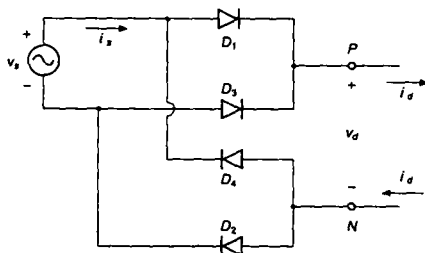


Fig. 5.7 Raddrizzatore della fig. 5.6 disegnato in modo diverso.

A sua volta, il lato corrente alternata può essere rappresentato nel modo seguente:

$$i_s = \begin{cases} i_d & \text{se } v_s > 0 \\ -i_d & \text{se } v_s < 0 \end{cases} \quad L_s = 0 \quad (5.8)$$

e il passaggio da un valore all'altro è istantaneo perché si è supposto  $L_s = 0$ .



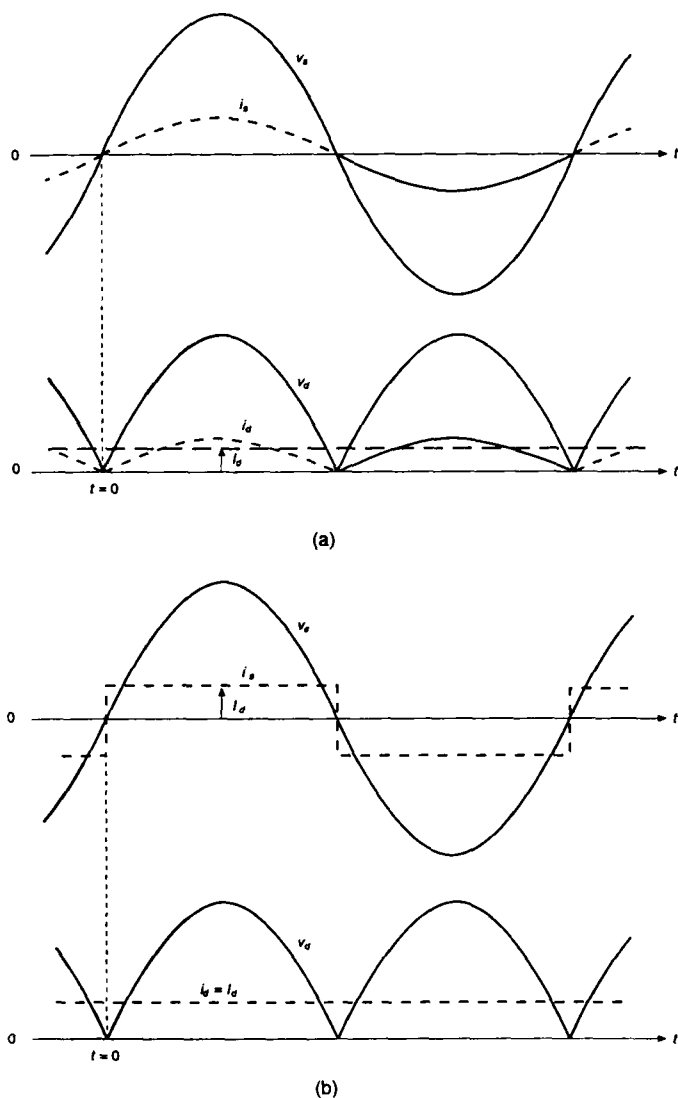


Fig. 5.8 Forme d'onda nei raddrizzatori: (a) della fig. 5.6a, (b) della fig. 5.6b.

Si può ottenere il valore medio  $V_{do}$  (dove il pedice  $o$  indica il caso idealizzato in cui  $L_s = 0$ ) della tensione continua di uscita di entrambi i circuiti fissando un tempo di origine arbitrario  $t = 0$  nella fig. 5.8 e poi integrando l'espressione  $v_s = \sqrt{2}V_s \sin \omega t$  in un semi-periodo (dove  $\omega = 2\pi f$  e  $\omega \cdot T/2 = \pi$ ). Si ha:

$$V_{do} = \frac{1}{(T/2)} \int_0^{T/2} \sqrt{2}V_s \sin \omega t dt = \frac{1}{\omega T/2} (\sqrt{2}V_s \cos \omega t) \Big|_0^{T/2} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2}V_s \quad (5.9)$$

Pertanto si ricava

$$V_{do} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2}V_s = 0.9V_s \quad (5.10)$$

dove  $V_s$  è il valore efficace della tensione di ingresso.

Con  $i_d(t) = I_d$ , le forme d'onda di  $v_s$  e  $i_s$  sono mostrate nella fig. 5.9a insieme alla componente alla frequenza fondamentale  $i_{s1}$ . Applicando la definizione di valore efficace alla forma d'onda  $i_s$  in questo caso ideale si ha

$$I_s = I_d \quad (5.11)$$

Mediante l'analisi di Fourier di  $i_s$ , la fondamentale e le componenti armoniche hanno i seguenti valori efficaci, in questo caso ideale:

$$I_{s1} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2}I_d = 0.9I_d \quad (5.12)$$

$$I_{sh} = \begin{cases} 0 & \text{per valori pari di } h \\ I_{s1}/h & \text{per valori dispari di } h \end{cases} \quad (5.13)$$

Le componenti armoniche di  $i_s$  sono mostrate nella fig. 5.9b. La distorsione armonica totale può essere calcolata con l'eq. 3.36. Si ricava:

$$\text{THD} = 48.43\% \quad (5.14)$$

Osservando la forma d'onda di  $i_s$  della fig. 5.9a è evidente che l'andamento  $i_{s1}$  è in fase con quello di  $v_s$ . Pertanto dalla fig. 5.9a si ottiene

$$\text{DPF} = 1.0 \quad (5.15)$$

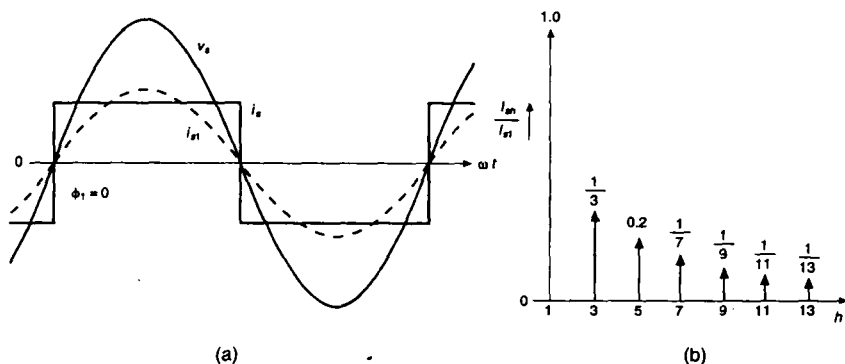


Fig. 5.9 Corrente di linea  $i_s$  nel caso ideale.

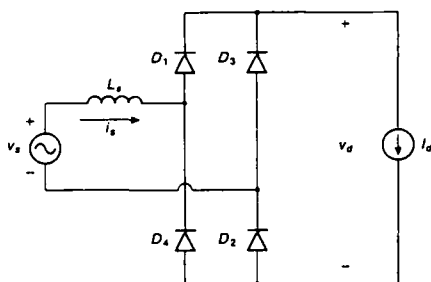


Fig. 5.10 Raddrizzatore monofase con  $L_s$  diversa da zero.

e

$$\text{PF} = \text{DPF} \frac{I_{s1}}{I_s} = 0.9 \quad (5.16)$$

### 5.3.2 Effetti di $L_s$ sulla commutazione della corrente

Adesso analizziamo l'effetto di una induttanza  $L_s$ , posta sul lato corrente alternata, sul funzionamento del circuito. Supponiamo che il lato corrente continua sia rappresentato da un corrente continua  $I_d$  costante mostrata nella fig. 5.10. In conseguenza del valore non nullo di  $L_s$ , il passaggio della corrente  $i_s$  del lato alternata da un valore di  $+I_d$  a  $-I_d$  (o viceversa) non è istantaneo. L'intervallo di tempo richiesto per questo passaggio è chiamato tempo di commutazione della corrente, o intervallo di commutazione, e il transitorio della conduzione da un diodo (o un gruppo di diodi) all'altro è chiamato transitorio di commutazione della corrente.

Per capire pienamente questo processo, consideriamo dapprima il semplice circuito della fig. 5.11a con due diodi, alimentato da un generatore ideale di tensione sinusoidale  $v_s = \sqrt{2}V_s \sin \omega t$ . L'uscita è rappresentata da un generatore ideale di corrente continua costante  $I_d$ . A scopo di confronto, la fig. 5.11b mostra le forme d'onda di  $v_s$ ,  $v_d$  e  $i_s$  con  $L_s = 0$ .

Prima del tempo  $t = 0$ , la tensione  $v_s$  è negativa e la corrente  $I_d$  circola attraverso  $D_2$  con  $v_d = 0$  e  $i_s = 0$ .

Quando  $v_s$  diventa positiva al tempo  $t = 0$ , una tensione di polarizzazione diretta compare su  $D_1$  ed esso incomincia a condurre. Con una  $L_s$  non nulla si può ottenere l'andamento di  $i_s$  dal circuito ridisegnato come nella fig. 5.12a (valido solo per  $0 < i_s < I_d$ ).

Poiché  $D_2$  è in conduzione, costituisce un percorso di corto circuito (con  $v_d = 0$ , considerando il diodo ideale) attraverso il quale  $i_s$  può crescere. Le due correnti di maglia mostrate sono  $I_d$  e  $i_s$ . Con riferimento a queste correnti di maglia, la corrente nel diodo è  $i_{D2} = I_d - i_s$ . Pertanto, poiché  $i_s$  raggiunge il valore di  $I_d$  durante l'intervallo di commutazione  $\omega t = u$ ,  $i_{D2}$  è positiva e nel circuito della fig. 5.12a conduce  $D_2$ . La corrente  $i_s$  non può essere maggiore di  $I_d$  perché si avrebbe un valore negativo di  $i_{D2}$ , cosa che è impossibile. Di conseguenza, il diodo  $D_2$  smette di condurre al tempo  $\omega t = u$  e si ottiene il circuito mostrato nella fig. 5.12b. Le forme d'onda sono rappresentate in funzione di  $\omega t$  nella fig. 5.13.

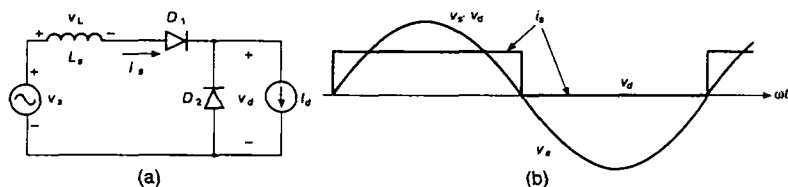


Fig. 5.11 Circuito di riferimento per descrivere la commutazione di corrente e forme d'onda assumendo  $L_s = 0$ .

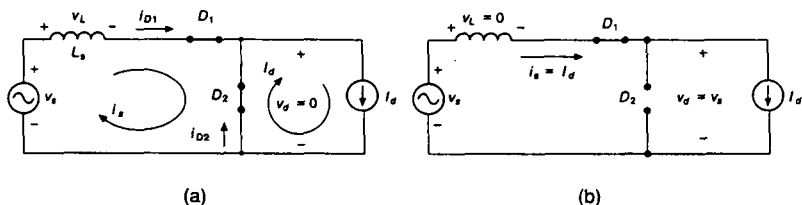


Fig. 5.12 (a) Circuito durante la commutazione, (b) circuito dopo che la commutazione di corrente è completata.

Dalla precedente introduzione è evidente che la corrente attraverso l'induttore incomincia con un valore uguale a zero all'inizio dell'intervallo di commutazione e termina alla fine con il valore  $I_d$ . Pertanto, per ottenere la durata dell'intervallo di commutazione  $\mu$ , possiamo prendere in esame l'equazione dell'induttore. Durante l'intervallo di commutazione, la tensione alternata d'ingresso appare come una tensione di commutazione della corrente attraverso l'induttore nella fig. 5.12a:

$$v_L = \sqrt{2}V_s \sin \omega t = L_s \frac{di_L}{dt} \quad 0 < \omega t < \mu \quad (5.17)$$

Il secondo membro di questa equazione può essere scritto come  $\omega L_s di_L/d(\omega t)$ . Pertanto si ha:

$$\sqrt{2}V_s \sin \omega t d(\omega t) = \omega L_s di_L \quad (5.18)$$

Integrando entrambi i membri dell'eq. 5.18 e tenendo presente che  $i_L$  passa da zero a  $I_d$  durante l'intervallo di commutazione compreso tra zero e  $\mu$ , si ottiene:

$$\int_0^\mu \sqrt{2}V_s \sin \omega t d(\omega t) = \omega L_s \int_0^{I_d} di_L = \omega L_s I_d \quad (5.19)$$

Nella eq. 5.19 il primo membro è l'integrale della tensione  $v_L$  sull'induttore durante l'intervallo di commutazione. A tale integrale della tensione corrisponde l'area (espressa in volt-radiani [V rad])  $A_u$  nella fig. 5.13:

$$A_u = \int_0^\mu \sqrt{2}V_s \sin \omega t d(\omega t) = \sqrt{2}V_s (1 - \cos \mu) \quad (5.20)$$

Combinando le eqq. 5.19 e 5.20 si ottiene

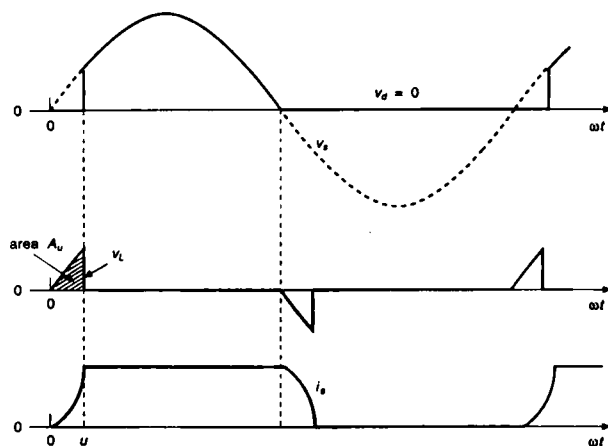


Fig. 5.13 Forme d'onda nel circuito di riferimento della fig. 5.11. Si noti che è stato usato un valore elevato di  $L_s$  per mostrare meglio l'intervallo di commutazione.

$$A_u = \sqrt{2}V_s(1 - \cos u) = \omega L_s I_d \quad (5.21)$$

L'importante osservazione che deriva dall'equazione è che l'integrale della tensione di commutazione durante questo intervallo può essere sempre calcolato come prodotto tra  $\omega L_s$  e la variazione di corrente attraverso  $L_s$  durante la commutazione.

Dall'eq. 5.21 si ricava:

$$\cos u = 1 - \frac{\omega L_s I_d}{\sqrt{2}V_s} \quad (5.22)$$

L'eq. 5.22 conferma che, se fosse  $L_s = 0$ , sarebbe  $\cos u = 1$  e la commutazione della corrente sarebbe istantanea, con  $u = 0$ . Per una data frequenza angolare  $\omega$ , l'intervallo di commutazione cresce con  $L_s$  e  $I_d$  e decresce se aumenta la tensione  $V_s$ .

L'intervallo di commutazione non nullo riduce il valore medio della tensione d'uscita. Nella fig. 5.11b, con  $L_s = 0$  il valore medio  $V_{do}$  di  $v_d$  è

$$V_{do} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2}V_s \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{2\pi} V_s = 0.45V_s \quad (5.23)$$

Con valore non nullo di  $L_s$ , e perciò con  $u$  non nullo, nella fig. 5.13 si ha  $v_d = 0$  durante l'intervallo  $u$ .

Pertanto si ricava:

$$V_d = \frac{1}{2\pi} \int_u^\pi \sqrt{2}V_s \sin \omega t d(\omega t) \quad (5.24)$$

che può essere scritta come

$$V_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2}V_s \sin \omega t d(\omega t) - \frac{1}{2\pi} \int_0^u \sqrt{2}V_s \sin \omega t d(\omega t) \quad (5.25)$$

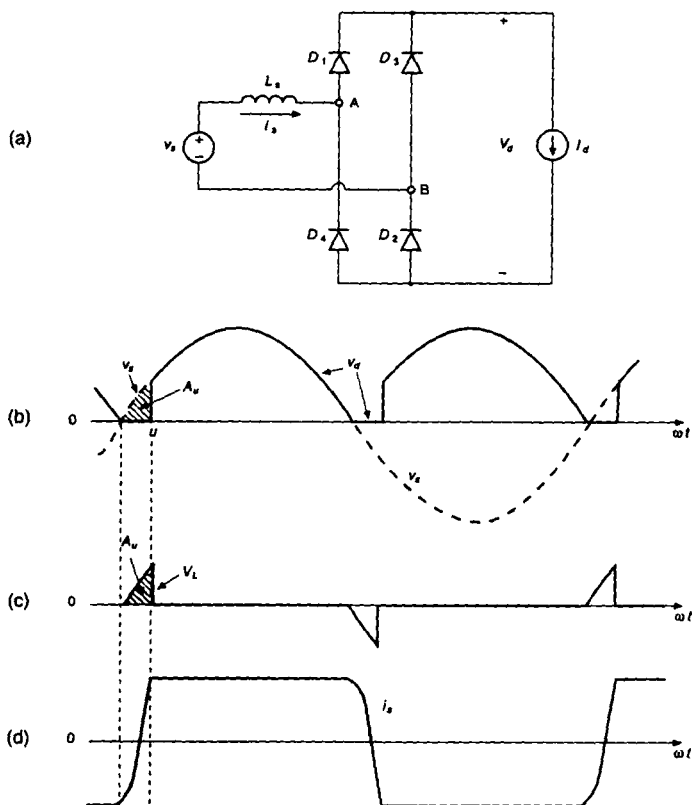


Fig. 5.14 (a) Raddrizzatore monofase a diodi con  $L_s$ , (b) forme d'onda.

Sostituendo le eqq. 5.23 e 5.19 nella 5.25 si ottiene

$$V_d = 0.45V_s - \frac{\text{area } A_u}{2\pi} = 0.45V_s - \frac{\omega L_s I_d}{2\pi} \quad (5.26)$$

dove la diminuzione  $\Delta V$  del valore medio della tensione di uscita  $V_{d0}$  vale

$$\Delta V_d = \frac{\text{area } A_u}{2\pi} = \frac{\omega L_s I_d}{2\pi} \quad (5.27)$$

Estendiamo ora quest'analisi al circuito della fig. 5.10, ridisegnato nella fig. 5.14a. Gli andamenti sono mostrati nella fig. 5.14b. Ancora una volta dobbiamo considerare il transitorio di commutazione della corrente. Prima del tempo  $t = 0$ , nella fig. 5.14 i diodi 3 e 4 conducono la corrente  $I_d$  (come nel circuito della fig. 5.6b con  $L_s = 0$ ) e  $i_s = -I_d$ . Il circuito della fig. 5.14a è ridisegnato nella fig. 5.15 in modo più opportuno, allo scopo di mostrare il transitorio di commutazione della corrente durante l'intervallo  $0 < \omega t < u$ .

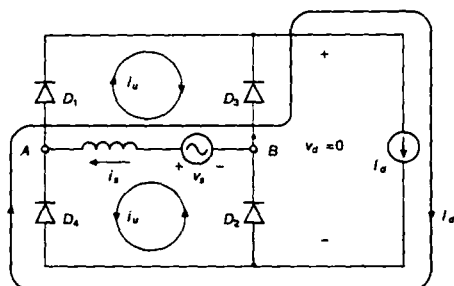


Fig. 5.15 Circuito della fig. 5.14a durante la commutazione della corrente.

Dopo il tempo  $t = 0$  la tensione  $v_d$  diventa positiva e i diodi 1 e 2 sono polarizzati direttamente in seguito al percorso di corto circuito realizzato dalla conduzione dei diodi 3 e 4.

Le tre correnti di maglia sono mostrate nella fig. 5.15 dove le due correnti di commutazione  $i_u$  sono uguali, nell'ipotesi che i due diodi siano identici. Tutti i quattro diodi conducono durante l'intervallo di commutazione e, pertanto,  $v_d = 0$ . In funzione di queste correnti di maglia, possiamo esprimere le correnti dei diodi e la corrente  $i_s$  di linea durante l'intervallo di commutazione nel modo seguente:

$$i_{D1} = i_{D2} = i_u \quad i_{D3} = i_{D4} = I_d - i_u \quad (5.28)$$

e

$$i_s = -I_d + 2i_u \quad (5.29)$$

dove la corrente  $i_u$  cresce dal valore iniziale zero al valore  $I_d$  alla fine dell'intervallo di commutazione. Pertanto, quando  $\omega t = u$ , si ha  $i_{D1} = i_{D2} = I_d$  e  $i_s = I_d$ . Durante questa commutazione della corrente tra i diodi 3 e 4 ai diodi 1 e 2, la corrente attraverso l'induttore  $L_s$  cambia da  $-I_d$  a  $I_d$ . Seguendo l'analisi fatta in precedenza nel circuito di riferimento della fig. 5.11a, l'area  $A_u$  della forma d'onda della fig. 5.14b e 5.14c può essere scritta in base alle eqq. 5.19 e 5.21 nel modo seguente:

$$A_u = \int_0^u \sqrt{2} V_s \sin \omega t d(\omega t) = \omega L_s \int_{-I_d}^{I_d} di_s = 2\omega L_s I_d \quad (5.30)$$

dove il limite inferiore di integrazione è ora  $i_s(0) = -I_d$ . Pertanto si ha:

$$A_u = \sqrt{2} V_s (1 - \cos u) = 2\omega L_s I_d \quad (5.31)$$

e

$$\cos u = 1 - \frac{2\omega L_s I_d}{\sqrt{2} V_s} \quad (5.32)$$

Una commutazione simile si ha un semiperiodo dopo, quando  $i_s$  passa da  $I_d$  a  $-I_d$ .

In questo circuito, il valore medio di  $v_d$  nel caso ideale (con  $L_s = 0$ ) è stato calcolato nell'eq. 5.10; tale valore è  $V_{do} = 0.9 V_s$ . Pertanto, in presenza di  $L_s$ , il valore medio  $V_d$  può essere calcolato seguendo la procedura indicata in precedenza con le eqq. da 5.23 a 5.26. In alternativa, si può calcolare  $V_d$  osservando la fig. 5.14b, nella quale, rispetto al

caso ideale, viene "persa" l'area  $A_u$  ad ogni semiperiodo; tale perdita corrisponde all'integrale della tensione  $v_d$ .

Pertanto si ha:

$$V_d = V_{do} - \frac{\text{area } A_u}{\pi} = 0.9 V_s - \frac{2\omega L_s I_d}{\pi} \quad (5.33)$$

### 5.3.3 Tensione costante $v_d(t) = V_d$ sul lato corrente continua

Consideriamo il circuito della fig. 5.16a, per il quale ipotizziamo che sia costante la tensione lato continua. Questo modello è una approssimazione del circuito della fig. 5.5 con un valore molto grande della capacità del condensatore  $C$ . Un'altra ipotesi è che le condizioni del circuito siano tali che la corrente  $i_d$  sia nulla durante il passaggio per lo zero della tensione  $v_s$ , come è mostrato dalle forme d'onda della fig. 5.16c. Con queste ipotesi, il circuito equivalente è rappresentato nella fig. 5.16b. Consideriamo le forme d'onda della fig. 5.16c. Quando  $v_s$  diventa maggiore di  $V_d$  in corrispondenza di  $\theta_b$ , i diodi 1 e 2 incominciano a condurre. La corrente raggiunge il suo valore massimo in corrispondenza di  $\theta_p$ , dopo il quale  $v_L$  diventa negativa. La corrente diventa zero a  $\theta_f$  quando le aree in [Vs]  $A$  e  $B$  diventano uguali (ma di "segno" opposto). La corrente rimane a zero fino a  $\pi + \theta_b$ . Per un dato valore di  $V_d$ , il valore medio  $I_d$  della corrente lato continua può essere calcolato con la procedura esposta qui di seguito.

1) L'angolo  $\theta_b$  può essere calcolato dall'equazione

$$V_d = \sqrt{2} V_s \sin \theta_b \quad (5.34)$$

2) Come mostrato nella fig. 5.16c, la tensione sull'induttore inizia da zero in corrispondenza di  $\theta_b$  e ritorna a zero in corrispondenza di  $\theta_p$  prima di diventare negativa. Dalla simmetria nella fig. 5.16c si ha:

$$\theta_p = \pi - \theta_b \quad (5.35)$$

3) Quando la corrente circola, la tensione sull'induttore  $v_L$  è data da

$$v_L = L_s \frac{di_d}{dt} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega t) - V_d \quad (5.36)$$

e il suo integrale con riferimento a  $\omega t$  può essere scritto nel modo seguente:

$$\omega L_s \int_{\theta_b}^{\theta} di_d = \int_{\theta_b}^{\theta} (\sqrt{2} V_s \sin \omega t - V_d) d(\omega t) \quad (5.37)$$

per  $\theta > \theta_b$ . Notando che  $i_d$  in corrispondenza di  $\theta_b$  è zero, dall'eq. 5.37 si ricava:

$$i_d(\theta) = \frac{1}{\omega L_s} \int_{\theta_b}^{\theta} (\sqrt{2} V_s \sin \omega t - V_d) d(\omega t) \quad (5.38)$$

4) L'angolo  $\theta_f$  in corrispondenza del quale  $i_d$  diventa zero può essere ottenuto dall'eq. 5.38:

$$0 = \int_{\theta_b}^{\theta_f} (\sqrt{2} V_s \sin \omega t - V_d) d(\omega t) \quad (5.39)$$

Per tale angolo si ha area  $A = \text{area } B$  nella fig. 5.16c.



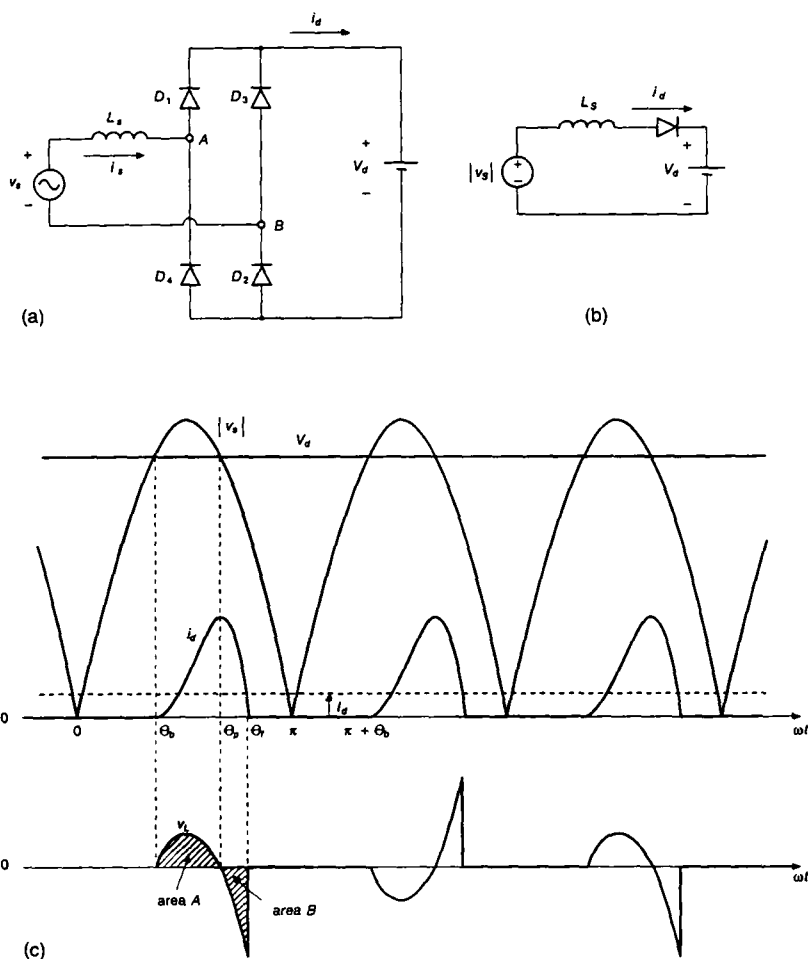


Fig. 5.16 (a) Raddrizzatore con tensione costante sul lato dc, (b) circuito equivalente, (c) forme d'onda.

- 5) Il valore medio  $I_d$  della corrente lato continua può essere ottenuto integrando  $i_d(\theta)$  da  $\theta_b$  a  $\theta_r$  e dividendo poi per  $\pi$ :

$$I_d = \frac{\int_{\theta_b}^{\theta_r} i_d(\theta) d\theta}{\pi} \quad (5.40)$$

È intuitivo che, per determinati parametri di un circuito,  $I_d$  dipende dal valore di  $V_d$  e viceversa. Per ricavare la relazione generale tra i due valori, normalizziamo  $V_d$  rispetto

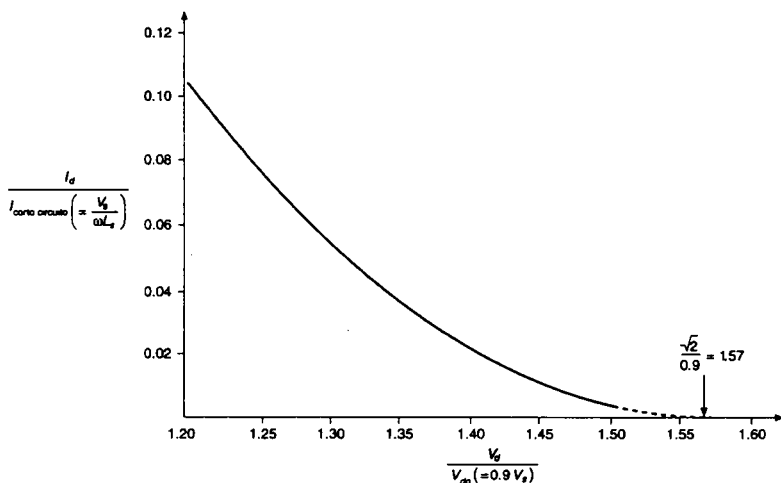


Fig. 5.17 Relazione normalizzata tra  $I_d$  a  $V_d$  nel raddrizzatore della fig. 5.16a con tensione costante lato continua.

a  $V_{do}$  e  $I_d$  rispetto a  $I_{\text{corto circuito}}$ , dove

$$I_{\text{corto circuito}} = \frac{V_s}{\omega L_s} \quad (5.41)$$

è il valore efficace della corrente che circola se la sorgente di tensione alternata  $v_s$  viene cortocircuitata attraverso  $L_s$ . Seguendo la precedente procedura i risultati sono riportati nel diagramma della fig. 5.17. Si vede che la corrente raggiunge lo zero quando  $V_d$  si avvicina al valore massimo della tensione alternata di ingresso.

### 5.3.3.1 Caratteristiche del raddrizzatore

L'approssimazione della tensione continua costante  $v_d(\theta) = V_d$  può essere ragionevole se la capacità nel circuito reale della fig. 5.5 è grande. Ciò significa che, se il carico venisse sostituito con una resistenza equivalente  $R_{\text{carico}}$  come nella successiva fig. 5.20, la costante di tempo  $C_d R_{\text{carico}}$  sarebbe molto più grande del periodo della frequenza di rete, con il risultato di una  $v_d$  caratterizzata da un ripple molto piccolo. Questa approssimazione consente di rappresentare le caratteristiche di un raddrizzatore in modo generale.

Nelle figg. 5.18 e 5.19 sono rappresentate diverse grandezze in funzione della corrente continua  $I_d$  normalizzata rispetto alla corrente di corto circuito  $I_{\text{corto circuito}}$  (data dall'eq. 5.41), allo scopo di confrontare gli effetti di  $L_s$  e della frequenza  $\omega$ . Si veda il problema 5.17. Dalla figura si vede che, per un dato valore di  $I_d$ , l'aumento di  $L_s$  comporta una  $I_{\text{corto circuito}}$  più bassa e perciò un più alto valore del rapporto  $I_d / I_{\text{corto circuito}}$ .

Pertanto, le figg. 5.18 e 5.19 mostrano che l'aumento di  $L_s$  comporta un miglioramento della forma d'onda di  $i_s$  con THD più basso, un fattore di potenza migliore e un fattore di cresta minore (e quindi migliore).

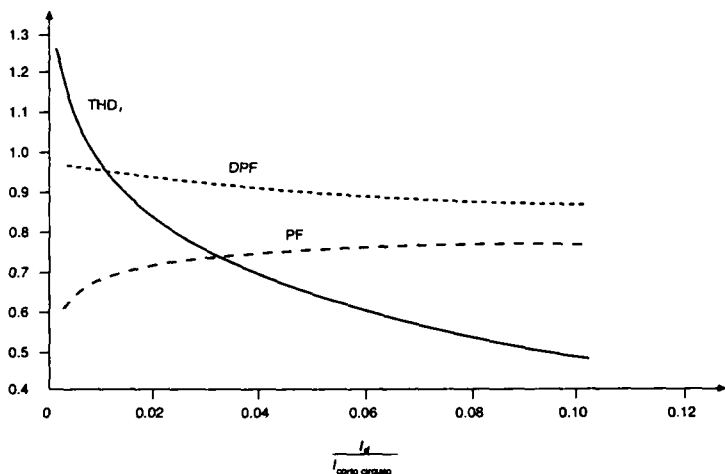


Fig. 5.18 Distorsione armonica totale, DPF e PF nel raddrizzatore della fig. 5.16a con una tensione continua costante sul lato dc.

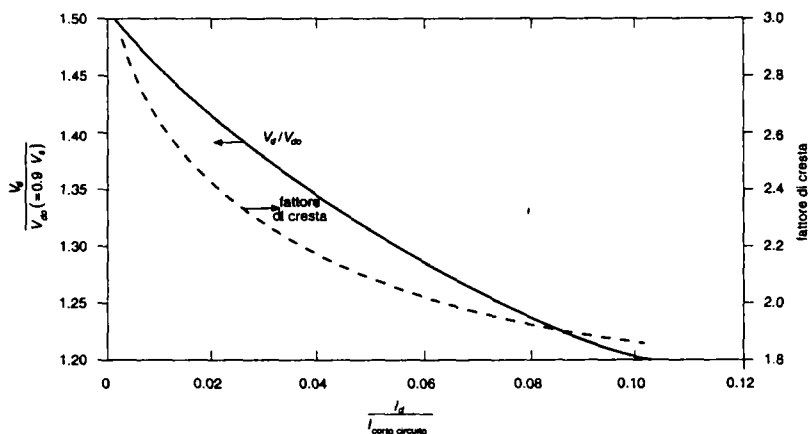


Fig. 5.19  $V_d$  normalizzata e fattore di cresta nel raddrizzatore della fig. 5.16a con tensione costante sul lato dc.

### 5.3.4 Raddrizzatore reale a ponte di diodi

Dopo avere considerato nelle precedenti sezioni i circuiti semplificati, siamo ora pronti per il circuito reale della fig. 5.5, disegnato di nuovo nella fig. 5.20. Il carico è rappresentato da una resistenza equivalente  $R_{\text{carico}}$ .

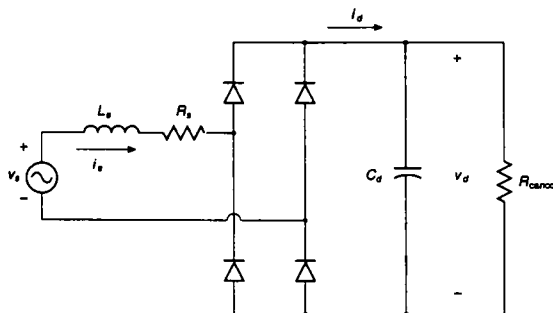


Fig. 5.20 Raddrizzatore reale a ponte di diodi con filtro capacitivo.

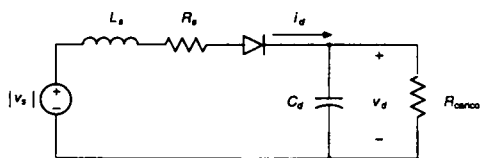


Fig. 5.21 Circuito equivalente della fig. 5.20.

In questo circuito c'è un certo ripple nella tensione del condensatore e, pertanto, il circuito deve essere analizzato in modo diverso da quello della fig. 5.16a. L'analisi di circuiti tipo quello di fig. 5.20 è facilitata dall'uso di un programma di simulazione come PSpice. Tuttavia, per scopi didattici, calcoleremo dapprima le forme d'onda presenti nel circuito in forma analitica.

### 5.3.4.1 Calcolo analitico con correnti fortemente discontinue

Supponiamo che le condizioni di funzionamento del circuito siano tali da avere una  $i_d$  fortemente discontinua, simile a quella della forma d'onda della fig. 5.16c, dove  $i_d$  diventa nulla in ogni semiperiodo prima del passaggio per lo zero della tensione  $v_s$ . Per calcolare le tensioni e le correnti nella fig. 5.20 si può allora usare il circuito equivalente della fig. 5.21.

Se invece questa condizione non è soddisfatta, bisogna tenere conto della commutazione della corrente discussa nei paragrafi precedenti, che rende difficile il calcolo analitico.

Per descrivere il sistema della fig. 5.21, le variabili di stato scelte sono la corrente nell'induttore  $i_d$  e la tensione sul condensatore  $v_d$ . Durante ogni semiperiodo della frequenza di rete, ci sono due intervalli distinti, simili a quelli mostrati nella fig. 5.16c (dove  $t_b = \theta_b/\omega$  e  $t_f = \theta_f/\omega$ ). Valutiamo le situazioni nei diversi intervalli di tempo.

a)  $t_b < t < t_f$ . Quando la corrente circola nell'intervallo  $t_b < t < t_f$ , dove  $t_b$  è l'istante iniziale della conduzione e  $t_f$  è quello finale, le seguenti equazioni descrivono il circuito in ogni semiperiodo della frequenza di linea:

$$|v_s| = R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} + v_d \quad (\text{usando la KVL}) \quad (5.42)$$

e

$$i_d = C_d \frac{dv_d}{dt} + \frac{v_d}{R_{\text{carico}}} \quad (\text{usando la KCL}) \quad (5.43)$$

dove KVL e KCL sono le leggi di Kirchhoff delle tensioni e delle correnti.

Riordinando le precedenti equazioni in forma di variabili di stato nell'intervallo  $t_b < t < t_f$  si ottiene

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{dv_d}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{1}{L_s} \\ \frac{1}{C_d} & -\frac{1}{C_d R_{\text{carico}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ v_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} |v_s| \quad (5.44)$$

Il circuito è molto simile a quello della fig. 4.6, discusso nel capitolo sulle tecniche di simulazione. Il vettore delle variabili di stato  $\mathbf{x}$  è costituito da  $i_d$  e  $v_d$ .

La matrice di stato è

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{1}{L_s} \\ \frac{1}{C_d} & -\frac{1}{C_d R_{\text{carico}}} \end{bmatrix} \quad (5.45)$$

e

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.46)$$

Usando le eqq. 4.11, 4.12 e 4.13 relative al metodo del trapezio per l'integrazione numerica, si ottiene

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{M}\mathbf{x}(t - \Delta t) + \mathbf{N} [|v_s(t)| - |v_s(t - \Delta t)|] \quad (5.47)$$

dove

$$\mathbf{M} = \left[ \mathbf{I} - \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A} \right]^{-1} \cdot \left[ \mathbf{I} + \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A} \right]$$

$$\mathbf{N} = \left[ \mathbf{I} - \frac{\Delta t}{2} \mathbf{A} \right]^{-1} \cdot \frac{\Delta t}{2} \mathbf{b} \quad (5.48)$$

b)  $t_f < t < t_b + (1/2)T$ . Durante l'intervallo  $t_f < t < t_b + (1/2)T$ , nel quale il ponte a diodi non conduce, si ha

$$i_d = 0 \quad (5.49)$$

e

$$\frac{dv_d}{dt} = -\frac{1}{C_d R_{\text{carico}}} v_d \quad (5.50)$$

La soluzione dell'eq. 5.50 può essere espressa nel modo seguente:

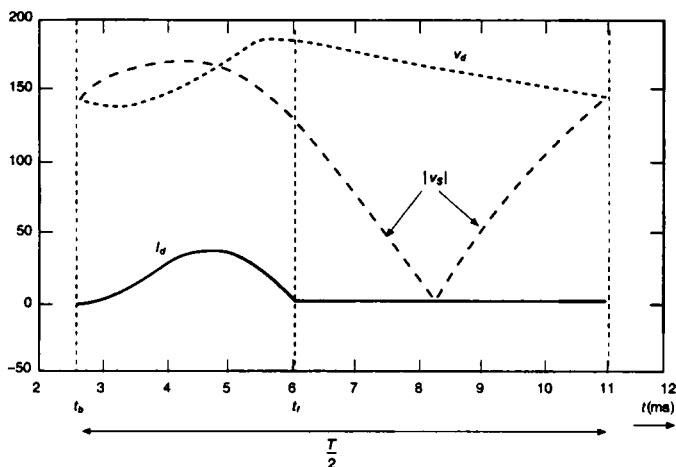


Fig. 5.22 Forme d'onda nel circuito della fig. 5.20 ottenute nell'esempio 5.1.

$$v_d(t) = v_d(t_f) e^{-(t-t_f)/(C_d R_{carico})} \quad (5.51)$$

Per la soluzione delle eqq. 5.47 e 5.51 bisogna conoscere il tempo  $t_b$  in corrispondenza del quale la corrente incomincia a circolare. Poiché esso non è noto prima della soluzione, si usa un valore stimato. Un valore preciso di  $t_b$  per l'inizio della conduzione della corrente sarà noto un semiperiodo dopo. Tuttavia si parte da questa condizione per verificare l'esattezza della scelta di  $t_b$  e si aumenta a poco a poco  $t_b$  rispetto al valore scelto all'inizio fino a raggiungere il valore esatto, a meno di una piccola tolleranza.

### Esempio 5.1

Facciamo la simulazione del raddrizzatore a ponte della fig. 5.20 usando MATLAB con i seguenti parametri:  $V_s = 120$  V a 60 Hz,  $L_s = 1$  mH,  $R_s = 1$  m $\Omega$ ,  $C_d = 1000$   $\mu$ F e  $R_{carico} = 20$   $\Omega$ . Consideriamo ideali i diodi e scegliamo un passo di integrazione  $\Delta t = 25$   $\mu$ s.

### Soluzione

L'elenco delle istruzioni di MATLAB è incluso nell'appendice alla fine di questo capitolo e i risultati con il corretto valore iniziale di  $v_d(t_b)$  sono mostrati nella fig. 5.22.

### 5.3.4.2 Simulazione del circuito per condizioni di funzionamento generali

La discussione del precedente paragrafo era limitata a una corrente fortemente discontinua, per cui la commutazione della corrente non era stata considerata. In generale tale condizione può essere mantenuta oppure no, e le equazioni e le loro soluzioni analitiche diventano abbastanza complicate anche per un circuito semplice. Pertanto, in generale, è preferibile usare un simulatore orientato al circuito come illustrato nell'esempio 5.2

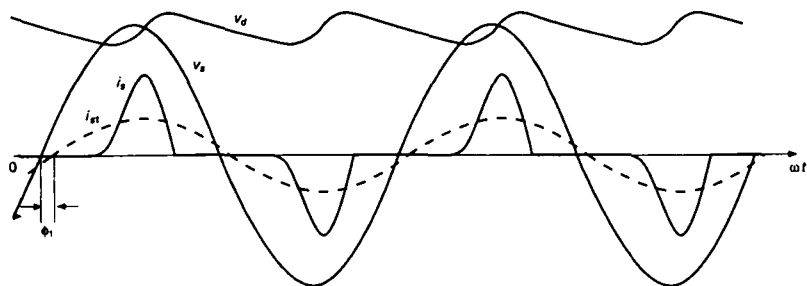


Fig. 5.23 Forme d'onda nel circuito della fig. 5.20, ottenute nell'esempio 5.2.

### Esempio 5.2

Simulare il circuito della fig. 5.20 usando PSpice con gli stessi valori dei parametri dell'esempio 5.1. Eseguire l'analisi di Fourier sulla corrente di ingresso e sulla tensione lato continua.

### Soluzione

La rete con i nodi numerati e il file con i dati di ingresso per PSpice sono riportati nell'Appendice alla fine di questo capitolo. I risultati sono rappresentati nella fig. 5.23, dove  $i_{s1}$  (la componente fondamentale della corrente di ingresso  $i_s$ ) ha un valore efficace di 10.86 A ed è in ritardo rispetto a  $v_s$  di un angolo  $\phi_1 = 10^\circ$ . Le componenti armoniche nella corrente di linea sono elencate nel file d'uscita di PSpice incluso nell'Appendice. Dal listato d'uscita si hanno i valori medi  $V_d = 158.45$  V e  $I_d = 7.93$  A.

### 5.3.4.3 Distorsione della corrente di linea

La fig. 5.23 dell'esempio 5.2 mostra che la corrente di linea  $i_s$  all'ingresso del raddrizzatore a ponte di diodi si discosta in modo significativo dalla forma d'onda sinusoidale.

Questa corrente distorta può produrre anche una distorsione nella tensione di linea, che può essere quantificata sulla base della teoria discussa nel capitolo 3. La fondamentale e la terza armonica di  $i_s$  sono mostrate nella fig. 5.24, assieme alla componente distorta.

### Esempio 5.3

Nel raddrizzatore degli esempi 5.1 e 5.2, calcolare  $\text{THD}_i$ , il fattore di cresta della corrente d'ingresso, DPF, PF, la tensione media di uscita  $V_d$  ed il valore di  $I_d/I_{\text{corto circuito}}$ .

### Soluzione

Con l'analisi di Fourier fatta nell'esempio 5.2 usando PSpice, si ottiene  $\text{THD}_i = 88.8\%$ . Con la stessa analisi, si ricava  $I_{s1} = 10.86$  A. Usando l'eq. 3.36, si trova il valore efficace  $I_s = 14.52$  A.

Nella fig. 5.24,  $I_{s,\text{picco}} = 34.7$  A. Pertanto, dalla definizione data nel capitolo 3 (eq. 3.37), il fattore di cresta è 2.39. Poiché dall'analisi di Fourier si ha  $\phi_1 = -10^\circ$ , si ricava  $\text{DPF} = 0.985$  (in ritardo). Il fattore di potenza è 0.736. In questo esempio,  $I_d = 7.93$  A.

Dall'eq. 5.41 si ricava  $I_{\text{corto circuito}} = 318.3$  A. Pertanto  $I_d/I_{\text{corto circuito}} = 0.025$ . Il valore medio della tensione d'uscita è  $V_d = 158.45$  V ( $V_d/V_{do} = 1.467$ ).

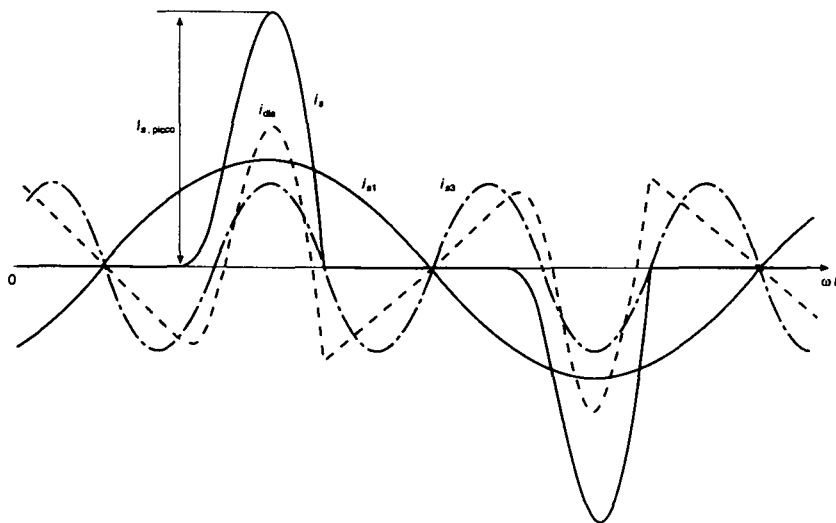


Fig. 5.24 Correnti di linea distorte nel raddrizzatore della fig. 5.20.

### Esempio 5.4

Nell'esempio 5.3, il valore calcolato di  $I_d/I_{\text{corto circuito}}$  era 0.025. Per lo stesso valore di  $I_d/I_{\text{corto circuito}}$ , usare i risultati della fig. 5.18 e della fig. 5.19 (ottenute ponendo  $C_{pu} \rightarrow \infty$ ) per calcolare  $\text{THD}_i$ ,  $\text{DPF}$ ,  $\text{PF}$ , il fattore di cresta e  $V_d$  (normalizzato). Confrontare i risultati con quelli dell'esempio 5.3

### Soluzione

Usando le figg. 5.18 e 5.19, si ottengono i seguenti valori:  $\text{THD}_i = 79\%$ , fattore di cresta = 2.25,  $\text{DPF} = 0.935$ ,  $\text{PF} = 0.735$  e  $V_d/V_{do} = 1.384$ . Prima di confrontarli con i risultati dell'esempio 5.3, notiamo che la potenza in questi due casi non è la stessa perché un valore finito della capacità di filtro dell'esempio 5.3 comporta un valore più alto di  $V_d$  e quindi una potenza maggiore. Nonostante la differenza, i risultati sono abbastanza simili e per calcoli approssimati possono essere usati i grafici delle figg. 5.18 e 5.19.

#### 5.3.4.4 Distorsione della tensione di linea

Le correnti distorte assorbite da un carico come un raddrizzatore a ponte di diodi possono provocare distorsioni nelle forme d'onda nella tensione di alimentazione. Per esempio, consideriamo il circuito della fig. 5.20 disegnato di nuovo nella fig. 5.25.

Qui  $L_{s1}$  rappresenta l'impedenza interna della sorgente di alimentazione e  $L_{s2}$  può essere aggiunta di proposito come parte dell'apparato dell'elettronica di potenza.

È aggiunta anche una resistenza  $R_s$  che può essere usata per rappresentare quella dei diodi. La tensione di altri apparati nel punto di collegamento comune (PCC) è:



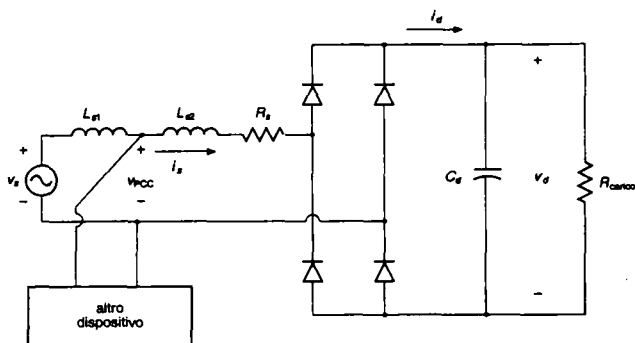


Fig. 5.25 Buchi di tensione e distorsione della tensione di linea.

$$v_{\text{PCC}} = v_s - L_{s1} \frac{di_s}{dt} \quad (5.52)$$

nella quale si suppone che  $v_s$  sia sinusoidale.

Esprimendo  $i_s$  nell'eq. 5.52 in termini della sua componente fondamentale e delle armoniche, si ottiene:

$$v_{\text{PCC}} = \left( v_s - L_{s1} \frac{di_{s1}}{dt} \right) - L_{s1} \sum_{h \neq 1} \frac{di_{sh}}{dt} \quad (5.53)$$

dove

$$(v_{\text{PCC}})_1 = v_s - L_{s1} \frac{di_{s1}}{dt} \quad (5.54)$$

e la componente di distorsione della tensione dovuta alle armoniche di corrente è

$$(v_{\text{PCC}})_{\text{dis}} = -L_{s1} \sum_{h \neq 1} \frac{di_{sh}}{dt} \quad (5.55)$$

### Esempio 5.5

Usando i parametri dell'esempio 5.1 e suddividendo  $L_s$ , per esempio, in modo che sia  $L_{s1} = L_{s2} = 0.5$  mH, individuare la forma d'onda della tensione nel punto di collegamento comune, nel circuito della fig. 5.25.

### Soluzione

Usando PSpice, le forme d'onda della tensione e della corrente ricavate sono mostrate nella fig. 5.26. La distorsione armonica totale THD, della tensione nel punto di collegamento comune è stimata approssimativamente uguale a 5.7%.

## 5.4 Raddrizzatore (monofase) con tensione raddoppiata

In molte applicazioni, l'ampiezza della tensione di linea può non essere sufficiente per fornire il valore di tensione continua richiesto in uscita.

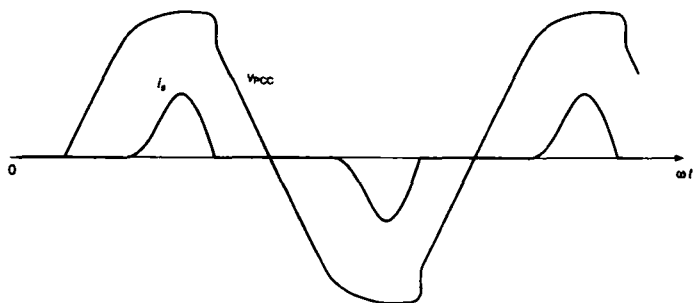


Fig. 5.26 Forma d'onda nel punto di collegamento comune del circuito della fig. 5.25.

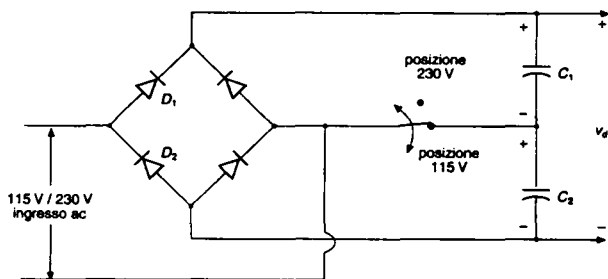


Fig. 5.27 Raddrizzatore con tensione raddoppiata.

Ma è ancora più importante l'esigenza che il dispositivo funzioni sia con una tensione di linea di 115 V, sia di 230 V. Pertanto si usa un raddrizzatore in grado di raddoppiare la tensione, come quello mostrato nella fig. 5.27, per evitare l'impiego di un trasformatore elevatore di tensione. Quando nella fig. 5.27 il commutatore è nella posizione 230 V e la tensione di linea è di 230 V, il circuito è simile al raddrizzatore a ponte intero discusso in precedenza. Con il commutatore nella posizione 115 V e la tensione di linea di 115 V, ogni condensatore si carica quasi al valore di picco della tensione alternata di ingresso e pertanto  $V_d$  (che è la somma della tensione sui condensatori  $C_1$  e  $C_2$ ) è quasi la stessa di quella che si ha nel funzionamento a 230 V. Il condensatore  $C_1$  viene caricato attraverso il diodo  $D_1$  durante il semiperiodo positivo della tensione di ingresso, mentre  $C_2$  viene caricato attraverso il diodo  $D_2$  durante il suo semiperiodo negativo. In questo modo il circuito è in grado di raddoppiare la tensione.

## 5.5 Effetto di un raddrizzatore monofase sulla corrente del neutro in sistemi trifase a quattro fili

Sovente, grandi edifici ad uso commerciale o amministrativo sono alimentati da una linea trifase. Tuttavia, la distribuzione interna della tensione e i carichi sono principalmente di tipo monofase, e sono collegati tra una delle tre linee del sistema trifase e il

neuro, come mostrato in linea di principio nella fig. 5.28, facendo attenzione a caricare in modo uguale le tre fasi. Con carichi lineari, se le tre fasi sono caricate in modo uguale, la corrente  $i_n$  del neutro è uguale a zero. In seguito analizzeremo l'influenza di un carico non lineare sulla corrente del neutro.

Analizziamo ora l'influenza di un raddrizzatore monofase a diodi sulla corrente  $i_n$ , facendo l'ipotesi che questi carichi siano uguali per ogni fase. Considerando la fase  $a$ , possiamo scrivere  $i_a$  in termini della sua fondamentale e delle armoniche dispari (le armoniche pari sono nulle) i cui valori efficaci  $I_{s1}$  e  $I_{sh}$  sono gli stessi nelle tre fasi:

$$\begin{aligned} i_a &= i_{a1} + \sum_{h=2k+1}^{\infty} i_{ah} \\ &= \sqrt{2}I_{s1}\sin(\omega_1 t - \phi_1) + \sum_{h=2k+1}^{\infty} \sqrt{2}I_{sh}\sin(\omega_h t - \phi_h) \end{aligned} \quad (5.56)$$

dove  $k = 1, 2, 3, \dots$

Nell'ipotesi di un'alimentazione trifase simmetrica e carichi uguali, le correnti nelle fasi  $b$  e  $c$  sono sfasate rispettivamente di  $120^\circ$  e  $240^\circ$  alla frequenza fondamentale della linea. Pertanto si può scrivere:

$$i_b = \sqrt{2}I_{s1}\sin(\omega_1 t - \phi_1 - 120^\circ) + \sum_{h=2k+1}^{\infty} \sqrt{2}I_{sh}\sin(\omega_h t - \phi_h - 120^\circ h) \quad (5.57)$$

e

$$i_c = \sqrt{2}I_{s1}\sin(\omega_1 t - \phi_1 - 240^\circ) + \sum_{h=2k+1}^{\infty} \sqrt{2}I_{sh}\sin(\omega_h t - \phi_h - 240^\circ h) \quad (5.58)$$

Queste correnti di fase si sommano nel filo del neutro e pertanto, applicando la legge di Kirchhoff delle correnti al nodo  $n$ , si ha:

$$i_n = i_a + i_b + i_c \quad (5.59)$$

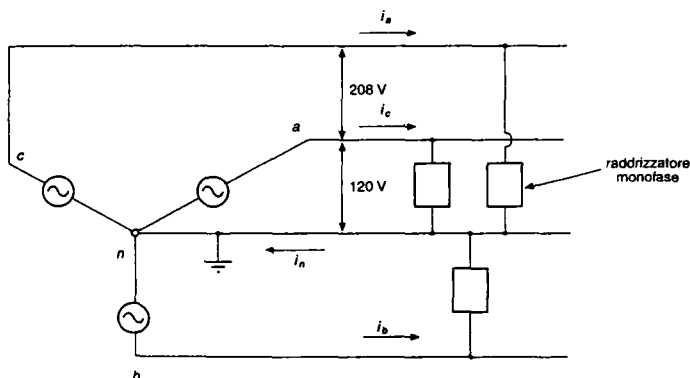


Fig. 5.28 Sistema trifase a quattro fili.

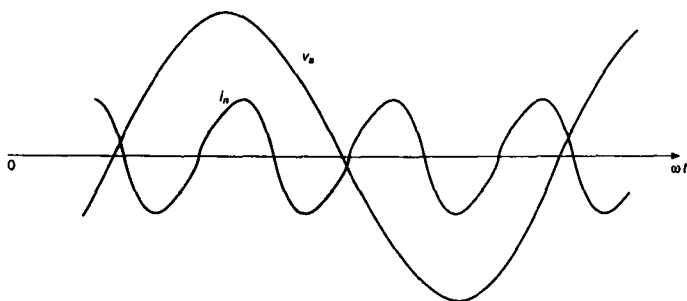


Fig. 5.29 Corrente  $i_n$  nel neutro.

Usando le eqq. 5.56, 5.57 e 5.58 nella 5.59, si nota che tutte le componenti armoniche non multiple di tre e quella alla frequenza fondamentale hanno somma nulla. Le componenti armoniche multiple di tre hanno invece somma uguale a tre volte il loro singolo valore. Pertanto si ottiene

$$i_n = 3 \sum_{h=3(2k-1)}^{\infty} \sqrt{2} I_{sh} \sin(\omega_h t - \phi_h) \quad (5.60)$$

In termini di valori efficaci, si ha:

$$I_n = 3 \left( \sum_{h=3(2k-1)}^{\infty} I_{sh}^2 \right)^{1/2} \quad (5.61)$$

Come abbiamo visto dai risultati nel paragrafo 5.3.4.3, la terza armonica predomina sulle altre. Pertanto, nell'eq. 5.61 si ha:

$$I_n \approx 3 I_{s3} \quad (5.62)$$

che indica che il valore efficace della corrente nel neutro è circa tre volte quello della terza armonica della corrente presente nei conduttori della linea. Poiché la terza armonica della corrente di linea può essere una percentuale significativa della prima armonica, la corrente nel neutro può essere abbastanza elevata. Questa conclusione ha portato a cambiare le norme nelle installazioni elettriche, che ora stabiliscono che il conduttore del neutro deve essere capace di trasportare almeno la corrente dei conduttori della linea. In realtà, se le correnti di linea sono molto discontinue, la corrente del neutro può raggiungere il valore (si veda il problema 5.21)

$$I_n = \sqrt{3} I_{\text{linea}} \quad (5.63)$$

### Esempio 5.6

Ipotizzando che ciascun carico non lineare della fig. 5.28 possa essere rappresentato da un carico monofase della fig. 5.1, ricavare la forma d'onda della corrente nel neutro e il suo valore efficace per la stessa tensione di fase e la stessa impedenza del lato ac dell'esempio 5.1.

### Soluzione

Usando PSpice, si ricava la corrente nel conduttore di neutro, rappresentata nella fig. 5.29; il suo valore efficace calcolato è circa uguale a 25 A ed è all'incirca  $\sqrt{3}$  più grande di quello della corrente di linea (valore efficace), che vale 14.52 A.

## 5.6 Raddrizzatore trifase a ponte

Nelle applicazioni industriali dove sono disponibili tensioni alternate trifase, è preferibile usare circuiti raddrizzatori trifase, piuttosto che raddrizzatori monofase, grazie al loro più basso ripple nelle forme d'onda e alla loro capacità di trattare potenze più elevate.

Negli apparati elettrici è comunemente usato un raddrizzatore trifase, a sei impulsi, a ponte, rappresentato nella fig. 5.30. Un condensatore di filtro è connesso sul lato continua del raddrizzatore.

Come per l'analisi dei raddrizzatori monofase a ponte, incominciamo a considerare dei circuiti semplificati prima di iniziare la discussione di quello rappresentato nella fig. 5.30.

### 5.6.1 Circuito idealizzato con $L_s = 0$

Nel circuito della fig. 5.31a, l'induttanza  $L_s$  sul lato corrente alternata è posta uguale a zero e il lato corrente continua è sostituito con una corrente costante  $I_d$ . Vedremo più avanti che la sostituzione della corrente continua  $I_d$  con un carico resistivo  $R_{carico}$  comporta solo una piccola differenza nel funzionamento del circuito.

Il raddrizzatore della fig. 5.31a può essere ridisegnato come nella fig. 5.31b. Con  $L_s = 0$ , la corrente  $I_d$  circola attraverso un diodo del gruppo superiore e uno del gruppo inferiore. Come nell'analisi fatta per il raddrizzatore monofase, nel gruppo superiore conduce il diodo che ha l'anodo a potenziale più alto, mentre gli altri due sono polarizzati inversamente; nel gruppo inferiore conduce il diodo che ha il catodo a potenziale più basso, mentre gli altri due sono polarizzati inversamente.

Le forme d'onda nei circuiti della fig. 5.31 sono mostrate nella fig. 5.32a, dove  $v_{pn}$  è la tensione del punto  $P$  riferita al neutro  $n$  del sistema di alimentazione. Analogamente  $v_{Nn}$  è la tensione del terminale negativo  $N$ . Poiché  $I_d$  circola con continuità, in ogni istante  $v_{pn}$  e  $v_{Nn}$  possono essere ottenute in funzione di una delle tensioni lato alternata  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  e  $v_{cn}$ . Applicando la KVL nel circuito della fig. 5.31 per ogni istante, la tensione sul lato corrente continua è

$$v_d = v_{pn} - v_{Nn} \quad (5.64)$$

La forma d'onda istantanea di  $v_d$  è composta da sei segmenti per ogni periodo della frequenza di linea. Per questo il raddrizzatore è sovente chiamato raddrizzatore a sei impulsi. Ogni segmento appartiene a una delle sei combinazioni delle tensioni concatenate, come mostrato nella fig. 5.32b. Ciascun diodo conduce per  $120^\circ$ . Considerando la forma d'onda della corrente della fase  $a$  della fig. 5.32c, si ha:

$$i_a = \begin{cases} I_d & \text{quando conduce il diodo 1} \\ -I_d & \text{quando conduce il diodo 4} \\ 0 & \text{quando non conducono né il diodo 1 né il diodo 4} \end{cases} \quad (5.65)$$

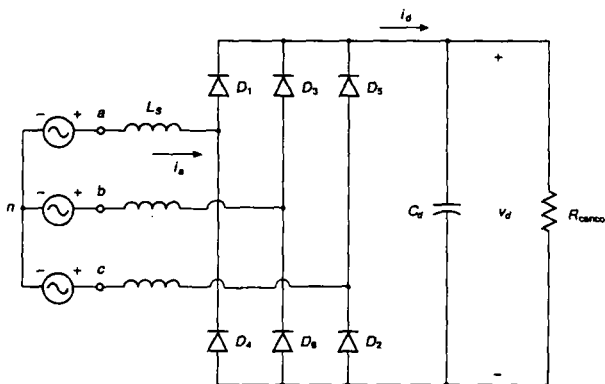


Fig. 5.30 Raddrizzatore trifase a ponte.

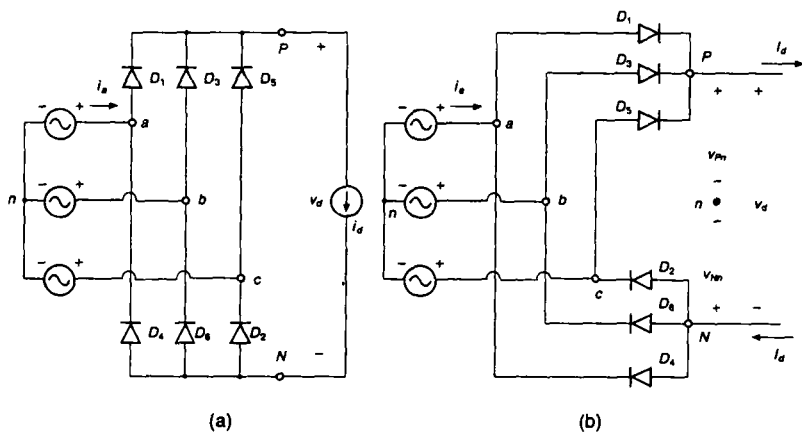


Fig. 5.31 Raddrizzatore trifase con una corrente continua costante.

La commutazione della corrente tra un diodo e quello successivo è istantanea, perché si è posto  $L_s = 0$ . I diodi nella fig. 5.31 sono numerati in modo che conducano nella sequenza 1, 2, 3, ... . In seguito calcoleremo il valore medio della tensione in uscita lato continua e il valore efficace delle correnti di linea, aggiungendo il pedice  $o$  per indicare l'ipotesi con la quale si è posto  $L_s = 0$ .

Per ottenere il valore medio della tensione in uscita lato continua, è sufficiente considerare solo uno dei sei segmenti e ottenere il valore medio in un periodo di  $60^\circ$  o  $\pi/3$  radianti. Arbitrariamente, nella fig. 5.32a si è scelta l'origine  $t = 0$  quando la tensione concatenata  $v_{ab}$  è al massimo. Pertanto si può scrivere:

$$v_d = v_{ab} = \sqrt{2}V_{LL} \cos \omega t \quad -\frac{1}{6}\pi < \omega t < \frac{1}{6}\pi \quad (5.66)$$

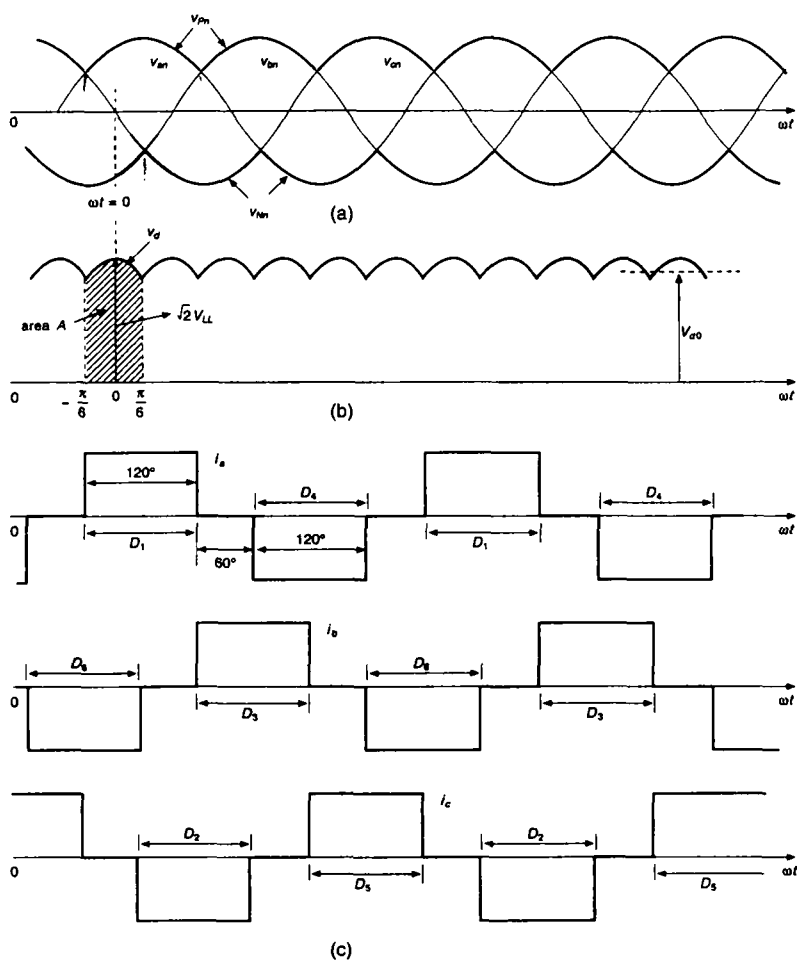


Fig. 5.32 Forme d'onda nel circuito della fig. 5.31.

dove  $V_{LL}$  è il valore efficace delle tensioni concatenate.

Integrando  $v_{ab}$ , l'area  $A$  in [Vs] è data da

$$A = \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2} V_{LL} \cos \omega t \, d(\omega t) = \sqrt{2} V_{LL} \quad (5.67)$$

e pertanto, dividendo  $A$  per l'intervallo  $\pi/3$ , si ottiene

$$V_{do} = \frac{1}{\pi/3} = \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2} V_{LL} \cos \omega t \, d(\omega t) = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_{LL} = 1.35 V_{LL} \quad (5.68)$$

Una delle tensioni di fase e la corrispondente corrente di fase (contrassegnate con  $v_s$  e  $i_s$ ) sono disegnate di nuovo nella fig. 5.33a. Applicando la definizione di valore efficace alla forma d'onda della corrente di fase della fig. 5.33a, il valore efficace della corrente di linea  $i_s$  in questo studio semplificato è

$$I_s = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = 0.816 I_d \quad (5.69)$$

Mediante l'analisi di Fourier di  $i_s$  per quanto riguarda questo studio semplificato, la componente a frequenza fondamentale  $i_{s1}$ , mostrata nella fig. 5.33a, ha un valore efficace

$$I_{s1} = \frac{1}{\pi} \sqrt{6} I_d = 0.78 I_d \quad (5.70)$$

Le armoniche  $I_{sh}$  possono essere espresse in funzione della componente a frequenza fondamentale nel modo seguente

$$I_{sh} = \frac{I_{s1}}{h} \quad (5.71)$$

dove  $h = 5, 7, 11, 13, \dots$ . Le armoniche pari e quelle multiple di tre sono nulle, come mostrato nella fig. 5.33b. Poiché  $i_{s1}$  è in fase con la corrispondente tensione di fase dell'alimentazione, si ha

$$\text{DPF} = 1.0 \quad (5.72)$$

e pertanto

$$\text{PF} = \frac{3}{\pi} = 0.955 \quad (5.73)$$

Le forme d'onda della tensione sono identiche se il carico sul lato corrente continua è rappresentato da una resistenza  $R_{\text{carico}}$ , invece che dal generatore ideale di corrente  $I_d$ . Le correnti di fase circolano ancora durante il medesimo periodo, come mostrato nella fig. 5.32.

L'unica differenza è che le forme d'onda della corrente non hanno la sommità piatta, come nella fig. 5.32.

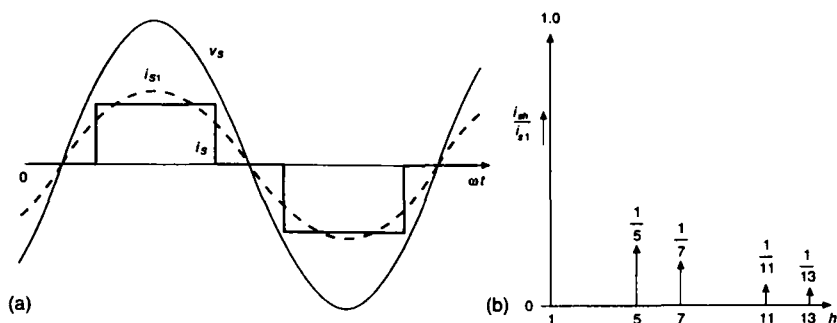


Fig. 5.33 Corrente di linea in un raddrizzatore trifase nel caso ideale in cui si abbia  $L_s = 0$  e una corrente costante lato continua.



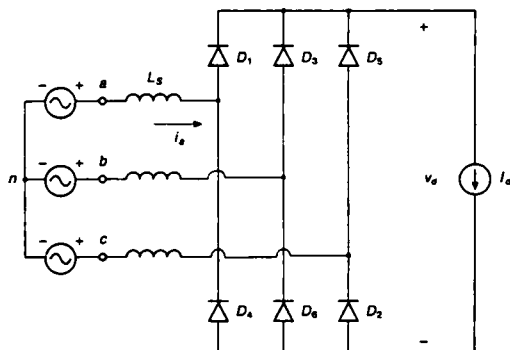


Fig. 5.34 Raddrizzatore trifase con valore non nullo di  $L_s$  e una corrente costante lato continua.

### 5.6.2 Effetto di $L_s$ sulla commutazione della corrente

A questo punto, inseriamo  $L_s$  lato alternata e rappresentiamo il lato corrente continua con un generatore ideale di corrente  $i_d = I_d$ , come mostrato nella fig. 5.34. Adesso le commutazioni della corrente non sono istantanee.

Osserviamo solo una delle commutazioni perché in un sistema equilibrato tutte le altre sono uguali.

Consideriamo la commutazione della corrente dal diodo 5 al diodo 1, incominciando all'istante  $t = 0$ , cioè per  $\omega t = 0$  (il tempo iniziale è scelto in modo arbitrario). Prima di questo istante, la corrente sta circolando attraverso i diodi 5 e 6. La fig. 5.35a mostra la parte del circuito interessata a questa commutazione.

La commutazione della corrente interessa solo le fasi  $a$  e  $c$  e la tensione responsabile di tale commutazione è  $v_{comm} = v_{an} - v_{cn}$ . Le due correnti di maglia  $i_u$  e  $I_d$  sono indicate nella fig. 5.35a. La corrente di commutazione  $i_u$  circola per effetto del corto circuito creato dalla conduzione del diodo 5. In funzione delle correnti di maglia, le correnti di fase sono

$$i_a = i_u$$

e

$$i_c = I_d - i_u \quad (5.74)$$

Queste correnti sono rappresentate nella fig. 5.35b, dove  $i_u$  cresce partendo da zero e arriva a  $I_d$  alla fine dell'intervallo di commutazione  $\omega t_u = \mu$ . Nel circuito della fig. 5.35a si ha:

$$v_{La} = L_s \frac{di_a}{dt} = L_s di_u / dt \quad (5.75)$$

e

$$v_{Lc} = L_s \frac{di_c}{dt} = -L_s \frac{di_u}{dt} \quad (5.76)$$

avendo tenuto conto che  $i_c = I_d - i_u$ , per cui  $di_c/dt = d(I_d - i_u)/dt = -di_u/dt$ .

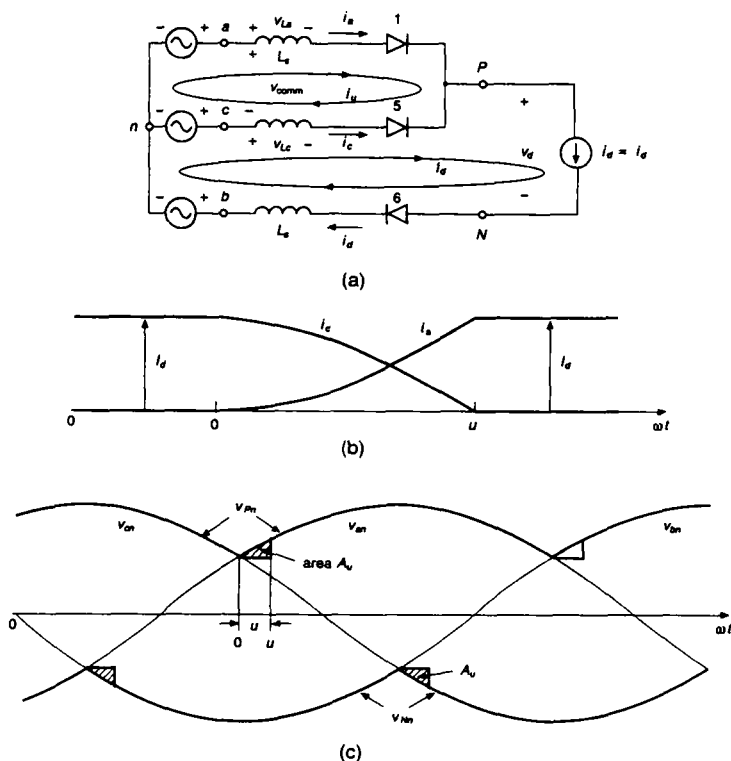


Fig. 5.35 Transitorio di commutazione della corrente.

Applicando la KVL alla maglia superiore del circuito della fig. 5.35a e usando le equazioni precedenti si ha

$$v_{\text{comm}} = v_{an} - v_{cn} = v_{La} - v_{Lc} = 2L_s \frac{di_u}{dt} \quad (5.77)$$

Pertanto, dall'equazione precedente si ha:

$$L_s \frac{di_u}{dt} = \frac{v_{an} - v_{cn}}{2} \quad (5.78)$$

L'intervallo di commutazione  $u$  può essere ottenuto moltiplicando entrambi i membri dell'eq. 5.78 per  $\omega$  e integrando:

$$\omega L_s \int_0^u di_u = \int_0^u \frac{v_{an} - v_{cn}}{2} d(\omega t) \quad (5.79)$$

dove il tempo iniziale coincide con l'istante in cui inizia la commutazione di corrente. Con questa scelta del tempo iniziale, possiamo esprimere la tensione concatenata ( $v_{an} - v_{cn}$ ) nel modo seguente:

$$v_{an} - v_{cn} = \sqrt{2}V_{LL} \sin \omega t \quad (5.80)$$

Usando l'eq. 5.80 nella 5.79 si ha

$$\omega L_s \int_0^{t_d} di_u = \omega L_s I_d = \frac{\sqrt{2}V_{LL}(1 - \cos u)}{2} \quad (5.81)$$

dalla quale si ricava

$$\cos u = 1 - \frac{2\omega L_s I_d}{\sqrt{2}V_{LL}} \quad (5.82)$$

Se la commutazione della corrente fosse istantanea perché  $L_s = 0$ , la tensione  $v_{pn}$  sarebbe uguale a  $v_{an}$  a partire dall'istante  $t = 0$ , come si vede (fig. 5.35c). Tuttavia, con un valore non nullo di  $L_s$ , nel tempo  $0 < \omega t < \omega t_u$  (fig. 5.35c) si ha:

$$v_{pn} = v_{an} - L_s \frac{di_u}{dt} = \frac{v_{an} + v_{cn}}{2} \quad (\text{usando l'eq. 5.78}) \quad (5.83)$$

dove la tensione su  $L_s$  [ $=L_s (di_u/dt)$ ] è la diminuzione della tensione  $v_{pn}$  durante l'intervallo di commutazione mostrata nella fig. 5.35c. L'integrale di questa variazione di tensione è dato dall'area  $A_u$  e, in accordo con l'eq. 5.81, vale:

$$A_u = \omega L_s I_d \quad (5.84)$$

Quest'area viene "persa" ogni  $60^\circ$  ( $\pi/3$  rad), come mostrato nella fig. 5.35c.

Pertanto, il valore medio della tensione lato continua si riduce rispetto al suo valore  $V_{do}$  e la sua diminuzione dovuta alla commutazione è

$$\Delta V_d = \frac{\omega L_s I_d}{\pi/3} = \frac{3}{\pi} \omega L_s I_d \quad (5.85)$$

Quindi, il valore medio della tensione lato continua in presenza di un tempo di commutazione non nullo è

$$V_d = V_{do} - \Delta V_d = 1.35V_{LL} - \frac{3}{\pi} \omega L_s I_d \quad (5.86)$$

dove  $V_{do}$  è il valore medio della tensione con commutazione istantanea (dovuta a  $L_s=0$ ), dato dall'eq. 5.68.

### 5.6.3 Tensione costante $v_d(t) = V_d$ sul lato continua

Consideriamo adesso il circuito mostrato nella fig. 5.36a, per il quale l'ipotesi è che la tensione sul lato dc sia costante. È una approssimazione del circuito della fig. 5.30 nei casi in cui il condensatore abbia un elevato valore della capacità. Per semplificare la nostra analisi, facciamo l'ipotesi che la corrente  $i_d$  sul lato dc del raddrizzatore sia discontinua e pertanto solo due diodi – uno del gruppo superiore e uno di quello inferiore – conducano in un determinato istante. Questa ipotesi permette di ottenere il circuito

equivalente mostrato nella fig. 5.36b, nel quale la tensione di ingresso è formata da porzioni di tensione concatenata mostrate nella fig. 5.36c. Il diodo  $D_P$  corrisponde a uno dei diodi  $D_1, D_3, e D_5$  del gruppo superiore, mentre il diodo  $D_N$  corrisponde a uno dei diodi  $D_2, D_4, e D_6$  del gruppo inferiore. Con la stessa analisi usata nel paragrafo 5.3.3 per un ingresso monofase, la forma d'onda della corrente di fase che si ottiene è mostrata nella fig. 5.36c.

### 5.6.3.1 Distorsione nelle forme d'onda della corrente di linea

È utile conoscere il fattore di potenza, la distorsione armonica totale e la tensione lato continua nel circuito reale della fig. 5.30. Tuttavia, per presentare i risultati in una forma generalizzata, bisogna fare l'ipotesi di avere una tensione costante lato continua, come facciamo in questo paragrafo. La corrente  $I_d$  del lato dc è normalizzata rispetto alla corrente di corto circuito di una singola fase, che può essere ottenuta in funzione della tensione di linea:

$$I_{\text{corto circuito}} = \frac{V_{LL} I \sqrt{3}}{\omega_1 L_s} \quad (5.87)$$

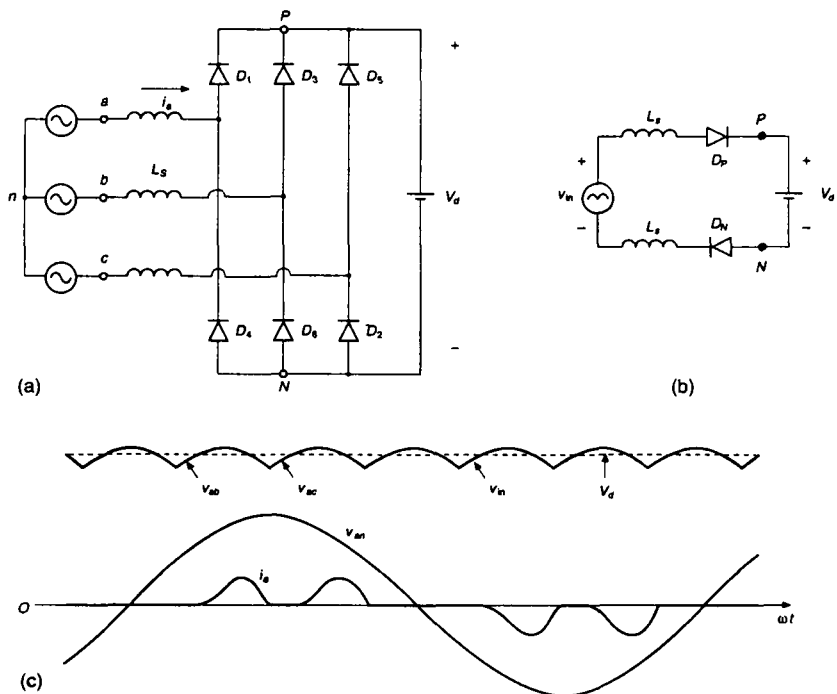


Fig. 5.36 (a) Raddrizzatore trifase con un valore non nullo di  $L_s$  e una tensione costante lato continua, (b) circuito equivalente, (c) forme d'onda.

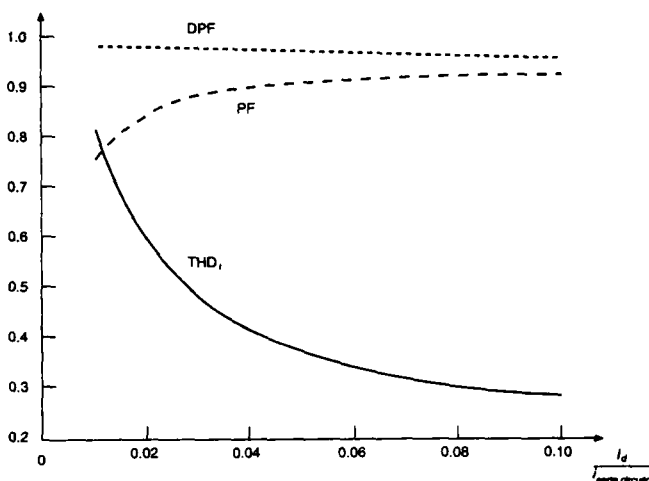


Fig. 5.37 Distorsione armonica totale, DPF e PF nel raddrizzatore della fig. 5.36 con una tensione costante lato continua.

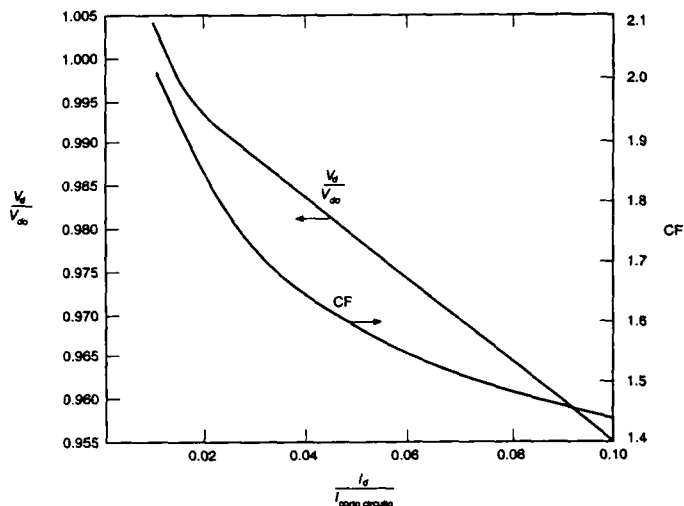


Fig. 5.38 Tensione  $V_d$  normalizzata e fattore di cresta nel raddrizzatore della fig. 5.36 con una tensione costante lato continua.

Le figg. 5.37 e 5.38 mostrano i grafici di PF, DPF, THD, fattore di cresta (CF) e  $V_d/V_{d0}$  in funzione di  $I_d$  normalizzata rispetto alla  $I_{\text{corto circuito}}$ . (Si veda il problema 5.17 per le motivazioni che consentono tale generalizzazione).

### 5.6.4 Raddrizzatore trifase reale a ponte di diodi

Nei raddrizzatori trifase, valori anche abbastanza piccoli di  $L_s$  danno luogo a correnti  $i_d$  che circolano senza discontinuità, rendendo abbastanza complicata l'analisi attraverso equazioni differenziali.

Pertanto, il circuito reale mostrato nella fig. 5.30 viene generalmente simulato usando software come PSpice.

#### Esempio 5.7

Il circuito raddrizzatore trifase a diodi di fig. 5.30 alimenta un carico di circa 2.2 kW con  $V_{LL} = 208$  V a 60 Hz,  $L_s = 1$  mH,  $C_d = 1100$   $\mu$ F. Il carico può essere rappresentato con una resistenza equivalente di 35.0  $\Omega$ . Ricavare le forme d'onda del circuito mediante simulazione con PSpice.

#### Soluzione

La rete elettrica con i numeri dei nodi e il file dei dati di ingresso per PSpice sono riportati nell'Appendice alla fine di questo capitolo. Le forme d'onda della tensione e della corrente sono mostrate nella fig. 5.39.

Il valore medio della tensione lato continua è 278 V e ha un ripple di 4.2 V da picco a picco, corrispondente a 1.5% della tensione media. Per la corrente d'ingresso si ha THD = 54.9%, DPF = 0.97 e PF = 0.85. La corrente continua media è 7.94 A.

#### Esempio 5.8

Nell'esempio 5.7, il lato dc ha un condensatore di filtro da 1100  $\mu$ F con una tensione media di 278 V e una piccola tensione di ripple ad essa sovrapposta. I risultati riportati nella fig. 5.37 e nella fig. 5.38 sono ottenuti assumendo una tensione lato continua di valore costante. Lo scopo di quest'esempio è quello di illustrare l'effetto che si ha quando si assume una tensione costante lato continua e pari a 278 V (lo stesso valore dell'esempio 5.7).

#### Soluzione

Con  $V_d = 278$  V si ha  $V_d/V_{do} = 0.9907$ . Dalla fig. 5.38 questo corrisponde ad un valore  $I_d/I_{\text{corto circuito}} = 0.025$ .

Questo valore nella fig. 5.37 corrisponde pressapoco a THD = 50%, DPF = 0.98, e PF = 0.87. Tutti questi valori sono molto vicini a quelli calcolati nell'esempio 5.7 con un condensatore di filtro da 1100  $\mu$ F.

## 5.7 Confronto tra raddrizzatori monofase e trifase

Confrontando le forme d'onda della corrente di linea della fig. 5.23 e della fig. 5.39a si vede che in un raddrizzatore monofase la distorsione è molto più marcata rispetto a quella che si ha in un raddrizzatore trifase.

Questo si traduce in un fattore di potenza molto più basso in un raddrizzatore monofase rispetto a uno trifase e ciò è confermato confrontando le figg. 5.18 e 5.19, relative a un raddrizzatore monofase, con i risultati riportati nella fig. 5.37 e nella fig. 5.38, relative a un raddrizzatore trifase. Il fattore di sfasamento  $\cos \phi_1$  è alto in entrambi i raddrizzatori.

Il confronto delle forme d'onda di  $i_d$  nelle figg. 5.22 e 5.39 mostra che il ripple nella corrente lato continua è più piccolo nel raddrizzatore trifase rispetto a quello monofase.

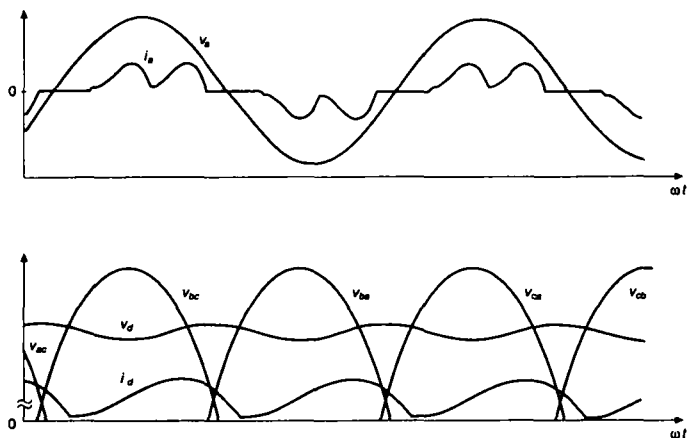


Fig. 5.39 Forme d'onda nel raddrizzatore della fig. 5.30, ottenute nell'esempio 5.7.

Il ripple della corrente che circola nel filtro capacitivo determina il valore della capacità da inserire e le sue specifiche in corrente. Pertanto, in alcune applicazioni, la capacità di filtro richiesta può essere molto più piccola in un raddrizzatore trifase rispetto ad uno monofase.

In un raddrizzatore trifase, la massima variazione della tensione passando da assenza di carico a pieno carico è inferiore a 5%, come si vede dalla fig. 5.38. In un raddrizzatore monofase tale variazione è molto più elevata.

In conseguenza delle precedenti considerazioni e poiché l'uso di raddrizzatori monofase in un sistema trifase a quattro fili comporta correnti elevate nel neutro (anche in un sistema equilibrato), è sempre preferibile usare un raddrizzatore trifase invece di uno monofase.

## 5.8 Picchi di corrente e sovratensioni all'accensione

Nel paragrafo precedente abbiamo preso in considerazione solo il funzionamento di un raddrizzatore a regime. Tuttavia all'accensione si hanno sovratensioni considerevoli e picchi elevati di corrente se una tensione alternata viene applicata all'improvviso mediante un contattore.

Per analizzare il caso peggiore, supponiamo che all'accensione ( $\omega t = 0$ ) il condensatore di filtro sia completamente scarico e, inoltre, che la tensione alternata di ingresso sia al suo valore di picco ( $\sqrt{2}V_{LL}$  nel circuito trifase). Pertanto in teoria la tensione massima sul condensatore dovuta al collegamento in serie  $L$ - $C$  si avvicina ai seguenti valori:

$$V_{d,\max} = 2\sqrt{2}V_s \quad (\text{monofase}) \quad (5.88)$$

$$V_{d,\max} = 2\sqrt{2}V_{LL} \quad (\text{trifase}) \quad (5.89)$$

Normalmente, il carico in parallelo al condensatore di filtro è un circuito elettronico sensibile alla tensione, come ad esempio un inverter di un azionamento per motore in corrente alternata; una sovratensione di tale entità può causare un danno serio sia al condensatore, sia al carico elettronico. Inoltre, picchi elevati di corrente possono distruggere i diodi del raddrizzatore. Può anche manifestarsi una temporanea caduta di tensione nel punto di collegamento comune.

Per superare questi problemi, una possibile soluzione è quella di usare un resistore che limita la corrente, inserito tra l'uscita del raddrizzatore e il condensatore di filtro. Questo resistore è messo in corto circuito mediante un interruttore meccanico o un tiristore dopo pochi periodi successivi alla chiusura, al fine di evitare una dissipazione di potenza e una consistente diminuzione del rendimento dovuta alla sua presenza. Un circuito che può essere usato in alternativa è presentato nel testo indicato al punto 3 della bibliografia.

## 5.9 Considerazioni e rimedi per le armoniche della corrente di linea e per un basso fattore di potenza

La forma d'onda tipica delle correnti nei circuiti raddrizzatori monofase è lontana dalla sinusoidale. Anche il fattore di potenza è molto basso, a causa del contenuto di armoniche nella corrente di linea.

Con la diffusione dei sistemi elettronici di potenza, i raddrizzatori ac/dc hanno un ruolo sempre più importante.

Un grande numero di sistemi che introducono armoniche di corrente nelle reti elettriche possono avere una notevole influenza sulla qualità della forma d'onda della tensione alternata (cioè, questa si distorce), causando problemi ad altri carichi sensibili connessi alla stessa alimentazione. Inoltre, le armoniche della corrente causano perdite aggiuntive nel sistema di alimentazione e possono provocare risonanze elettriche, facendo nascere elevate sovratensioni. Un altro problema causato dalle armoniche nella corrente di linea è il sovraccarico della rete. Per esempio, con una tensione di 120 V, un carico da 1.7 kW con un fattore di potenza unitario assorbe solo una corrente di 14 A e quindi può essere alimentato con una distribuzione da 15 A; invece un carico costituito da un raddrizzatore da 1.7 kW con un fattore di potenza di 0.6 assorbe una corrente di 23.6 A, superiore a 15 A, che fa scattare l'interruttore automatico.

La normativa sulle armoniche e i rimedi ad una scadente qualità della forma d'onda della corrente di linea e ad un basso fattore di potenza sono di sicuro interesse per i sistemi elettronici di potenza. La discussione approfondita di queste tematiche sarà affrontata nell'ultimo capitolo del testo.

## 5.10 Sommario

- 1) I raddrizzatori a diodi, alla frequenza di linea, sono usati per convertire in modo non controllato una tensione alternata d'ingresso (a 50 o 60 Hz) in una tensione continua di uscita. All'uscita del raddrizzatore è posto un condensatore di filtro con capacità elevata poiché nella maggiore parte delle applicazioni elettroniche di potenza è desiderabile avere un basso ripple nella tensione di uscita  $V_d$ .
- 2) Sulla base di ipotesi semplificative, si ricavano espressioni analitiche valide per i raddrizzatori a ponte normalmente usati, con ingressi monofase e trifase.



- 3) Per alcuni circuiti reali, nei quali le espressioni analitiche diventerebbero eccessivamente complicate, sono stati presentati dei metodi di simulazione per ottenere le forme d'onda della tensione e della corrente.
- 4) Vari parametri dei raddrizzatori, come la distorsione armonica totale, il fattore di sfasamento e il fattore di potenza sono presentati in modo generale sia per i raddrizzatori monofase, sia per quelli trifase.
- 5) Nei raddrizzatori a diodi con piccola  $L_s$  o  $L_d$  (dove  $L_d$  è l'induttanza tra l'uscita del raddrizzatore e il condensatore di filtro), le correnti  $i_d$  e  $i_s$  sono assai discontinue; di conseguenza, il valore efficace  $I_s$  della corrente di linea è alto e la potenza è trasportata dalla linea di alimentazione con fattore di potenza molto basso.
- 6) Nel caso di ingresso in alternata monofase, si può usare un particolare raddrizzatore in grado di raddoppiare (all'incirca) il valore della tensione lato continua, che si otterrebbe da un raddrizzatore a ponte. Questa soluzione viene a volte preferita nelle apparecchiature a bassa potenza, predisposte per funzionare con due valori di alimentazione, rispettivamente di 115 e 230 V.
- 7) Viene analizzato l'effetto dei raddrizzatori monofase a diodi sulla corrente del conduttore di neutro dei sistemi trifase a quattro fili.
- 8) Il confronto tra raddrizzatori a diodi monofase e trifase mette in evidenza che quelli trifase sono preferibili per molti aspetti.
- 9) I raddrizzatori a diodi, sia monofase che trifase, immettono in rete una elevata quantità di armoniche di corrente. Con la diffusione dei sistemi elettronici di potenza, devono essere applicati rimedi alla scadente qualità della forma d'onda della corrente di linea. Questi argomenti sono discussi nell'ultimo capitolo del testo.

## 5.11 Problemi

### Concetti base

- 5.1 Nel circuito base della fig. 5.3a,  $V_s = 120$  V a 60 Hz,  $L = 10$  mH e  $R = 5$   $\Omega$ . Calcolare e rappresentare graficamente la corrente  $i$  e la tensione  $v_s$ .
- 5.2 Nel circuito base della fig. 5.4a,  $V_s = 120$  V a 60 Hz,  $L = 10$  mH e  $V_d = 150$  V. Calcolare e rappresentare graficamente la corrente  $i$  e la tensione  $v_s$ .
- 5.3 La tensione  $v$  sul carico e la corrente  $i$  misurata secondo la convenzione degli inverter sono (dove  $\omega_1$  e  $\omega_3$  non sono uguali):

$$v(t) = V_d + \sqrt{2}V_1 \cos(\omega_1 t) + \sqrt{2}V_1 \sin(\omega_1 t) + \sqrt{2}V_3 \cos(\omega_3 t) \quad V$$

$$i(t) = I_d + \sqrt{2}I_1 \cos(\omega_1 t) + \sqrt{2}I_3 \cos(\omega_3 t - \phi_3) \quad A$$

Calcolare:

- a) la potenza attiva fornita al carico
- b) il valore efficace di  $v(t)$  e  $i(t)$
- c) il fattore di potenza con il quale funziona il carico.

### Raddrizzatori monofase

- 5.4 Nel circuito raddrizzatore monofase a diodi, mostrato nella fig. 5.6b, con  $L_s = 0$  e una corrente costante  $I_d = 10$  A, calcolare la potenza attiva fornita al carico:
  - a) se  $v_s$  è una tensione sinusoidale con  $V_s = 120$  V a 60 Hz
  - b) quando  $v_s$  ha la forma d'onda a gradini mostrata nella fig. P5.4.

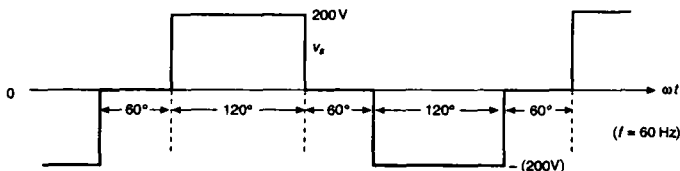


Fig. P5.4

- 5.5 Si consideri il circuito di riferimento per la commutazione della fig. 5.11a con  $I_d = 10$  A.
- Con  $V_s = 120$  V a 60 Hz e  $L_s = 0$ , calcolare  $V_d$  e la potenza attiva  $P_d$ .
  - Con  $V_s = 120$  V a 60 Hz e  $L_s = 5$  mH, calcolare  $u$ ,  $V_d$  e la potenza attiva  $P_d$ .
  - In questo caso  $v_s$  ha forma d'onda quadra a 60 Hz con ampiezza di 200 V e  $L_s = 5$  mH. Rappresentare graficamente la forma d'onda di  $i_s$  e calcolare  $u$ ,  $V_d$  e  $P_d$ .
  - Ripetere la domanda (c) nel caso in cui  $v_s$  ha la forma d'onda a gradini mostrata nella fig. P5.4.
- 5.6 Nel circuito raddrizzatore monofase semplificato della fig. 5.6b con  $L_s = 0$ , e corrente continua costante  $I_d$ , ottenere il valore medio e quello efficace della corrente in ciascun diodo in rapporto a  $I_d$ .
- 5.7 Nel circuito raddrizzatore monofase della fig. 5.20 si supponga che l'impedenza del lato ac sia trascurabile e che una induttanza  $L_d$  sia, invece, posta tra l'uscita del raddrizzatore e il condensatore di filtro. Supponendo che il ripple della tensione  $v_d$  sia trascurabile, trovare il valore minimo di  $L_d$  in funzione di  $V_s$ ,  $\omega$ , e  $I_d$  che assicura la continuità alla corrente  $i_d$ .
- 5.8 Nel circuito raddrizzatore monofase mostrato fig. 5.14a,  $V_s = 120$  V a 60 Hz e  $L_s = 1$  mH, e  $I_d = 10$  A, calcolare  $u$ ,  $V_d$  e  $P_d$ .  
Quale è la caduta di tensione percentuale in  $V_d$  dovuta a  $L_s$ ?
- 5.9 Ripetere il problema 5.8.
- Se  $v_s$  ha forma d'onda quadra a 60 Hz con ampiezza di 200 V.
  - Se  $v_s$  ha la forma d'onda a gradini mostrata nella fig. P5.4.
- 5.10 Nel circuito raddrizzatore monofase della fig. 5.16a  $L_s = 1$  mH e  $V_d = 160$  V. La tensione d'ingresso  $v_s$  ha la forma d'onda a gradini mostrata nella fig. P5.4. Rappresentare in un diagramma le forme d'onda di  $i_s$  e  $i_d$  (suggerimento:  $i_s$  e  $i_d$  circolano in modo discontinuo).
- 5.11 Nel circuito raddrizzatore monofase della fig. 5.16a,  $V_s = 120$  V a 60 Hz e  $L_s = 1$  mH, e  $V_d = 150$  V. Calcolare la forma d'onda per  $i_d$  mostrata nella fig. 5.16c e indicare i valori di  $\theta_b$ ,  $\theta_f$  e  $I_{d, \text{picco}}$ . Calcolare inoltre il valore medio  $I_d$ .
- 5.12 Usando il listato del programma MATLAB riportato nell'Appendice alla fine del capitolo, calcolare  $V_d$  e  $P_d$  nell'esempio 5.1. Confrontare i risultati con i grafici rappresentati nella fig. 5.22.
- 5.13 Il circuito raddrizzatore monofase dell'esempio 5.2 con  $R = 0.4 \Omega$  alimenta un carico di 1 kW. Modificare il listato di ingresso di PSpice riportato nell'Appendice alla fine di questo capitolo per l'esempio 5.2 per ottenere il grafico della forma d'onda  $v_d$ , il suo valore medio  $V_d$  e il valore picco-picco del suo ripple se il carico è rappresentato in modo tale che:
- assorbe una potenza istantanea costante  $p_d(t) = 1$  kW (suggerimento: rappresentare il carico con un generatore di corrente pilotato in tensione, usando, per

esempio, l'istruzione  $GDC\ 5\ 6\ VALUE=\{1000.0\ /V(5.6)\}$ )

b) è una resistenza equivalente costante che assorbe 1 kW riferito a  $V_d$  della parte (a)  
 c) è una sorgente di corrente continua che assorbe 1 kW riferito a  $V_d$  della parte (a).  
 Confrontare il valore picco-picco del ripple della tensione lato dc per i tre tipi di carico rappresentati.

- 5.14 Nel circuito raddrizzatore monofase della fig. 5.6b con  $i_d = I_d$ , calcolare THD, DPF, PF e CF.  
 5.15 Usando il programma MATLAB del problema 5.12, calcolare THD, DPF, PF e CF.  
 5.16 Nel circuito raddrizzatore monofase della fig. 5.20,  $V_s = 120\text{ V}$  a 60 Hz,  $L_s = 2\text{ mH}$ , e  $R_s = 0.4\ \Omega$  e la potenza istantanea del carico  $p_d(t) = 1\text{ kW}$ . Usando PSpice, valutare gli effetti del condensatore di filtro sul lato dc facendo il grafico di THD, DPF, PF e  $\Delta V_d$  (picco-picco) per i seguenti valori di C: 200, 500, 1000, e 1500  $\mu\text{F}$ .  
 5.17 I risultati generalizzati per THD, DPF e PF sono rappresentati nella fig. 5.18 e fig. 5.19 per i raddrizzatori monofasi e nella fig. 5.37 e fig. 5.38 per raddrizzatori trifase. Dimostrare che, se il lato dc del raddrizzatore è rappresentato da un generatore ideale di tensione continua, possiamo rappresentare i risultati in forma generalizzata come funzione di  $I_d / I_{\text{corto circuito}}$ .  
 5.18 Calcolare la distorsione della tensione nel punto di collegamento nel circuito della fig. 5.25. In questo caso  $V_s = 120\text{ V}$  a 60 Hz,  $L_{s1} = L_{s2} = 1\text{ mH}$  e il lato dc del raddrizzatore è rappresentato da un generatore ideale di corrente continua pari a 10 A.

#### Duplicatore di tensione monofase e raddrizzatore a presa centrale

- 5.19 Consideriamo il duplicatore di tensione della fig. 5.27, dove  $V_s = 120\text{ V}$  a 60 Hz e  $L_s = 1\text{ mH}$  e  $C_1 = C_2 = 1000\ \mu\text{F}$  e il carico è rappresentato da un generatore ideale di corrente continua pari a 10 A. Usare PSpice per:  
 a) ricavare gli andamenti di  $v_{c1}$ ,  $v_{c2}$  e  $v_d$   
 b) ricavare  $\Delta V_d$  (picco-picco) in rapporto a  $V_d$   
 c) confrontare con i risultati della parte (b) se invece si usa un raddrizzatore monofase a ponte intero con  $V_s = 240\text{ V}$ ,  $L_s = 1\text{ mH}$ ,  $C_d = 500\ \mu\text{F}$  e un carico di 10 A.  
 5.20 Per il raddrizzatore a presa centrale rappresentato nella fig. P5.20, facciamo l'ipotesi che il trasformatore sia ideale e che il carico del lato dc sia rappresentato da un generatore ideale di corrente. Calcolare la potenza nominale espressa in [VA] del trasformatore in relazione alla potenza attiva fornita al carico.

#### Sistemi trifase a quattro fili, corrente nel neutro

- 5.21 Nel sistema trifase a quattro fili della fig. 5.28 i carichi raddrizzatori monofase sono uguali e le condizioni sono tali che la corrente di ogni linea circola per meno di  $60^\circ$  durante ogni semiperiodo della tensione concatenata tra linea e linea.  
 Dimostrare che in termini di valori efficaci risulta  $I_n = \sqrt{3}I_{\text{linea}}$ .

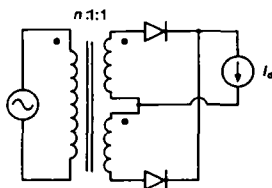


Fig. P5.20 Raddrizzatore a presa centrale.

- 5.22 Scrivere il file del circuito di ingresso per PSpice ed eseguirlo per ottenere i risultati dell'esempio 5.6.

### Raddrizzatori trifase

- 5.23 Nel circuito raddrizzatore semplificato della fig. 5.31a, calcolare il valore medio e quello efficace della corrente che circola in ogni diodo in rapporto alla corrente  $I_d$  del lato dc.
- 5.24 Per semplificare il circuito raddrizzatore della fig. 5.35a, supponiamo che le tensioni di commutazione crescano con andamento lineare invece che sinusoidale.
- a) Ricavare l'espressione di  $u$ , seguendo un procedimento simile a quello della eq. 5.82.
- b) Per  $V_{LL} = 208$  V a 60 Hz,  $L_s = 2$  mH e  $I_d = 10$  A, confrontare i risultati ottenuti con l'espressione della parte (a) e l'espressione 5.82.
- 5.25 Usando PSpice nell'esempio 5.7, valutare gli effetti della capacità del filtro su  $\Delta V_d$  (picco-picco), THD, DPF e PF per i seguenti valori di  $C_d$ : 220, 550, 1100, 1500 e 2200  $\mu$ F.
- 5.26 Nel circuito raddrizzatore trifase della fig. 5.30, si supponga che l'induttanza  $L_s$  sul lato ac sia trascurabile. Una induttanza  $L_d$  è posta, invece, tra l'uscita del raddrizzatore e il condensatore di filtro. Trovare il valore minimo di  $L_d$  in funzione di  $V_{LL}$ ,  $\omega$  e  $I_d$  che assicura la continuità alla corrente  $i_d$ , considerando trascurabile il ripple in  $v_d$ .
- 5.27 Usando l'analisi di Fourier, verificare le eqq. da 5.69 a 5.73 per un raddrizzatore trifase.
- 5.28 Usando PSpice, questo problema vuole confrontare le prestazioni di un raddrizzatore monofase con quelle di un raddrizzatore trifase in relazione a THD, DPF, PF e  $\Delta V_d$  (picco-picco) mentre alimentano lo stesso carico. Nei circuiti delle fig. 5.20 e fig. 5.30, si ha rispettivamente  $V_s = 120$  V e  $V_{LL} = 208$  V a 60 Hz. Si ponga  $L_s = 1$  mH e  $R_s = 0.2$   $\Omega$ . Il carico istantaneo di 5kW è costante, come era nell'esempio del problema 5.13(a). Nel raddrizzatore monofase il condensatore di filtro  $C_d$  ha un valore di 1100  $\mu$ F. Scegliere il suo valore per il raddrizzatore trifase per potere immagazzinare la stessa energia media che si ha nel monofase.
- 5.29 Valutare gli effetti di tensioni squilibrate sulla forma delle correnti in un raddrizzatore trifase. Nel sistema dell'esempio 5.7 assumere  $V_{an} = 110$  V e  $V_{bn} = V_{cn} = 120$  V. Usando PSpice, ottenere le forme della corrente d'ingresso e le loro componenti armoniche.

### Picchi di corrente in avviamento

- 5.30 Nel circuito raddrizzatore monofase dell'esempio 5.2, calcolare la massima corrente in avviamento (*inrush current*) e il corrispondente istante della commutazione con una tensione iniziale sul condensatore uguale a zero.
- 5.31 Nel circuito raddrizzatore trifase dell'esempio 5.7, calcolare la massima corrente in avviamento e il corrispondente istante della commutazione con una tensione iniziale sul condensatore uguale a zero.

## 5.11 Bibliografia

- 1) P. M. Camp, "Input Current Analysis of Motor Drives with Rectifier Converters", IEEE-IAS Conference Record, 1985, pp. 672 + 765.

- 2) B. Brakus, "100 Amp Switched Mode Charging Rectifier for Three-Phase Mains", IEEE-Intelec, 1984, pp. 72 + 78.
- 3) T. M. Undeland e N. Mohan, "Overmodulation and Loss Considerations in High Frequency Modulated Transistorized Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 3, N. 4, ottobre 1988, pp. 447 + 452.
- 4) M. Grotzbach e Draxler "Line Side Behavior of Uncontrolled Rectifier Bridges with Capacitive DC Smoothing)", memoria presentata alla European Power Electronics Conference (EPE), Aachen, 1989, pp. 761 + 764.
- 5) W. F. Ray, "The Effect of Supply Reactance on Regulation and Power Factor for Uncontrolled 3-Phase Bridge Rectifier with a Capacitive Load", IEE Conference Publication, N. 234, 1984 pp. 111 + 114.
- 6) W. F. Ray, R. M. Davis e I. D. Weatherhog, "The Three-Phase Bridge Rectifier with a Capacitive Load", IEE Conference Publication, N. 291, 1988, pp. 153 + 156.
- 7) R. Gretsche, "Harmonic Distorsion of the Mains Voltage by Switched Mode Power Supplies- Assessment of the Future Development and Possibile Mitigation Measures", European Power Electronics Conference (EPE), Aachen, 1989, pp. 1253 + 1260.

## 5.12 Appendice

(Esempi in PSpice sono tratti e adattati da "Power Electronics: Computer Simulation, Analysis and Education Using Evaluation Version of PSpice", Minnesota Power Electronics, P.O. Box 14503, Minneapolis, Mn 55414.)

### Elenco delle istruzioni del programma MATLAB per l'esempio 5.1

```
% Single-Phase, Diode-Rectifier Bridge
clc, clg, clear
% Data
ls=1e-3; rs=0.001; cd=1000e-6; rload=20; deltat=25e-6;
freq=60; thalf=1/(2*freq); ampl=170; w=2*pi*freq;
% Matrix A, see Eq. 5-45
A=[-rs/ls -1/ls; 1/cd -1/(cd*rload)];
% Vector b, see Eq. 5.46
b=[1/ls; 0];
%
M=inv(eye(2) - deltat/2 * A)*(eye(2) + deltat/2 * A); % see Eq. 5-48
N=deltat/2 * inv(eye(2) - deltat/2 * A) * b; % see Eq. 5-48
%
for alfa0=55:0.5:75
alfa0
% Initial Conditions
vc0=ampl*sin(alfa0*pi/180);
il0=0; k=1; time(1)=alfa0/(360*freq);
il(1)=il0; vc(1)=vc0; vs(1)=vc0;
x=[il(1) vc(1)]';
%
while il(k) >= 0
k=k+1;
```

```

time(k)=time(k-1) + deltat;
y=M*x+N*(ampl*sin(w*time(k))+ampl*sin(w*time(k-1))); %see Eq. 5.47
il(k)=y(1);
vc(k)=y(2);
vs(k)=ampl*sin(w*time(k));
x=y;
end
%
time1=time(k);
ill=0;
vc1=vc(k);
while vc(k)>ampl*abs(sin(w*time(k)))
k=k+1;
time(k)=time(k-1) + deltat;
vc(k)= vc1*exp(-(time(k)-time1)/(cd*rload)); % see Eq. 5.51
vs(k)=ampl*abs(sin(w*time(k)));
il(k)=0;
end
if(abs(time(k) - thalf -time(1))<2*deltat), break, end
end
plot(time(1:k),il(1:k),time(1:k),vs(1:k),time(1:k),vc(1:k))

```

### File d'ingresso di PSpice per il circuito dell'esempio 5.2

```

* Single-Phase, Diode-Bridge Rectifier
LS      1 2  lmH
RS      2 3  1m
*
rdc     4 5  1u
RLOAD   5 6  20.0
CD      5 6  1000uF IC=160V
*
XD1     3 4  DIODE_WITH_SNUB
XD3     0 4  DIODE_WITH_SNUB
XD2     6 0  DIODE_WITH_SNUB
XD4     6 3  DIODE_WITH_SNUB
*
VS      1 0  SIN(0 170V 60.0 0 0 0)
*
.TRAN   50us 50ms 0s      50us  UIC
.PROBE
.FOUR   60.0 v(1) i(LS)    i(rdc) v(5,6)

.SUBCKT DIODE_WITH_SNUB 101 102
* Power Electronics: Simulation, Analysis Education...by N. Mohan.
DX      101 102  POWER_DIODE
RSNUB   102 103  1000.0
CSNUB   103 101  0.1uF
.MODEL  POWER_DIODE D(RS=0.01, CJO=100pF)
.ENDS

.END

```

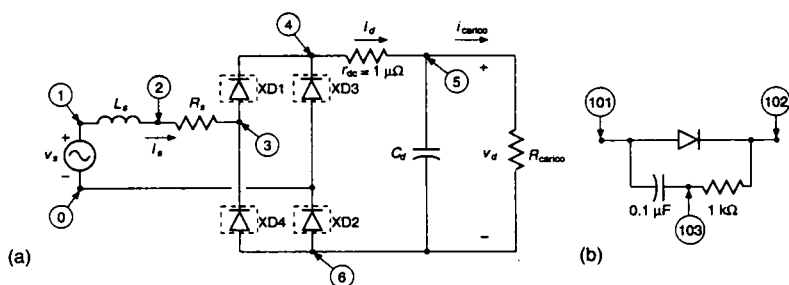


Fig. 5A.1 (a) Circuito d'ingresso di PSpice per l'esempio 5.2,  
(b) sottocircuito DIODE\_WITH\_SNUB.

### Uscita di PSpice per l'esempio 5.2

#### FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(1)

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	1.700E+02	1.000E+00	-1.266E-04	0.000E+00

#### FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(LS)

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	1.536E+01	1.000E+00	-1.003E+01	0.000E+00
2	1.200E+02	6.405E-02	4.171E-03	-9.138E+01	-8.135E+01
3	1.800E+02	1.174E+01	7.648E-01	1.489E+02	1.589E+02
4	2.400E+02	4.198E-02	2.734E-03	8.531E+01	9.534E+01
5	3.000E+02	6.487E+00	4.224E-01	-5.632E+01	-4.629E+01
6	3.600E+02	1.585E-02	1.032E-03	-1.028E+02	-9.275E+01
7	4.200E+02	2.207E+00	1.438E-01	8.052E+01	9.055E+01
8	4.800E+02	2.778E-03	1.809E-04	-8.191E+01	-7.187E+01
9	5.400E+02	1.032E+00	6.724E-02	1.535E+02	1.636E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 8.879830E+01 PERCENT

#### FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(rdc)

DC COMPONENT = 7.931217E+00

#### FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(5, 6)

DC COMPONENT = 1.584512E+02

### File d'ingresso di PSpice per il circuito dell'esempio 5.7

#### \* Three-Phase, Diode-Bridge Rectifier

```
LSA 1 11 1mH
LSB 2 21 1mH
LSC 3 31 1mH
RSA 11 12 1m
RSB 21 22 1m
```

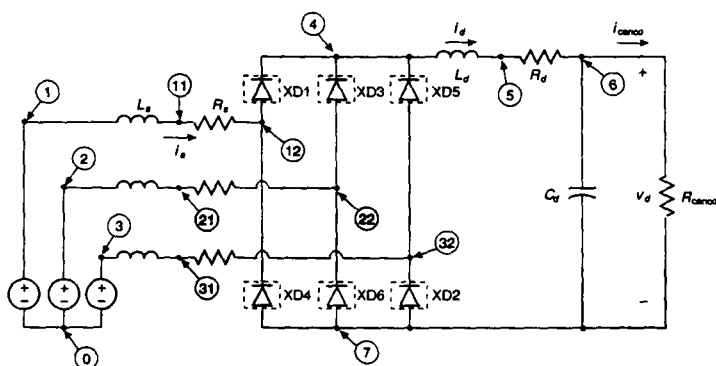


Fig. 5A.2 Circuito d'ingresso di PSpice per l'esempio 5.7.

```

RSC      31 32 1m
*
LD       4 5 1uH
RD       5 6 1u
RLOAD   6 7 35.0
CD       6 7 1100uF IC=276V
*
XD1     12 4 DIODE_WITH_SNUB
XD3     22 4 DIODE_WITH_SNUB
XD5     32 4 DIODE_WITH_SNUB
XD4     7 12 DIODE_WITH_SNUB
XD6     7 22 DIODE_WITH_SNUB
XD2     7 32 DIODE WITH_SNUB
*
VSA     1 0 SIN(0 170 60.0 0 0 0)
VSB     2 0 SIN(0 170 60.0 0 0 -120)
VSC     3 0 SIN(0 170 60.0 0 0 -240)
*
.TRAN   50us 100ms 0s 50us UIC
.PROBE
.FOUR   60.0 i(LSA) v(6,7) i(LD)
.SUBCKT DIODE_WITH_SNUB 101 102
DX     101 102 POWER_DIODE
RSNUB 102 103 1000.0
CSNUB 103 101 0.1uF
.MODEL POWER_DIODE D(RS=0.01, CJO=100pF)
.ENDS
.END
    
```





## 6

# **Raddrizzatori e inverter a frequenza di linea con controllo di fase: da alternata a continua controllata**

### **6.1 Introduzione**

Nel capitolo 5 abbiamo analizzato i raddrizzatori a diodi a frequenza di linea che sono sempre più usati nei sistemi a commutazione dell'elettronica di potenza per convertire una tensione alternata alla frequenza di linea in una tensione continua.

Tuttavia, in alcune applicazioni come i caricabatterie e come una categoria di azionamenti per motori in corrente continua o alternata è necessario che la tensione continua sia controllabile.

La conversione da corrente alternata in continua controllata è realizzata nei convertitori a frequenza di linea con controllo di fase mediante tiristori. In passato, questi convertitori erano usati in numerose applicazioni per controllare il flusso della potenza elettrica.

In conseguenza della disponibilità crescente di interruttori molto meglio controllabili e che funzionano con elevate tensioni e correnti, il nuovo uso di questi convertitori a tiristori è fatto oggi giorno in applicazioni trifase con potenza elevata.

Questo è particolarmente vero in applicazioni, molte delle quali con livelli di potenza elevati, dove è necessario o desiderabile poter controllare il flusso di potenza in entrambe le direzioni tra il lato alternata (ac) e il lato continua (dc).

Esempi di queste applicazioni sono i convertitori per la trasmissione di potenze elevate in corrente continua e alcuni azionamenti per motori in corrente continua o alternata per i quali è richiesta la possibilità di rigenerare.

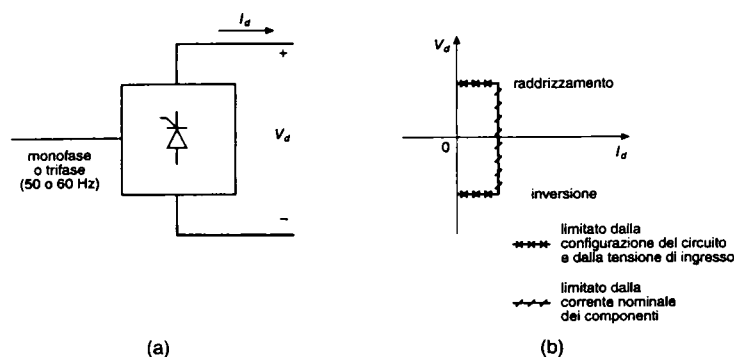


Fig. 6.1 Convertitore controllato a frequenza di linea.

Anche dal nome di questi convertitori, si comprende che sul loro lato ac sono presenti le tensioni alla frequenza di linea.

L'istante in cui un tiristore inizia o finisce di condurre dipende dalle forme d'onda della tensione alternata a frequenza di linea e dai segnali di comando. Inoltre, il trasferimento o commutazione della corrente da una valvola a quella successiva avviene in modo naturale per la presenza di queste tensioni alternate.

Si noti che i raddrizzatori a diodi non controllati a frequenza di linea del capitolo 5 sono un sottogruppo dei convertitori controllati analizzati in questo capitolo. Il motivo per il quale i raddrizzatori a diodi sono stati analizzati separatamente nel capitolo 5 è dovuto alla loro crescente importanza e al modo con il quale la corrente continua  $i_d$  circola in essi.

Nel capitolo 5 si è visto che in molte applicazioni dei raddrizzatori a diodi a frequenza di linea, la corrente  $i_d$  non circola con continuità per la presenza del condensatore di filtro, che spiana la tensione sul lato dc. Nel capitolo 5 si è sottolineato il modo discontinuo di conduzione della corrente, mentre in questo capitolo sono analizzate molte applicazioni di convertitori controllati nei quali la corrente  $i_d$  sul lato dc circola continuamente.

Adesso l'attenzione è posta in particolare sul modo continuo di conduzione della corrente, anche se si analizza in modo sintetico quello discontinuo.

Un convertitore totalcontrollato è mostrato in forma di schema a blocchi nella fig. 6.1a. Per una data tensione alternata di linea, quella media sul lato dc può essere variata in modo continuo fra un valore massimo positivo e uno minimo negativo. La corrente lato continuo  $I_d$  (o  $i_d$  se riferita al valore istantaneo) del convertitore non può cambiare direzione, come sarà spiegato in seguito.

Quindi, un convertitore di questo tipo può operare solo in due quadranti (del piano  $V_d - I_d$ ), come è mostrato nella fig. 6.1b. Qui i valori positivi di  $V_d$  e di  $I_d$  implicano un funzionamento da raddrizzatore per il quale la potenza fluisce dal lato ac a quello dc.

Nella modalità inverter,  $V_d$  diventa negativa (ma  $I_d$  rimane positiva) e la potenza viene trasferita dal lato dc a quello ac.

Il funzionamento da inverter è sostanzialmente possibile solo se una sorgente di potenza, come una batteria, è presente sul lato dc.

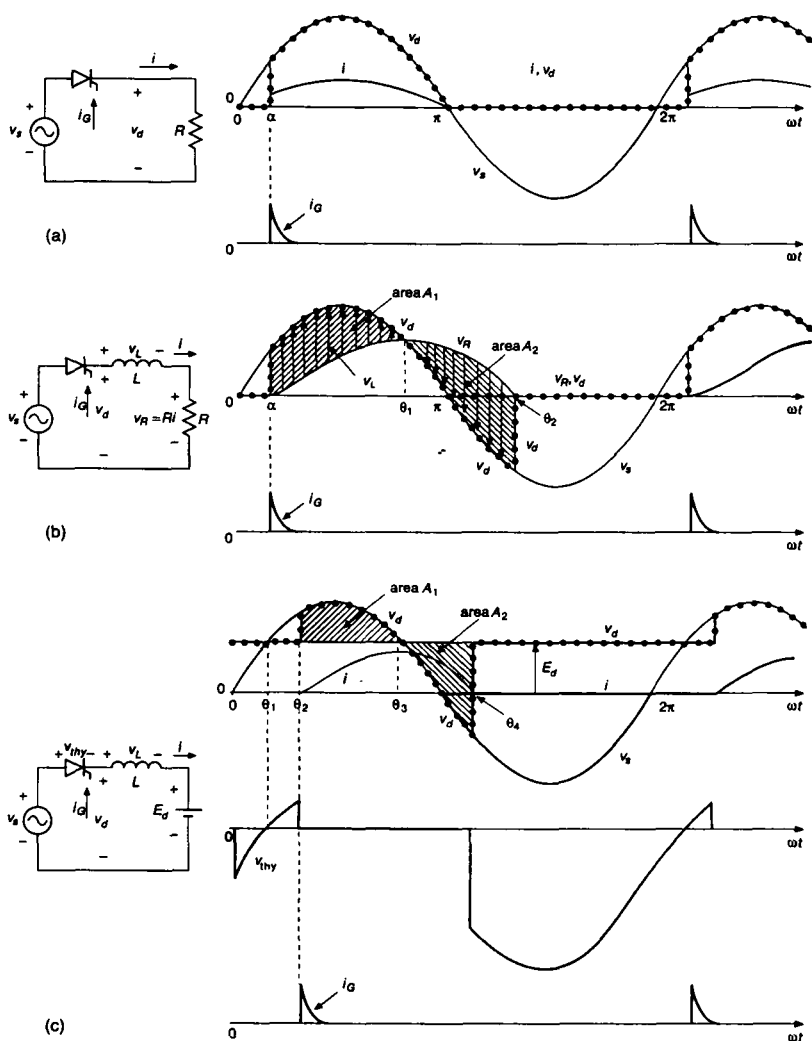


Fig. 6.2 Strutture base di convertitori a tiristori.

In alcune applicazioni, come negli azionamenti per un motore a corrente continua con inversione di marcia e con frenatura di recupero, il convertitore deve essere in grado di funzionare in tutti e quattro quadranti. Ciò è ottenuto collegando due convertitori a due quadranti (descritti in precedenza) in antiparallelo, o *back to back*. In questo capitolo, nell'analisi dei convertitori, il tiristore è considerato ideale, ad eccezione delle considerazioni fatte sul tempo  $t_q$  di spegnimento, descritto nel capitolo 2.

## 6.2 Circuiti con tiristori e loro controllo

Per una data tensione di ingresso, il valore medio di quella di uscita del convertitore a tiristori può essere controllato ritardando l'istante in cui al tiristore viene permesso di condurre. Questo è mostrato con i circuiti semplici della fig. 6.2.

### 6.2.1 Circuiti base con tiristori

Nella fig. 6.2a, un tiristore collega il generatore ideale di tensione  $v_s$  (alla frequenza di linea) ad un carico resistivo.

Nel semiperiodo positivo di  $v_s$ , la corrente è zero fino a  $\omega t = \alpha$ , istante in cui il tiristore riceve un impulso positivo di breve durata sul terminale di controllo (*gate*). Con il tiristore in conduzione,  $v_d = v_s$ .

Per la parte rimanente del semiperiodo positivo la forma d'onda della corrente segue quella della tensione e si annulla a  $\omega t = \pi$ .

Poi, durante il semiperiodo negativo di  $v_s$ , il tiristore impedisce alla corrente di circolare.

La corrente rimane a zero fino a  $\omega t = 2\pi + \alpha$ , istante in cui un altro impulso di breve durata applicato al gate determina l'inizio di un successivo ciclo. Regolando l'angolo  $\alpha$ , si può controllare il valore medio della tensione  $v_d$  sul carico.

Nella fig. 6.2b, il carico è costituito da  $R$  e da  $L$ . All'inizio la corrente è zero. La conduzione del tiristore è rimandata fino a  $\omega t = \alpha$ . Una volta che il tiristore è stato innescato (per  $\omega t = \alpha$ , durante il semiperiodo positivo di  $v_s$  e quando la tensione su di esso è positiva), la corrente inizia a circolare e  $v_d = v_s$ . La tensione sull'induttore può essere scritta come

$$v_L(t) = L \frac{di}{dt} = v_s - v_R \quad (6.1)$$

dove  $v_R = Ri$ . Nella fig. 6.2b, è disegnata  $v_R$  (che è proporzionale alla corrente) mentre  $v_L$  è indicata come differenza tra  $v_s$  e  $v_R$ . A partire da  $\alpha$  e fino a  $\theta_1$ ,  $v_L$  è positivo e la corrente cresce

$$i(\omega t) = \frac{1}{\omega L} \int_{\alpha}^{\omega t} v_L(\zeta) d\zeta \quad (6.2)$$

dove  $\zeta$  è una variabile di integrazione. Dopo  $\omega t = \theta_1$ ,  $v_L$  diventa negativa e la corrente (così come  $v_R$ ) incomincia a decrescere.

L'istante in cui la corrente diventa zero (e rimane a zero perché il tiristore si spegne) è dato dall'eq. 6.2.

Da una analisi grafica della fig. 6.2b,  $\omega t = \theta_2$  è l'istante in cui l'area  $A_1$  è uguale ad  $A_2$  e la corrente si annulla.

Queste aree rappresentano l'integrale di  $v_L$  nel tempo, che deve essere nullo in un periodo del ciclo in condizioni stazionarie, come è spiegato nel paragrafo 3.2.5.1.

Occorre notare che la corrente continua a circolare per un periodo anche dopo che  $v_s$  è diventata negativa, come discusso nel paragrafo 5.2.2.

Nella fig. 6.2c, il carico è costituito da un induttore e da una tensione continua  $E_d$ . In questo caso, con la corrente inizialmente nulla, il tiristore è polarizzato inversamente fino a  $\omega t = \theta_1$ , come è mostrato nel grafico, e fino a questo istante non può condurre.

La sua conduzione è rimandata fino a  $\theta_2$ , quando un impulso positivo viene applicato al gate. Con la circolazione della corrente si ha:

$$v_L(t) = L \frac{di}{dt} = v_s - E_d \quad (6.3)$$

In funzione di  $\omega t$  si può scrivere:

$$i(\omega t) = \frac{1}{\omega L} \int_{\theta_1}^{\omega t} [v_s(\zeta) - E_d] d\zeta \quad (6.4)$$

dove  $\zeta$  è una variabile di integrazione arbitraria. La corrente raggiunge il massimo a  $\theta_3$  quando  $v_d = E_d$  e poi raggiunge lo zero per  $\omega t = \theta_4$ , quando l'area  $A_1$  è uguale ad  $A_2$  e l'integrale della tensione dell'induttore esteso a un periodo diventa nullo.

## 6.2.2 Comando di gate del tiristore

Controllando l'istante in cui il tiristore riceve l'impulso sul gate, il valore medio della corrente nei circuiti della fig. 6.2 può essere controllato in modo continuo fra zero e un valore massimo. La stessa cosa è valida per la potenza fornita dalla sorgente di tensione alternata. Per fornire al tiristore l'impulso d'innesco con il ritardo adeguato sono disponibili circuiti integrati versatili, come il TCA780. Uno schema a blocchi semplificato di un circuito di controllo del segnale di gate è mostrato nella fig. 6.3.

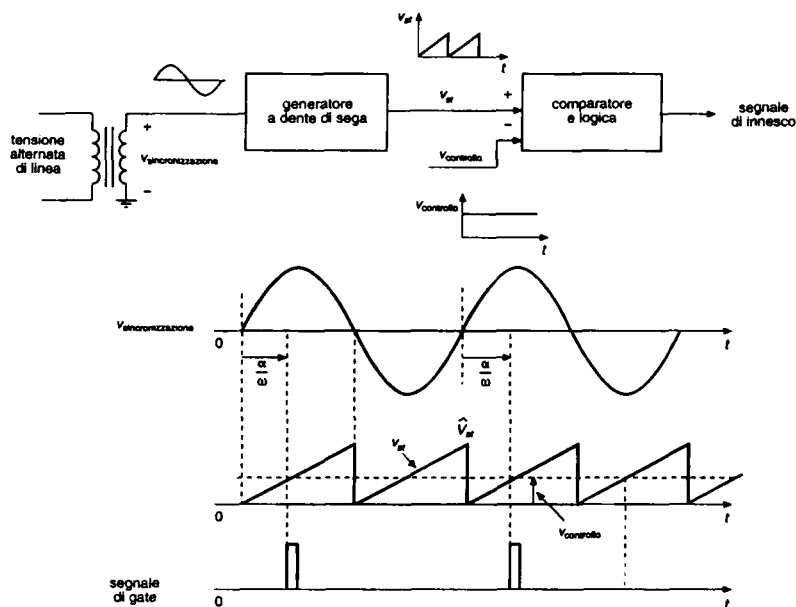


Fig. 6.3 Circuito di controllo del segnale di gate.

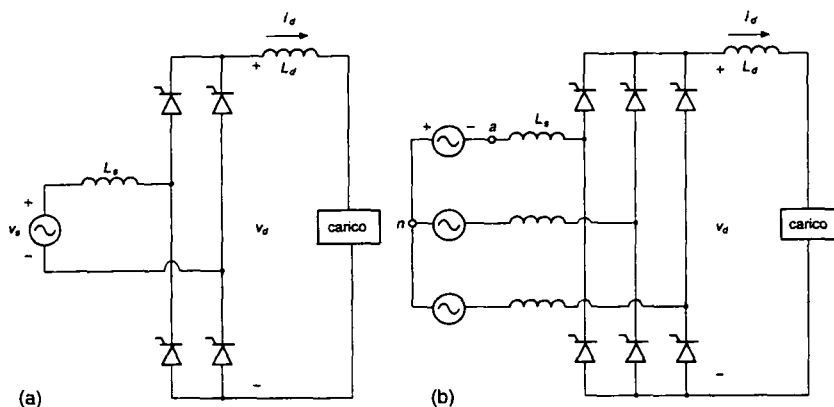


Fig. 6.4 Convertitori reali a tiristori.

Una forma d'onda triangolare a dente di sega (sincronizzata con la tensione di alimentazione) è confrontata con il segnale di controllo  $v_{\text{controllo}}$  e, in funzione di questo e del valore di picco della triangolare  $\hat{V}_{st}$ , si ottiene l'espressione dell'angolo di ritardo  $\alpha$ , riferito al passaggio per lo zero, con pendenza positiva, della tensione alternata di linea:

$$\alpha^\circ = 180^\circ \frac{v_{\text{controllo}}}{\hat{V}_{st}} \quad (6.5)$$

Si può ottenere facilmente un altro segnale di gate, in ritardo di  $\alpha$  rispetto al passaggio per lo zero con pendenza negativa della tensione alternata.

### 6.2.3 Convertitori reali a tiristori

Nella fig. 6.4 sono mostrati due convertitori a ponte, per tensioni d'ingresso monofase e trifase. L'induttanza sul lato dc può essere parte del carico come, per esempio, negli azionamenti per motori in corrente continua. Prima di analizzare i convertitori a ponte intero della fig. 6.4, è utile esaminare alcuni circuiti più semplici e possibilmente idealizzati.

Si ottiene questa semplificazione ipotizzando uguale a zero l'induttanza sul lato ac e supponendo che sia perfettamente costante la corrente del lato dc. In seguito saranno analizzati gli effetti di  $L_s$  sulle forme d'onda dei convertitori, visti anche nel loro funzionamento come inverter. Infine, si terrà conto anche del ripple presente nella corrente  $i_d$  e di una eventuale corrente discontinua.

## 6.3 Convertitori monofase

### 6.3.1 Circuito ideale con $L_s = 0$ e $i_d(t) = I_d$

Il circuito reale della fig. 6.4a, con l'ipotesi di  $L_s = 0$  e di una corrente lato continua  $i_d(t) = I_d$ , è mostrato nella fig. 6.5a. Può essere disegnato in altro modo, come nella fig. 6.5b.

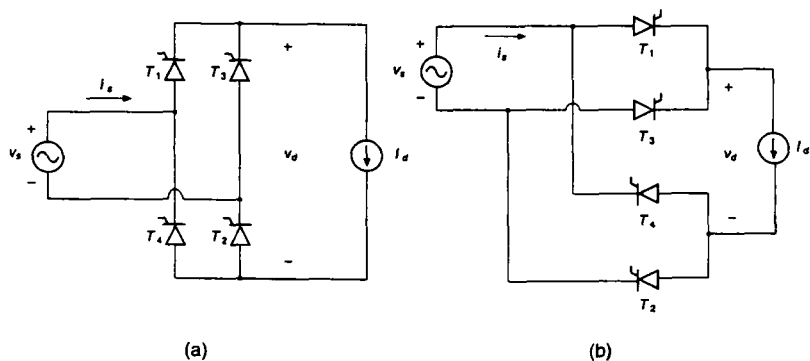


Fig. 6.5 Convertitore monofase con  $L_s = 0$  e corrente costante lato continua.

La corrente  $I_d$  circola attraverso uno dei tiristori del gruppo superiore (tiristori 1 e 3) e uno dei tiristori del gruppo inferiore (tiristori 2 e 4). Se le correnti di gate dei tiristori fossero applicate in continuazione, i tiristori della fig. 6.5 si comporterebbero come diodi e il loro modo di funzionare sarebbe uguale a quello descritto nel paragrafo 5.3.1 del capitolo precedente. Le forme d'onda della tensione e della corrente in queste condizioni sono mostrate nella fig. 6.6a.

L'istante di conduzione naturale per un tiristore è quello in cui esso inizierebbe a condurre se al suo terminale di controllo (gate) fosse applicata in continuazione una corrente (cioè come se fosse un diodo). Pertanto, nella fig. 6.6a, l'istante di conduzione naturale corrisponde a  $\omega t = 0$  per i tiristori 1 e 2 e a  $\omega t = \pi$  per i tiristori 3 e 4.

Ora consideriamo l'effetto che si ha in conseguenza dell'applicazione di un impulso di corrente al gate in ritardo di un angolo  $\alpha$  (chiamato angolo di ritardo o angolo d'innescio) rispetto all'istante di conduzione naturale. Prima di  $\omega t = 0$ , la corrente sta circolando attraverso i tiristori 3 e 4 e si ha  $v_d = -v_s$ . Come mostrato nella fig. 6.6b, dopo  $\omega t = 0$  la tensione polarizza direttamente il tiristore 1, che però non può condurre fino ad  $\omega t = \alpha$ , quando al suo gate è applicato un impulso di corrente. La situazione è identica per il tiristore 2. In conseguenza di questo valore non nullo dell'angolo di ritardo  $\alpha$  (si noti che nella fig. 6.6a  $\alpha = 0$ ),  $v_d$  diventa negativa durante l'intervallo compreso fra 0 e  $\alpha$ .

Per  $\omega t = \alpha$ , la commutazione di corrente dai tiristori 3 e 4 ai tiristori 1 e 2 è istantanea perché si è posto  $L_s = 0$ . I tiristori 1 e 2 conducono fino  $\pi + \alpha$ , cioè fino a quando tiristori 3 e 4 sono innescati con un angolo di ritardo  $\alpha$  rispetto all'istante della loro conduzione naturale ( $\omega t = \pi$ ). Una simile commutazione di corrente ha luogo dai tiristori 1 e 2 ai tiristori 3 e 4. Confrontando l'effetto dell'angolo di ritardo  $\alpha$  sulla forma d'onda di  $v_d$  della fig. 6.6b con quella della fig. 6.6a si vede che il valore medio della tensione  $V_d$  lato continua può essere controllato mediante l'angolo di ritardo. L'espressione di  $V_d$  può essere ottenuta nel modo seguente:

$$V_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} V_s \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s \cos \alpha = 0.9 V_s \cos \alpha \quad (6.6)$$

Indicando con  $V_{d0}$  il valore medio della tensione lato continua della fig. 6.6a con  $\alpha = 0$  (come nel capitolo 5) e  $L_s = 0$ , si ha:



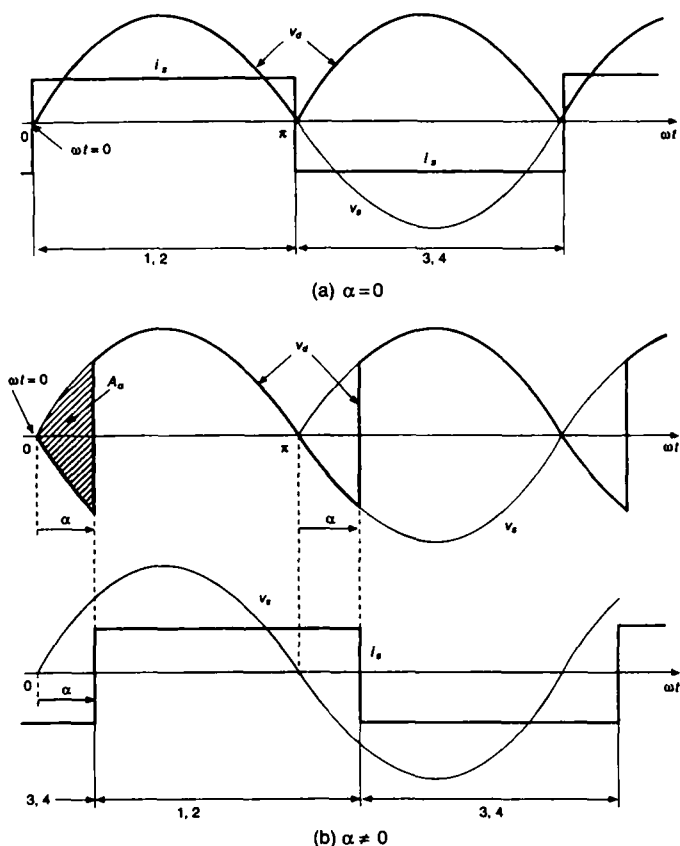


Fig. 6.6 Forme d'onda nel convertitore della fig. 6.5.

$$V_{do} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} V_s \sin \omega t \, d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s = 0.9 V_s \quad (6.7)$$

Allora, la diminuzione del valore medio della tensione dovuta ad  $\alpha$  è

$$\Delta V_{d\alpha} = V_{do} - V_{d\alpha} = 0.9 V_s (1 - \cos \alpha) \quad (6.8)$$

Questa caduta di tensione "senza perdite" in  $V_d$  è uguale all'area  $A_\alpha$  espressa in [V rad] (mostrata nella fig. 6.6b) divisa per  $\pi$ .

La variazione di  $V_d$  espressa in funzione di  $\alpha$  è mostrata nella fig. 6.7, che mette in evidenza che il valore medio della tensione lato continua diventa negativo per angoli  $\alpha$  maggiori di  $90^\circ$ . A questa regione corrisponde il funzionamento in modalità inverter, che verrà discusso in un paragrafo successivo.

La potenza attiva che attraversa il convertitore può essere calcolata nel modo seguente:

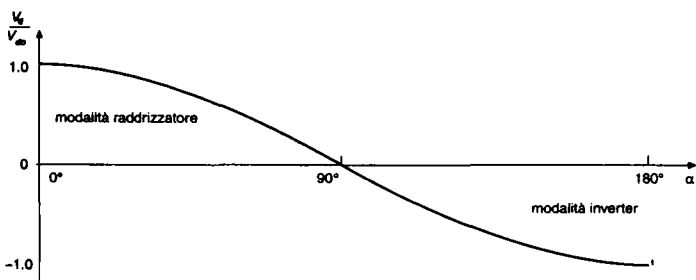


Fig. 6.7 Tensione normalizzata  $V_d$  in funzione di  $\alpha$ .

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T v_d i_d dt \quad (6.9)$$

Con una corrente costante lato continua ( $i_d = I_d$ ), si ha:

$$P = I_d \left( \frac{1}{T} \int_0^T v_d dt \right) = I_d V_d = 0.9 V_s I_d \cos \alpha \quad (6.10)$$

### 6.3.1.1 Tensione sul lato in continua

Come si è visto dalla forma d'onda di  $v_d$  della fig. 6.6, la tensione sul lato dc ha una componente continua (media)  $V_{d\alpha}$  ( $= 0.9 V_s \cos \alpha$  dall'eq. 6.6). Inoltre,  $v_d$  ha un ripple alternato la cui frequenza è doppia di quella della tensione di linea. L'ampiezza delle armoniche in  $v_d$  per differenti valori di  $\alpha$  può essere calcolata mediante l'analisi di Fourier.

### 6.3.1.2 Corrente di linea $i_s$

La corrente di linea  $i_s$  della fig. 6.6a è un'onda quadra con un'ampiezza  $I_d$ . Nella fig. 6.6b l'intera forma d'onda è sfasata in ritardo di un angolo  $\alpha$  rispetto a quella della tensione di ingresso  $v_s$ . La corrente  $i_s$  della fig. 6.8a può essere espressa in funzione della sue componenti di Fourier nel modo seguente:

$$i_s(\omega t) = \sqrt{2} I_{s1} \sin(\omega t - \alpha) + \sqrt{2} I_{s3} \sin[3(\omega t - \alpha)] + \sqrt{2} I_{s5} \sin[5(\omega t - \alpha)] + \dots \quad (6.11)$$

nella quale sono presenti solo le armoniche dispari  $h$ . Il valore efficace della sua prima armonica  $i_{s1}$ , disegnata nella fig. 6.8a, è:

$$I_{s1} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} I_d = 0.9 I_d \quad (6.12)$$

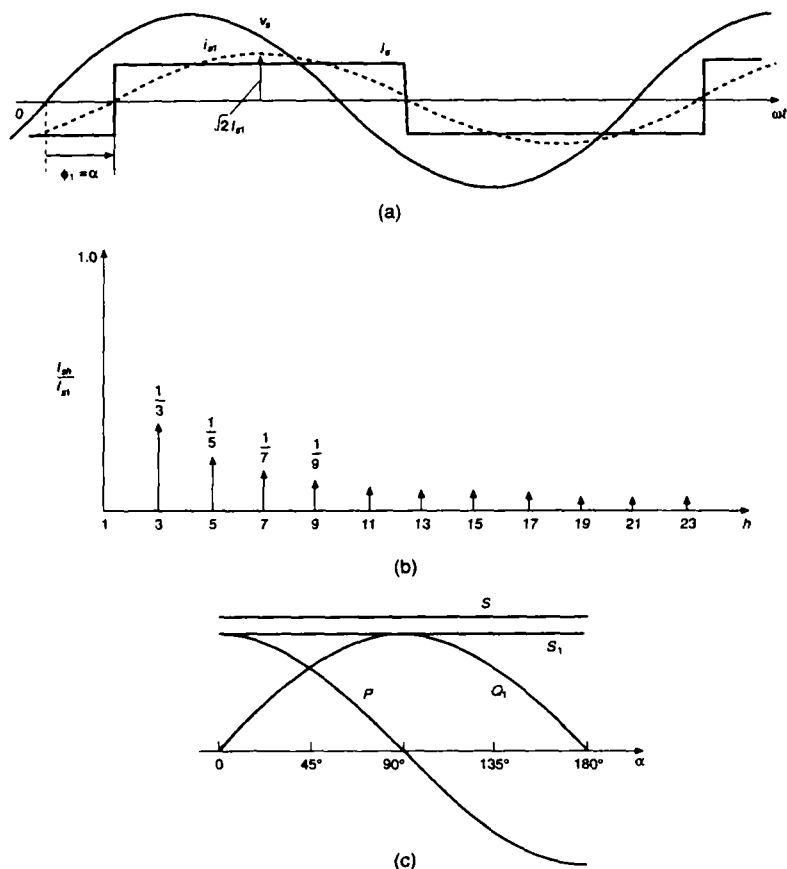


Fig. 6.8 Grandezze relative al lato ac del convertitore della fig. 6.5.

Dall'analisi di Fourier, le armoniche di  $i_s$  possono essere espresse nel modo seguente:

$$I_{sh} \approx \frac{I_{st}}{h} \quad (6.13)$$

e sono rappresentate nella fig. 6.8b. Applicando la definizione di valore efficace dell'eq. 3.5 alla forma d'onda di  $i_s$ , si può dimostrare che il valore efficace di  $I_s$  è uguale alla corrente lato continua:

$$I_s = I_d \quad (6.14)$$

Dalle eqq. 6.12 e 6.14, la distorsione armonica totale può essere calcolata nel modo seguente:

$$\% \text{THD} = 100 \times \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} = 48.43\% \quad (6.15)$$

### 6.3.1.3 Potenza, fattore di potenza e potenza reattiva

Guardando la forma d'onda di  $i_{s1}$  nella fig. 6.8a, è evidente che nel circuito della fig. 6.5 si ha:

$$\text{DPF} = \cos \phi_1 = \cos \alpha \quad (6.16)$$

e dalle eqq. 6.12, 6.14 e 6.16 si ricava

$$\text{PF} = \frac{I_{s1}}{I_s} \text{DPF} = 0.9 \cos \alpha \quad (6.17)$$

Con riferimento alle grandezze sul lato ac, la potenza nel convertitore è

$$P = V_s I_{s1} \cos \phi_1 \quad (6.18)$$

L'uso delle eqq. 6.12 e 6.16 nella 6.18 consente di ricavare

$$P = 0.9 V_s I_d \cos \alpha \quad (6.19a)$$

che è identica alla potenza attiva data dall'eq. 6.10, calcolata basandosi direttamente sulle grandezze del lato dc. La prima armonica di corrente a frequenza fondamentale permette di calcolare la potenza reattiva relativa alla frequenza fondamentale:

$$Q_1 = V_s I_{s1} \sin \phi_1 = 0.9 V_s I_d \sin \alpha \quad (6.19b)$$

e la potenza apparente  $S_1$  relativa alla fondamentale:

$$S_1 = V_s I_{s1} = (P^2 + Q_1^2)^{1/2} \quad (6.19c)$$

Nella fig. 6.8c,  $P$ ,  $S$  ( $=V_s I_s$ ),  $Q_1$  e  $S_1$  sono rappresentate in funzione di  $\alpha$  considerando  $I_d$  costante.

### 6.3.2 Effetti prodotti da $L_s$

È ora di considerare anche l'induttanza del lato ac indicata nella fig. 6.9, che generalmente non può essere trascurata nei convertitori reali a tiristori. In questa situazione, per un dato angolo di ritardo  $\alpha$ , la commutazione della corrente dura un intervallo non nullo  $u$ , come è mostrato nella fig. 6.10a. In linea di principio, questo transitorio di commutazione è analogo a quello che si ha nel raddrizzatore a ponte di diodi discusso nel capitolo 5. Durante l'intervallo di commutazione, tutti i quattro tiristori conducono; si ha pertanto  $v_d = 0$ , mentre la tensione  $v_{L_s} = v_s$  (fig. 6.9) è

$$v_s = v_{L_s} = L_s \frac{di_s}{dt} \quad (6.20)$$

Moltiplicando entrambi i membri dell'eq. per  $d(\omega t)$  e integrando nell'intervallo di commutazione, si ottiene:

$$\int_{\alpha}^{\alpha+u} \sqrt{2} V_s \sin \omega t d(\omega t) = \omega L_s \int_{-I_d}^{I_d} (di_s) = 2\omega L_s I_d \quad (6.21)$$

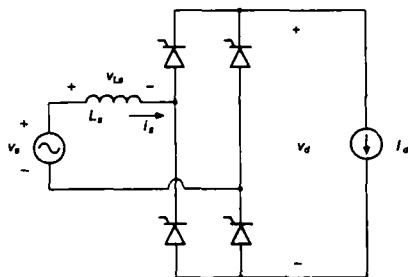


Fig. 6.9 Convertitore a tiristore monofase con  $L_s$  non nullo e una corrente costante lato continua.

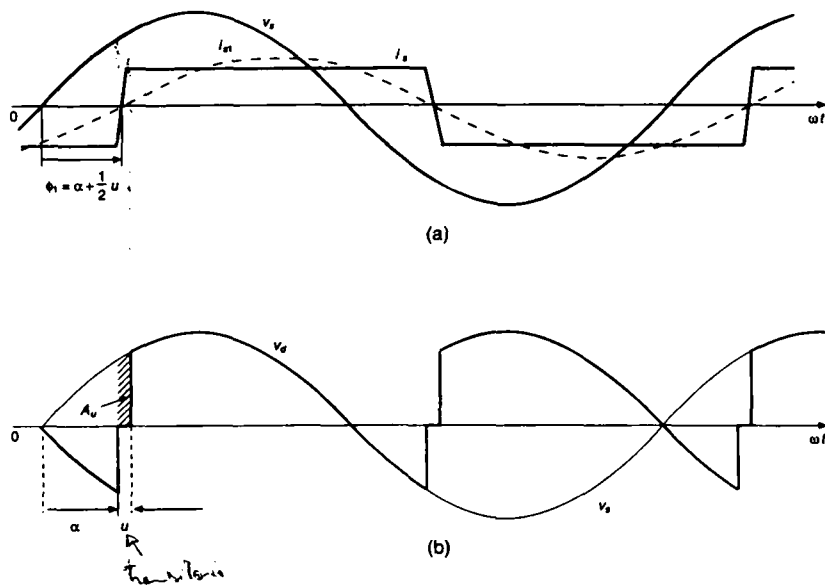


Fig. 6.10 Forme d'onda nel convertitore della fig. 6.9.

Il primo membro dell'eq. 6.21 è l'area  $A_u$  (in [V rad]) della fig. 6.10b:

$$A_u = \int_{\alpha}^{\alpha+u} \sqrt{2}V_s \sin \omega t \, d(\omega t) \quad (6.22)$$

Unendo il risultato dell'integrale dell'eq. 6.22 con quello dell'eq. 6.21 si ottiene:

$$A_u = \sqrt{2}V_s [\cos \alpha - \cos(\alpha + u)] = 2\omega L_s I_d \quad (6.23)$$

e

$$\cos(\alpha + u) = \cos\alpha - \frac{2\omega L_s I_d}{\sqrt{2}V_s} \quad (6.24)$$

Per  $\alpha = 0$ , l'eq. 6.24 è identica alla 5.23 relativa ai raddrizzatori a diodi. L'effetto dell'angolo  $\alpha$  su  $u$  è mostrato nell'esempio 6.1.

Confrontando le forme d'onda di  $v_d$  della fig. 6.6b e della fig. 6.10b, si nota che  $L_s$  comporta una ulteriore diminuzione di tensione  $\Delta V_{du}$ , proporzionale all'area  $A_u$  [V rad]:

$$\Delta V_{du} = \frac{A_u}{\pi} = \frac{2\omega L_s I_d}{\pi} \quad (6.25)$$

L'uso delle eqq. 6.6 e 6.25 permette di ottenere

$$V_d = 0.9V_s \cos\alpha - \frac{2}{\pi}\omega L_s I_d \quad (6.26)$$

### Esempio 6.1

Nel circuito equivalente del convertitore della fig. 6.9,  $L_s$  è il 5% alla tensione nominale di 230 V a 60 Hz e ad una potenza apparente nominale di 5 kVA. Calcolare l'angolo di commutazione  $u$  e  $V_d/V_{do}$  alla tensione nominale di ingresso, per una potenza di 3 kW e per  $\alpha = 30^\circ$ .

### Soluzione

La corrente nominale è

$$I_{\text{nominale}} = \frac{5000}{230} = 21.74 \text{ A}$$

L'impedenza base è

$$Z_{\text{base}} = \frac{V_{\text{nominale}}}{I_{\text{nominale}}} = 10.58 \Omega$$

Pertanto si ha

$$L_s = \frac{0.05Z_{\text{base}}}{\omega} = 1.4 \text{ mH}$$

La potenza attiva nel convertitore può essere calcolata usando l'eq. 6.26; si ottiene:

$$P_d = V_d I_d = 0.9V_s I_d \cos\alpha - \frac{2}{\pi}\omega L_s I_d^2 = 3 \text{ kW}$$

Usando i valori trovati nelle precedenti equazioni si ha

$$I_d^2 - 533.53 I_d + 8928.6 = 0$$

Pertanto si ricava

$$I_d = 17.3 \text{ A}$$

Usando i valori di  $I_d$  nelle eqq. 6.24 e 6.26 si ottiene

$$u = 5.9^\circ \text{ e } V_d = 173.5 \text{ V}$$

### 6.3.2.1 Corrente $i_s$ della linea di alimentazione

La corrente  $i_s$  della linea di alimentazione nella fig. 6.10a ha essenzialmente (ma non esattamente) una forma trapezoidale.

Con questa ipotesi, l'angolo  $\phi_1$  è circa uguale a  $\alpha + (1/2)\mu$ . Pertanto,

$$\text{DPF} = \cos\left(\alpha + \frac{1}{2}\mu\right) \quad (6.27)$$

Il valore efficace della prima armonica di corrente può essere ottenuto dall'eguaglianza della potenza dei lati ac e dc:

$$V_s I_{s1} \text{DPF} = V_d I_d \quad (6.28)$$

L'uso delle eqq. 6.26, 6.27 e 6.28 permette di ottenere

$$I_{s1} = \frac{0.9V_s I_d \cos\alpha - (2/\pi)\omega L_s I_d^2}{V_s \cos(\alpha + \mu/2)} \quad (6.29)$$

Il valore efficace della corrente di linea può essere calcolato applicando la definizione di valore efficace alla sua forma d'onda trapezoidale. Inserendo questo valore nell'equazione precedente è possibile calcolare il fattore di potenza e la distorsione armonica totale della corrente di linea.

### 6.3.3 Convertitori reali a tiristori

Il circuito della fig. 6.4a è disegnato di nuovo nella fig. 6.11a, dove il carico è rappresentato da una sorgente di tensione continua  $E_d$  posta in serie a  $L_d$ , che può essere considerata una parte del carico; altrimenti è aggiunta all'esterno.

È inclusa anche una piccola resistenza  $r_d$ . Una rappresentazione come questa si addice ai carica-batterie, discussi nel capitolo 11, e agli azionamenti per motore in corrente continua. Le forme d'onda sono mostrate nella fig. 6.11b per un angolo  $\alpha = 45^\circ$  e una corrente  $i_d$  che circola in modo continuo.

C'è un intervallo di commutazione non nullo  $\mu$ , dovuto a  $L_s$ . In conseguenza di  $L_s$  e del ripple nella corrente  $i_d$ , la forma d'onda di  $v_d$  differisce dal valore istantaneo  $|v_s(t)|$  della caduta di tensione su  $L_s$ . È ragionevole esprimere il valore medio di  $v_d$  mediante l'eq. 6.26 se  $i_d$  circola in modo continuo:

$$V_d = 0.9V_s \cos\alpha - \frac{2}{\pi}\omega L_s I_{d,\min} \quad (6.30)$$

dove  $I_{d,\min}$  è il valore minimo di  $i_d$  che si ha con  $\omega t \approx \alpha$ .

Per ottenere il valore medio di  $i_d$  della corrente lato continua nel circuito della fig. 6.11a occorre notare che

$$v_d = r_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + E_d \quad (6.31)$$

Integrando entrambi i membri dell'eq. 6.31 in un periodo  $T$  e dividendo per  $T$ , si ottiene il valore medio delle tensioni:

$$\frac{1}{T} \int_0^T v_d dt = \frac{r_d}{T} \int_0^T i_d dt + \frac{L_d}{T} \int_{i_d(0)}^{i_d(T)} di_d + E_d \quad (6.32)$$

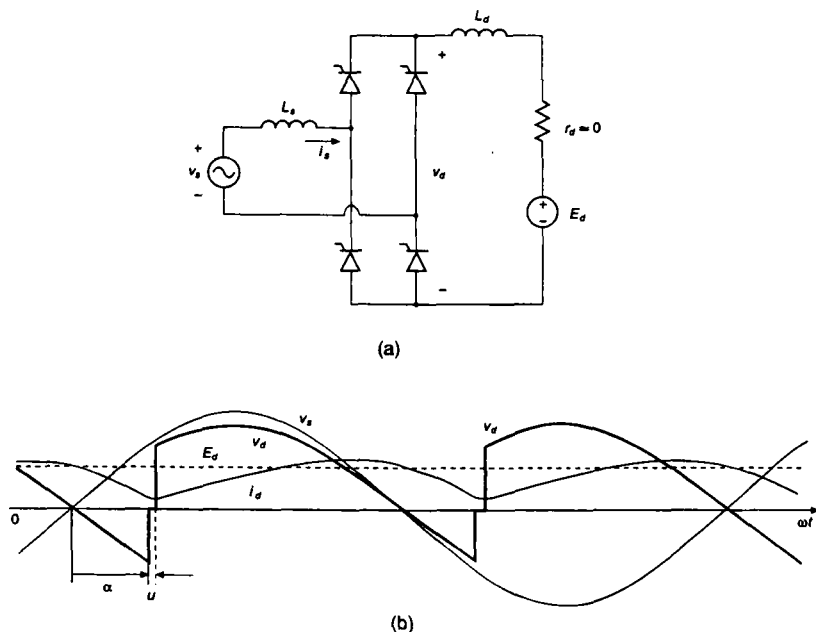


Fig. 6.11 (a) Convertitore reale a tiristori, (b) forme d'onda.

A regime le forme d'onda si ripetono con periodo  $T$ , da cui  $i_d(0) = i_d(T)$ . Pertanto, a regime il valore medio della tensione su  $L_s$  nell'eq. 6.32 è uguale a zero. In termini di valori medi, l'eq. 6.32 può essere scritta come

$$V_d = r_d I_d + E_d \quad (6.33)$$

In accordo con l'eq. 6.30 si può controllare il valore medio della tensione continua  $V_d$  mediante l'angolo  $\alpha$  e di conseguenza controllare  $I_d$  e la potenza fornita al carico. Le forme d'onda della corrente sul lato ac associate ai convertitori reali sono calcolate mediante simulazione al computer.

### Esempio 6.2

Il convertitore monofase a tiristore della fig. 6.11a è alimentato con una tensione di 240 V a 60 Hz. Si assuma  $L_s = 1.4$  mH e un angolo di ritardo  $\alpha = 45^\circ$ . Il carico può essere rappresentato con  $L_d = 9$  mH e  $E_d = 145$  V. Usando PSpice, ottenere le forme d'onda di  $v_d$  e  $i_s$  e calcolare  $I_{s1}$ ,  $I_s$ , DPF, PF e % THD.

### Soluzione

Il circuito e il file dei dati di ingresso per PSpice, dove i tiristori sono rappresentati con un sottocircuito chiamato SCR, sono riportati nell'Appendice alla fine di questo capitolo.



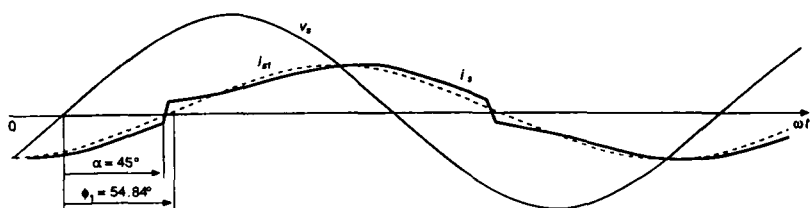


Fig. 6.12 Forme d'onda dell'esempio 6.2 per il circuito della fig. 6.11a.

Il tiristore in questo sottocircuito è rappresentato con il modello di un interruttore controllato da una tensione, la cui corrente è misurata utilizzando un generatore di tensione nulla.

L'interruttore controllato in tensione è in stato di chiusura se è presente l'impulso sul gate e/o se la corrente sta circolando attraverso l'interruttore stesso. I dettagli del sottocircuito sono illustrati nel testo indicato al punto I della bibliografia. La chiamata a questo sottocircuito comprende il tempo di ritardo dell'impulso al gate (TDLY) rispetto all'istante della conduzione naturale e la tensione iniziale sul gate (ICGATE) nel momento in cui inizia la simulazione.

Le forme d'onda del lato dc della fig. 6.11b, prima mostrate, sono state ottenute con i dati del circuito forniti in precedenza.

Le forme d'onda della corrente di linea  $i_s$  e  $i_{T1}$  sono mostrate nella fig. 6.12 e i valori calcolati sono i seguenti:  $I_{T1} = 59.68$  A,  $I_s = 60.1$  A, DPF = 0.576, PF = 0.572 e TDH = 12.3%

### 6.3.3.1 Conduzione discontinua della corrente

Per carichi modesti con piccoli valori di  $I_d$ , la forma d'onda di  $i_d$  diventa discontinua. Nell'esempio 6.2, oltre un certo valore di  $E_d$  con un angolo di ritardo di  $45^\circ$ ,  $i_d$  diventa discontinua. La fig. 6.13 mostra le forme d'onda per  $E_d = 180$  V, dove l'effetto del circuito di protezione (*snubber*) è ignorato. Un valore più elevato di  $E_d$  comporta un valore medio più piccolo della corrente lato continua  $I_d$ .

Usando i valori dell'esempio 6.2 per il convertitore della fig. 6.11a, la relazione tra  $E_d (= V_d)$  e  $I_d$  è rappresentata nella fig. 6.14 in funzione di diversi valori dell'angolo di ritardo  $\alpha$ . La figura mostra che per un valore di  $\alpha$  costante, se  $I_d$  scende sotto una soglia, che dipende da  $\alpha$ ,  $V_d$  aumenta in modo rapido. Per tenere  $V_d$  costante, l'angolo di ritardo può essere incrementato solo con bassi valori di  $I_d$ .

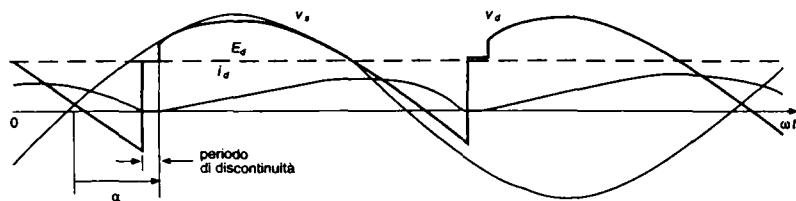


Fig. 6.13 Forme d'onda nella modalità di conduzione discontinua della corrente.

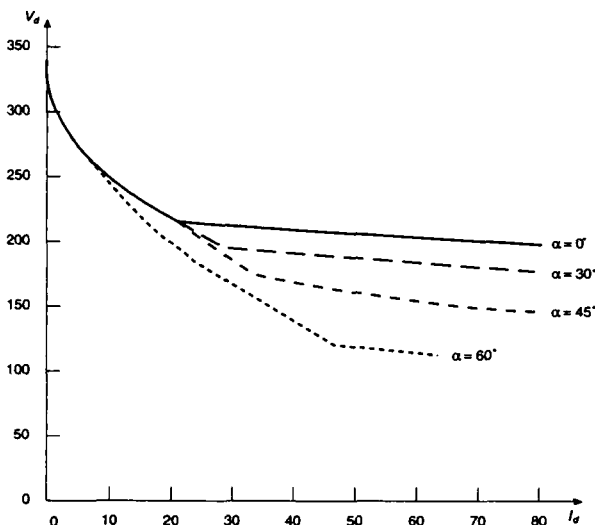


Fig. 6.14  $V_d$  in funzione di  $I_d$  nel convertitore monofase a tiristori della fig. 6.11a.

### 6.3.4 Modalità di funzionamento da inverter

Nel paragrafo 6.1 si è detto che i convertitori a tiristori possono funzionare anche come inverter; in tal caso  $V_d$  ha un valore negativo, come mostrato nella fig. 6.1b, e quindi la potenza fluisce dal lato dc al lato ac.

Il modo più semplice per capire il funzionamento di un inverter è quello di fare l'ipotesi che il lato dc del convertitore sia sostituito da un generatore di corrente con ampiezza costante  $I_d$ , come è mostrato nella fig. 6.15a.

Per un angolo di ritardo  $\alpha$  superiore a  $90^\circ$  ma inferiore a  $180^\circ$ , le forme d'onda della tensione e della corrente sono mostrate nella fig. 6.15b. Il valore medio di  $v_d$  è negativo ed è dato dall'eq. 6.26, dove  $90^\circ < \alpha < 180^\circ$ .

Pertanto, la potenza attiva  $P_d (= V_d I_d)$  è negativa, cioè fluisce dal lato dc al lato ac. Sul lato ac, anche la potenza  $P_{ac} = V_s I_{s1} \cos \phi_1$  è negativa perché  $\phi_1 > 90^\circ$ .

Sono necessarie alcune osservazioni. Il funzionamento come inverter è possibile se esiste una sorgente di energia sul lato dc. Su lato ac, la tensione alternata facilita la commutazione della corrente tra una coppia di tiristori e l'altra. La potenza fluisce verso la linea in alternata.

In generale, il generatore di corrente continua non corrisponde a una realistica rappresentazione dei sistemi nei quali si può incontrare questo tipo di funzionamento.

La fig. 6.16a mostra una sorgente di tensione  $E_d$  sul lato dc che può essere una batteria, una sorgente fotovoltaica o una tensione continua generata da un sistema eolico per la produzione di energia elettrica. Si può anche incontrare un motore in corrente continua a quattro quadranti alimentato da due convertitori a tiristori connessi in antiparallelo.

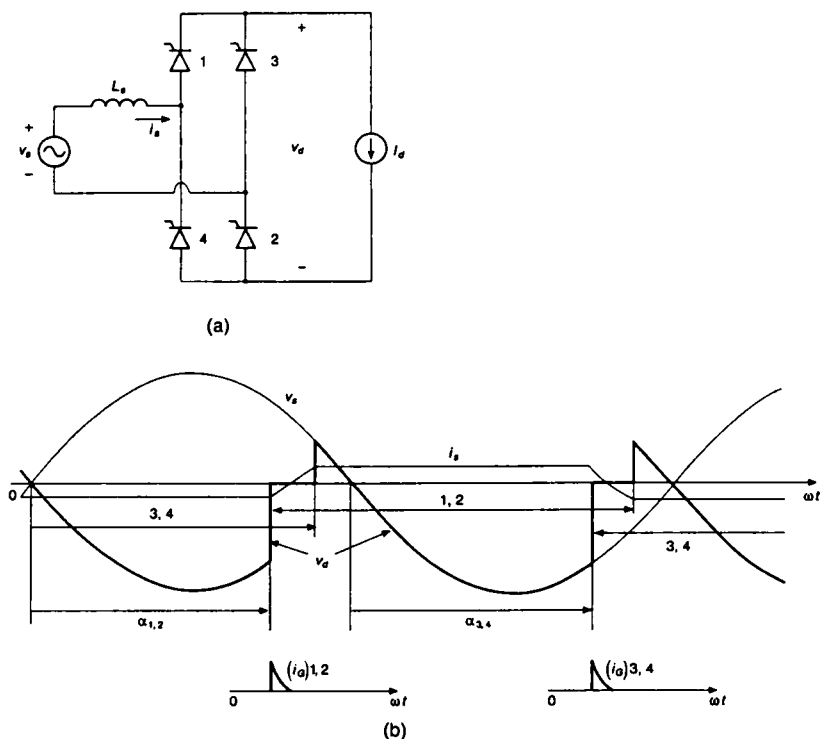


Fig. 6.15 (a) Inverter con l'ipotesi di una corrente costante, (b) forme d'onda.

Ipotizzando un valore molto elevato di  $L_d$ , si può ritenere che  $i_d$  sia una corrente continua costante, e quindi applicare al circuito della fig. 6.16a le forme d'onda della fig. 6.15b. Dato che la tensione media su  $L_d$  è nulla, si ha:

$$E_d = V_d = V_{d0} \cos \alpha - \frac{2}{\pi} \omega L_s I_d \quad (6.34)$$

L'equazione è esatta se la corrente ha un valore costante pari a  $I_d$ ; altrimenti, nell'eq. 6.34 si dovrebbe usare il valore di  $i_d$  per  $\omega t = \alpha$  invece di  $I_d$ . La fig. 6.16b mostra che per un dato valore di  $\alpha$ , ad esempio  $\alpha_1$ , l'intersezione tra la caratteristica del generatore ideale di tensione continua  $E_d = E_{d1}$  e quella del convertitore per  $\alpha = \alpha_1$  determina la corrente  $I_{d1}$  e quindi consente di calcolare il flusso di potenza  $P_{d1}$ .

Durante il funzionamento come inverter, la forma d'onda della tensione su uno dei tiristori è mostrata nella fig. 6.17. Si definisce un angolo di spegnimento  $\gamma$  nel modo seguente:

$$\gamma = 180^\circ - (\alpha + \mu) \quad (6.35)$$

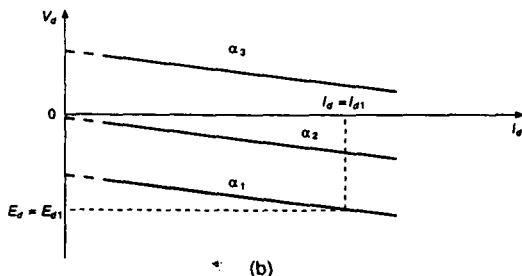
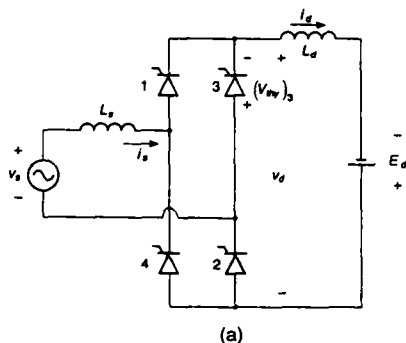


Fig. 6.16 (a) Inverter a tiristore con una sorgente di tensione costante, (b)  $V_d$  in funzione di  $I_d$ .

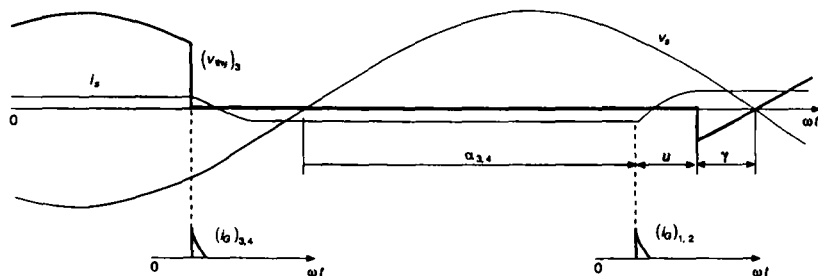


Fig. 6.17 Tensione su un tiristore nella modalità inverter.

Durante tale angolo la tensione sul tiristore è negativa, mentre in seguito essa diventa positiva. Come discusso nel paragrafo 2.3 a proposito dei tiristori, il tempo di spegnimento  $t_f = \gamma/\omega$  dovrebbe essere più grande del tempo di apertura  $t_q$ . In caso contrario il tiristore inizia a condurre prematuramente e di conseguenza si ha una mancanza di commutazione della corrente fra una coppia di tiristori e l'altra e ne consegue un funzionamento anormale, che può anche dare luogo ad elevate correnti distruttive.

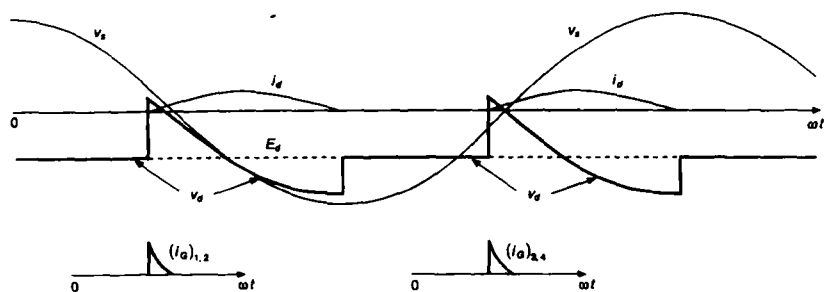


Fig. 6.18 Forme d'onda all'avviamento dell'inverter.

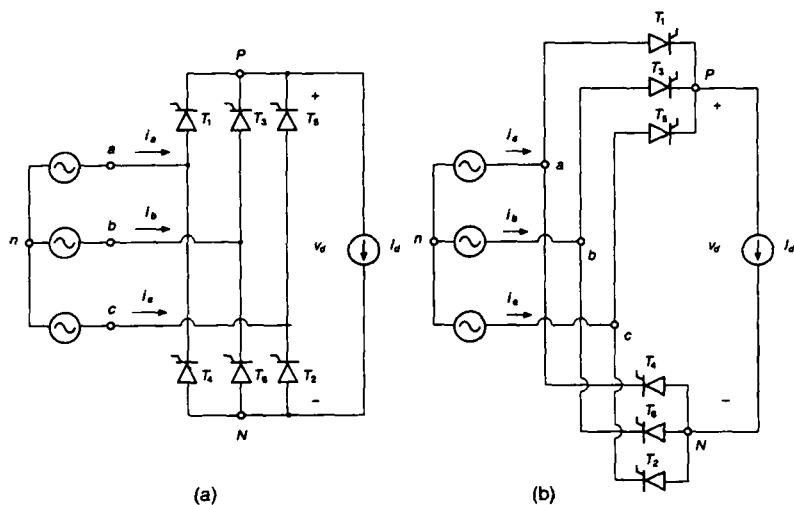


Fig. 6.19 Convertitore trifase a tiristori con  $L_s = 0$  e una corrente costante lato continua.

### 6.3.4.1 Avviamento dell'inverter

Per l'avviamento dell'inverter della fig. 6.16a, l'angolo di ritardo  $\alpha$  inizialmente deve essere sufficientemente elevato (es.  $165^\circ$ ) così che  $i_d$  sia discontinua, come mostrato nella fig. 6.18. Poi  $\alpha$  viene diminuito dal regolatore in modo da ottenere i valori  $I_d$  e  $P_d$  desiderati.

### 6.3.5 Forma d'onda della tensione ac (buchi e distorsioni nella tensione di linea)

I convertitori a tiristori introducono disturbi sulla linea. I due motivi principali di disturbo sono i buchi e la distorsione della tensione. Nel paragrafo 6.4.5 saranno discussi entrambi questi argomenti per i convertitori trifase.

Da quest'analisi se ne può dedurre una simile per i convertitori monofase.

## 6.4 Convertitori trifase

### 6.4.1 Circuito ideale con $L_s = 0$ e $i_d(t) = I_d$

Il circuito reale della fig. 6.4b nel quale si è posto  $L_s = 0$  e  $i_d(t) = I_d$  è mostrato nella fig. 6.19a e disegnato in modo diverso nella fig. 6.19b. La corrente  $i_d$  circola in uno dei tiristori del gruppo superiore (tiristori 1, 3 e 5) e in uno dei tiristori del gruppo inferiore (2, 4 e 6). Se le correnti di gate fossero applicate in continuazione, i tiristori della fig. 6.19 si comporterebbero come diodi e il loro funzionamento sarebbe simile a quello descritto nel capitolo precedente. Con queste condizioni ( $\alpha = 0$  e  $L_s = 0$ ), le tensioni e le correnti della fase  $a$  sono mostrate nella fig. 6.20a. Il valore medio della tensione lato continua  $V_{do}$  è come nell'eq. 5.68:

$$V_{do} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} = 1.35V_{LL} \quad (6.36)$$

Usando le stesse definizioni del paragrafo 6.3.1, gli istanti di conduzione naturale dei tiristori sono indicati nella fig. 6.20a con 1, 2, ...

Gli effetti dell'angolo di innesco o di ritardo  $\alpha$  sulle forme d'onda del convertitore sono mostrati nelle figg. da 6.20b a 6.20d.

Concentrando l'attenzione sulla commutazione della corrente dal tiristore 5 al tiristore 1, si vede che il 5 rimane in conduzione fino a  $\omega t = \alpha$ , istante in cui la corrente commuta immediatamente sul tiristore 1 poiché  $L_s = 0$ . La corrente della fase  $a$  è mostrata nella fig. 6.20c.

La conduzione degli altri tiristori avviene con lo stesso angolo di ritardo  $\alpha$ . La tensione concatenata lato ac e la tensione lato continua  $v_d (= v_{Pn} - v_{Nn})$  sono mostrate nella fig. 6.20d.

L'espressione del valore medio della tensione lato dc può essere ottenuta dalle forme d'onda delle figg. 6.20b e 6.20d. L'area (espressa in [Vs])  $A_\alpha$ , che compare ogni  $60^\circ$ , comporta una riduzione, rispetto a  $V_{do}$ , del valore medio della tensione lato continua funzione dell'angolo di ritardo (fig. 6.20a). Pertanto si ha:

$$V_{d\alpha} = V_{do} - \frac{A_\alpha}{\pi/3} \quad (6.37)$$

Dalla fig. 6.20b, l'area (espressa in [V rad])  $A_\alpha$  è l'integrale di  $v_{an} - v_{cn}$  ( $= v_{ac}$ ). Questo può essere confermato dalla fig. 6.20d, dove  $A_\alpha$  è l'integrale di  $v_{ab} - v_{cb}$  ( $= v_{ac}$ ). Con l'origine del tempo scelta nella fig. 6.20 si ha:

$$v_{ac} = \sqrt{2}V_{LL} \sin\omega t \quad (6.38)$$

Pertanto si ricava:

$$A_\alpha = \int_0^\alpha \sqrt{2}V_{LL} \sin\omega t d(\omega t) = \sqrt{2}V_{LL}(1 - \cos\alpha) \quad (6.39)$$

Sostituendo  $A_\alpha$  nell'eq. 6.37 e usando l'eq. 6.36, per  $V_{d\alpha}$  si ottiene:

$$V_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos\alpha = 1.35V_{LL} \cos\alpha = V_{do} \cos\alpha \quad (6.40)$$

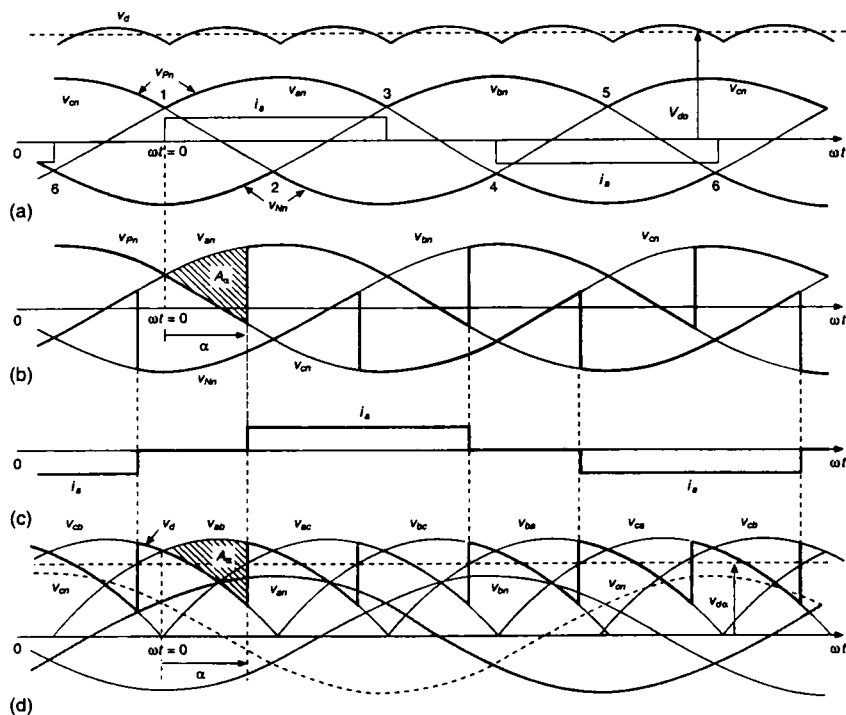


Fig. 6.20 Forme d'onda nel convertitore della fig. 6.19.

La precedente procedura per ottenere  $v_{d\alpha}$  è chiara quando  $\alpha < 60^\circ$ . Per  $\alpha > 60^\circ$  si può ottenere lo stesso risultato, ma può essere più facile dedurlo in modo differente (si veda il testo indicato al punto 2 della bibliografia).

L'eq. 6.40 mostra che  $V_{d\alpha}$  è indipendente dall'ampiezza della corrente  $I_d$  purché  $i_d$  circoli in modo continuo (e sia  $L_s = 0$ ). Il controllo di  $V_d$  in funzione di  $\alpha$  è simile a quello del caso monofase mostrato nella fig. 6.7. La forma d'onda della tensione lato dc per differenti valori di  $\alpha$  è mostrata nella fig. 6.21. La potenza attiva vale (se si suppone che  $i_d(t) = I_d$ )

$$P = V_d I_d = 1.35 V_{LL} I_d \cos \alpha \quad (6.41)$$

#### 6.4.1.1 Tensione sul lato dc

Ciascuna delle forme d'onda della tensione sul lato dc mostrate nella fig. 6.21 contiene una componente continua (media)  $V_{d\alpha}$  ( $= 1.35 V_{LL} \cos \alpha$ , come dall'eq. 6.40). Come si vede dalla fig. 6.21, il ripple alternato su  $v_d$  ha una frequenza uguale a sei volte quella di linea. Le componenti armoniche possono essere ottenute mediante l'analisi di Fourier.

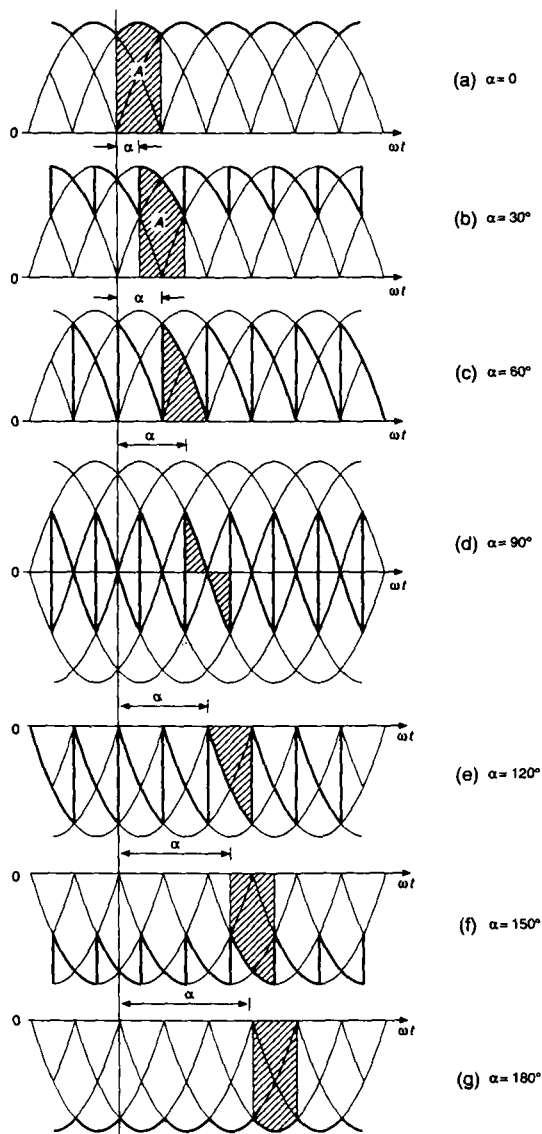


Fig. 6.21 Forme d'onda sul lato dc in funzione di  $\alpha$  dove  $V_{d\alpha} = A/(\pi/3)$ .



### 6.4.1.2 Correnti $i_a$ , $i_b$ e $i_c$ della linea di alimentazione

Le correnti di linea  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  hanno una forma d'onda rettangolare con ampiezza  $I_d$ .

Nella fig. 6.22a la forma d'onda di  $i_a$  è sfasata in ritardo di un angolo  $\alpha$  rispetto alla stessa forma d'onda della fig. 6.20a con  $\alpha = 0$ .

Essa può essere espressa in funzione delle componenti di Fourier (con  $\omega t$  posto uguale a zero al passaggio positivo per lo zero di  $v_{an}$ ) nel modo seguente:

$$i_a(\omega t) = \sqrt{2}I_{s1} \sin(\omega t - \alpha) - \sqrt{2}I_{s5} \sin[5(\omega t - \alpha)] - \sqrt{2}I_{s7} [7(\omega t - \alpha)] \\ + \sqrt{2}I_{s11} \sin[11(\omega t - \alpha)] + \sqrt{2}I_{s13} \sin[13(\omega t - \alpha)] + \\ - \sqrt{2}I_{s17} \sin[17(\omega t - \alpha)] - \sqrt{2}I_{s19} \sin[19(\omega t - \alpha)] \dots \quad (6.42)$$

dove sono presenti solo le armoniche  $h$  dispari non multiple di tre

$$h = 6n \pm 1 \quad (n = 1, 2, \dots) \quad (6.43)$$

Il valore efficace della prima armonica è

$$I_{s1} = 0.78I_d \quad (6.44)$$

mentre i valori efficaci delle armoniche successive sono inversamente proporzionali al loro ordine armonico:

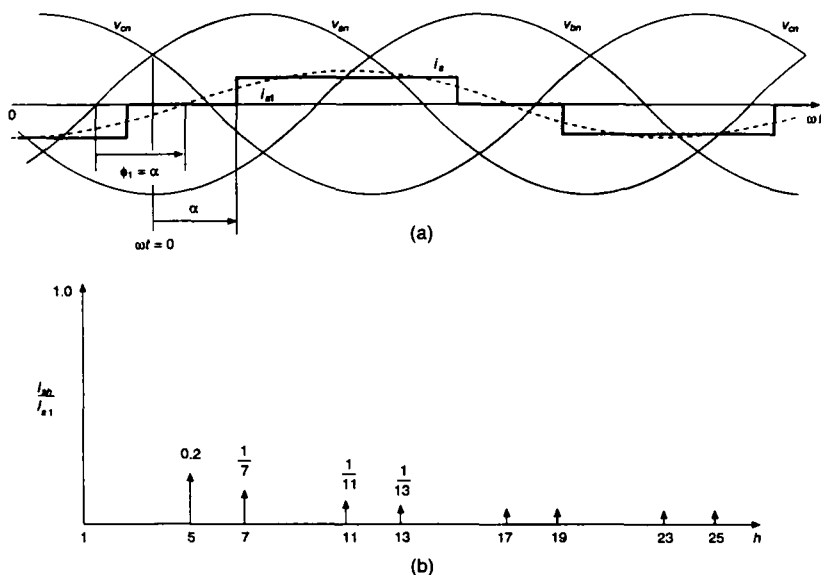


Fig. 6.22 Corrente di linea nel convertitore trifase a tiristori della fig. 6.19.

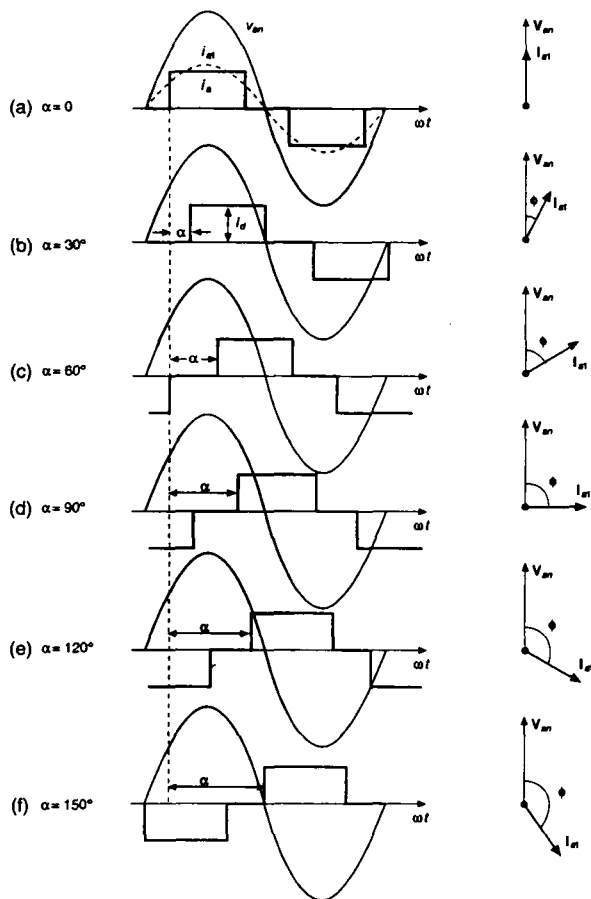


Fig. 6.23 Corrente di linea in funzione di  $\alpha$ .

(Fonte: bibliografia 2, con autorizzazione).

$$I_{sh} = \frac{I_s}{h} \quad \text{dove } h = 6n \pm 1 \quad (6.45)$$

come rappresentato nella fig. 6.22b.

Dalla forma d'onda  $i_a$  della fig. 6.22, il valore efficace complessivo della corrente di fase può essere calcolato nel modo seguente:

$$I_s = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = 0.816 I_d \quad (6.46)$$

Pertanto, con  $i_d = I_d$  e  $L_s = 0$ , dalle eqq. 6.45 e 6.46 si ricava:

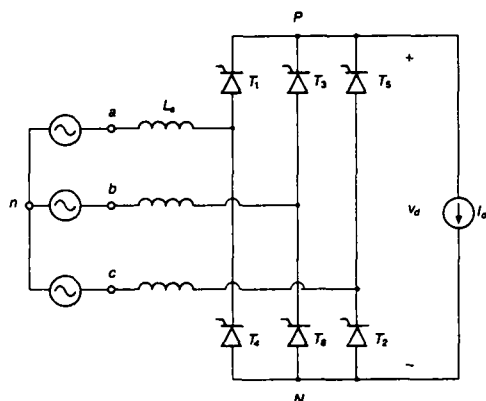


Fig. 6.24 Convertitore trifase con  $L_s$  non nulla e una corrente costante lato continua.

$$\frac{I_{d1}}{I_s} = \frac{3}{\pi} = 0.955 \quad (6.47a)$$

e quindi, in  $i_s$  si ha:

$$\text{THD} = 31.08\% \quad (6.47b)$$

### 6.4.1.3 Potenza, fattore di potenza e potenza reattiva

Con  $L_s = 0$ ,  $\phi_1 = \alpha$ , come mostrato nella fig. 6.22a, si ha:

$$\text{DPF} = \cos \phi_1 = \cos \alpha \quad (6.48)$$

Usando l'eq. 3.44 per il fattore di potenza, le eqq. 6.47 e 6.48 forniscono

$$\text{PF} = \frac{3}{\pi} \cos \alpha \quad (6.49)$$

Le forme d'onda della corrente e la rappresentazione fasoriale della sua prima armonica per differenti valori di  $\alpha$  sono rappresentate nella fig. 6.23.

Come si è fatto per le eqq. da 6.19a a 6.19c per un convertitore monofase, così si possono scrivere le equazioni relative a  $P$ ,  $Q_1$ ,  $S_1$  per un convertitore trifase, per poi rappresentarle con un grafico simile a quello della fig. 6.8c.

### 6.4.2 Effetto di $L_s$

A questo punto si inserisce l'induttanza  $L_s$  del lato ac, come mostrato nella fig. 6.24; tale induttanza non può essere trascurata nei convertitori reali a tiristori.

Infatti, le norme tedesche VDE stabiliscono che questa induttanza abbia un valore minimo del 5%, cioè:

$$\omega L_s \geq 0.05 \frac{V_{LL} / \sqrt{3}}{I_{s1}} \quad (6.50)$$

Per un dato valore dell'angolo di ritardo  $\alpha$ , la corrente commuta con un intervallo di tempo non nullo  $u$ . Si consideri la situazione nella quale i tiristori 5 e 6 stanno conducendo e la corrente, per  $\omega t = \alpha$ , incomincia a commutare dal tiristore 5 al tiristore 1.

Nella fig. 6.25a sono disegnati solo i tiristori coinvolti nella conduzione della corrente. Nella fig. 6.25b l'istante in cui  $v_{an}$  risulta maggiore di  $v_{cn}$  (istante di conduzione naturale per il tiristore 1) è scelto come origine del tempo ( $\omega t = 0$ ).

Durante l'intervallo  $u$  di commutazione della corrente, i tiristori 5 e 1 conducono contemporaneamente e le tensioni di fase  $v_{an}$  e  $v_{cn}$  sono collegate tra loro attraverso l'induttanza  $L_s$  di ogni fase. La corrente  $i_a$  cresce da 0 a  $I_d$ , mentre la corrente  $i_c$  decresce da  $I_d$  a zero e in tale istante è completata la commutazione della corrente da 5 a 1. Le correnti  $i_5$  e  $i_1$  attraverso i tiristori 5 e 1 sono rappresentate nella fig. 6.25c. La forma d'onda completa di  $i_a$  è rappresentata nella fig. 6.26.

Nella fig. 6.25a durante l'intervallo di commutazione  $\alpha < \omega t < \alpha + u$  si ha

$$v_{pn} = v_{an} - v_{L_s} \quad (6.51)$$

dove

$$v_{L_s} = L_s \frac{di_a}{dt} \quad (6.52)$$

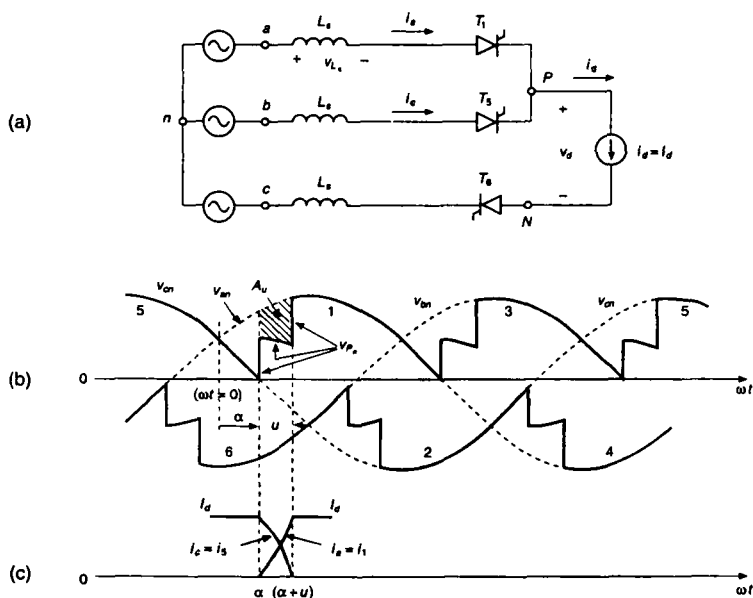


Fig. 6.25 Commutazione in presenza di  $L_s$ .

La riduzione di area (espressa in [V rad]) dovuta all'intervallo di commutazione (fig. 6.25b) è la seguente:

$$A_u = \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} v_{L_s} d(\omega t) \quad (6.53)$$

Usando l'eq. 6.52 nella 6.53 e ricordando che  $i_d$  cambia da 0 a  $I_d$  nell'intervallo da  $\omega t = \alpha$  a  $\omega t = \alpha + \mu$ , si ottiene

$$A_u = \omega L_s \int_0^{I_d} di_a = \omega L_s I_d \quad (6.54)$$

Pertanto, rispetto a  $V_{d\alpha}$  (data dall'eq. 6.40) il valore medio della tensione lato dc si riduce di  $A_u/(\pi/3)$ :

$$V_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha - \frac{3\omega L_s I_d}{\pi} \quad (6.55)$$

A proposito della precedente conclusione si dovrebbe osservare quanto segue: durante la commutazione della corrente, le fasi  $a$  e  $c$  sono collegate tra loro. Pertanto, durante la commutazione si ha:

$$v_{pn} = v_{an} - L_s \frac{di_a}{dt} \quad (6.56)$$

e anche

$$v_{pn} = v_{cn} - L_s \frac{di_c}{dt} \quad (6.57)$$

e, dalle eqq. 6.56 e 6.57 si ottiene:

$$v_{pn}(\text{durante la commutazione}) = \frac{v_{an} + v_{cn}}{2} - \frac{L_s}{2} \left( \frac{di_a}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) \quad (6.58)$$

Poiché  $I_d (= i_a + i_c)$  è assunta costante durante l'intervallo di commutazione, si ha

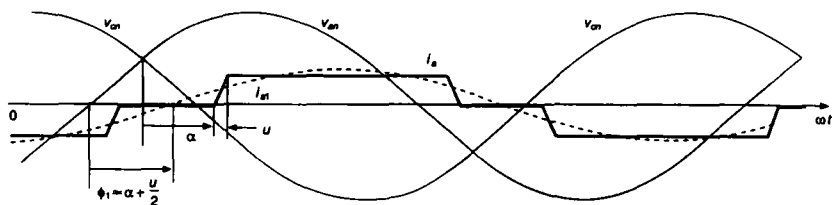
$$\frac{di_a}{dt} = -\frac{di_c}{dt} \quad (6.59)$$

e l'eq. 6.58 si riduce a

$$v_{pn} = \frac{1}{2} (v_{an} + v_{cn}) \quad (6.60)$$

La forma d'onda  $v_{pn}$  che si ha durante l'intervallo di commutazione è mostrata nella fig. 6.25b. L'importanza di  $L_s$  nel funzionamento dell'inverter è discussa nel prossimo paragrafo.

Anche se per calcolare  $V_d$  (si veda l'eq. 6.55) non è necessaria una esplicita espressione dell'intervallo di commutazione  $\mu$ , tuttavia essa è richiesta per assicurare un funzionamento affidabile in modalità inverter, e questo è il momento giusto per calcolare questo intervallo  $\mu$ . Combinando le eqq. 6.56 e 6.60, nel circuito della fig. 6.25a si ottiene:


 Fig. 6.26 Corrente di linea in presenza di  $L_s$ .

$$L_s \frac{di_a}{dt} = \frac{v_{an}}{2} - \frac{v_{cn}}{2} = \frac{v_{ac}}{2} \quad (6.61)$$

Con l'origine del tempo scelta nella fig. 6.25b,  $v_{ac} = \sqrt{2}V_{LL} \sin \omega t$ . Pertanto si ha:

$$\frac{di_a}{d(\omega t)} = \sqrt{2} \frac{V_{LL} \sin \omega t}{2\omega L_s}$$

La sua integrazione tra  $\omega t = \alpha$  e  $\omega t = \alpha + u$ , ricordando che durante tale intervallo  $i_a$  cambia da 0 a  $I_d$ , consente di ottenere

$$\int_0^{I_d} di_a = \sqrt{2} \frac{V_{LL}}{2\omega L_s} \int_{\alpha}^{\alpha+u} \sin \omega t d(\omega t)$$

dalla quale si ricava:

$$\cos(\alpha + u) = \cos \alpha - \frac{2\omega L_s}{\sqrt{2}V_{LL}} I_d \quad (6.62)$$

In questo modo, conoscendo  $\alpha$  e  $I_d$  si può calcolare l'intervallo di commutazione  $u$ .

#### 6.4.2.1 Corrente $i_s$ nella linea di alimentazione

Come nell'analisi fatta per il convertitore monofase nel paragrafo 6.3.2.1, la forma d'onda  $i_a$  della fig. 6.26 può essere approssimata ad una forma trapezoidale. Con questa approssimazione si ottiene

$$\text{DPF} = \cos\left(\alpha + \frac{1}{2}u\right) \quad (6.63)$$

Tab. 6.1 Armoniche tipiche e ideali.

$h$		5	7	11	13	17	19	23	25
Tipiche	$I_h/I_1$	0.17	0.10	0.04	0.03	0.02	0.01	0.01	0.01
Ideali	$I_h/I_1$	0.20	0.14	0.09	0.07	0.06	0.05	0.04	0.04

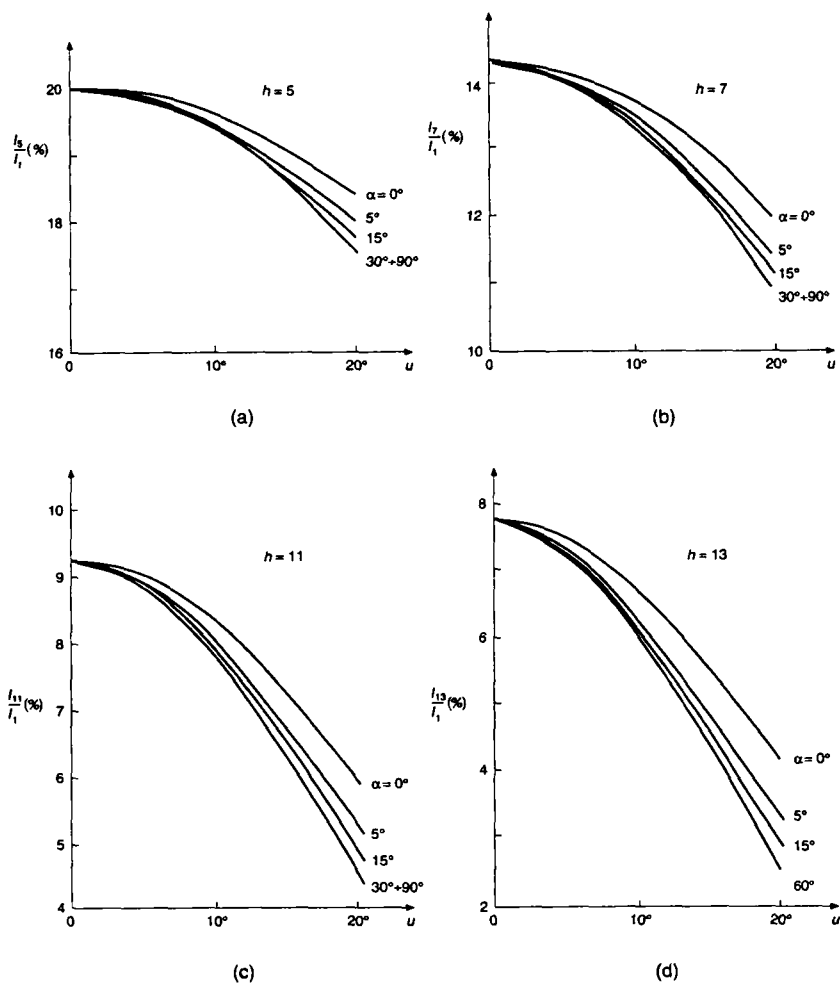


Fig. 6.27 Armoniche di corrente normalizzate in presenza di  $L_s$ .

(Fonte: bibliografia 2, con autorizzazione).

Un'altra espressione per il DPF è data dall'eq. 6.64 [2], che si ottiene uguagliando la potenza del lato ac e quella del lato dc. La sua deduzione è lasciata come esercizio (si veda il problema 6.11)

$$\text{DPF} = \frac{1}{2} [\cos \alpha + \cos(\alpha + u)] \quad (6.64)$$

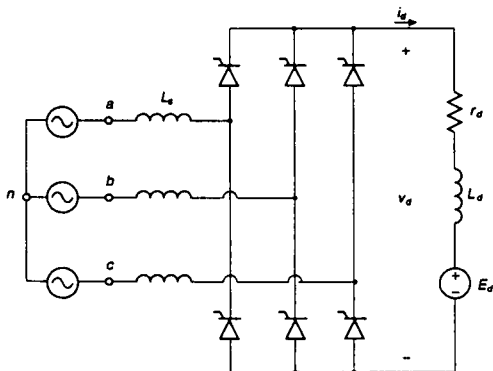


Fig. 6.28 Convertitore reale a tiristori.

L'induttanza del lato ac riduce l'ampiezza delle armoniche di corrente. Le figg. da 6.27a a 6.27d mostrano gli effetti di  $L_s$  (e perciò di  $\mu$ ) sulle diverse armoniche per differenti valori di  $\alpha$ , essendo  $I_d$  una corrente costante.

Le armoniche della corrente sono normalizzate rispetto a  $I_1$  con  $L_s = 0$ , che è data dall'eq. 6.44. Di solito, la corrente lato dc non è una corrente costante. Armoniche tipiche e ideali sono mostrate nella tab. 6.1

### 6.4.3 Convertitore reale

Il circuito di un convertitore usato in pratica è stato mostrato nella fig. 6.4b. Esso è disegnato di nuovo nella fig. 6.28, dove il carico è rappresentato da un generatore ideale di tensione continua  $E_d$  e l'induttanza  $L_d$  ha un valore non nullo. Inoltre, è inclusa una piccola resistenza  $r_d$ . Simili convertitori sono analizzati mediante simulazione al computer nell'esempio che segue.

#### Esempio 6.3

Un convertitore trifase a tiristori è alimentato da una tensione concatenata di 480 V, 60 Hz. La sua induttanza interna è  $L_{s1} = 0.2$  mH. Il convertitore ha una induttanza in serie  $L_{s2} = 1.0$  mH.

Il carico è rappresentato, con riferimento alla fig. 6.28, da  $L_d = 5$  mH,  $r_d = 0$ ,  $E_d = 600$  V; l'angolo di ritardo è  $\alpha = 20^\circ$ . Mediante simulazione con PSpice, ottenere le forme d'onda  $v_s$ ,  $i_s$ ,  $v_d$  e calcolare  $I_{s1}$ ,  $I_s$ , DPF, PF e %THD.

#### Soluzione

Il circuito e il file dei dati d'ingresso di PSpice sono inclusi nell'Appendice, alla fine di questo capitolo. Le forme d'onda sono rappresentate nella fig. 6.29. I risultati dei calcoli sono i seguenti:  $I_{s1} = 22$  A,  $I_s = 22.94$  A, DPF = 0.928, PF = 0.89 e THD = 29.24 %.



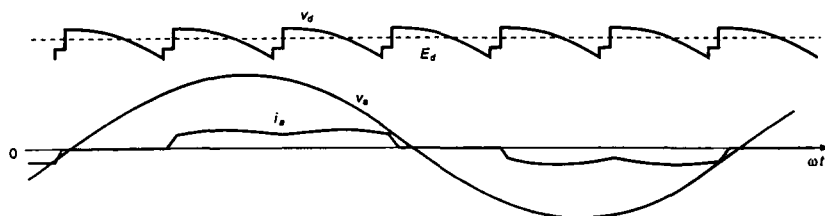


Fig. 6.29 Forme d'onda nel convertitore della fig. 6.28.

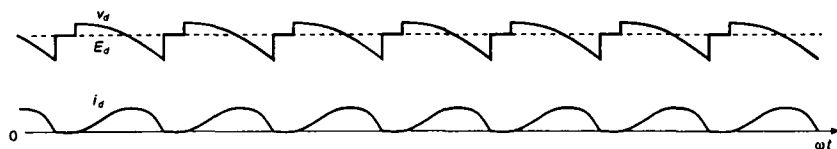


Fig. 6.30 Forme d'onda nella modalità di conduzione discontinua della corrente.

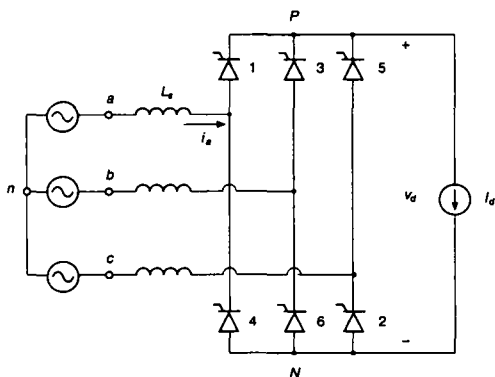


Fig. 6.31 Inverter con una corrente costante lato continua.

### 6.4.3.1 Conduzione discontinua della corrente

Come in un convertitore monofase, nel circuito della fig. 6.28 la corrente  $i_d$  del lato dc diventa discontinua al di sotto di un certo valore medio per un dato angolo  $\alpha$ . Le forme d'onda sono mostrate nella fig. 6.30. Un valore più elevato di  $E_d$  comporta una  $I_d$  più bassa. Per regolare  $V_d$ , l'angolo  $\alpha$  può essere aumentato quando i valori di  $I_d$  sono più bassi.

### 6.4.4 Modalità di funzionamento da inverter

Ancora una volta, per capire la modalità di funzionamento da inverter, si suppone che il lato dc del convertitore sia rappresentato da un generatore ideale di corrente continua  $I_d$ , come mostrato nella fig. 6.31.

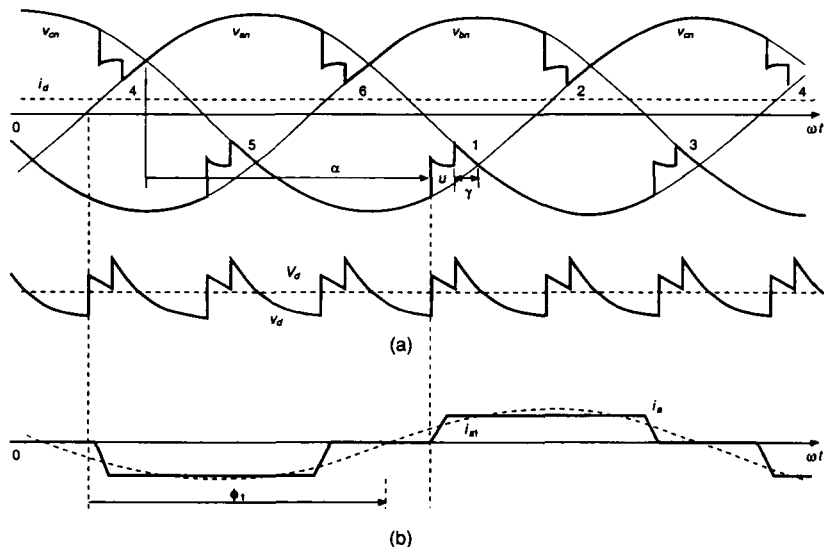


Fig. 6.32 Forme d'onda nell'inverter della fig. 6.31.

Per un angolo di ritardo  $\alpha$  maggiore di  $90^\circ$  ma minore di  $180^\circ$ , le forme d'onda della corrente e della tensione sono mostrate nella fig. 6.32a. Il valore medio di  $V_d$  è negativo in accordo con l'eq. 6.55.

Sul lato ac, la potenza negativa implica che l'angolo di sfasamento  $\phi_1$  tra  $v_s$  e  $i_{s1}$  sia più grande di  $90^\circ$ , come mostrato nella fig. 6.32b.

Nel circuito reale mostrato nella fig. 6.33a, il punto di funzionamento per un dato valore di  $E_d$  e  $\alpha$  può essere ottenuto dalle caratteristiche mostrate nella fig. 6.33b.

Come è stato detto per i convertitori monofase, nelle forme d'onda della fig. 6.34 dove  $v_s$  è la tensione sul tiristore 5, l'angolo di spegnimento  $\gamma (= 180^\circ - \alpha - u)$  deve essere più grande dell'intervallo  $\omega t_q$  di apertura del tiristore.

#### 6.4.4.1 Avviamento dell'inverter

Analogamente a quanto è stato detto nel paragrafo 6.3.4.1 rispetto all'avviamento di un inverter monofase, anche per quello trifase della fig. 6.33a l'angolo di ritardo  $\alpha$  deve essere all'inizio abbastanza elevato (es.  $165^\circ$ ) in modo che la corrente  $i_d$  sia discontinua.

In seguito, l'angolo  $\alpha$  viene diminuito dal regolatore per ottenere i valori desiderati di  $I_d$  e  $P_d$ .

#### 6.4.5 Forma d'onda della tensione lato ac (buchi e distorsioni)

La fig. 6.35a mostra un circuito reale con  $L_s = L_{s1} + L_{s2}$ , dove  $L_{s1}$  è l'induttanza interna di ogni fase della linea di alimentazione e  $L_{s2}$  è quella associata al convertitore.

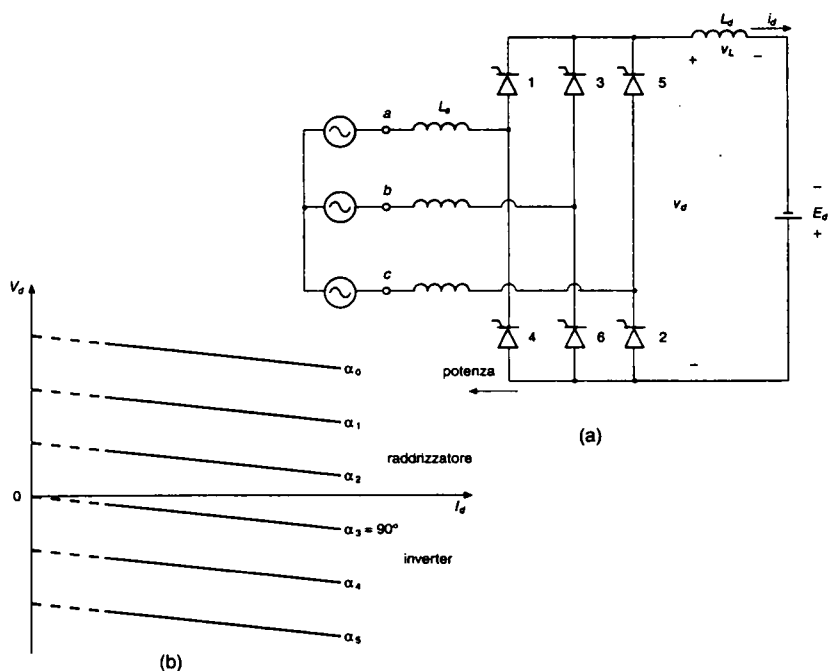


Fig. 6.33 (a) Inverter a tiristori con un generatore ideale di tensione continua, (b)  $V_d$  in funzione di  $I_d$ .

Il morsetto di collegamento tra  $L_{s1}$  e  $L_{s2}$  è anche il punto comune al quale possono essere collegati altri carichi. Il convertitore a tiristori introduce dei disturbi sulla linea.

Due motivi principali di disturbo per la linea sono i buchi di tensione e le distorsioni della forma d'onda, che sono considerati nei paragrafi che seguono.

### 6.4.5.1 Buchi di tensione

Nel convertitore della fig. 6.35a, ci sono sei commutazioni per ogni periodo della frequenza di linea. Le forme d'onda della tensione del convertitore sono mostrate nella fig. 6.35b.

Durante ogni commutazione, due delle tre tensioni di fase sono cortocircuitate dai tiristori del convertitore attraverso la  $L_s$  di ciascuna fase.

Si consideri, per esempio, la tensione concatenata  $V_{AB}$  ai morsetti interni del convertitore mostrata nella fig. 6.35c. Essa viene cortocircuitata due volte per ogni periodo e ne conseguono profondi buchi. Ci sono altri quattro buchi che interessano sia la fase A, sia la fase B (ma non insieme) durante la commutazione. Nella fig. 6.35a, a scopo di chiarezza, sono state tralasciate i transistori oscillanti dovuti alle capacità parassite  $C_s$  e ai circuiti di protezione.

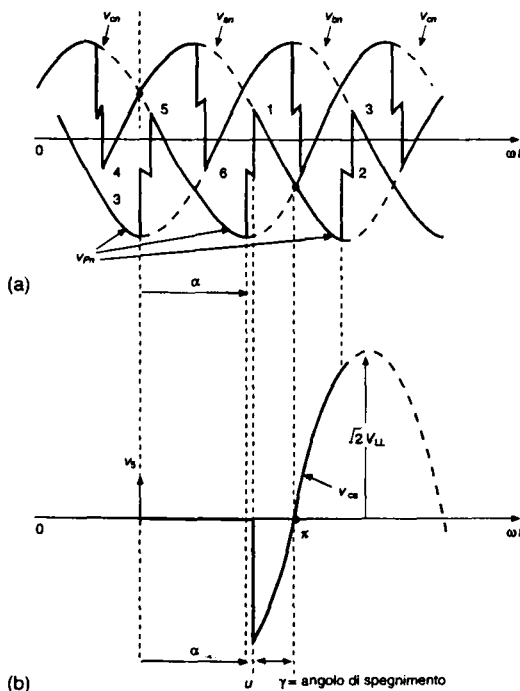


Fig. 6.34 Tensione su un tiristore nella modalità inverter.

L'area di ciascun buco profondo della fig. 6.35c nella quale entrambi le fasi  $A$  e  $B$  sono cortocircuitate, è due volte l'area  $A_u$  della fig. 6.25b. Pertanto dall'eq. 6.54 si ha:

$$\text{area del buco } A_n = 2\omega L_s I_d \quad [\text{V rad}] \quad (6.65)$$

La larghezza del buco  $u$  può essere calcolata dall'eq. 6.62. Supponendo che  $u$  sia piccola, si può scrivere in modo approssimato

$$\begin{aligned} \text{profondità del buco profondo} &= \sqrt{2} V_{LL} \sin \alpha \\ [\alpha = \text{angolo di ritardo}] & \end{aligned} \quad (6.66)$$

Pertanto, dalle eqq. 6.65 e 6.66, considerando uno dei buchi profondi si ottiene

$$\begin{aligned} \text{larghezza del buco } u &= \frac{\text{area buco}}{\text{profondità buco}} = \\ &= \frac{2\omega L_s I_d}{\sqrt{2} V_{LL} \sin \alpha} \quad \text{rad} \end{aligned} \quad (6.67)$$

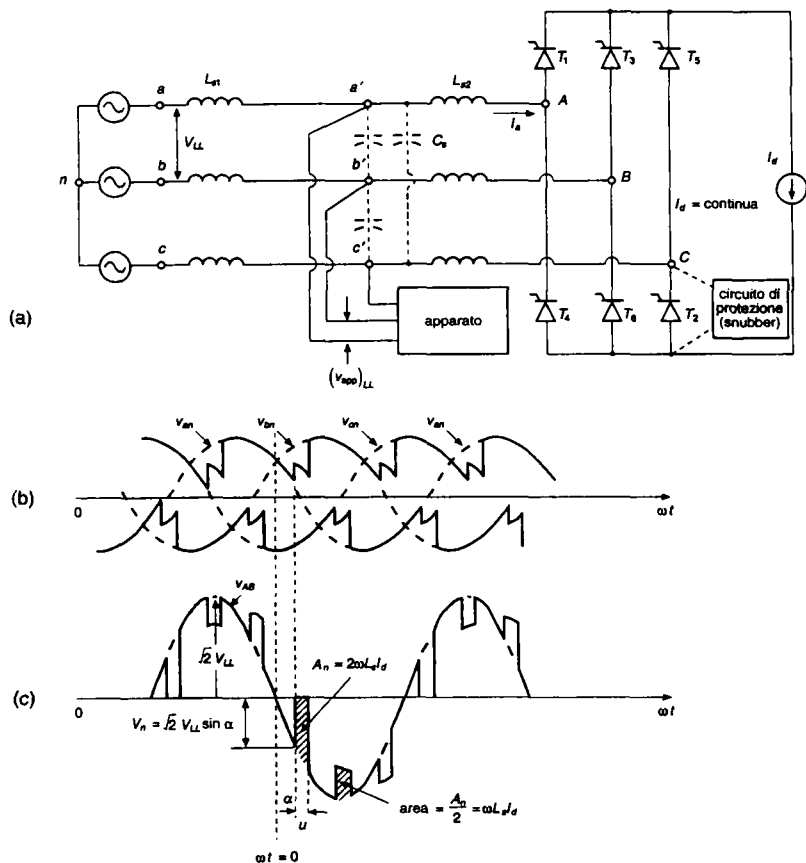


Fig. 6.35 Buchi sulla tensione di linea di altre apparecchiature: (a) circuito, (b) tensioni di fase, (c) tensione concatenata  $v_{AB}$ .

Altrimenti, per calcolare  $u$  si può usare l'eq. 6.67. I buchi poco profondi della fig. 6.35c hanno la stessa larghezza  $u$  di quella calcolata per i buchi profondi con l'eq. 6.67.

Tuttavia, la profondità e l'area di ciascun buco poco profondo sono la metà di quelle dei buchi profondi.

In realtà interessano i buchi sulla tensione di linea nel punto di collegamento comune. I buchi nella tensione concatenata  $v_{a'b'}$  hanno la stessa larghezza  $u$ , mostrata nella fig. 6.35c e data dall'eq. 6.67. Tuttavia, le profondità e le aree dei buchi sono diminuite di un fattore  $\rho$ , dato da:

$$\rho = \frac{L_{s1}}{L_{s1} + L_{s2}} \quad (6.68)$$

**Tab. 6.2** Limiti sui buchi di tensione e sulla distorsione.

Classe	Profondità dei buchi di tensione $\rho$ (%)	Area dei buchi di linea (V· $\mu$ s)	Distorsione armonica totale della tensione (%)
Applicazioni speciali	10	16.400	3
Sistemi generali	20	22.800	5
Sistemi dedicati	50	36.500	10

Pertanto, per un dato sistema di alimentazione (cioè, dato  $L_{s1}$ ), un valore di  $L_{s2}$  più alto comporta buchi minori nel punto di collegamento comune. Le norme tedesche VDE stabiliscono che  $\omega L_{s2}$  abbia un valore minimo del 5%, per cui dalla fig. 6.35a si ricava:

$$\omega L_{s2} I_{a1} \geq 0.05 \frac{V_{LL}}{\sqrt{3}} \quad (6.69)$$

Nella tab. 6.2, sono riportati dei valori di riferimento, suggeriti dalla norma IEEE 519-1981, per il disturbo sulla linea nel punto di collegamento comune.

Questa norma stabilisce anche che il convertitore dovrebbe essere in grado di interoperare con il sistema di alimentazione limitando la durata dei buchi di tensione in 250  $\mu$ s (5.4 gradi elettrici in una linea a 60 Hz) e la profondità al 70% della tensione nominale di linea.

In conseguenza delle capacità parassite (o di qualunque altro filtro usato all'ingresso) e dei circuiti di protezione (*snubber*) del tiristore, si potrebbe avere un transitorio oscillante alla fine di ogni intervallo di commutazione.

Queste tensioni transitorie possono sovraccaricare i dispositivi di soppressione dei transitori presenti all'interno dell'apparato.

#### 6.4.5.2 Distorsione della tensione

La distorsione della tensione nel punto di collegamento comune può essere calcolata mediante le grandezze di fase, conoscendo le componenti armoniche  $I_h$  della corrente d'ingresso del convertitore e l'induttanza  $L_{s1}$  della sorgente di alimentazione. Si ha:

$$\% \text{THD}_{\text{tensione}} = \frac{\left[ \sum_{h \neq 1} (I_h \times \omega L_{s1})^2 \right]^{1/2}}{V_{\text{fase (fondamentale)}}} \times 100 \quad (6.70)$$

I limiti raccomandati per questi sistemi sono riportati nella tab. 6.2.

È necessario notare che la distorsione armonica totale della tensione nel punto di collegamento comune può anche essere calcolata mediante i buchi presenti nella forma d'onda della tensione di linea nel seguente modo: il valore efficace totale delle componenti armoniche (diverse dalla fondamentale) può essere ottenuto in modo approssimato calcolando il valore quadratico medio dei sei buchi per ogni periodo della forma d'onda della tensione di linea; inoltre la prima armonica della tensione di linea nel punto di collegamento comune può essere approssimata a  $V_{LL}$  (si veda il problema 6.21).

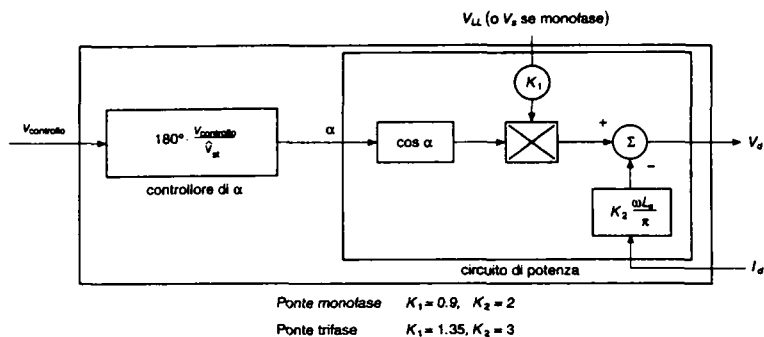


Fig. 6.36 Schema di controllo della tensione lato dc di un convertitore con una corrente  $I_d$ .

## 6.5 Altri convertitori trifase

Nel paragrafo precedente sono stati analizzati in dettaglio i convertitori trifase a ponte intero, con sei impulsi.

Ci sono parecchi altri tipi di convertitori: convertitori a ponte con dodici o più impulsi, convertitori a ponte a sei impulsi con trasformatore collegato a stella, convertitori a ponte a sei impulsi con bobina interfascica, raddrizzatori a ponte semiconduttori, e così via. La scelta del tipo di convertitore dipende dall'applicazione. Per esempio, i convertitori a ponte con dodici impulsi sono usati per la trasmissione di corrente continua in alta tensione, come verrà discusso nel capitolo 13.

Una descrizione dettagliata di questi convertitori è presentata nel testo indicato al punto [2] della bibliografia.

## 6.6 Sommario

- 1) Raddrizzatori e inverter controllati, a frequenza di linea, sono utilizzati per controllare il trasferimento di potenza da un sistema in corrente alternata a frequenza di linea ad uno in corrente continua regolabile in ampiezza. In questi convertitori, controllando l'angolo di ritardo dei tiristori si può ottenere un passaggio graduale dal funzionamento come raddrizzatore a quello come inverter e viceversa. La tensione sul lato dc può invertire la polarità, ma la corrente sul lato dc rimane unidirezionale.
- 2) A causa della crescente importanza dei raddrizzatori a diodi, discussi nel capitolo 5, i convertitori controllati in fase sono principalmente usati per elevati livelli di potenza.
- 3) Convertitori controllati generano molte armoniche nei sistemi elettrici. Con bassi valori di  $V_d$  (confrontati con il massimo valore possibile), questi funzionano con un fattore di potenza molto basso, così come è basso il fattore di sfasamento. Inoltre, questi convertitori producono buchi nella tensione di alimentazione.
- 4) Lo schema della fig. 6.36 riassume la relazione, a regime, fra il segnale di controllo e il valore medio dell'uscita del convertitore. Dal punto di vista dinamico, l'uscita del convertitore risponde in ritardo rispetto al cambiamento del segnale di controllo. Questo ritardo, che è una frazione del periodo della frequenza di linea, è più elevato in un convertitore monofase che in uno trifase.

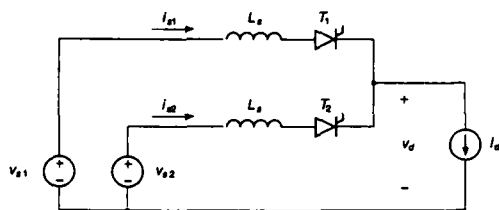


Fig. P6.1

## 6.7 Problemi

### Concetti di base

- 6.1 Nel circuito della fig. P6.1,  $v_{s1}$  e  $v_{s2}$  hanno un valore efficace di 120 V a 60 Hz e sono sfasate di  $180^\circ$ . Si assuma  $L_s = 5$  mH e  $I_d = 10$  A. Per i due valori dell'angolo di ritardo  $\alpha$  indicati qui di seguito, ricavare le forme d'onda di  $v_{s1}$ ,  $i_{s1}$  e  $v_d$ . Calcolare il valore medio di  $V_d$  e gli intervalli di commutazione  $u$  per  $\alpha$  uguale a (a)  $45^\circ$  e (b)  $135^\circ$ .
- 6.2 Nel circuito della fig. P6.2, le tensioni del sistema trifase simmetrico  $v_a$ ,  $v_b$ , e  $v_c$ , hanno un valore efficace di 120 V a 60 Hz. Si assuma  $L_s = 5$  mH e  $I_d = 10$  A. Per i due valori dell'angolo  $\alpha$  indicati qui di seguito, ottenere le forme d'onda di  $v_a$ ,  $i_a$  e  $v_d$ . Calcolare il valore medio di  $V_d$  e gli intervalli di commutazione  $u$  per  $\alpha$  uguale a (a)  $45^\circ$  e (b)  $135^\circ$ .
- 6.3 Nel convertitore monofase della fig. 6.5, la tensione d'ingresso ha una forma d'onda quadra con ampiezza di 200 V e frequenza di 60 Hz. Si assuma  $I_d = 10$  A. Ricavare una espressione analitica per  $V_d$  in termini di  $V_s$ ,  $I_d$  e  $\alpha$ . Ricavare la forma d'onda di  $v_d$  e calcolare il suo valore medio  $V_d$  per  $\alpha$  uguale a  $45^\circ$  e  $135^\circ$ .
- 6.4 Nel convertitore monofase della fig. 6.9, la tensione d'ingresso ha una forma d'onda quadra con ampiezza di 200 V e frequenza di 60 Hz. Si assuma  $L_s = 3$  mH e  $I_d = 10$  A.

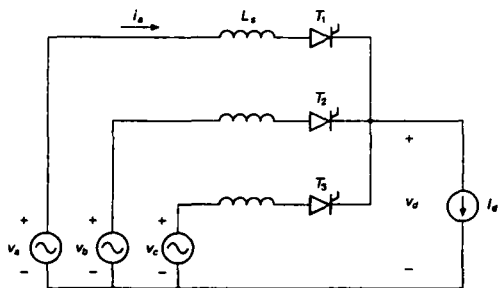


Fig. P6.2



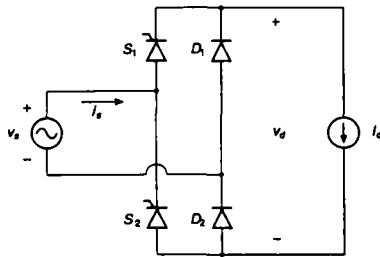


Fig. P6.5

- Ricavare una espressione analitica per  $u$  e  $V_d$  in termini di  $V_s$ ,  $L_s$ ,  $\omega$ ,  $I_d$  e  $\alpha$ . Dire perché  $u$  è indipendente da  $\alpha$ , a differenza di quanto risulta dall'eq. 6.24.
- Ricavare le forme d'onda di  $i_s$  e  $v_d$  e calcolare l'intervallo di commutazione  $u$  e  $V_d$  per i seguenti valori dell'angolo  $\alpha$ :  $45^\circ$  e  $135^\circ$ .

### Convertitori monofase

- Considerare il convertitore monofase, semicontrollato, mostrato nella fig. P6.5, dove  $v_s$  è sinusoidale.
  - Disegnare le forme d'onda di  $v_s$ ,  $i_s$  e  $v_d$  e individuare le valvole che conducono durante i differenti intervalli, per i seguenti valori di  $\alpha$ :  $45^\circ$ ,  $90^\circ$  e  $135^\circ$ .
  - Calcolare DPF, PF e %THD per  $V_d = (1/2)V_{do}$ , dove  $V_{do}$  è la tensione lato continua per  $\alpha = 0$ .
  - Ripetere la parte (b) per un convertitore a ponte totalcontrollato.
  - Confrontare i risultati delle domande (b) e (c).
- In funzione di  $V_s$  e  $I_d$  nel convertitore monofase della fig. 6.5a, calcolare il valore massimo della tensione di blocco, il valore medio e il valore efficace della corrente che circola in ogni tiristore.
- Il convertitore monofase della fig. 6.9 alimenta un carico in continua da 1 kW. È usato un trasformatore di isolamento da 1.5 kVA con una tensione nominale del primario di 120 V a 60 Hz. Esso ha una reattanza di dispersione totale dell'8% rispetto ai valori nominali. La tensione di alimentazione della sorgente alternata ha valore nominale di 115 V, che può variare nell'intervallo  $-10\%$  e  $+5\%$ . Si ipotizza un valore abbastanza elevato dell'induttanza  $L_d$  in modo da considerare  $i_d = I_d$ . Calcolare il minimo rapporto spire del trasformatore se la tensione del carico dc è regolata a un valore costante di 100 V. Dire quale è il valore dell'angolo  $\alpha$  quando  $V_s = 115 \text{ V} + 5\%$ .
- L'eq. 6.26 può essere rappresentata con il circuito equivalente della fig. P6.8, dove  $R_u$  è il resistore "senza perdite" che rappresenta la caduta di tensione dovuta a  $I_d$ . Esprimere il circuito equivalente in funzione dell'angolo di spegnimento  $\gamma$  piuttosto che di quello di ritardo  $\alpha$  per rappresentare il funzionamento in modalità inverter.
- Nell'inverter monofase della fig. 6.16a,  $V_s = 120 \text{ V}$  a 60 Hz,  $L_s = 1.2 \text{ mH}$ ,  $L_d = 20 \text{ mH}$ ,  $E_d = 88 \text{ V}$ ; si assuma un angolo di ritardo  $\alpha = 135^\circ$ . Usando PSpice, ottenere le forme d'onda  $v_s$ ,  $i_s$ ,  $i_d$  e  $v_d$  a regime.

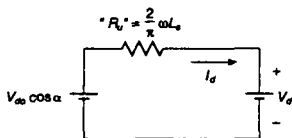


Fig. P6.8

- 6.10 Nell'inverter del problema 6.9, variare l'angolo di ritardo  $\alpha$  dal valore  $165^\circ$  a  $120^\circ$  e rappresentare il grafico di  $I_d$  in funzione di  $\alpha$ . Individuare l'angolo di ritardo  $\alpha_b$  al di sotto del quale  $i_d$  diventa continua. In quale modo la pendenza della caratteristica dipende da  $L_s$  in questo intervallo?

### Convertitori trifase

- 6.11 Nel convertitore trifase della fig. 6.24, dimostrare l'espressione per il fattore di potenza DPF dato dall'eq. 6.64
- 6.12 Nel convertitore trifase della fig. 6.24,  $V_{LL} = 460$  V a 60 Hz,  $L_s = 25$   $\mu$ H. Calcolare l'angolo di commutazione  $\mu$  se  $V_d = 525$  V e  $P_d = 500$  kW.
- 6.13 Nel convertitore trifase della fig. 6.19a, calcolare, in funzione di  $V_{LL}$  e  $I_d$ , il valore massimo della tensione di blocco, il valore medio e il valore efficace della corrente che circola in ogni tiristore.
- 6.14 Nel convertitore trifase della fig. 6.28, ricavare l'espressione per la minima corrente continua  $I_{dB}$  che si ha in una conduzione continua, dati  $V_{LL}$ ,  $\omega$ ,  $L_d$  e  $\alpha = 30^\circ$ . Si faccia l'ipotesi che  $L_s$  e  $r_d$  siano trascurabili e che  $E_d$  sia una tensione continua.
- 6.15 Si consideri il convertitore trifase semicontrolato della fig. P6.15. Calcolare il valore dell'angolo di ritardo  $\alpha$  per il quale si ha  $V_d = 0.5 V_{do}$ . Disegnare la forma d'onda di  $v_d$  e individuare le valvole che conducono durante i differenti intervalli. Ricavare DPF, PF e %THD nella corrente della linea di alimentazione e confrontare i risultati con un convertitore a ponte totalcontrolato che funziona a  $V_d = 0.5 V_{do}$ . Si ponga  $L_s = 0$ .
- 6.16 Ripetere il problema 6.15 supponendo che il diodo  $D_j$  non sia presente nel convertitore della fig. P6.15.

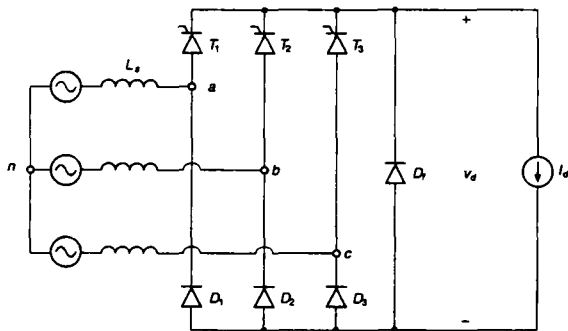


Fig. P6.15

- 6.17 Il convertitore trifase della fig. 6.24 alimenta un carico in corrente continua di 12 kW. Un trasformatore di isolamento con collegamento stella/stella ha per ogni fase una potenza nominale di 5 kVA e una tensione nominale di 120 V a 60 Hz. Ha, inoltre, una reattanza totale di dispersione per ogni fase uguale a 8% dei valori nominali. La tensione di alimentazione concatenate ha valore nominale di 208 V ed è compresa nell'intervallo  $-10\%$  e  $+5\%$ . Si supponga  $L_d$  abbastanza grande per potere ritenere  $i_d = I_d$ .  
Calcolare il minimo rapporto spire del trasformatore se la tensione sul carico è regolata a un valore costante di 300 V.  
Quale è il valore di  $\alpha$  quando  $V_{LL} = 208 \text{ V} + 5\%$ ?
- 6.18 Nell'inverter trifase della fig. 6.33a,  $V_{LL} = 460 \text{ V}$  a 60 Hz,  $E_d = 550 \text{ V}$  e  $L_s = 0.5 \text{ mH}$ . Si supponga che  $L_d$  sia talmente grande da ritenere  $i_d(t) = I_d$ . Calcolare  $\alpha$  e  $\gamma$  se il flusso di potenza è di 55 kW.
- 6.19 In applicazioni tipiche  $L_s$  ha valore limitato, tuttavia  $i_d$  non è una corrente perfettamente costante. La tab. 6.1 elenca i valori tipici e ideali delle armoniche di corrente del lato ac per un convertitore controllato, a ponte con sei impulsi, in funzione della prima armonica.  
Calcolare il rapporto  $I_1/I$  e THD della corrente per le armoniche tipiche e ideali.
- 6.20 Nel convertitore trifase della fig. 6.19, si supponga che le tensioni alternate d'ingresso e la corrente continua  $I_d$  rimangano costanti.  
Rappresentare l'andamento della potenza reattiva dovuta alla prima armonica della corrente di linea in funzione della potenza attiva per differenti valori dell'angolo di ritardo  $\alpha$ .
- 6.21 Nel circuito della fig. 6.35a,  $L_{s1}$  corrisponde alla induttanza di dispersione del trasformatore a 60 Hz con le seguenti prestazioni: valore nominale della potenza trifase uguale a 500 kVA, tensione concatenata di 480 V e impedenza del 6%.  
Si ponga che l'induttanza  $L_{s2}$  sia dovuta a un cavo lungo 61 metri con una induttanza per fase di  $0.328 \mu\text{H/m}$ .  
La tensione di linea è di 460 V e il lato dc del raddrizzatore fornisce 25 kW con una tensione di 525 V.  
Calcolare la larghezza del buco di tensione in microsecondi e la profondità percentuale  $p$  dei buchi sulla tensione del punto di collegamento comune.  
Per lo stesso punto calcolare anche l'area espressa in  $[\text{V} \mu\text{s}]$  di un buco profondo della tensione di linea e confrontare le risposte con i limiti raccomandati della tab. 6.2.
- 6.22 Ripetere il problema 6.21 se sull'ingresso del raddrizzatore è usato un trasformatore con tensione di 480 V e rapporto di trasformazione 1:1, che ha una impedenza di dispersione del 3%.  
La potenza nominale del trasformatore è di 40 kVA.
- 6.23 Calcolare il THD della tensione nel punto di collegamento comune nei problemi 6.21 e 6.22.
- 6.24 Usare le armoniche tipiche della corrente della linea di alimentazione, date dalla tab. 6.1, per ottenere il THD della tensione nel punto di collegamento comune del problema 6.21.
- 6.25 Con i parametri per il convertitore dell'esempio 6.3, usare le istruzioni di PSpice dell'appendice alla fine di questo capitolo per valutare la distorsione di tensione nel punto di collegamento comune.

## 6.8 Bibliografia

- 1) N. Mohan, *Power Electronics: Computer Simulation, Analysis and Education Using the Evaluation Version of PSpice*, Minnesota Power Electronics Research and Education, P.O. Box 14503, Minneapolis, MN 55414.
- 2) E. W. Kimbark, *Direct Current Transmission*, Vol. 1, Wiley-Interscience, New York, 1971.
- 3) B. M. Bird e K. G. King, *An Introduction to Power Electronics*, Wiley, New York 1983.
- 4) Institute of Electrical and Electronics Engineers, "IEEE Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of State Power Converters", ANSI/IEEE Standard 519 - 1981, IEEE, New York.
- 5) D. A. Jarc e R. G. Scieman, *Power Line Considerations for Variable Frequency Drives*, IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. IAS, N. 5, settembre/ottobre 1985, pp. 1099 +1105.
- 6) Institute of Electrical and Electronics Engineers, "Standard Practice and Requirements For General Purpose Thyristor DC Drives", IEEE 597 Standard - 1983, IEEE, New York.
- 7) M. Grotzbach, W. Frankenberg, "Injected Currents of Controlled AC/DC Converters for Harmonic Analysis in Industrial Power Plants", Proceedings of the IEEE International Conference on Harmonics in Power Systems, settembre 1992, Atlanta, GA, pp. 107 +113.
- 8) N. G. Hingorani, J. L. Hays e R. E. Crosbic, "Dynamic Simulation of HVDC Transmission System on Digital Computer", Proceedings of the IEEE, Vol. 113, N. 5, maggio 1966, pp. 793 +802.

## 6.9 Appendice

(Esempi PSpice sono adattati da *Power Electronics: Computer Simulation, Analysis and Education Using Evaluation Version of PSpice*, Minnesota Power Electronics, P.O. Box 14503, Minneapolis, MN 55414.)

### File d'ingresso di PSpice per il circuito dell'esempio 6.2

```
* Single-Phase, Thyristor-Bridge Rectifier
.PARAM PERIOD = {1/60}, ALFA= 45.0, PULSE_WIDTH=0.5ms
.PARAM HALF_PERIOD = {1/120}
*
LS1 1 2 0.1mH IC = 10A
LS2 2 3 1.3mH IC = 10A
LD 4 5 9mH
VD 5 6 145V
*
XTHY1 3 4 SCR PARAMS: TDLY=0 ICGATE=2V
XTHY3 0 4 SCR PARAMS: TDLY={HALF_PERIOD} ICGATE=0V
XTHY2 6 0 SCR PARAMS: TDLY=0 ICGATE=2V
XTHY4 6 3 SCR PARAMS: TDLY={HALF_PERIOD} ICGATE=0V
*
VS 1 0 SIN(0 340V 60 0 0 {ALFA})
*
.TRAN 50us 100ms 0 50us UIC
.PROBE
.FOUR 60.0 v(1) i(ls1) i(ld)
```

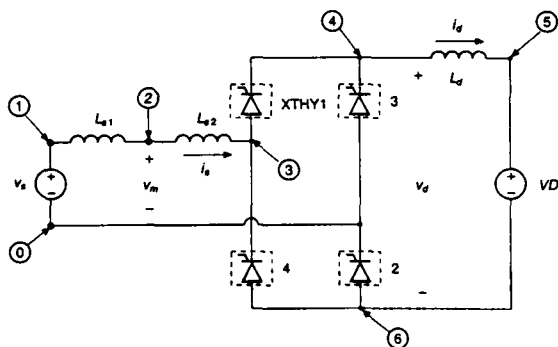


Fig. 6.A1 Circuito d'ingresso PSpice per l'esempio 6.2.

```
.SUBCKT SCR 101 103 PARAMS: TDLY=1ms ICGATE=0V
* Power Electronics: Simulation, Analysis Education ... by N.Mohan
SW 101 102 53 0 SWITCH
VSENSE 102 103 0V
RSNUB 101 104 200
CSNUB 104 103 1uF
*
VGATE 51 0 PULSE(0 1V {TDLY} 0 0 {PULSE_WIDTH} {PERIOD})
RGATE 51 0 1MEG
EGATE 52 0 TABLE {I(VSENSE)+V(51)}=(0.0,0.0)(0.1,1.0)(1.0,1.0)
RSER 52 53 1
CSER 53 0 1uF IC={ICGATE}
*
.MODEL SWITCH VSWITCH ( RON=0.01 )
.ENDS

.END
```

### File d'ingresso di PSpice per il circuito dell'esempio 6.3

#### Example 6-3

#### \* Three-Phase, Thyristor-Bridge Rectifier

```
.PARAM PERIOD= {1/60}, DEG120= {1/(3*60)}
```

```
.PARAM ALFA= 20.0, PULSE_WIDTH=0.5ms
```

```
*
LS1A 11 12 0.2mH IC=45A
```

```
LS2A 12 13 1.0mH IC=45A
```

```
LS1B 21 22 0.2mH IC=-45A
```

```
LS2B 22 23 1.0mH IC=-45A
```

```
LS1C 31 32 0.2mH
```

```
LS2C 32 33 1.0mH
```

```
*
LD 4 5 5mH IC=45A
```

```
VD 5 6 600.0V
```

```
*
XTHY1 13 4 SCR PARAMS: TDLY=0 ICGATE=2V
```

```
XTHY3 23 4 SCR PARAMS: TDLY={DEG120} ICGATE=0V
```

```
XTHY5 33 4 SCR PARAMS: TDLY={2*DEG120} ICGATE=0V
```

```
XTHY2 6 33 SCR PARAMS: TDLY={DEG120/2} ICGATE=0V
```

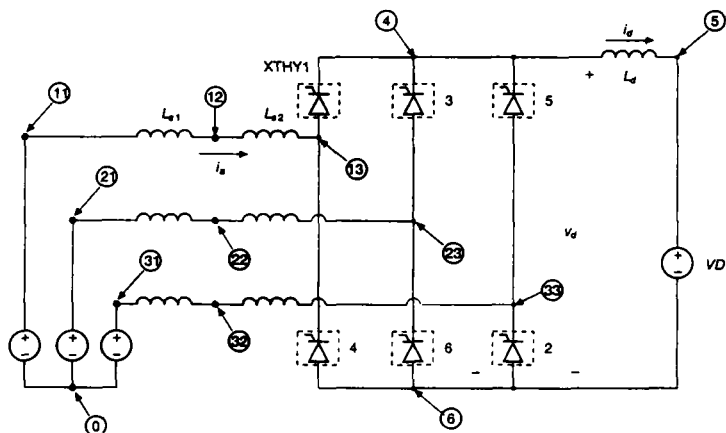


Fig. 6.A2 Circuito d'ingresso PSpice per l'esempio 6.3.

```
XTHY4 6 13 SCR PARAMS: TDLY={3*DEG120/2} ICGATE=0V
XTHY6 6 23 SCR PARAMS: TDLY={5*DEG120/2} ICGATE=2V
*
VSA 11 0 SIN(0 391.9V 60 0 0 {30+ALFA})
VSB 21 0 SIN(0 391.9V 60 0 0 {-90+ALFA})
VSC 31 0 SIN(0 391.9V 60 0 0 {-210+ALFA})
*
.TRAN 50us 50ms 0s 50us UIC
.PROBE
.FOUR 60.0 v(11) i(LS1A) i(LD)
.SUBCKT SCR 101 103 PARAMS: TDLY=lms ICGATE=0V
* Power Electronics: Simulation, Analysis Education..by N. Mohan.
SW 101 102 53 0 SWITCH
VSENSE 102 103 0V
RSNUB 101 104 200
CSNUB 104 103 luF
*
VGATE 51 0 PULSE(0 1V {TDLY} 0 0 {PULSE_WIDTH} {PERIOD})
RGATE 51 0 1MEG
EGATE 52 0 TABLE {I(VSENSE)+V(51)}=(0.0,0.0)(0.1,1.0)(1.0,1.0)
RSER 52 53 1
CSER 53 0 luF IC={ICGATE}
*
.MODEL SWITCH VSWITCH ( RON=0.01 )
.ENDS
.END
```



## Convertitori dc–dc a commutazione

### 7.1 Introduzione

I convertitori dc-dc sono molto usati negli alimentatori stabilizzati a corrente continua e negli azionamenti per motori in corrente continua.

Come è mostrato nella fig. 7.1, spesso l'ingresso di questi convertitori è una tensione continua non regolata, che è ottenuta raddrizzando la tensione di linea e che, pertanto, ha delle oscillazioni dovute alle variazioni dell'ampiezza della tensione di linea stessa.

I convertitori dc-dc a commutazione sono impiegati per trasformare la tensione continua d'ingresso non regolata in una tensione continua d'uscita regolata al livello desiderato.

Osservando le applicazioni di questi convertitori, si nota che negli alimentatori essi sono usati molto sovente in abbinamento con un trasformatore d'isolamento, mentre non lo impiegano quasi mai negli azionamenti.

Per trattare in modo generale questi circuiti, sono presi in considerazione solo i convertitori non isolati, poiché l'isolamento elettrico è una modifica ulteriore.

In questo capitolo saranno discussi i seguenti tipi di convertitori dc-dc:

- 1) convertitore abbassatore (buck)
- 2) convertitore elevatore (boost)
- 3) convertitore abbassatore/elevatore (buck-boost)
- 4) convertitore Cúk
- 5) convertitore a ponte

Tra questi convertitori, solo l'abbassatore e l'elevatore sono le topologie di riferimento; l'abbassatore/elevatore e il Cúk sono una combinazione delle due topologie di riferimento, mentre il convertitore a ponte deriva da quello abbassatore.

Tutti i convertitori elencati sono discussi in dettaglio nei paragrafi che seguono.



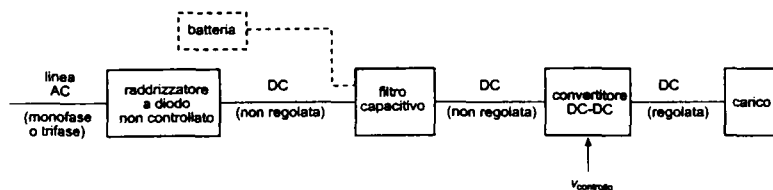


Fig. 7.1 Sistema di conversione dc-dc.

Sia le loro varianti che le loro applicazioni in impieghi specifici sono discusse nel capitolo sugli alimentatori stabilizzati o in testi specialistici.

In questo capitolo, i convertitori sono analizzati in regime permanente. Gli interruttori sono considerati ideali e sono trascurate le perdite negli elementi induttivi e capacitivi.

Queste perdite, che possono limitare le capacità funzionali di alcuni di questi convertitori, sono discusse separatamente.

Si fa l'ipotesi che la sorgente della tensione continua d'ingresso abbia una impedenza interna nulla. Tale sorgente può essere una batteria ma, comunque, nella maggior parte dei casi l'ingresso è una tensione alternata raddrizzata da diodi (come discusso nel capitolo 5) con un condensatore di capacità elevata, come mostrato nella fig. 7.1, per fornire una bassa impedenza interna e una sorgente di tensione continua con basso ripple.

Nello stadio d'uscita del convertitore, un piccolo filtro è trattato come parte integrante del convertitore dc-dc.

Si suppone che l'uscita alimenti un carico che può essere rappresentato con una resistenza equivalente, come di solito avviene per un alimentatore stabilizzato in continua.

Un carico costituito da un motore a corrente continua (l'altra applicazione tipica di questi convertitori) può essere rappresentato da una tensione continua in serie con resistenza e induttanza dell'avvolgimento del motore.

## 7.2 Controllo dei convertitori dc-dc

Nei convertitori dc-dc, la tensione media di uscita deve essere controllata in modo da uguagliare il livello desiderato, anche se la tensione d'ingresso e il carico di uscita oscillano. I convertitori dc-dc a commutazione utilizzano uno o più interruttori per trasformare la tensione continua da un livello a un altro.

In un convertitore dc-dc con una data tensione d'ingresso, la tensione media d'uscita è controllata regolando i tempi di chiusura e di apertura ( $t_{on}$  e  $t_{off}$ ) dell'interruttore. Per spiegare il concetto di conversione mediante un interruttore, si consideri il convertitore elementare dc-dc mostrato nella fig. 7.2a.

Il valore medio  $V_o$  della tensione di uscita  $v_o$  della fig. 7.2b dipende da  $t_{on}$  e  $t_{off}$ . Uno dei metodi per controllare la tensione di uscita impiega una frequenza di commutazione costante (per cui si ha un periodo di commutazione costante  $T_s = t_{on} + t_{off}$ ) e modifica la durata della chiusura dell'interruttore.

In questa tecnica, detta modulazione a larghezza d'impulso PWM (Pulse Width Modulation), viene variato il fattore di utilizzazione o di intermittenza (normalmente indicato con duty cycle)  $D$ , definito come rapporto tra il tempo di chiusura e il periodo di commutazione ( $t_{on}/T_s$ ).

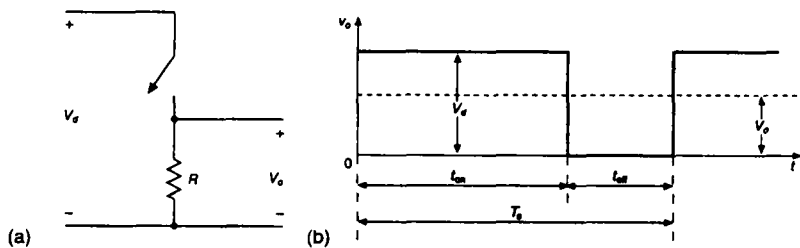
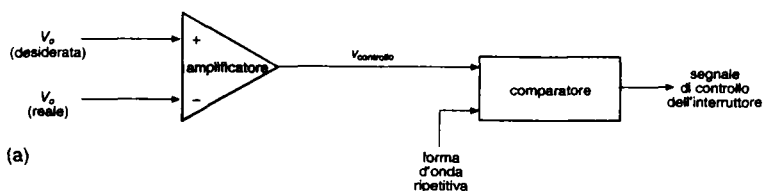
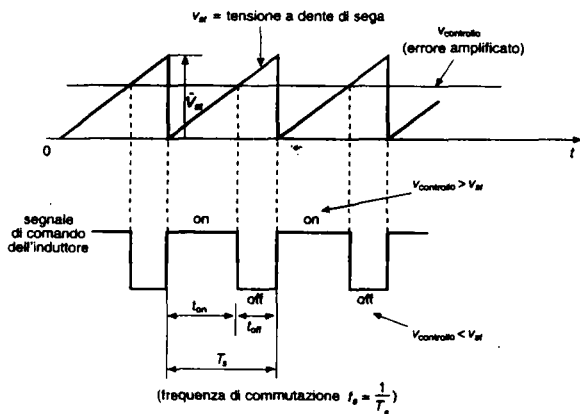


Fig. 7.2 Conversione dc-dc a commutazione.



(a)



(b)

Fig. 7.3 Modulatore a larghezza di impulso: (a) schema a blocchi, (b) segnali in uscita dal comparatore.

*Variazione del rapporto*

Esiste un altro metodo di controllo, più generale: in questo vengono variate sia la frequenza di commutazione (e quindi il periodo), sia la durata della chiusura dell'interruttore. Questo metodo è usato solo nei convertitori dc-dc che utilizzano tiristori a commutazione forzata e non viene discusso in questo libro. La variazione della frequenza di commutazione rende difficile il filtraggio delle componenti di ripple delle forme d'onda all'ingresso e all'uscita del convertitore.

Nella commutazione con frequenza costante (PWM), il segnale di comando dell'interruttore, che regola il suo stato (chiuso o aperto), viene generato confrontando una tensione di controllo  $v_{controllo}$ , a livello di segnale, con un'onda ripetitiva, come mostrato nelle

figg. 7.3a e 7.3b. Di solito, la tensione del segnale di controllo è ottenuta amplificando l'errore, cioè la differenza tra la tensione reale di uscita e il suo valore di riferimento.

La frequenza dell'onda ripetitiva con valore di picco costante, (nella figura è mostrata come una triangolare a dente di sega) determina la frequenza di commutazione. In un controllo PWM questa frequenza è tenuta costante ed è scelta in un intervallo compreso tra pochi kHz e alcune centinaia di kHz.

Quando il segnale d'errore amplificato, che varia molto lentamente nel tempo rispetto alla frequenza di commutazione, è più grande della triangolare a dente di sega, il segnale che comanda l'interruttore diventa alto e ne determina la chiusura; altrimenti, l'interruttore rimane aperto. In funzione di  $v_{\text{controllo}}$  e del valore di picco  $\hat{V}_{st}$  della triangolare a dente di sega della fig. 7.3, il fattore di utilizzazione (*duty cycle*) dell'interruttore può essere espresso come

$$D = \frac{t_{\text{on}}}{T_s} = \frac{v_{\text{controllo}}}{\hat{V}_{st}} \quad (7.1)$$

I convertitori dc-dc possono avere due diversi modi di funzionamento: (1) conduzione continua della corrente e (2) conduzione discontinua della corrente. In realtà un convertitore può funzionare in entrambi i modi, che hanno caratteristiche decisamente differenti.

Quindi, un convertitore e il suo sistema di controllo dovrebbero essere progettati tenendo presenti entrambi i modi di funzionamento.

### 7.3 Convertitore abbassatore (*buck*)

Come il nome suggerisce, un convertitore abbassatore fornisce una tensione media d'uscita più bassa di quella d'ingresso  $V_d$ .

La sua applicazione principale riguarda gli alimentatori stabilizzati in corrente continua e gli azionamenti per motori in corrente continua.

Concettualmente, il circuito elementare della fig. 7.2a costituisce un convertitore abbassatore per un carico puramente resistivo. Considerando l'interruttore ideale, la tensione istantanea d'ingresso  $V_d$  costante ed il carico puramente resistivo, nella fig. 7.2b è mostrata la forma d'onda della tensione d'uscita in funzione delle posizioni dell'interruttore.

La tensione media di uscita può essere calcolata in funzione del duty cycle:

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_o(t) dt = \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{t_{\text{on}}} V_d dt + \int_{t_{\text{on}}}^{T_s} 0 dt \right) = \frac{t_{\text{on}}}{T_s} V_d = DV_d \quad (7.2)$$

Sostituendo l'espressione di  $D$  dell'eq. 7.1 nell'eq. 7.2 si ottiene

$$V_o = \frac{V_d}{\hat{V}_{st}} v_{\text{controllo}} = k v_{\text{controllo}}$$

dove

$$k = \frac{V_d}{\hat{V}_{st}} = \text{costante}$$

Variando il duty cycle  $t_{\text{on}}/T_s$  dell'interruttore, si può controllare  $V_o$ . Un'altra importante osservazione è che il valore medio della tensione d'uscita  $V_o$  varia linearmente con la tensione di controllo, come nel caso di un amplificatore lineare.

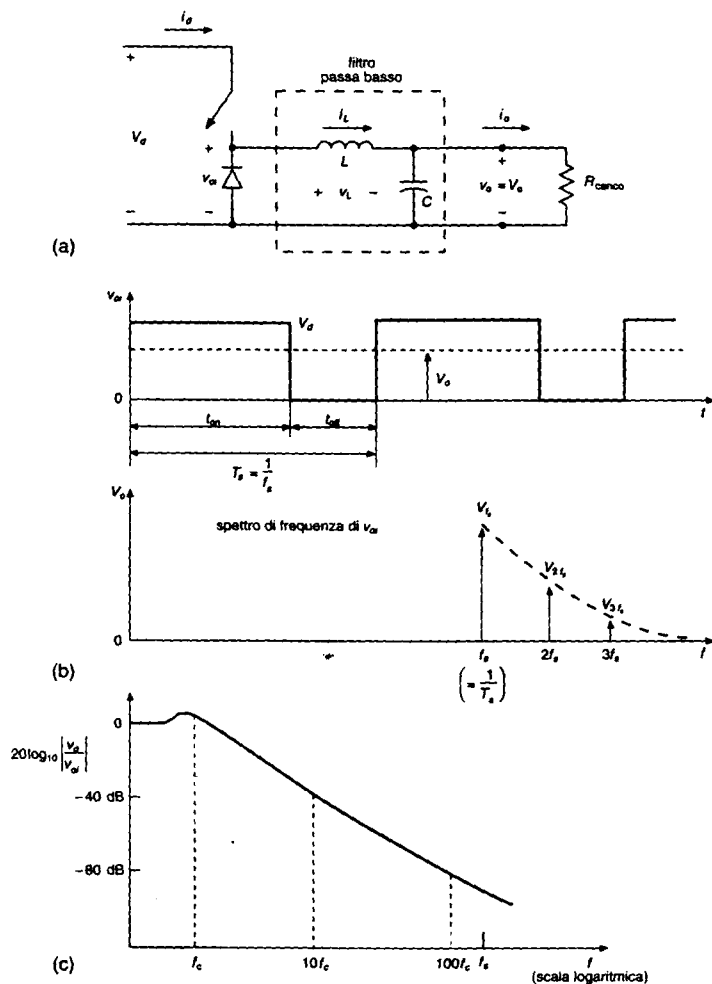


Fig. 7.4 Convertitore abbassatore dc-dc.

Nelle applicazioni reali, il circuito precedente ha due aspetti negativi: (1) nella pratica il carico è induttivo; anche con un carico resistivo, sicuramente c'è sempre associata una induttanza parassita. Questo significa che l'interruttore deve assorbire (o dissipare) l'energia induttiva e quindi potrebbe essere distrutto; (2) la tensione di uscita oscilla tra zero e  $V_d$ , e questo non è accettabile nella maggior parte delle applicazioni. Il problema dell'energia induttiva immagazzinata è superato usando un diodo, come è mostrato nella fig. 7.4a. Le variazioni della tensione d'uscita si riducono molto usando un filtro passa basso formato da un induttore e da un condensatore.

La fig. 7.4b mostra l'andamento  $v_o$  della tensione all'ingresso del filtro passa basso (la stessa di quella d'uscita della fig. 7.2b senza il filtro passa basso), che ha una componente continua  $V_o$ , l'armonica alla frequenza di commutazione  $f_s$  e i suoi multipli. La fig. 7.4c rappresenta la caratteristica del filtro passa basso con lo smorzamento introdotto dal carico resistivo  $R$ .

La frequenza di taglio  $f_c$  di questo filtro passa basso deve essere molto più bassa della frequenza di commutazione, per eliminare dalla tensione di uscita il ripple a frequenza di commutazione.

Durante l'intervallo di chiusura dell'interruttore, il diodo della fig. 7.4a è polarizzato inversamente e l'ingresso fornisce energia sia al carico, sia all'induttore. Durante l'intervallo di apertura dell'interruttore, la corrente dell'induttore circola nel diodo, trasferendo al carico l'energia che l'induttore stesso ha immagazzinato.

Nell'analisi in regime permanente qui presentata, la capacità del condensatore di filtro posto sull'uscita è molto alta, perché di solito le applicazioni richiedono una tensione d'uscita istantanea quasi costante  $v_o(t) \approx V_o$ . Il ripple nella tensione del condensatore (tensione d'uscita) sarà calcolato in seguito.

Dalla fig. 7.4a si osserva che in un convertitore abbassatore la corrente media nell'induttore è uguale alla corrente media di uscita  $I_o$ , poiché la corrente media attraverso il condensatore in regime permanente è uguale a zero (come già discusso nel capitolo 3, paragrafo 3.2.5.1)

### 7.3.1 Modalità di conduzione continua

La fig. 7.5 mostra le forme d'onda per una modalità di funzionamento continuo nella quale la corrente nell'induttore circola senza discontinuità [ $i_L(t) > 0$ ]. Quando l'interruttore è chiuso per il tempo  $t_{on}$ , in esso circola la corrente dell'induttore e il diodo è polarizzato inversamente.

Questo comporta una tensione positiva  $v_L = V_d - V_o$  sull'induttore, come mostra la fig. 7.5a; e, di conseguenza, un aumento lineare della corrente nell'induttore  $i_L$ .

Quando l'interruttore è aperto, la corrente  $i_L$  continua a circolare grazie all'energia immagazzinata nell'induttore. Questa corrente adesso circola attraverso il diodo e si ha  $v_L = -V_o$  come mostra la fig. 7.5b.

Poiché in regime permanente la forma d'onda si ripete dopo ogni periodo, l'integrale della tensione dell'induttore esteso al periodo deve essere uguale a zero, come discusso nel capitolo 3 (eq. 3.51), dove  $T_s = t_{on} + t_{off}$ :

$$\int_0^{T_s} v_L dt = \int_0^{t_{on}} v_L dt + \int_{t_{on}}^{T_s} v_L dt = 0$$

Nella fig. 7.5, l'equazione precedente implica che le aree  $A$  e  $B$  devono essere uguali. Quindi si ha

$$(V_d - V_o)t_{on} = V_o(T_s - t_{on})$$

oppure

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{T_s} = D \quad (\text{duty cycle}) \quad (7.3)$$

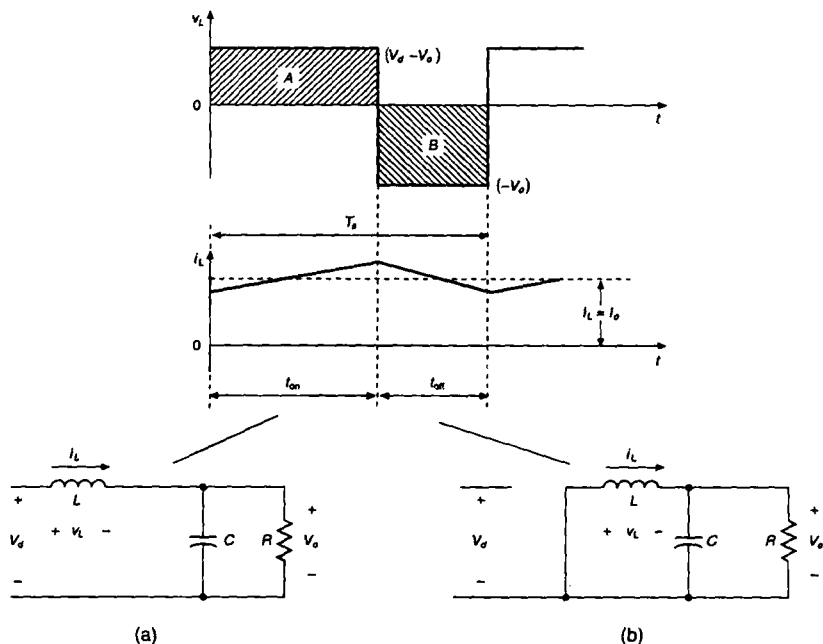


Fig. 7.5 Stati del circuito del convertitore abbassatore (supponendo che  $i_L$  circoli con continuità): (a) interruttore chiuso, (b) interruttore aperto.

In questo modo, per una data tensione d'ingresso, quella d'uscita varia linearmente con il duty cycle dell'interruttore e non dipende da nessun altro parametro del circuito.

L'equazione precedente può anche essere dedotta semplicemente mediando la tensione  $v_{oi}$  della fig. 7.4b; ricordando che la tensione media sull'induttore in regime di funzionamento permanente è uguale a zero, si ha:

$$\frac{V_d t_{on} + 0 \cdot t_{off}}{T_s} = V_o$$

oppure

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{T_s} = D$$

Trascurando le perdite associate a tutti gli elementi del circuito, la potenza d'ingresso è uguale a quella d'uscita, cioè

$$P_d = P_o$$

Quindi

$$V_d I_d = V_o I_o$$

e

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{V_d}{V_o} = \frac{1}{D} \quad (7.4)$$

Nella modalità di conduzione continua, il convertitore abbassatore equivale a un ipotetico "trasformatore in continua" nel quale il rapporto di trasformazione può essere regolato con continuità per via elettronica nell'intervallo 0+1, agendo sul duty cycle dell'interruttore.

Si osservi che, sebbene il valore medio della corrente  $I_d$  segua il rapporto di un trasformatore, la forma d'onda della corrente istantanea d'ingresso passa da un valore massimo a zero ogni volta che l'interruttore è aperto. Sull'ingresso può essere richiesto un filtro appropriato per eliminare gli effetti non desiderati delle armoniche della corrente.

### 7.3.2 Confine tra conduzione continua e discontinua

In questo paragrafo sviluppiamo le equazioni che mostrano l'influenza dei vari parametri del circuito sul modo di conduzione della corrente nell'induttore (continuo e discontinuo). La fig. 7.6a mostra le forme d'onda di  $v_L$  e  $i_L$  al limite del modo continuo di conduzione della corrente. Essendo al confine tra il modo continuo e discontinuo, la corrente  $i_L$  dell'induttore si annulla per definizione al termine di ogni periodo di apertura.

In corrispondenza di questo confine, indicato con il pedice B, la corrente media dell'induttore è

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,\text{picco}} = \frac{t_{\text{on}}}{2L} (V_d - V_o) = \frac{DT_s}{2L} (V_d - V_o) = I_{oB} \quad (7.5)$$

Quindi, durante una determinata condizione di funzionamento (per un dato insieme di valori di  $T_s$ ,  $V_d$ ,  $V_o$ ,  $L$  e  $D$ ), se la corrente media di uscita (e, quindi, la corrente media dell'induttore) diventa inferiore a  $I_{LB}$  data dall'eq. 7.5, allora  $i_L$  diventa discontinua.

### 7.3.3 Modalità di conduzione discontinua

A seconda delle applicazioni di questi convertitori, la tensione d'ingresso  $V_d$  oppure quella d'uscita  $V_o$  rimangono costanti durante il funzionamento. Queste due condizioni sono discusse qui di seguito.

#### 7.3.3.1 Modalità di conduzione discontinua con $V_d$ costante

In una applicazione come quella del controllo di velocità di un motore a corrente continua,  $V_d$  rimane essenzialmente costante e  $V_o$  è controllata regolando il duty cycle  $D$  del convertitore. Poiché  $V_o = DV_d$ , dall'eq. 7.5 si ricava la corrente media nell'induttore al limite della conduzione continua:

$$I_{LB} = \frac{T_s V_d}{2L} D(1-D) \quad (7.6)$$

Sulla base di questa equazione, nella fig. 7.6b è riportato il grafico di  $I_{LB}$  in funzione del duty cycle  $D$ , tenendo costanti  $V_d$  e tutti gli altri parametri.

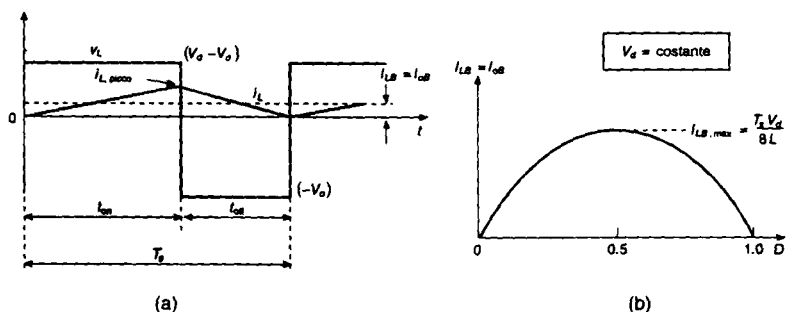


Fig. 7.6 Corrente al limite della conduzione continua-discontinua: (a) forma d'onda della corrente, (b)  $I_{LB}$  in funzione di  $D$  tenendo  $V_d$  costante.

Si vede che la corrente d'uscita che si ha nel modo di conduzione continuo è massima quando  $D = 0.5$ . Il suo valore è:

$$I_{LB,max} = \frac{T_s V_d}{8L} \quad (7.7)$$

Dalle eqq. 7.6 e 7.7 si ha

$$I_{LB} = 4I_{LB,max}D(1-D) \quad (7.8)$$

È ora di calcolare il rapporto  $V_o/V_d$  nel modo discontinuo. Si faccia l'ipotesi che all'inizio il convertitore stia funzionando al limite della conduzione continua, come nella fig. 7.6a, per determinati valori di  $T$ ,  $L$ ,  $V_d$  e  $D$ . Se questi parametri sono tenuti costanti e la potenza di uscita diminuisce (cioè, la resistenza di carico aumenta), la corrente media nell'induttore diminuisce. Come è mostrato nella fig. 7.7, questo impone un valore di  $V_o$  più elevato rispetto al caso precedente e di conseguenza si ha una corrente discontinua nell'induttore.

Durante l'intervallo  $\Delta_2 T_s$ , nel quale la corrente dell'induttore è zero, la potenza sul carico resistivo è fornita soltanto dal filtro capacitivo. Anche la tensione  $v_L$  dell'induttore in questo intervallo è zero. Eguagliando ancora a zero l'integrale della tensione dell'induttore durante un periodo, si ottiene

$$(V_d - V_o)DT_s + (-V_o)\Delta_1 T_s = 0 \quad (7.9)$$

$$\therefore \frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{D + \Delta_1} \quad (7.10)$$

dove  $D + \Delta_1 < 1.0$ . Dalla fig. 7.7 si ha:

$$i_{L,picco} = \frac{V_o}{L} \Delta_1 T_s \quad (7.11)$$

Quindi,

$$I_o = i_{L,picco} \frac{D + \Delta_1}{2} \quad (7.12)$$



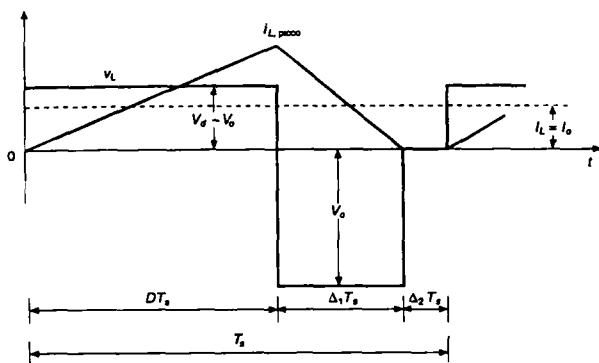


Fig. 7.7 Conduzione discontinua in un convertitore abbassatore.

$$= \frac{V_o T_s}{2L} (D + \Delta_1) \Delta_1 \quad (\text{usando l'eq. 7.11}) \quad (7.13)$$

$$= \frac{V_d T_s}{2L} D \Delta_1 \quad (\text{usando l'eq. 7.10}) \quad (7.14)$$

$$= 4 I_{LB, \max} D \Delta_1 \quad (\text{usando l'eq. 7.7}) \quad (7.15)$$

$$\therefore \Delta_1 = \frac{I_o}{4 I_{LB, \max} D} \quad (7.16)$$

Dall'eq. 7.10 e eq. 7.16

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4} (I_o / I_{LB, \max})} \quad (7.17)$$

La fig. 7.8 mostra le caratteristiche di un convertitore abbassatore in entrambi i modi di funzionamento per una  $V_d$  costante. Il rapporto tra le tensioni ( $V_o/V_d$ ) è rappresentato in funzione di  $I_o/I_{LB, \max}$  per differenti valori del duty cycle usando l'eq. 7.3 e l'eq. 7.17.

Il confine tra il modo di funzionamento continuo e discontinuo, mostrato dalla curva tratteggiata, è stabilito dalle eqq. 7.3 e 7.8.

### 7.3.3.2 Modalità di conduzione discontinua con $V_o$ costante

In applicazioni come gli alimentatori stabilizzati in continua,  $V_d$  può oscillare ma  $V_o$  è tenuta costante regolando il duty cycle  $D$ .

Poiché  $V_d = V_o/D$ , dall'eq. 7.5 la corrente media nell'induttore al confine del modo di conduzione continua è:

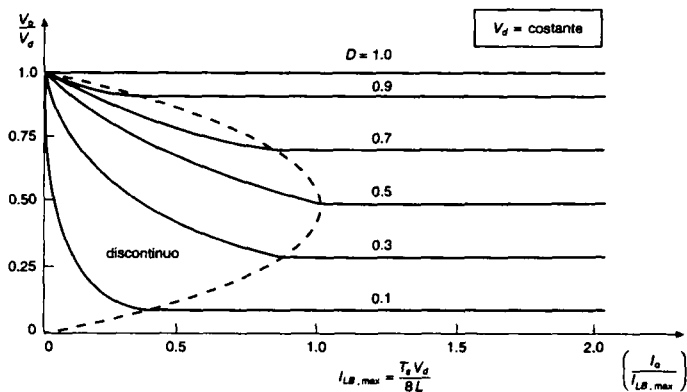


Fig. 7.8 Caratteristiche di un convertitore abbassatore tenendo  $V_d$  costante.

$$I_{LB} = \frac{T_s V_o}{2L} (1-D) \quad (7.18)$$

L'eq. 7.18 mostra che se  $V_o$  è tenuta costante, si ha il valore massimo di  $I_{LB}$  quando  $D = 0$ . Tale valore è:

$$I_{LB,max} = \frac{T_s V_o}{2L} \quad (7.19)$$

Si noti che il funzionamento corrispondente a  $D = 0$  e ad un valore non nullo di  $V_o$  è certamente ipotetico, perché richiederebbe un valore infinito di  $V_d$ .

Dalle eqq. 7.18 e 7.19 si ricava:

$$I_{LB} = (1-D) I_{LB,max} \quad (7.20)$$

Per il funzionamento del convertitore dove  $V_o$  è tenuto costante, è utile avere il duty cycle  $D$  in funzione di  $I_o / I_{LB,max}$ . Usando le eqq. 7.10 e 7.13 (che sono valide nel modo di conduzione discontinua se  $V_o$  oppure  $V_d$  è tenuta costante) assieme all'eq. 7.19 per il caso in cui  $V_o$  è tenuta costante, si ha:

$$D = \frac{V_o}{V_d} \left( \frac{I_o / I_{LB,max}}{1 - V_o / V_d} \right)^{1/2} \quad (7.21)$$

Il duty cycle  $D$  in funzione di  $I_o / I_{LB,max}$  è rappresentato nel diagramma della fig. 7.9 per differenti valori di  $V_d / V_o$ , tenendo  $V_o$  costante. Il confine tra il modo di funzionamento continuo e discontinuo è ottenuto usando l'eq. 7.20.

### 7.3.4 Ripple della tensione di uscita

Nell'analisi fatta in precedenza, il valore della capacità è stato ipotizzato tanto elevato da avere  $v_o(t) = V_o$ .

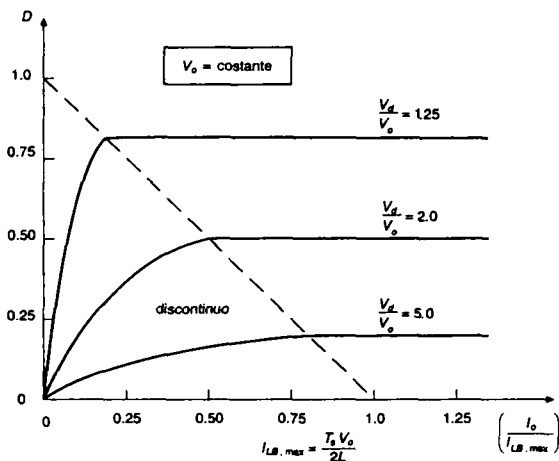


Fig. 7.9 Caratteristiche di un convertitore abbassatore tenendo  $V_o$  costante.

Tuttavia, il ripple nella tensione d'uscita con un valore reale di capacità può essere calcolato considerando la forma d'onda della fig. 7.10 per un modo di conduzione continua. Supponendo che tutto il ripple della corrente  $i_L$  circoli nel condensatore e che il valore medio di  $i_L$  circoli nel carico resistivo, l'area tratteggiata della fig. 7.10 rappresenta una carica addizionale  $\Delta Q$ . Quindi, la tensione di ripple da picco a picco  $\Delta V_o$  può essere scritta nel modo seguente:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \frac{1}{2} \frac{\Delta I_L}{2} \frac{T_s}{2}$$

Dalla fig. 7.5 durante  $t_{off}$  si ha:

$$\Delta I_L = \frac{V_o}{L} (1-D) T_s \quad (7.22)$$

Quindi, la sostituzione di  $\Delta I_L$  dell'eq. 7.22 in quella precedente fornisce

$$\Delta V_o = \frac{T_s}{8C} \frac{V_o}{L} (1-D) T_s \quad (7.23)$$

$$\therefore \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{8} \frac{T_s^2 (1-D)}{LC} = \frac{\pi^2}{2} (1-D) \left( \frac{f_c}{f_s} \right)^2 \quad (7.24)$$

dove la frequenza di commutazione è  $f_s = 1/T_s$  e

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (7.25)$$

L'eq. 7.24 mostra che il ripple della tensione può essere reso minimo scegliendo la frequenza di taglio  $f_c$  del filtro d'uscita passa basso in modo che sia  $f_c \ll f_s$ .

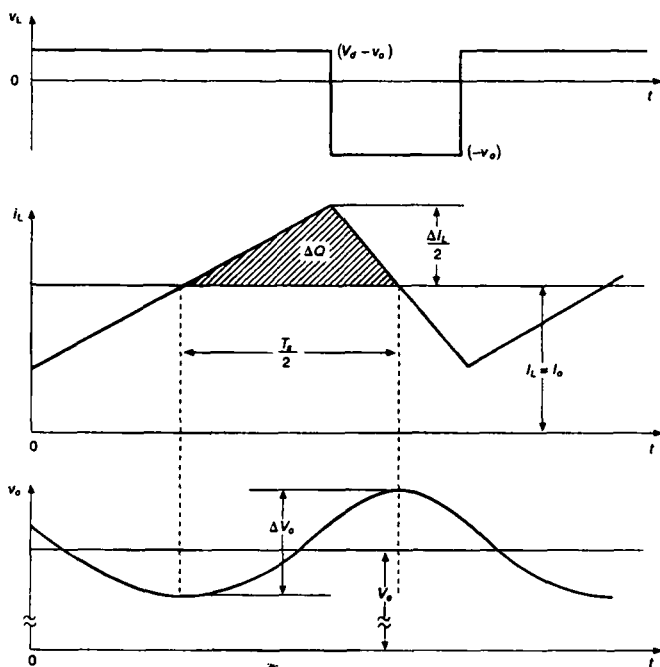


Fig. 7.10 Ripple della tensione d'uscita in un convertitore abbassatore.

Si nota anche che il ripple è indipendente dalla potenza assorbita dal carico in uscita, purché il convertitore funzioni nel modo di conduzione continua. Una simile analisi può essere eseguita per il modo di conduzione discontinua.

Si noti che in un alimentatore a commutazione, di solito si stabilisce che la percentuale di ripple della tensione d'uscita sia, per esempio, minore di 1%.

Quindi è valida l'analisi fatta nel paragrafo precedente, avendo posto  $v_o(t) = V_o$ . Si noti che il ripple d'uscita della eq. 7.24 è coerente con la discussione sulla caratteristica del filtro passa basso della fig. 7.4c.

#### 7.4 Convertitore elevatore (*boost*)

La fig. 7.11 rappresenta un convertitore elevatore. La sua principale applicazione riguarda gli alimentatori stabilizzati in continua e la frenatura con recupero d'energia dei motori a corrente continua. Come indica la denominazione, la tensione d'uscita è sempre più grande di quella d'ingresso.

Quando l'interruttore è chiuso, il diodo è polarizzato inversamente, la sezione d'uscita è isolata e l'ingresso fornisce energia all'induttore.

Quando l'interruttore è aperto, la sezione d'uscita riceve energia sia dall'induttore, sia dall'ingresso.

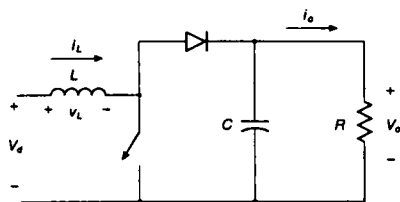


Fig. 7.11 Convertitore dc-dc elevatore.

Nell'analisi in regime permanente qui presentata, il condensatore ha una capacità così elevata da assicurare che la tensione di uscita sia costante:  $v_o(t) \approx V_o$ .

### 7.4.1 Modalità di conduzione continua

La fig. 7.12 mostra le forme d'onda in regime permanente per questa modalità di conduzione, nella quale la corrente nell'induttore scorre senza discontinuità ( $i_L(t) > 0$ ).

Dato che in regime permanente l'integrale della tensione dell'induttore in un periodo deve essere uguale a zero, si ha:

$$V_d t_{\text{on}} + (V_d - V_o) t_{\text{off}} = 0$$

Dividendo entrambi i membri per  $T_s$  e riordinando i termini si ottiene

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{T_s}{t_{\text{off}}} = \frac{1}{1-D} \quad (7.26)$$

Supponendo il circuito privo di perdite, si ha  $P_d = P_o$

$$\therefore V_d I_d = V_o I_o$$

e

$$\frac{I_o}{I_d} = (1-D) \quad (7.27)$$

### 7.4.2 Confine tra conduzione continua e discontinua

La fig. 7.13a mostra le forme d'onda al limite della conduzione continua. Per definizione, in questa modalità la corrente  $i_L$  diventa uguale a zero alla fine dell'intervallo di apertura. Il valore medio della corrente nell'induttore in questa situazione di confine è:

$$\begin{aligned} I_{LB} &= \frac{1}{2} i_{L, \text{picco}} \quad (\text{fig. 7.13a}) \\ &= \frac{1}{2} \frac{V_d}{L} t_{\text{on}} \\ &= \frac{T_s V_o}{2L} D(1-D) \quad (\text{usando l'eq. 7.26}) \end{aligned} \quad (7.28)$$

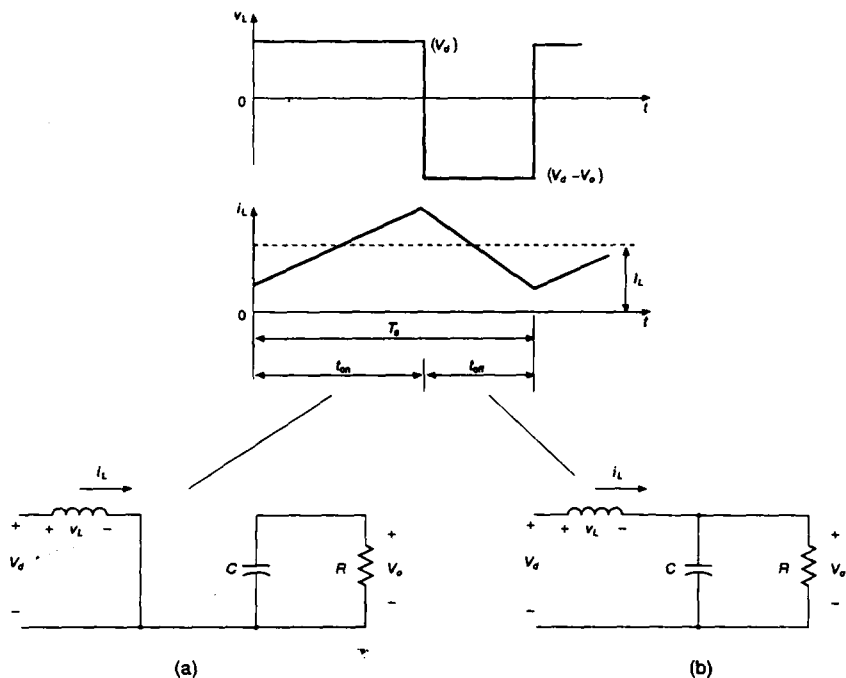


Fig. 7.12 Modalità di conduzione continua: (a) interruttore chiuso, (b) interruttore aperto.

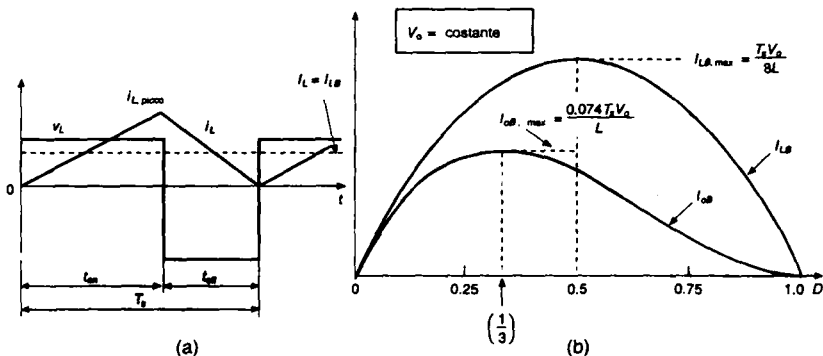


Fig. 7.13 Convertitore elevatore dc-dc al confine della conduzione continua-discontinua.

Ricordando che in un convertitore elevatore la corrente nell'induttore e quella di ingresso sono uguali ( $i_d = i_L$ ), e usando le eqq. 7.27 e 7.28 si trova che il valore medio

della corrente d'uscita al confine della conduzione continua è

$$I_{oB} = \frac{T_s V_o}{2L} D(1-D)^2 \quad (7.29)$$

Di solito le applicazioni nelle quali è usato un convertitore elevatore richiedono che  $V_o$  sia tenuta costante. Quindi, con  $V_o$  costante,  $I_{oB}$  è rappresentata nel grafico della fig. 7.13b in funzione del duty cycle  $D$ . Con  $V_o$  costante, la variazione del duty cycle implica la variazione della tensione di ingresso.

La fig. 7.13b mostra che  $I_{LB}$  raggiunge il valore massimo quando  $D = 0.5$ . Si ha:

$$I_{LB,max} = \frac{T_s V_o}{8L} \quad (7.30)$$

Inoltre,  $I_{oB}$  ha il suo massimo quando  $D = 1/3 = 0.333$ :

$$I_{oB,max} = \frac{2}{27} \frac{T_s V_o}{L} = 0.074 \frac{T_s V_o}{L} \quad (7.31)$$

Con riferimento ai loro valori massimi,  $I_{LB}$  e  $I_{oB}$  possono essere espresse come

$$I_{LB} = 4D(1-D)I_{LB,max} \quad (7.32)$$

e

$$I_{oB} = \frac{27}{4} D(1-D)^2 I_{oB,max} \quad (7.33)$$

La fig. 7.13b mostra che per un dato  $D$ , con  $V_o$  costante, se la corrente media nel carico scende sotto  $I_{oB}$  (e, perciò, quella nell'induttore sotto  $I_{LB}$ ) la conduzione della corrente diventa discontinua.

### 7.4.3 Modalità di conduzione discontinua

Per comprendere la modalità di conduzione discontinua della corrente, si supponga che per una diminuzione della potenza d'uscita  $V_d$  e  $D$  rimangano costanti (sebbene, in pratica,  $D$  dovrebbe variare per tenere  $V_o$  costante).

La fig. 7.14 confronta le forme d'onda al confine della conduzione continua e discontinua, nell'ipotesi che  $V_d$  e  $D$  siano costanti.

Nella fig. 7.14b, la conduzione discontinua della corrente avviene in conseguenza di una diminuzione di  $P_o = (P_d)$  e, quindi, di un più basso valore di  $I_L = (I_d)$ , poiché  $V_d$  è costante.

Poiché nella fig. 7.14  $i_{L, piccolo}$  è la stessa per entrambe le modalità, un valore più basso di  $I_L$  (e, quindi, una  $i_L$  discontinua) è possibile solo se  $V_o$  cresce nella fig. 7.14b.

Se si uguaglia a zero l'integrale della tensione dell'induttore esteso a un periodo si ha:

$$\begin{aligned} V_d D T_s + (V_d - V_o) \Delta_1 T_s &= 0 \\ \therefore \frac{V_o}{V_d} &= \frac{\Delta_1 + D}{\Delta_1} \end{aligned} \quad (7.34)$$

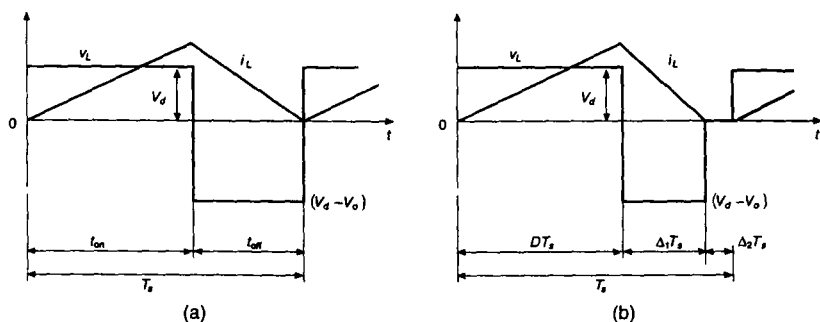


Fig. 7.14 Forme d'onda in un convertitore elevatore dc-dc: (a) al confine della conduzione continua-discontinua, (b) in conduzione discontinua.

e

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{\Delta_1}{\Delta_1 + D} \quad (\text{poichè } P_d = P_o) \quad (7.35)$$

Dall'eq. 7.14b il valore medio della corrente d'ingresso, che è anche uguale a quello dell'induttore, è

$$I_d = \frac{V_d}{2L} DT_s (D + \Delta_1) \quad (7.36)$$

Usando l'eq. 7.35 in quella precedente si ottiene

$$I_o = \left( \frac{T_s V_d}{2L} \right) D \Delta_1 \quad (7.37)$$

In pratica, poiché  $V_o$  è tenuto costante e  $D$  varia in risposta alle variazioni di  $V_d$ , è molto più utile ottenere il duty cycle  $D$  richiesto in funzione della corrente nel carico per differenti valori di  $V_o/V_d$ .

Usando le eqq. 7.34, 7.37 e 7.31 si ottiene:

$$D = \left[ \frac{4 V_o}{27 V_d} \left( \frac{V_o}{V_d} - 1 \right) \frac{I_o}{I_{oB,max}} \right]^{1/2} \quad (7.38)$$

Nel grafico della fig. 7.15,  $D$  è rappresentato in funzione di  $I_o/I_{oB,max}$  per differenti valori di  $V_d/V_o$ . Il confine fra la conduzione continua e quella discontinua è indicato dalla curva tratteggiata. Nella modalità discontinua, se  $V_o$  non è controllata durante ogni periodo di commutazione, almeno la seguente energia

$$\frac{L}{2} i_{L,picco}^2 = \frac{(V_d DT_s)^2}{2L} \quad [\text{Ws}]$$

viene trasferita dall'ingresso al condensatore in uscita e al carico. Se il carico non è in grado di assorbire questa energia, la tensione  $V_o$  ai capi del condensatore cresce fino a quando si stabilisce una situazione di equilibrio energetico.



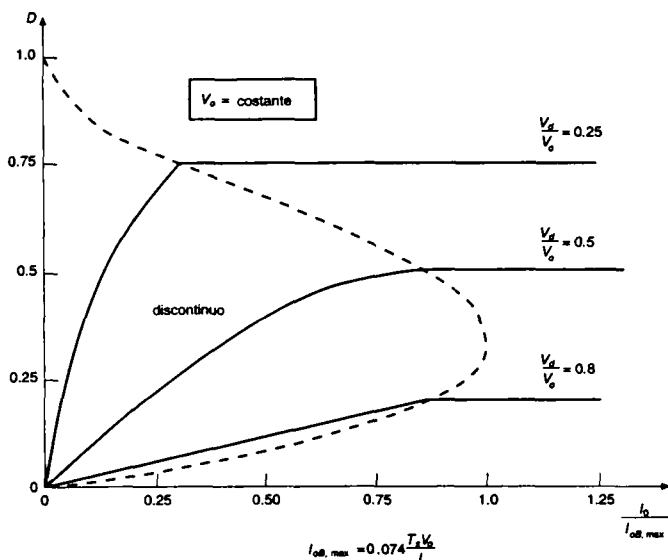


Fig. 7.15 Caratteristiche di un convertitore elevatore tenendo  $V_o$  costante.

Se il carico diventa molto basso, l'incremento di  $V_o$  può causare la rottura del condensatore o generare una pericolosa tensione elevata.

### Esempio 7.1

In un convertitore elevatore, il duty cycle è regolato per ottenere una tensione di uscita  $V_o = 48$  V. La tensione di ingresso varia in un ampio intervallo, da 12 a 36 V. La potenza massima d'uscita è 120 W. Per motivi di stabilità, è richiesto che il convertitore funzioni in modalità di conduzione discontinua della corrente. La frequenza di commutazione è 50 kHz. Considerando ideali i componenti e prendendo  $C$  molto grande, calcolare il massimo valore di  $L$  che può essere usato.

### Soluzione

In questo convertitore,  $V_o = 48$  V,  $T_s = 20$   $\mu$ s e  $I_{o,max} = 120$  W/48 V = 2.5 A. Per trovare il massimo valore di  $L$  che mantiene discontinua la conduzione della corrente, si suppone che, nella condizione estrema di funzionamento, la corrente nell'induttore sia al limite della conduzione continua.

Per l'intervallo dato di  $V_d$  (12 + 36 V),  $D$  è nell'intervallo 0.75 + 0.25 (corrispondente al limite della conduzione continua). Per questo intervallo di  $D$ , nella fig. 7.13b si vede che  $I_{oB}$  ha il valore più piccolo in corrispondenza di  $D = 0.75$ .

Quindi, sostituendo  $D = 0.75$  nella eq. 7.29 valida per  $I_{oB}$  e uguagliandola alla corrente  $I_{o,max}$  di 2.5 A si può calcolare

$$L = \frac{20 \times 10^{-6} \times 48}{2 \times 2.5} 0.75(1 - 0.75)^2 = 9 \mu\text{H}$$

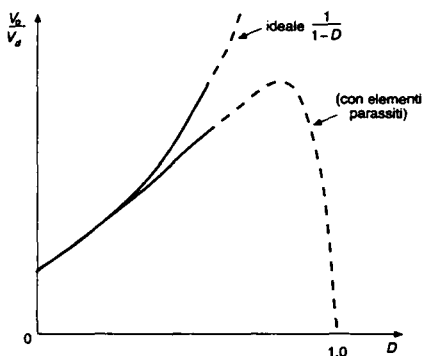


Fig. 7.16 Effetti degli elementi parassiti sul rapporto di conversione delle tensioni (convertitore elevatore).

Quindi, con  $L = 9 \mu\text{H}$  il funzionamento del convertitore è al limite della conduzione continua con  $V_d = 12 \text{ V}$  e  $P_o = 120 \text{ W}$ . Altrimenti, la conduzione è discontinua. Per assicurare ancora di più una conduzione discontinua si può usare una induttanza più piccola di  $9 \mu\text{H}$ .

#### 7.4.4 Effetti degli elementi parassiti

In un convertitore elevatore gli elementi parassiti sono dovuti alle perdite associate all'induttore, al condensatore, all'interruttore e al diodo. La fig. 7.16 mostra in modo qualitativo l'effetto di questi elementi parassiti sul rapporto di trasformazione della tensione.

Diversamente dalla caratteristica ideale, nella realtà,  $V_o/V_d$  decade quando il duty cycle si avvicina all'unità. Poiché l'interruttore è usato in modo poco efficace con questo duty cycle (come discusso nel paragrafo 7.8), le curve in questo intervallo sono tratteggiate. Questi elementi parassiti sono stati ignorati nell'analisi semplificata qui presentata: tuttavia, per progettare questi convertitori, tali elementi possono essere inseriti nei programmi di simulazione del circuito su computer.

#### 7.4.5 Ripple della tensione d'uscita

Il valore picco-picco del ripple della tensione d'uscita può essere calcolato considerando le forme d'onda mostrate nella fig. 7.17 per una modalità di funzionamento continuo.

Supponendo che tutto il ripple della corrente del diodo  $i_D$  circoli nel condensatore e che il valore medio di  $i_D$  circoli nel carico resistivo, l'area tratteggiata della fig. 7.17 rappresenta la carica  $\Delta Q$ . Quindi il valore picco-picco del ripple di tensione è dato da

$$\begin{aligned} \Delta V_o &= \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o DT_s}{C} \quad (\text{supponendo una corrente di uscita costante}) \\ &= \frac{V_o}{R} \frac{DT_s}{C} \end{aligned} \quad (7.39)$$

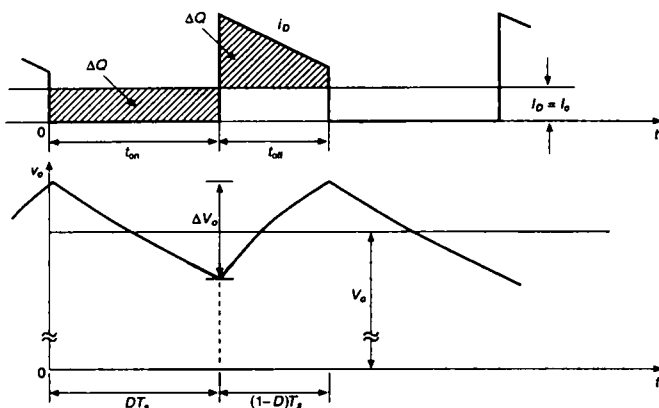


Fig. 7.17 Ripple della tensione d'uscita in un convertitore elevatore.

$$\begin{aligned} \therefore \frac{\Delta V_o}{V_o} &= \frac{DT_s}{RC} \\ &= D \frac{T_s}{\tau} \quad (\text{dove } \tau = RC \text{ è la costante di tempo}) \end{aligned} \quad (7.40)$$

Una analisi simile può essere eseguita per la modalità di conduzione discontinua.

## 7.5 Convertitore abbassatore-elevatore (*buck-boost*)

La principale applicazione di un convertitore abbassatore-elevatore, o *buck-boost*, riguarda gli alimentatori stabilizzati in corrente continua, nei quali può essere richiesta una tensione di uscita negativa rispetto al morsetto comune della tensione di alimentazione; la tensione d'uscita può essere più alta o più bassa di quella d'ingresso.

Un convertitore buck-boost può essere ottenuto dalla connessione in cascata dei due convertitori elementari, abbassatore ed elevatore. In regime permanente, il rapporto di conversione della tensione (tra l'uscita e l'ingresso) è il prodotto dei rapporti di conversione dei due convertitori in cascata (supponendo che gli interruttori in entrambi i convertitori abbiano lo stesso duty cycle):

$$\frac{V_o}{V_d} = D \frac{1}{1-D} \quad (\text{dalle eqq. 7.3 e 7.26}) \quad (7.41)$$

Ciò consente di ottenere una tensione di uscita più alta o più bassa della tensione d'ingresso, in funzione del duty cycle  $D$ .

La connessione in cascata di un convertitore abbassatore e di uno elevatore può essere accorpata in un singolo convertitore buck-boost come mostrato nella fig. 7.18.

Quando l'interruttore è chiuso, l'ingresso fornisce energia all'induttore e il diodo è polarizzato inversamente.

Quando l'interruttore è aperto, l'energia immagazzinata nell'induttore è trasferita all'uscita. Nessuna energia è fornita dall'ingresso durante questo intervallo di tempo.

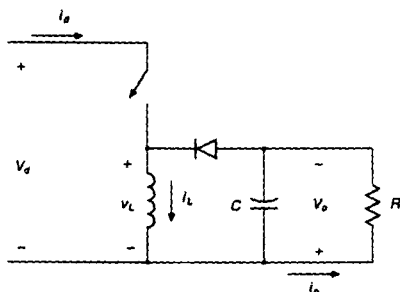


Fig. 7.18 Convertitore buck-boost.

Nell'analisi in regime permanente qui presentata, la capacità del condensatore è stata assunta molto elevata per avere una tensione di uscita costante  $v_o(t) \approx V_o$ .

### 7.5.1 Modalità di conduzione continua

La fig. 7.19 mostra le forme d'onda di una modalità di conduzione continua nella quale la corrente nell'induttore circola senza nessuna interruzione.

Uguagliando a zero l'integrale della tensione dell'induttore esteso ad un periodo, si ottiene

$$\begin{aligned}
 V_d DT_s + (-V_o)(1-D)T_s &= 0 \\
 \therefore \frac{V_o}{V_d} &= \frac{D}{1-D} \quad (7.42)
 \end{aligned}$$

e

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{1-D}{D} \quad (\text{assumendo } P_d = P_o) \quad (7.43)$$

L'eq. 7.42 implica che, in funzione del duty cycle, la tensione d'uscita può essere sia più alta, sia più bassa di quella d'ingresso.

### 7.5.2 Confine tra conduzione continua e discontinua

La fig. 7.20a mostra le forme d'onda al limite della conduzione continua. Per definizione, in questa modalità  $i_L$  diventa uguale a zero al termine dell'intervallo di apertura.

Dalla fig. 7.20a si ricava:

$$\begin{aligned}
 I_{LB} &= \frac{1}{2} i_{L,\text{picco}} \\
 &= \frac{T_s V_d}{2L} D \quad (7.44)
 \end{aligned}$$

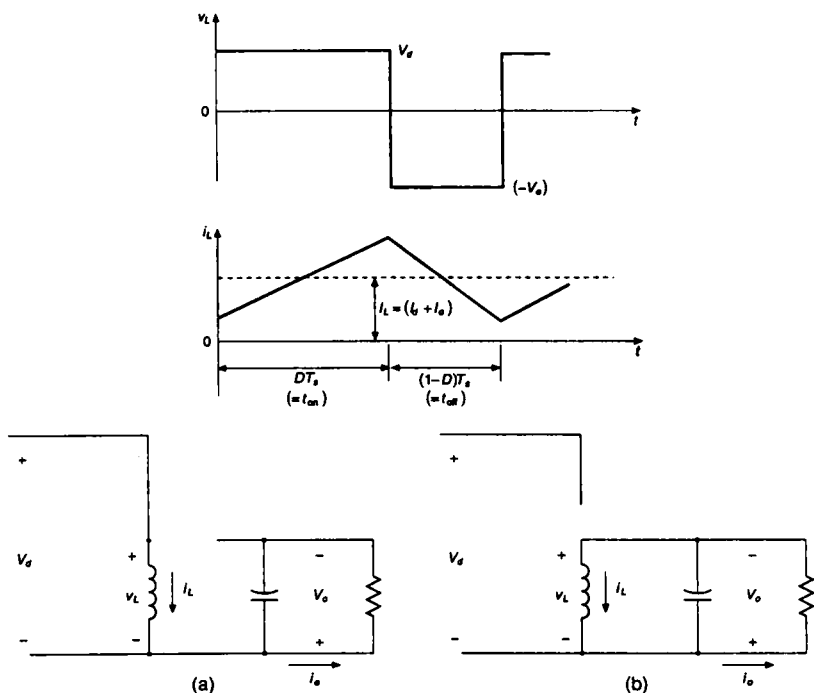


Fig. 7.19 Convertitore buck-boost ( $i_L > 0$ ): (a) interruttore chiuso, (b) interruttore aperto.

Dalla fig. 7.18 si ricava:

$$I_o = I_L - I_d \quad (7.45)$$

(poiché la corrente media nel condensatore è uguale a zero).

Usando le eqq. dalla 7.42 alla 7.45, si ottiene il valore medio della corrente nell'induttore e la corrente d'uscita al limite della conduzione continua in funzione di  $V_o$ :

$$I_{LB} = \frac{T_s V_o}{2L} (1-D) \quad (7.46)$$

e

$$I_{oB} = \frac{T_s V_o}{2L} (1-D)^2 \quad (7.47)$$

La maggior parte delle applicazioni nelle quali possono essere usati convertitori buck-boost richiedono che  $V_o$  sia tenuta costante, sebbene  $V_d$  (e quindi  $D$ ) possa variare.

Osservando le eqq. 7.46 e 7.47 si vede che sia  $I_{LB}$  sia  $I_{oB}$  raggiungono il loro valore massimo quando  $D = 0$ :

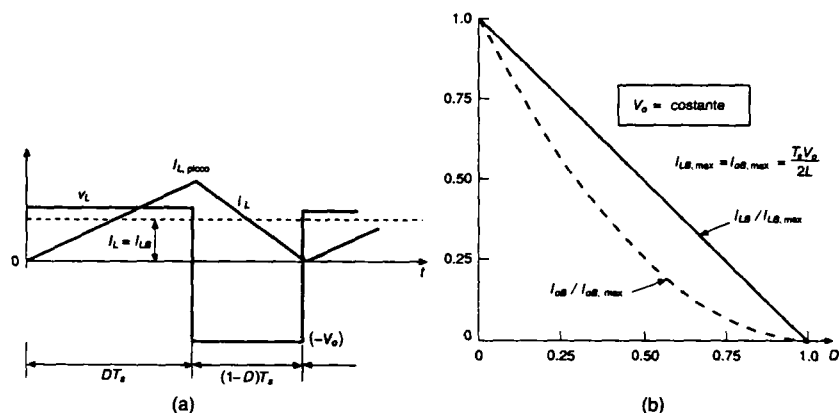


Fig. 7.20 Convertitore buck-boost: confine della conduzione continua-discontinua.

$$I_{LB,max} = \frac{T_s V_o}{2L} \quad (7.48)$$

e

$$I_{oB,max} = \frac{T_s V_o}{2L} \quad (7.49)$$

Usando le eqq. da 7.46 a 7.49 si ha

$$I_{LB} = I_{LB,max}(1-D) \quad (7.50)$$

e

$$I_{oB} = I_{oB,max}(1-D)^2 \quad (7.51)$$

La fig. 7.20b mostra  $I_{LB}$  e  $I_{oB}$  in funzione di  $D$ , tenendo  $V_o$  costante.

### 7.5.3 Modalità di conduzione discontinua

La fig. 7.21 mostra le forme d'onda con una corrente  $i_L$  discontinua. Uguagliando a zero l'integrale della tensione sull'induttore esteso a un periodo, si ottiene:

$$\begin{aligned} V_d DT_s + (-V_o) \Delta_1 T_s &= 0 \\ \therefore \frac{V_o}{V_d} &= \frac{D}{\Delta_1} \end{aligned} \quad (7.52)$$

e

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{\Delta_1}{D} \quad (\text{poiché } P_d = P_o) \quad (7.53)$$

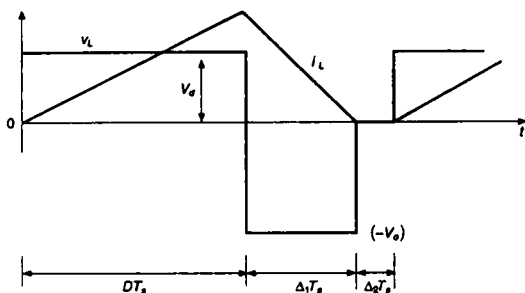


Fig. 7.21 Forme d'onda in un convertitore buck-boost in modalità di conduzione discontinua.

Dalla fig. 7.21 si ricava

$$I_L = \frac{V_d}{2L} DT_s (D + \Delta_1) \quad (7.54)$$

Poiché  $V_o$  è tenuta costante, è utile ottenere  $D$  in funzione della corrente d'uscita  $I_o$  nel carico per differenti valori di  $V_o/V_d$ . Usando le equazioni ottenute in precedenza, si trova che

$$D = \frac{V_o}{V_d} \sqrt{\frac{I_o}{I_{oB,max}}} \quad (7.55)$$

La fig. 7.22 mostra l'andamento di  $D$  in funzione di  $I_o/I_{oB,max}$  per differenti valori di  $V_d/V_o$ . Il confine tra la modalità continua e quella discontinua è rappresentato con una linea tratteggiata.

### Esempio 7.2

In un convertitore buck-boost funzionante a 20 kHz, sia  $L = 0.05$  mH. La capacità del condensatore d'uscita  $C$  è sufficientemente grande e  $V_d = 15$  V. L'uscita deve essere regolata a 10 V e il convertitore alimenta un carico che assorbe di 10 W. Calcolare il duty cycle  $D$ .

### Soluzione

In questo esempio,  $I_o = 10 \text{ W}/10 \text{ V} = 1$  A. All'inizio la modalità di conduzione non è conosciuta. Supponendo che la corrente sia al limite della conduzione continua, dall'eq. 7.42 si ha:

$$\frac{D}{1-D} = \frac{10}{15}$$

$$D = 0.4 \quad (\text{stima iniziale})$$

Dall'eq. 7.49 di ricava:

$$I_{oB,max} = \frac{0.05 \times 10}{2 \times 0.05} = 5 \text{ A}$$

Inserendo i valori  $D = 0.4$  e  $I_{oB,max} = 5$  A nell'eq. 7.51, si trova che

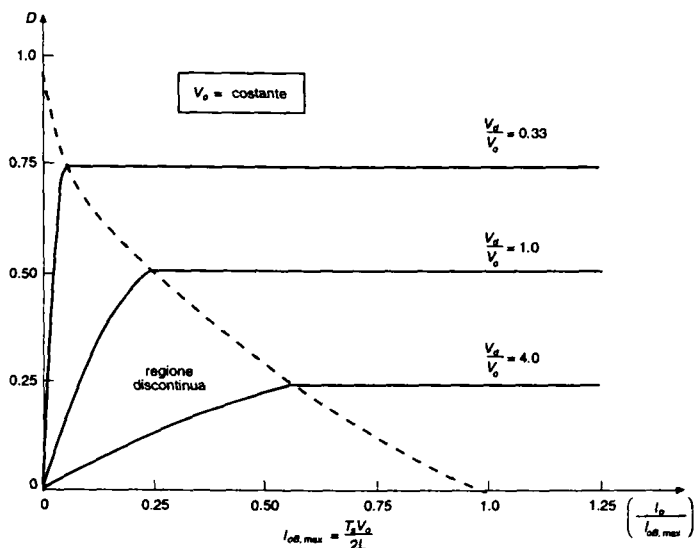


Fig. 7.22 Caratteristiche di un convertitore buck-boost tenendo  $V_o$  costante.

$$\begin{aligned}
 I_{oB} &= 5(1-0.4)^2 \\
 &= 1.8 \text{ A}
 \end{aligned}$$

Poiché la corrente d'uscita  $I_o = 1 \text{ A}$  è inferiore a  $I_{oB}$ , la conduzione di corrente è discontinua.

Quindi, usando l'eq. 7.55 si ricava

$$D = \frac{10}{15} \sqrt{\frac{1.0}{5.0}} = 0.3 \quad (\text{conduzione discontinua})$$

#### 7.5.4 Effetto degli elementi parassiti

Come nel convertitore elevatore, gli elementi parassiti hanno una incidenza significativa sul rapporto di conversione della tensione e sulla stabilità di un convertitore buck-boost controllato in anello chiuso. Come esempio, la fig. 7.23 mostra gli effetti qualitativi di questi elementi parassiti.

Le curve sono tratteggiate quando l'uso del convertitore è poco proficuo, per cui non sono praticabili duty cycle molto elevati.

Per progettare questi convertitori, gli effetti degli elementi parassiti possono essere rappresentati con un adeguato modello nei programmi di simulazione.



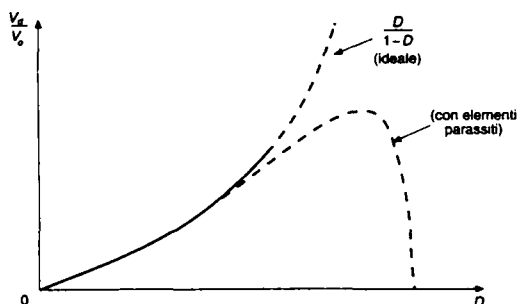


Fig. 7.23 Effetti degli elementi parassiti sul rapporto di conversione delle tensioni in un convertitore buck-boost.

### 7.5.5 Ripple della tensione di uscita

Il ripple nella tensione di uscita può essere calcolato considerando le forme d'onda mostrate nella fig. 7.24 per una modalità di funzionamento continuo.

Supponendo che tutto il ripple della corrente  $i_D$  circoli nel condensatore e che il valore medio di  $i_D$  circoli nel carico resistivo, l'area tratteggiata nella fig. 7.24 rappresenta la carica  $\Delta Q$ .

Quindi il valore picco-picco del ripple della tensione è calcolato nel modo seguente:

$$\begin{aligned}\Delta V_o &= \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o DT_s}{C} \quad (\text{supponendo una corrente di uscita costante}) \\ &= \frac{V_o DT_s}{R C}\end{aligned}\quad (7.56)$$

$$\begin{aligned}\frac{\Delta V_o}{V_o} &= \frac{DT_s}{RC} \\ &= D \frac{T_s}{\tau}\end{aligned}\quad (7.57)$$

dove  $\tau = RC$  è la costante di tempo.

Una analisi simile può essere eseguita per la modalità discontinua di funzionamento.

## 7.6 Convertitore dc-dc di tipo Cúk

Il convertitore Cúk, che prende il nome dal suo inventore, è rappresentato nella fig. 7.25. Questo convertitore è ottenuto applicando il principio di dualità al circuito di un convertitore buck-boost, discusso nel paragrafo precedente.

Come il convertitore buck-boost, quello di Cúk fornisce una tensione di uscita regolata con polarità negativa rispetto al morsetto comune della tensione di ingresso.

Il condensatore  $C_1$  funziona come mezzo principale per immagazzinare energia e trasferirla dall'ingresso all'uscita.

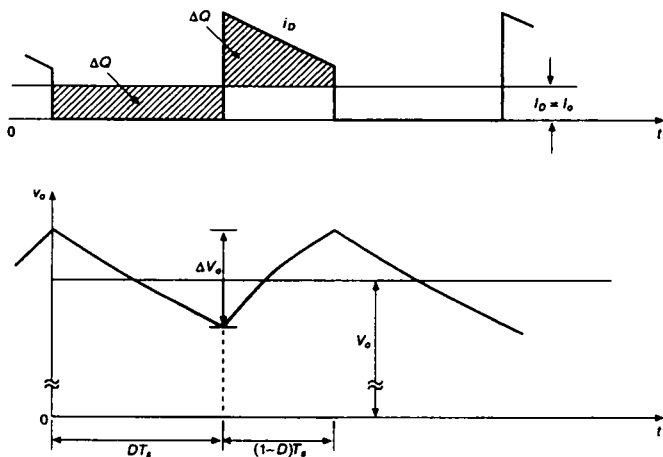


Fig. 7.24 Ripple della tensione d'uscita in un convertitore buck-boost.

In regime permanente, i valori medi delle tensioni sugli induttori  $V_{L1}$  e  $V_{L2}$  sono uguali a zero. Quindi, osservando la fig. 7.25 si ricava:

$$V_{C1} = V_d + V_o \quad (7.58)$$

Quindi,  $V_{C1}$  è più grande di  $V_d$  e di  $V_o$ . Assumendo  $C_1$  abbastanza grande, in regime permanente la variazione di  $v_{C1}$  rispetto al suo valore medio  $V_{C1}$  può essere ritenuta piccola e trascurabile (cioè,  $v_{C1} \approx V_{C1}$ ), anche se  $C_1$  immagazzina e trasferisce energia dall'ingresso all'uscita.

Quando l'interruttore è aperto, le correnti  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  degli induttori circolano nel diodo. Si faccia riferimento alla fig. 7.26a. Il condensatore  $C_1$  è caricato attraverso il diodo con l'energia proveniente sia dall'ingresso, sia dall'induttore  $L_1$ . La corrente  $i_{L1}$  diminuisce, poiché  $V_{C1}$  è più grande di  $V_d$ . L'energia immagazzinata in  $L_2$  alimenta l'uscita. Quindi, anche  $i_{L2}$  diminuisce.

Quando l'interruttore è chiuso,  $V_{C1}$  polarizza inversamente il diodo. Le correnti  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  degli induttori circolano nell'interruttore  $T$ , come mostra la fig. 7.26b.

Poiché  $V_{C1} > V_o$ ,  $C_1$  si scarica attraverso l'interruttore, trasferendo energia sull'uscita e su  $L_2$ . Quindi  $i_{L2}$  aumenta. L'ingresso fornisce energia a  $L_1$  facendo in modo che  $i_{L1}$  aumenti.

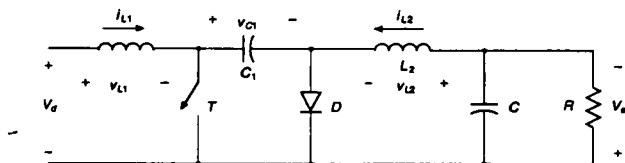


Fig. 7.25 Convertitore di tipo Cúk.

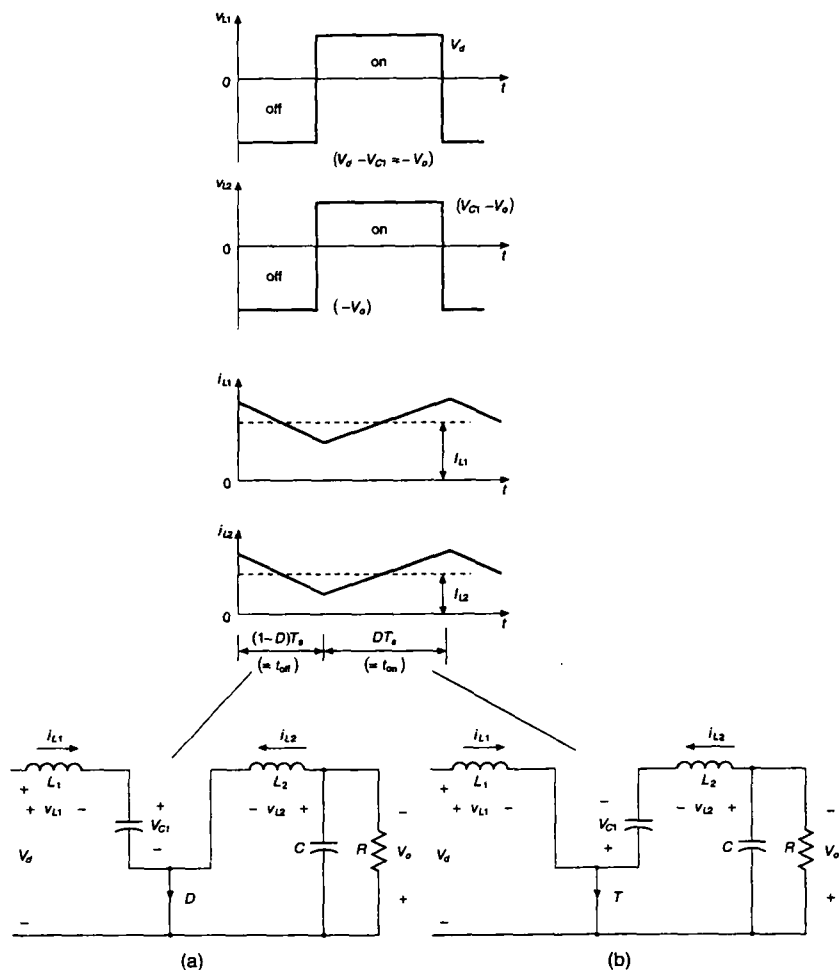


Fig. 7.26 Forme d'onda in un convertitore Cúk: (a) interruttore aperto, (b) interruttore chiuso.

Si suppone che le correnti  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  degli induttori non siano discontinue. Si possono ottenere le espressioni della tensione e della corrente in regime permanente in due modi differenti. Supponendo che la tensione  $V_{C1}$  del condensatore sia costante, uguagliando a zero l'integrale delle tensioni su  $L_1$  e  $L_2$  esteso a un periodo si ottiene

$$L_1: \quad V_d DT_s + (V_d - V_{C1})(1-D)T_s = 0$$

$$\therefore V_{C1} = \frac{1}{1-D} V_d \quad (7.59)$$

$$L_2: (V_{C1} - V_o)DT_s + (-V_o)(1-D)T_s = 0$$

$$\therefore V_{C1} = \frac{1}{D}V_o \quad (7.60)$$

Dalle eqq. 7.59 e 7.60

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1-D} \quad (7.61)$$

Ponendo  $P_d = P_o$  si ha

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{1-D}{D} \quad (7.62)$$

dove  $I_{L1} = I_d$  e  $I_{L2} = I_o$ .

C'è un altro modo per ottenere queste espressioni. Si supponga che le correnti  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  degli induttori siano essenzialmente prive di ripple (cioè,  $i_{L1} = I_{L1}$  e  $i_{L2} = I_{L2}$ ).

Quando l'interruttore è aperto, la carica fornita a  $C_1$  è uguale a  $I_{L1}(1-D)T_s$ . Quando l'interruttore è chiuso, il condensatore si scarica di una quantità  $I_{L2}DT_s$ . Poiché a regime lo scambio netto di carica associata a  $C_1$  durante un periodo deve essere uguale a zero, si ha:

$$I_{L1}(1-D)T_s = I_{L2}DT_s \quad (7.63)$$

$$\therefore \frac{I_{L2}}{I_{L1}} = \frac{I_o}{I_d} = \frac{1-D}{D} \quad (7.64)$$

e

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1-D} \quad (\text{poiché } P_o = P_d) \quad (7.65)$$

Entrambi i metodi di analisi danno lo stesso risultato. Le relazioni dei valori medi delle grandezze di ingresso e uscita sono le stesse di un convertitore buck-boost.

Nei circuiti reali, l'ipotesi di ritenere  $V_{C1}$  quasi costante è ragionevolmente valida. Un vantaggio di questo circuito è che sia la corrente di ingresso, sia la corrente che alimenta lo stadio di uscita sono ragionevolmente prive di ripple (diversamente dal convertitore *buck-boost*, nel quale entrambe queste correnti sono notevolmente discontinue).

È così possibile eliminare simultaneamente e in modo completo i ripple in  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$ , rendendo minore la necessità di filtri esterni. Uno svantaggio evidente è la necessità di avere un condensatore  $C_1$  che possa essere percorso da elevate correnti di ripple.

Analisi dettagliate di questi convertitori sono adeguatamente riportate nella letteratura tecnica e non saranno riprese in questa sede.

### Esempio 7.3

In un convertitore Cúk funzionante a una frequenza di 50 Hz, si ha  $L_1 = L_2 = 1$  mH e  $C_1 = 5$   $\mu$ F. Il condensatore d'uscita è abbastanza grande da rendere essenzialmente costante la tensione d'uscita. Si sa inoltre che  $V_d = 10$  V e la tensione d'uscita  $V_o$  è regolata in modo da essere tenuta costante e uguale a 5 V. Esso alimenta un carico di 5 W.

Si suppongano ideali i componenti. Calcolare gli errori percentuali nel supporre costante la tensione su  $C_1$  o le correnti  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$ .

**Soluzione**

a) Se la tensione sul condensatore  $C_1$  è ritenuta costante, dall'eq. 7.58 si ricava:

$$v_{C1} = V_{C1} = 10 + 5 = 15 \text{ V}$$

Supponiamo che all'inizio la conduzione di corrente sia continua. Quindi, dall'eq. 7.61 si ha:

$$\frac{D}{1-D} = \frac{5}{10} \quad \therefore D = 0.333$$

Quindi, dalla fig. 7.26 durante l'intervallo di apertura si ha:

$$\begin{aligned} \Delta i_{L1} &= \frac{V_{C1} - V_d}{L_1} (1-D)T_s \\ &= \frac{(15-10)}{10^{-3}} (1-0.333) \times 20 \times 10^{-6} \\ &= 0.067 \text{ A} \end{aligned}$$

e

$$\begin{aligned} \Delta i_{L2} &= \frac{V_o}{L_2} (1-D)T_s \\ &= \frac{5}{10^{-3}} (1-0.333) \times 20 \times 10^{-6} \\ &= 0.067 \text{ A} \end{aligned}$$

Si noti che  $\Delta i_{L1}$  e  $\Delta i_{L2}$  sono uguali (poiché  $V_{C1} - V_d = V_o$ ) purché sia  $L_1 = L_2$ .  
Con un carico in uscita di 5 W, usando l'eq. 7.62 si ricava:

$$I_o = 1 \text{ A} \quad \text{e} \quad I_d = 0.5 \text{ A}$$

Poiché  $\Delta i_{L1} < I_d (= I_{L1})$  e  $\Delta i_{L2} < I_o (= I_{L2})$ , la modalità di funzionamento è continua, come supposto in precedenza.

Quindi, l'errore percentuale, rispetto all'assumere costanti  $I_{L1}$  e  $I_{L2}$ , è:

$$\frac{\Delta i_{L1}}{I_{L1}} = \frac{0.067 \times 100}{0.5} = 13.4\%$$

e

$$\frac{\Delta i_{L2}}{I_{L2}} = \frac{0.067 \times 100}{1.0} = 6.7\%$$

b) Se  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  sono assunte costanti, dalla fig. 7.26 durante l'intervallo di apertura si ha:

$$\Delta V_{C1} = \frac{1}{C} \int_0^{(1-D)T_s} i_{L1} dt$$

Assumendo

$$i_{L1} = I_{L1} = 0.5 \text{ A}$$

si ottiene

$$\begin{aligned}\Delta V_{C1} &= \frac{1}{5 \times 10^{-6}} \times 0.5 \times (1 - 0.333) \times 20 \times 10^{-6} \\ &= 1.33 \text{ V}\end{aligned}$$

Quindi, l'errore percentuale, rispetto all'assumere costante la tensione su  $C_1$ , è

$$\frac{\Delta V_{C1}}{V_{C1}} = \frac{1.33 \times 100}{15} = 8.87\%$$

Questo esempio mostra che, in prima approssimazione, per spiegare il principio di funzionamento, in questo problema è ragionevole supporre costante o  $v_{C1}$  oppure  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$ .

## 7.7 Convertitore dc-dc a ponte (*full-bridge*)

Ci sono tre distinte applicazioni del convertitore a ponte a commutazione mostrato nella fig. 7.27:

- azionamenti per motori a corrente continua
- conversione dc-ac (onda sinusoidale) nei gruppi di continuità monofase
- conversione dc-ac (elevata frequenza intermedia) negli alimentatori a commutazione con trasformatore di isolamento

Sebbene la topologia a ponte (detta anche "ponte ad  $H$ ") rimanga la stessa in ognuna di queste applicazioni, il tipo di controllo dipende dall'applicazione. Tuttavia, il convertitore a ponte, come quello usato nel controllo di motori a corrente continua, è descritto in questo capitolo di carattere generale poiché fornisce una buona base per capire i convertitori a commutazione dc-ac (onda sinusoidale) del capitolo 8. Nel convertitore a ponte mostrato nella fig. 7.27, l'ingresso è una tensione continua  $V_d$  con una determinata ampiezza. In questo capitolo l'uscita del convertitore è una tensione continua  $V_o$ , della quale si possono controllare l'ampiezza e il segno. In modo analogo, si possono controllare l'ampiezza e la direzione della corrente di uscita  $i_o$ .

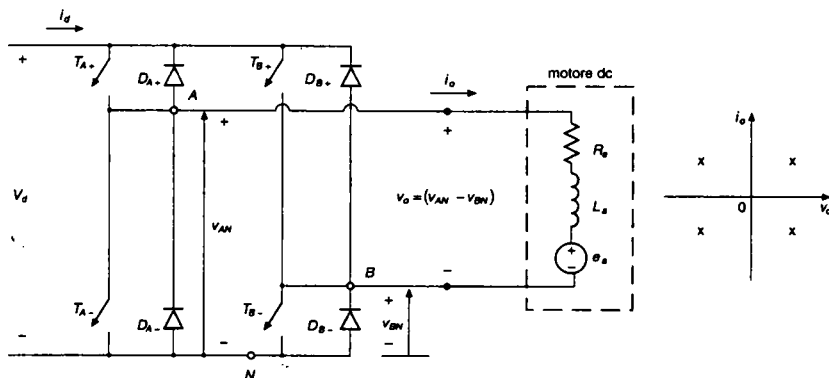


Fig. 7.27 Convertitore dc-dc a ponte.

Quindi, un convertitore a ponte come quello mostrato nella fig. 7.27 può funzionare in tutti i quattro quadranti del piano  $i_o$ - $v_o$  e la potenza può fluire attraverso il convertitore nei due sensi.

In un tipo di convertitore come quello a ponte rappresentato nella fig. 7.27, nel quale i diodi sono connessi in antiparallelo agli interruttori, si deve fare una distinzione tra lo stato di chiusura e lo stato di conduzione di un interruttore.

In conseguenza della disposizione dei diodi in antiparallelo agli interruttori, quando un interruttore è chiuso, esso può condurre la corrente oppure no, secondo la direzione della corrente di uscita  $i_o$ . Se l'interruttore conduce la corrente, allora esso è in stato di conduzione. Una distinzione come questa non è invece richiesta quando l'interruttore è aperto.

Il convertitore a ponte ha due rami (gambe),  $A$  e  $B$ . Ogni ramo ha due interruttori e i relativi diodi disposti in antiparallelo. In ogni ramo i due interruttori sono comandati in modo tale che quando uno di essi è aperto, l'altro è chiuso.

Quindi i due interruttori non sono mai aperti nello stesso tempo. In realtà, essi sono entrambi aperti per un breve intervallo di tempo, conosciuto anche come tempo morto, per evitare un cortocircuito della tensione continua d'ingresso. Questo tempo morto è trascurato in questo capitolo poiché si suppone di considerare ideali gli interruttori, quindi capaci di aprirsi all'istante.

Si noti che se gli interruttori di un ramo del convertitore sono comandati in modo che non siano mai aperti simultaneamente, allora la corrente di uscita  $i_o$  nella fig. 7.27 circola senza discontinuità. Quindi, la tensione d'uscita dipende solamente dallo stato degli interruttori. Per esempio, si consideri il ramo  $A$  della fig. 7.27. La tensione d'uscita  $v_{AN}$ , riferita al morsetto negativo  $N$  del bus in continua, dipende dagli stati dell'interruttore come segue: quando  $T_{A+}$  è chiuso, la corrente d'uscita passa attraverso  $T_{A+}$  se  $i_o$  è positiva, oppure passa attraverso  $D_{A+}$  se  $i_o$  è negativa. In entrambi i casi, il fatto che  $T_{A+}$  è chiuso assicura che il punto  $A$  nella fig. 7.27 è allo stesso potenziale del morsetto positivo del bus in continua, e pertanto si ha:

$$v_{AN} = V_d \quad (\text{se } T_{A+} \text{ è chiuso } T_{A-} \text{ è aperto}) \quad (7.66a)$$

In modo analogo, quando è chiuso  $T_{A-}$  una corrente  $i_o$  negativa passa attraverso  $T_{A-}$  (poiché  $D_{A+}$  è polarizzato inversamente) e una corrente  $i_o$  positiva passa attraverso  $D_{A-}$ .

Quindi si ha:

$$v_{AN} = 0 \quad (\text{se } T_{A-} \text{ è chiuso } T_{A+} \text{ è aperto}) \quad (7.66b)$$

Le eqq. 7.66a e 7.66b dimostrano che  $v_{AN}$  dipende solo dallo stato degli interruttori ed è indipendente dalla direzione di  $i_o$ . Quindi, la tensione d'uscita del ramo  $A$  del convertitore mediata in un periodo  $T_s$  della frequenza di commutazione, dipende solo dalla tensione d'ingresso  $V_d$  e dal fattore di utilizzazione (duty cycle) di  $T_{A+}$ :

$$V_{AN} = \frac{V_d t_{\text{on}} + 0 \cdot t_{\text{off}}}{T_s} = V_d \cdot \text{fattore di utilizzazione di } T_{A+} \quad (7.67)$$

dove  $t_{\text{on}}$  e  $t_{\text{off}}$  sono rispettivamente gli intervalli di chiusura e di apertura di  $T_{A+}$ .

Argomentazioni simili si applicano al ramo  $B$  del convertitore, ricavando che  $V_{BN}$  dipende da  $V_d$  e dal fattore di utilizzazione dell'interruttore  $T_{B+}$ :

$$V_{BN} = V_d \cdot \text{fattore di utilizzazione di } T_{B+} \quad (7.68)$$

e non dipende dalla direzione di  $i_o$ .

Quindi, la tensione d'uscita del convertitore  $V_o = (V_{AN} - V_{BN})$  può essere regolata controllando i fattori di utilizzazione degli interruttori ed è indipendente dall'ampiezza e dalla direzione di  $i_o$ .

Si noti che è possibile controllare la tensione d'uscita di un ramo del convertitore aprendo simultaneamente entrambi gli interruttori per un determinato intervallo di tempo. Tuttavia questa soluzione renderebbe la tensione di uscita della fig. 7.27 dipendente dalla direzione di  $i_o$ .

È evidente che questo è non desiderabile, perché introdurrebbe delle non linearità nella relazione fra la tensione di controllo e la tensione media di uscita.

Quindi questa soluzione non è presa in considerazione con un carico come un motore a corrente continua, come quello mostrato nella fig. 7.27.

Nei convertitori con un singolo interruttore discussi in precedenza, la polarità della tensione d'uscita è unidirezionale e, quindi, è modulata la larghezza dell'impulso dell'interruttore confrontando una triangolare a dente di sega, che ha la frequenza di commutazione, con la tensione di controllo  $v_{\text{controllo}}$ .

Per contro, la polarità della tensione d'uscita del convertitore a ponte è reversibile e quindi per modulare la larghezza degli impulsi PWM (*Pulse Width Modulation*) degli interruttori del convertitore viene usata un'onda triangolare simmetrica avente la frequenza di commutazione.

Due strategie di commutazione PWM sono descritte qui di seguito.

- 1) *PWM con tensione bipolare*, dove  $(T_{A+}, T_{B-})$  e  $(T_{A-}, T_{B+})$  sono trattati come due coppie di interruttori; gli interruttori di ciascuna coppia vengono chiusi e aperti contemporaneamente.
- 2) *PWM con tensione unipolare*, definita anche come *PWM a doppia commutazione*. Qui gli interruttori in ogni ramo dell'inverter sono controllati in modo indipendente da quelli dell'altro ramo.

Come detto prima, la corrente d'uscita di questi convertitori PWM dc-dc a ponte, quando alimenta i carichi del tipo mostrato nella fig. 7.27, non diventa discontinua per bassi valori di  $I_o$ , diversamente da quanto avviene nei convertitori con interruttore singolo, che sono stati discussi nei paragrafi precedenti.

Nel convertitore a ponte della fig. 7.27 la corrente d'ingresso  $i_d$  cambia direzione istantaneamente.

Quindi, è importante che l'ingresso di questo convertitore sia una sorgente di tensione continua con una bassa impedenza interna. In pratica, un condensatore di filtro con capacità elevata, mostrato nello schema a blocchi della fig. 7.1, garantisce questa bassa impedenza al passaggio di  $i_d$ .

### 7.7.1 PWM con tensione bipolare

In questa modalità di commutazione della tensione, gli interruttori  $(T_{A+}, T_{B-})$  e  $(T_{B+}, T_{A-})$  sono trattati come due coppie di interruttori (i due interruttori di ciascuna coppia sono chiusi e aperti contemporaneamente).

Una delle due coppie di interruttori è sempre chiusa.

I segnali di commutazione sono generati confrontando un'onda triangolare alla frequenza di commutazione ( $v_{tri}$ ) con la tensione di controllo  $v_{\text{controllo}}$ . Quando  $v_{\text{controllo}} > v_{tri}$ ,  $T_{A+}$  e  $T_{B-}$  sono chiusi; altrimenti sono chiusi  $T_{A-}$  e  $T_{B+}$ .



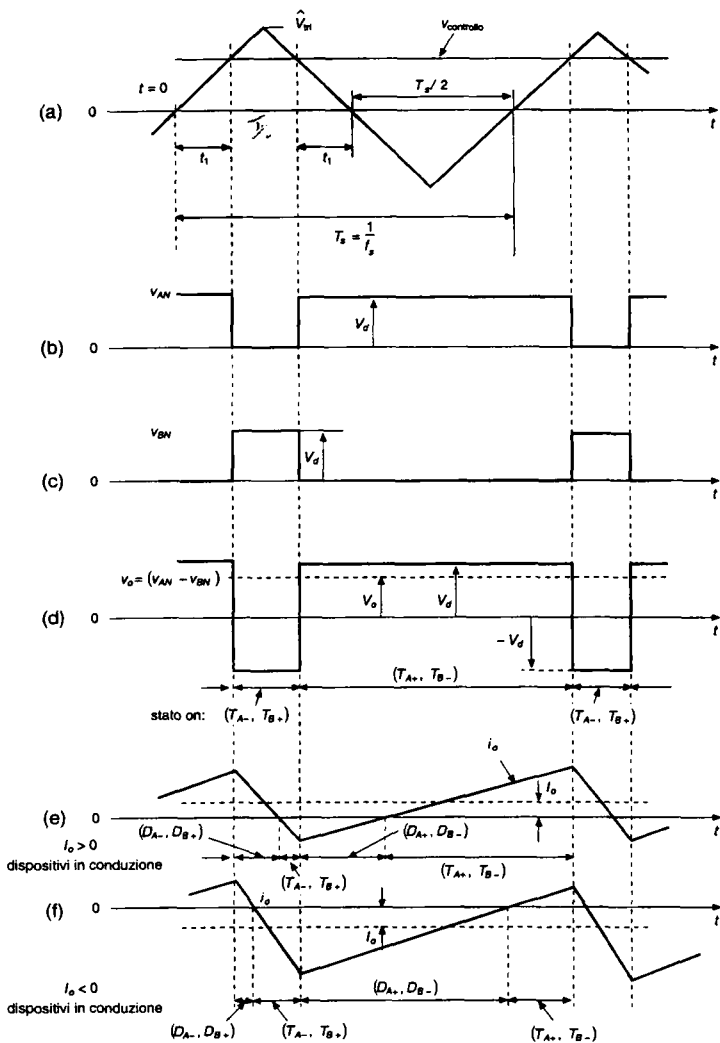


Fig. 7.28 PWM con tensione bipolare.

I fattori di utilizzazione degli interruttori possono essere ottenuti dalle forme d'onda della fig. 7.28a, scegliendo in modo arbitrario l'origine del tempo come mostrato nella figura:

$$v_{tri} = \hat{V}_{tri} \frac{t}{T_s/4} \quad 0 < t < \frac{1}{4} T_s \quad (7.69)$$

Nella fig. 7.28a, all'istante  $t = t_1$  si ha  $v_{tri} = v_{controllo}$ . Quindi, dall'eq. 7.69 si ricava:

$$t_1 = \frac{v_{controllo} T_s}{\hat{V}_{tri}} \quad (7.70)$$

Osservando la fig. 7.28, si vede che il tempo di chiusura  $t_{on}$  della coppia 1 di interruttori ( $T_{A+}$  e  $T_{B-}$ ) è

$$t_{on} = 2t_1 + \frac{1}{2}T_s \quad \sqrt{v_{controllo}} > \sqrt{v_{tri}} \quad (7.71)$$

Quindi, dall'eq. 7.71 il suo duty cycle è

$$D_1 = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{v_{controllo}}{\hat{V}_{tri}} \right) \quad (T_{A+}, T_{B-}) \quad (7.72)$$

Di conseguenza, il duty cycle  $D_2$  della coppia 2 di interruttori ( $T_{B+}$ ,  $T_{A-}$ ) è

$$D_2 = 1 - D_1 \quad (T_{B+}, T_{A-}) \quad (7.73)$$

Usando i precedenti duty cycle, dalle eqq. 7.67 e 7.68 si possono ottenere rispettivamente  $V_{AN}$  e  $V_{BN}$  della fig. 7.28. Quindi si ha

$$V_o = V_{AN} - V_{BN} = D_1 V_d - D_2 V_d = (2D_1 - 1) V_d \quad (7.74)$$

Sostituendo  $D_1$  dell'eq. 7.72 nella eq. 7.74 si ottiene

$$V_o = \frac{\hat{V}_d}{\hat{V}_{tri}} v_{controllo} = k v_{controllo} \quad (7.75)$$

dove  $k = \hat{V}_d / \hat{V}_{tri} = \text{costante}$ . L'equazione mostra che in questo convertitore a commutazione, come nei convertitori con singolo interruttore discussi in precedenza, il valore medio della tensione di uscita varia linearmente con il segnale di controllo, come in un amplificatore lineare.

Nel capitolo 8 si imparerà che un tempo morto non nullo deve essere introdotto tra la chiusura degli interruttori di una coppia e l'apertura di quelli dell'altra. Questo tempo morto dà luogo ad una leggera non linearità nella relazione tra  $v_{controllo}$  e  $V_o$ .

La forma d'onda della tensione d'uscita  $v_o$  della fig. 7.28d mostra che la tensione commuta istantaneamente tra  $+V_d$  e  $-V_d$ .

Questo è il motivo per cui questa strategia di commutazione è definita *PWM con tensione bipolare*.

Si noti inoltre che il duty cycle  $D_1$  dell'eq. 7.72 può variare tra 0 e 1, in relazione alla ampiezza e alla polarità di  $v_{controllo}$ . Quindi  $V_o$  può variare con continuità nell'intervallo tra  $-V_d$  e  $V_d$ .

In questo caso, la tensione di uscita del convertitore è indipendente dalla corrente d'uscita  $i_o$  poiché il tempo morto è stato trascurato.

Il valore medio della corrente d'uscita  $I_o$  può essere sia positivo, sia negativo.

Per piccoli valori di  $I_o$ , durante un periodo la corrente  $i_o$  può essere sia positiva sia negativa; questo è mostrato nella fig. 7.28e per  $I_o > 0$ , dove il flusso della potenza attiva avviene da  $V_d$  a  $V_o$ , e nella fig. 7.28f per  $I_o < 0$ , dove il flusso della potenza attiva avviene da  $V_o$  a  $V_d$ .

## 7.7.2 PWM con tensione unipolare

Una osservazione della fig. 7.27 mostra che, indipendentemente dalla direzione di  $i_o$ ,  $v_o = 0$  se  $T_{A+}$  e  $T_{B+}$  sono entrambi chiusi. Analogamente,  $v_o = 0$  se  $T_{A-}$  e  $T_{B-}$  sono entrambi chiusi. Questa proprietà può essere utilizzata per migliorare la forma d'onda della tensione d'uscita.

Nella fig. 7.29, un'onda triangolare è confrontata con la tensione di controllo  $v_{\text{controllo}}$  e  $-v_{\text{controllo}}$  per determinare rispettivamente i segnali di controllo dei rami A e B.

Il confronto di  $v_{\text{controllo}}$  con  $v_{\text{tri}}$  comanda gli interruttori del ramo A, mentre gli interruttori del ramo B sono comandati confrontando  $-v_{\text{controllo}}$  con  $v_{\text{tri}}$  nel seguente modo:

$$T_{A+} \text{ chiuso: se } v_{\text{controllo}} > v_{\text{tri}} \quad (7.76)$$

e

$$T_{B+} \text{ chiuso: se } -v_{\text{controllo}} > v_{\text{tri}} \quad (7.77)$$

La tensione d'uscita di ogni ramo e  $v_o$  sono mostrati nella fig. 7.29. Esaminando la fig. 7.29 e confrontandola con la fig. 7.28, si può vedere che il duty cycle  $D_1$  dell'interruttore  $T_{A+}$  è dato dall'eq. 7.72 relativa alla precedente strategia di commutazione.

Analogamente, il fattore duty cycle  $D_2$  dell'interruttore  $T_{B+}$  è dato dall'eq. 7.73.

Cioè

$$D_1 = \frac{1}{2} \left( \frac{v_{\text{controllo}}}{\hat{V}_{\text{tri}}} + 1 \right) \quad T_{A+} \quad (7.78)$$

e

$$D_2 = 1 - D_1 \quad T_{B+} \quad (7.79)$$

quindi, dall'eq. 7.74 che è anche valida in questo caso, si ricava:

$$V_o = (2D_1 - 1)V_d = \frac{V_d}{\hat{V}_{\text{tri}}} v_{\text{controllo}} \quad (7.80)$$

Quindi, il valore medio della tensione d'uscita  $V_o$  con questa modalità di commutazione è lo stesso di quello con tensione bipolare e varia linearmente con  $v_{\text{controllo}}$ .

Le figg. 7.29e e 7.29f mostrano le forme d'onda della corrente e le valvole che conducono rispettivamente per  $I_o > 0$  e  $I_o < 0$ , dove  $V_o$  è positiva in entrambi i casi.

Se le frequenze di commutazione degli interruttori sono le stesse in queste due strategie di PWM, allora la commutazione con tensione unipolare fornisce una migliore forma d'onda della tensione d'uscita e una migliore risposta in frequenza, poiché la frequenza "effettiva" di commutazione della forma d'onda della tensione d'uscita è doppia e il ripple è ridotto. Questo è dimostrato con l'esempio riportato qui di seguito:

### Esempio 7.4

In un convertitore dc-dc a ponte, la tensione d'ingresso  $V_d$  è costante e la tensione d'uscita è controllata variando il duty cycle.

Calcolare il valore efficace del ripple  $V_r$  della tensione d'uscita in funzione del valore medio di  $V_o$  per:

- PWM con tensione bipolare
- PWM con tensione unipolare

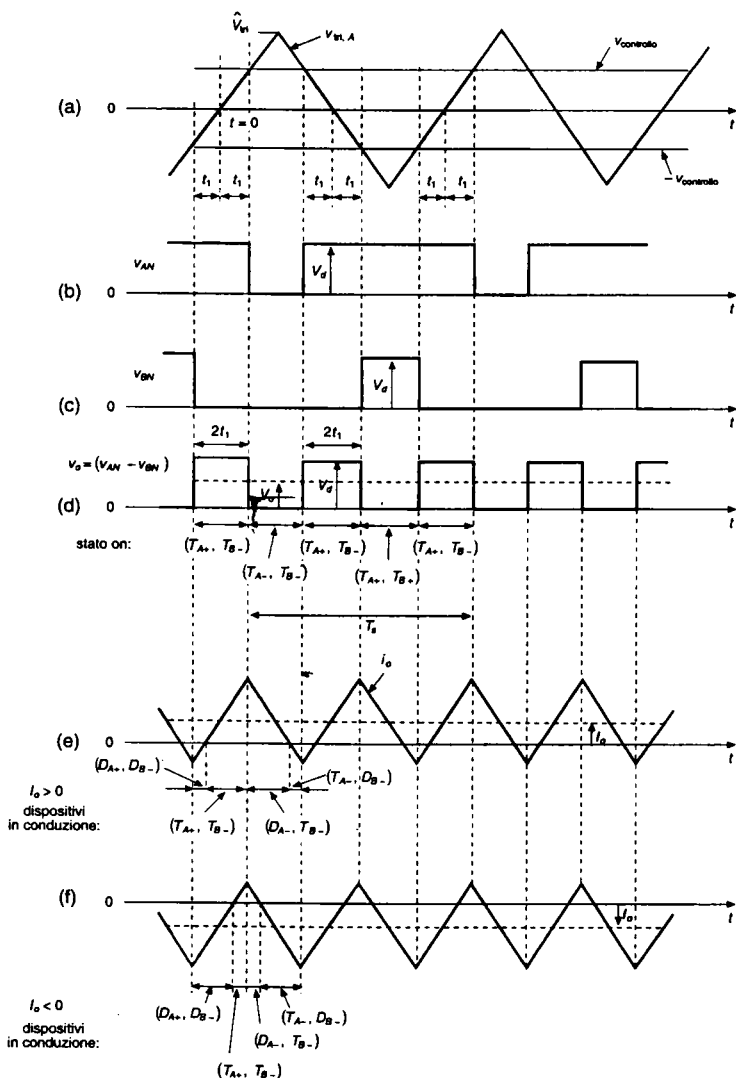


Fig. 7.29 PWM con tensione unipolare.

### Soluzione

- a) Usando PWM con tensione bipolare, la tensione d'uscita  $v_o$  è mostrata nella fig. 7.28d. Per questa forma d'onda, indipendentemente dal valore di  $v_{controllo}/\hat{V}_{tri}$ , il valore efficace (rms) della tensione d'uscita è

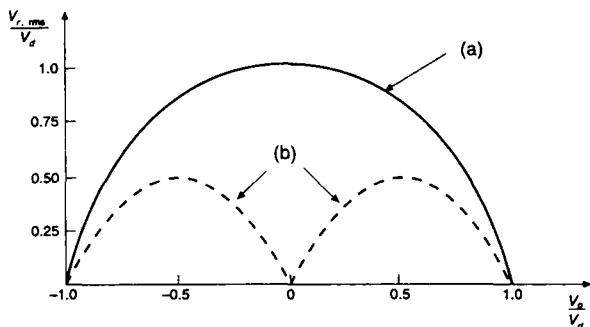


Fig. 7.30 Tensione  $V_{r,rms}$  in un convertitore a ponte che usa una modulazione PWM: (a) con tensione bipolare, (b) con tensione unipolare.

$$v_{o,rms} = V_d \quad (7.81)$$

mentre il valore medio di  $V_o$  è dato dalla eq. 7.74.

Usando la definizione di valore efficace e le eqq. 7.74 e 7.81, si può calcolare la componente di ripple  $V_r$  nella tensione d'uscita nel modo seguente:

$$V_{r,rms} = \sqrt{V_{o,rms}^2 - V_o^2} = V_d \sqrt{1 - (2D_1 - 1)^2} = 2V_d \sqrt{D_1 - D_1^2} \quad (7.82)$$

Facendo variare  $D_1$  da 0 a 1,  $V_o$  varia fra  $-V_d$  e  $V_d$ . Il grafico di  $V_{r,rms}$  in funzione di  $V_o$  è mostrato nella fig. 7.30 con una linea a tratto continuo.

- b) Usando PWM con tensione unipolare, la tensione d'uscita  $v_o$  è mostrata nella fig. 7.29d. Per calcolare il valore efficace della tensione d'uscita, l'intervallo  $t_1$  nella fig. 7.29 può essere scritto come

$$t_1 = \frac{v_{\text{controllo}}}{\hat{V}_{tri}} \frac{T_s}{4} \quad \text{per } v_{\text{controllo}} > 0 \quad (7.83)$$

Esaminando la forma d'onda di  $v_o$  della fig. 7.29d per  $v_{\text{controllo}} > 0$ , il valore efficace (rms) della tensione d'uscita può essere ottenuto nel modo seguente:

$$\begin{aligned} V_{o,rms} &= \sqrt{\frac{4t_1 V_d^2}{T_s}} \\ &= \sqrt{\frac{v_{\text{controllo}}}{\hat{V}_{tri}} V_d} \\ &= \sqrt{(2D_1 - 1)} V_d \quad (\text{usando l'eq. 7.80}) \end{aligned} \quad (7.84)$$

Quindi, usando le eqq. 7.80 e 7.84 si ricava:

$$V_{r,rms} = \sqrt{V_{o,rms}^2 - V_o^2} = \sqrt{6D_1 - 4D_1^2 - 2V_d} \quad (7.85)$$

dove  $v_{\text{controllo}} > 0$  e  $0.5 < D_1 < 1$ .

Facendo variare  $v_{\text{controllo}}/\hat{V}_{\text{tri}}$  da 0 a 1,  $D_1$  varia da 0.5 a 1 e il grafico di  $V_{r, \text{rms}}$  in funzione di  $V_o$  è mostrato nella fig. 7.30 con una linea tratteggiata. In modo analogo può essere ottenuta la curva corrispondente a  $v_{\text{controllo}}/\hat{V}_{\text{tri}}$  nell'intervallo da -1.0 a 0.

La fig. 7.30 mostra che con la stessa frequenza di commutazione, la modulazione PWM con tensione bipolare genera nella tensione d'uscita un ripple con valore efficace più basso.

## 7.8 Confronto tra convertitori dc-dc

I convertitori di tipo abbassatore, elevatore, buck-boost e Cúk nelle loro configurazioni fondamentali sono capaci di trasferire energia in una sola direzione.

Questa è una conseguenza della loro capacità di produrre solo una tensione e una corrente unidirezionali.

Un convertitore a ponte invece è capace di fornire un flusso bidirezionale di potenza, nel quale sia  $V_o$  sia  $I_o$  possono cambiare di segno in modo indipendente l'una dall'altra.

Questa capacità di un convertitore a ponte di funzionare nei quattro quadranti del piano  $V_o - I_o$  permette di utilizzare il convertitore a ponte come inverter dc-ac. Negli inverter dc-ac, che sono descritti nel capitolo 8, il convertitore a ponte funziona in tutti i quattro quadranti durante ogni periodo della corrente alternata di uscita.

Per valutare quanto sia utilizzato bene l'interruttore nei circuiti dei convertitori discussi in precedenza si fanno le ipotesi riportate qui di seguito.

- 1) La corrente media è al suo valore nominale (massimo consentito)  $I_o$ . Il ripple nella corrente dell'induttore è trascurabile; quindi  $i_L(t) = I_L$ . Questa condizione implica una modalità di conduzione continua per tutti i convertitori.
- 2) La tensione d'uscita  $v_o$  è al suo valore nominale (massimo consentito)  $V_o$ . Si fa l'ipotesi che il ripple in  $v_o$  sia trascurabile; quindi  $v_o(t) = V_o$ .
- 3) È consentita la variazione della tensione d'ingresso  $V_d$ . Quindi, il duty cycle deve essere controllato per mantenere costante  $V_o$ .

Con le precedenti condizioni di funzionamento in regime permanente, si calcolano il valore massimo della tensione  $V_T$  dell'interruttore e il valore massimo della corrente  $I_T$ .

Il valore nominale della potenza dell'interruttore è calcolato come  $P_T = V_T I_T$ . Lo sfruttamento dell'interruttore è espresso come  $P_o/P_T$ , dove  $P_o = V_o I_o$  è la potenza nominale di uscita.

Nella fig. 7.31 sono disegnati i grafici del fattore di sfruttamento dell'interruttore  $P_o/P_T$  per i convertitori considerati in precedenza. Questi mostrano che, se le tensioni d'ingresso e d'uscita sono dello stesso ordine di grandezza, nei convertitori elevatori e abbassatori il fattore di sfruttamento dell'interruttore è molto buono. Nei convertitori buck-boost e Cúk invece l'interruttore è poco sfruttato.

Il massimo sfruttamento dell'interruttore, uguale a 0.25, si ha quando  $D = 0.5$ , che corrisponde a  $V_o = V_d$ .

Per un convertitore a ponte non isolato, il fattore di sfruttamento dell'interruttore è rappresentato in funzione del duty cycle di uno dei due interruttori (es., interruttore  $T_{A+}$  della fig. 7.27).

Anche qui il fattore complessivo di sfruttamento dell'interruttore è scarso. È massimo quando  $V_o = -V_d$  e  $V_o = V_d$ .

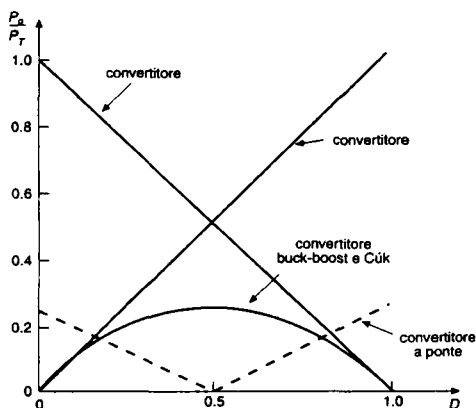


Fig. 7.31 Sfruttamento dell'interruttore nei convertitori dc-dc.

In conclusione, tra questi convertitori dc-dc non isolati, tenendo conto delle considerazioni sullo sfruttamento degli interruttori, è preferibile usare, per quanto è possibile, il convertitore elevatore oppure quello abbassatore. Si dovrebbero invece usare i convertitori buck-boost o Cúk se è necessario avere in uscita tensioni sia più alte che più basse della tensione in ingresso o se si desidera avere in uscita una tensione di segno opposto a quella in ingresso. Così pure si dovrebbero usare convertitori non isolati a ponte solo se è richiesto il funzionamento nei quattro quadranti.

## 7.9 Sommario

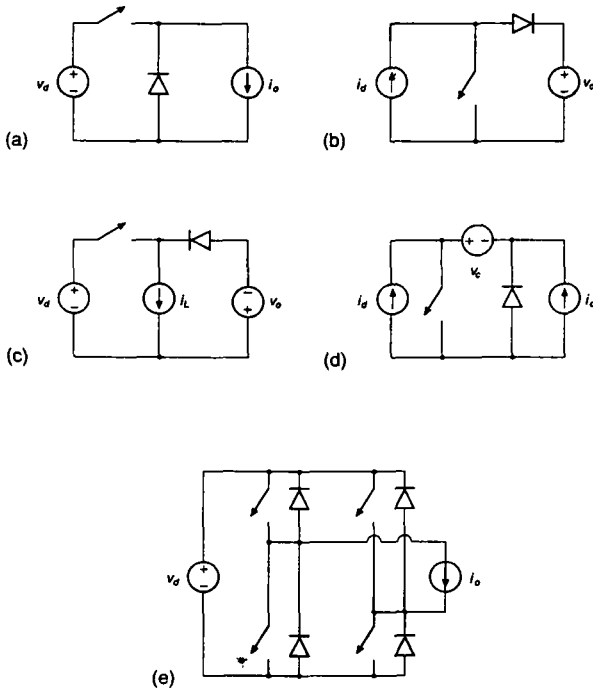
In questo capitolo sono state discusse differenti tipologie di convertitori non isolati per la conversione dc-dc. Esclusi i convertitori a ponte intero, tutti gli altri funzionano in un solo quadrante del piano tensione-corrente d'uscita, consentendo perciò alla potenza di fluire in una sola direzione.

In ogni circuito del convertitore che funziona in regime permanente, un condensatore può essere rappresentato dalla sua tensione istantanea mediante un generatore equivalente di tensione. Analogamente, un induttore può essere rappresentato dalla sua corrente istantanea mediante un generatore equivalente di corrente.

Seguendo queste procedure, i differenti convertitori discussi in questo capitolo possono essere disegnati come è mostrato nella fig. 7.32.

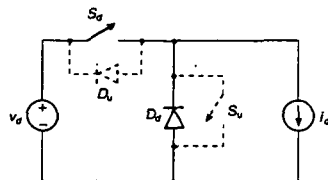
In tutti i convertitori, l'azione di commutazione non genera un salto (o discontinuità) nel valore del generatore di tensione o di corrente.

Nei convertitori abbassatori (compreso quello a ponte) ed elevatori, il trasferimento di energia avviene tra un generatore di tensione e uno di corrente, visti dalla combinazione interruttore-diodo. Nei convertitori abbassatori/elevatori e nel convertitore Cúk il trasferimento di energia avviene tra due generatori dello stesso tipo, che però sono separati da un generatore di tipo diverso (per esempio, in un convertitore abbassatore/elevatore due generatori di tensione sono separati da un generatore di corrente).



**Fig. 7.32** Circuiti equivalenti di convertitori: (a) abbassatore, (b) elevatore, (c) abbassatore/elevatore, (d) Cúk, (e) ponte.

È possibile ottenere un flusso di potenza reversibile aggiungendo un diodo e un interruttore addizionali (mostrati con una linea tratteggiata) come nella fig. 7.33. Questo convertitore assomiglia a un convertitore abbassatore, nel quale il flusso di potenza avviene dal generatore di tensione a quello equivalente di corrente, quando  $i_o$  ha un valore positivo e funzionano  $S_d$  e  $D_d$ ; assomiglia, invece, a un convertitore elevatore, nel quale il flusso di potenza avviene dal generatore equivalente di corrente a quello di tensione, quando  $i_o$  ha un valore negativo e funzionano  $S_u$  e  $D_u$ .



**Fig. 7.33** Flusso reversibile della potenza con direzione reversibile della corrente d'uscita  $i_o$ .



## 7.10 Problemi

### Convertitori abbassatori

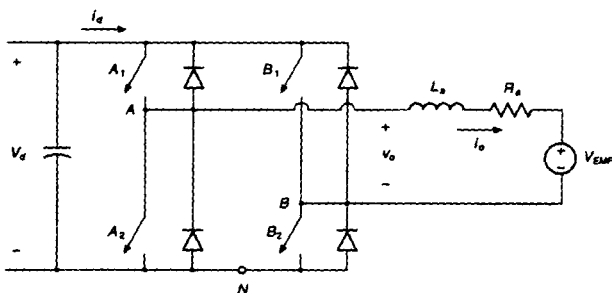
- 7.1 In un convertitore abbassatore, si considerino ideali tutti i componenti. Poniamo che  $v_o \approx V_o$  sia tenuta costante a 5 V controllando il duty cycle  $D$  dell'interruttore. Calcolare l'induttanza minima  $L$  richiesta per mantenere il funzionamento del convertitore in modalità di conduzione continua in tutte le condizioni se  $V_d$  è 10 – 40 V,  $P_o \geq 5$  W e  $f_s = 50$  kHz.
- 7.2 Considerare ideali tutti i componenti. Assumere  $V_o = 5$  V,  $f_s = 20$  kHz,  $L = 1$  mH e  $C = 470$   $\mu$ F. Calcolare  $\Delta V_o$  (picco-picco) se  $V_d = 12.6$  V e  $I_o = 200$  mA.
- 7.3 Nel problema 7.2, calcolare il valore efficace della corrente di ripple in  $L$ , e quindi in  $C$ .
- 7.4 Scrivere una espressione per  $\Delta V_o$  (picco-picco) nella modalità di conduzione discontinua in funzione dei parametri del circuito.
- 7.5 Nel problema 7.2, calcolare  $\Delta V_o$  (picco-picco) se  $I_o$  (invece di essere 200 mA) è uguale a  $(1/2) I_{oB}$ .
- 7.6 Nella simulazione con PSpice di un convertitore abbassatore discusso nel capitolo 4 (dalla fig. 4.8 alla fig. 4.10), diminuire il carico in modo che sia  $R_{carico} = 80$   $\Omega$ . Ottenere le forme d'onda della corrente nell'induttore e la tensione sul condensatore nella modalità di conduzione discontinua.

### Convertitori elevatori

- 7.7 In un convertitore elevatore, si considerino ideali tutti i componenti. Sia  $V_d = 8 + 16$  V,  $V_o = 24$  V (regolata),  $f_s = 20$  kHz, e  $C = 470$   $\mu$ F. Calcolare  $L_{min}$  che mantiene il funzionamento del convertitore in una modalità di conduzione continua se  $P_o \geq 5$  W.
- 7.8 In un convertitore elevatore,  $V_d = 12$  V,  $V_o = 24$  V,  $I_o = 0.5$  A,  $L = 150$   $\mu$ H,  $C = 470$   $\mu$ F, e  $f_s = 20$  kHz. Calcolare  $\Delta V_o$  (picco-picco).
- 7.9 Nel problema 7.8, calcolare il valore efficace del ripple della corrente nel diodo (che circola anche nel condensatore).
- 7.10 Scrivere una espressione per  $\Delta V_o$  (picco-picco) nella modalità di conduzione discontinua in funzione dei parametri del circuito.
- 7.11 Nel problema 7.8, calcolare  $\Delta V_o$  (picco-picco) se  $I_o$  (invece di essere 0.5 A) è uguale a  $(1/2) I_{oB}$ .

### Convertitori buck-boost

- 7.12 In un convertitore buck-boost, si considerino ideali tutti i componenti. Sia  $V_d = 8 + 40$  V,  $V_o = 15$  V (regolata),  $f_s = 20$  kHz, e  $C = 470$   $\mu$ F. Calcolare  $L_{min}$  che mantiene il funzionamento del convertitore in una modalità di conduzione continua se  $P_o \geq 2$  W.
- 7.13 In un convertitore buck-boost,  $V_d = 12$  V,  $V_o = 15$  V,  $I_o = 250$  mA,  $L = 150$   $\mu$ H,  $C = 470$   $\mu$ F, e  $f_s = 20$  kHz. Calcolare  $\Delta V_o$  (picco-picco).
- 7.14 Nel problema 7.13, calcolare il valore efficace della corrente di ripple nel diodo e, quindi, nel condensatore.
- 7.15 Scrivere una espressione per  $\Delta V_o$  (picco-picco) nella modalità di conduzione discontinua in funzione dei parametri del circuito.
- 7.16 Nel problema 7.13, calcolare  $\Delta V_o$  (picco-picco) se  $I_o$  (invece di essere 250 mA) è uguale a  $(1/2) I_{oB}$ .



Dati del problema:

$$V_d = 200 \text{ V}$$

$$V_{EMF} = 79.5 \text{ V}$$

$$R_o = 0.37 \Omega$$

$$L_o = 15 \text{ mH}$$

$$I_o(\text{media}) = 10 \text{ A}$$

$$f_s = 20 \text{ kHz}$$

$$\text{duty cycle } D1 \text{ di } T_{A1} \text{ e } T_{B2} = 0.706$$

$$(\therefore v_{\text{controllo}} = 0.416 \text{ V con } \hat{V}_{M1} = 1.0 \text{ V})$$

Fig. P7.24

### Convertitori di tipo Cúk

7.17 Nel circuito dell'esempio 7.3, calcolare il valore efficace della corrente che circola nel condensatore  $C_1$ .

### Convertitori dc-dc a ponte intero

7.18 In un convertitore dc-dc a ponte intero che usa un PWM con tensione bipolare,  $v_{\text{controllo}} = 0.5 \hat{V}_{tri}$ . Ottenere  $V_o$  e  $I_d$  in funzione di  $V_d$  e  $I_o$ . Mediante l'analisi di Fourier, calcolare le ampiezze delle armoniche alla frequenza di commutazione in  $v_o$  e  $i_d$ . Assumere  $i_o(t) \approx I_o$ .

7.19 Ripetere il problema 7.18 per un PWM con schema di tensione unipolare.

7.20 Rappresentare il grafico della potenza di uscita istantanea  $p_o(t)$  e della potenza attiva  $P_o$ , corrispondenti a  $i_o$  delle figg. 7.28e e 7.28f.

7.21 Ripetere il problema 7.20 per le figg. 7.29e e 7.29f.

7.22 In un convertitore dc-dc a ponte che usa un PWM con tensione bipolare, ottenere analiticamente il valore  $(V_o/V_d)$  che comporta il massimo ripple (picco-picco) nella corrente d'uscita  $i_o$ . Calcolare questo ripple in funzione di  $V_d$ ,  $L_o$ , e  $f_s$ . Si supponga che  $R_o$  sia trascurabile.

7.23 Ripetere il problema 7.22 per un PWM con schema di tensione unipolare.

## 7.11 Bibliografia

- 1) R. P. Severns e E. Bloom, *Modern DC-to-DC Switchmode Power Converter Circuits*, Van Nostrand Reinhold Company, New York, 1985.
- 2) G. Chryssis, *High Frequency Switching Power Supplies: Theory and Design*, McGraw-Hill, New York, 1984.
- 3) R. E. Tarter, *Principles of Solid-State Power Conversion*, Sams and Co, Indianapolis, IN, 1985.
- 4) R. D. Middlebrook e S. Cuk, *Advances in Switched-Mode Power Conversion*, Vol. I e II, TESLAcO, Pasadena, CA, 1981.

## Inverter dc-ac a commutazione: dc $\leftrightarrow$ ac sinusoidale

### 8.1 Introduzione

Gli inverter dc-ac a commutazione sono usati negli azionamenti per motori in corrente alternata e nei gruppi di continuità, dove l'obiettivo è quello di produrre una tensione alternata sinusoidale, della quale si possano controllare sia l'ampiezza, sia la frequenza.

Come esempio si consideri un azionamento per motore in corrente alternata, mostrato nello schema a blocchi della fig. 8.1. La tensione dc è ottenuta raddrizzando e filtrando quella di linea, molto spesso mediante circuiti raddrizzatori a diodi, come quelli discussi nel capitolo 5.

Si desidera che la tensione ai morsetti del carico, costituito da un motore a corrente alternata, sia sinusoidale e regolabile in ampiezza e frequenza.

Questo è ottenuto mediante l'inverter dc-ac a commutazione della fig. 8.1, che riceve in ingresso una tensione continua e ne fornisce in uscita una alternata con le caratteristiche volute. Per precisione, l'inverter a commutazione della fig. 8.1 è un convertitore nel quale il flusso di potenza è reversibile.

Tuttavia, per la maggior parte del tempo la potenza fluisce dal lato dc al motore collegato sul lato ac, richiedendo un funzionamento come inverter. Perciò, questi convertitori a commutazione sono sovente indicati come inverter.

Per rallentare il motore in alternata della fig. 8.1, l'energia cinetica associata alla sua inerzia e al suo carico viene recuperata e il motore funziona come un generatore.

Durante questa fase, chiamata di frenatura, la potenza fluisce dal lato ac a quello dc del convertitore a commutazione, che funziona pertanto come un raddrizzatore.

L'energia recuperata durante la frenatura del motore ac può essere dissipata su un resistore, che può essere inserito a questo scopo in parallelo al condensatore della fig. 8.1.

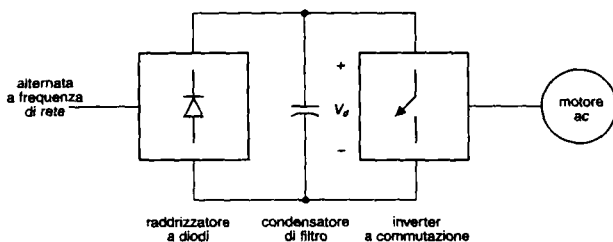


Fig. 8.1 Inverter a commutazione in un azionamento per motore ac.

Tuttavia, nelle applicazioni dove questa frenatura avviene di frequente, una alternativa migliore consiste in una frenatura a recupero nella quale l'energia recuperata dall'inerzia del carico del motore è restituita alla linea di alimentazione, come mostra la fig. 8.2.

Questo richiede che il convertitore, che collega l'azionamento alla linea, sia a due quadranti con una corrente reversibile lato continua, che funzioni come raddrizzatore durante il funzionamento da motore e come inverter durante la frenatura del motore.

Un convertitore a due quadranti con corrente reversibile può essere realizzato collegando in antiparallelo due convertitori a tiristore a frequenza di linea del tipo di quelli discussi nel capitolo 6 o mediante un convertitore a commutazione come quello mostrato nella fig. 8.2. Ci sono altri motivi per usare questo raddrizzatore a commutazione (chiamato raddrizzatore perché, per la maggior parte del tempo, la potenza fluisce dalla linea ac di ingresso al bus in continua) nel collegamento tra azionamento e linea di alimentazione. Una discussione dettagliata di questo raddrizzatore a commutazione è riportata nell'ultimo capitolo del libro, che tratta l'interfacciamento dei dispositivi dell'elettronica di potenza con la linea di distribuzione. In questo capitolo sono discussi gli inverter con uscita alternata monofase e trifase. Si assume che l'ingresso degli inverter sia una sorgente di tensione continua come è indicato nello schema a blocchi delle figg. 8.1 e 8.2. Questi vengono definiti inverter a tensione impressa VSI (*Voltage Source Inverter*). Altri tipi di inverter, ora usati solo per motori ac di potenza elevata, sono gli inverter a corrente impressa CSI (*Current Source Inverter*), nei quali l'ingresso dc dell'inverter è una sorgente di corrente continua. In conseguenza delle loro applicazioni limitate, i CSI non sono trattati in questo libro e la loro discussione è rimandata a testi specialistici.

Gli inverter a tensione impressa (VSI) possono inoltre essere suddivisi nelle tre classi generali elencate qui di seguito.

- 1) Inverter con modulazione a larghezza di impulso. In questi inverter, l'ampiezza della tensione dc d'ingresso è essenzialmente costante, come nel circuito della fig. 8.1, nel quale un raddrizzatore a diodi raddrizza la tensione di linea. Quindi, l'inverter deve controllare l'ampiezza e la frequenza della tensione d'uscita. Questo è ottenuto mediante una modulazione PWM degli interruttori dell'inverter e, quindi, questi inverter sono chiamati PWM. Esistono diversi schemi per modulare la larghezza dell'impulso che comanda gli interruttori, in modo da costruire la forma d'onda della tensione alternata d'uscita, che deve essere quanto più possibile vicina a un'onda sinusoidale. Fra tutti questi differenti tipi, lo schema chiamato PWM sinusoidale (o metodo della sottoscillazione) è trattato in dettaglio, mentre altre tecniche PWM sono descritte in un paragrafo alla fine di questo capitolo.

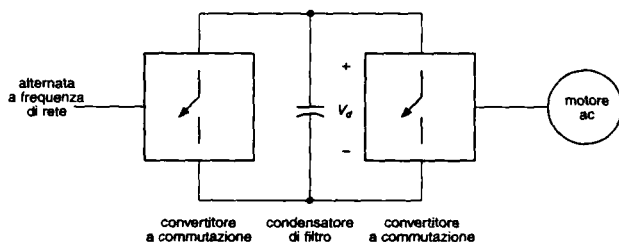


Fig. 8.2 Convertitori a commutazione per funzionamento da motore e frenatura con recupero in un azionamento per motore ac.

- 2) Inverter a onda quadra. In questi inverter, si controlla la tensione continua d'ingresso per controllare l'ampiezza di quella alternata d'uscita, e quindi l'inverter deve controllare solo la frequenza della tensione d'uscita. La tensione d'uscita alternata ha una forma d'onda simile a quella quadra, per cui questi inverter sono chiamati a onda quadra.
- 3) Inverter monofase con cancellazione della tensione. Nel caso di inverter con tensione di uscita monofase, è possibile controllare l'ampiezza e la frequenza della sua tensione d'uscita, anche se quella d'ingresso è una tensione continua costante e gli interruptori dell'inverter non sono comandati con impulsi modulati (e quindi la forma d'onda della tensione d'uscita è simile a un'onda quadra). Questi inverter riuniscono pertanto quindi, le caratteristiche dei due precedenti. Si noti che la tecnica di cancellazione della tensione è applicata soltanto agli inverter monofase e non a quelli trifase.

## 8.2 Concetti fondamentali sugli inverter

In questo paragrafo vengono prese in considerazione le caratteristiche degli inverter. Per semplicità, si considera un inverter monofase, mostrato nella fig. 8.3a, nel quale la tensione di uscita  $v_o$  è filtrata al punto che si può ritenere sinusoidale.

Poiché l'inverter alimenta un carico induttivo, come ad esempio un motore in corrente alternata,  $i_o$  è sfasata in ritardo rispetto a  $v_o$ , come è mostrato nella fig. 8.3b. Le forme d'onda della tensione e della corrente d'uscita della fig. 8.3b mostrano che durante l'intervallo 1  $v_o$  e  $i_o$  sono entrambe positive, mentre durante l'intervallo 3  $v_o$  e  $i_o$  sono entrambe negative. Quindi, durante gli intervalli 1 e 3 il flusso di potenza istantanea  $p_o = (v_o i_o)$  è diretto dal lato dc al lato ac e l'apparato funziona in modalità inverter. Al contrario, durante gli intervalli 2 e 4  $v_o$  e  $i_o$  hanno segno opposto e quindi  $p_o$  fluisce dal lato ac a quello dc; si ha pertanto il funzionamento in modalità raddrizzatore.

Quindi l'inverter della fig. 8.3a, durante ogni periodo della tensione alternata d'uscita, deve funzionare in tutti i quattro quadranti del piano  $i_o - v_o$  come mostra la fig. 8.3c. Un inverter a quattro quadranti è stato introdotto nel capitolo 7, dove si è dimostrato che in un convertitore a ponte, come quello della fig. 7.27,  $i_o$  è reversibile e che  $v_o$  può avere qualsiasi segno indipendentemente dalla direzione di  $i_o$ .

Quindi, il convertitore a ponte come quello della fig. 7.27 presenta i requisiti di un inverter a commutazione. Nella fig. 8.4 è mostrato solo uno dei due rami del convertitore a ponte, per esempio il ramo A.

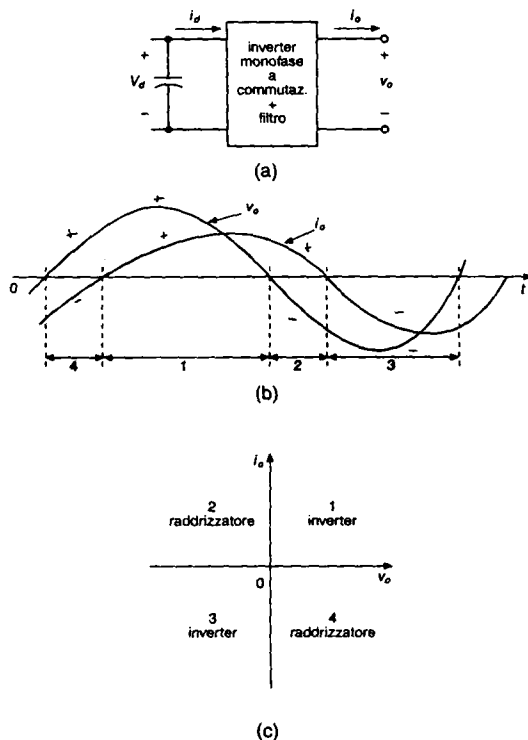


Fig. 8.3 Inverter monofase.

Tutte le topologie di inverter dc-ac descritte in questo capitolo derivano dal convertitore a un ramo della fig. 8.4. Per semplificare l'esposizione, si suppone che nell'inverter della fig. 8.4 sia accessibile il punto di mezzo "o" della tensione continua d'ingresso, sebbene nella maggior parte degli inverter ciò non è necessario e il punto non è comunque accessibile. Per capire le caratteristiche dell'inverter a un ramo della fig. 8.4, dapprima si suppone che la tensione continua d'ingresso  $V_d$  sia costante e che gli interruptori dell'inverter siano comandati con modulazione a larghezza d'impulso per dare forma alla tensione d'uscita e controllarla. In seguito, si dimostrerà che la commutazione a onda quadra è un caso particolare della tecnica di modulazione PWM.

### 8.2.1 Commutazione con modulazione a larghezza d'impulso

Nel capitolo 7 si è discussa la PWM dei convertitori dc-dc a ponte, nei quali il segnale di controllo  $v_{\text{controllo}}$  (costante o lentamente variabile nel tempo) è confrontato con una forma d'onda triangolare alla frequenza di commutazione per generare il segnale di comando degli interruptori.

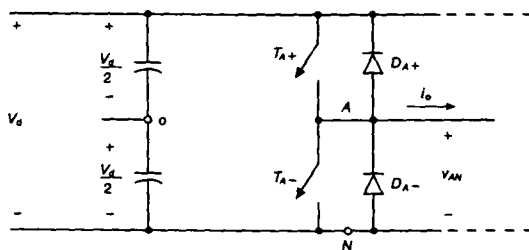


Fig. 8.4 Inverter monofase a un ramo.

Agendo sui duty cycle degli interruttori è possibile controllare il valore medio della tensione d'uscita.

Nei circuiti degli inverter, la modulazione a larghezza d'impulso (PWM) è un po' più complessa perché, come detto in precedenza, si desidera che l'uscita dell'inverter sia sinusoidale con ampiezza e frequenza controllabili.

Per ottenere una forma d'onda sinusoidale con una frequenza desiderata, un segnale di controllo sinusoidale con la frequenza desiderata è confrontato con un'onda triangolare, come è mostrato nella fig. 8.5a.

La frequenza dell'onda triangolare stabilisce la frequenza di commutazione degli interruttori ed è di solito tenuta costante assieme alla sua ampiezza  $V_{tri}$ .

Prima di discutere il comportamento della PWM, è necessario definire alcuni termini. La frequenza dell'onda triangolare  $v_{tri}$  della fig. 8.5a è quella di commutazione  $f_s$ , con la quale gli interruttori dell'inverter sono comandati (è detta anche frequenza portante).

Il segnale di controllo  $v_{controllo}$  è usato per modulare il duty cycle dell'interruttore e ha la frequenza  $f_1$ , che è la frequenza desiderata per la prima armonica della tensione d'uscita dell'inverter ( $f_1$  è detta anche frequenza modulante). Si ricorda che la tensione d'uscita dell'inverter non è un'onda sinusoidale perfetta e contiene armoniche a frequenze multiple di  $f_1$ . Il rapporto di modulazione d'ampiezza  $m_a$  è definito come

$$m_a = \frac{\hat{V}_{controllo}}{\hat{V}_{tri}} \quad (8.1)$$

nella quale  $\hat{V}_{controllo}$  è il valore massimo del segnale di controllo e  $\hat{V}_{tri}$  è l'ampiezza del segnale triangolare, che generalmente è tenuta costante.

Il rapporto di modulazione di frequenza  $m_f$  è definito come

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (8.2)$$

Nell'inverter della fig. 8.4b, gli interruttori  $T_{A+}$  e  $T_{A-}$  sono comandati in base al confronto tra  $v_{controllo}$  e  $v_{tri}$  e si ottiene la seguente tensione d'uscita, che non dipende dalla direzione di  $i_o$ :

$$v_{controllo} > v_{tri}, \quad T_{A+} \text{ è chiuso,} \quad v_{Ao} = \frac{1}{2} V_d \quad (8.3)$$

oppure



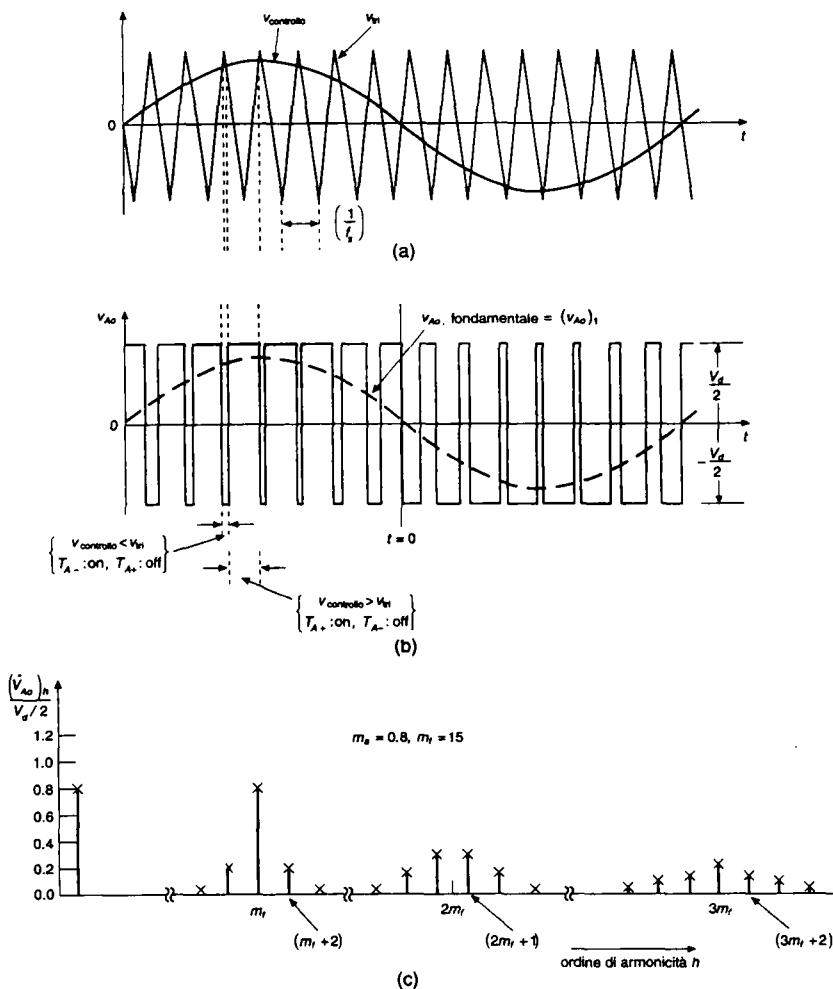


Fig. 8.5 Modulazione a larghezza d'impulso.

$$v_{\text{controllo}} < v_{\text{tri}}, \quad T_{A-} \text{ è chiuso}, \quad v_{A_o} = -\frac{1}{2}V_d$$

Poiché i due interruttori non sono mai aperti contemporaneamente, la tensione d'uscita  $v_{A_o}$  varia tra due valori  $(1/2)V_d$  e  $-(1/2)V_d$ .

La tensione  $v_{A_o}$  e la sua prima armonica (curva tratteggiata) sono mostrate nella fig. 8.5b, dove sono disegnate per  $m_f = 15$  e  $m_a = 0.8$ .

Lo spettro delle armoniche di  $v_{Ao}$  alle condizioni indicate nelle figg. 8.5a e 8.5b è rappresentato nella fig. 8.5c, dove sono riportate solo le armoniche di tensione normalizzate  $(\hat{V}_{Ao})_n / (1/2) V_d$  che hanno una ampiezza significativa.

Questo grafico (per  $m_a \leq 1$ ) evidenzia tre punti importanti, discussi qui di seguito.

- 1) Il valore massimo della prima armonica  $(\hat{V}_{Ao})_1$  è  $m_a$  volte  $(1/2)V_d$ . Questo può essere spiegato considerando dapprima una  $v_{\text{controllo}}$  costante come mostrato nella fig. 8.6a, che permette di ottenere la forma d'onda d'uscita  $v_{Ao}$ .

Dalla discussione del capitolo 7 relativa a una modulazione PWM di un convertitore dc-dc a ponte, si nota che la tensione media d'uscita (o più precisamente, la tensione d'uscita mediata su un periodo di commutazione  $T_s = 1/f_s$ ),  $V_{Ao}$ , dipende dal rapporto tra  $v_{\text{controllo}}$  e  $\hat{V}_{tri}$  per una data tensione  $V_d$ :

$$V_{Ao} = \frac{v_{\text{controllo}}}{\hat{V}_{tri}} \frac{V_d}{2} \quad v_{\text{controllo}} \leq \hat{V}_{tri} \quad (8.4)$$

Si supponga (sebbene questa ipotesi non sia necessaria) che  $v_{\text{controllo}}$  vari molto poco durante un periodo di commutazione, cioè che  $m_f$  sia grande, come è mostrato nella fig. 8.6b. Quindi, assumendo  $v_{\text{controllo}}$  costante durante un periodo di commutazione, l'eq. 8.4 indica come il valore "medio istantaneo" di  $v_{Ao}$  (mediato su un periodo di commutazione  $T_s$ ) varia da un periodo di commutazione all'altro. Questa "media istantanea" è la stessa di quella della prima armonica di  $v_{Ao}$ .

L'argomento precedente mostra perché  $v_{\text{controllo}}$  è scelta sinusoidale per fornire una tensione d'uscita con il minore numero di armoniche. Si faccia in modo che la tensione di controllo vari in modo sinusoidale con la frequenza  $f_1 = \omega_1/2\pi$ , che è la frequenza d'uscita desiderata (o la fondamentale) dell'inverter:

$$v_{\text{controllo}} = \hat{V}_{\text{controllo}} \sin \omega_1 t$$

dove

$$\hat{V}_{\text{controllo}} \leq \hat{V}_{tri} \quad (8.5)$$

Usando le eqq. 8.4 e 8.5 e le considerazioni precedenti, che mostrano come la componente alla frequenza fondamentale  $(V_{Ao})_1$  vari in modo sinusoidale e, in funzione del tempo, sia in fase con  $v_{\text{controllo}}$ , si ottiene

$$\begin{aligned} (v_{Ao})_1 &= \frac{\hat{V}_{\text{controllo}}}{\hat{V}_{tri}} \sin \omega_1 t \frac{V_d}{2} \\ &= m_a \sin \omega_1 t \frac{V_d}{2} \quad \text{per } m_a \leq 1.0 \end{aligned} \quad (8.6)$$

Quindi si ha:

$$(\hat{V}_{Ao})_1 = m_a \frac{V_d}{2} \quad \text{per } m_a \leq 1.0 \quad (8.7)$$

che mostra che in una modulazione PWM sinusoidale l'ampiezza della prima armonica della tensione d'uscita varia linearmente con  $m_a$  (purché  $m_a \leq 1.0$ ).

Quindi, l'intervallo di  $m_a$  tra 0 e 1 rappresenta la zona lineare.

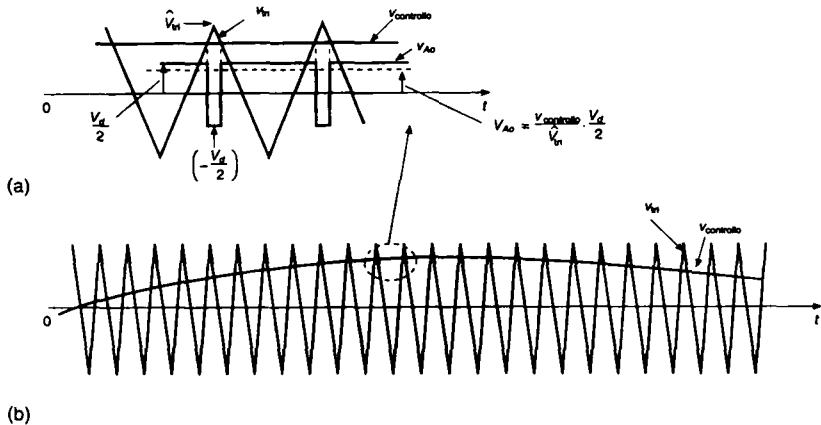


Fig. 8.6 PWM sinusoidale.

- 2) Le armoniche della tensione d'uscita dell'inverter compaiono come barre verticali, centrate attorno alla frequenza di commutazione e ai suoi multipli, cioè, attorno alle armoniche  $m_f$ ,  $2m_f$ ,  $3m_f$ , e così via. Questa configurazione rimane valida per tutti i valori di  $m_a$  nell'intervallo  $0 + 1$ .

Per un rapporto di modulazione di frequenza  $m_f \geq 9$  (che è sempre valido, eccetto che in sistemi di potenza molto elevata), le ampiezze delle armoniche sono quasi indipendenti da  $m_f$ , sebbene  $m_f$  definisca le frequenze alle quali esse si manifestano. Teoricamente, le frequenze alle quali si hanno le armoniche di tensione possono essere determinate con la seguente equazione:

$$f_h = (jm_f \pm k)f_1$$

cioè, l'armonica di ordine  $h$  corrisponde alla  $k$ -esima barra verticale di  $j$  volte  $m_f$ :

$$h = j(m_f) \pm k \quad (8.8)$$

dove la frequenza fondamentale corrisponde a  $h = 1$ . Per valori dispari di  $j$ , le armoniche esistono solo per valori pari di  $k$ . Per valori pari di  $j$ , le armoniche esistono solo per valori dispari di  $k$ .

Nella tab. 8.1 sono tabulate le armoniche normalizzate  $(\hat{V}_{Ao})_h / (1/2) V_d$  in funzione del rapporto di modulazione d'ampiezza  $m_a$  assumendo  $m_f \geq 9$ . Sono mostrate solo quelle con ampiezze significative fino a  $j = 4$ . Una discussione dettagliata è fornita dal titolo 6 della bibliografia.

Sarà utile in seguito tenere presente che nel circuito dell'inverter della fig. 8.4 si ha:

$$v_{AN} = v_{Ao} + \frac{1}{2} V_d \quad (8.9)$$

Quindi le componenti armoniche della tensione in  $v_{AN}$  e  $v_{Ao}$  sono le stesse:

Tab. 8.1 Armoniche generalizzate di  $v_{Ao}$  per  $m_f$  grande.

$h$ \ $m_a$	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
<b>Fondamentale</b>					
$m_f$	1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
$m_f \pm 2$	0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
$m_f \pm 4$					0.018
$2m_f \pm 1$	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
$2m_f \pm 3$		0.024	0.071	0.139	0.212
$2m_f \pm 5$				0.013	0.033
$3m_f$	0.335	0.123	0.083	0.171	0.113
$3m_f \pm 2$	0.044	0.139	0.203	0.176	0.062
$3m_f \pm 4$		0.012	0.047	0.104	0.157
$3m_f \pm 6$				0.016	0.044
$4m_f \pm 1$	0.163	0.157	0.008	0.105	0.068
$4m_f \pm 3$	0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
$4m_f \pm 5$			0.034	0.084	0.119
$4m_f \pm 7$				0.017	0.050

Nota:  $(\hat{V}_{Ao})_h / (1/2) V_d$  ( $= (\hat{V}_{AN})_h / (1/2) V_d$ ) è tabulata in funzione di  $m_a$ .

$$(\hat{V}_{AN})_h = (\hat{V}_{Ao})_h \quad (8.10)$$

La tab. 8.1 mostra che l'eq. 8.7 viene rispettata quasi esattamente e che l'ampiezza della prima armonica della tensione d'uscita varia linearmente con  $m_a$ .

- 3) Il rapporto  $m_f$  dovrebbe essere un numero dispari intero. Scegliendo  $m_f$  come numero dispari intero si ottiene una simmetria dispari [ $f(-t) = -f(t)$ ] come pure una simmetria a semionda [ $f(-t) = -f(t + (1/2)T_1)$ ] con l'origine del tempo mostrata nella fig. 8.5b, che è disegnata per  $m_f = 15$ .

Quindi, nella forma d'onda di  $v_{Ao}$  sono presenti solo le armoniche dispari, mentre le armoniche pari non compaiono. Inoltre, nell'analisi di Fourier sono diversi da zero soltanto i coefficienti della serie seno, mentre quelli della serie coseno sono uguali a zero. Lo spettro delle armoniche è rappresentato nella fig. 8.5c.

### Esempio 8.1

Nel circuito della fig. 8.4  $V_d = 300$  V,  $m_a = 0.8$ ,  $m_f = 39$  e la frequenza fondamentale è di 47 Hz. Calcolare il valore efficace della prima armonica della tensione  $v_{Ao}$  e di alcune delle sue armoniche dominanti, usando la tab. 8.1.

**Soluzione**

Dalla tab. 8.1 il valore efficace della tensione, per ogni valore di  $h$ , è dato da

$$\begin{aligned} (V_{Ao})_h &= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{V_d}{2} \frac{(\hat{V}_{Ao})_h}{V_d/2} \\ &= 106.07 \frac{(\hat{V}_{Ao})_h}{V_d/2} \end{aligned} \quad (8.11)$$

Quindi, dalla tab. 8.1 i valori efficaci delle armoniche di tensione sono:

Fondamentale:  $V_{Ao1} = 106.07 \times 0.8 = 84.86 \text{ V}$  a 47 Hz

$(V_{Ao})_{37} = 106.07 \times 0.22 = 23.33 \text{ V}$  a 1739 Hz

$(V_{Ao})_{39} = 106.07 \times 0.818 = 86.76 \text{ V}$  a 1833 Hz

$(V_{Ao})_{41} = 106.07 \times 0.22 = 23.33 \text{ V}$  a 1927 Hz

$(V_{Ao})_{77} = 106.07 \times 0.314 = 33.31 \text{ V}$  a 3619 Hz

$(V_{Ao})_{79} = 106.07 \times 0.314 = 33.31 \text{ V}$  a 3713 Hz

ecc.

Adesso occorre discutere sulla scelta della frequenza di commutazione e del rapporto  $m_f$  di modulazione di frequenza. In considerazione della relativa facilità con la quale si possono filtrare le armoniche della tensione a frequenze elevate, è desiderabile scegliere una frequenza di commutazione quanto più alta possibile, eccetto che per un significativo svantaggio: le perdite dovute alla commutazione negli interruttori dell'inverter crescono in modo proporzionale alla frequenza di commutazione  $f_s$ . Quindi, nella maggior parte delle applicazioni, la frequenza di commutazione è scelta o inferiore a 6 kHz o superiore a 20 kHz per essere più alta di quella udibile. Se la frequenza ottima di commutazione (in riferimento alle prestazioni globali del sistema) risulta essere nell'intervallo di 6-20 kHz, allora gli svantaggi di aumentarla a 20 kHz sono sovente superati dal vantaggio di non sentire rumori con  $f_s$  uguali o superiori a 20 kHz.

Quindi, in applicazioni tipiche a 50 o 60 Hz, come gli azionamenti dei motori ac (nei quali si richiede che la frequenza fondamentale dell'uscita dell'inverter sia al massimo 200 Hz), il rapporto di modulazione di frequenza  $m_f$  deve essere 9 o anche meno per frequenze di commutazione inferiori a 2 kHz. D'altra parte,  $m_f$  è più grande di 100 per frequenze di commutazione maggiori di 20 kHz. Una buona relazione tra il segnale della triangolare e quello di controllo è determinata da quanto è grande  $m_f$ . In questa sede,  $m_f = 21$  è considerato il limite tra grande e piccolo, anche se la sua scelta è piuttosto arbitraria. Si suppone anche un rapporto di modulazione di ampiezza  $m_a$  minore di 1.

**8.2.1.1  $m_f$  piccolo ( $m_f \leq 21$ )**

- 1) *PWM sincro*. Per piccoli valori di  $m_f$ , il segnale dell'onda triangolare e il segnale di controllo sono tra loro sincronizzati (PWM sincro) come è mostrato nella fig. 8.5a.

Questa modulazione PWM sincrona richiede che  $m_f$  sia un numero intero. Il motivo per cui si usa una PWM sincrona è che per quella di tipo asincrono (nella quale  $m_f$  non è un numero intero) si hanno subarmoniche (della frequenza fondamentale) che sono veramente indesiderabili nella maggior parte delle applicazioni. Questo richiede che la frequenza della forma d'onda triangolare debba variare con la frequenza desiderata dell'inverter (ad esempio, se la frequenza d'uscita dell'inverter è quindi quella di controllo  $v_{\text{controllo}}$  è 65.42 Hz e  $m_f = 15$ , la frequenza dell'onda triangolare deve essere  $15 \times 65.42 = 981.3$  Hz).

- 2)  $m_f$  dovrebbe essere un numero intero dispari. Come discusso in precedenza,  $m_f$  dovrebbe essere un numero intero dispari, eccetto il caso degli inverter monofase con PWM a tensione unipolare, che saranno illustrati nel paragrafo 8.3.2.2.

### 8.2.1.2 $m_f$ grande ( $m_f > 21$ )

Le ampiezze delle subarmoniche dovute ad una modulazione PWM asincrona sono piccole per valori elevati di  $m_f$ . Quindi, con un valore elevato di  $m_f$  la modulazione PWM asincrona può essere usata quando la frequenza dell'onda triangolare è tenuta costante, mentre varia la frequenza di  $v_{\text{controllo}}$  e si hanno, quindi, valori non interi di  $m_f$  (fino a quando sono elevati). Tuttavia, se l'inverter alimenta un carico come un motore a corrente alternata, le subarmoniche con frequenza nulla o vicina allo zero, anche se di piccola ampiezza, producono una corrente elevata che è assai indesiderata. Per questo motivo, la modulazione PWM asincrona dovrebbe essere evitata.

### 8.2.1.3 Sovramodulazione ( $m_a > 1.0$ )

Nella discussione precedente si è assunto  $m_a \leq 1.0$ , corrispondente ad una modulazione PWM sinusoidale in una zona lineare. Quindi, l'ampiezza della tensione con frequenza fondamentale varia linearmente con  $m_a$ , come dall'eq. 8.7. In questo intervallo nel quale  $m_a \leq 1.0$ , il PWM spinge le armoniche in un intervallo ad alta frequenza nell'intorno della frequenza di commutazione e dei suoi multipli. Nonostante questa desiderabile caratteristica di un PWM sinusoidale in zona lineare, uno degli svantaggi è che la massima ampiezza ottenibile della prima armonica non è così elevata come si desidera.

Questa è una naturale conseguenza dei buchi nella forma d'onda della tensione d'uscita della fig. 8.5b. Per aumentare ulteriormente l'ampiezza della prima armonica della tensione d'uscita,  $m_a$  viene aumentato oltre 1.0, e si ottiene così quella che è chiamata sovrarmodulazione. La sovrarmodulazione genera una tensione d'uscita che contiene molte più armoniche in confronto a quelle che si hanno in zona lineare ( $m_a \leq 1.0$ ), come è mostrato nella fig. 8.7. Le armoniche con ampiezza dominante nell'intervallo lineare potrebbero non essere dominanti durante la sovrarmodulazione. Con la sovrarmodulazione l'ampiezza della prima armonica non varia linearmente con il rapporto  $m_a$  della modulazione d'ampiezza. La fig. 8.8 mostra il valore massimo normalizzato della prima armonica della componente con frequenza fondamentale, cioè  $(\hat{V}_{Ao})_1 / (1/2)V_d$ , in funzione del rapporto  $m_a$ . Nella zona di sovrarmodulazione, anche con un valore di  $m_f$  ragionevolmente elevato,  $(\hat{V}_{Ao})_1 / (1/2)V_d$  dipende da  $m_f$ , al contrario di quanto avviene nella zona lineare ( $m_a \leq 1.0$ ), nella quale  $(\hat{V}_{Ao})_1 / (1/2)V_d$  varia linearmente con  $m_a$ , quasi indipendentemente da  $m_f$  (purché sia  $m_f > 9$ ).

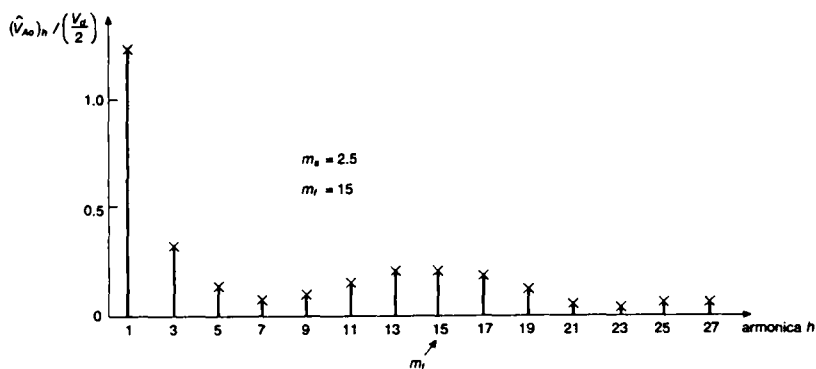


Fig. 8.7 Armoniche dovute alla sovrarmodulazione, disegnate per  $m_a = 2.5$  e  $m_f = 15$ .

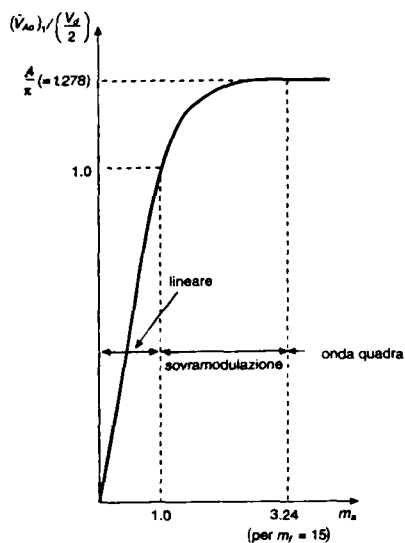


Fig. 8.8 Controllo della tensione mediante variazione di  $m_a$ .

Con la sovrarmodulazione, indipendentemente dal valore di  $m_f$ , è conveniente usare un funzionamento con PWM sincrono, così da ottenere i requisiti indicati in precedenza per un piccolo valore di  $m_f$ .

Come si vedrà nel capitolo 11, la zona di sovrarmodulazione viene evitata in un alimentatore per gruppi di continuità a causa dei severi requisiti richiesti per rendere minime le distorsioni della tensione d'uscita.

La sovrarmodulazione è usata normalmente negli azionamenti per motori a induzione, per i quali si rimanda a testi specialistici.

Per valori di  $m_a$  sufficientemente elevati, la forma d'onda della tensione dell'inverter degenera da una forma d'onda modulata a larghezza d'impulso ad un'onda quadra; tale situazione sarà discussa in dettaglio nel prossimo paragrafo.

Dalla fig. 8.8 e dalla discussione della commutazione a onda quadra presentata in tale paragrafo, si può concludere che nella zona di sovrarmodulazione con  $m_a > 1.0$  si ha:

$$\frac{V_d}{2} < (\hat{V}_{Ao})_1 < \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{2} \quad (8.12)$$

### 8.2.2 Funzionamento a onda quadra

Nel funzionamento a onda quadra, ogni interruttore del ramo dell'inverter della fig. 8.4 è chiuso per un semiperiodo ( $180^\circ$ ) della frequenza d'uscita desiderata.

Questo permette di ottenere la forma d'onda della tensione d'uscita mostrata nella fig. 8.9a. Con l'analisi di Fourier, i valori massimi della prima e di tutte le altre armoniche della forma d'onda dell'uscita dell'inverter possono essere ottenuti, per una data tensione di ingresso  $V_d$ , con le seguenti equazioni:

$$(\hat{V}_{Ao})_1 = \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{2} = 1.273 \left( \frac{V_d}{2} \right) \quad (8.13)$$

e

$$(\hat{V}_{Ao})_h = \frac{(\hat{V}_{Ao})_1}{h} \quad (8.14)$$

dove le armoniche di ordine  $h$  sono solo quelle dispari, come è mostrato nella fig. 8.9b.

Si noti che la commutazione a onda quadra è un caso particolare della commutazione PWM sinusoidale nella quale  $m_a$  diventa grande al punto che la forma d'onda della tensione di controllo interseca la triangolare della fig. 8.5a solo in corrispondenza dell'attraversamento dello zero da parte di  $v_{\text{controllo}}$ .

Quindi, nella zona ad onda quadra, la tensione d'uscita è indipendente da  $m_a$ , come è mostrato nella fig. 8.8.

Uno dei vantaggi del funzionamento a onda quadra è che ogni interruttore dell'inverter cambia stato solo due volte in ogni periodo, il che è importante a livelli molto elevati di potenza per i quali gli interruttori allo stato solido, in genere, hanno velocità di chiusura e di apertura più basse.

Uno dei seri svantaggi della commutazione a onda quadra è che l'inverter non può regolare l'ampiezza della tensione d'uscita. Quindi, per controllare la tensione d'uscita occorre regolare quella d'ingresso.



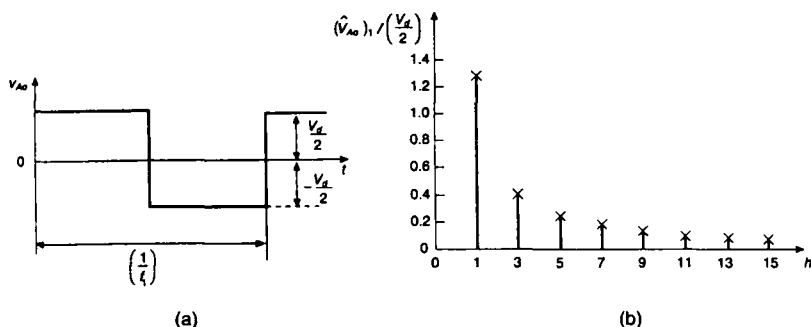


Fig. 8.9 Funzionamento a onda quadra.

## 8.3 Inverter monofase

### 8.3.1 Inverter a mezzo ponte (monofase)

La fig. 8.10 rappresenta un inverter a mezzo ponte. Qui, due condensatori uguali sono collegati in serie sull'ingresso dc e il loro punto di collegamento ha un potenziale intermedio, con una tensione uguale a  $(1/2)V_d$  ai capi di ogni condensatore.

Le capacità usate sono abbastanza elevate cosicché è ragionevole ritenere che la tensione nel punto "o" rimanga essenzialmente costante rispetto al morsetto negativo N del bus in continua.

Quindi, la configurazione del circuito è identica a quella dell'inverter elementare a un ramo discusso prima nel dettaglio; si ha quindi  $v_o = v_{Ao}$ .

Scegliendo una commutazione PWM, si trova che la forma d'onda della tensione d'uscita è esattamente come nella fig. 8.5b. Indipendentemente dagli stati degli interruptori, si nota che la corrente si divide in modo uguale tra i due condensatori  $C_+$  e  $C_-$  (che hanno valori uguali e molto elevati).

Quando  $T_+$  è chiuso, può condurre  $T_+$  oppure  $D_+$  in relazione alla direzione della corrente d'uscita  $i_o$ , che si suddivide in modo uguale tra i due condensatori.

Analogamente, quando l'interruttore  $T_-$  è chiuso, può condurre  $T_-$  oppure  $D_-$  in relazione alla direzione della corrente d'uscita  $i_o$ , che si suddivide in modo uguale tra i due condensatori. Quindi, i due condensatori  $C_+$  e  $C_-$  sono "effettivamente" connessi in parallelo rispetto al percorso della corrente  $i_o$ . Questo spiega anche perché il punto d'unione "o" della fig. 8.10 ha un potenziale intermedio.

Poiché  $i_o$  deve circolare attraverso il parallelo di  $C_+$  e  $C_-$  durante il regime permanente la corrente  $i_o$  non può avere una componente continua. Perciò, questi condensatori bloccano la componente continua eliminando, così, il problema della saturazione del primario del trasformatore, se questo è posto sull'uscita per realizzare un isolamento galvanico.

Poiché la corrente nell'avvolgimento primario di questo trasformatore non è forzata a zero a ogni commutazione, l'energia induttiva perduta nel trasformatore non costituisce un problema per gli interruptori.

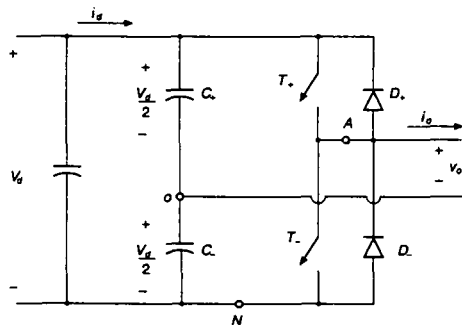


Fig. 8.10 Inverter a mezzo ponte.

In un inverter a mezzo ponte, i valori massimi della tensione e della corrente per gli interruttori sono i seguenti:

$$V_T = V_d \quad (8.15)$$

e

$$I_T = i_{o, \text{picco}} \quad (8.16)$$

### 8.3.2 Inverter a ponte (monofase)

La fig. 8.11 rappresenta un inverter a ponte. Questo inverter è formato da due inverter a un ramo, del tipo discusso nel paragrafo 8.2 ed è preferito alle altre configurazioni per potenze più elevate.

Con la stessa tensione d'ingresso, la massima tensione d'uscita dell'inverter a ponte è doppia di quella dell'inverter a mezzo ponte. Questo comporta che, a parità di potenza, la corrente d'uscita e le correnti negli interruttori sono la metà di quelle che si hanno negli inverter a mezzo ponte. Con elevati livelli di potenza, questo è un netto vantaggio, perché è richiesto un numero minore di elementi da collegare in parallelo.

#### 8.3.2.1 PWM con tensione bipolare

Questa tecnica PWM è stata discussa in precedenza nel capitolo 7 a proposito dei convertitori dc-dc a ponte.

Qui, gli interruttori diagonalmente opposti ( $T_{A+}$  e  $T_{B-}$ ) e ( $T_{A-}$  e  $T_{B+}$ ) dei due rami della fig. 8.11 sono comandati, rispettivamente, come coppie di interruttori 1 e 2.

Con questo tipo di commutazione PWM, la forma d'onda della tensione d'uscita del ramo A è identica a quella d'uscita dell'inverter elementare a un ramo del paragrafo 8.2 ed è determinata nello stesso modo, mediante il confronto tra  $v_{\text{controllo}}$  e  $v_{\text{tri}}$  della fig. 8.12a.

L'uscita del ramo B dell'inverter è negativa rispetto dell'uscita del ramo A; per esempio, quando  $T_{A+}$  è chiuso e  $v_{Ao}$  è uguale a  $+(1/2)V_d$ , è chiuso anche  $T_{B-}$  e  $v_{Bo} = (-1/2)V_d$ .

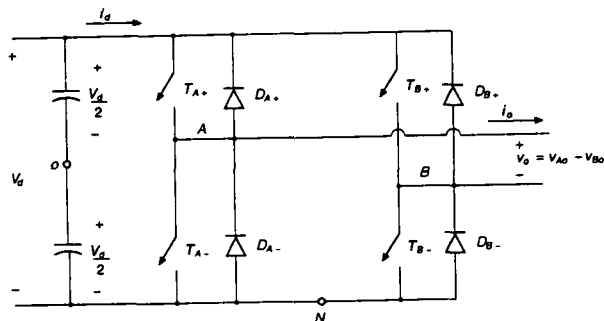


Fig. 8.11 Inverter monofase a ponte.

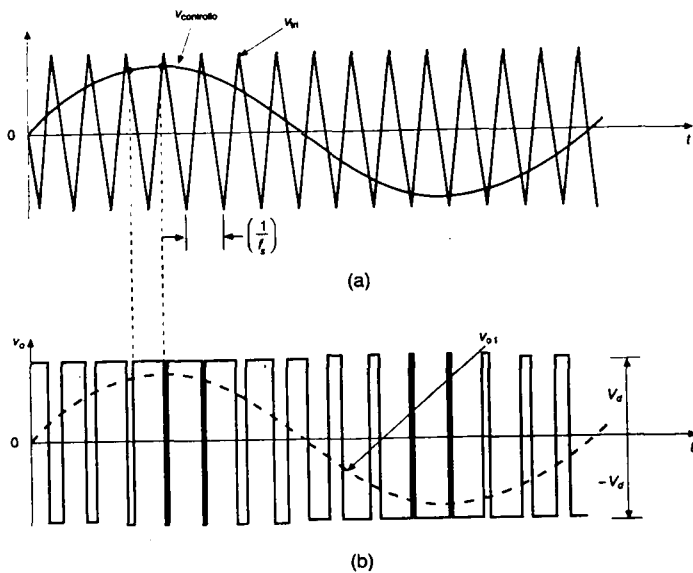


Fig. 8.12 PWM a tensione bipolare.

Quindi si ha:

$$v_{Bo}(t) = -v_{Ao}(t) \quad (8.17)$$

e

$$v_o(t) = v_{Ao}(t) - v_{Bo}(t) = 2v_{Ao}(t) \quad (8.18)$$

L'andamento di  $v_o$  è rappresentato nella fig. 8.12b. L'analisi fatta nel paragrafo 8.2 per l'inverter elementare a un ramo si applica completamente a questo tipo di commutazione PWM.

Quindi il valore massimo della prima armonica della tensione d'uscita ( $\hat{V}_{o1}$ ) può essere ottenuto dalle eqq. 8.7, 8.12 e 8.18 come

$$\hat{V}_{o1} = m_a V_d \quad \text{per} \quad m_a \leq 1.0 \quad (8.19)$$

e

$$V_d < \hat{V}_{o1} < \frac{4}{\pi} V_d \quad \text{per} \quad m_a > 1.0 \quad (8.20)$$

Nella fig. 8.12b, si osserva che la tensione d'uscita  $v_o$  varia tra i livelli di tensione  $-V_d$  e  $+V_d$ .

Questo è il motivo per cui questo tipo di commutazione è chiamato PWM con tensione **bipolare**.

Le ampiezze delle armoniche della tensione d'uscita possono essere ottenute usando la tab. 8.1, come è spiegato nell'esempio che segue.

### Esempio 8.2

Nel circuito del convertitore a ponte della fig. 8.11,  $V_d = 300$  V,  $m_a = 0.8$ ,  $m_f = 39$  e la frequenza fondamentale è di 47 Hz.

Calcolare il valore efficace prima armonica e di alcune armoniche dominanti della tensione  $v_o$  quando viene usata una tecnica PWM con tensione bipolare.

### Soluzione

Dall'eq. 8.18, le armoniche di  $v_o$  possono essere ottenute moltiplicando le armoniche della tab. 8.1 e dell'esempio 8.1 per un fattore 2. Quindi dall'eq. 8.11 il valore efficace di ogni armonica  $h$  è dato da

$$(V_o)_h = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot 2 \cdot \frac{V_d}{2} \frac{(\hat{V}_{Ao})_h}{V_d/2} = \frac{V_d}{\sqrt{2}} \frac{(\hat{V}_{Ao})_h}{V_d/2} = 212.13 \frac{(\hat{V}_{Ao})_h}{V_d/2} \quad (8.21)$$

e i valori efficaci delle tensioni sono:

fondamentale:  $V_{o1} = 212.13 \times 0.8 = 169.7$  V a 47Hz

$(V_o)_{37} = 212.13 \times 0.22 = 46.67$  V a 1739Hz

$(V_o)_{39} = 212.13 \times 0.818 = 173.52$  V a 1833Hz

$(V_o)_{41} = 212.13 \times 0.22 = 46.67$  V a 1927Hz

$(V_o)_{77} = 212.13 \times 0.314 = 66.60$  V a 3619Hz

$(V_o)_{79} = 212.13 \times 0.314 = 66.60$  V a 3713Hz

ecc.

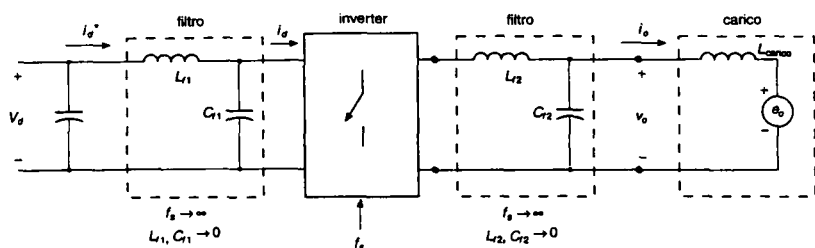


Fig. 8.13 Inverter con filtri "fittizi".

**Corrente  $i_d$  sul lato dc.** È istruttivo analizzare la corrente  $i_d$  sul lato dc in uno schema PWM con tensione bipolare.

Per semplicità, un filtro fittizio  $L-C$  è posto sia sul lato dc sia su quello ac, come è mostrato nella fig. 8.13. Si assume una frequenza di commutazione molto alta, quasi infinita.

Quindi, per eliminare da  $v_o$  e  $i_d$  le componenti armoniche dovute all'elevata frequenza di commutazione, gli elementi  $L$  e  $C$  del filtro possono avere un valore molto piccolo, vicino a zero.

Questo comporta che l'energia immagazzinata nei filtri sia trascurabile. Poiché il convertitore stesso non ha elementi che immagazzinano energia, la potenza istantanea di ingresso deve essere uguale a quella istantanea d'uscita.

Con le ipotesi fatte, la tensione  $v_o$  della fig. 8.13 è un'onda puramente sinusoidale con frequenza d'uscita  $\omega_1$ ; si ha:

$$v_{o1} = v_o = \sqrt{2}V_o \sin \omega_1 t \quad (8.22)$$

Se il carico è come quello mostrato nella fig. 8.13, dove  $e_o$  è un'onda sinusoidale con frequenza  $\omega_1$ , la corrente d'uscita è sinusoidale ed è sfasata in ritardo rispetto a  $v_o$ , perché il carico è induttivo, come nel caso di un motore in alternata. Si ha quindi:

$$i_o = \sqrt{2}I_o \sin(\omega_1 t - \phi) \quad (8.23)$$

dove  $\phi$  è l'angolo di ritardo con il quale  $i_o$  segue  $v_o$ .

Sul lato dc, il filtro  $L-C$  elimina dalla corrente  $i_d$  le componenti con elevata frequenza di commutazione;  $i_d^*$  pertanto, contiene solo le componenti a bassa frequenza e la componente continua.

Con l'ipotesi che nei filtri non sia immagazzinata energia, si ha:

$$V_d i_d^*(t) = v_o(t) i_o(t) = \sqrt{2}V_o \sin \omega_1 t \sqrt{2}I_o \sin(\omega_1 t - \phi) \quad (8.24)$$

Quindi

$$i_d^*(t) = \frac{V_o I_o}{V_d} \cos \phi - \frac{V_o I_o}{V_d} \cos(2\omega_1 t - \phi) = I_d + i_{d2} \quad (8.25)$$

$$= I_d - \sqrt{2}I_{d2} \cos(2\omega_1 t - \phi) \quad (8.26)$$

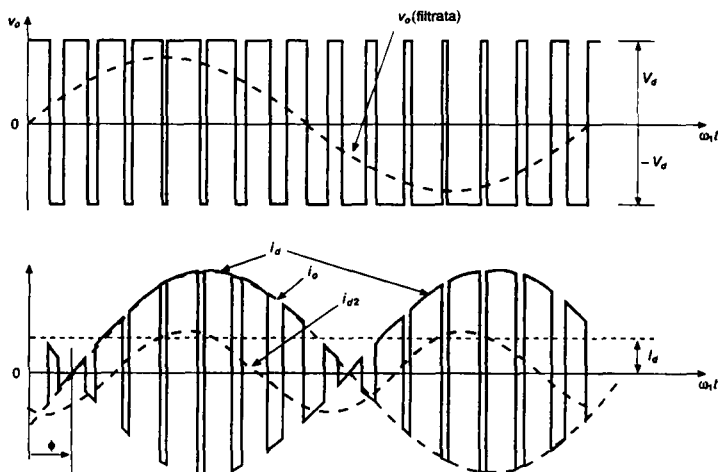


Fig. 8.14 Corrente sul lato dc in un inverter monofase con commutazione PWM a tensione bipolare.

dove

$$I_d = \frac{V_o I_o}{V_d} \cos \phi \quad (8.27)$$

e

$$I_{d2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{V_o I_o}{V_d} \quad (8.28)$$

L'eq. 8.26 mostra che  $i_d^*$  contiene una componente continua  $I_d$ , che è responsabile del trasferimento della potenza da  $V_d$ , presente sul lato dc, al lato ac dell'inverter. Inoltre,  $i_d^*$  contiene una componente sinusoidale con frequenza doppia di quella fondamentale. La corrente d'ingresso  $i_d$  è composta da  $i_d^*$  e da componenti ad alta frequenza dovute alle commutazioni dell'inverter, come è mostrato nella fig. 8.14.

Nei sistemi reali, l'ipotesi precedente di una tensione continua costante all'ingresso dell'inverter non è del tutto valida.

Di solito, questa tensione è ottenuta raddrizzando quella della linea, che poi è filtrata da un condensatore di capacità elevata posto sui morsetti d'uscita del raddrizzatore. Il ripple nella tensione sul condensatore, che è anche quello della tensione all'ingresso dell'inverter, è dovuto a due cause, sintetizzate qui di seguito.

- 1) Raddrizzando la tensione di linea con raddrizzatori a frequenza di linea disponibili in commercio, non si ottiene una tensione continua pura come è stato detto nei capitoli 5 e 6.
- 2) Come mostrato prima con l'eq. 8.26, la corrente del lato dc assorbita da un inverter monofase non è costante, ma contiene una componente di seconda armonica (doppia rispetto alla frequenza fondamentale all'uscita dell'inverter) in aggiunta a quelle

legate alla elevata frequenza di commutazione.

La seconda armonica di corrente produce una tensione di ripple sul condensatore, sebbene quella dovuta alle armoniche, alle alte frequenze di commutazione, sia essenzialmente trascurabile.

### 8.3.2.2 PWM con tensione unipolare

In un PWM con tensione unipolare, gli interruttori dei due rami dell'inverter a ponte della fig. 8.11 non sono comandati contemporaneamente, come nella tecnica PWM precedente.

Qui, i rami *A* e *B* dell'inverter a ponte sono comandati separatamente, confrontando rispettivamente  $v_{tri}$  con  $v_{controllo}$  e  $-v_{controllo}$ .

Come mostrato nella fig. 8.15a, dal confronto di  $v_{controllo}$  con la forma d'onda triangolare si ottengono i seguenti segnali logici di comando degli interruttori del ramo *A*:

$$\begin{aligned} v_{controllo} > v_{tri}: & \quad T_{A+} \text{ chiuso} \quad \text{e} \quad v_{AN} = V_d \\ v_{controllo} < v_{tri}: & \quad T_{A-} \text{ chiuso} \quad \text{e} \quad v_{AN} = 0 \end{aligned} \quad (8.29)$$

La tensione d'uscita del ramo *A* dell'inverter rispetto al morsetto negativo *N* del bus in continua (dc bus), è mostrata nella fig. 8.15b.

Per controllare gli interruttori del ramo *B*, la tensione  $-v_{controllo}$  è confrontata con la stessa onda triangolare, che permette di ottenere

$$\begin{aligned} (-v_{controllo}) > v_{tri}: & \quad T_{B+} \text{ chiuso} \quad \text{e} \quad v_{BN} = V_d \\ (-v_{controllo}) < v_{tri}: & \quad T_{B-} \text{ chiuso} \quad \text{e} \quad v_{BN} = 0 \end{aligned} \quad (8.30)$$

A causa dei diodi di ricircolo posti in antiparallelo agli interruttori, le tensioni precedenti date dalle eq. 8.29 e 8.30 non dipendono dalla direzione della corrente d'uscita  $i_o$ .

Le forme d'onda della fig. 8.15 mostrano che ci sono quattro combinazioni degli interruttori in stato di chiusura, alle quali corrispondono i seguenti livelli di tensione:

$$\begin{aligned} 1) \quad T_{A+}, T_{B-} \text{ chiuso:} & \quad v_{AN} = V_d, \quad v_{BN} = 0; \quad v_o = V_d \\ 2) \quad T_{A-}, T_{B+} \text{ chiuso:} & \quad v_{AN} = 0, \quad v_{BN} = V_d; \quad v_o = -V_d \\ 3) \quad T_{A+}, T_{B+} \text{ chiuso:} & \quad v_{AN} = V_d, \quad v_{BN} = V_d; \quad v_o = 0 \\ 4) \quad T_{A-}, T_{B-} \text{ chiuso:} & \quad v_{AN} = 0, \quad v_{BN} = 0; \quad v_o = 0 \end{aligned} \quad (8.31)$$

Si noti che quando entrambi gli interruttori superiori sono chiusi, la tensione d'uscita è zero. La corrente circola nella maglia attraverso  $T_{A+}$  e  $D_{B+}$  oppure  $D_{A+}$  e  $T_{B+}$  in funzione della direzione di  $i_o$ .

Durante questi intervalli la corrente  $i_d$  è uguale a zero. Si ha una condizione simile quando entrambi gli interruttori  $T_{A-}$  e  $T_{B-}$  sono chiusi.

In questo tipo di schema PWM, quando si ha la commutazione la tensione d'uscita varia tra zero e  $+V_d$  oppure tra zero e  $-V_d$ .

Per questo motivo, questo tipo di tecnica PWM è chiamato PWM con tensione unipolare e si contrappone alla tecnica PWM con tensione bipolare (tra  $+V_d$  e  $-V_d$ ) descritta in precedenza.

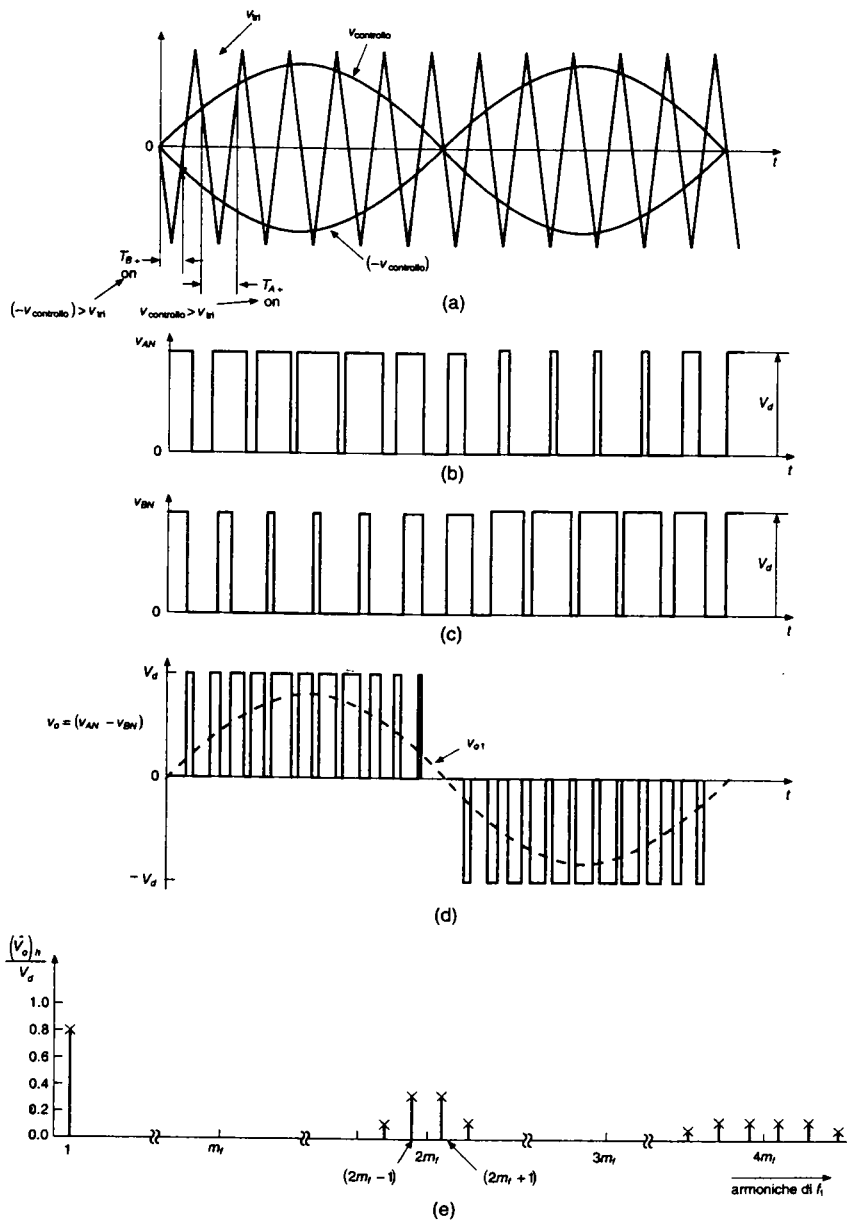


Fig. 8.15 PWM a tensione unipolare (monofase).



Questa tecnica ha il vantaggio di raddoppiare "effettivamente" la frequenza di commutazione per quanto riguarda le armoniche d'uscita, rispetto alla tecnica che impiega una tensione bipolare. Inoltre, le variazioni della tensione d'uscita in ogni commutazione sono ridotte a  $V_d$  rispetto al valore di  $2V_d$  della tecnica precedente.

Il vantaggio di raddoppiare "effettivamente" la frequenza di commutazione è evidente nello spettro delle armoniche della tensione d'uscita, nel quale le armoniche più basse (nel circuito ideale) sono presenti in bande intorno alla frequenza doppia di quella di commutazione. È facile capire questo se si sceglie, per un inverter monofase, un valore pari per il rapporto  $m_f$  di modulazione di frequenza ( $m_f$  dovrebbe essere dispari per una PWM con tensione bipolare). Le forme d'onda  $v_{AN}$  e  $v_{BN}$  sono sfasate di  $180^\circ$  l'una rispetto all'altra con riferimento alla frequenza fondamentale  $f_1$ .

Quindi, le componenti armoniche alla frequenza di commutazione in  $v_{AN}$  e  $v_{BN}$  hanno la stessa fase ( $\phi_{AN} - \phi_{BN} = 180^\circ \cdot m_f = 0^\circ$ , poiché le forme d'onda sono spostate di  $180^\circ$  e  $m_f$  è stato scelto pari). Questo comporta la cancellazione della componente armonica alla frequenza di commutazione nella tensione d'uscita  $v_o = v_{AN} - v_{BN}$ . Inoltre, le armoniche intorno alla frequenza di commutazione scompaiono. Nello stesso modo, l'altra armonica dominante con frequenza doppia di quella di commutazione si annulla, mentre non si annullano le armoniche adiacenti. Si ha pertanto:

$$\hat{V}_{o1} = m_a V_d \quad \text{per} \quad m_a \leq 1.0 \quad (8.32)$$

e

$$V_d < \hat{V}_{o1} < \frac{4}{\pi} V_d \quad \text{per} \quad m_a > 1.0 \quad (8.33)$$

### Esempio 8.3

Nell'esempio 8.2, supporre che venga usata una tecnica PWM con tensione unipolare con  $m_f = 38$ . Calcolare i valori efficaci della prima armonica e di alcune delle armoniche dominanti della tensione d'uscita.

#### Soluzione

Con riferimento alla discussione sulla commutazione con tensione unipolare, le armoniche di ordine  $h$  possono essere scritte come

$$h = j(2m_f) \pm k \quad (8.34)$$

nella quale le armoniche esistono in bande intorno a  $2m_f$  e multipli di  $2m_f$ . Poiché  $h$  è dispari, nell'eq. 8.34  $k$  può avere solo valori dispari. Dall'esempio 8.2 si ha:

$$(V_o)_h = 212.13 \frac{(V_{Ao})_h}{V_d/2} \quad (8.35)$$

Usando l'eq. 8.35 e la tab. 8.1, si ottengono i seguenti valori efficaci delle tensioni:

Alla frequenza fondamentale, cioè a 47 Hz:  $V_{o1} = 0.8 \times 212.13 = 169.7$  V

$$\text{Per } h = 2m_f - 1 = 75 \text{ cioè } 3525 \text{ Hz: } (V_o)_{75} = 0.314 \times 212.13 = 66.60 \text{ V}$$

$$\text{Per } h = 2m_f + 1 = 77 \text{ cioè } 3619 \text{ Hz: } (V_o)_{77} = 0.314 \times 212.13 = 66.60 \text{ V}$$

ecc.

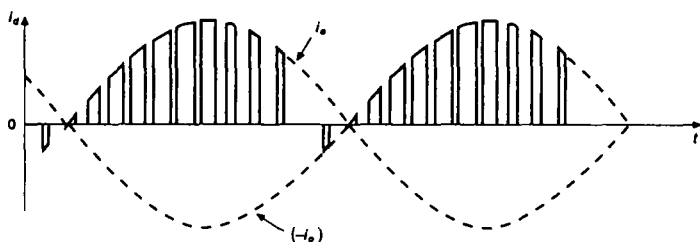


Fig. 8.16 Corrente nel lato dc in un inverter monofase con PWM a tensione bipolare.

Il confronto tra la commutazione con tensione unipolare e quella bipolare dell'esempio 8.2 mette in evidenza che in entrambi i casi le prime armoniche di tensione sono le stesse a parità di  $m_d$ .

Tuttavia, con la commutazione con tensione unipolare le armoniche dominanti centrate attorno a  $m_f$  scompaiono e si ottiene un contenuto di armoniche di gran lunga inferiore.

**Corrente  $i_d$  del lato continua.** In condizioni simili a quelle del circuito della fig. 8.13 per PWM con tensione bipolare di commutazione, la fig. 8.16 mostra la corrente  $i_d$  del lato dc ottenuta con la tecnica PWM con tensione unipolare, dove  $m_f = 14$  (invece di  $m_f = 15$  per tensione bipolare).

Confrontando le figg. 8.14 e 8.16, è evidente che usando una PWM con tensione unipolare si ottiene un ripple più piccolo nella corrente del lato dc dell'inverter.

### 8.3.2.3 Funzionamento a onda quadra

L'inverter a ponte può anche funzionare in modalità onda quadra. Entrambi i tipi di PWM discussi in precedenza degenerano nella modalità di funzionamento a onda quadra, nella quale gli interruttori ( $T_{A+}$  e  $T_{B-}$ ) e ( $T_{B+}$  e  $T_{A-}$ ) sono fatti funzionare come due coppie con un duty cycle di 0.5.

Come avviene nel caso di funzionamento a onda quadra, l'ampiezza della tensione d'uscita è regolata controllando la tensione continua d'ingresso. Tale ampiezza è data da:

$$\hat{V}_{ot} = \frac{4}{\pi} V_d \quad (8.36)$$

### 8.3.2.4 Controllo dell'uscita mediante cancellazione della tensione

Questo tipo di controllo è possibile solo nel circuito di un inverter monofase a ponte.

Si basa sulla combinazione di una commutazione a onda quadra e una con PWM con tensione unipolare.

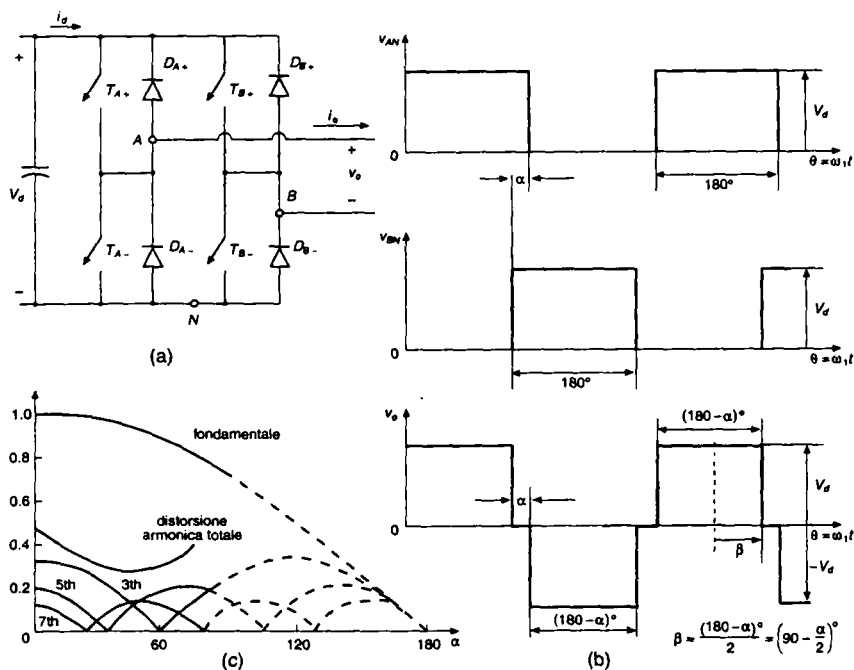


Fig. 8.17 Controllo di un inverter monofase a ponte mediante cancellazione della tensione: (a) circuito di potenza, (b) forme d'onda, (c) fondamentale normalizzata, armoniche della tensione d'uscita e distorsione armonica totale in funzione di  $\alpha$ .

Nel circuito della fig. 8.17a, gli interruttori dei due rami dell'inverter sono comandati separatamente (come nella modulazione PWM con tensione unipolare). Tutti gli interruttori hanno però un duty cycle di 0.5 come nel controllo a onda quadra. Questo permette di ottenere le forme d'onda  $v_{AN}$  e  $v_{BN}$  mostrate nella fig. 8.17b, nelle quali può essere controllato l'angolo di sovrapposizione  $\alpha$ . Durante questo intervallo di sovrapposizione, la tensione d'uscita è uguale a zero come conseguenza del fatto che entrambi gli interruttori superiori o entrambi quelli inferiori sono chiusi. Con  $\alpha = 0$ , la forma d'onda d'uscita è analoga a quella di un inverter a onda quadra con la massima ampiezza possibile della prima armonica dell'uscita.

È più facile ottenere la fondamentale e le armoniche della tensione d'uscita in funzione di  $\beta = 90^\circ - (1/2)\alpha$ , come è mostrato nella fig. 8.17b. Si ha:

$$\begin{aligned}
 (\hat{V}_o)_h &= \frac{2}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} v_o \cos(h\theta) d\theta \\
 &= \frac{2}{\pi} \int_{-\beta}^{\beta} V_d \cos(h\theta) d\theta \\
 \therefore (\hat{V}_o)_h &= \frac{4}{\pi h} V_d \sin(h\beta)
 \end{aligned} \tag{8.37}$$

dove  $\beta = 90^\circ - (1/2)\alpha$  e  $h$  è un numero intero dispari.

La fig. 8.17c mostra le variazioni nella componente a frequenza fondamentale, o prima armonica, oltre alle altre tensioni armoniche in funzione di  $\alpha$ . Queste sono normalizzate rispetto alla prima armonica in un funzionamento a onda quadra ( $\alpha = 0$ ). Anche la distorsione armonica totale, che è data dal rapporto tra il valore efficace della distorsione armonica e il valore efficace della prima armonica, è rappresentata in funzione di  $\alpha$ .

A causa della distorsione elevata, le curve sono disegnate con tratteggio per valori elevati di  $\alpha$ .

### 8.3.2.5 Sfruttamento delle valvole negli inverter a ponte

Come per un inverter a mezzo ponte, se sull'uscita dell'inverter a ponte si utilizza un trasformatore, la sua induttanza di dispersione non rappresenta un problema per gli interruttori. Indipendentemente dal tipo di controllo e dalla tecnica di commutazione utilizzata, i valori massimi della tensione e della corrente della valvola richiesti in un inverter a ponte sono i seguenti:

$$V_T = V_d \quad (8.38)$$

e

$$I_T = i_{o, \text{picco}} \quad (8.39)$$

### 8.3.2.6 Ripple all'uscita di un inverter monofase

Il ripple in una forma d'onda periodica si riferisce alla differenza tra il valore istantaneo della forma d'onda e quello della sua componente alla frequenza fondamentale.

La fig. 8.18a mostra un inverter monofase a commutazione. Si suppone che alimenti un motore a induzione, rappresentato da un circuito equivalente semplificato in cui è presente una forza elettromotrice (fem)  $e_o$ .

Poiché  $e_o(t)$  è sinusoidale, solo le componenti sinusoidali (frequenza fondamentale) della tensione e della corrente in uscita all'inverter sono responsabili del trasferimento di potenza attiva al carico.

Si possono considerare separatamente la prima armonica dalle componenti di ripple di  $v_o$  e  $i_o$ , applicando il principio di sovrapposizione delle cause e degli effetti al circuito lineare della fig. 8.18a.

Sia  $v_o = v_{o1} + v_{\text{ripple}}$  e  $i_o = i_{o1} + i_{\text{ripple}}$ . Le figg. 8.18b e 8.18c mostrano, rispettivamente, il circuito alla frequenza fondamentale e alla frequenza di ripple, nel quale la componente con la frequenza di ripple è composta da sotto-componenti alle differenti frequenze armoniche.

Quindi, in forma fasoriale (con le prime armoniche indicate con il pedice 1) come mostrato nella fig. 8.18d, si ha:

$$\mathbf{V}_{o1} = \mathbf{E}_o + \mathbf{V}_{L1} = \mathbf{E}_o + j\omega_1 L \mathbf{I}_{o1} \quad (8.40)$$

Poiché in questo caso è valido il principio di sovrapposizione delle cause e degli effetti, ai capi di  $L$  compare tutto il ripple di  $v_o$ , dove

$$v_{\text{ripple}}(t) = v_o - v_{o1} \quad (8.41)$$

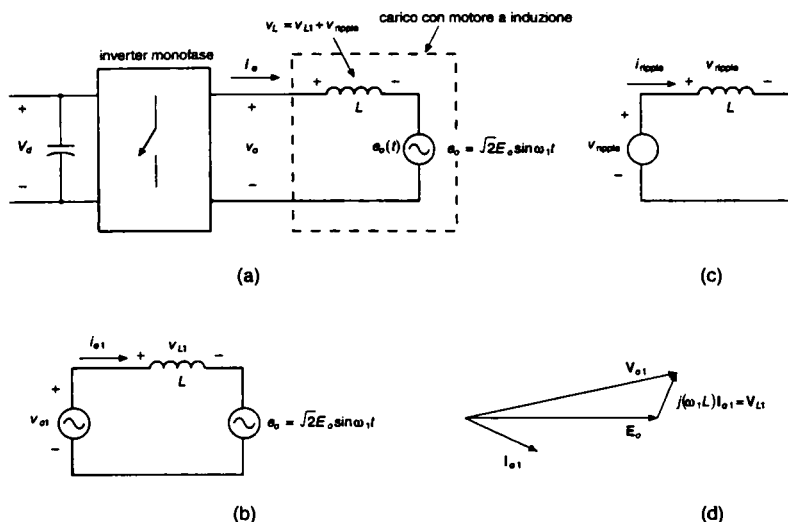


Fig. 8.18 Inverter monofase: (a) circuito, (b) circuito alla frequenza fondamentale, (c) circuito alla frequenza di ripple, (d) diagramma fasoriale per la frequenza fondamentale.

Il ripple della corrente d'uscita può essere calcolato come

$$i_{\text{ripple}}(t) = \frac{1}{L} \int_0^t v_{\text{ripple}}(\zeta) d\zeta + k \quad (8.42)$$

dove  $k$  è una costante e  $\zeta$  è la variabile di integrazione.

Con un'origine dei tempi  $t = 0$  stabilita in modo opportuno, la costante  $k$  nell'eq. 8.42 è uguale a zero. Quindi, le eqq. 8.41 e 8.42 mostrano che il ripple della corrente non dipende dalla potenza trasferita al carico.

Come esempio, la fig. 8.19a mostra la corrente di ripple in uscita da un inverter a onda quadra. La fig. 8.19b mostra la corrente di ripple in un convertitore PWM con tensione bipolare.

Nelle figg. 8.19a e 8.19b sono state mantenute uguali le prime armoniche delle tensioni d'uscita (questo richiede un valore di  $V_d$  più elevato nell'inverter PWM).

Con l'inverter PWM si ottiene un ripple di corrente con un valore massimo sostanzialmente più piccolo in confronto a quello di un inverter a onda quadra.

Questo dimostra il vantaggio di avere spostato le armoniche nella tensione di uscita dell'inverter alle frequenze più alte possibili, riducendo, in questo modo, le perdite nel carico grazie alla riduzione delle armoniche della corrente d'uscita.

Si ottiene questo usando inverter con frequenze di commutazione più elevate che comportano commutazioni più frequenti e, quindi, maggiori perdite di commutazione nell'inverter.

Perciò, dal punto di vista del rendimento totale del sistema, nella scelta della frequenza di commutazione occorre fare un compromesso.

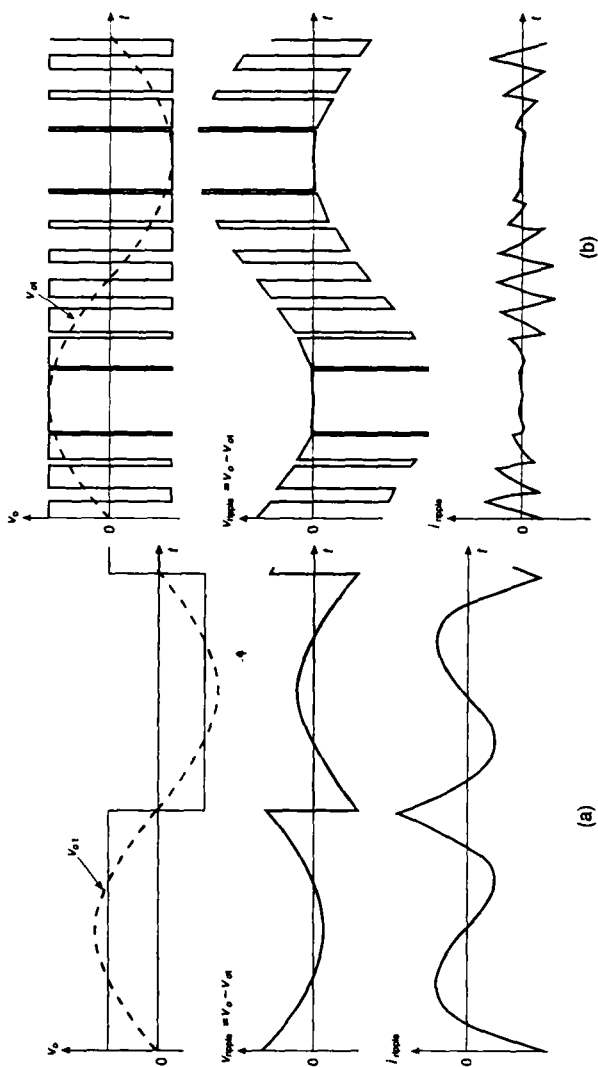


Fig. 8.19 Ripple sull'uscita dell'inverter: (a) commutazione a onda quadra, (b) PWM a tensione bipolare.

### 8.3.3 Inverter in configurazione push-pull

La fig. 8.20 mostra il circuito di un inverter *push-pull*. È richiesta la presenza di un trasformatore con presa centrale.

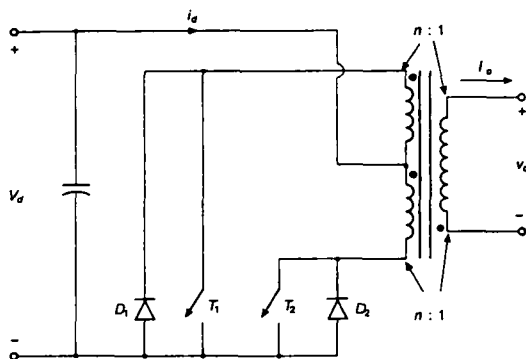


Fig. 8.20 Inverter push-pull (monofase).

Si suppone inizialmente che la corrente d'uscita  $i_o$  circoli senza discontinuità. Con questa ipotesi, quando l'interruttore  $T_1$  è chiuso (e  $T_2$  è aperto), conduce  $T_1$  se il valore di  $i_o$  è positivo, mentre conduce  $D_1$  se il valore di  $i_o$  è negativo. Quindi, indipendentemente dalla direzione di  $i_o$ ,  $v_o = V_d/n$ , dove  $n$  è il rapporto tra le spire di metà primario e quelle del secondario del trasformatore, come mostra la fig. 8.20. Analogamente, quando l'interruttore  $T_2$  è chiuso (e  $T_1$  è aperto),  $v_o = -V_d/n$ . Un inverter push-pull può funzionare in modalità PWM oppure a onda quadra e le forme d'onda sono identiche a quelle delle figg. 8.5 e 8.12 rispettivamente per inverter a mezzo ponte o a ponte.

La tensione d'uscita della fig. 8.20 è uguale a

$$\hat{V}_{o1} = m_a \frac{V_d}{n} \quad \text{per} \quad m_a \leq 1.0 \quad (8.43)$$

e

$$\frac{V_d}{n} < \hat{V}_{o1} < \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{n} \quad \text{per} \quad m_a \geq 1.0 \quad (8.44)$$

In un inverter push-pull, i valori massimi della tensione e della corrente dell'interruttore sono

$$V_T = 2V_d \quad I_T = i_{o, \text{picco}} / n \quad (8.45)$$

Il vantaggio principale di un circuito push-pull è che in ogni istante conduce solo uno degli interruttori.

Questo può essere importante se l'ingresso in continua del convertitore proviene da una sorgente a bassa tensione, come una batteria, poiché la caduta di tensione su più interruttori in serie riduce il rendimento. Inoltre, i circuiti di comando dei due interruttori hanno una massa comune. È comunque difficile evitare la saturazione dovuta alla corrente continua del trasformatore dell'inverter push-pull.

La corrente d'uscita, che coincide con quella del secondario del trasformatore, è una corrente che alla frequenza fondamentale varia lentamente e può essere ritenuta costante

durante l'intervallo di commutazione.

Quando si ha una commutazione, la corrente passa da una metà all'altra dell'avvolgimento primario del trasformatore. Questo richiede un accoppiamento magnetico molto efficace tra i due semi-avvolgimenti del primario per ridurre l'energia associata alla loro induttanza di dispersione. Questa energia verrà dissipata negli interruttori o nei loro circuiti di protezione (*snubber*).

Questo è un fenomeno generale connesso a tutti i convertitori (o inverter) con isolamento nei quali la corrente in uno degli avvolgimenti è forzata a zero a ogni commutazione. È molto importante tenere presente il fenomeno quando si progettano questi convertitori.

In un inverter push-pull con modulazione a larghezza d'impulso con uscita sinusoidale (a differenza di quelli usati negli alimentatori in continua), il trasformatore deve essere progettato per la frequenza fondamentale d'uscita.

Il numero delle spire è quindi elevato se confrontato con quello di un trasformatore progettato per funzionare alla frequenza di commutazione elevata, presente in un alimentatore switching.

Questo comporta una elevata induttanza di dispersione, che è proporzionale al quadrato del numero delle spire, purché tutte le altre dimensioni rimangano uguali. Ciò rende difficile far funzionare un inverter push-pull PWM modulato con onda sinusoidale ad una frequenza di commutazione superiore ad 1 kHz.

### 8.3.4 Sfruttamento delle valvole negli inverter monofase

Poiché lo scopo di questo paragrafo è quello di confrontare lo sfruttamento degli interruttori nei differenti inverter monofase, le condizioni del circuito sono considerate ideali. Si assume che  $V_{d, \max}$  sia il valore più alto della tensione d'ingresso, che stabilisce la tensione massima dell'interruttore.

Nella modalità PWM, l'ingresso rimane costante a  $V_{d, \max}$ . In modalità onda quadra, si fa scendere la tensione d'ingresso sotto  $V_{d, \max}$  per diminuire quella d'uscita rispetto al suo valore massimo.

Indipendentemente dalla modalità di funzionamento (PWM o onda quadra), si suppone che il carico d'uscita abbia una induttanza talmente elevata da ottenere una corrente perfettamente sinusoidale (una condizione ideale non richiesta per un'uscita a onda quadra) con un valore efficace di corrente  $I_o, \max$  corrispondente al carico massimo.

Supponendo che la corrente di uscita sia perfettamente sinusoidale, la potenza apparente relativa alla prima armonica nel lato di uscita dell'inverter ha un valore pari a  $V_{o1} \cdot I_o, \max$  nelle condizioni di carico massimo, dove il pedice 1 indica la componente fondamentale.

Chiamando  $V_T$  e  $I_T$  i valore massimi della tensione e della corrente della valvola, lo sfruttamento medio di tutti gli interruttori di un inverter può essere definito nel modo seguente:

$$\text{indice di sfruttamento della valvola} = \frac{V_{o1} I_{o, \max}}{q V_T I_T} \quad (8.46)$$

dove  $q$  è il numero degli interruttori dell'inverter.

Per confrontare lo sfruttamento delle valvole in differenti inverter monofase, inizialmente facciamo riferimento al funzionamento in onda quadra a carico massimo.

(Il massimo sfruttamento dell'interruttore si ha per  $V_d = V_{d, \max}$ ).



*Inverter push-pull*

$$V_T = 2V_{d,\max} \quad I_T = \sqrt{2} \frac{I_{o,\max}}{n} \quad V_{o1,\max} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \frac{V_{d,\max}}{n} \quad q=2 \quad (8.47)$$

( $n$  = rapporto spire, fig. 8.20)

$$\therefore \text{indice massimo dello sfruttamento della valvola} = \frac{1}{2\pi} \approx 0.16 \quad (8.48)$$

*Inverter a mezzo ponte*

$$V_T = V_{d,\max} \quad I_T = \sqrt{2} I_{o,\max} \quad V_{o1,\max} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \frac{V_{d,\max}}{2} \quad q=2 \quad (8.49)$$

$$\therefore \text{indice massimo dello sfruttamento della valvola} = \frac{1}{2\pi} \approx 0.16 \quad (8.50)$$

*Inverter a ponte*

$$V_T = V_{d,\max} \quad I_T = \sqrt{2} I_{o,\max} \quad V_{o1,\max} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} V_{d,\max} \quad q=4 \quad (8.51)$$

$$\therefore \text{indice massimo dello sfruttamento della valvola} = \frac{1}{2\pi} \approx 0.16 \quad (8.52)$$

Si vede che in ogni inverter il massimo indice di sfruttamento della valvola è lo stesso e vale

$$\text{indice massimo dello sfruttamento della valvola} = \frac{1}{2\pi} \approx 0.16 \quad (8.53)$$

In realtà, l'indice di sfruttamento della valvola è molto più piccolo di 0.16 per questi motivi: (1) le prestazioni della valvola sono scelte in modo prudente per assicurare margini di sicurezza; (2) nel determinare la corrente massima di una valvola in un inverter PWM, si devono considerare le variazioni della tensione disponibile lato dc; (3) il ripple della corrente d'uscita influenza la corrente nominale della valvola.

Inoltre, può essere richiesto all'inverter di alimentare un sovraccarico per un breve periodo di tempo. Così, l'indice di sfruttamento della valvola, in pratica, è in sostanza inferiore a quello calcolato (0.16).

A potenze più basse di quella nominale del carico, lo sfruttamento della valvola decresce linearmente. Si noti che usando una commutazione PWM con  $m_a \leq 1.0$ , questo indice è più piccolo di un fattore pari a  $(\pi/4)m_a$  se confrontato con la commutazione a onda quadra.

$$\text{indice massimo dello sfruttamento della valvola} = \frac{1}{2\pi} \frac{\pi}{4} m_a = \frac{1}{8} m_a \quad (8.54)$$

(PWM,  $m_a \leq 1.0$ )

Quindi, il massimo indice teorico di sfruttamento della valvola in una commutazione PWM è soltanto 0.125 per  $m_a = 1$ , rispetto al valore di 0.16 per un inverter a onda quadra.

#### Esempio 8.4

In un inverter PWM monofase a ponte,  $V_d$  varia nell'intervallo 295 + 325 V. Si richiede che la tensione d'uscita sia costante a 200 V (valore efficace) e che la massima corrente di carico (supposta sinusoidale) sia di 10 A (valore efficace). Calcolare l'indice di sfruttamento medio delle valvole (in queste condizioni ideali, non è richiesta alcuna capacità di sopportare sovracorrente).

#### Soluzione

In questo inverter si ha:

$$V_T = V_{d, \max} = 325 \text{ V}$$

$$I_T = \sqrt{2} I_o = \sqrt{2} \times 10 = 14.14 \text{ A}$$

$$q = \text{numero di interruptori} = 4$$

La potenza apparente relativa alla prima armonica nelle condizioni di carico massimo è

$$V_{o1} I_{o, \max} = 200 \times 10 = 2000 \text{ VA} \quad (8.55)$$

Quindi, dall'eq. 8.46 si ricava:

$$\text{indice di sfruttamento della valvola} = \frac{V_{o1} I_{o, \max}}{q V_T I_T} = \frac{2000}{4 \times 325 \times 14.14} \approx 0.11$$

## 8.4 Inverter trifase

In applicazioni come i gruppi di continuità e gli azionamenti elettrici per motori in alternata, per alimentare i carichi trifase sono comunemente usati inverter trifase.

È possibile alimentare un carico trifase con tre inverter monofase separati, ciascuno dei quali fornisce un'uscita sfasata di 120° (alla frequenza fondamentale) rispetto a quella degli altri.

Sebbene questa disposizione possa essere preferibile in certe condizioni, è richiesto un trasformatore trifase d'uscita oppure un collegamento con separazione elettrica a ciascuna delle tre fasi del carico, che nella pratica non è generalmente disponibile. Inoltre sono richiesti dodici interruptori.

Il circuito più frequentemente usato per un inverter trifase è costituito da tre rami (o gambe), uno per ogni fase, come mostrato nella fig. 8.21. Ogni ramo dell'inverter è analogo a quello usato per descrivere l'inverter elementare presentato nel paragrafo 8.2.

Quindi, l'uscita di ciascun ramo, per esempio  $v_{AN}$  (riferita al morsetto negativo del dc bus) dipende solo da  $V_d$  e dallo stato dell'interruttore.

La tensione di uscita non dipende dalla corrente del carico poiché non esiste istante in cui tutti gli interruptori sono aperti. Anche qui, assumendo ideali gli interruptori, si trascura il tempo morto richiesto nei circuiti reali.

Perciò, la tensione d'uscita non dipende dalla direzione della corrente nel carico.

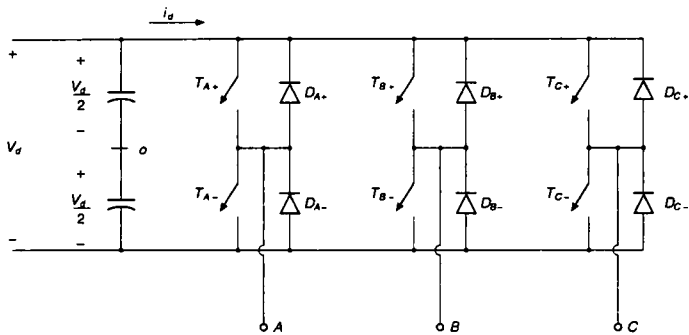


Fig. 8.21 Inverter trifase.

#### 8.4.1 PWM in un inverter trifase a tensione impressa

Come per gli inverter monofase, negli inverter trifase con modulazione a larghezza di impulso lo scopo è quello di dare forma e controllare l'ampiezza e la frequenza della tensione trifase d'uscita, avendo una tensione d'ingresso  $V_d$  sostanzialmente costante.

Per avere tensioni d'uscita trifase equilibrate in un inverter PWM trifase, la stessa tensione con la forma d'onda triangolare è confrontata con tre tensioni sinusoidali di controllo che sono tra di loro sfasate di  $120^\circ$ , come mostrato nella fig. 8.22a (disegnata per  $m_f = 15$ ).

Dalla fig. 8.22b si nota che lo stesso valore della componente continua è presente nelle tensioni d'uscita  $v_{AN}$  e  $v_{BN}$ , misurate rispetto al morsetto negativo del dc bus.

Queste componenti continue non compaiono nelle tensioni concatenate, come si vede per esempio nella  $v_{AB}$  mostrata nella fig. 8.22b.

Questo è simile a quanto avviene in un inverter monofase a ponte che utilizza una modulazione PWM.

Negli inverter trifase interessano solo le armoniche nelle tensioni concatenate. Le armoniche delle tensioni di ciascuno dei rami, per esempio  $v_{AN}$  della fig. 8.22b, sono identiche a quelle di  $v_{AO}$  della fig. 8.5, dove esistono solo le armoniche dispari, disposte in bande centrate attorno a  $m_f$  e ai suoi multipli, purché  $m_f$  sia dispari.

Considerando solo l'armonica a  $m_f$  (la stessa considerazione si applica ai suoi multipli dispari), lo sfasamento tra l'armonica  $m_f$  di  $v_{AN}$  e quella di  $v_{BN}$  è uguale a  $120 \cdot m_f$  gradi.

Questo sfasamento è equivalente a zero (un multiplo di  $360^\circ$ ) se  $m_f$  è dispari ed è un multiplo di tre.

Come conseguenza, è nulla l'armonica a  $m_f$  nella tensione concatenata  $v_{AB}$ . La stessa considerazione è valida per la soppressione delle armoniche che sono multipli dispari di  $m_f$  se per  $m_f$  è scelto un numero dispari multiplo di tre (la ragione per cui si sceglie  $m_f$  multiplo dispari di tre è di tenere  $m_f$  dispari e, perciò, di eliminare le armoniche pari).

Così, alcune delle armoniche dominanti in un inverter ad un solo ramo possono essere eliminate dalla tensione concatenata di un inverter trifase.

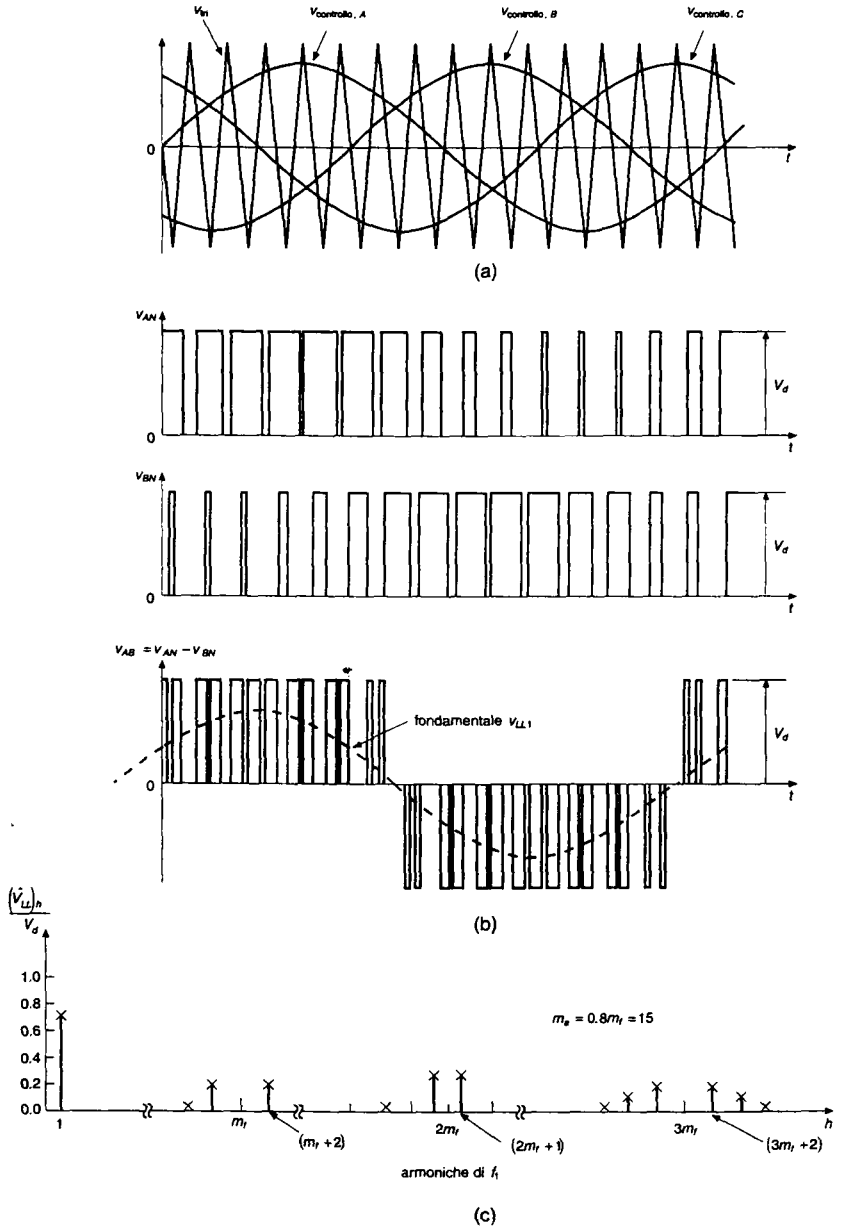


Fig. 8.22 Forme d'onda di un PWM trifase e spettro delle armoniche.

Considerazioni relative alla modulazione PWM sono riassunte qui di seguito.

- 1) *Con bassi valori di  $m_f$* , per eliminare le armoniche pari si usa un PWM sincronizzato e  $m_f$  deve essere un numero intero dispari. Inoltre,  $m_f$  deve essere un multiplo di tre per eliminare la maggior parte delle armoniche dominanti dalla tensione concatenata.
- 2) *Con elevati valori di  $m_f$* , sono validi i commenti del paragrafo 8.2.1.2 fatti per un inverter PWM monofase.
- 3) *Durante la sovramodulazione ( $m_a > 1.0$ )*, indipendentemente dai valori di  $m_f$ , si osservano le indicazioni valide per piccoli valori di  $m_f$ .

#### 8.4.1.1 Modulazione in zona lineare ( $m_a \leq 1.0$ )

Nella zona lineare ( $m_a \leq 1.0$ ), la prima armonica della tensione d'uscita varia in modo lineare con il rapporto  $m_a$  di modulazione d'ampiezza. Dalle figg. 8.5b e 8.22b, il valore massimo della prima armonica in uno dei rami dell'inverter è

$$(\hat{V}_{AN})_1 = m_a \frac{V_d}{2} \quad (8.56)$$

Quindi, il valore efficace della tensione concatenata alla frequenza fondamentale, dovuto a uno sfasamento di  $120^\circ$  tra le tensioni di fase, può essere scritto come

$$\begin{aligned} V_{LL1}(\text{concatenata, rms}) &= \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} (\hat{V}_{AN})_1 \\ &= \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a V_d \approx 0.612 m_a V_d \quad (m_a \leq 1.0) \quad (8.57) \end{aligned}$$

Le componenti armoniche delle tensioni concatenate all'uscita dell'inverter possono essere calcolate in modo analogo facendo uso della tab. 8.1, ricordando che alcune armoniche non sono presenti nelle tensioni concatenate.

I valori efficaci di queste armoniche sono elencati nella tab. 8.2.

#### 8.4.1.2 Sovramodulazione ( $m_a > 1.0$ )

In una modulazione PWM con sovramodulazione, è ammesso che il valore massimo della tensione di controllo sia superiore a quello della triangolare.

Diversamente dalla zona lineare, in questa modalità di funzionamento l'ampiezza della prima armonica della tensione non aumenta in proporzione a  $m_a$ . Questo è mostrato nella fig. 8.3 dove il valore efficace della prima armonica della tensione concatenata  $V_{LL1}$  è rappresentato in funzione di  $m_a$ .

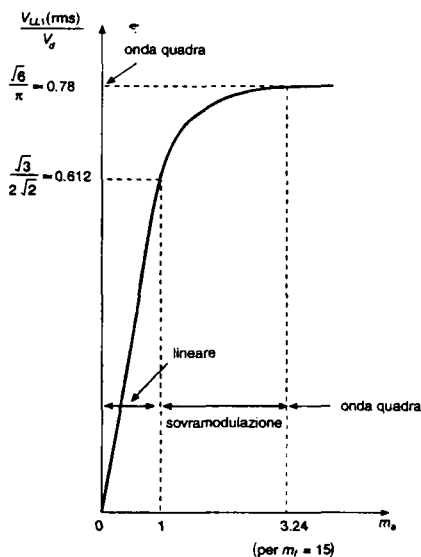
Analogamente a un PWM monofase, per un valore abbastanza elevato di  $m_a$  il PWM trifase degenera nelle forme d'onda di un inverter ad onda quadra. Questo permette di ottenere il massimo valore di  $V_{LL1}$  uguale a  $0.78 V_d$  come sarà spiegato nel prossimo paragrafo. Nella zona di sovramodulazione, rispetto a quella con  $m_a \leq 1.0$  compaiono più armoniche nelle bande centrate attorno alle frequenze delle armoniche  $m_f$  e dei suoi multipli. Tuttavia, le armoniche dominanti non hanno una ampiezza così elevata come quelle con  $m_a \leq 1.0$ . Quindi, nella zona di sovramodulazione, le perdite nel carico dovute alle armoniche non sono così elevate come farebbe pensare la presenza, nelle bande, di ulteriori armoniche.

**Tab. 8.2** Armoniche generalizzate di  $v_{LL}$  per un  $m_f$  elevato e dispari multiplo di tre.

$m_a$					
$h$	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1	0.122	0.245	0.367	0.490	0.612
$m_f \pm 2$	0.010	0.037	0.080	0.135	0.195
$m_f \pm 4$				0.005	0.011
$2m_f \pm 1$	0.116	0.200	0.227	0.192	0.111
$2m_f \pm 5$				0.008	0.020
$3m_f \pm 2$	0.027	0.085	0.124	0.108	0.038
$3m_f \pm 4$		0.007	0.029	0.064	0.096
$4m_f \pm 1$	0.100	0.096	0.005	0.064	0.042
$4m_f \pm 5$			0.021	0.051	0.073
$4m_f \pm 7$				0.010	0.030

Nota:  $(V_{LL})_h/V_d$  sono tabulate in funzione di  $m_a$  dove  $(V_{LL})_h$  sono i valori efficaci delle armoniche di tensione.

In funzione della natura del carico e della frequenza di commutazione, in sovrarmodulazione le perdite dovute a queste armoniche possono anche essere minori di quelle che si hanno in zona lineare del PWM.


**Fig. 8.23** Inverter trifase:  $V_{LL1}$  (rms)/ $V_d$  in funzione di  $m_a$ .

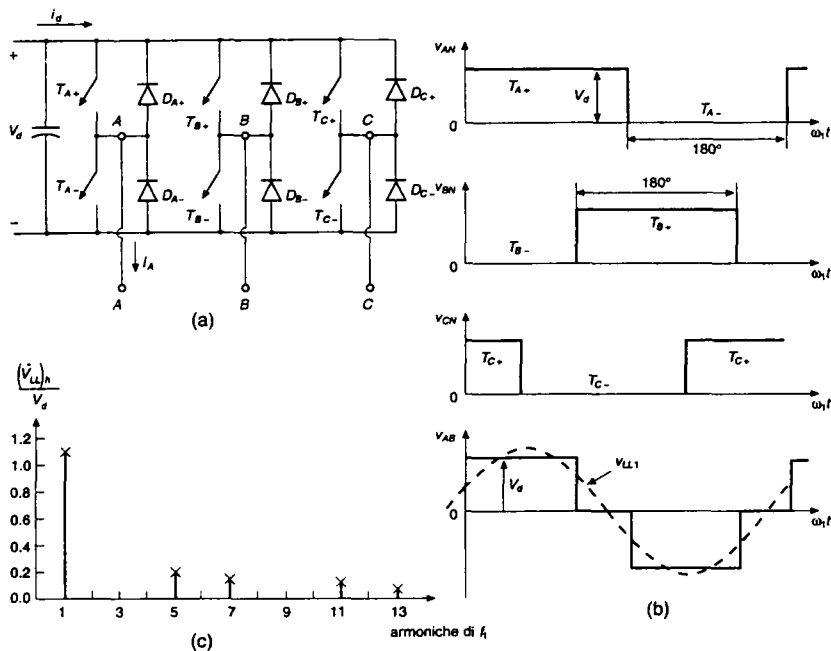


Fig. 8.24 Inverter a onda quadrata (trifase).

### 8.4.2 Funzionamento a onda quadrata negli inverter trifase

Se la tensione continua  $V_d$  d'ingresso è controllabile, l'inverter della fig. 8.24a può funzionare in modalità onda quadrata. Inoltre, per un valore di  $m_a$  abbastanza elevato, il PWM degenera nella modalità di funzionamento a onda quadrata e le forme d'onda della tensione sono mostrate nella fig. 8.24b. In questo caso ogni interruttore è chiuso per  $180^\circ$  (cioè, il suo duty cycle è del 50%); quindi, in ogni momento sono chiusi tre interruttori.

Nel funzionamento in onda quadrata, l'inverter stesso non può controllare l'ampiezza della tensione d'uscita.

Qui, il valore efficace della prima armonica della tensione concatenata d'uscita può essere ottenuto dall'eq. 8.13, valida per un inverter a un ramo che funziona in modalità onda quadrata:

$$\begin{aligned}
 V_{LL1} &= \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{2} \\
 &= \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_d \\
 &\approx 0.78 V_d
 \end{aligned} \tag{8.58}$$

La forma d'onda della tensione concatenata d'uscita non dipende dal carico e contiene armoniche ( $6n \pm 1$ ;  $n = 1, 2, \dots$ ), le cui ampiezze diminuiscono in modo inversamente proporzionale al loro ordine armonico, come è mostrato nella fig. 8.24c:

$$V_{LLh} = \frac{0.78}{h} V_d \quad (8.59)$$

dove

$$h = 6n \pm 1 \quad (n = 1, 2, 3, \dots)$$

Si noti che *non* è possibile controllare l'ampiezza dell'uscita in un inverter trifase a onda quadra mediante la cancellazione della tensione come è stato descritto nel paragrafo 8.3.2.4.

### 8.4.3 Sfruttamento delle valvole negli inverter trifase

Si suppone che  $V_{d,\max}$  sia la tensione massima d'ingresso, che rimanga costante durante il PWM e che venga diminuita sotto questo livello per controllare l'ampiezza della tensione d'uscita in un funzionamento a onda quadra.

Si suppone anche che l'induttanza associata al carico sia sufficiente per imporre una corrente d'uscita con forma perfettamente sinusoidale e con un valore efficace di  $I_{o,\max}$  (sia per PWM che per la modalità a onda quadra) a carico massimo. Quindi, ogni interruttore ha i seguenti valori di picco:

$$V_T = V_{d,\max} \quad (8.60)$$

e

$$I_T = \sqrt{2} I_{o,\max} \quad (8.61)$$

Se  $V_{LL1}$  è il valore efficace della prima armonica della tensione concatenata, la potenza apparente (VA) relativa alla prima armonica, a carico massimo è

$$(VA)_{\text{trifase}} = \sqrt{3} V_{LL1} I_{o,\max} \quad (8.62)$$

Quindi, l'indice di sfruttamento totale di tutte le sei le valvole è

$$\begin{aligned} \text{indice di sfruttamento} &= \frac{(VA)_{\text{trifase}}}{6V_T I_T} \\ &= \frac{\sqrt{3} V_{LL1} I_{o,\max}}{6V_{d,\max} \sqrt{2} I_{o,\max}} \\ &= \frac{1}{2\sqrt{6}} \frac{V_{LL1}}{V_{d,\max}} \end{aligned} \quad (8.63)$$

Nella zona lineare del PWM ( $m_a \leq 1.0$ ), usando l'eq. 8.57 e notando che il massimo indice di sfruttamento delle valvole si ha per  $V_d = V_{d,\max}$ , si ricava:



$$\begin{aligned} \text{indice massimo di sfruttamento di una valvola} &= \frac{1}{2\sqrt{6}} \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a \\ &= \frac{1}{8} m_a \quad (m_a \leq 1.0) \quad (8.64) \end{aligned}$$

Nella modalità onda quadra, il rapporto è  $1/2\pi \approx 0.16$ , superiore al massimo di 0.125 di un PWM in zona lineare con  $m_a = 1.0$ .

In pratica, all'indice di sfruttamento della valvola si applica la stessa riduzione di prestazioni di quella discussa nel paragrafo 8.3.4 per gli inverter monofase.

Confrontando le eqq. 8.54 e 8.64, si osserva che il massimo indice di sfruttamento della valvola di un inverter trifase con tre gambe è lo stesso di un inverter monofase.

In altre parole, usando valvole con prestazioni uguali, un inverter trifase, nel quale il numero degli interruttori sia aumentato del 50%, permette di ottenere un incremento del 50% della potenza di uscita, rispetto a un inverter monofase.

#### 8.4.4 Ripple nelle grandezze di uscita dell'inverter

La fig. 8.25a mostra lo schema a blocchi di un inverter trifase a tre rami. Si suppone che alimenti un carico costituito da un motore trifase.

Ogni fase del carico è rappresentata dal suo circuito equivalente semplificato riferito al neutro  $n$  (centro stella del carico). Si suppone che le forze elettromotrici indotte  $e_A(t)$ ,  $e_B(t)$ , e  $e_C(t)$  siano sinusoidali.

In condizioni di funzionamento equilibrate, è possibile esprimere la tensione di fase dell'inverter  $v_{AN}$ , e così per le altre (rispetto al centro stella del carico  $n$ ), in termini di tensioni dell'inverter rispetto al morsetto negativo del dc bus  $N$ :

$$v_{kn} = v_{kN} - v_{nN} \quad (k = A, B, C) \quad (8.65)$$

La tensione di ogni fase può essere scritta come

$$v_{kn} = L \frac{di_k}{dt} + e_{kn} \quad (k = A, B, C) \quad (8.66)$$

In un carico trifase a tre fili si ha:

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (8.67a)$$

e

$$\frac{d}{dt}(i_A + i_B + i_C) = 0 \quad (8.67b)$$

Analogamente, in condizioni di funzionamento equilibrato, le tre forze elettromotrici costituiscono una terna trifase simmetrica di tensioni, e quindi si ha:

$$e_A + e_B + e_C = 0 \quad (8.68)$$

Dalle precedenti equazioni, per le tensioni dell'inverter si può scrivere:

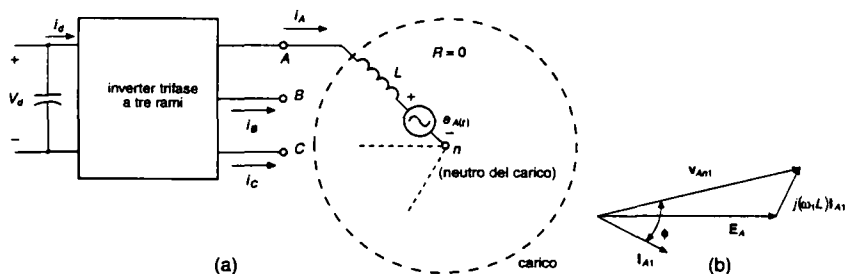


Fig. 8.25 Inverter trifase: (a) schema del circuito, (b) diagramma fasoriale (alla frequenza fondamentale).

$$v_{An} + v_{Bn} + v_{Cn} = 0 \quad (8.69)$$

Usando le eqq. dalla 8.65 alla 8.69 si ottiene:

$$v_{nN} = \frac{1}{3}(v_{AN} + v_{BN} + v_{CN}) \quad (8.70)$$

Sostituendo  $v_{nN}$  della eq. 8.70 nella eq. 8.65, si può scrivere la tensione tra fase e neutro per la fase A come

$$v_{An} = \frac{2}{3}v_{AN} - \frac{1}{3}(v_{BN} + v_{CN}) \quad (8.71)$$

Equazioni simili possono essere scritte per le tensioni delle fasi B e C.

Analogamente a quanto detto nel paragrafo 8.3.2.6 per il ripple nell'uscita di un inverter monofase, solo le prime armoniche della tensione di fase  $v_{An1}$  e la corrente d'uscita  $i_{A1}$  sono responsabili del trasferimento della potenza attiva, poiché si è supposta sinusoidale la forza elettromotrice  $e_A(t)$  e la resistenza del carico è trascurabile. Quindi, in forma di diagramma fasoriale come è mostrato nella fig. 8.25b si ha:

$$V_{An1} = E_A + j\omega_1 L I_{A1} \quad (8.72)$$

Usando il principio di sovrapposizione delle cause e degli effetti, ai capi dell'induttanza del carico  $L$  è presente tutto il ripple di  $v_{An}$ . Usando l'eq. 8.71, la forma d'onda della tensione tra fase e neutro del carico  $v_{An}$  è mostrata nelle figg. 8.26a e 8.26b, rispettivamente per funzionamenti a onda quadra e PWM. Entrambi gli inverter hanno la stessa ampiezza della prima armonica di tensione  $V_{An1}$ , che richiede un valore più alto di  $V_d$  nel funzionamento PWM.

La tensione  $v_{\text{ripple}} = (v_{An} - v_{An1})$  è il ripple nella tensione tra fase e neutro. Assumendo uguali i carichi in questi due casi, il ripple della corrente d'uscita è ottenuto mediante l'eq. 8.42 ed è rappresentato nel grafico della fig. 8.26.

Questo ripple di corrente non dipende dalla potenza trasferita, cioè, per una data induttanza del carico  $L$ , il ripple della corrente è lo stesso fino a che rimangono costanti ampiezza e frequenza del ripple nella tensione d'uscita dell'inverter.

Questo confronto indica che per grandi valori di  $m_f$  il ripple della corrente nell'inverter PWM è notevolmente più basso di quello di un inverter a onda quadra.

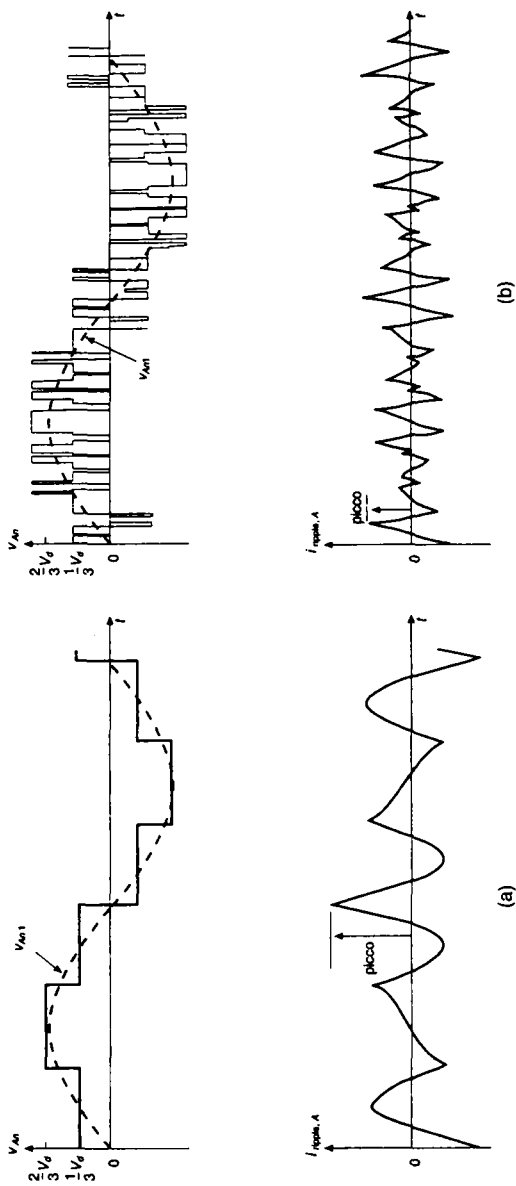


Fig. 8.26 Grandezze di fase riferite al centro stella del carico in un inverter trifase: (a) onda quadra, (b) PWM.

### 8.4.5 Corrente $i_d$ del lato dc

Come si è fatto per l'inverter monofase, si studiano ora le forme d'onda della tensione e della corrente lato continua di un inverter trifase modulato in larghezza d'impulso.

Si suppone che la tensione d'ingresso  $V_d$  sia costante e senza ripple. Se nella fig. 8.25a si suppone che la frequenza di commutazione tenda all'infinito, allora, come per la fig. 8.13, sul lato ac può essere inserito un filtro fittizio, che immagazzina energia trascurabile, e la corrente sull'uscita dell'inverter è sinusoidale e senza ripple.

Poiché si è supposto che il filtro fittizio sul lato ac non immagazzini energia, la potenza istantanea in uscita può essere espressa in funzione delle tensioni e correnti d'uscita alla frequenza fondamentale. Analogamente, sul lato dc si può supporre di inserire un filtro fittizio, che non immagazzina energia, come è mostrato nella fig. 8.13. Così sono filtrate le componenti di  $i_d$  alla elevata frequenza di commutazione. Quindi, uguagliando la potenza istantanea d'ingresso con quella d'uscita, si ottiene:

$$V_d i_d^* = v_{An1}(t) i_A(t) + v_{Bn1}(t) i_B(t) + v_{Cn1}(t) i_C(t) \quad (8.73)$$

In un funzionamento equilibrato a regime, le grandezze delle tre fasi sono sfasate di  $120^\circ$  una rispetto all'altra. Indicando con  $\phi$  l'angolo con il quale la corrente di fase è in ritardo rispetto alla tensione di fase dell'inverter e, rispettivamente, con  $\sqrt{2}V_o$  e con  $\sqrt{2}I_o$  le ampiezze delle tensioni e delle correnti di fase, si ha

$$\begin{aligned} i_d^* &= \frac{2V_o I_o}{V_d} [\cos \omega_1 t \cos(\omega_1 t - \phi) + \cos(\omega_1 t - 120^\circ) \cos(\omega_1 t - 120^\circ - \phi) + \\ &\quad + \cos(\omega_1 t + 120^\circ) \cos(\omega_1 t + 120^\circ - \phi)] \\ &= \frac{3V_o I_o}{V_d} \cos \phi = I_d \quad (\text{una grandezza continua}) \end{aligned} \quad (8.74)$$

L'analisi precedente mostra che  $i_d^*$  è una grandezza continua, a differenza di  $i_d^*$  dell'inverter monofase che conteneva una componente con una frequenza doppia di quella dell'uscita. Tuttavia, oltre a  $i_d^*$ , la corrente  $i_d$  contiene armoniche legate alla alta frequenza di commutazione come è mostrato nella fig. 8.27, che, però, hanno un effetto trascurabile sulla tensione del condensatore  $V_d$  proprio a causa della loro frequenza elevata.

### 8.4.6 Conduzione degli interruttori negli inverter trifase

Si è detto in precedenza che la tensione d'uscita non dipende dal carico; dal fattore di potenza del carico stesso dipende però la durata della conduzione di ogni interruttore.

#### 8.4.6.1 Funzionamento a onda quadra

In questo caso, ogni interruttore è chiuso per  $180^\circ$  e per determinare l'intervallo di conduzione di ciascuno di essi si suppone, per esempio, di avere un carico con un angolo di sfasamento (in ritardo) di  $30^\circ$  alla frequenza fondamentale.

Per una delle tre fasi, le forme d'onda delle tensioni tra fase e neutro  $V_{An}$  e  $V_{An1}$  sono rappresentate nella fig. 8.28a.

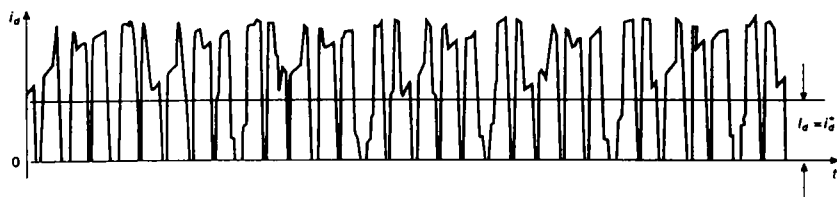


Fig. 8.27 Corrente lato dc in un inverter trifase.

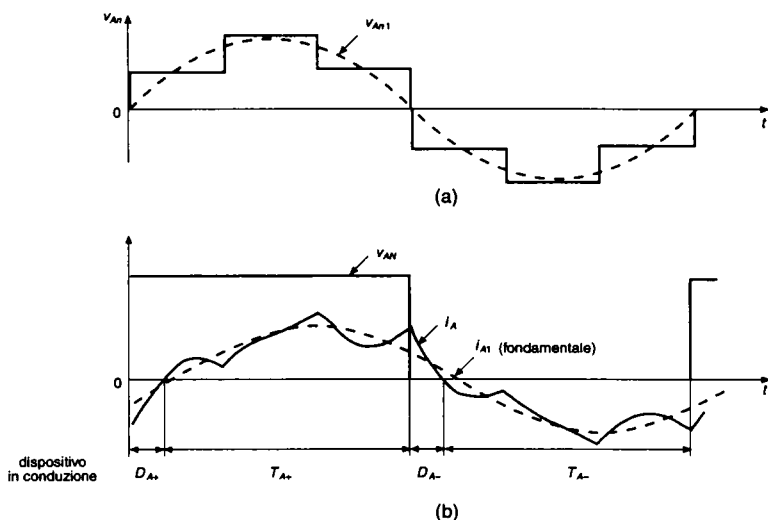


Fig. 8.28 Inverter a onda quadra: forme d'onda relative alla fase A.

Nella fig. 8.28b, sono rappresentate  $V_{AN}$  (riferita al morsetto negativo del dc bus),  $i_A$  e la sua prima armonica  $i_{A1}$ . Sebbene gli interruttori  $T_{A+}$  e  $T_{A-}$  siano chiusi per  $180^\circ$ , a causa del fattore di potenza in ritardo il loro reale intervallo di conduzione è più piccolo di  $180^\circ$ . È facile capire che quando diminuisce il fattore di potenza (in ritardo) del carico, aumenta l'intervallo di conduzione del diodo e diminuisce quello dell'interruttore.

D'altra parte, con un carico puramente resistivo, il diodo di ricircolo non dovrebbe idealmente condurre mai.

#### 8.4.6.2 Funzionamento PWM

Le forme d'onda della tensione e della corrente per un inverter PWM sono mostrate nella fig. 8.29. Qui, ad esempio, si suppone che l'angolo di sfasamento del fattore di potenza del carico sia di  $30^\circ$  (in ritardo).

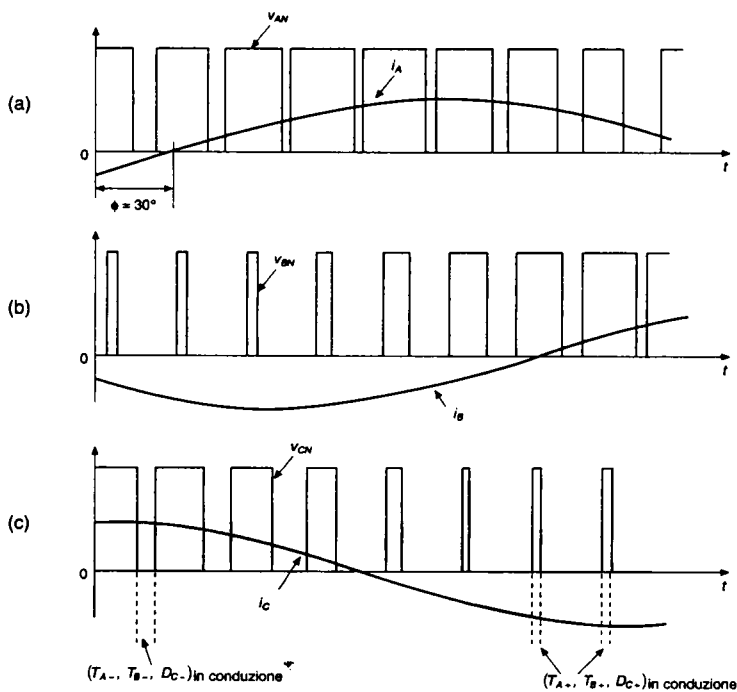


Fig. 8.29 Forme d'onda di un inverter PWM: angolo del fattore di potenza del carico uguale a  $30^\circ$  (in ritardo).

Si suppone anche che la corrente d'uscita sia una sinusoide perfetta. Nelle figg. da 8.29a a 8.29c, sono rappresentate, per circa un quarto del periodo della frequenza fondamentale, le tensioni di fase, riferite al negativo del dc bus, e la corrente di fase ( $v_{AN}$ ,  $i_A$ , ecc.).

Osservando la conduzione dei dispositivi nelle figg. da 8.29a a 8.29c, si nota che ci sono degli intervalli nei quali le correnti di fase,  $i_A$ ,  $i_B$  e  $i_C$  circolano solo nei dispositivi connessi al morsetto positivo (più) del dc bus (cioè, tre fra  $T_{A+}$ ,  $D_{A+}$ ,  $T_{B+}$ ,  $D_{B+}$ ,  $T_{C+}$  e  $D_{C+}$ ).

Ciò implica che, durante questi intervalli, le tre fasi del carico siano cortocircuitate e non vi è flusso di potenza dal dc bus (cioè,  $i_d = 0$ ), come è mostrato nella fig. 8.30a.

Analogamente, ci sono intervalli nei quali tutti i dispositivi in conduzione sono connessi al morsetto negativo (meno) del dc bus realizzando il circuito della fig. 8.30b.

Si controlla l'ampiezza della tensione d'uscita controllando la durata di questi intervalli di cortocircuito.

Poiché questi intervalli di cortocircuito trifase non esistono nella modalità di funzionamento a onda quadra, in un inverter che funziona in questa modalità si controlla l'ampiezza della tensione d'uscita controllando la tensione d'ingresso  $V_d$ .

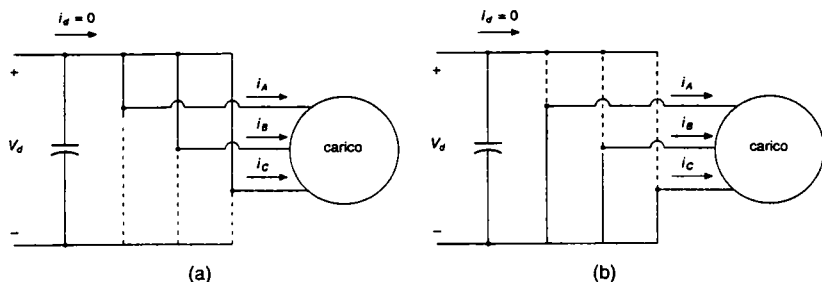


Fig. 8.30 Stati di corto circuito in un inverter trifase PWM.

## 8.5 Effetti del tempo morto sulla tensione negli inverter PWM

L'effetto del tempo morto sulla tensione d'uscita è descritto facendo riferimento al ramo di un inverter a ponte monofase o trifase, come mostrato nella fig. 8.31a. Nella discussione precedente, gli interruttori sono stati considerati ideali e questo consente a ciascuno dei due interruttori di un ramo dell'inverter di passare istantaneamente da chiuso ad aperto e viceversa.

Con riferimento ad un periodo di commutazione,  $v_{\text{controllo}}$  è una tensione continua costante, come si vede nella fig. 8.6; il suo confronto con l'onda triangolare  $v_{\text{tri}}$  determina gli istanti di commutazione e i segnali di comando degli interruttori  $v_{\text{comando}}$  (ideale), come è mostrato nella fig. 8.31b, considerando ideali gli interruttori.

In realtà, in conseguenza dei tempi non nulli di apertura e di chiusura propri di ogni tipo di valvola, l'interruttore è aperto nell'istante di commutazione prestabilito, come mostrato nella fig. 8.31b.

Tuttavia, la chiusura dell'altro interruttore dello stesso ramo dell'inverter è ritardata di un tempo  $t_{\Delta}$  (detto *tempo morto*), che è scelto con un certo margine di sicurezza per evitare un "filotto" (*shoot through*) nel ramo. Il tempo morto è di pochi microsecondi soltanto per valvole come i MOSFET che commutano velocemente, mentre è più elevato per valvole che commutano più lentamente.

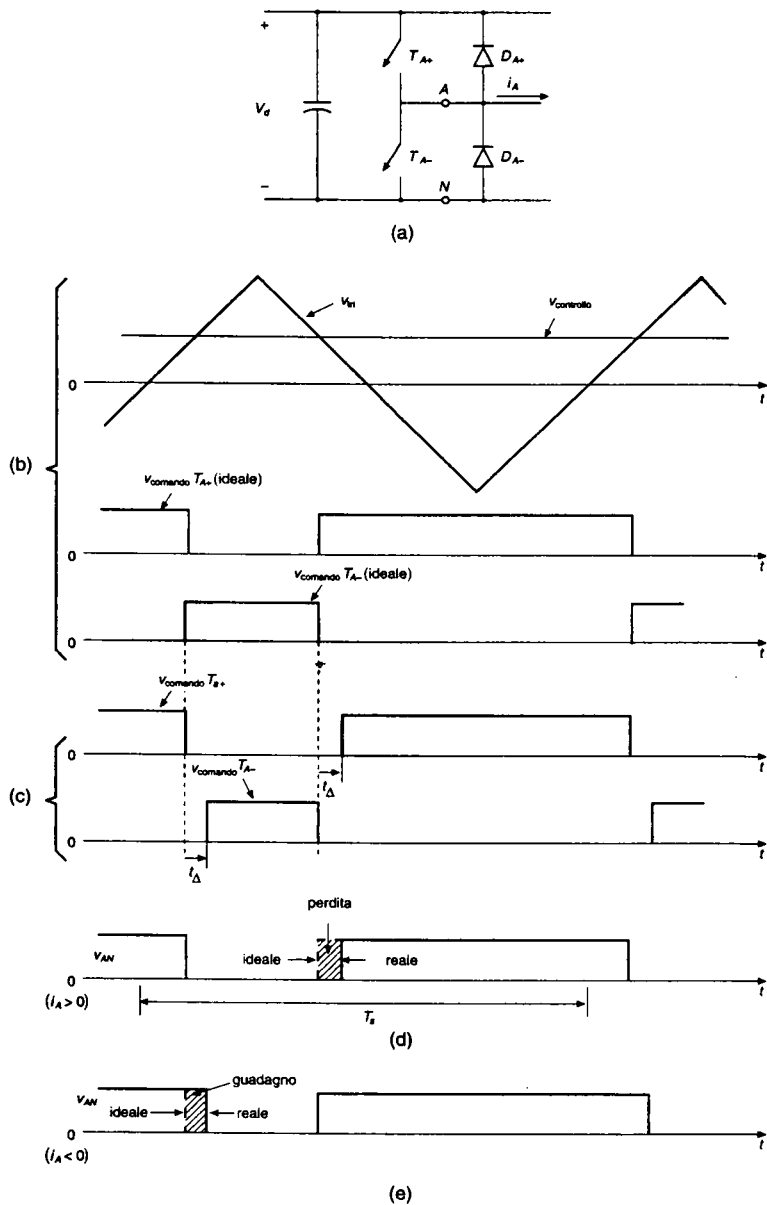
I segnali di comando per i due interruttori in presenza del tempo morto sono mostrati nella fig. 8.31c.

Poiché durante il tempo morto entrambi gli interruttori sono aperti, in questo intervallo  $v_{AN}$  dipende dal segno della corrente di  $i_A$ , come è mostrato nella fig. 8.31d per  $i_A \geq 0$  e nella fig. 8.31e per  $i_A < 0$ . Le forme d'onda ideali (senza il tempo morto) sono disegnate con tratteggio.

Confrontando la forma d'onda ideale di  $v_{AN}$  senza il tempo morto e quella reale di  $v_{AN}$  con il tempo morto, la differenza tra la tensione d'uscita ideale e quella reale è

$$v_{\epsilon} = (v_{AN})_{\text{ideale}} - (v_{AN})_{\text{reale}}$$

Facendo la media di  $v_{\epsilon}$  su un periodo della frequenza di commutazione, si può ottenere la differenza (definita come una diminuzione se positiva) nella tensione d'uscita dovuta a  $t_{\Delta}$ :


 Fig. 8.31 Effetti del tempo morto  $t_{\Delta}$ .



$$\Delta V_{AN} = \begin{cases} +\frac{t_{\Delta}}{T_s} V_d & i_A > 0 \\ -\frac{t_{\Delta}}{T_s} V_d & i_A < 0 \end{cases} \quad (8.75)$$

L'eq. 8.75 mostra che  $\Delta V_{AN}$  non dipende dal valore della corrente, ma che dalla direzione di questa dipende il suo segno.

Inoltre,  $\Delta V_{AN}$  è proporzionale al tempo morto  $t_{\Delta}$  e alla frequenza di commutazione  $f_s = (1/T_s)$  e questo suggerisce che con frequenze di commutazione più elevate bisogna usare valvole che commutano più velocemente e che consentono la scelta di un  $t_{\Delta}$  piccolo.

Applicando la stessa analisi al ramo B dell'inverter monofase della fig. 8.32a e ricordando che  $i_A = -i_B$  si determina che

$$\Delta V_{BN} = \begin{cases} -\frac{t_{\Delta}}{T_s} V_d & i_A > 0 \\ +\frac{t_{\Delta}}{T_s} V_d & i_A < 0 \end{cases} \quad (8.76)$$

Poiché  $v_o = v_{AN} - v_{BN}$  e  $i_o = i_A$ , il valore medio della differenza di tensione, cioè, il valore medio calcolato su  $T_s$  della differenza tra la forma d'onda ideale e quella reale è

$$\Delta V_o = \begin{cases} \Delta V_{AN} - \Delta V_{BN} = +\frac{2t_{\Delta}}{T_s} V_d & i_o > 0 \\ -\frac{2t_{\Delta}}{T_s} V_d & i_o < 0 \end{cases} \quad (8.77)$$

Un grafico del valore medio  $V_o$  in funzione di  $v_{\text{controllo}}$  è mostrato nella fig. 8.32b, con e senza il tempo morto.

Se il convertitore a ponte della fig. 8.32a è modulato con larghezza di impulso per realizzare una conversione dc-dc, come discusso nel capitolo 7, allora  $v_{\text{controllo}}$  è una tensione continua costante, in regime permanente.

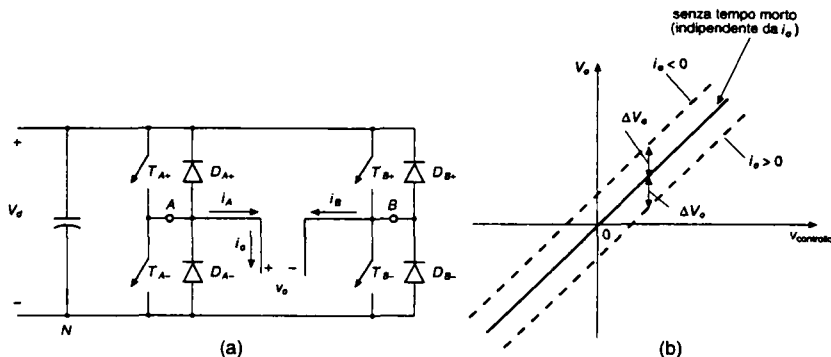
Il grafico della fig. 8.32b è utile per determinare gli effetti del tempo morto nelle applicazioni come i convertitori negli azionamenti con motori in corrente continua.

Per una  $v_{\text{controllo}}$  sinusoidale in un inverter PWM monofase a ponte, il valore medio  $V_o(t)$  è mostrato nella fig. 8.33 per una corrente di carico  $i_o$ , supposta sinusoidale e sfasata in ritardo rispetto a  $V_o(t)$ .

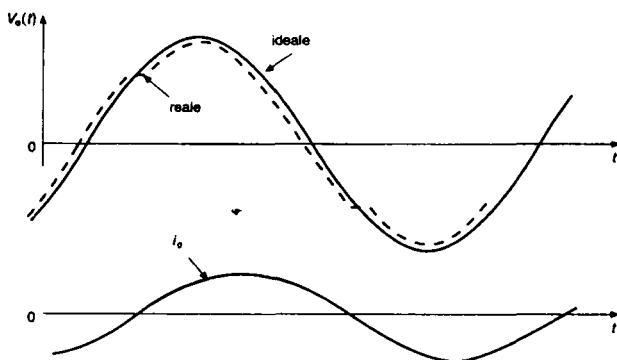
La distorsione in  $V_o(t)$  al passaggio della corrente per lo zero dà luogo ad armoniche di ordine basso come la terza, quinta, settima e così via, della frequenza fondamentale nell'uscita dell'inverter.

Distorsioni simili si hanno nelle tensioni concatenate in uscita di un inverter trifase PWM, nel quale le armoniche di ordine più basso sono di ordine  $6m \pm 1$  ( $m = 1, 2, 3, \dots$ ) della frequenza fondamentale.

L'effetto di queste distorsioni, dovute al tempo morto, sarà discusso in seguito nel capitolo 11, parlando dei gruppi di continuità.



**Fig. 8.32** Effetti di  $t_d$  su  $V_o$ , dove  $\Delta V_o$  è definita come una diminuzione di tensione se il suo segno è positivo.



**Fig. 8.33** Effetti di  $t_d$  sull'uscita sinusoidale.

## 8.6 Altre tecniche di commutazione per inverter

Nel paragrafo precedente sono state analizzate in dettaglio due tecniche di commutazione per inverter usate normalmente: quella a PWM sinusoidale e quella a onda quadra. In questo paragrafo saranno discusse brevemente altre tecniche PWM. Una esposizione dettagliata di queste tecniche è riportata nei titoli citati nella bibliografia alla fine di questo capitolo. Un esame completo è presentato nel titolo indicato al punto [14] della bibliografia stessa.

### 8.6.1 Commutazione con impulsi a onda quadra

In questo caso, ogni tensione di fase dell'uscita è essenzialmente un'onda quadra, eccetto che per pochi buchi (o impulsi) destinati a controllare l'ampiezza della fondamentale.

Questi buchi sono introdotti senza badare al contenuto armonico dell'uscita e, quindi, questa tecnica non è più molto impiegata, eccetto che in alcuni inverter a tiristori. Il vero svantaggio di questa tecnica è che non si pone attenzione al contenuto armonico dell'uscita, che potrebbe diventare inaccettabile. Il vantaggio sta invece nella sua semplicità e nel basso numero di commutazioni richiesto (che è importante negli inverter a tiristori per potenze elevate).

### 8.6.2 Commutazione con eliminazione programmata delle armoniche (metodo degli angoli memorizzati)

Questa tecnica riunisce le modalità di commutazione a onda quadra e PWM per controllare la prima armonica della tensione d'uscita e per eliminare determinate armoniche dalla tensione di uscita. La tensione  $v_{Ao}$  di un ramo dell'inverter, normalizzata rispetto a  $(1/2)V_d$ , è rappresentata nel grafico della fig. 8.34a, nel quale sei buchi sono stati introdotti in un'onda quadra d'uscita, per controllare l'ampiezza della fondamentale e per eliminare la quinta e la settima armonica.

Con riferimento a un semiperiodo, ogni buco fornisce un grado di libertà, cioè, tre buchi per ogni semiperiodo permettono di controllare la fondamentale ed eliminare due armoniche (in questo caso la quinta e la settima).

La fig. 8.34a mostra che la forma d'onda d'uscita ha una simmetria dispari e semionda (talvolta chiamata simmetria dispari a quarto d'onda). Quindi, sono presenti solo le armoniche dispari (coefficienti della serie seno).

Poiché in un inverter trifase (formato da tre rami) la terza armonica e i suoi multipli non sono presenti in uscita (tensione concatenata), non è necessario eliminarli dall'uscita di ciascun ramo dell'inverter utilizzando un buco nella forma d'onda.

Un attento esame mostra che la frequenza di commutazione dell'interruttore della fig. 8.34a è sette volte quella di commutazione associata al funzionamento a onda quadra. Con il funzionamento a onda quadra, la prima armonica della tensione è

$$\frac{(\hat{V}_{Ao})_1}{V_d/2} = \frac{4}{\pi} = 1.273 \quad (\text{eq. 8.13 ripetuta})$$

A causa dei buchi necessari alla eliminazione della quinta e della settima armonica, si riduce l'ampiezza massima disponibile della fondamentale.

Si può dimostrare che si ha:

$$\frac{(\hat{V}_{Ao})_{l,\max}}{V_d/2} = 1.188 \quad (8.78)$$

I valori richiesti degli angoli  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ , e  $\alpha_3$  sono rappresentati nella fig. 8.34 in funzione della prima armonica della tensione normalizzata nella tensione d'uscita (per dettagli si vedano i titoli 8 e 9 della bibliografia). Per permettere il controllo della prima armonica e per eliminare le armoniche di ordine quinto, settimo, undicesimo e tredicesimo sono richiesti cinque buchi per semiperiodo. In questo caso, ogni interruttore deve avere una frequenza di commutazione undici volte quella del funzionamento a onda quadra.

Si può realizzare questo metodo di eliminazione programmata delle armoniche con l'aiuto di circuiti a larga scala di integrazione (VLSI) e di microcontrollori.

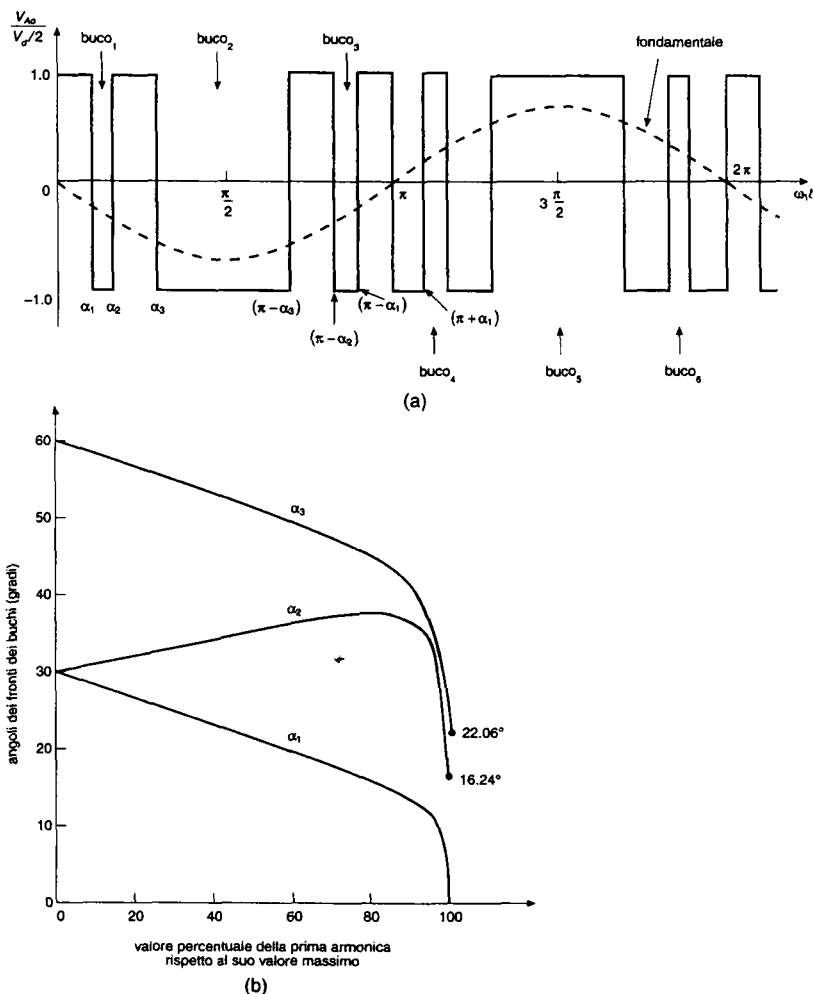


Fig. 8.34 Eliminazione programmata della quinta e della settima armonica.

Senza alzare troppo la frequenza di commutazione (e quindi le perdite connesse), questo metodo permette di eliminare le armoniche indesiderabili di ordine più basso. Se è necessario, le armoniche di ordine più elevato possono essere eliminate con un piccolo filtro.

Tuttavia, prima di decidere per questa tecnica, si deve fare un confronto con la tecnica PWM sinusoidale con basso  $m_f$  per valutare quale delle due è la migliore. Si noti che le distorsioni dovute al tempo morto, discusse nel paragrafo 8.5, sono presenti anche in questo caso.

### 8.6.3 Modulazione con regolazione della corrente (*current mode*)

In applicazioni come azionamenti per servomotori dc e ac, è necessario controllare la corrente del motore (fornita da un convertitore o da un inverter a commutazione), anche se è sovente usato un inverter a tensione impressa VSI. Sotto questo aspetto, la situazione è simile a quella degli alimentatori switching in continua discussi nel capitolo 10, nei quali può essere controllata la corrente dello stadio di uscita per regolare la tensione d'uscita.

Ci sono differenti modi per ottenere i segnali di commutazione per gli interruttori dell'inverter, al fine di controllare la sua corrente d'uscita.

Qui di seguito vengono descritti due di questi metodi.

#### 8.6.3.1 Controllo a isteresi

Questo metodo è spiegato mediante la fig. 8.35 per una corrente di riferimento sinusoidale  $i_A^*$ , nella quale la reale corrente di fase è confrontata con due soglie attorno alla corrente di riferimento associata a quella fase. Se nella fig. 8.35a la corrente reale esce dalla soglia superiore, viene chiuso  $T_{A-}$  (e quindi, viene aperto  $T_{A+}$ ). Si ha la commutazione opposta se la corrente reale scende sotto la soglia inferiore.

Nelle altre due fasi si ha un funzionamento simile. Questo controllo è rappresentato con lo schema a blocchi della fig. 8.35b.

La frequenza di commutazione dipende da quanto velocemente la corrente passa dal limite superiore a quello inferiore e viceversa. Questo, a sua volta, dipende da  $V_d$ , dalla forza elettromotrice e dall'induttanza del carico. Inoltre, la frequenza di commutazione non rimane costante, ma varia con la forma d'onda della corrente.

#### 8.6.3.2 Controllo a frequenza fissa

Il controllo di corrente a frequenza fissa è mostrato nello schema a blocchi della fig. 8.36.

L'errore, differenza tra la corrente di riferimento e quella reale, è amplificato o inviato a un controllore proporzionale integrale (PI).

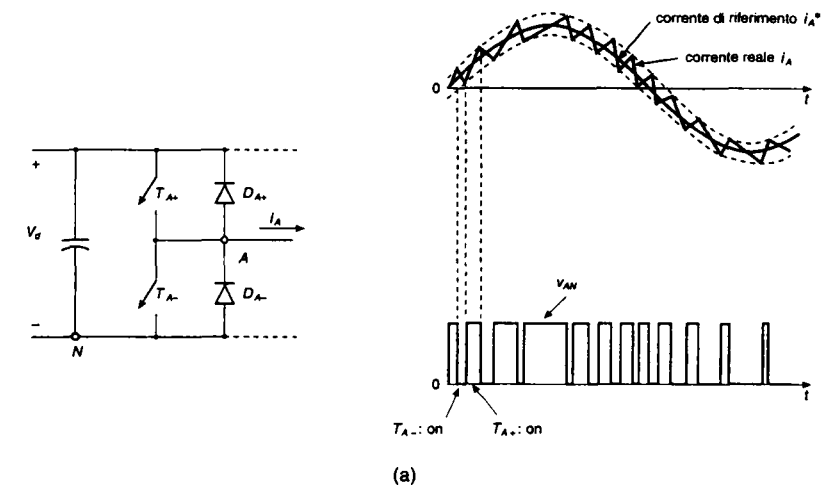
La tensione d'uscita  $v_{\text{controllo}}$  dell'amplificatore è confrontata con un'onda triangolare  $v_{\text{tri}}$  a frequenza fissa (frequenza  $f_s$  di commutazione). Un errore ( $i_A^* - i_A$ ) positivo e, quindi, una  $v_{\text{controllo}}$  positiva permette di ottenere una tensione d'uscita dell'inverter più elevata, riportando così  $i_A$  al suo valore di riferimento.

Nelle altre due fasi si ha un funzionamento simile. Sovente, la tensione del carico (fornita dal modello del carico) è usata come segnale di *feed forward* di compensazione, come mostra il tratteggio della fig. 8.36.

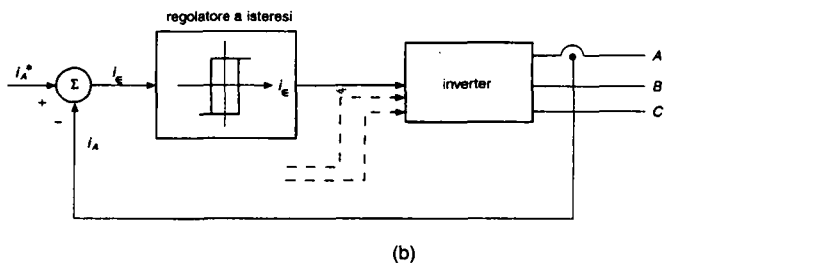
Si noti che nella letteratura sono discusse molte tecniche sofisticate di commutazione con l'obiettivo di rendere minimo il numero totale di commutazioni in tutte le tre fasi.

### 8.6.4 Schemi di commutazione che comprendono la neutralizzazione delle armoniche mediante modulazione e le connessioni di un trasformatore

In alcune applicazioni, come i gruppi di continuità trifase, viene richiesta, di solito, la presenza in uscita di un trasformatore di isolamento.



(a)



(b)

Fig. 8.35 Controllo a isteresi della corrente.

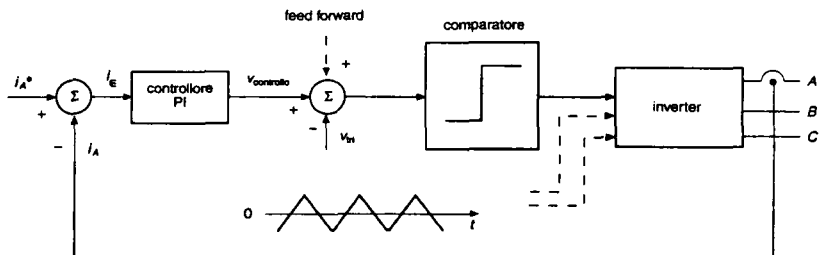


Fig. 8.36 Controllo di corrente a frequenza fissa.

In queste applicazioni, la presenza del trasformatore d'uscita è utilizzata per eliminare determinate armoniche. Inoltre, si può usare la tecnica di eliminazione programmata delle armoniche per controllare la prima armonica della tensione d'uscita e per eliminare (o ridurre) qualche altra armonica.

Questa combinazione sarà discussa nel capitolo 11, parlando dei gruppi di continuità.

## 8.7 Modalità di funzionamento come raddrizzatore

Come è stato discusso nel paragrafo 8.1, questi convertitori statici possono passare gradualmente dalla modalità inverter a quella raddrizzatore. Si ha, ad esempio, il funzionamento come raddrizzatore durante la frenatura (rallentamento) di motori a induzione alimentati da un convertitore statico. Questa modalità di funzionamento è discussa brevemente in questo paragrafo. I raddrizzatori a commutazione, usati per interfacciare gli apparati dell'elettronica di potenza con la rete elettrica, funzionano sullo stesso principio. Per la discussione dettagliata si rimanda al capitolo 14.

La modalità di funzionamento come raddrizzatore è discussa solo per i convertitori trifase; lo stesso principio si applica ai convertitori monofase.

Assumendo una condizione di funzionamento equilibrato e a regime, un convertitore trifase può essere studiato considerando una singola fase.

Ad esempio, si consideri il sistema trifase mostrato nella fig. 8.25a, che è disegnato di nuovo nella fig. 8.37a. Si considera solo la frequenza fondamentale (per la quale si traslascia il pedice 1), trascurando le armoniche alla frequenza di commutazione. Nella fig. 8.37b, è mostrata la modalità di funzionamento da motore nella quale la tensione del convertitore  $V_{An}$  applicata al motore anticipa  $E_A$  di un angolo  $\delta$ .

La componente attiva (reale)  $(I_A)_p$  di  $I_A$  è in fase con  $E_A$  e quindi il convertitore funziona come inverter. Può essere controllato l'angolo di fase (così come l'ampiezza) della tensione alternata prodotta dall'inverter. Se, invece, la tensione del convertitore  $V_{An}$  segue la tensione  $E_A$  con lo stesso angolo  $\delta$  di prima (tenendo costante  $V_{An}$ ), il diagramma fasoriale della fig. 8.37c mostra che la componente attiva  $(I_A)_p$  di  $I_A$  è ora sfasata di  $180^\circ$  rispetto a  $E_A$  e ne risulta il funzionamento come raddrizzatore, nel quale la potenza fluisce dal motore al lato dc del convertitore.

In realtà,  $V_{An}$  può essere controllata sia in ampiezza (entro certi limiti) sia in fase, permettendo così un controllo sull'ampiezza della corrente e sul livello della potenza, per esempio durante la frenatura del motore ac.

Supponendo che  $E_A$  non possa cambiare istantaneamente, la fig. 8.37d rappresenta il luogo del fasore  $V_{An}$ , che mantiene costante l'ampiezza della corrente.

Le forme d'onda della fig. 8.22 possono essere usate per spiegare come controllare l'ampiezza di  $V_{An}$ , così come la sua fase per una data (costante)  $V_d$ . È ovvio che controllando l'ampiezza dell'onda sinusoidale  $v_{\text{controllo}, A}$  di riferimento, può essere variato  $V_{An}$ .

In modo simile, cambiando la fase di  $v_{\text{controllo}, A}$  rispetto a  $E_A$ , si può variare l'angolo di fase di  $V_{An}$ .

In un funzionamento equilibrato, le tensioni di controllo delle fasi  $B$  e  $C$  hanno uguale ampiezza, ma sono sfasate di  $\pm 120^\circ$  rispetto alla tensione di controllo della fase  $A$ .

I raddrizzatori a interruttori, in cui la principale modalità di funzionamento è da raddrizzatore, saranno discussi nel capitolo 14, che tratta dei circuiti che interfacciano gli apparati dell'elettronica di potenza con la rete elettrica.

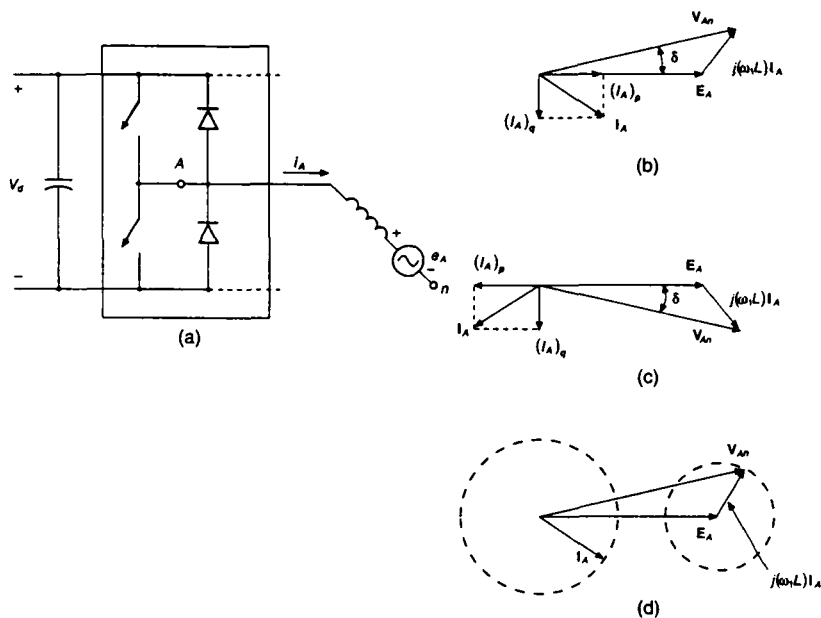
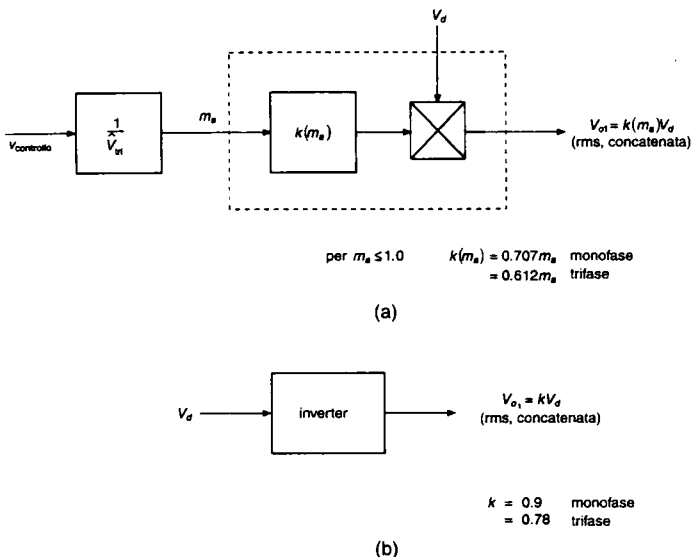


Fig. 8.37 Modalità di funzionamento: (a) circuito, (b) modalità inverter, (c) modalità raddrizzatore, (d)  $I_A$  costante.

## 8.8 Sommario

- 1) Sono descritti gli inverter dc-ac a tensione impressa alimentati da una sorgente di tensione continua e che producono tensioni d'uscita sinusoidali, monofase o trifase, con frequenza bassa rispetto alla frequenza di commutazione.
- 2) Questi inverter possono passare gradualmente alla modalità raddrizzatore, nella quale si inverte il flusso di potenza, che transita dal lato ac al lato dc. Questo avviene, ad esempio, durante la frenatura di un motore a induzione alimentato da inverter.
- 3) La tecnica di modulazione PWM sinusoidale permette di controllare l'ampiezza e la frequenza della tensione d'uscita. Quindi, l'ingresso dell'inverter PWM è una sorgente di tensione continua sostanzialmente costante, non controllata. Questa tecnica di modulazione produce armoniche di tensione intorno alla frequenza di commutazione e ai suoi multipli, che possono essere facilmente filtrate.
- 4) La tecnica di commutazione a onda quadra controlla solo la frequenza d'uscita dell'inverter. Quindi si deve controllare l'ampiezza della tensione dell'uscita controllando quella continua d'ingresso.





**Fig. 8.38** Schemi riassuntivi della tensione d'uscita di un inverter: (a) funzionamento PWM  $m_a \leq 1$ , (b) funzionamento a onda quadra.

La tensione a onda quadra contiene armoniche a bassa frequenza. Una variante dello schema di commutazione a onda quadra, chiamata tecnica di cancellazione della tensione, può essere usata per controllare sia la frequenza, sia l'ampiezza della tensione in uscita dall'inverter monofase (ma non trifase).

- 5) Come conseguenza delle armoniche nella tensione in uscita dall'inverter, il ripple della corrente d'uscita non dipende dal valore della potenza trasferita alla frequenza fondamentale; il ripple, invece, è inversamente proporzionale all'induttanza del carico, la cui influenza è maggiore per le frequenze più elevate.
- 6) Nei casi pratici, se un interruttore viene aperto in un ramo dell'inverter, la chiusura dell'altro interruttore è ritardata da un tempo morto, che introduce armoniche di ordine basso nell'uscita dell'inverter.
- 7) Esistono molte altre tecniche di modulazione oltre al PWM sinusoidale. Per esempio, la tecnica di eliminazione programmata delle armoniche può essere realizzata con l'aiuto di circuiti VLSI per eliminare armoniche specifiche dall'uscita dell'inverter.
- 8) La modulazione con regolazione della corrente (*current mode*) permette di controllare direttamente la corrente d'uscita dell'inverter confrontando la corrente reale misurata con quella di riferimento e usando l'errore per controllare gli interruttori dell'inverter.

Questa tecnica è frequentemente usata negli azionamenti per servomotori dc e ac. Il controllo in corrente è anche usato nei convertitori dc-dc, come discusso nel capitolo 10, che si occupa degli alimentatori switching dc.

- 9) La relazione tra il segnale di controllo e l'ampiezza della tensione in uscita da un inverter a ponte può essere schematizzata come mostra la fig. 8.38a, supponendo una PWM sinusoidale nell'intervallo lineare di  $m_a \leq 1.0$ . Per una commutazione a onda quadra, l'inverter non controlla l'ampiezza della propria uscita e la relazione tra la tensione d'ingresso dc e l'ampiezza d'uscita è riassunta nella fig. 8.38b.

I convertitori possono essere usati per interfacciare gli apparati dell'elettronica di potenza con la sorgente elettrica.

- 10) Come verrà discusso del capitolo 14, poiché la loro principale modalità di funzionamento è il raddrizzamento, questi convertitori sono chiamati raddrizzatori ac-dc a commutazione.

## 8.9 Problemi

### Monofase

- 8.1 In un inverter PWM monofase a ponte, la tensione continua d'ingresso varia in un intervallo compreso tra 295 e 325 V. Poiché si richiede una bassa distorsione nell'uscita  $v_o$ , deve essere  $m_a \leq 1.0$ .
- Quale è la più alta tensione  $V_{o1}$  che può essere ottenuta e indicata come tensione nominale tra i dati di targa?
  - Tra i dati di targa è indicata la potenza nominale di 2000 VA, cioè  $V_{o1, \max} I_{o, \max} = 2000$  VA, dove  $i_o$  è assunta sinusoidale. Calcolare lo sfruttamento medio delle valvole quando l'inverter fornisce la sua potenza nominale.
- 8.2 Si consideri il problema del ripple nella corrente d'uscita di un inverter monofase a ponte. Si assuma  $V_{o1} = 220$  V con frequenza di 47 Hz e il tipo di carico sia come quello rappresentato nella fig. 8.18a, con  $L = 100$  mH.  
Se l'inverter funziona in modalità onda quadra, calcolare il valore massimo della corrente di ripple.
- 8.3 Ripetere il problema 8.2 con l'inverter che funziona in modalità PWM sinusoidale, con  $m_f = 21$  e  $m_a = 0.8$ .  
Si assuma una commutazione a tensione bipolare.
- 8.4 Ripetere il problema 8.2 supponendo che la tensione d'uscita sia controllata mediante cancellazione della tensione e che  $V_d$  abbia lo stesso valore di quello richiesto nell'inverter PWM del problema 8.3.
- 8.5 Calcolare e confrontare i valori massimi dei ripple delle correnti nei problemi da 8.2 a 8.4.
- 8.6 Usando MATLAB, verificare i valori riportati nella tab. 8.1.

### Trifase

- 8.7 Si consideri il problema del ripple nella corrente d'uscita di un inverter trifase a onda quadra. Si assuma  $V_{(LL)1} = 220$  V con frequenza di 52 Hz e il tipo di carico come quello rappresentato nella fig. 8.25a con  $L = 100$  mH. Calcolare il valore massimo della corrente di ripple mostrato nella fig. 8.26a.
- 8.8 Ripetere il problema 8.7 nel caso in cui l'inverter funzioni in modalità PWM sincrona con  $m_f = 39$  e  $m_a = 0.8$ . Calcolare il valore massimo della corrente di ripple mostrato nella fig. 8.26b.

- 8.9 Ottenere una espressione per le componenti di Fourier della forma d'onda della fig. 8.34a nel caso di eliminazione programmata delle armoniche del quinto e settimo ordine. Mostrare che per  $\alpha_1 = 0$ ,  $\alpha_2 = 16.24^\circ$  e  $\alpha_3 = 22.06^\circ$ , la quinta e la settima armonica sono eliminate e che la prima armonica della tensione in uscita dall'inverter ha una ampiezza massima data dall'eq. 8.78.
- 8.10 Nell'inverter trifase a onda quadra della fig. 8.24a si ipotizzi che il carico sia equilibrato e puramente resistivo collegato al proprio centro stella  $n$ . Disegnare le forme d'onda in regime permanente di  $v_{An}$ ,  $i_A$ ,  $i_{DA+}$  e  $i_d$ , dove  $i_{DA+}$  è la corrente che circola in  $D_{A+}$ .
- 8.11 Ripetere il problema 8.10 supponendo che il carico sia puramente induttivo, perché la sua resistenza anche se non nulla, è trascurabile.
- 8.12 Considerare soltanto un ramo dell'inverter come è mostrato nella fig. 8.4, nel quale la corrente d'uscita è sfasata in ritardo rispetto a  $(v_{Ao})_1$  di un angolo  $\phi$ , come è mostrato nella fig. P8.12a, e  $o$  è il punto fittizio intermedio della tensione continua d'ingresso. In conseguenza del tempo morto  $t_d$ , il valore istantaneo dell'errore  $v_\epsilon$  è rappresentato nel diagramma della fig. P8.12b, dove

$$v_\epsilon = (v_{Ao})_{ideale} - (v_{Ao})_{reale}$$

Ogni impulso  $v_\epsilon$ , sia positivo che negativo, ha ampiezza  $V_d$  e durata  $t_d$ . Per calcolare le armoniche di ordine più basso nella tensione d'uscita, dovute al tempo morto, questi impulsi sono sostituiti da un impulso rettangolare equivalente (rappresentato con una linea tratteggiata nella fig. P8.12b) di ampiezza  $K$  la cui area [in Vs] in ogni semiperiodo è uguale a quella degli impulsi  $v_\epsilon$ .

Dedurre la seguente espressione per le armoniche di  $v_{Ao}$  introdotte dal tempo morto:

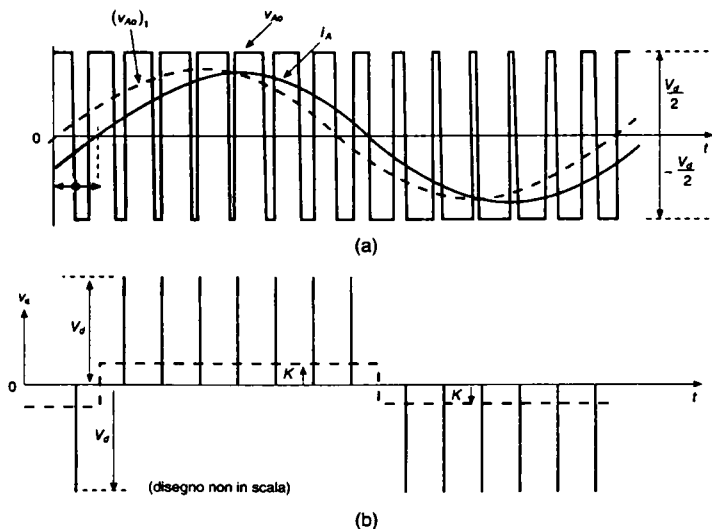
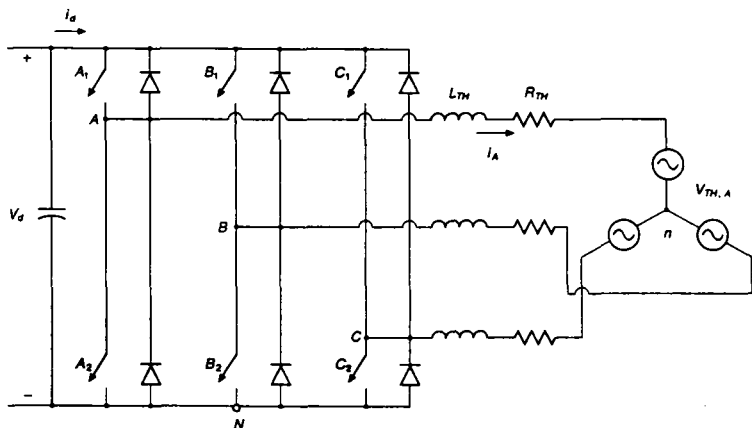


Fig. P8.12



Valori nominali:  $V_d = 313.97 \text{ V}$ ,  $f_s = 47.619 \text{ Hz}$   
 $\hat{V}_{m1} = 1.0 \text{ V}$ ,  $m_a = 0.95$   
 $R_{TN} = 2 \Omega$ ,  $L_{TN} = 10 \text{ mH}$   
 $V_{\text{corretto, A}} = 0.95 \cos(2\pi f_s t - 90^\circ) \text{ V}$   
 $(V_{n, A})_1 = 74.76 \angle -12.36^\circ \text{ V}_{\text{eff}}$   
 $f_s = 1 \text{ kHz}$ ,  $I_n = 10 \angle -30^\circ \text{ A}_{\text{eff}}$

Fig. P8.13

$$(\hat{V}_{Ao})_h = \frac{4}{\pi h} V_d t_\Delta f_s \quad (h = 1, 3, 5, \dots)$$

dove  $f_s$  è la frequenza di commutazione.

8.13 Usando PSpice, simulare l'inverter della fig. P8.13.

## 8.10 Bibliografia

- 1) K. Thorborg, *Power Electronics*, Prentice Hall International (U.K.) Ltd, London 1988.
- 2) A.B. Plunkett, "A Current-controlled PWM Transistor Inverter Drive", IEEE/IAS 1979 Annual Meeting, pp. 785 +792.
- 3) T. Kenjo e S. Nagamori, *Permanent Magnet and Brushless DC Motors*, Clarendon, Oxford, 1985.
- 4) H. Akagi, A. Nabae, S. Atoh, "Control Strategy of Active Filters Using Multiple Voltage-Source PWM Converter", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, N.3 maggio/giugno 1986 pp. 460 +465
- 5) T. Kato, "Precise PWM Waveform Analysis of Inverter for Selected Harmonic Elimination", 1986 IEEE/IAS Annual Meeting, pp. 611+616.

- 6) J. W. A. Wilson e J. A. Yeaman, "Intrinsic Harmonics of Idealized Inverter PWM System", 1976 IEEE/IAS Annual Meeting, pp. 967+973.
- 7) Y. Murai, T. Watanabe, e H. Iwasaki, "Waveform Distortion and Correction Circuit for PWM Inverter with Switching Lag-Times", 1985 IEEE/IAS Annual Meeting, pp. 436 + 441
- 8) H. Patel e R.G. Hoft, "Generalized Techniques of Harmonics Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I – Harmonic Elimination", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-9, N. 3, maggio/giugno 1973.
- 9) H. Patel e R. G. Hoft, "Generalized Techniques of Harmonics Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part II – Harmonic Elimination", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-10, N. 5, settembre/ottobre 1974.
- 10) I. J. Patel, S. N. Talukdar, P. Wood, "Characterization of Programmed-Waveform Pulsewidth Modulation", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-16, N. 5, settembre/ottobre 1980
- 11) M. Boost e P. D. Ziogas, "State-of-the Art PWM Techniques: A Critical Evaluation", IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1986, pp. 425 + 433.
- 12) J. Rosa, "The Harmonic Spectrum of D.C. Link Currents in Inverters", Proceedings of the Fourth International PCI Conference on Power Conversion, Intertec Communications, Oxnard, CA, pp. 38 + 52.
- 13) EPRI Report, "AC/DC Power Converter for Batteries and Fuel Cells", Project 841-1, Final Report, settembre 1981, EPRI, Palo Alto, CA.
- 14) J. Holtz, "Pulsewidth Modulation - A Survey", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 39, N. dicembre 1992, pp. 410 + 420.

## Convertitori risonanti: commutazione a tensione zero e/o corrente zero

### 9.1 Introduzione

In tutte le topologie di convertitori dc-dc e dc-ac con modulazione a larghezza di impulso discussi nei capitoli 7 e 8, le valvole erano fatte funzionare come interruttori, per cui dovevano interrompere o far circolare la corrente durante ogni commutazione.

In questa modalità di funzionamento, come sarà spiegato in seguito nel paragrafo 9.1.1, gli interruttori sono sottoposti a sollecitazioni elevate e danno luogo a notevoli perdite di commutazione, che crescono linearmente con la frequenza di commutazione del PWM.

Uno altro svantaggio significativo del funzionamento delle valvole come interruttori è la produzione di interferenze elettromagnetiche EMI (*ElectroMagnetic Interference*) dovuta agli elevati valori di  $di/dt$  e  $dv/dt$  conseguenti al funzionamento in tale modalità.

Questi inconvenienti dei convertitori a commutazione vengono accentuati quando si aumenta la frequenza per ridurre la dimensione e il peso del convertitore, aumentando in tal modo la densità di potenza.

Pertanto, quando si vuole realizzare convertitori che funzionano con elevate frequenze di commutazione, i suddetti inconvenienti vengono ridotti se ogni interruttore dell'inverter cambia il suo stato (da chiuso ad aperto e viceversa) nell'istante in cui la tensione ai suoi capi e/o la corrente che lo attraversa sono uguali a zero al momento della commutazione.

Le topologie di convertitori e le strategie per avere le commutazioni con tensione e/o con corrente zero, sono discusse in questo capitolo. Poiché la maggior parte di queste topologie (ma non tutte) richiede l'impiego di circuiti LC risonanti, tali reti sono comunemente classificate come "convertitori risonanti".

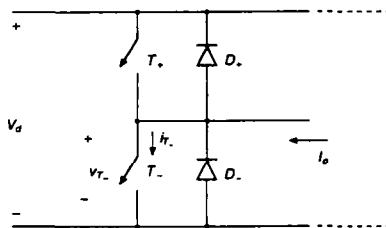


Fig. 9.1 Inverter a un ramo.

### 9.1.1 Commutazione di una corrente induttiva

Questo argomento è già stato presentato in breve nel capitolo 2. Per descrivere gli ulteriori problemi connessi con il funzionamento delle valvole come interruttori, si consideri uno dei rami di un convertitore a ponte dc-dc o dc-ac (monofase o trifase), come mostrato nella fig. 9.1. Si può ritenere che, durante l'intervallo di commutazione, assai breve, la corrente d'uscita possa circolare in entrambe le direzioni e abbia una ampiezza costante  $I_o$ , grazie alla presenza del carico induttivo.

Ad esempio, le forme d'onda, lineari a tratti, della tensione e della corrente per l'interruttore inferiore  $T_-$  sono mostrate nella fig. 9.2a.

Inizialmente si fa l'ipotesi che  $I_o$  circoli attraverso  $T_-$ . Se viene applicato un segnale di controllo per aprire  $T_-$ , la tensione dell'interruttore  $v_{T_-}$  sale a  $V_d$  (supera  $V_d$  a causa delle induttanze parassite); in seguito la corrente dell'interruttore  $i_{T_-}$  scende a zero.

Dopo l'apertura di  $T_-$ ,  $I_o$  circola attraverso  $D_+$ . La perdita  $P_{T_-}$  ( $=v_{T_-}i_{T_-}$ ) nell'interruttore durante l'apertura è mostrata nella fig. 9.2a.

Ora si consideri la chiusura di  $T_-$ . Prima della chiusura di  $T_-$ ,  $I_o$  circola attraverso  $D_+$ . Quando viene applicato il segnale di comando per chiudere  $T_-$ ,  $i_{T_-}$  aumenta fino a  $I_o$  più la sovralongazione dovuta alla corrente di ripristino delle cariche del diodo  $D_+$ , come è mostrato nella fig. 9.2a. In seguito, si ripristina la capacità di blocco del diodo e la tensione  $v_{T_-}$  e la corrente  $i_{T_-}$  generano perdite dovute alla commutazione di  $T_-$  durante la chiusura.

Il valore medio delle perdite di commutazione  $P_{T_-}$ , essendo proporzionale alla frequenza di commutazione, pone un limite all'aumento della frequenza di commutazione stessa, se non si vuole ridurre in modo significativo il rendimento del sistema.

Con la disponibilità di interruttori veloci (con tempi di commutazione inferiori a poche decine di nanosecondi), il limite attuale sembra essere di circa 500 kHz con rendimenti energetici ragionevoli.

Un altro significativo svantaggio nel funzionamento delle valvole come interruttori è che si hanno valori elevati di  $di/dt$  e  $dv/dt$ , necessari per avere una notevole velocità di cambiamento dello stato dell'interruttore, tale da contenere le perdite di commutazione nell'interruttore stesso. L'impiego di diodi con modeste caratteristiche di ripristino esalta questo fenomeno, che produce interferenza elettromagnetica (EMI).

La commutazione di una corrente induttiva è rappresentata dal luogo geometrico dei punti del piano  $v_{T_-} i_{T_-}$ , come mostrato nella fig. 9.2b.

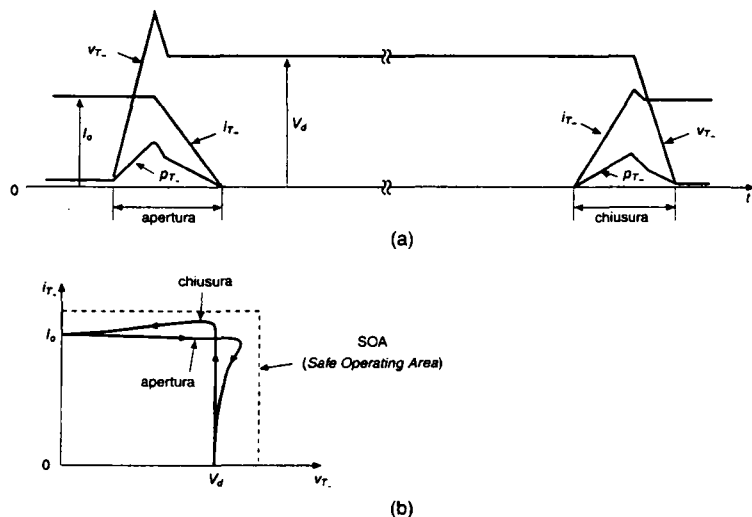


Fig. 9.2 Commutazione di una corrente induttiva.

Poiché una elevata tensione e una elevata corrente sono presenti nello stesso istante nell'interruttore, esso deve essere capace di sopportare elevate sollecitazioni di commutazione, funzionando all'interno di un'area di funzionamento sicuro SOA (*Safe Operating Area*), delimitata dalle linee tratteggiate della figura.

Questo requisito di essere capace di sopportare elevate sollecitazioni dà luogo a non pochi compromessi in fase di progettazione.

### 9.1.2 Commutazione a tensione zero e corrente zero

Per ridurre la dimensione e il peso dei trasformatori e dei componenti di filtro e, quindi, per ridurre il costo, il peso e le dimensioni dei convertitori elettronici di potenza, occorre usare frequenze di commutazione dell'ordine dei megahertz o anche delle decine di megahertz. In realtà, le frequenze di commutazione possono raggiungere valori elevati solo se si riesce a superare i problemi relativi alla sollecitazione degli interruttori, alle perdite di commutazione e alle interferenze elettromagnetiche, problemi che sono invece tipici dei convertitori statici.

Le sollecitazioni degli interruttori possono essere ridotte inserendo semplici circuiti dissipativi di protezione (*snubber*, costituiti da diodi e da componenti passivi) posti in serie e in parallelo con gli interruttori dei convertitori.

Questi snubber sono mostrati nella fig. 9.3a, mentre i luoghi dei punti che ne conseguono per la riduzione delle sollecitazioni degli interruttori sono rappresentati nella fig. 9.3b. Tuttavia, questi circuiti dissipativi spostano le perdite, dovute alle commutazioni, dall'interruttore al circuito e quindi non ottengono una riduzione globale delle perdite stesse.



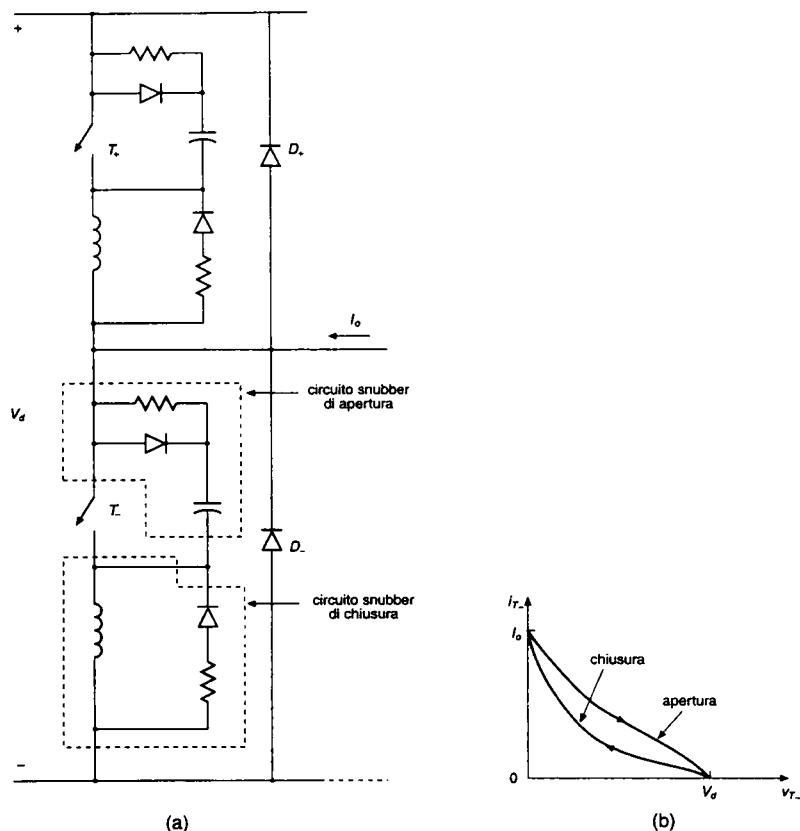


Fig. 9.3 Circuiti snubber dissipativi: (a) circuiti snubber, (b) luogo dei punti di commutazione con circuiti snubber.

In alternativa ai circuiti dissipativi, nei convertitori statici la combinazione di appropriate topologie e di strategie di commutazione permette di superare il problema delle sollecitazioni degli interruttori, delle perdite di commutazione e delle EMI, aprendo e chiudendo gli interruttori del convertitore quando la tensione o la corrente dell'interruttore sono a zero. Idealmente, quando si ha la commutazione, sia la tensione che la corrente dovrebbero essere uguali a zero.

Come breve introduzione, si consideri ancora una volta un inverter a un ramo come mostrato nella fig. 9.1.

Se le commutazioni di chiusura e di apertura avvengono in condizioni di tensione e/o corrente nulla, i luoghi dei punti durante la commutazione sono mostrati nella fig. 9.4, nella quale, a scopo di confronto, sono riportati anche quelli che si hanno (linea tratteggiata) quando c'è l'interruzione della corrente (non nulla).

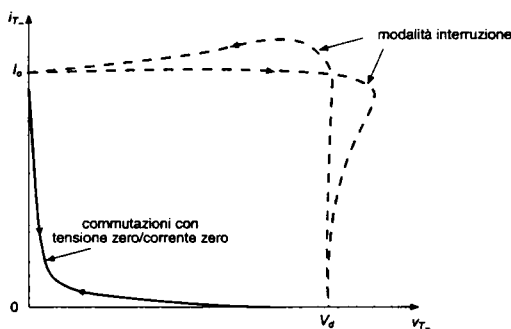


Fig. 9.4 Luogo dei punti durante una commutazione con tensione zero e corrente zero.

Dall'andamento di questi luoghi dei punti, relativi a convertitori senza circuiti dissipativi di protezione, si vede che si riducono le sollecitazioni dell'interruttore, le perdite di potenza per commutazione e le interferenze elettromagnetiche.

## 9.2 Classificazioni dei convertitori risonanti

I convertitori risonanti sono qui definiti come una combinazione di topologie di convertitori e di strategie di commutazione che permettono di avere commutazioni con tensione e/o corrente nulla. Un modo per classificare questi convertitori è il seguente:

- 1) convertitori con risonanza lato carico (*load-resonant*)
- 2) convertitori con relativa all'interruttore (*resonant-switch*)
- 3) convertitori con risonanza lato dc (*resonant-dc-link*)
- 4) convertitori con collegamento in alta frequenza a semiperiodi.

I diversi tipi sono illustrati nei paragrafi che seguono.

### 9.2.1 Convertitori con risonanza lato carico (*load-resonant*)

Questi convertitori comprendono un circuito *LC* risonante. La tensione e la corrente oscillanti, dovute al circuito *LC* risonante, sono applicate al carico e gli interruttori dell'inverter possono essere comandati con tensione e/o corrente nulla.

Possono essere usati circuiti *LC* sia in serie, sia in parallelo. In questi convertitori, il flusso di potenza verso il carico è controllato dall'impedenza del circuito risonante controllata a sua volta dalla frequenza di commutazione  $f_c$  messa a confronto con la frequenza di risonanza  $f_0$  del circuito. Questi convertitori dc-dc e dc-ac possono essere classificati ulteriormente nel seguente modo:

- 1) convertitori a tensione impressa con risonanza di tipo serie
  - a) convertitori risonanti con carico in serie: SLR (*Series-Loaded Resonant*)
  - b) convertitori risonanti con carico in parallelo: PLR (*Parallel-Loaded Resonant*)
  - c) convertitori risonanti ibridi
- 2) convertitori a corrente impressa con risonanza di tipo parallelo
- 3) convertitori risonanti in classe E e sottoclasse E.

## 9.2.2 Convertitori con risonanza relativa all'interruttore (*resonant-switch*)

In certi tipi di convertitori, un circuito risonante  $LC$  può essere utilizzato per dare forma alla tensione e alla corrente sull'interruttore in modo da ottenere una commutazione con tensione e/o corrente zero. In questi convertitori, in un periodo della frequenza di commutazione vi sono intervalli di funzionamento risonante e non risonante. Quindi, nella letteratura questi convertitori sono stati definiti convertitori quasi risonanti.

Essi possono essere classificati nelle sotto categorie elencate qui di seguito:

- 1) convertitori dc-dc con risonanza relativa all'interruttore (*resonant-switch*)
  - a) convertitori con commutazione a corrente zero: ZCS (*Zero-Current-Switching*)
  - b) convertitori con commutazione a tensione zero: ZVS (*Zero-Voltage-Switching*)
- 2) convertitori con commutazione a tensione zero e con tensione limitata: ZVS-CV (*Zero-Voltage-Switching-Clamped-Voltage*), detti anche convertitori pseudorisonanti (*pseudo-resonant*) e convertitori risonanti in transizione (*resonant-transition*) (punti 34 e 31 della bibliografia).

## 9.2.3 Convertitori con risonanza lato dc (*resonant-dc-link*)

Negli inverter dc-ac convenzionali con PWM, l'ingresso in continua  $V_d$  dell'inverter ha una ampiezza fissa, mentre l'uscita sinusoidale (monofase o trifase) è ottenuta con modulazione PWM.

Invece nei convertitori risonanti lato dc, l'ingresso è fatto oscillare attorno a  $V_d$  mediante un circuito risonante  $LC$ , così che la tensione d'ingresso rimane a zero per un tempo non nullo, durante il quale può essere cambiato lo stato degli interruttori dell'inverter, in modo tale da avere una commutazione a tensione zero.

## 9.2.4 Convertitori con collegamento in alta frequenza a semiperiodi

Se l'ingresso di un inverter monofase o trifase è sinusoidale ac ad alta frequenza, usando interruttori bidirezionali è possibile sintetizzare una tensione alternata a una bassa frequenza con ampiezza e frequenza regolabile, oppure una tensione continua con ampiezza regolabile, se gli interruttori sono chiusi e aperti al passaggio dallo zero della tensione d'ingresso.

## 9.3 Concetti fondamentali sui circuiti risonanti

Vengono adesso analizzate in modo generale alcune configurazioni fondamentali tipiche dei convertitori risonanti discussi in questo capitolo.

Si fanno alcune ipotesi per rendere semplice l'analisi. Le condizioni iniziali sono indicate con lettere maiuscole, con pedice 0 e parentesi quadre, ad esempio,  $[V_{c0}]$  e  $[I_{c0}]$ .

### 9.3.1 Circuiti con risonanza di tipo serie

#### 9.3.1.1 Circuito risonante serie non smorzato

La fig. 9.5a mostra un circuito risonante serie non smorzato nel quale la tensione di ingresso è  $V_d$  al tempo  $t_0$ . Le condizioni iniziali sono  $I_{L0}$  e  $V_{c0}$ . Con la corrente nell'in-

duttore  $i_L$  e la tensione sul condensatore  $v_c$  assunte come variabili di stato, le equazioni del circuito sono:

$$L_r \frac{di_L}{dt} + v_c = V_d \quad (9.1)$$

e

$$C_r \frac{dv_c}{dt} = i_L \quad (9.2)$$

Le soluzioni di questo sistema di equazioni per  $t \geq t_0$  sono le seguenti:

$$i_L(t) = I_{L0} \cos \omega_0(t-t_0) + \frac{V_d - V_{c0}}{Z_0} \sin \omega_0(t-t_0) \quad (9.3)$$

e

$$v_c(t) = V_d - (V_d - V_{c0}) \cos \omega_0(t-t_0) + Z_0 I_{L0} \sin \omega_0(t-t_0) \quad (9.4)$$

dove

$$\text{pulsazione di risonanza} = \omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (9.5)$$

e

$$\text{impedenza caratteristica} = Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (9.6)$$

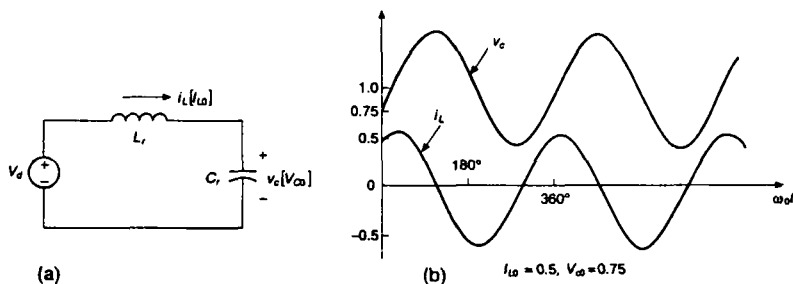
Per rappresentare in un grafico  $v_c$  e  $i_L$  normalizzate, vengono scelte i seguenti valori di base:

$$V_{\text{base}} = V_d \quad (9.7)$$

e

$$I_{\text{base}} = \frac{V_d}{Z_0} \quad (9.8)$$

Come esempio, nel grafico della fig. 9.5b sono riportate  $i_L$  e  $v_c$  normalizzate per  $I_{L0} = 0.5$  e  $V_{c0} = 0.75$ .



**Fig. 9.5** Circuito risonante serie non smorzato:  $i_L$  e  $v_c$  sono normalizzate: (a) circuito, (b) forme d'onda con  $I_{L0} = 0.5$ ,  $V_{c0} = 0.75$ .

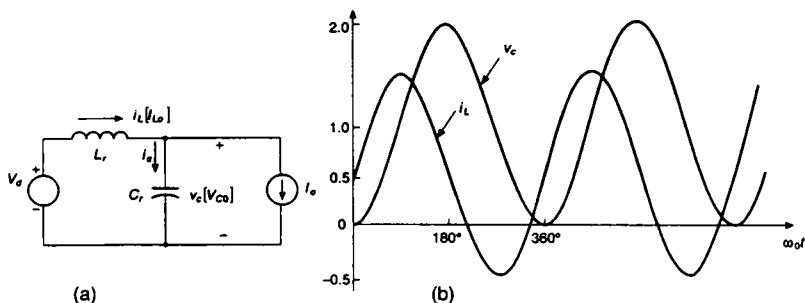


Fig. 9.6 Circuito risonante serie con condensatore in parallelo al carico ( $i_L$  e  $v_c$  sono normalizzate): (a) circuito, (b)  $V_{c0} = 0$ ,  $I_{L0} = I_0 = 0.5$ .

### 9.3.1.2 Circuito risonante serie con condensatore in parallelo al carico

La fig. 9.6a mostra un circuito risonante serie, nel quale un condensatore è in parallelo al generatore ideale di corrente  $I_0$ , che rappresenta il carico. In questo circuito,  $V_d$  e  $I_0$  sono grandezze continue. Le condizioni iniziali al tempo  $t_0$  sono  $I_{L0}$  e  $V_{c0}$ . Quindi si ha:

$$v_c = V_d - L_r \frac{di_L}{dt} \quad (9.9)$$

e

$$i_L - i_c = I_0 \quad (9.10)$$

Differenziando l'eq. 9.9 si ricava

$$i_c = C_r \frac{dv_c}{dt} = -L_r C_r \frac{d^2 i_L}{dt^2} \quad (9.11)$$

Sostituendo  $i_c$  dell'eq. 9.11 nell'eq. 9.10 si ottiene

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \omega_0^2 i_L = \omega_0^2 I_0 \quad (9.12)$$

dove  $\omega_0$  è la stessa dell'eq. 9.5. La soluzione di questa equazione per  $t \geq t_0$  è la seguente:

$$i_L(t) = I_0 + (I_{L0} - I_0) \cos \omega_0(t - t_0) + \frac{V_d - V_{c0}}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_0) \quad (9.13)$$

e

$$v_c(t) = V_d - (V_d - V_{c0}) \cos \omega_0(t - t_0) + Z_0(I_{L0} - I_0) \sin \omega_0(t - t_0) \quad (9.14)$$

dove  $\omega_0$  è la pulsazione di risonanza definita nell'eq. 9.5 e  $Z_0$  è l'impedenza caratteristica definita nell'eq. 9.6.

Come caso particolare, con  $V_{c0} = I_0$  e  $I_{L0} = I_0$ , si ha:

$$i_L(t) = I_0 + \frac{V_d}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_0) \quad (9.15)$$

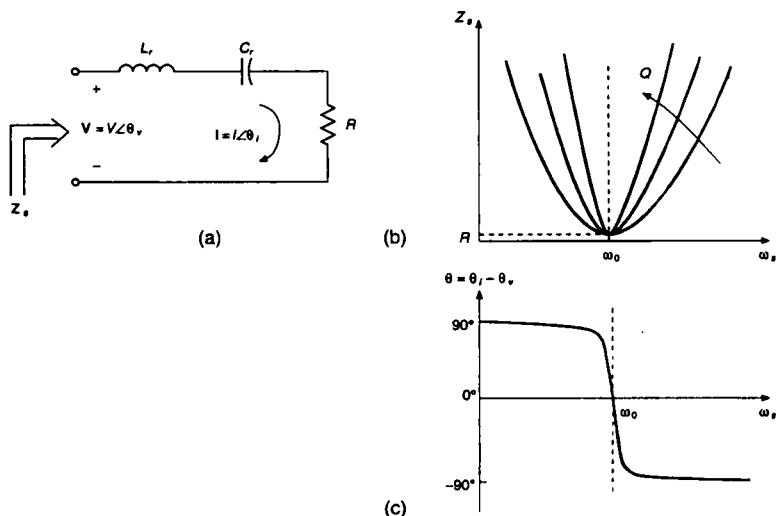


Fig. 9.7 Risposta in frequenza di un circuito risonante serie.

e

$$v_c(t) = V_d [1 - \cos \omega_0(t - t_0)] \quad (9.16)$$

Per questo caso particolare, la fig. 9.6b mostra il grafico di  $i_L$  e  $v_c$ , che sono normalizzate, usando rispettivamente le eq. 9.7 e 9.8 e  $I_{L0} = I_0 = 0.5$  [p.u.].

### 9.3.1.3 Risposta in frequenza di un circuito risonante serie

È istruttivo ricavare la risposta in frequenza del circuito risonante serie della fig. 9.7a. La pulsazione di risonanza  $\omega_0$  e l'impedenza caratteristica  $Z_0$  sono definite, rispettivamente, delle eq. 9.5 e 9.6. In presenza di una resistenza di carico  $R$ , un'altra grandezza chiamata fattore di qualità  $Q$  è definita nel modo seguente:

$$Q = \frac{\omega_0 L_r}{R} = \frac{1}{\omega_0 C_r R} = \frac{Z_0}{R} \quad (9.17)$$

La fig. 9.7c mostra il modulo  $Z_s$  dell'impedenza del circuito in funzione della pulsazione;  $Q$  è assunto parametro,  $R$  è costante. Si osserva che  $Z_s$  è una resistenza pura uguale a  $R$  per  $\omega_s = \omega_0$  e che per elevati valori di  $Q$  è molto sensibile alla variazione di pulsazione rispetto a  $\omega_0$ . La fig. 9.7c mostra l'angolo di fase della corrente  $\theta = (\theta_i - \theta_v)$  in funzione della pulsazione. Per pulsazioni inferiori a  $\omega_0$  ( $\omega_s < \omega_0$ ) la corrente è in anticipo rispetto alla tensione, perché l'impedenza del condensatore predomina su quella dell'induttore; per pulsazioni superiori a  $\omega_0$  ( $\omega_s > \omega_0$ ) la corrente è in ritardo rispetto alla tensione, perché l'impedenza dell'induttore predomina su quella del condensatore; l'angolo di sfasamento della corrente si avvicina a  $-90^\circ$ .

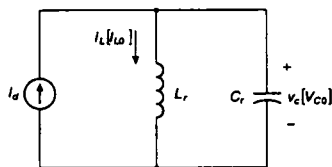


Fig. 9.8 Circuito risonante parallelo non smorzato.

### 9.3.2 Circuiti con risonanza di tipo parallelo

#### 9.3.2.1 Circuito risonante parallelo non smorzato

La fig. 9.8 mostra un circuito risonante in parallelo non smorzato alimentato da una corrente continua  $I_d$ . Le condizioni iniziali al tempo  $t = t_0$  sono  $I_{L0}$  e  $V_{c0}$ .

Con la corrente nell'induttore  $i_L$  e la tensione sul condensatore  $v_c$  prese come variabili di stato, le equazioni del circuito sono:

$$i_L + C_r \frac{dv_c}{dt} = I_d \quad (9.18)$$

e

$$v_c = L_r \frac{di_L}{dt} \quad (9.19)$$

Le soluzioni delle precedenti equazioni per  $t \geq t_0$  sono le seguenti:

$$i_L(t) = I_d + (I_{L0} - I_d) \cos \omega_0(t - t_0) + \frac{V_{c0}}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_0) \quad (9.20)$$

e

$$v_c(t) = Z_0(I_d - I_{L0}) \sin \omega_0(t - t_0) + V_{c0} \cos \omega_0(t - t_0) \quad (9.21)$$

dove

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (9.22)$$

e

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (9.23)$$

#### 9.3.2.2 Risposta in frequenza del circuito risonante di tipo parallelo

È istruttivo ricavare la risposta in frequenza del circuito risonante parallelo della fig. 9.9a.

La pulsazione di risonanza  $\omega_0$  e l'impedenza caratteristica  $Z_0$  sono definite, rispettivamente, delle eqq. 9.22 e 9.23. In presenza di una resistenza di carico  $R$ , un'altra grandezza chiamata fattore di qualità  $Q$ , è definita nel modo seguente:

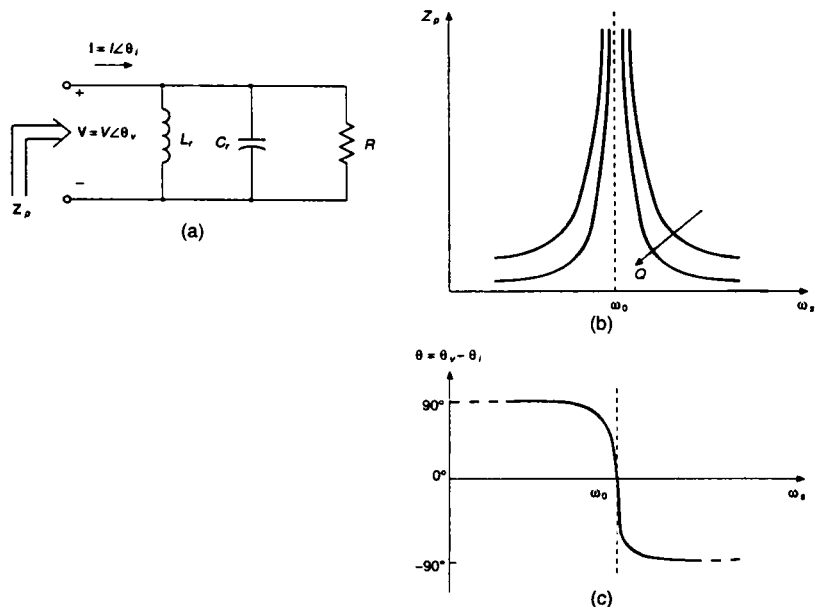


Fig. 9.9 Risposta in frequenza di un circuito risonante di tipo parallelo.

$$Q = \omega_0 R C_r = \frac{R}{\omega_0 L_r} = \frac{R}{Z_0} \quad (9.24)$$

La fig. 9.9b mostra il modulo  $Z_p$  dell'impedenza del circuito in funzione della pulsazione, avendo  $Q$  come parametro e tenendo costante  $R$ .

La fig. 9.9c mostra l'angolo di fase della tensione  $\theta = (\theta_v - \theta_i)$  in funzione della pulsazione. Per pulsazioni inferiori a  $\omega_0$  ( $\omega_s < \omega_0$ ) la tensione è in anticipo rispetto alla corrente, perché l'impedenza dell'induttore è inferiore a quella del condensatore e quindi predomina la corrente dell'induttore.

Per pulsazioni superiori a  $\omega_0$  ( $\omega_s > \omega_0$ ) la tensione è in ritardo rispetto alla corrente, perché l'impedenza del condensatore è inferiore a quella dell'induttore; l'angolo di sfasamento della tensione si avvicina a  $-90^\circ$ .

## 9.4 Convertitori con risonanza lato carico (*load-resonant*)

In questi convertitori viene usato un circuito risonante  $LC$  che permette di avere una tensione e una corrente oscillante sul carico; questo consente commutazioni con tensione e/o corrente zero. Ogni circuito di questa categoria è analizzato con un carico adatto alla topologia dei convertitori considerati. Viene presa in considerazione solo la situazione di regime permanente.



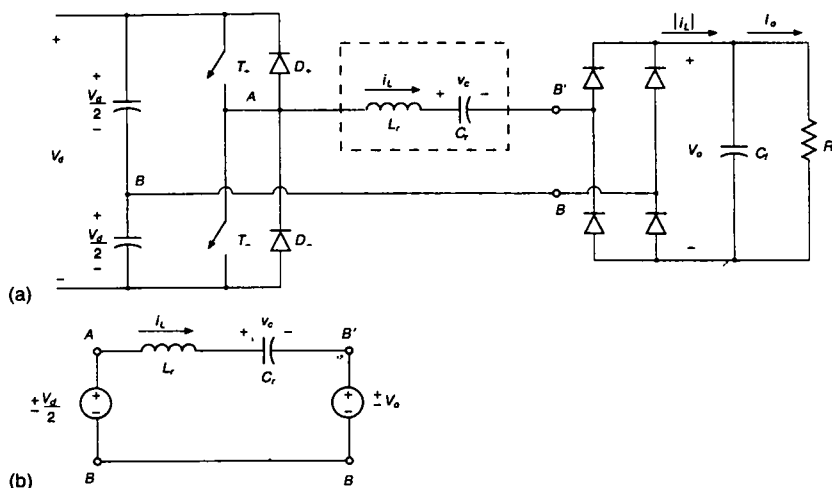


Fig. 9.10 Convertitore dc-dc di tipo SLR: (a) mezzo ponte, (b) circuito equivalente.

#### 9.4.1 Convertitori dc-dc risonanti con carico in serie (SLR)

Nella fig. 9.10a è rappresentata una configurazione a mezzo ponte di un convertitore risonante con carico in serie (SRL: *Series-Loaded Resonant*). Le forme d'onda e i principi di funzionamento sono uguali a quelli di una configurazione a ponte.

Si può inserire un trasformatore per ottenere l'ampiezza desiderata della tensione d'uscita e per isolare galvanicamente l'uscita dall'ingresso. Il circuito risonante serie è costituito da  $L_r$  e  $C_r$  e la corrente che in esso circola viene poi raddrizzata;  $i_L$  alimenta lo stadio d'uscita. Quindi, come suggerisce il nome, il carico si presenta in serie con il circuito risonante. Il condensatore di filtro  $C_f$  posto sull'uscita è normalmente di capacità molto grande e quindi la tensione su di esso può essere ritenuta continua e priva di ogni ripple. Per semplificare l'analisi si suppone che siano trascurabili le perdite resistive nel circuito risonante. La tensione d'uscita  $V_o$  è riportata all'ingresso del raddrizzatore come  $v_{B'B}$ , dove  $v_{B'B} = V_o$  se  $i_L$  è positiva e  $v_{B'B} = -V_o$  se  $i_L$  è negativa. Quando  $i_L$  è positiva, passa attraverso  $T_+$  se esso è chiuso; altrimenti circola attraverso il diodo  $D_-$ .

Analogamente, quando  $i_L$  è negativa, altrimenti circola attraverso  $T_-$  se esso è chiuso; altrimenti circola attraverso il diodo  $D_+$ . Quindi nel circuito della fig. 9.10a si ha:

per  $i_L > 0$

$$T_+ \text{ in conduzione: } v_{AB} = +\frac{1}{2}V_d \quad v_{AB'} = +\frac{1}{2}V_d - V_o \quad (9.25)$$

$$D_- \text{ in conduzione: } v_{AB} = -\frac{1}{2}V_d \quad v_{AB'} = -\frac{1}{2}V_d - V_o \quad (9.26)$$

per  $i_L < 0$

$$T_- \text{ in conduzione: } \quad v_{AB} = -\frac{1}{2}V_d \quad v_{A'B'} = -\frac{1}{2}V_d + V_o \quad (9.27)$$

$$D_+ \text{ in conduzione: } \quad v_{AB} = +\frac{1}{2}V_d \quad v_{A'B'} = +\frac{1}{2}V_d + V_o \quad (9.28)$$

Le equazioni precedenti mostrano che la tensione applicata ai capi del circuito risonante ( $v_{AB}$ ) dipende dal dispositivo che è in conduzione e dal segno di  $i_L$ . Le condizioni descritte dalle eqq. da 9.25 a 9.28 possono essere rappresentate mediante il circuito equivalente della fig. 9.10b. La soluzione per il circuito della fig. 9.5a è applicata al circuito equivalente della fig. 9.10b per ogni intervallo, in base alle condizioni iniziali e alle tensioni  $V_{AB}$  e  $V_{B'B}$ , che appaiono come tensioni continue per un determinato intervallo.

Nel funzionamento simmetrico in regime permanente, entrambi gli interruttori funzionano in modo identico, così come i due diodi. Quindi è sufficiente analizzare solo un semiperiodo di funzionamento, poiché l'altro è simmetrico. Si può dimostrare che nel convertitore SLR della fig. 9.10a la tensione d'uscita  $V_o$  non può superare la tensione d'ingresso  $(1/2)V_d$ , cioè  $V_o \leq (1/2)V_d$ .

La frequenza di commutazione  $f_s = (\omega_s/2\pi)$  con la quale si ripetono le forme d'onda del circuito, può essere controllata in modo tale da essere inferiore o superiore alla frequenza di risonanza  $f_0 = (\omega_0/2\pi)$  se il convertitore è costituito da interruttori autocontrollati. Ci sono tre possibili modalità di funzionamento, in funzione del rapporto tra la pulsazione di commutazione  $\omega_s$  e quella di risonanza  $\omega_0$ , rapporto che determina se  $i_L$  circola in modo continuo o in modo discontinuo.

\*

#### 9.4.1.1 Modalità di conduzione discontinua con $\omega_s < (1/2)\omega_0$

Usando le eqq. 9.3 e 9.4, la fig. 9.11 mostra le forme d'onda del circuito in regime permanente in cui, a  $\omega_0 t_0$ , l'interruttore  $T_+$  è chiuso e la corrente nell'induttore si innalza dal suo valore nullo. La tensione sul condensatore sale dal suo valore iniziale negativo  $V_{c0} = -2V_o$ .

La fig. 9.11 mostra anche i circuiti durante i diversi intervalli insieme alle tensioni corrispondenti  $v_{AB}$  e  $v_{B'B}$ .

A  $\omega_0 t_1$ ,  $180^\circ$  dopo  $\omega_0 t_0$ , la corrente nell'induttore si inverte e ora deve passare in  $D_+$  poiché l'altro interruttore  $T_-$  non è ancora chiuso. Dopo altri  $180^\circ$  successivi a  $\omega_0 t_1$  caratterizzati da una corrente con valore massimo più piccolo, la corrente va a zero e rimane a questo valore poiché nessun altro interruttore è chiuso. Un funzionamento simmetrico richiede che  $v_c$  durante l'intervallo di discontinuità  $\omega_0(t_3 - t_2)$  abbia il valore opposto rispetto a  $V_{c0}$ , cioè sia eguale a  $2V_o$ . Durante questo intervallo, la tensione del condensatore uguale a  $2V_o$  è minore di  $(1/2)V_d + V_o$  (poiché  $V_o \leq (1/2)V_d$ ); quindi, la corrente diventa discontinua. A  $\omega_0 t_3$ , viene chiuso l'interruttore  $T_-$  e ne segue il semiperiodo successivo.

A causa dell'intervallo di discontinuità nella fig. 9.11, un semiperiodo della frequenza di funzionamento supera i  $360^\circ$  della frequenza di risonanza  $f_0$ , e, quindi, in questa modalità di funzionamento si ha  $\omega_s < (1/2)\omega_0$ . Il valore medio della corrente radiazata  $|i_L|$  dell'induttore è uguale a quello della corrente continua d'uscita  $I_o$  che alimenta il carico alla tensione  $V_o$ .

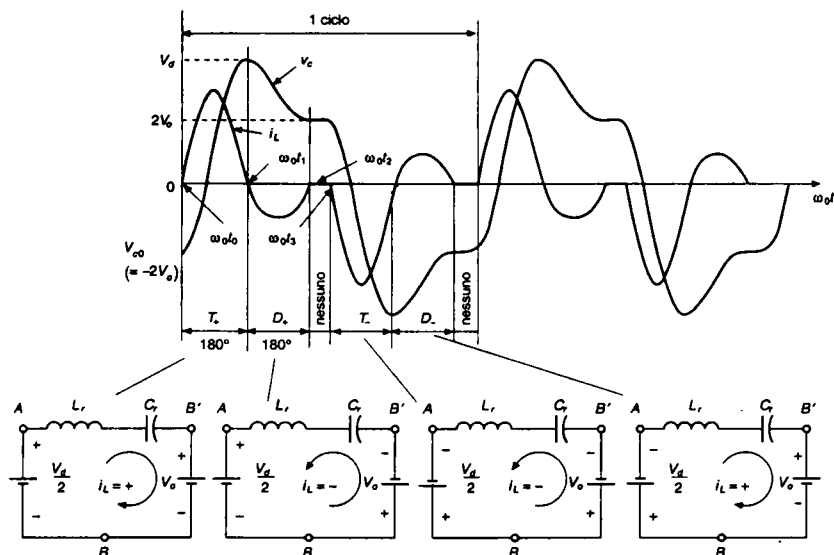


Fig. 9.11 Convertitore dc-dc di tipo SLR: modalità discontinua di conduzione con  $\omega_s < (1/2) \omega_0$ .

Si noti che in questa modalità di funzionamento gli interruttori si aprono in modo naturale con corrente e tensione nulle, poiché la corrente nell'induttore passa attraverso lo zero. Gli interruttori si chiudono a corrente nulla, ma non a tensione nulla. Anche i diodi si chiudono a corrente nulla e si aprono in modo naturale a corrente nulla. Poiché in questa modalità di funzionamento gli interruttori si aprono in modo naturale, è possibile usare dei tiristori nelle applicazioni che hanno un bassa frequenza di commutazione.

Lo svantaggio di questa modalità è il picco di corrente abbastanza elevato nel circuito, per cui si hanno perdite di conduzione più elevate rispetto a quelle della modalità di conduzione continua.

#### 9.4.1.2 Modalità di conduzione continua con $(1/2) \omega_0 < \omega_s < \omega_0$

Le forme d'onda sono mostrate nella fig. 9.12 dove  $T_+$  si chiude a  $\omega_0 t_0$ , con un valore non nullo della corrente nell'induttore e con una tensione (prima dell'inizio della conduzione) di  $V_d$ . In questo caso  $T_+$  conduce per meno di  $180^\circ$ . A  $\omega_0 t_1$ ,  $i_L$  si inverte e circola attraverso  $D_+$ , così  $T_+$  si apre in modo naturale. A  $\omega_0 t_2$ , è chiuso  $T_-$  e  $i_L$  si trasferisce da  $D_+$  a  $T_-$ . In questo modo,  $D_+$  conduce per meno di  $180^\circ$  poiché  $T_-$  è chiuso in anticipo rispetto alla modalità di conduzione discontinua.

In questa modalità di funzionamento, gli interruttori si chiudono con corrente e tensione non nulla, per cui si hanno perdite durante la commutazione di chiusura. Inoltre, i diodi di ricircolo devono avere buone caratteristiche di ripristino inverso, sia per evitare elevati picchi (spike) di corrente inversa che passano negli interruttori, per esempio, attraverso  $D_+$  e  $T_-$  a  $\omega_0 t_2$ , sia per rendere minime le perdite di apertura nel diodo.

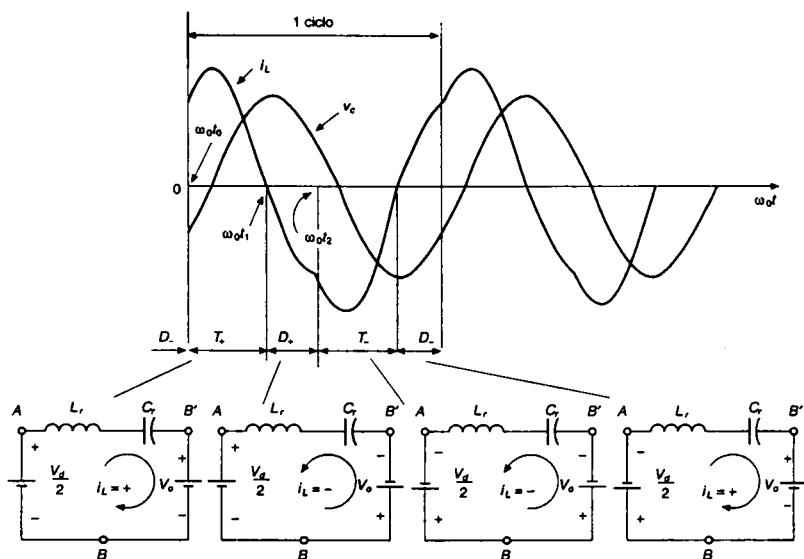


Fig. 9.12 Convertitore dc-dc di tipo SLR: modalità di conduzione continua con  $(1/2) \omega_0 < \omega_s < \omega_0$ .

Comunque, l'apertura degli interruttori avviene in modo naturale a corrente e tensione nulle non appena la corrente induttiva che passa in essi si annulla e inizia a circolare nei diodi di ricircolo. Quindi, in applicazioni con bassa frequenza di commutazione è possibile usare dei tiristori come interruttori.

#### 9.4.1.3 Modalità di conduzione continua con $\omega_s > \omega_0$

Rispetto alla precedente modalità di conduzione continua, nella quale gli interruttori si aprono in modo naturale ma si chiudono con un valore non nullo di corrente, in questa modalità con  $\omega_s > \omega_0$  gli interruttori sono forzati ad aprirsi con un valore non nullo di corrente, ma sono chiusi con corrente e tensione nulla.

La fig. 9.13 mostra le forme d'onda nelle quali  $T_+$  inizia la conduzione a  $\omega_0 t_0$  con corrente nulla quando la corrente nell'induttore cambia di segno.

A  $\omega_0 t_1$ , prima che finisca il semiperiodo di oscillazione della corrente,  $T_+$  è forzato ad aprirsi, obbligando così la corrente positiva  $i_L$  a passare attraverso  $D_-$ .

Poiché al circuito oscillante LC è applicata una elevata tensione continua negativa ( $v_{AB'} = -(1/2)V_d - V_D$ ) la corrente nel diodo va a zero rapidamente a  $\omega_0 t_2$  (si noti che la sua frequenza di oscillazione  $\omega_0$  non cambia).

In questo caso,  $T_-$  è chiuso non appena  $D_-$  incomincia a condurre cosicché può condurre quando  $i_L$  si inverte.

L'insieme dell'intervallo di conduzione di  $T_+$  e  $D_-$  è uguale a un semiperiodo di funzionamento alla pulsazione di commutazione  $\omega_s$ . Questo semiperiodo è inferiore a  $180^\circ$  della pulsazione di risonanza  $\omega_0$ , per cui si ha  $\omega_s > \omega_0$ .

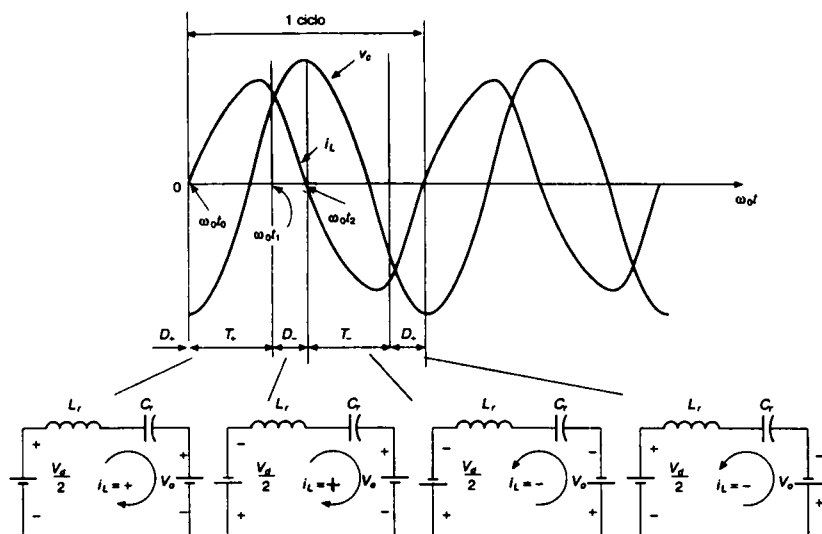


Fig. 9.13 Convertitore dc-dc di tipo SLR: modalità di conduzione continua con  $\omega_s > \omega_0$ .

Esistono diversi vantaggi nel funzionamento con  $\omega_s > \omega_0$ . A differenza della modalità con  $\omega_s$  inferiore a  $\omega_0$ , gli interruttori si chiudono con corrente e tensione nulle; così i diodi di ricircolo non devono avere caratteristiche veloci di ripristino inverso. Un evidente svantaggio sembrerebbe legato al fatto che devono essere forzati all'apertura in prossimità del picco di  $i_L$ , così da causare un'elevata perdita di commutazione in apertura. Comunque, poiché gli interruttori si chiudono non solo a corrente zero ma anche a tensione zero (si noti che prima della chiusura di  $T_+$  sta conducendo il diodo di ricircolo  $D_-$  in parallelo ad esso), è possibile usare snubber costituiti da condensatori  $C_s$  senza perdite in parallelo agli interruttori, come è mostrato nella fig. 9.14; tali condensatori agiscono come circuiti di protezione senza perdite all'apertura degli interruttori.

Il funzionamento al di sopra della frequenza di risonanza richiede l'uso di interruttori controllati.

#### 9.4.1.4 Caratteristiche di funzionamento in regime permanente

È utile conoscere la relazione tra i valori di picco e i valori medi delle tensioni e delle correnti del circuito nelle condizioni di funzionamento ( $V_d$ ,  $V_o$ ,  $I_o$ ,  $\omega_0$ , ecc.). Le tensioni, le correnti e la pulsazione di commutazione  $\omega_s$  sono normalizzate rispetto ai seguenti valori di base:

$$V_{\text{base}} = \frac{1}{2} V_d \quad (9.29)$$

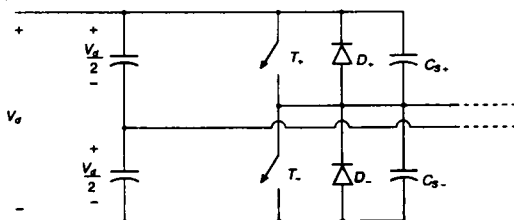


Fig. 9.14 Circuiti snubber senza perdite in un convertitore di tipo SLR per  $\omega_s > \omega_0$ .

$$I_{\text{base}} = \frac{\frac{1}{2} V_d}{Z_0} \quad (9.30)$$

$$\omega_{\text{base}} = \omega_0 \quad (9.31)$$

La fig. 9.15 riporta il valore normalizzato  $I_o$  in funzione di  $\omega_0$  per due valori di  $V_o$ . Si può vedere che un convertitore dc-dc SLR nella modalità di conduzione discontinua (corrispondente a  $\omega_s < 0.5$ ) funziona come un generatore di corrente, cioè  $I_o$  rimane costante anche se la resistenza di carico, e quindi  $V_o$ , cambia. A causa di tale proprietà, questo convertitore mostra una intrinseca capacità di protezione rispetto al sovraccarico nella modalità di conduzione discontinua.

Si noti che nella fig. 9.10a,  $I_o$  è il valore medio della corrente raddrizzata dell'induttore  $|i_L|$ , presumendo che il ripple di  $|i_L|$  circoli nel condensatore di filtro e che il suo valore medio  $I_o$  circoli nella resistenza di carico dell'uscita.

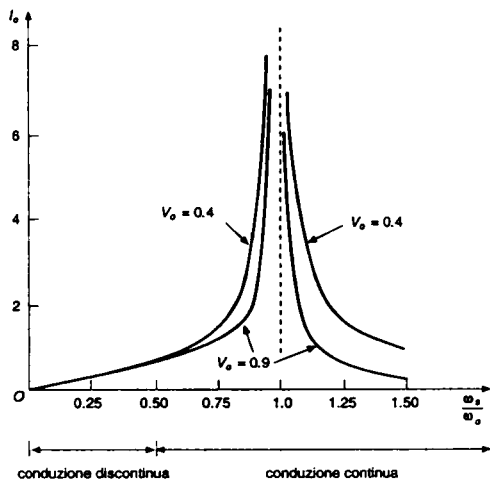


Fig. 9.15 Caratteristiche in regime permanente di un convertitore dc-dc di tipo SLR; tutti i parametri sono normalizzati.

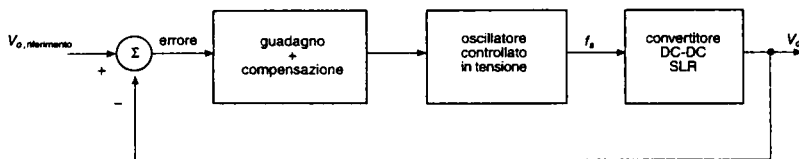


Fig. 9.16 Controllo di un convertitore dc-dc di tipo SLR.

In questo convertitore, il valore massimo della corrente nell'induttore (che è anche il valore massimo della corrente attraverso gli interruttori) e il valore massimo della tensione sul condensatore possono essere parecchie volte più alte di  $I_o$  e  $V_d$  rispettivamente (si vedano i problemi alla fine di questo capitolo). Si deve considerare tale aspetto confrontando questo convertitore con altre topologie.

#### 9.4.1.5 Controllo dei convertitori dc-dc SLR

Come è stato mostrato nel paragrafo 9.3.1.3 che tratta la risposta in frequenza dei circuiti risonanti serie, l'impedenza del circuito risonante dipende dalla frequenza di funzionamento.

Quindi, per una data tensione d'ingresso  $V_d$  e una determinata resistenza di carico,  $V_o$  può essere regolata controllando la frequenza di commutazione  $f_s$ . Questo è rappresentato nello schema a blocchi della fig. 9.16, dove l'errore tra la tensione d'uscita misurata e quella di riferimento determina la frequenza d'uscita  $f_s$  dell'oscillatore controllato in tensione, che a sua volta controlla i due interruttori.

Il controllo a frequenza variabile descritto prima non è ottimo a causa della complessità del suo studio e del dimensionamento dei filtri EMI.

Come discusso nel titolo del punto [7] della bibliografia, un controllo a frequenza costante può essere realizzato con una configurazione a ponte del convertitore SLR, dove gli interruttori di ogni ramo del convertitore funzionano con un duty cycle del 50% a una frequenza costante  $\omega_s > \omega_0$ , ma viene controllato lo sfasamento tra le uscite dei due rami del convertitore. Un simile controllo costringe il carico a variare in un intervallo limitato, oltre il quale non sono mantenute le caratteristiche di commutazione a tensione e corrente nulle.

Si noti che il convertitore SLR può essere usato nei casi in cui l'uscita non è una corrente continua raddrizzata; per esempio, gli inverter SLR sono usati in applicazioni come il riscaldamento a induzione, nel quale il carico equivale a una resistenza piuttosto che a una tensione continua  $V_o$ .

#### 9.4.2 Convertitori dc-dc risonanti con carico in parallelo

Questi convertitori, in termini di funzionamento, sono simili a quelli SLR con circuito LC risonante serie. Comunque, diversamente dai convertitori SLR, nei quali lo stadio d'uscita o il carico è collegato in serie al circuito risonante, qui lo stadio d'uscita è connesso in parallelo al condensatore  $C_r$  del circuito risonante, come è mostrato nella fig. 9.17a. Per semplicità è tralasciato il trasformatore di isolamento.

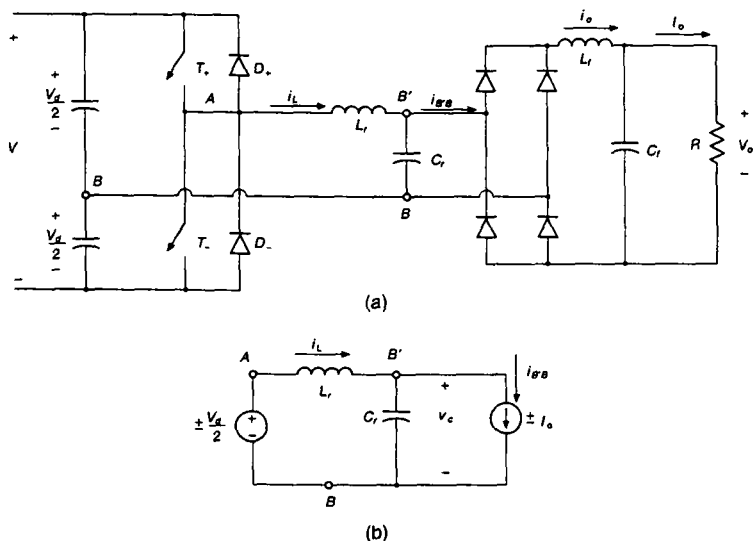


Fig. 9.17 Convertitore dc-dc di tipo PLR: (a) mezzo ponte, (b) circuito equivalente.

I convertitori PLR (*Parallel-Loaded Resonant*) differiscono dagli SLR in alcuni aspetti importanti, quali ad esempio: (1) i convertitori PLR si presentano come generatori di tensione e quindi si adattano meglio a molteplici applicazioni; (2) a differenza degli SLR, i convertitori PLR non possiedono capacità di protezione contro il corto circuito, caratteristica che è ovviamente negativa; (3) i convertitori PLR possono alzare o abbassare la tensione, a differenza dei convertitori SLR, che possono solo abbassarla (senza considerare il rapporto di spire del trasformatore).

Nei paragrafi che seguono sono discusse solo le modalità nelle quali è più probabile che funzionino i PLR; per le altre modalità si può fare riferimento alla letteratura specialistica.

La tensione sul condensatore  $C_r$  del circuito risonante è raddrizzata, filtrata e quindi fornita al carico. Per ricavare un circuito equivalente, si può supporre che la corrente nell'induttanza del filtro induttivo d'uscita della fig. 9.17a, durante ogni periodo della frequenza di commutazione, sia una corrente continua  $I_o$  priva di ripple. Questa è una ipotesi ragionevole se basata su una elevata frequenza di commutazione e un valore abbastanza elevato dell'induttanza. La tensione sul circuito risonante dipende dai dispositivi in conduzione nel modo seguente:

$$T_+ \text{ o } D_+ : \quad v_{AB} = +\frac{1}{2} V_d \quad (9.32)$$

e

$$T_- \text{ o } D_- : \quad v_{AB} = -\frac{1}{2} V_d \quad (9.33)$$

Sulla base delle precedenti considerazioni, si può ricavare il circuito equivalente della fig. 9.17b nel quale la tensione d'ingresso ( $v_{AB}$ ) del circuito oscillante ha modulo



uguale a  $(1/2)V_d$ , mentre la sua polarità dipende da quale interruttore è chiuso ( $T_+$  o  $T_-$ ).

La corrente  $i_{B'B}$ , indicata nella fig. 9.17a, ha ampiezza uguale a  $I_o$ , mentre la sua direzione dipende dal segno della tensione sul condensatore  $C_r$  posto all'ingresso del ponte raddrizzatore.

Il circuito equivalente della fig. 9.17b è uguale a quello discusso nel paragrafo 9.3.1.2 e quindi si possono applicare le eqq. 9.13 e 9.14 con appropriati valori di  $v_{AB}$ ,  $i_{B'B}$  e delle condizioni iniziali.

Diversamente dagli SLR, i convertitori dc-dc PLR possono funzionare in molte situazioni relative a diverse combinazioni delle variabili di stato  $i_L$  e  $v_C$ . Tuttavia nei paragrafi che seguono sono prese in considerazione solo tre modalità.

### 9.4.2.1 Modalità discontinua di funzionamento

In questa modalità di funzionamento, sia  $i_L$  che  $v_C$  rimangono entrambe a zero per un certo tempo prolungato. Nella fig. 9.18 sono rappresentate le forme d'onda in regime permanente di questa modalità di funzionamento, basate sulle eqq. 9.13 e 9.14. Durante il funzionamento in regime permanente, inizialmente sia  $i_L$  che  $v_C$  sono a zero e  $T_+$  è chiuso a  $\omega_0 t_0$ .

Fin quando si ha  $|i_L| < I_o$ , la corrente d'uscita circola nel ponte raddrizzatore, che si comporta come un cortocircuito ai capi di  $C_r$  e mantiene a zero la sua tensione, come è mostrato nella fig. 9.18. A  $\omega_0 t_1$ ,  $i_L$  supera  $I_o$  e la differenza  $i_L - I_o$  circola in  $C_r$ , per cui  $v_C$  aumenta.

A causa della risonanza della rete LC,  $i_L$  cambia segno a  $\omega_0 t_2$  e circola in  $D_+$  poiché  $T_-$  viene aperto più tardi. Durante l'intervallo  $\omega_0 (t_3 - t_1)$ ,  $i_L$  e  $v_C$  possono essere calcolate con le eqq. 9.13 e 9.14 usando  $i_{L0} = I_o$  e  $v_{C0} = 0$  come condizioni iniziali al tempo  $\omega_0 t_1$ . Se il segnale di comando al gate/base dell'interruttore  $T_+$  è rimosso prima di  $\omega_0 t_3$ ,  $i_L$  non può più circolare dopo  $\omega_0 t_3$  e rimane a zero. Con  $i_L = 0$ ,  $i_o$  circola in  $C_r$  e  $v_C$  scende linearmente a zero durante l'intervallo tra  $\omega_0 t_3$  e  $\omega_0 t_4$ .

In questa modalità di funzionamento discontinuo, sia  $v_C$  che  $i_L$  si mantengono a zero per un intervallo che può essere variato per controllare la tensione d'uscita. Dopo questo intervallo di discontinuità,  $T_-$  è chiuso a  $\omega_0 t_5$  e il semiperiodo successivo ha le stesse condizioni iniziali di  $i_L$  e  $v_C$  a zero, come il primo semiperiodo.

Chiaramente, il funzionamento precedente corrisponde a  $\omega_s$  compreso in un intervallo tra zero e  $(1/2)\omega_0$  circa. Inoltre non ci sono sollecitazioni di chiusura e d'apertura sugli interruttori o sui diodi.

### 9.4.2.2 Modalità continua di funzionamento al di sotto di $\omega_0$

Con una frequenza di commutazione più alta di quella che si ha nella modalità discontinua, ma inferiore a  $\omega_0$ , sia  $v_C$  che  $i_L$  non presentano più discontinuità.

Le forme d'onda sono mostrate nella fig. 9.19, nella quale l'interruttore si chiude con una  $i_L$  non nulla e la corrente commuta dal diodo connesso in antiparallelo con l'altro interruttore.

Questo comporta negli interruttori perdite alla chiusura, per cui i diodi devono avere buone caratteristiche di recupero inverso.

Comunque, non ci sono perdite all'apertura poiché la corrente che li percorre commuta naturalmente quando  $i_L$  cambia segno.

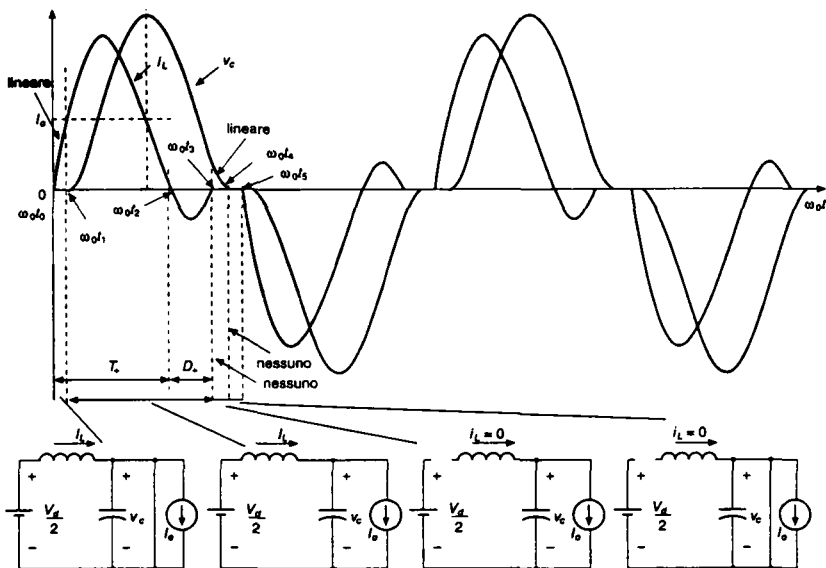


Fig. 9.18 Convertitore dc-dc di tipo PLR in modalità discontinua.

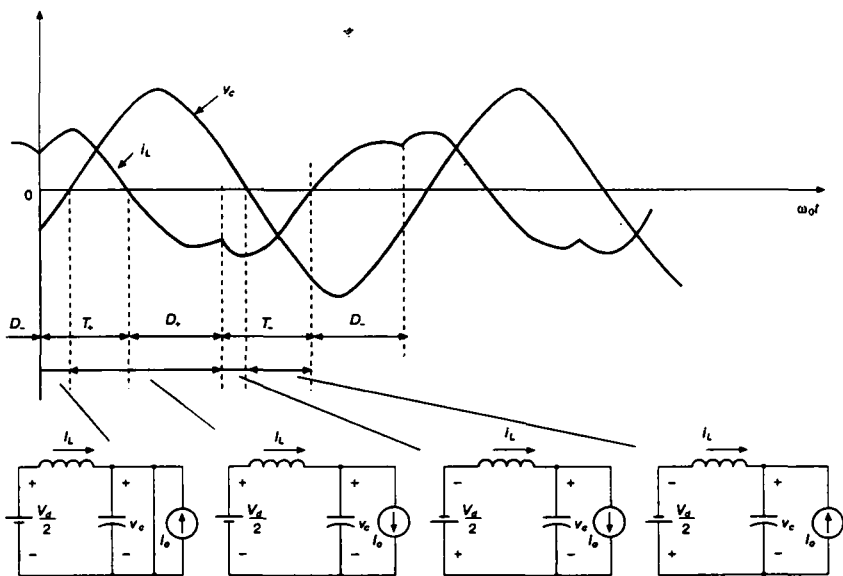


Fig. 9.19 Convertitore dc-dc di tipo PLR in modalità continua con  $\omega_s < \omega_0$ .

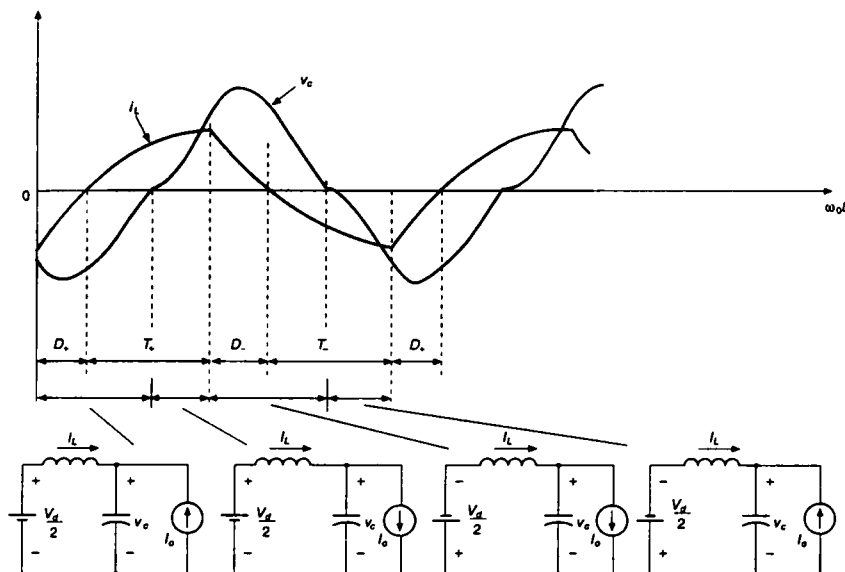


Fig. 9.20 Convertitore dc-dc di tipo PLR in modalità continua con  $\omega_s > \omega_0$ .

### 9.4.2.3 Modalità continua di funzionamento al di sopra di $\omega_0$

Questa modalità con  $v_C$  e  $i_L$  senza discontinuità si ha per  $\omega_s > \omega_0$ . Le forme d'onda del circuito sono mostrate nella fig. 9.20.

In questo caso le perdite di chiusura negli interruttori sono eliminate poiché essi si chiudono naturalmente quando  $i_L$ , che inizialmente circola nei diodi, cambia segno.

Tuttavia questa modalità di funzionamento comporta perdite di apertura negli interruttori perché l'interruttore è forzato ad aprirsi, trasferendo così la sua corrente al diodo connesso in antiparallelo con l'altro interruttore.

Come per i convertitori SLR che funzionano in modalità di conduzione continua con  $\omega_s > \omega_0$ , qui gli interruttori si chiudono con tensione nulla, per cui nell'istante di commutazione il condensatore di snubber posto in parallelo non ha energia immagazzinata.

Quindi, è possibile eliminare le perdite che si hanno all'apertura connettendo un circuito privo di perdite (senza resistore in serie) in parallelo a ogni interruttore, come nel convertitore SLR della fig. 9.14.

### 9.4.2.4 Caratteristiche di funzionamento in regime permanente

Nella fig. 9.21 sono rappresentate le caratteristiche di funzionamento in regime permanente del convertitore PLR per due valori di  $I_0$ ; le variabili sono normalizzate usando i valori di base definiti nelle eqq. dalla 9.29 alla 9.31. La fig. 9.21 mette in evidenza importanti proprietà del convertitore PLR, elencate qui di seguito.

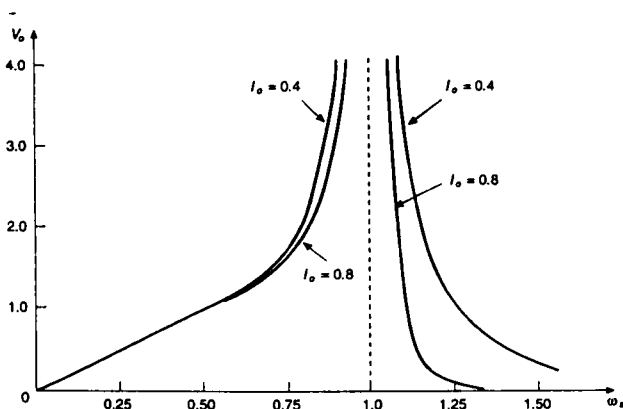


Fig. 9.21 Caratteristiche in regime permanente di un convertitore dc-dc di tipo PLR; tutte le quantità sono normalizzate.

- Nella modalità discontinua di funzionamento con  $\omega_s < (1/2)\omega_0$ , questo convertitore rivela una buona caratteristica come generatore di tensione per cui  $V_o$  è indipendente da  $I_o$ . Questa proprietà è utile per progettare un convertitore con uscite multiple.
- Sempre nell'intervallo di frequenze  $\omega_s < (1/2)\omega_0$ , l'uscita varia linearmente con  $\omega_s$ , semplificando così il controllo dell'uscita.
- È anche possibile operare in un intervallo di alta frequenza  $\omega_s > \omega_0$ , e la massima variazione richiesta alla frequenza di funzionamento per compensare il carico d'uscita per una tensione d'uscita di 1.0 [p.u.] è inferiore al 50%.
- È possibile aumentare o diminuire la tensione d'uscita, cioè  $V_o$  può essere inferiore o superiore a 1.0.

In questo convertitore, il valore massimo della corrente nell'induttore (che è anche il valore massimo della corrente negli interruptori) e il valore massimo della tensione sul condensatore possono essere di parecchie volte più grandi, rispettivamente, di  $I_o$  e di  $V_o$  (si vedano i problemi).

Le caratteristiche del convertitore mostrate nella fig. 9.21 suggeriscono che un modo efficace per regolare l'uscita è quello di controllare la frequenza di funzionamento  $\omega_s$ .

### 9.4.3 Convertitori dc-dc risonanti ibridi

Questa topologia è caratterizzata da un circuito risonante serie come mostrato nella fig. 9.22, ma il carico è connesso in parallelo con una parte della capacità, per esempio, un terzo di quella totale, mentre gli altri due terzi della capacità appaiono in serie. Lo scopo di questa topologia è quello di beneficiare delle proprietà vantaggiose sia dei convertitori SLR sia dei PLR: in condizioni di corto circuito un convertitore SLR limita la corrente mentre un convertitore PLR funziona come un generatore di tensione, e, così, la regolazione della sua tensione a vuoto con un circuito risonante avente  $Q$  elevato non è un problema. Questi convertitori possono essere studiati in base alle argomentazioni discusse nei paragrafi precedenti. Sono analizzati in dettaglio nel titolo del punto [15] della bibliografia.

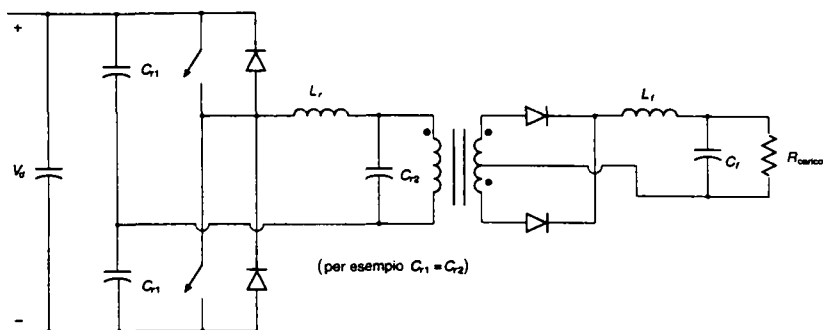


Fig. 9.22 Convertitore dc-dc risonante ibrido.

#### 9.4.4 Inverter a corrente impressa con risonanza di tipo parallelo, per riscaldamento a induzione

Il principio fondamentale di questi convertitori può essere discusso analizzando il circuito della fig. 9.23a, dove una sorgente di corrente a onda quadra è applicata al carico risonante di tipo parallelo. La bobina di induzione e il carico (combinazione  $RL$ ) sono rappresentati con il parallelo di  $R_{\text{carico}}$  e  $L_r$ , equivalenti, piuttosto che  $RL$  in serie. Il condensatore  $C_r$  è aggiunto in parallelo per entrare in risonanza di tipo parallelo con  $L_r$ . Si è supposto che l'impedenza del carico risonante parallelo sia piccola e trascurabile alle frequenze armoniche della sorgente di corrente d'ingresso, per cui si ha una tensione d'uscita  $v_o$  essenzialmente sinusoidale. Quindi si può applicare l'analisi già fatta nel paragrafo 9.3.2.2

Quando la pulsazione fondamentale  $\omega_s$  del generatore di corrente  $i_o$  è uguale alla pulsazione naturale di risonanza  $\omega_0 = 1/\sqrt{L_r C_r}$ , il diagramma fasoriale del circuito è mostrato nella fig. 9.23b, dove la prima armonica  $V_{o1}$  della tensione risultante è in fase con la prima armonica  $I_{o1}$  della corrente d'ingresso.

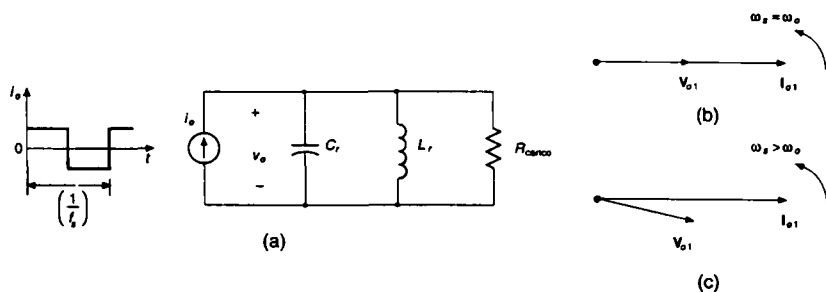


Fig. 9.23 Circuito elementare di un convertitore risonante parallelo a corrente impressa, per riscaldamento a induzione: (a) circuito equivalente, (b) diagramma fasoriale per  $\omega_s = \omega_0$ , (c) diagramma fasoriale per  $\omega_s > \omega_0$ .

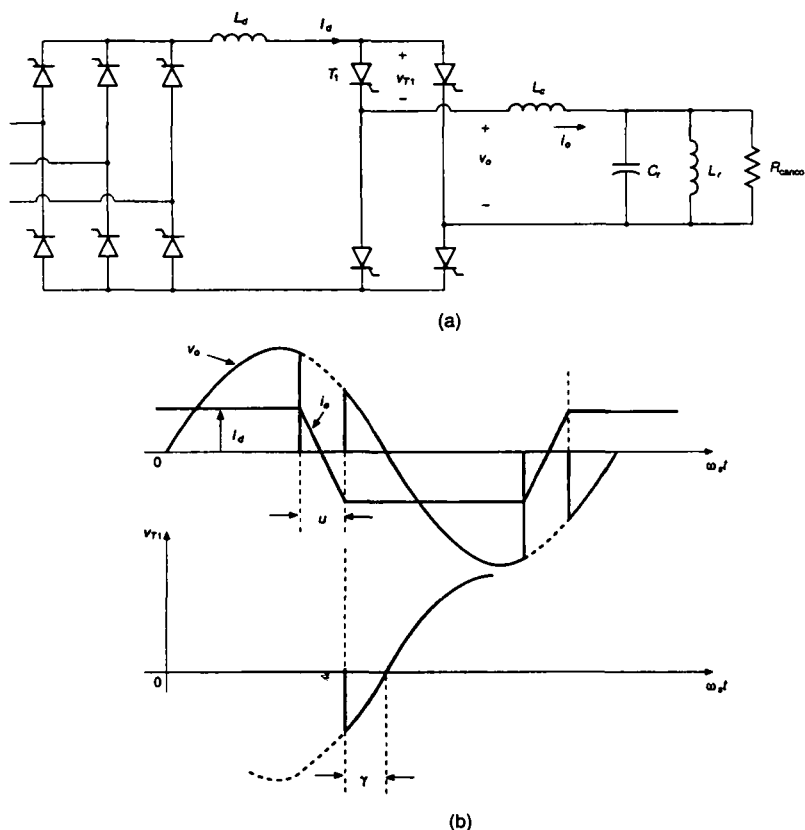


Fig. 9.24 Inverter risonante in parallelo, sorgente di corrente per riscaldamento a induzione: (a) circuito, (b) forme d'onda.

Poiché la corrente d'ingresso a onda quadra è realizzata nella realtà da un inverter a tiristori, il carico risonante deve fornire la potenza reattiva di tipo capacitivo all'inverter.

Questo comporta che la tensione del carico  $V_{o1}$  deve essere sfasata in ritardo rispetto alla corrente di ingresso  $I_{o1}$ , cosa che è possibile solo a una frequenza  $\omega_s > \omega_0$ , come è mostrato nella fig. 9.23c.

Un inverter a corrente impressa realizzato con tiristori è mostrato nella fig. 9.24a. Per evitare un elevato  $di/dt$  (durante la commutazione della corrente) sui tiristori dell'inverter, si mette di proposito in serie al carico risonante una piccola induttanza  $L_c$ . La corrente d'uscita  $i_o$  dell'inverter, quindi, si allontana dalla sua forma ideale di onda quadra e diventa trapezoidale, come è mostrato nella fig. 9.24b. L'andamento della tensione sul tiristore  $T_1$  mostra che, dopo che questo ha smesso di condurre, una tensione inversa compare su di esso per un intervallo di tempo uguale a  $\gamma/\omega_s$ ; poi si richiede che il tiristore sia in grado di bloccare la tensione di polarizzazione diretta.

Quindi,  $\gamma/\omega_s$  deve essere abbastanza più grande del tempo di spegnimento  $t_q$  tipico del tiristore usato. Una delle tecniche per controllare la potenza d'uscita di questo inverter prevede di controllare la sua frequenza di commutazione. Aumentando la frequenza di commutazione  $f_s$  al di sopra di quella naturale di risonanza  $f_0$ , la potenza d'uscita diminuisce se  $I_d$  è mantenuta costante mediante una alimentazione dc controllata. Un'altra tecnica ovvia per controllare la potenza d'uscita prevede di controllare  $I_d$  tenendo costante la frequenza di commutazione dell'inverter.

#### 9.4.4.1 Avviamento

Nel caso di un inverter a corrente impressa, risonante parallelo, il carico deve essere in risonanza con  $C_r$  prima del funzionamento dell'inverter della fig. 9.24a. Questo è realizzato mediante un condensatore precaricato, che riversa la sua carica nel circuito risonante parallelo, in modo da instaurare oscillazioni nelle tensioni e nelle correnti del carico.

Subito dopo, incomincia il funzionamento dell'inverter.

### 9.4.5 Convertitori in classe E

Nei convertitori in classe E, il carico è alimentato attraverso un circuito risonante di tipo serie con banda di risonanza stretta, come è mostrato nella fig. 9.25a. Ciò permette di ottenere una corrente  $i_o$  praticamente sinusoidale.

L'ingresso al convertitore è costituito da un induttore con induttanza abbastanza grande, che permette di fare l'ipotesi che in regime permanente l'ingresso del convertitore sia un generatore ideale di corrente continua  $I_d$ , come è mostrato nella fig. 9.25a, dove l'ampiezza della corrente dipende dalla potenza d'uscita.

Le forme d'onda sono mostrate nella fig. 9.25b per una modalità ottima, che sarà discussa in seguito. Quando l'interruttore è chiuso, in esso circola la corrente  $I_d + i_o$  come è mostrato nella fig. 9.25c. Quando l'interruttore viene aperto, a causa del condensatore  $C_1$ , la tensione su di esso sale lentamente, permettendo l'apertura dell'interruttore stesso a tensione zero. Con l'interruttore aperto, il circuito oscillante si presenta come quello mostrato nella fig. 9.25d dove la tensione sul condensatore  $C_1$  sale, raggiunge il suo massimo ed infine torna a zero, istante in cui l'interruttore viene di nuovo chiuso.

Un convertitore in classe E funziona a una frequenza di commutazione  $f_s$  che è leggermente più alta di quella di risonanza  $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{L_r C_r})$ .

Durante l'intervallo in cui l'interruttore è aperto, l'ingresso fornisce potenza al circuito poiché  $v_T$  è positiva, come mostra la fig. 9.25b. Con un fattore di qualità del circuito serie  $L_r C_r R$  ( $Q \geq 7$ ), che permette di ottenere una corrente di carico  $i_o$  praticamente sinusoidale, per variare la tensione d'uscita è necessaria solo una lieve variazione della frequenza  $f_s$ . Se aumenta  $f_s$  ( $f_s > f_0$ ),  $i_o$ , e quindi  $v_R$ , diminuisce.

Un'altra osservazione che può essere fatta è la seguente: il valore medio di  $v_T$  è uguale a  $V_d$ . Supponendo  $i_o$  puramente sinusoidale, la tensione media sulla resistenza di carico  $R$  è uguale a zero.

A regime, anche la tensione media su  $L_r$  è uguale a zero. Quindi,  $C_r$  blocca la tensione continua  $V_d$  oltre a realizzare il circuito risonante.

Il funzionamento di un convertitore in classe E può essere classificato secondo una modalità di funzionamento ottima o quasi ottima.

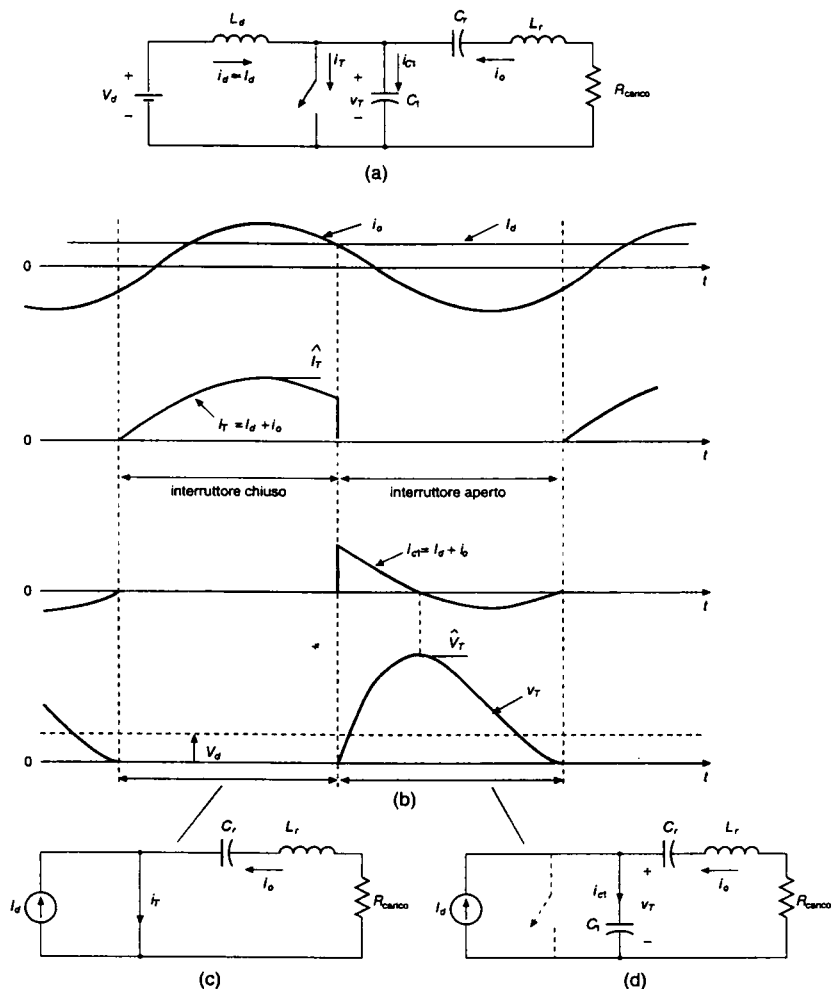


Fig. 9.25 Convertitore in classe E (modalità ottima  $D = 0.5$ ).

Il circuito e le forme d'onda mostrati nella fig. 9.25 appartengono alla modalità ottima di funzionamento, nella quale la tensione dell'interruttore ritorna a zero con pendenza nulla ( $i_{c1} = 0$ ) e non c'è bisogno di un diodo messo in antiparallelo all'interruttore.

Questa modalità di funzionamento richiede che la resistenza di carico sia uguale a un valore ottimo  $R_{opt}$ .



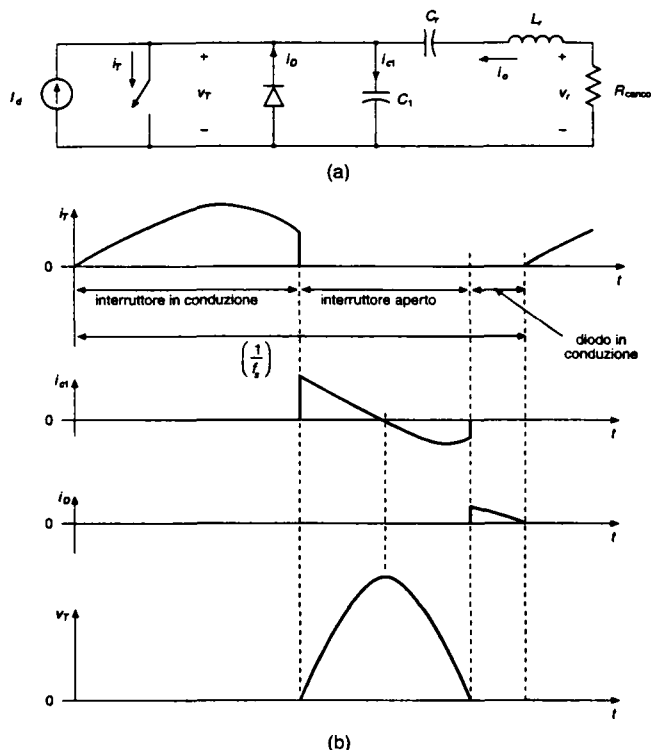


Fig. 9.26 Convertitore in classe E (modalità non ottima).

Il duty cycle dell'interruttore  $D \cong 0,5$  permette di ottenere la massima prestazione in termini di potenza o, in altre parole, il massimo fattore di sfruttamento dell'interruttore, definito come rapporto tra la potenza d'uscita  $P_o$  e il prodotto tra i valori massimi ammissibili della tensione e la corrente dell'interruttore.

Nella letteratura si mette in evidenza che la corrente massima dell'interruttore è circa  $3I_d$  e che la sua tensione massima è circa  $3,5 V_d$ .

Si ha la modalità non ottima di funzionamento se  $R < R_{opt}$ . In questo caso, la tensione sull'interruttore raggiunge lo zero con una pendenza negativa [ $d v_T / dt < 0$  dalla quale consegue  $i_{c1} = C_1 (d v_T / dt) < 0$ ].

Un diodo viene collegato in antiparallelo all'interruttore, come è mostrato nella fig. 9.26a, per permettere a questa corrente di circolare mentre si tiene a zero (o meglio, alla caduta diretta del diodo) la tensione dell'interruttore. Le forme d'onda sono mostrate nella fig. 9.26b, nella quale l'interruttore è chiuso appena il diodo inizia a condurre. In un circuito con una tensione d'ingresso elevata, è importante ridurre la tensione di picco  $\hat{V}_T$ . Si può dimostrare che per un duty cycle dell'interruttore più piccolo,  $\hat{V}_T$  diminuisce ma il valore massimo della corrente  $\hat{I}_T$  dell'interruttore aumenta.

Il vantaggio di un convertitore in classe E è l'eliminazione delle perdite di commutazione e la riduzione delle interferenze elettromagnetiche (EMI). Tale convertitore ha inoltre una topologia a interruttore singolo e produce una corrente di uscita sinusoidale.

Svantaggi significativi sono i valori elevati dei picchi di tensione e di corrente associati all'interruttore e le elevate tensioni e correnti negli elementi risonanti  $LC$ . Per il carico resistivo mostrato nella fig. 9.26a (la modalità ottima senza un diodo posto in antiparallelo all'interruttore è molto restrittiva), convertitori in classe E sono stati presi in considerazione come regolatori elettronici di lampade elettroniche ad alta frequenza (*ballast*).

È possibile ottenere una conversione dc-dc raddrizzando la corrente d'uscita. Poiché il carico d'uscita può variare entro un ampio intervallo, è richiesta una rete per l'adattamento dell'impedenza tra l'uscita del convertitore in classe E e lo stadio raddrizzatore d'uscita, per assicurare un funzionamento senza perdite di commutazione del convertitore in classe E. Nel titolo del punto 22 della bibliografia sono descritti diversi tipi di convertitori in classe E con modalità quasi ottima.

## 9.5 Convertitori con risonanza relativa all'interruttore (*resonant-switch*)

Storicamente, prima che fossero disponibili interruttori in grado di sopportare tensione e corrente con valori apprezzabili, i convertitori a commutazione erano costruiti con tiristori (attualmente i tiristori sono usati nei convertitori solo per livelli di potenza molto elevati). Tali convertitori avevano topologie e schemi di controllo simili a quelli descritti nei capitoli 7 e 8 per i convertitori dc-dc e per gli inverter.

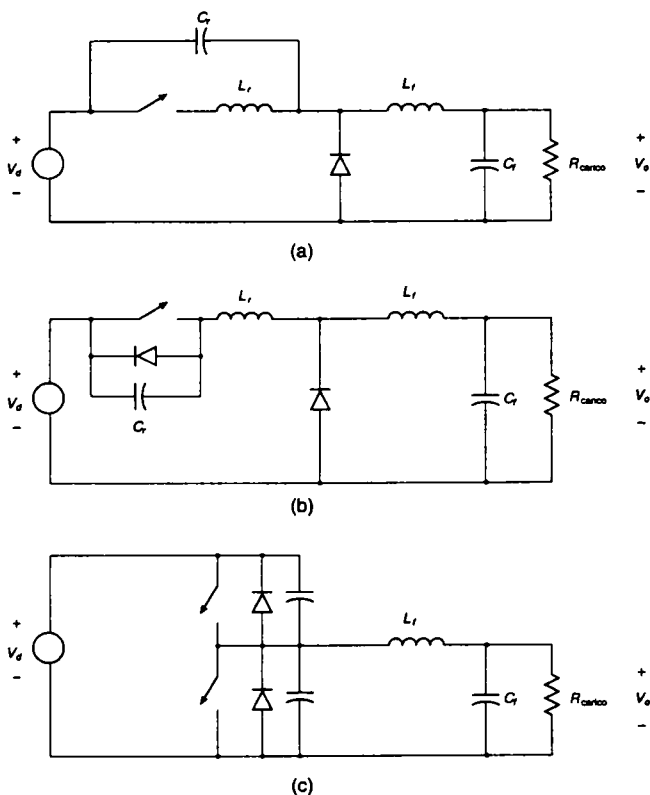
Ogni tiristore in un convertitore di quel tipo richiede un circuito di spegnimento della corrente formato da un circuito  $LC$  risonante e da altri tiristori e diodi ausiliari, che aprono il tiristore principale forzando a zero la corrente che in esso circola.

A causa della complessità e delle consistenti perdite nei circuiti di commutazione, i tiristori sono stati sostituiti da interruttori controllati appena è cresciuta la capacità di questi ultimi di sopportare potenze elevate.

Il bisogno di aumentare le frequenze di commutazione e di ridurre l'EMI portò ad aumentare l'impiego degli interruttori controllati in alcune topologie fondamentali di convertitori a commutazione come quelli discussi nei capitoli 7 e 8 mediante un semplice circuito  $LC$  risonante, per agire sulla forma della tensione e della corrente dell'interruttore al fine di ottenere commutazioni a tensione e/o corrente zero. Tali convertitori sono stati definiti *resonant-switch*. Sovente il diodo necessario per il funzionamento del circuito risonante è lo stesso di quello della topologia originale del convertitore a commutazione. Analogamente, induttori (come l'induttanza di dispersione del trasformatore) e condensatori (come la capacità d'uscita degli interruttori a semiconduttore) che appaiono come elementi parassiti indesiderabili nelle topologie a commutazione, possono essere utilizzati per realizzare l'induttanza e la capacità di risonanza dei circuiti risonanti con interruttori.

In alcuni di questi circuiti l'uscita è controllata mediante il controllo della frequenza di commutazione; in altri per realizzare commutazioni con tensione e/o corrente nulla possono essere usati, con alcuni vincoli addizionali, un'onda quadra con frequenza costante oppure un controllo PWM.

La maggior parte dei convertitori di questo tipo può essere classificata in tre categorie in base alla commutazione, elencate qui di seguito.



**Fig. 9.27** Convertitore risonante sull'interruttore: (a) convertitore dc-dc ZCS (abbassatore), (b) convertitore dc-dc ZVS (abbassatore), (c) convertitore dc-dc ZVS-CV (abbassatore).

- 1) Topologia con commutazione a corrente zero *ZCS* (*Zero-Current-Switching*), nella quale l'interruttore si chiude e si apre con corrente nulla. La corrente risonante di picco circola nell'interruttore, ma la tensione massima dell'interruttore rimane uguale a quella del suo analogo convertitore a commutazione. La topologia per un tale convertitore abbassatore dc-dc è mostrata nella fig. 9.27a.
- 2) Topologia con commutazione a tensione zero *ZVS* (*Zero-Voltage-Switching*), nella quale l'interruttore si chiude e si apre con tensione nulla. La tensione risonante di picco si presenta sull'interruttore, ma la corrente massima nell'interruttore rimane uguale a quella del suo analogo convertitore a commutazione. La topologia per un tale convertitore abbassatore dc-dc è mostrata nella fig. 9.27b.
- 3) Topologia con commutazione a tensione zero e tensione limitata *ZVS-CV* (*Zero-Voltage-Switching, Clamped-Voltage*), nella quale l'interruttore si chiude e si apre con tensione nulla come nella precedente seconda categoria. Tuttavia un convertitore con questa topologia è formato da almeno un ramo composto da due interruttori.

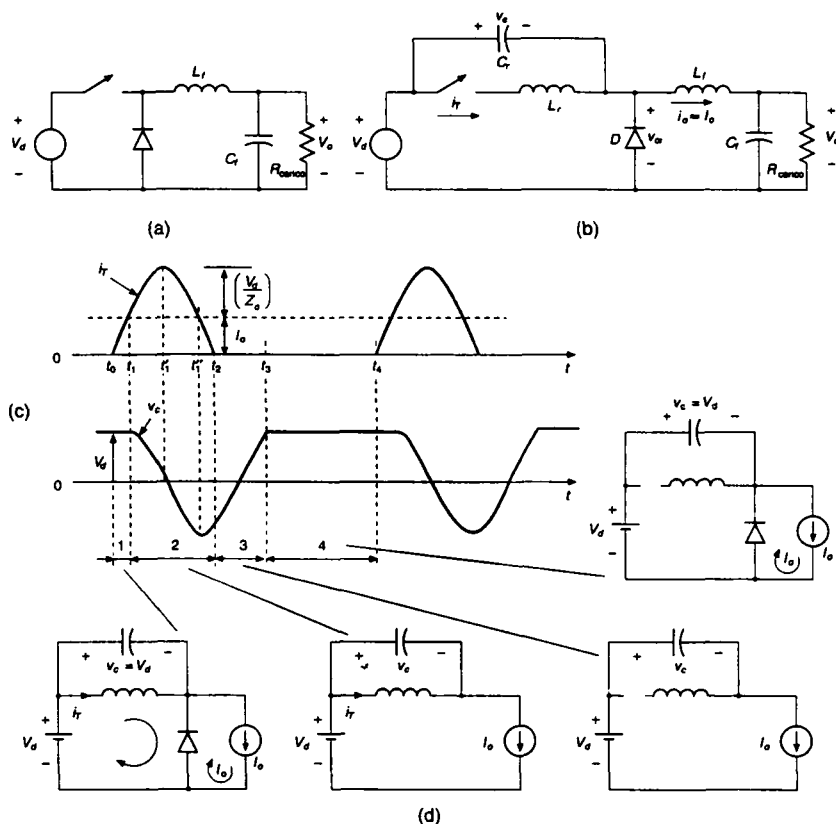


Fig. 9.28 Convertitore risonante dc-dc di tipo ZCS.

La tensione massima dell'interruttore rimane la stessa di quella del suo analogo convertitore a commutazione. La topologia per un tale convertitore abbassatore dc-dc è mostrata nella fig. 9.27c.

Nei paragrafi che seguono, sono discussi i principi di funzionamento dei convertitori appartenenti alle tre categorie di commutazione appena elencate.

### 9.5.1 Convertitori risonanti ZCS

Nei convertitori di questo tipo, la corrente prodotta dal circuito risonante  $LC$  circola nell'interruttore e ne provoca la chiusura e l'apertura con corrente nulla. Questo può essere facilmente spiegato nel convertitore abbassatore dc-dc della fig. 9.28a, che è stato modificato come mostrato nella fig. 9.28b con l'aggiunta di  $L_r$  e  $C_r$ .

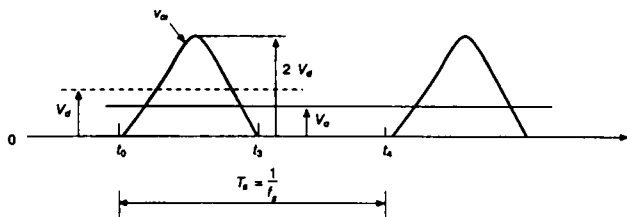


Fig. 9.29 Forma d'onda  $v_{oi}$  in un convertitore risonante dc-dc di tipo ZCS con interruttore.

Nella fig. 9.28b l'induttanza dell'induttore di filtro  $L_f$  è abbastanza grande, così che la corrente  $i_o$  può essere ritenuta di ampiezza costante  $I_o$ . Le forme d'onda in regime permanente sono mostrate nella fig. 9.28c e i sottocircuiti nella fig. 9.28d.

Prima della chiusura dell'interruttore, la corrente d'uscita  $I_o$  ricircola nel diodo  $D$  e la tensione  $v_c$  su  $C_r$  è uguale a  $V_d$ . Al tempo  $t_0$ , l'interruttore è chiuso con corrente zero.

Fino a quando  $i_T$  è inferiore a  $I_o$ ,  $D$  continua a condurre e  $v_c$  rimane a  $V_d$ . Poi  $i_T$  cresce linearmente e, al tempo  $t_1$ ,  $i_T$  è uguale a  $I_o$ ; ciò causa l'arresto della conduzione di  $D$ .

Adesso  $L_r$  e  $C_r$  formano un circuito risonante di tipo parallelo al quale si applica l'analisi del paragrafo 9.3.2.1. L'uso dell'eq. 9.20 mostra che a  $t'_1$ ,  $i_T$  ha un valore massimo uguale a  $V_d/Z_0 + I_o$ , mentre  $v_c$  raggiunge lo zero. Il picco negativo di  $v_c$  si manifesta a  $t'_1$  quando  $i_T = I_o$ .

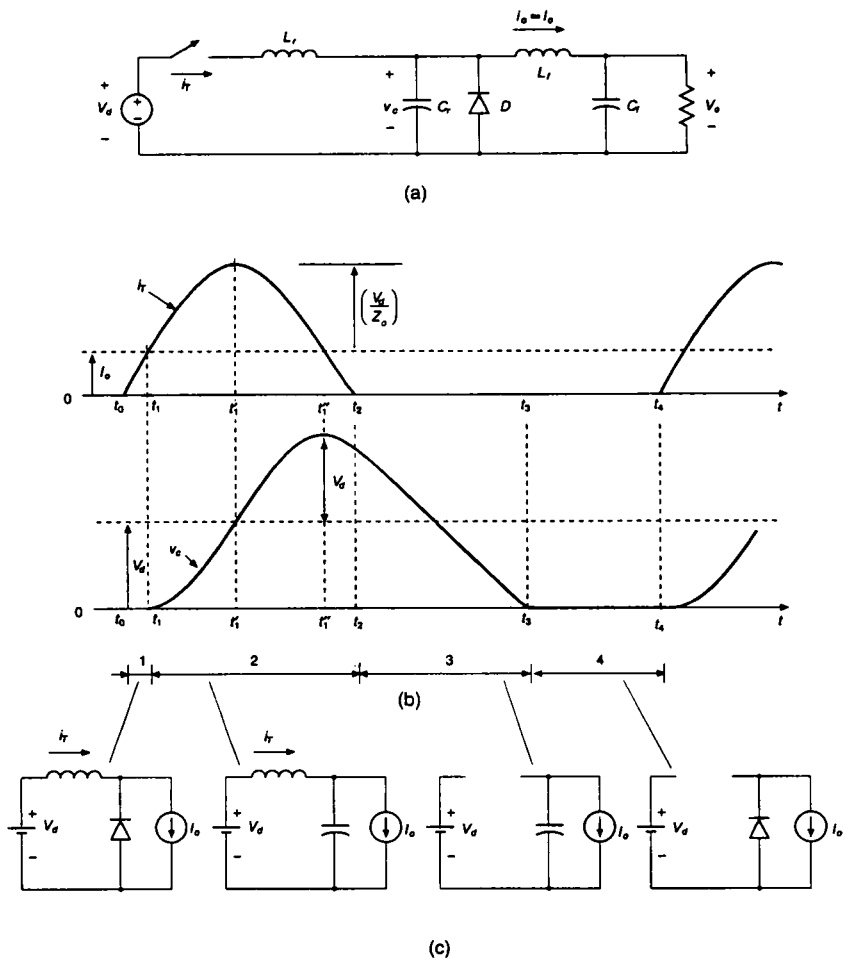
Al tempo  $t_2$ ,  $i_T$  raggiunge lo zero ma non può cambiare segno. Così, l'interruttore  $T$  si apre in modo naturale. Dopo  $t_2$ , viene rimosso l'impulso al gate di  $T$ . Adesso  $I_o$  circola attraverso  $C_r$  e  $v_c$  cresce linearmente raggiungendo il valore  $V_d$  al tempo  $t_3$ , istante in cui il diodo  $D$  entra in conduzione, mentre  $v_c$  rimane a  $V_d$ . Dopo un intervallo durante il quale  $i_T$  è zero e  $v_c = V_d$ , al tempo  $t_4$  un impulso viene di nuovo applicato al gate di  $T$  che si chiude, e ne consegue un ciclo successivo.

Dalle forme d'onda della fig. 9.28c si vede che la tensione diretta dell'interruttore è limitata a  $V_d$ . La tensione istantanea sul diodo  $v_{oi} = V_d - v_c$  (fig. 9.28b) è rappresentata nella fig. 9.29. Controllando l'intervallo di apertura  $t_4 - t_3$  dell'interruttore, o in altre parole la frequenza di commutazione, si può controllare il valore medio di  $v_{oi}$  e, quindi, la potenza media fornita allo stadio d'uscita. Questo a sua volta regola la tensione d'uscita  $V_o$  per un determinata corrente di carico  $I_o$ .

Dalle forme d'onda della fig. 9.28c si può vedere che se  $I_o > V_d/Z_0$ ,  $i_T$  non ritorna a zero spontaneamente e l'interruttore deve essere forzato ad aprirsi, per cui si hanno perdite durante l'apertura.

Una commutazione a corrente zero può anche essere ottenuta collegando  $C_r$  in parallelo a  $D$ , come è mostrato nella fig. 9.30a. Come discusso in precedenza, per il circuito della fig. 9.30a si può ritenere che durante un periodo della alta frequenza di risonanza la corrente  $i_o$  sia costante e di ampiezza  $I_o$ .

Inizialmente sia la tensione sul condensatore  $C_r$  che la corrente nell'induttore  $L_r$  sono assunte uguali a zero e la corrente del carico circola liberamente nel diodo  $D$ . Il funzionamento del convertitore può essere suddiviso negli intervalli discussi qui di seguito, per i quali le forme d'onda e gli stati corrispondenti del circuito sono mostrati nelle figg. 9.30b e 9.30c.



**Fig. 9.30** Convertitore risonante dc-dc di tipo ZCS; configurazione alternativa.

- 1) *Intervallo di tempo 1 (tra  $t_0$  e  $t_1$ ).* Al tempo  $t_0$  l'interruttore è chiuso. Poiché  $I_o$  circola attraverso il diodo, esso appare come un corto circuito e tutta la tensione d'ingresso  $V_d$  cade su  $L_r$ . Quindi, la corrente dell'interruttore cresce linearmente fino a quando diventa uguale a  $I_o$  al tempo  $t_1$ . Dopo questo tempo, il diodo smette di condurre e la tensione limitata su  $C_r$  viene rimossa.
- 2) *Intervallo di tempo 2 (tra  $t_1$  e  $t_2$ ).* Dopo  $t_1$ ,  $i_T > I_o$  e la differenza  $(i_T - I_o)$  circola in  $C_r$ . Al tempo  $t'_1$ ,  $i_T$  raggiunge il picco e  $v_c = V_d$ . Al tempo  $t'_1$ , la corrente nell'interruttore è scesa dal suo valore massimo a  $I_o$  e la tensione sul condensatore raggiunge  $2V_d$ . La

corrente nell'interruttore scende a zero a  $t_2$ , e non può cambiare di segno nell'interruttore (se l'interruttore è un BJT o un MOSFET, allora bisogna inserire un diodo in serie ad esso per bloccare la tensione negativa e per prevenire la circolazione di corrente inversa nell'interruttore). Così, la corrente nell'interruttore è annullata in modo spontaneo e a questo punto può essere rimosso il segnale di comando al gate/base dell'interruttore.

- 3) *Intervallo di tempo 3 (tra  $t_2$  e  $t_3$ )*. Dopo il tempo  $t_2$ , dato che l'interruttore è aperto, il condensatore  $C_r$  si scarica sul carico in uscita e la tensione sul condensatore scende a zero al tempo  $t_3$ .
- 4) *Intervallo di tempo 4 (tra  $t_3$  e  $t_4$ )*. Dopo il tempo  $t_3$ , la corrente del carico circola liberamente nel diodo fino al tempo  $t_4$ , in corrispondenza del quale l'interruttore è chiuso e inizia il ciclo successivo di commutazione. Questo intervallo di tempo è utilizzato per controllare la tensione in uscita.

A regime, la tensione media sull'induttore di filtro è nulla; quindi, la media della tensione su  $C_r$  riferita a un periodo di commutazione è uguale alla tensione  $V_o$ .

Controllando l'intervallo di tempo 4 (cioè, controllando la frequenza di commutazione) si può regolare la tensione d'uscita  $V_o$ .

Dalle forme d'onda della fig. 9.30b, si possono fare alcune osservazioni sulle proprietà del circuito.

- I componenti  $L_r$  e  $C_r$  determinano la pulsazione di risonanza naturale  $\omega_0 = 1/(2\pi\sqrt{L_r C_r})$  che, con valori opportuni di  $L_r$  e  $C_r$ , può essere resa molto grande (dell'ordine del MHz). Sia l'apertura, sia la chiusura dell'interruttore avvengono con corrente nulla, per cui si riducono le perdite di commutazione. Si noti che alla chiusura la tensione sull'interruttore è uguale a  $V_d$ . Ciò comporta delle perdite, come è stato discusso nel paragrafo 9.5.3.
- La corrente del carico  $I_o$  deve essere inferiore al un valore massimo  $V_d/Z_o$ , che dipende dai parametri del circuito. Altrimenti, l'interruttore si apre con una corrente non nulla.
- Per una data frequenza di commutazione,  $V_o$  diminuisce con l'aumentare del carico. Quindi la pulsazione di commutazione  $\omega$ , deve essere aumentata per regolare  $V_o$ . È vero l'opposto se il carico diminuisce.
- Mettendo un diodo in antiparallelo all'interruttore come nella fig. 9.30a, si consente alla corrente nell'induttore di cambiare segno, permettendo all'eccesso di energia, presente nel circuito risonante quando il carico è basso, di essere riportato alla sorgente di tensione  $V_d$ . In questo modo si riduce notevolmente la dipendenza di  $V_o$  dal carico d'uscita.

Poiché le perdite per commutazione sono rese minime e l'EMI viene ridotta, si può raggiungere una frequenza di commutazione molto elevata.

Un inconveniente di questo convertitore è che la corrente nominale dell'interruttore deve essere molto più alta di quella del carico.

Questo comporta anche che le perdite di conduzione nell'interruttore siano più alte se confrontate con le analoghe perdite in un convertitore a commutazione.

Nei titoli dei punti [25] e [26] della bibliografia si dimostra che questo principio può essere applicato ad altre topologie di convertitori dc-dc con interruttore singolo.

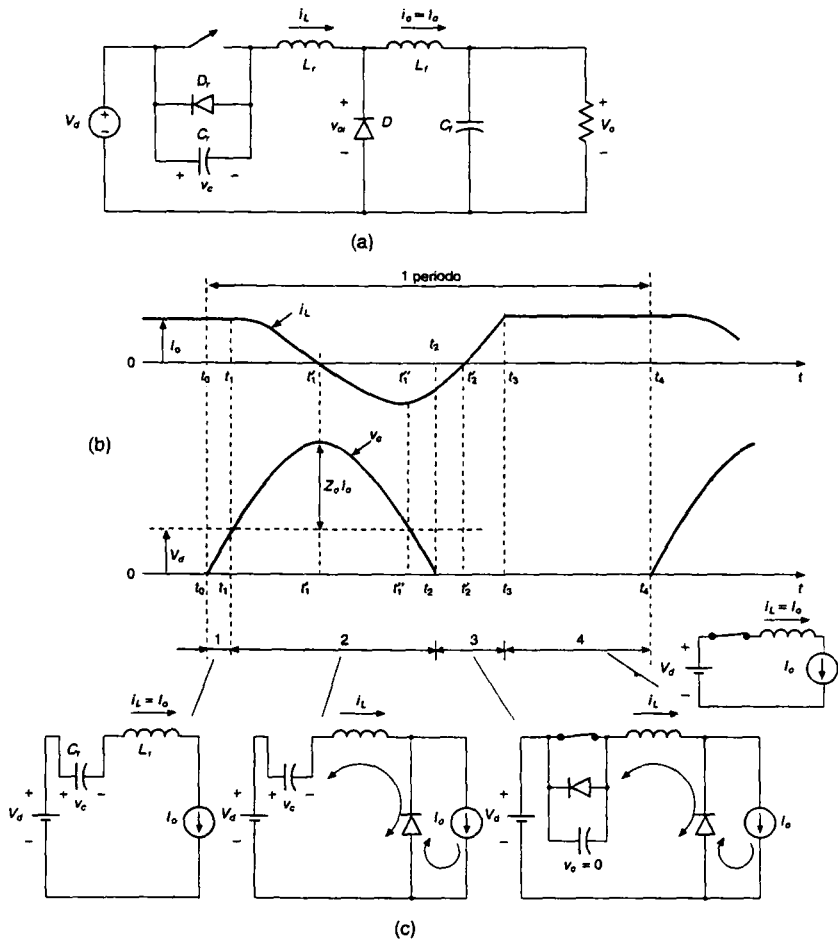
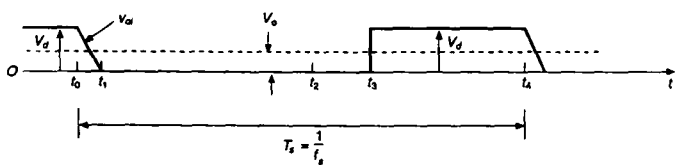


Fig. 9.31 Convertitore risonante dc-dc di tipo ZVS.


 Fig. 9.32 Forma d'onda di  $v_{oi}$  in un convertitore risonante dc-dc di tipo ZVS.



## 9.5.2 Convertitori risonanti ZVS

In questi convertitori, il condensatore del circuito risonante determina una tensione nulla sull'interruttore nell'istante in cui questo viene aperto o chiuso. Il circuito di un simile convertitore dc-dc abbassatore è mostrato nella fig. 9.31a, dove il diodo  $D_r$  è connesso in antiparallelo all'interruttore. Come discusso in precedenza, per il circuito della fig. 9.31a si può ritenere che durante un periodo dell'alta frequenza di risonanza la corrente  $i_o$  sia costante e di ampiezza  $I_o$ .

All'inizio, l'interruttore sta conducendo la corrente  $I_o$  e quindi si ha  $I_{L0} = I_o$  e  $V_{c0} = 0$ . Il funzionamento del convertitore può essere suddiviso in quattro intervalli di tempo; le forme d'onda e gli stati corrispondenti del circuito sono mostrati, rispettivamente, nelle figg. 9.31b e 9.31c.

- 1) *Intervallo di tempo 1 (tra  $t_0$  e  $t_1$ )*. Al tempo  $t_0$  l'interruttore è aperto. A causa di  $C_r$  la tensione sull'interruttore cresce lentamente, ma linearmente, da zero fino a  $V_d$  al tempo  $t_1$ . Ciò comporta un'apertura dell'interruttore con tensione nulla.
- 2) *Intervallo di tempo 2 (tra  $t_1$  e  $t_2$ )*. Dopo  $t_1$ , poiché  $v_c > V_d$ , il diodo  $D$  risulta polarizzato inversamente,  $C_r$  e  $L_r$  entrano in risonanza e si può ripetere l'analisi del paragrafo 9.3.1.1. Al tempo  $t'_1$ ,  $i_T$  attraversa lo zero e  $v_c$  raggiunge il suo valore massimo uguale a  $V_d + Z_0 I_o$ . Al tempo  $t'_1$ ,  $v_c = V_d$  e  $i_L = -I_o$ . A  $t_2$  la tensione sul condensatore raggiunge lo zero e non può invertire la sua polarità poiché il diodo  $D_r$  inizia a condurre. Si noti che la corrente del carico  $I_o$  dovrebbe essere abbastanza elevata, così che  $Z_0 I_o > V_d$ . In caso contrario la tensione dell'interruttore non ritorna a zero in modo spontaneo e l'interruttore dovrà essere chiuso con tensione non nulla, generando perdite durante la chiusura (l'energia immagazzinata in  $C_r$  viene dissipata nell'interruttore).
- 3) *Intervallo di tempo 3 (tra  $t_2$  e  $t_3$ )*. Dopo il tempo  $t_2$  la tensione del condensatore è imposta a zero dal diodo  $D_r$ , che conduce la corrente negativa  $i_L$ . Il segnale di comando dell'interruttore è applicato al gate una volta che il diodo incomincia a condurre. Da questo momento  $i_L$  cresce linearmente e passa attraverso lo zero al tempo  $t_2$ , istante in cui  $i_L$  incomincia a circolare attraverso l'interruttore. Quindi, l'interruttore si chiude con tensione e corrente zero. La corrente  $i_L$  cresce linearmente fino a  $I_o$  al tempo  $t_3$ .
- 4) *Intervallo di tempo 4 (tra  $t_3$  e  $t_4$ )*. Una volta che  $i_L$  raggiunge  $I_o$  al tempo  $t_3$ , il diodo di ricircolo  $D$  si apre. Poiché una piccola pendenza negativa è associata al  $di/dt$  del diodo all'apertura, non ci sono problemi di ripristino inverso del diodo come quelli incontrati nei convertitori a commutazione. L'interruttore conduce la corrente  $I_o$  per tutto il tempo che è tenuto chiuso, cioè fino a  $t_4$ . L'intervallo  $t_4 - t_3$  può essere controllato. Al tempo  $t_4$  l'interruttore viene aperto e ne deriva il ciclo successivo.

Dalle forme d'onda della fig. 9.31b è evidente che la corrente nell'interruttore è limitata a  $I_o$ . La tensione  $v_{oi}$  sul diodo d'uscita, come definita nella fig. 9.31a, è rappresentata nel grafico della fig. 9.32. Controllando l'intervallo  $t_4 - t_3$  di chiusura dell'interruttore, si può controllare il valore medio di  $v_{oi}$  e, quindi, il valore medio della potenza fornita allo stadio di uscita. Questo a sua volta controlla la tensione d'uscita  $V_o$  per un dato valore della corrente di carico  $I_o$ .

Questo approccio alla commutazione a tensione zero può essere applicato a diverse altre topologie di convertitori dc-dc con interruttore singolo, come è descritto nel titolo al punto [27] della bibliografia.

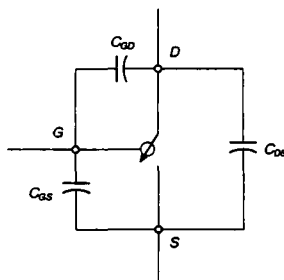


Fig. 9.33 Capacità interne alla valvola.

### 9.5.3 Confronto tra topologie ZCS e ZVS

Entrambe queste topologie richiedono un controllo a frequenza variabile per regolare la tensione d'uscita.

Nella topologia ZCS, si richiede che l'interruttore conduca una corrente di picco che è più alta della corrente di carico  $I_o$  di una quantità  $V_d/Z_o$ . Per una apertura spontanea dell'interruttore con corrente zero, la corrente del carico  $I_o$  non deve essere superiore a  $V_d/Z_o$ . Quindi, c'è un limite al valore più piccolo per la resistenza di carico. Mettendo un diodo in antiparallelo all'interruttore, si può rendere la tensione d'uscita insensibile alle variazioni del carico.

Nella topologia ZVS discussa in questa sede, si richiede che l'interruttore sia in grado di sostenere una tensione diretta che è più alta di  $V_d$  di una quantità  $Z_o I_o$ . Per una chiusura dell'interruttore con tensione zero (senza perdite), la corrente del carico  $I_o$  deve essere più grande di  $V_d/Z_o$ . Quindi, se la corrente del carico  $I_o$  varia in un ampio intervallo, le precedenti due condizioni hanno come conseguenza una tensione massima dell'interruttore molto elevata (si veda il problema 9.13). Quindi, questa tecnica è limitata ad applicazioni con carico essenzialmente costante. Per superare questa limitazione, una tecnica multirisonante con commutazione a tensione zero è descritta nel titolo indicato al punto [29] della bibliografia.

In generale, la topologia ZVS è preferibile rispetto alla ZCS per elevate frequenze di commutazione. Il motivo è dato dalle capacità interne dell'interruttore, come è mostrato nella fig. 9.33. Quando l'interruttore si chiude con corrente nulla ma con una tensione non nulla, la carica delle capacità interne viene dissipata nell'interruttore. Come discusso nel titolo indicato al punto [30] della bibliografia, questa perdita diventa significativa a frequenze di commutazione molto elevate. Tuttavia, non si hanno simili perdite se l'interruttore si chiude con tensione zero.

### 9.6 Topologie con commutazione a tensione zero e tensione limitata (ZVS-CV)

Nella letteratura, queste topologie (ZVC-CV: *Zero-Voltage-Switching, Clamped-Voltage*) sono indicate come pseudorisonanti e risonanti in transizione. In queste topologie, gli interruttori si aprono e si chiudono con tensione nulla. Ma, diversamente da quanto avviene nelle topologie ZVS discusse nel paragrafo 9.5.2, la tensione di picco di un interruttore è limitata alla tensione d'ingresso. Simili convertitori sono formati da almeno un ramo di un convertitore che ha due interruttori.

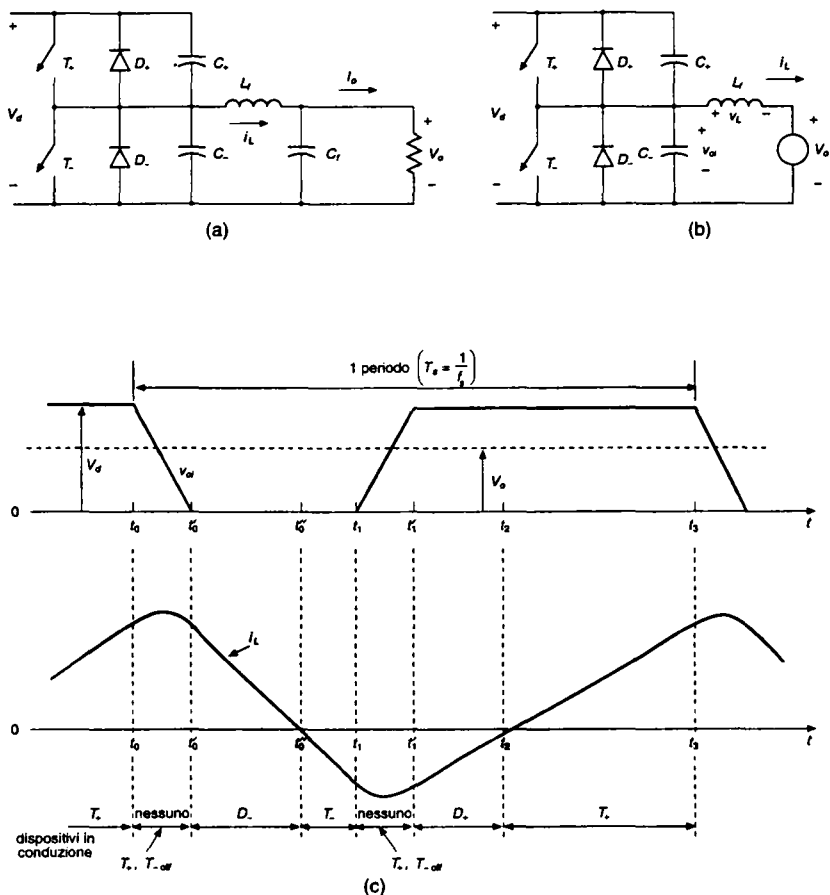


Fig. 9.34 Convertitore dc-dc di tipo ZVS-CV.

### 9.6.1 Convertitori dc-dc ZVS-CV

Il principio di funzionamento è mostrato mediante un convertitore dc-dc abbassatore mostrato nella fig. 9.34a, che comprende due interruptori. L'induttanza dell'induttore di filtro  $L_f$  è molto piccola rispetto a quella della normale topologia a commutazione, cosicché  $i_L$  diventa sia positiva che negativa durante ogni periodo di funzionamento.

Assumendo  $C_f$  di capacità grande, il condensatore di filtro e il carico possono essere sostituiti in regime permanente da una tensione continua come è mostrato nel circuito equivalente della fig. 9.34b. Le forme d'onda sono mostrate nella fig. 9.34c.

Inizialmente,  $T_+$  sta conducendo una corrente positiva  $i_L$  e  $v_L = V_d - V_o$  è positiva. Al tempo  $t_0$ ,  $T_+$  viene aperto con tensione nulla a causa di  $C_+$  della fig. 9.34a; la tensione su  $T_+$  cresce lentamente se confrontata con il tempo di commutazione. Con  $T_-$  aperto e  $T_+$  appena aperto, il sottocircuito è come quello mostrato nella fig. 9.35a. Può essere disegnato in altro modo come nella fig. 9.35b, dove la tensione iniziale  $V_d$  su  $C_-$  è mostrata in modo esplicito mediante una sorgente di tensione. Poiché  $C_+ = C_- = (1/2) C$ , l'equivalente secondo Thévenin del circuito di sinistra si trasforma nel circuito della fig. 9.35c.

Poiché  $C$  è molto piccolo, la frequenza di risonanza  $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{L_f C})$  è molto più grande della frequenza di commutazione del convertitore. Inoltre,  $Z_0 = \sqrt{L_f/C}$  in questo circuito è molto grande; ciò comporta una piccola variazione di  $i_L$  durante l'intervallo di tempo mostrato nella fig. 9.35d.

La tensione  $v_{oi}$  su  $C_-$  raggiunge lo zero a  $t'_0$ , tempo dopo il quale questo sottocircuito deve essere modificato poiché  $v_{oi}$  non può diventare negativo a causa della presenza di  $D_-$  nel circuito originale. Durante l'intervallo di tempo  $t'_0 - t_0$ , l'entità di  $dv/dt$  su entrambi i condensatori è la stessa; quindi  $(1/2) i_L$  circola attraverso ciascuno dei condensatori durante questo intervallo, poiché  $C_+ = C_-$ .

La discussione precedente può essere semplificata se durante questo intervallo si considera  $i_L$  essenzialmente costante, cosa che permette di fare l'ipotesi che  $v_{oi}$  vari linearmente, come mostrato nella fig. 9.34c, durante il tempo di morto, nel quale entrambi gli interruttori sono aperti.

Dopo  $t'_0$ ,  $i_L$  decresce linearmente, circolando attraverso  $D_-$ , e quindi  $v_L = -V_o$ . Una volta che  $D_-$  incomincia a condurre,  $T_-$  è comandato in chiusura. Al tempo  $t''_0$ ,  $i_L$  cambia segno e circola attraverso  $T_-$ . Al tempo  $t_1$ ,  $T_-$  è aperto con tensione zero e dopo un intervallo  $t'_1 - t_1$  di carica e di scarica del condensatore, simile a quello da  $t'_0$  a  $t_0$ , la corrente negativa  $i_L$  circola attraverso  $D_+$ .

Poiché  $v_L = (V_d - V_o)$  è positiva dopo  $t'_1$ ,  $i_L$  aumenta.  $T_+$  è comandato in chiusura con tensione zero appena  $D_+$  incomincia a condurre. Al tempo  $t_2$ ,  $i_L$  diventa positiva e circola attraverso  $T_+$ .

Al tempo  $t_3$ ,  $T_+$  è aperto con tensione zero, e così si completa il ciclo con un periodo di tempo  $T_S = (t_3 - t_0)$ .

Come è mostrato mediante le forme d'onda della fig. 9.34c, il valore massimo della tensione sull'interruttore è limitato a  $V_d$ .

Un'osservazione importante è che per l'apertura dell'interruttore con tensione zero, un condensatore è collegato in parallelo all'interruttore. Quindi, l'interruttore deve essere chiuso solo con tensione zero; altrimenti l'energia immagazzinata nel condensatore viene dissipata nell'interruttore stesso. Quindi, il diodo in antiparallelo con l'interruttore deve iniziare a condurre prima della chiusura dell'interruttore stesso. Ciò richiede che nel circuito della fig. 9.34a  $i_L$  deve circolare in entrambe le direzioni durante ogni ciclo per soddisfare le esigenze di entrambi gli interruttori.

In un simile circuito, la tensione d'uscita può essere regolata mediante un controllo PWM a frequenza di commutazione costante. Assumendo che gli intervalli di tempo morto  $t'_0 - t_0$  e  $t'_1 - t_1$ , durante i quali si ha la transizione risonante, siano molto più piccoli del periodo  $T_S$  della frequenza di commutazione, la tensione  $v_{oi}$  della fig. 9.34a ha una forma rettangolare. Poiché la tensione media su  $L_f$  è zero, il valore medio di  $v_{oi}$  è uguale a  $V_o$ . Quindi,  $V_o = DV_d$ , dove  $D$  è il duty cycle dell'interruttore  $T_+$  e  $DT_S$  è l'intervallo di tempo durante il quale  $T_+$  o  $D_+$  sono in conduzione. Il valore medio di  $i_L$  è uguale alla corrente d'uscita  $I_o$ .

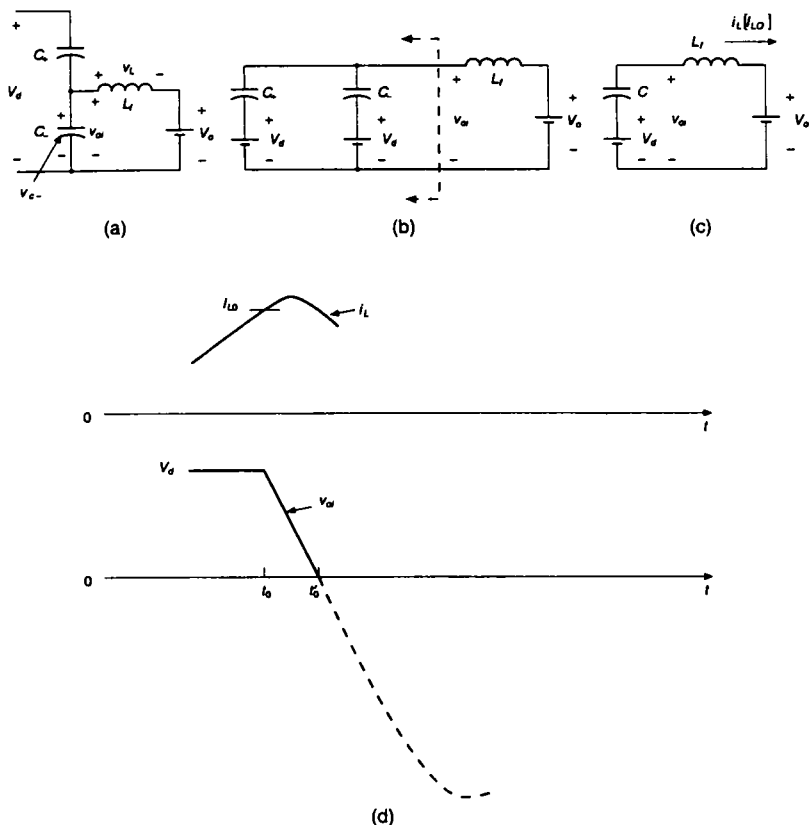


Fig. 9.35 Convertitore dc-dc di tipo ZVS-CV;  $T_+$ ,  $T_-$  aperti.

Se per regolare  $V_o$  si usa un controllo PWM con frequenza costante, bisogna scegliere  $L_r$  in modo tale che anche con il minimo valore di  $V_d$  e con il carico più alto (cioè, la minima resistenza di carico)  $i_L$  raggiunga un valore inferiore a zero.

Il vantaggio di questo convertitore ZVS-CV è che le tensioni sugli interruttori sono limitate a  $V_d$ . Lo svantaggio è che, a causa del ripple elevato in  $i_L$ , gli interruttori devono sopportare correnti con picchi più elevati se confrontate con quelle del convertitore a commutazione.

### 9.6.2 Inverter dc-ac ZVS-CV

Si noti che per il convertitore dc-dc discusso nel paragrafo 9.6.1 è possibile un funzionamento a due quadranti nel quale  $i_o$  può cambiare di segno. Quindi, un convertitore di questo tipo può essere modificato come mostrato nella fig. 9.36a per diventare un inver-

ter dc-ac a mezzo ponte a onda quadra per alimentare un carico induttivo. Le forme d'onda risultanti con uguali duty cycle dell'interruttore sono mostrate nella fig. 9.36b; le perdite per commutazione sono eliminate, perché gli interruttori si chiudono e si aprono con tensione nulla. La corrente di carico deve essere in ritardo rispetto alla tensione (cioè, il carico deve essere induttivo, come quello costituito da un motore) perché le commutazioni avvengano con tensione nulla.

È possibile far funzionare l'inverter della fig. 9.36a con controllo in corrente, analogamente a quanto discusso nel capitolo 8. Tuttavia, per avere commutazioni con tensione nulla, entrambi gli interruttori devono condurre ad ogni ciclo di commutazione e quindi  $i_o$  deve circolare in ogni direzione durante ciascun ciclo di commutazione. Le forme d'onda per modalità onda quadra e PWM sono mostrate, rispettivamente, nelle figg. 9.36b e 9.36c. Questo concetto può essere esteso a un inverter trifase, come mostrato nella fig. 9.37.

### 9.6.3 Convertitore dc-dc ZVS-CV con cancellazione della tensione

La tecnica ZVS-CV può essere estesa a un inverter dc-ac monofase con cancellazione della tensione. Il circuito a commutazione, che è stato discusso in dettaglio nel capitolo 8, è mostrato nella fig. 9.38a e le forme d'onda che ne risultano sono mostrate nella fig. 9.38b, dove entrambi gli interruttori in ogni ramo funzionano con un duty cycle del 50%, mentre lo sfasamento  $\phi$  tra le uscite dei due rami è controllato per regolare l'uscita  $v_{AB}$  del ponte.

La tensione d'uscita del ponte è ridotta attraverso un trasformatore di isolamento e poi raddrizzata per realizzare nel complesso un convertitore dc-dc.

Il circuito a commutazione della fig. 9.38a può essere modificato per ottenere uno ZVC-CV aggiungendo  $L_A$ ,  $C_{A+}$ ,  $C_{A-}$  al ramo A e  $L_B$ ,  $C_{B+}$ ,  $C_{B-}$  al ramo B, come mostrato nella fig. 9.39a.

Per semplicità, il trasformatore è sostituito con una induttanza di magnetizzazione  $L_m$  e la sua induttanza di dispersione è trascurata. Lo stadio d'uscita è rappresentato con la corrente d'uscita  $I_o$ . Le forme d'onda risultanti sono mostrate nella fig. 9.39c, dove le forme d'onda ideali della modalità commutazione della fig. 9.38 sono ripetute per confronto nella fig. 9.39b. Valori appropriati di induttanza e capacità e opportune strategie di commutazione conducono a una commutazione ZVS-CV, come discusso nel titolo indicato al punto [34] della bibliografia.

## 9.7 Inverter con risonanza lato dc (*resonant-dc-link*) con commutazioni a tensione zero

Negli inverter PWM convenzionali a commutazione del tipo discusso nel capitolo 8, l'ingresso è una tensione continua.

Per evitare le perdite di commutazione nell'inverter, è stata proposta di recente una nuova topologia; se ne parla nel titolo del punto [53] della bibliografia, dove un circuito risonante è introdotto tra la tensione continua d'ingresso e l'inverter PWM.

Come risultato si ha che la tensione d'ingresso dell'inverter nella configurazione base oscilla tra zero e un valore leggermente più grande di due volte la tensione d'ingresso.

Gli interruttori dell'inverter sono chiusi e aperti con tensione nulla.

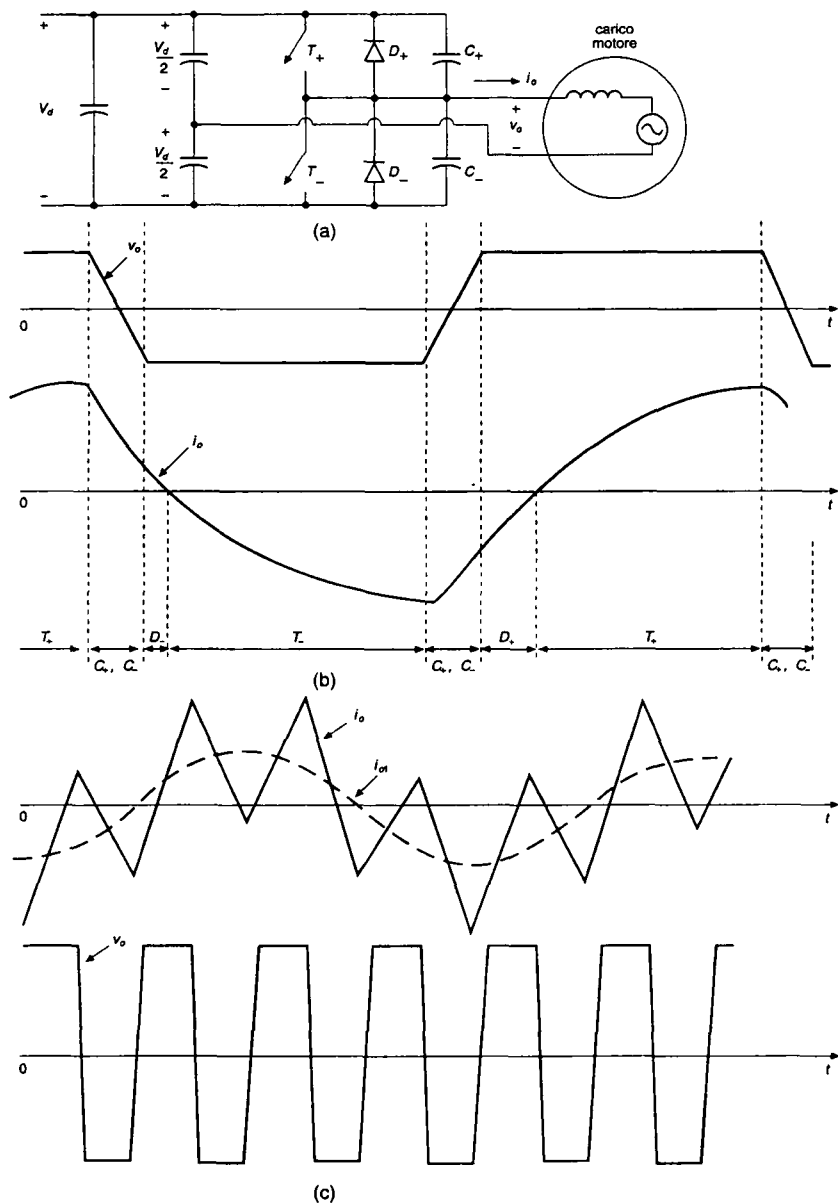


Fig. 9.36 Convertitore dc-ac di tipo ZVS-CV: (a) mezzo ponte, (b) modalità onda quadra, (c) controllo in corrente.

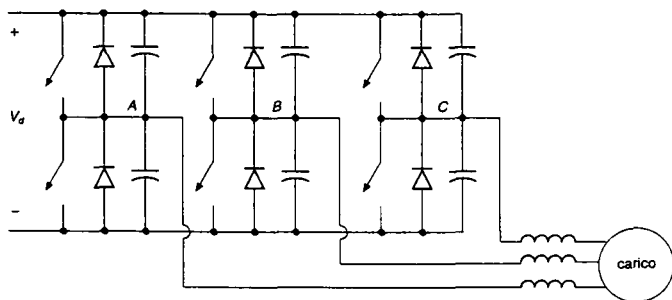


Fig. 9.37 Inverter trifase di tipo ZVS-CV.

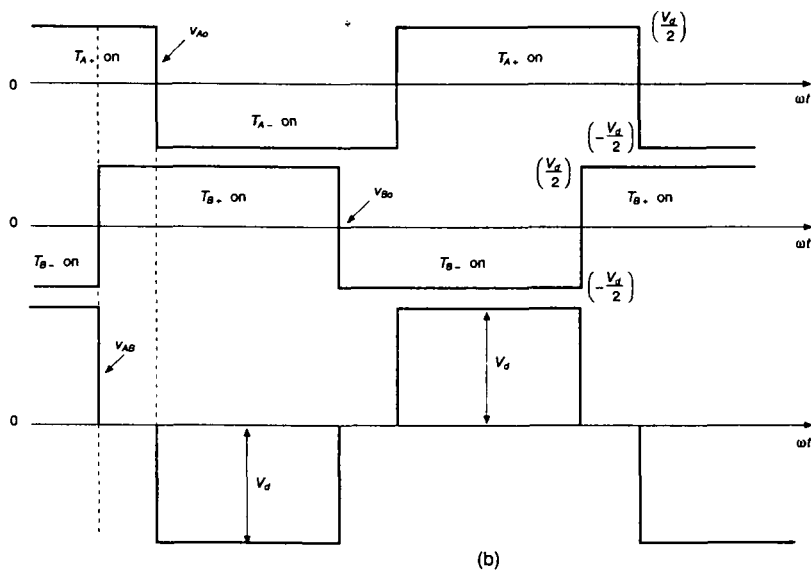
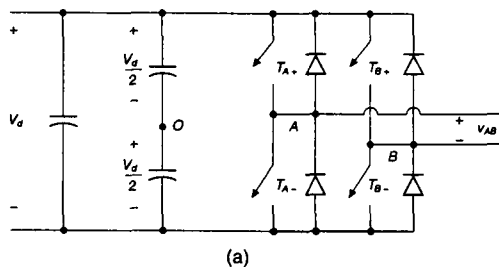


Fig. 9.38 Controllo della tensione mediante cancellazione della tensione.



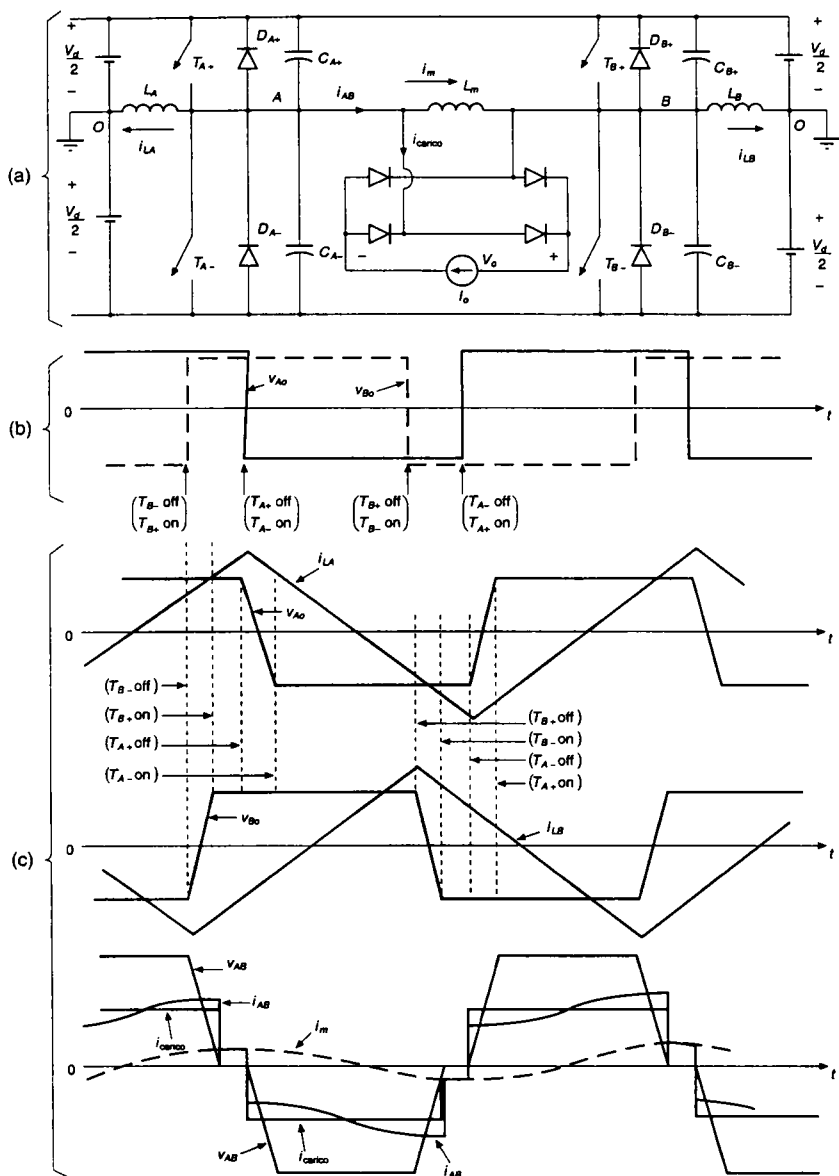
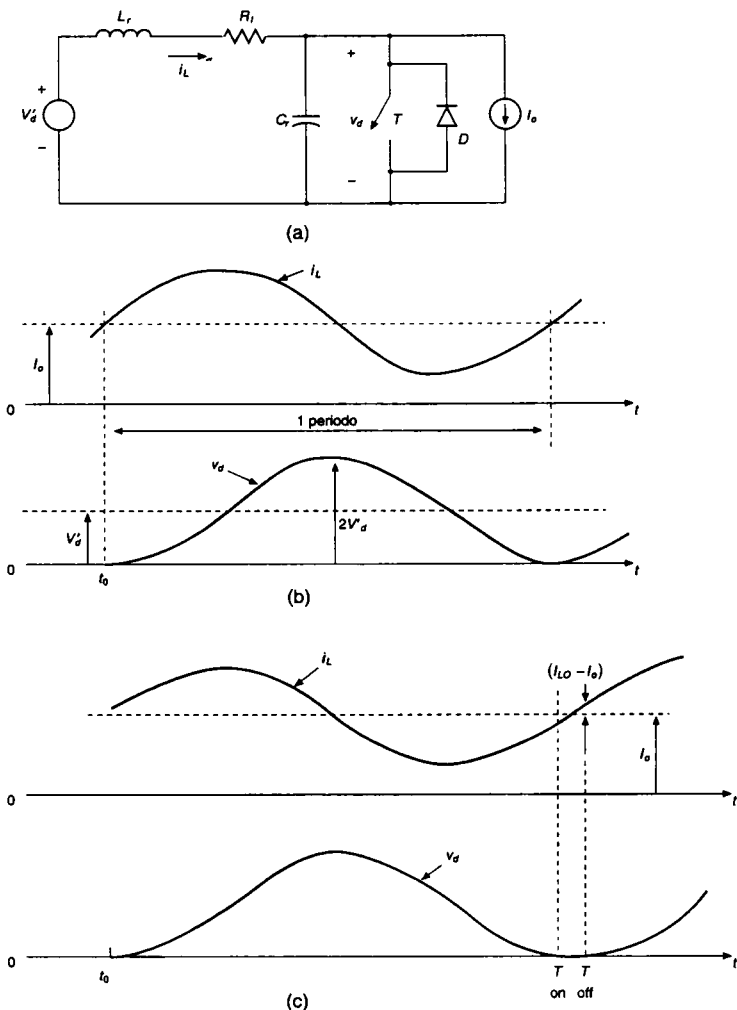


Fig. 9.39 Convertitore dc-dc di tipo ZVS-CV a ponte. (a) circuito, (b) forme d'onda ideali in modalità commutazione, (c) forme d'onda ZVS-CV.



**Fig. 9.40** Concetti fondamentali di un inverter risonante lato dc: (a) circuito, (b) senza perdite con  $R_l = 0$ , (c) sono presenti perdite.

Il principio di funzionamento è descritto mediante il circuito della fig. 9.40a. Il circuito risonante è formato da  $L_r$ ,  $C_r$  e un interruttore con un diodo in antiparalelo. Il carico del circuito è rappresentato da una corrente  $I_o$ , che è, per esempio, quella che sarà fornita dall'inverter al motore. A causa dell'induttanza del carico, è ragionevole assumere  $I_o$  costante in ampiezza durante un periodo della frequenza di risonanza.

Come primo passo, si suppone che  $R_l$  abbia valore zero. All'inizio, l'interruttore è chiuso e la differenza tra  $i_L$  e  $I_o$  circola nella combinazione diodo-interruttore. La corrente  $i_L$  cresce linearmente. Al tempo  $t_0$ , con  $i_L = I_{L0}$ , l'interruttore è aperto con tensione zero. Le equazioni per il circuito risonante sono le seguenti per  $t > t_0$ :

$$i_L(t) = I_o + \left[ \frac{V'_d}{\omega_0 L_r} \sin \omega_0(t-t_0) + (I_{L0} - I_o) \cos \omega_0(t-t_0) \right] \quad (9.34)$$

e

$$v_d(t) = V'_d + [\omega_0 L_r (I_{L0} - I_o) \sin \omega_0 t - V'_d \cos \omega_0 t] \quad (9.35)$$

dove

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (9.36)$$

Le forme d'onda nella fig. 9.40b per  $I_{L0} = I_o$  mostrano che  $v_d$  ritorna a zero e  $i_L$  ritorna a  $I_o$  dopo un periodo della frequenza di risonanza dall'apertura dell'interruttore. Quindi in questo circuito ideale senza alcuna perdita, l'interruttore  $T$  e il diodo  $D$  possono essere rimossi una volta che iniziano le oscillazioni.

Nel circuito elementare della fig. 9.40a,  $R_l$  rappresenta la perdita. Affinché la chiusura e l'apertura dell'interruttore avvenga con tensione zero,  $v_d$  deve tornare a zero. In presenza di perdite in  $R_l$ ,  $I_{L0}$  deve essere più grande di  $I_o$  nell'istante in cui l'interruttore viene aperto. Le forme d'onda sono mostrate nella fig. 9.40c. Se l'interruttore è tenuto chiuso troppo a lungo e  $I_{L0}$  è molto più ampia di  $I_o$ , allora  $v_d$  ha un picco ben più grande di  $2V'_d$ . Quindi la differenza  $I_{L0} - I_o$  deve essere controllata controllando l'intervallo di tempo durante il quale l'interruttore rimane chiuso.

I concetti precedenti possono essere applicati all'inverter trifase della fig. 9.41. L'interruttore risonante costituito da  $T$  e il diodo  $D$  della fig. 9.40a non sono necessari poiché la loro funzione può essere assolta in pieno da uno qualunque dei due interruttori compresi nel ramo dell'inverter.

Gli interruttori in ciascuno dei tre rami dell'inverter possono essere chiusi o aperti con tensione nulla quando  $v_d$  raggiunge lo zero.

Ulteriori modifiche per limitare la tensione di picco sugli interruttori a valori inferiori a due volte la tensione continua di ingresso sono discusse nella letteratura specialistica.

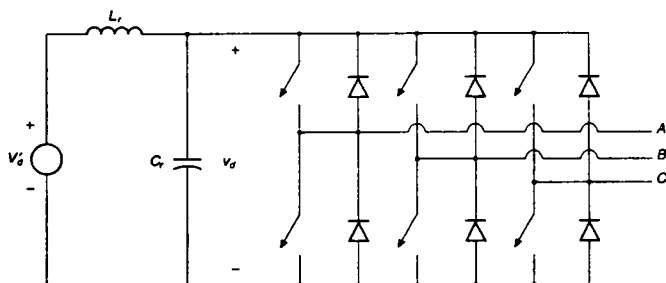


Fig. 9.41 Inverter trifase risonante lato dc.

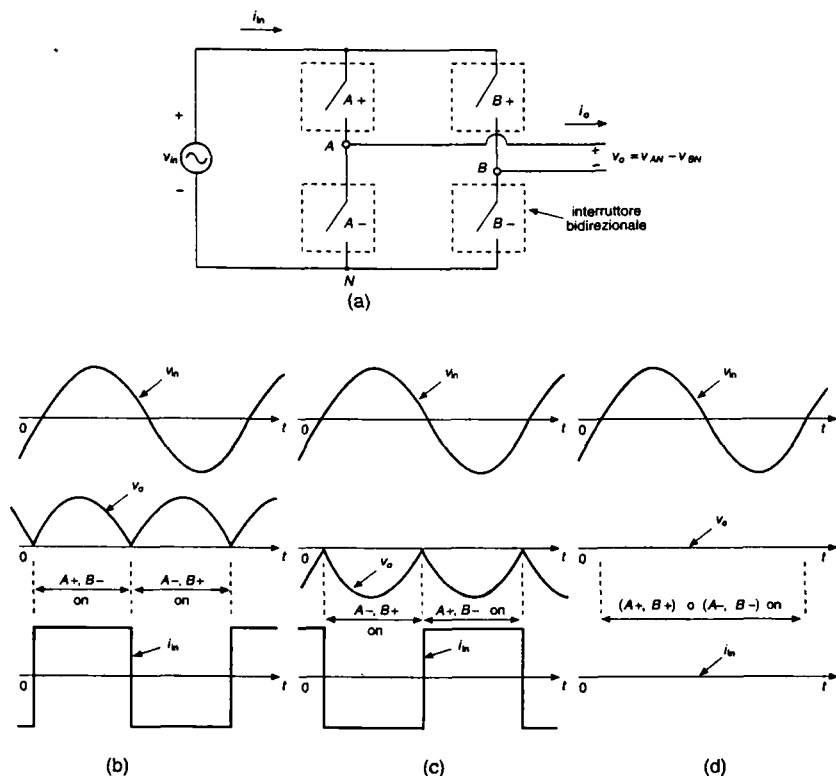


Fig. 9.42 Inverter a mezzo periodo con collegamento in alta frequenza.

## 9.8 Convertitori a mezzo periodo con collegamento in alta frequenza

Diversamente da quanto avviene nei convertitori risonanti con bus in continua, nei quali l'ingresso del convertitore monofase o trifase oscilla tra zero e un valore più alto della tensione media continua di ingresso, nei convertitori con bus in alta frequenza l'ingresso del convertitore monofase o trifase è una tensione alternata sinusoidale monofase ad alta frequenza, come mostrato nella fig. 9.42a. Come discusso nel titolo indicato al punto 38 della bibliografia, le perdite di commutazione sono rese minime aprendo o chiudendo gli interruttori dell'inverter quando la tensione d'ingresso passa per lo zero.

La fig. 9.42a mostra un convertitore monofase di questo tipo con una tensione di ingresso sinusoidale  $v_{in}$  ad alta frequenza. L'uscita è modulata in modo tale da generare una tensione alternata; per esempio, per alimentare un carico costituito da un motore.

Questo richiede che tutti i quattro interruttori siano bidirezionali. Ogni interruttore bidirezionale della fig. 9.42a può essere ottenuto collegando in antiparallelo due interruttori unidirezionali con capacità di blocco inverso.

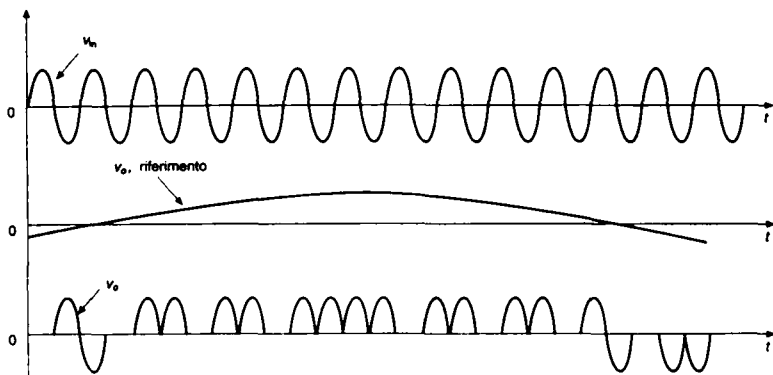


Fig. 9.43 Sintesi di una uscita in alternata a bassa frequenza.

Per descrivere il principio di funzionamento, si suppone che la corrente del carico  $I_o$  sia costante durante un periodo della tensione alternata d'ingresso ad alta frequenza. In questo caso  $I_o$  può essere positiva o negativa. Per entrambe le direzioni di  $I_o$ ,  $v_{AB}$  può essere costituita da due semiperiodi positivi, due semiperiodi negativi, oppure può essere nulla (o ogni combinazione di queste tre opzioni). Come esempio, queste tre opzioni e le corrispondenti  $i_{in}$  sono mostrate nelle figg. dalla 9.42b alla 9.42d per una corrente  $I_o$  positiva. Questo controllo su  $v_o$ , affinché essa sia positiva, negativa oppure nulla durante ogni semiperiodo dell'alta frequenza, permette di sintetizzare un'uscita in bassa frequenza che abbia frequenza e ampiezza desiderabili, come è mostrato nella fig. 9.43. Questo controllo è discusso in dettaglio nel titolo indicato al punto 38 della bibliografia.

Poiché l'uscita in bassa frequenza consiste di un numero intero di semiperiodi dell'alta frequenza d'ingresso, questi convertitori sono denominati convertitori a semiperiodo integrale con bus in alta frequenza (*high-frequency-link integral-half-cycle*).

Questo concetto può anche essere esteso per fornire un'uscita alternata trifase mediante il circuito della fig. 9.44. Si noti che in entrambi i convertitori, trifase e monofase, bisogna usare un filtro risonante di tipo parallelo del tipo mostrato nella fig. 9.44.

Tale filtro è accordato per essere risonante alla frequenza  $f_{in}$  della tensione d'ingresso. Quindi non deve assorbire corrente dall'ingresso in alternata ad alta frequenza.

Tuttavia, il condensatore costituisce un percorso a bassa impedenza per tutte le altre armoniche presenti in  $i_{in}$ , per cui esse non devono essere erogate da  $v_{in}$  attraverso l'induttanza parassita  $L_{stray}$ . L'uscita a bassa frequenza può essere in realtà continua nel circuito della fig. 9.42a. Non solo, in questo convertitore la potenza può fluire in entrambe le direzioni. Questi convertitori con bus in alta frequenza appartengono alla categoria dei cicloconvertitori, tramite i quali la potenza è trasferita tra due sistemi in alternata che funzionano con due differenti frequenze senza un collegamento intermedio in continua.

Diversamente da quanto avviene nei cicloconvertitori a frequenza di linea controllati in fase che usano tiristori, in questi convertitori con bus in alta frequenza gli interruttori controllati bidirezionali sono chiusi o aperti quando l'ingresso in alta frequenza passa per lo zero.

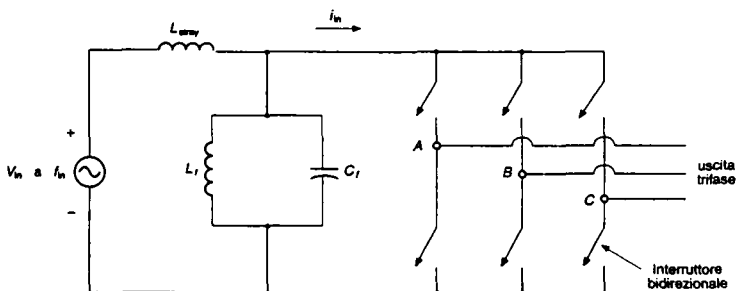


Fig. 9.44 Convertitore da alternata ad alta frequenza ad alternata trifase a bassa frequenza.

## 9.9 Sommario

In questo capitolo, sono state discusse alcune tecniche che possono eliminare o diminuire le sollecitazioni e le perdite nei dispositivi a semiconduttore. Sono stati descritti i convertitori elencati qui di seguito.

- 1) Convertitori risonanti lato carico (*load-resonant*)
  - a) Convertitori dc-dc risonanti con carico in serie (SLR)
  - b) Convertitori dc-dc risonanti con carico in parallelo (PLR)
  - c) Convertitori dc-dc risonanti ibridi
  - d) Inverter a corrente impressa, con risonanza di tipo parallelo, per riscaldamento a induzione
  - e) Convertitori in classe E
- 2) Convertitori con risonanza relativa agli interruttori (*resonant-switch*)
  - a) Convertitori con commutazione a corrente zero (ZCS)
  - b) Convertitori con commutazione a tensione zero (ZVS)
  - c) Convertitori con commutazione a tensione zero, con tensione limitata (ZVS-CV)
    - i) convertitori dc-dc ZVS-CV
    - ii) inverter dc-ac ZVS-CV
    - iii) convertitori dc-dc ZVS-CV con cancellazione della tensione
- 3) Convertitori risonanti lato dc con commutazione a tensione zero (*resonant-dc-link*)
- 4) Convertitori con bus in alta frequenza e a semiperiodo integrale.

Una discussione generale di questi convertitori è fornita nel titolo indicato al punto [41] della bibliografia.

## 9.10 Problemi

### Convertitori dc-dc SLR

- 9.1 Il convertitore dc-dc SLR della fig. 9.10a funziona in modalità di conduzione discontinua con  $\omega_s < 0.5 \omega_0$ .

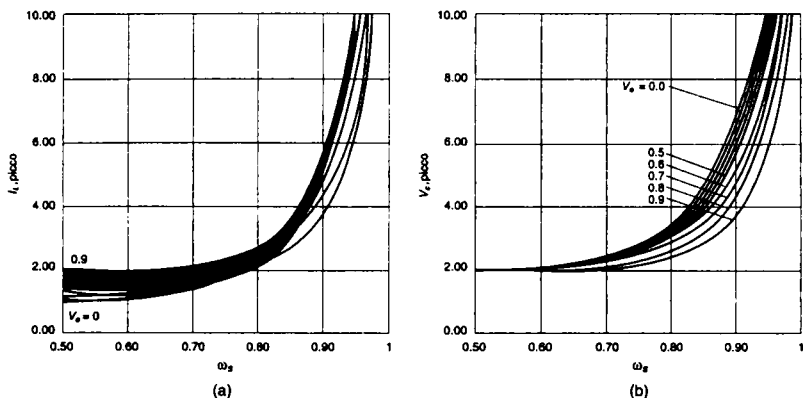


Fig. P9.3 Caratteristiche di un convertitore dc-dc di tipo SLR: tutti i valori sono normalizzati.

(Fonte: Flamesh Oruganti, Ph. D. Dissertation, VPI, 1987).

Nella forme d'onda della fig. 9.11 (con  $t_0 = 0$ ), le condizioni iniziali in termini di valori normalizzati sono sempre:  $V_{c0} = -2V_o$  e  $I_{L0} = 0$ . Mostrare che in termini di valori normalizzati,  $V_{c, \text{picco}} = 2$  e  $I_{L, \text{picco}} = 1 + V_o$ .

9.2 Progettare un convertitore dc-dc SLR, facendo riferimento alla fig. 9.10a con un trasformatore di isolamento con rapporto spire  $n : 1$ , dove  $V_d = 155 \text{ V}$  e la frequenza di funzionamento è  $f_s = 100 \text{ kHz}$ . L'uscita è a  $5 \text{ V}$  e  $20 \text{ A}$ .

a) Il convertitore precedente deve operare in modalità di funzionamento discontinuo con  $\omega_s < 0.5 \omega_0$ . La tensione d'uscita normalizzata  $V_o$  è scelta uguale a 0.9 e la frequenza normalizzata uguale a 0.45. Usando le curve della fig. 9.15, calcolare il rapporto spire  $n$ ,  $L_r$  e  $C_r$ .

b) Calcolare il valore numerico per la somma delle energie massime immagazzinate in  $L_r$  e  $C_r$ :

$$S = \frac{1}{2} L_r I_{L, \text{picco}}^2 + \frac{1}{2} C_r V_{c, \text{picco}}^2$$

9.3 Ripetere il problema 9.2 per il caso in cui il convertitore SLR è progettato per funzionare in modalità di conduzione continua al di sotto della frequenza di risonanza.

a) Scegliere la tensione d'uscita normalizzata di valore 0.9 e la corrente d'uscita normalizzata di valore 1.4. Usare le curve di progetto della fig. 9.15. Calcolare  $n$ ,  $L_r$  e  $C_r$ .

b) Calcolare  $S$  come è stata definita nel problema 9.2(b) mediante le curve di progetto della fig. P9.3.

9.4 Ripetere il problema 9.3 per un funzionamento al di sopra della frequenza di risonanza ( $\omega_s > \omega_0$ ) ma con una tensione d'uscita normalizzata di valore 0.9 e una corrente d'uscita normalizzata di valore 0.4. Usare le curve di progetto delle figg. 9.15 e P9.4.

9.5 Confrontare i valori di  $S$  nei problemi da 9.2 a 9.4.

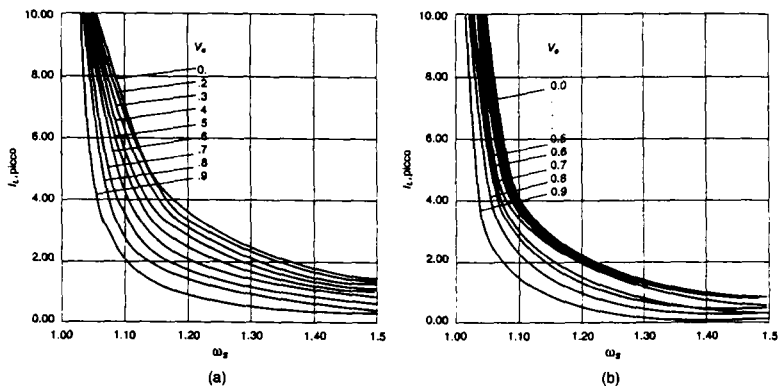


Fig. P9.4 Caratteristiche di un convertitore dc-dc di tipo SLR: tutti i valori sono normalizzati.

(Fonte: Ramesh Oruganti, Ph. D. Dissertation, VPI 1987).

### Convertitori dc-dc PLR

- 9.6 Il convertitore dc-dc PLR della fig. 9.17a con un trasformatore di isolamento avente rapporto spire  $n : 1$  funziona in modalità discontinua e le forme d'onda della tensione e della corrente sono mostrate nella fig. 9.18.

Dimostrare che in modalità discontinua si ha:

$$V_{c, \text{picco}} = V_d$$

e

$$I_{L, \text{picco}} = \frac{I_o}{n} + \omega_0 C_r \frac{V_d}{2}$$

- 9.7 Progettare un convertitore dc-dc PLR a mezzo ponte, con trasformatore di isolamento. La tensione dc d'ingresso è  $V_d = 155 \text{ V}$  e la frequenza di funzionamento è  $f_s = 300 \text{ kHz}$ . L'uscita è a  $5 \text{ V}$  e  $20 \text{ A}$ .

Calcolare il rapporto spire  $n$ ,  $L_r$  e  $C_r$  assumendo una modalità discontinua di funzionamento, una frequenza di funzionamento normalizzata pari a  $0.45$ , un condensatore di capacità normalizzata  $C_r = 1.2$  [p.u.], un induttore di induttanza normalizzata  $L_r = 0.833$  [p.u.], dove

$$(C_r)_{\text{base}} = \frac{I_o / n}{\omega_0 V_d / 2} \quad \text{e} \quad (L_r)_{\text{base}} = \frac{V_d / 2}{\omega_0 I_o / n}$$

Usando le curve di progetto nella fig. 9.21 e quelle del problema 9.6, calcolare i valori di picco di  $v_c$  e  $i_L$ . Calcolare  $S$ , come è stata definita nel problema 9.2.

- 9.8 Progettare il convertitore del problema 9.7, assumendo una modalità discontinua al di sotto della frequenza di risonanza. La frequenza normalizzata di funzionamento sia  $0.8$  e i valori di  $C_r$  e  $L_r$  normalizzati siano come quelli del problema 9.7. La corrente normalizzata  $I_o$  è  $0.8$ .



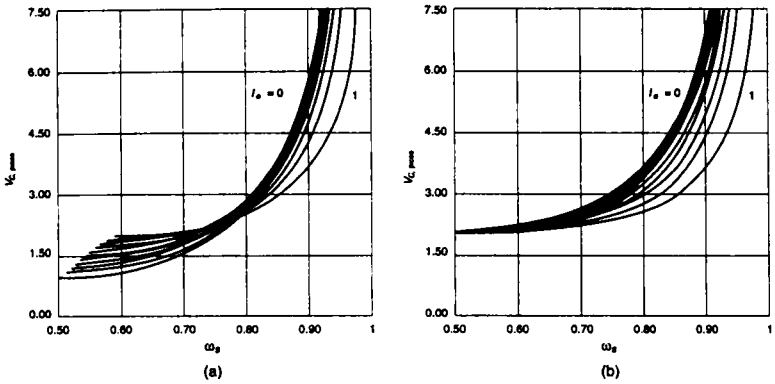


Fig. P9.8 Caratteristiche di un convertitore dc-dc PLR: tutti i valori sono normalizzati.

(Fonte: Ramesh Oruganti, Ph. D. Dissertation, VPI 1987).

a) Calcolare  $n$ ,  $L_r$  e  $C_r$ .

b) Usando le curve di progetto delle figg. 9.21 e P9.8, calcolare i valori di picco di  $v_c$  e  $i_L$ . Calcolare  $S$ , come è stata definita nel problema 9.2.

9.9 Ripetere il problema 9.8 per un funzionamento al di sopra della frequenza di risonanza con una frequenza normalizzata di 1.1. Usare le curve di progetto delle figg. 9.21 e P9.9

9.10 Confrontare i valori di  $S$  calcolati nei problemi da 9.7 a 9.9.

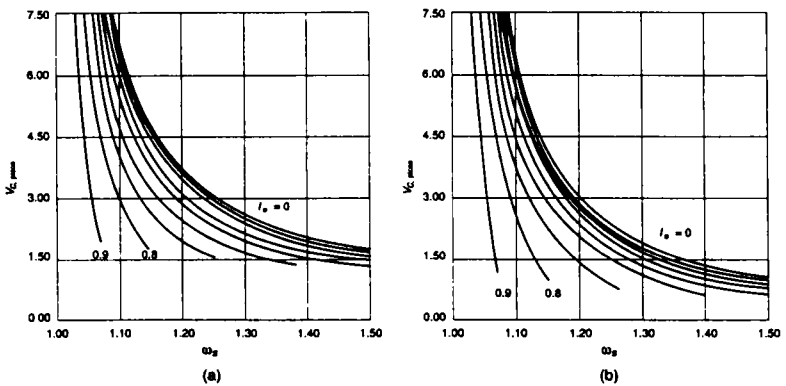
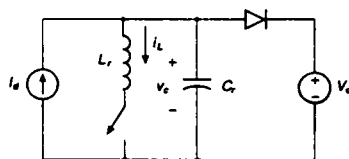


Fig. P9.9 Caratteristiche di un convertitore dc-dc PLR: tutti i valori sono normalizzati.

(Fonte: Ramesh Oruganti, Ph. D. Dissertation, VPI 1987).



Valori nominali:  $I_s = 26.667$  A,  $V_o = 450$  V  
 $L_r = 5.37$   $\mu$ H,  $C_r = 117.9$  nF  
 $f_s = 100$  kHz

Fig. P9.13

(Fonte: Power Electronics - Computer Simulation, Analysis, and Education Using Evaluation Version of PSpice).

### Convertitori risonanti ZCS

- 9.11 Nel circuito risonante di tipo ZCS della fig. 9.30a,  $f_0 = 1$  MHz,  $Z_0 = 10$   $\Omega$ ,  $P_{\text{carico}} = 10$  W,  $V_d = 15$  V,  $V_o = 10$  V. Si assuma che  $L_2$  abbastanza elevata e che tutti i componenti siano ideali. Ricavare le forme d'onda  $i_L$  e  $v_c$  in funzione del tempo. Tracciare qualitativamente gli andamenti di  $i_L$  e  $v_c$  ed evidenziare i punti importanti di transizione. Contrassegnare i valori di picco di  $i_L$  e  $v_c$  e gli istanti in corrispondenza dei quali essi si verificano.
- 9.12 Ripetere il problema 9.11 supponendo di connettere un diodo in antiparallelo con l'interruttore nella fig. 9.30a.
- 9.13 Usando PSpice, simulare il convertitore elevatore quasi risonante con commutazione a corrente zero mostrato nella fig. P9.13. Ricavare le forma d'onda di  $v_c$ ,  $i_L$  e  $i_{\text{diodo}}$ .

### Convertitori risonanti ZVS

- 9.14 Nel convertitore risonante dc-dc di tipo ZVS della fig. 9.31a,  $V_d = 40$  V;  $I_o$  varia nell'intervallo 4 + 20 A. Calcolare il valore minimo teorico della tensione massima ammissibile dell'interruttore.

## 9.11 Bibliografia

### Convertitori dc-dc con carico in serie (SLR)

- 1) R. Oruganti, "State-Plane Analysis of Resonant Converters", Ph. D. Dissertation, Virginia Polytechnic Institute, 1987; disponibile presso University Microfilms International, Ann Arbor, MI
- 2) R. J. King e T.A. Stuart, "A Normalized Model for the Half-Bridge Series Resonant Converters", IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, Vol. AES-17, N. 2, marzo 1981, pp. 190 + 198.
- 3) R. I. King e T. A. Stuart, "Modelling the Full-Bridge Series-Resonant Power Converter", IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, Vol. AES-18, N. 4, luglio 1982, pp. 449 + 459.
- 4) R. I. King e T. A. Stuart, "Inherent Over-Load Protection for the Series-Resonant Converters", IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, Vol. AES-19, N. 6, novembre 1983, pp. 820 + 830.

- 5) R. Oruganti e F. C. Lee, "Resonant Power Processors: Part 1 – State Plane Analysis", IEEE-IAS Annual Meeting Conference Record, 1984, pp. 860 + 867.
- 6) A. F. Witulski e W. Erickson, "Design of the Series Resonant Converter for Minimum Component Stress", IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, Vol. AES-22, N. 4, luglio 1986, pp. 356 + 363.
- 7) J. G. Hayes, N. Mohan, C. P. Henze, "Zero-Voltage Switching in a Digitally Controlled Resonant DC-DC Power Converter", Proceedings of the 1988 IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. 360 + 367.

#### **Convertitori dc-dc risonanti con carico in parallelo**

- 8) N. Maphan, "An SCR Inverter with Good Regulation and Sine-Wave Output", IEEE Transactions on Industry and General Applications, Vol. IGA-3, marzo/aprile 1967, pp. 176 + 187.
- 9) V. T. Ranganathan, P. D. Ziogas, V. R. Stefanovic, "A Regulated DC-DC Voltage Source Converter Using a High Frequency Link", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-18, N. 3, pp. 279 + 287.
- 10) R. Oruganti, "State-Plane Analysis of Resonant Converters", Ph. D. Dissertation, Virginia Polytechnic Institute, 1987.
- 11) M. C. W. Lindmark, "Switch-Mode Power Supply", brevetto U.S. 4.097.773, 27 giugno 1978.
- 12) I. J. Pitel, "Phase-modulated Resonant Power Conversion Techniques for High Frequency Inverters", IEEE-IAS Annual Meeting Conference Proceedings, 1985.
- 13) Y. G. Kang a A. K. Upadhyay, "Analysis and Design of a Half-Bridge Parallel Resonant Converter", 1987 IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1987, pp. 231 + 243.
- 14) F. S. Tasi, P. Materu, F. C. Lee, "Constant-Frequency, Clamped-Mode Resonant Converters", 1987 IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1987, pp. 557 + 566.

#### **Convertitori dc-dc risonanti ibridi**

- 15) D. V. Jones, "A New Resonant-Converter-Topology", Proceeding of the 1987 Power Electronics Specialists Conference, 1987, pp. 48 + 52.

#### **Inverter a corrente impressa con risonanza di tipo parallelo, per riscaldamento a induzione**

- 16) K. Thorborg, *Power Electronics*, Prentice Hall International (U.K.) Ltd, London, 1988.

#### **Convertitori in classe E**

- 17) N. O. Sokal e A. D. Sokal, "Class-E, A New Class of Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers", IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. SC-10, giugno 1975, pp. 168 + 176.
- 18) F. H. Raab, "Idealized Operation of Class-E Tuned Power Amplifier", IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. CAS-24, N. 12, dicembre 1977, pp. 725 + 735.
- 19) K. Löhn, "On the Overall Efficiency of the Class-E Power Converter", 1986 IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 351 + 358.
- 20) M. Kazimierczuk e K. Puczek, "Control Circuit for Class E Resonant DC/DC Converter", Proceedings of the National Aerospace Conference 1987, Vol. 2, 1987 pp. 416 + 423.

- 21) G. Lutteke e H. C. Raets, "220 V Mains 500 kHz Class-E Converter" 1985, 1985 IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1985, pp. 127 + 135.
- 22) H. Omori, T. Iwai e altri, "Comparative Studies between Regenerative and Non-Regenerative Topologies of Single-Ended-Resonant Inverters", Proceedings of the 1987 High Frequency Power Conversion Conference.

#### **Convertitori risonanti ZCS e ZVS**

- 23) P. Vinciarelli, "Forward Converter Switching at zero Current", Brevetto U.S. 4.415.959, Nov. 1983
- 24) R. Oruganti, "State-Plane Analysis of Resonant Converters," Ph. D. Dissertation, Virginia, Polytechnic Institute, 1987.
- 25) K. H. Liu e F.C. Lee, "Resonant Switches – A Unified Approach to Improve Performances of Switching Converters", IEEE INTELEC Conference Record, 1984, pp. 344 + 351.
- 26) K. H. Liu, R. Oruganti, F.C. Lee, "Resonant Switches – Topologies and Characteristics", 1986 IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 106 + 116.
- 27) K. H. Liu e F.C. Lee, "Zero Voltage Switches and Quasi-Resonant DC-DC Converters", 1987 IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 58 + 70.
- 28) K. D. T. Ngo, "Generalization of Resonant Switches and Quasi-Resonant DC-DC Converters", 1987 IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 395 + 403.
- 29) W. A. Tabisz e F.C. Lee, "Zero Voltage Switching Multi-Resonant Technique – A Novel Approach To Improve Performance of High-Frequency Quasi-Resonant Converters", IEEE PESC Record, 1988.
- 30) M. F. Schlecht e L. F. Casey, "Comparison of the Square-Wave and Quasi-Resonant Topologies", Second Annual Applied Power Electronics Conference, San Diego, CA, 1987, pp. 124 134.

#### **Convertitori con commutazione a tensione zero e tensione limitata**

- 31) C. P. Henze, H. C. Martin, e D. W. Parsley, "Zero-Voltage Switching in High Frequency Power Converters Using Pulse Width Modulation", Proceedings of the 1988 IEEE Applied Power Electronics Conference.
- 32) R. Goldfarb, "A New Non-Dissipative Load-Line Shaping Technique Eliminates Switching Stress in Bridge Converters", Proceedings of Powercon 8, 1981, pp. D-4-1 + D-4-6.
- 33) T. M. Undeland, "Snubbers for Pulse Width Modulated Bridge Converters with Power Transistors or GTOs", 1983 International Power Electronics Conference, Tokyo, pp. 313 + 323.
- 34) O. D. Patterson e D. M. Divan, "Pseudo-Resonant Full-Bridge DC/DC Converter", 1987 IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 424 + 430.

#### **Convertitori con risonanza lato dc**

- 35) D. M. Divan, "The Resonant DC Link Converter—A New Concept in Static Power Conversion", 1986 IEEE-IAS Annual Meeting Record, 1986, pp. 648 + 656.
- 36) M. Kheraluwala e D. M. Divan, "Delta Modulation Strategies for Resonant Link Inverters", 1987 IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 271 + 278.
- 37) K. S. Rajashekhara e altri, "Resonant DC Link Inverter-Fed AC Machines Control", 1987 IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 491 + 496.

**Convertitori con collegamento in alta frequenza**

- 38) P. K. Sood, T. A. Lipo, G. Hansen, "A Versatile Power Converter for High Frequency Link Systems", 1987 IEEE Applied Electronics Conference, 1987, pp. 249 + 256.
- 39) L. Gyugyi e Cibulka, "The High-Frequency Base Converter - A New Approach to Static High Frequency Conversion", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-15, N. 4, luglio/agosto 1979, pp. 429 + 429.
- 40) P. M. Espelage e B. K. Bose, "High Frequency Link Power Conversion", 1975 IEEE- IAS Annual Meeting Record, 1975, pp. 802 + 808.

**Sommario**

- 41) N. Mohan, "Power Electronic Circuits: An Overview", 1988 IEEE Industrial Electronics Conference, 1988, pp. 522 + 527.

## Alimentatori switching in continua

### 10.1 Introduzione

In molti sistemi analogici e digitali sono richiesti alimentatori stabilizzati in continua, la maggior parte dei quali è progettata per possedere alcuni requisiti, elencati qui di seguito.

- **Uscita controllata.** La tensione d'uscita deve essere mantenuta costante entro una determinata tolleranza per specifici cambiamenti della tensione d'ingresso e del carico d'uscita.
- **Isolamento.** Può essere richiesto che l'uscita sia elettricamente isolata dall'ingresso.
- **Uscite multiple.** Possono esserci uscite multiple (positive e negative) che possono differire per la loro tensione e corrente nominale. Tali uscite possono essere isolate le une dalle altre.

Oltre a questi requisiti, obiettivi tipici sono la riduzione della dimensione e del peso dell'alimentatore e il miglioramento del rendimento. Tradizionalmente per questi scopi sono stati usati alimentatori lineari.

Tuttavia, i miglioramenti nella tecnologia dei semiconduttori hanno portato alla realizzazione di alimentatori switching che sono più piccoli ed hanno un maggior rendimento rispetto agli alimentatori lineari. Il vantaggio economico degli alimentatori switching rispetto a quelli lineari dipende dalla potenza nominale.

### 10.2 Alimentatori lineari

Per apprezzare i vantaggi degli alimentatori switching, è dapprima conveniente analizzare quelli lineari. La fig. 10.1a mostra lo schema di un alimentatore lineare. Per garantire l'isolamento galvanico tra ingresso e uscita e disporre di una tensione d'uscita compresa nell'intervallo desiderato, è necessario un trasformatore a frequenza di rete. Un transistor è connesso in serie al carico e funziona nella sua regione attiva.

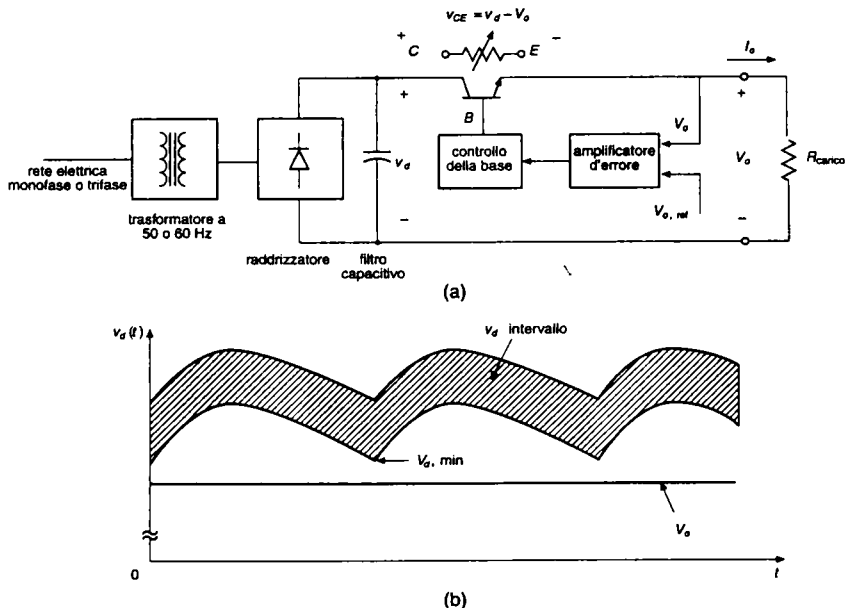


Fig. 10.1 Alimentatore lineare: (a) schema, (b) scelta del rapporto spire del trasformatore tale da avere  $V_{d,min} > V_o$  con un piccolo margine.

Confrontando  $V_o$  con la tensione di riferimento  $V_{ref}$ , il circuito di controllo della fig. 10.1a regola la corrente di base del transistor in modo tale che  $V_o = (v_d - v_{CE})$  sia uguale a  $V_{o,ref}$ . In un alimentatore lineare il transistor funziona come un resistore variabile nel quale la differenza  $v_d - V_o$  tra la tensione d'ingresso e quella desiderata d'uscita è applicata al transistor e causa in esso perdite di potenza. Per un dato intervallo di tensione d'ingresso alternata con frequenza di rete, la tensione d'uscita  $v_d(t)$  raddrizzata e filtrata può essere come quella mostrata nella fig. 10.1b. Per rendere minime le perdite nel transistor, il rapporto di spire del trasformatore deve essere scelto con attenzione, in modo che  $V_{d,min}$  nella fig. 10.1b sia più grande di  $V_o$  ma non la superi di un margine ampio.

La discussione precedente mette in risalto i due maggiori difetti degli alimentatori lineari, elencati qui di seguito.

- 1) È richiesto un trasformatore a bassa frequenza (50 o 60 Hz). Simili trasformatori sono di grandi dimensioni e pesanti se confrontati con quelli ad alta frequenza.
- 2) Il transistor funziona in zona attiva, procurando una quantità significativa di perdite. Quindi, i rendimenti globali degli alimentatori lineari sono di solito compresi in un intervallo tra 30 e il 60%.

Per quanto riguarda gli aspetti positivi, questi alimentatori utilizzano soluzioni circuitali semplici e quindi per potenze nominali basse ( $< 25\text{ W}$ ) possono avere costi minori. Inoltre, questi alimentatori non producono interferenze elettromagnetiche elevate negli altri apparati.

### 10.3 Generalità sugli alimentatori switching

Rispetto agli alimentatori lineari, in quelli switching la trasformazione della tensione continua da un livello ad un altro è realizzata usando dei convertitori dc-dc (o quelli da essi derivati) che sono stati discussi nei capitoli 7 e 9. Questi circuiti impiegano dispositivi allo stato solido (transistor, MOSFET, ecc.) che funzionano come un interruttore: o tutto aperto o tutto chiuso. Poiché non si richiede ai dispositivi di potenza di funzionare in zona attiva, questa modalità di funzionamento comporta una minore dissipazione di potenza. La velocità di commutazione, la tensione e la corrente nominale delle valvole sempre più elevate, ed il costo relativamente più basso di questi dispositivi sono i fattori che hanno contribuito al successo degli alimentatori switching.

La fig. 10.2 rappresenta lo schema a blocchi semplificato di un alimentatore switching con isolamento galvanico. La tensione alternata di ingresso viene convertita in una tensione continua non regolata mediante un raddrizzatore a diodi del tipo discusso nel capitolo 5. Si noti che un filtro EMI, discusso nel capitolo 14, è posto sull'ingresso per prevenire che l'interferenza elettromagnetica si propaghi. Il blocco convertitore dc-dc nella fig. 10.2 converte la tensione continua d'ingresso da un livello ad un altro. Questo è realizzato mediante una valvola comandata ad alta frequenza, che produce la circolazione di una componente ad alta frequenza nel trasformatore di isolamento. L'uscita del secondario del trasformatore è raddrizzata e filtrata per produrre  $V_o$ . L'uscita dell'alimentazione dc nella fig. 10.2 è regolata mediante un controllo in anello chiuso che impiega un regolatore PWM come discusso nel capitolo 7, nel quale la tensione di controllo è confrontata con un'onda a dente di sega alla frequenza di commutazione.

L'isolamento galvanico nell'anello di retroazione può essere realizzato sia con un trasformatore di isolamento, come indicato, sia con un accoppiamento ottico.

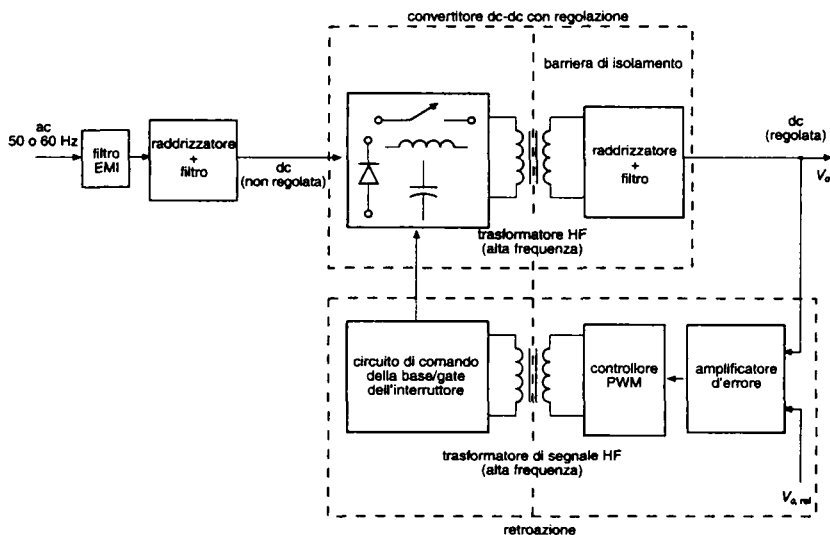


Fig. 10.2 Schema di un alimentatore dc in modalità interruzione.



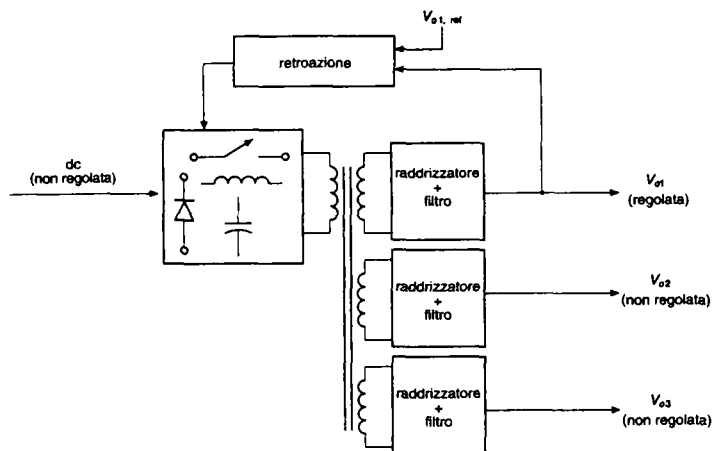


Fig. 10.3 Uscite multiple.

In molte applicazioni, possono essere richieste uscite multiple (entrambe positive o negative), a volte isolate galvanicamente l'una dall'altra, in funzione dell'applicazione.

La fig. 10.3 rappresenta lo schema a blocchi di un alimentatore switching, nel quale una sola uscita  $V_{o1}$  è regolata, mentre le altre due non sono regolate. Se è necessario regolare anche  $V_{o2}$  e/o  $V_{o3}$  si può usare un regolatore lineare.

Vengono qui di seguito discussi i due vantaggi più importanti degli alimentatori switching rispetto a quelli lineari.

- Gli elementi di commutazione (transistor di potenza o MOSFET) funzionano come un interruttore: aperto o chiuso. Evitando il loro funzionamento in zona attiva, si ottiene una significativa riduzione delle perdite. Ciò comporta un rendimento energetico più elevato, dell'ordine del 70 + 90%. Inoltre, un transistor che funziona acceso o spento ha una capacità molto più elevata di condizionare la potenza rispetto a un altro che funziona in modo lineare.
- L'uso di un trasformatore ad alta frequenza (rispetto ai 50 o 60 Hz di un alimentatore lineare), riduce la dimensione e il peso dell'alimentatore switching in modo significativo.

Come aspetto negativo, gli alimentatori switching sono più complessi, ed opportuni accorgimenti devono essere presi per prevenire le interferenze elettromagnetiche (EMI) dovute alle commutazioni ad alta frequenza. Al di sopra di una certa potenza nominale, i vantaggi degli alimentatori switching (rispetto a quelli lineari), ricordati in precedenza, prevalgono sui loro difetti. La potenza nominale per la quale si ha questo confine sta diminuendo costantemente con il tempo, grazie ai progressi nella tecnologia dei semiconduttori.

Gli alimentatori switching in continua, in generale, impiegano soluzioni derivate dalle due seguenti classi di convertitori:

- 1) Convertitori dc-dc con interruttori comandati, discussi nel capitolo 7, nei quali le valvole funzionano come interruttori.

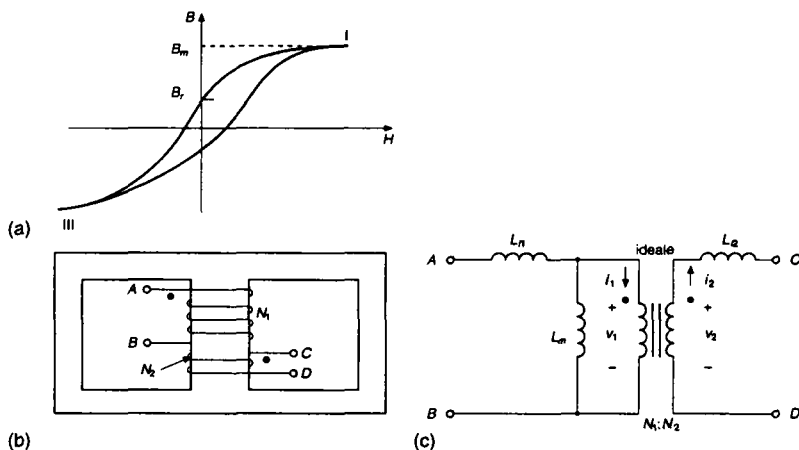


Fig. 10.4 Rappresentazione del trasformatore: (a) tipico ciclo di isteresi  $B-H$  del nucleo di un trasformatore, (b) trasformatore con due avvolgimenti, (c) circuito equivalente.

2) Convertitori risonanti, discussi nel capitolo 9, che utilizzano commutazioni a tensione zero e/o corrente zero.

In questo capitolo, si descriverà il funzionamento degli alimentatori switching basati su convertitori dc-dc. La maggior parte dei principi di base, discussi in questo capitolo, si applicano anche agli alimentatori switching con convertitori risonanti.

## 10.4 Convertitori dc-dc con isolamento galvanico

### 10.4.1 Introduzione ai convertitori dc-dc con isolamento

Come si è visto nello schema a blocchi della fig. 10.2, l'isolamento galvanico negli alimentatori switching è ottenuto mediante un trasformatore di isolamento ad alta frequenza. La fig. 10.4a mostra una caratteristica tipica del nucleo di un trasformatore in relazione al suo ciclo di isteresi  $B-H$ . Nella figura,  $B_m$  è la massima induzione oltre la quale si ha la saturazione e  $B_r$  è la induzione residua. I vari tipi di convertitori dc-dc (con isolamento) possono essere suddivisi in due categorie fondamentali, in relazione al modo con il quale utilizzano il nucleo del trasformatore.

- 1) Eccitazione unidirezionale del nucleo, che usa solo la parte positiva (quadrante I) del ciclo di isteresi  $B-H$ .
- 2) Eccitazione bidirezionale del nucleo, che usa alternativamente sia la parte positiva (quadrante I) sia quella negativa (quadrante III) del ciclo di isteresi  $B-H$ .

#### 10.4.1.1 Eccitazione unidirezionale del nucleo

Alcuni dei convertitori dc-dc (senza isolamento) discussi nel capitolo 7 possono essere modificati per fornire un isolamento galvanico mediante trasformatore ad eccitazione

unidirezionale del nucleo. Due configurazioni simili sono le seguenti:

- convertitore *flyback* (derivato dal convertitore *buck-boost*)
- convertitore *forward* (derivato dal convertitore *step-down*).

La tensione d'uscita di questi convertitori è regolata mediante la tecnica di modulazione PWM discusso nel capitolo 7.

#### 10.4.1.2 Eccitazione bidirezionale del nucleo

Per fornire isolamento galvanico con un trasformatore ad eccitazione bidirezionale del nucleo, si può usare la topologia degli inverter monofase del capitolo 8 per produrre un'onda quadra alternata ad alta frequenza all'ingresso del trasformatore d'isolamento, come mostrato nella fig. 10.2.

Si discuteranno le seguenti topologie di inverter, che possono essere utilizzate in un alimentatore switching:

- push-pull
- mezzo ponte
- a ponte.

Come nei capitoli 7 e 8, per analizzare i circuiti, gli interruttori sono considerati ideali e sono trascurate le perdite negli elementi induttivi, capacitivi e nel trasformatore.

Alcune di queste perdite limitano comunque le capacità operative di questi circuiti e sono discusse a parte.

Tutti questi circuiti sono analizzati in condizioni di funzionamento a regime, e si suppone che il condensatore di filtro d'uscita sia di capacità così grande da permettere di considerare (come nel capitolo 7)  $v_o(t) \approx V_o$  (cioè, essenzialmente solo continua).

L'analisi è presentata solo per la modalità di conduzione continua, mentre quella per la conduzione discontinua è lasciata come esercizio.

#### 10.4.1.3 Rappresentazione del trasformatore di isolamento

Per fornire l'isolamento galvanico è necessario un trasformatore di isolamento ad alta frequenza.

Trascurando le perdite del trasformatore della fig. 10.4b, un circuito equivalente approssimato del trasformatore a due avvolgimenti è rappresentato nella fig. 10.4c, dove  $N_1 : N_2$  è il rapporto di spire degli avvolgimenti,  $L_m$  è l'induttanza di magnetizzazione riferita al primario e  $L_{l1}$  e  $L_{l2}$  sono le induttanze di dispersione. In un trasformatore ideale,  $v_1 / v_2 = N_1 / N_2$  e  $N_1 i_1 = N_2 i_2$ .

In un convertitore dc-dc, è conveniente rendere minime le induttanze di dispersione  $L_{l1}$  e  $L_{l2}$  realizzando un elevato accoppiamento magnetico tra i due avvolgimenti.

Poiché l'energia associata alle induttanze di dispersione deve essere assorbita dalle valvole e dai loro circuiti di snubber, appare evidente la necessità di rendere minime le induttanze di dispersione.

Analogamente, in un convertitore dc-dc, è conveniente dimensionare l'induttanza di magnetizzazione  $L_m$  della fig 10.4c affinché sia la più elevata possibile per rendere minima la corrente di magnetizzazione  $i_m$  che circola nelle valvole ed aumentare, così, le correnti commutabili.

È importante considerare gli effetti delle induttanze di dispersione nella scelta delle

valvole e nel progetto degli snubber. Tuttavia, queste induttanze hanno un effetto minore sulle caratteristiche di trasferimento della tensione e, quindi, sono trascurate nell'analisi dei convertitori che segue.

Nella topologia di convertitori denominata *flyback*, il trasformatore in realtà è un induttore a due avvolgimenti, che ha la duplice funzione: di immagazzinare energia come un induttore e di provvedere all'isolamento galvanico come un trasformatore.

Quindi il precedente assunto di rendere alta  $L_m$  non si applica a questa topologia. Tuttavia, il circuito equivalente semplificato del trasformatore può ancora essere usato per l'analisi.

Le considerazioni sul progetto del trasformatore negli alimentatori risonanti sono differenti da quelle discusse prima per gli alimentatori switching. In questo caso, le induttanze di dispersione e/o quelle di magnetizzazione possono essere utilizzate per consentire una commutazione con tensione e/o corrente nulla.

#### 10.4.1.4 Controllo dei convertitori dc-dc con isolamento galvanico

Nelle topologie con unica valvola, come i convertitori flyback o forward, la tensione d'uscita  $V_o$  per una determinata  $V_d$  è controllata con una modulazione PWM in maniera simile a quella usata per gli analoghi convertitori non isolati discussi nel capitolo 7.

Nei convertitori dc-dc push-pull, a mezzo ponte ed a ponte, nei quali l'uscita del convertitore è raddrizzata per produrre un'uscita in continua, la tensione d'uscita  $V_o$  è controllata usando la tecnica PWM mostrata nella fig. 10.5, che controlla l'intervallo  $\Delta$  durante il quale tutti gli interruptori sono aperti simultaneamente.

Questa soluzione è diversa rispetto a quella dello schema PWM usato nel capitolo 7 per controllare convertitori dc-dc a ponte e nel capitolo 8 per controllare inverter monofase.

#### 10.4.2 Convertitori flyback (derivati da convertitori buck-boost)

I convertitori flyback sono derivati da convertitori buck-boost discussi nel capitolo 7 e rappresentati in fig. 10.6a. Accoppiando un secondo avvolgimento all'induttore, è possibile ottenere l'isolamento galvanico, come mostrato nella fig. 10.6b.

La fig. 10.7a mostra il circuito del convertitore nel quale l'induttore a due avvolgimenti è rappresentato con il suo circuito equivalente approssimato. Quando l'interruttore è chiuso, in conseguenza delle polarità dell'avvolgimento, il diodo  $D$  della fig. 10.7a è polarizzato inversamente. La modalità di conduzione continua della corrente in un convertitore buck-boost corrisponde a una smagnetizzazione incompleta del nucleo dell'induttore nel convertitore flyback. Quindi, come è mostrato dalle forme d'onda della fig. 10.8, il flusso nel nucleo dell'induttore cresce linearmente dal suo valore iniziale  $\phi(0)$ , che ha un valore non nullo e positivo:

$$\phi(t) = \phi(0) + \frac{V_d}{N_1} t \quad 0 < t < t_{on} \quad (10.1)$$

e il valore massimo del flusso  $\hat{\phi}$  alla fine dell'intervallo di chiusura è dato da:

$$\hat{\phi} = \phi(t_{on}) = \phi(0) + \frac{V_d}{N_1} t_{on} \quad (10.2)$$

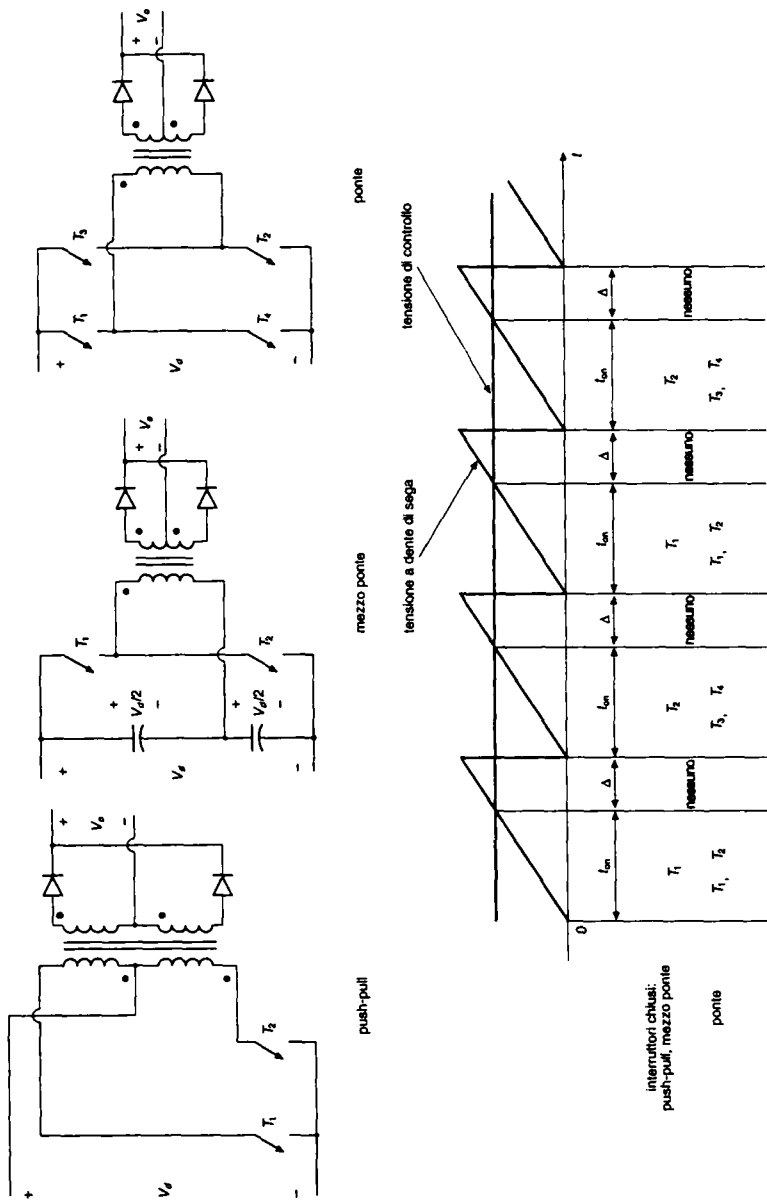


Fig. 10.5 Schema PWM usato nei convertitori dc-dc, dove l'uscita del convertitore viene raddrizzata per produrre un segnale in continua.

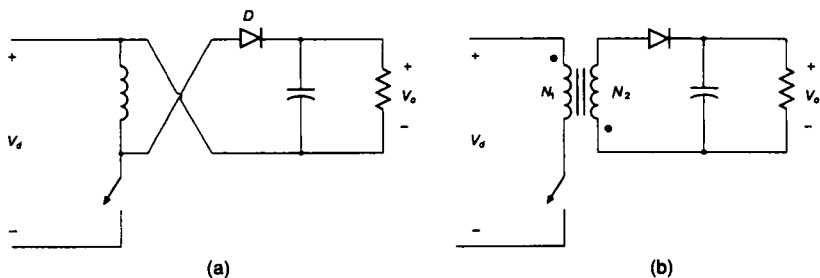


Fig. 10.6 Convertitore flyback.

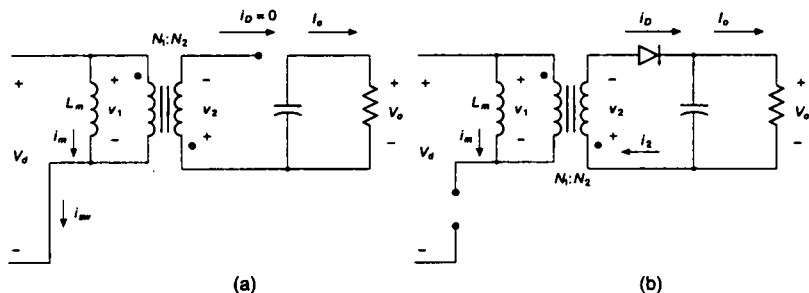


Fig. 10.7 Stati del circuito di un convertitore flyback: a) interruttore chiuso, b) interruttore aperto.

Dopo  $t_{on}$ , l'interruttore viene aperto e l'energia immagazzinata nel nucleo causa la circolazione della corrente nell'avvolgimento secondario attraverso il diodo  $D$ , come mostrato nella fig. 10.7b. La tensione sull'avvolgimento secondario è  $v_2 = -V_0$  e quindi il flusso decresce linearmente durante  $t_{off}$ :

$$\phi(t) = \hat{\phi} - \frac{V_0}{N_2}(t - t_{on}) \quad t_{on} < t < T_s \quad (10.3)$$

e

$$\phi(T_s) = \hat{\phi} - \frac{V_0}{N_2}(T_s - t_{on}) \quad (10.4)$$

$$= \phi(0) + \frac{V_d}{N_1} t_{on} - \frac{V_0}{N_2}(T_s - t_{on}) \quad (\text{usando l'eq.10.2}) \quad (10.5)$$

Dato che la variazione complessiva di flusso nel nucleo, estesa a un periodo, in regime permanente, deve essere uguale a zero, si ha:

$$\phi(T_s) = \phi(0) \quad (10.6)$$

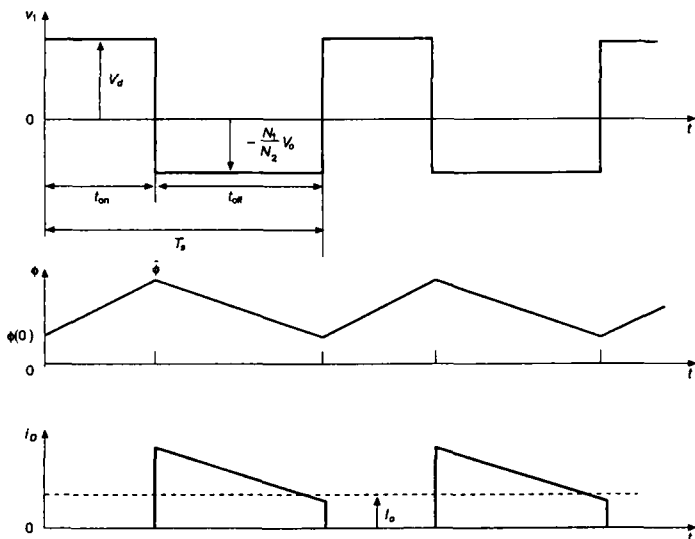


Fig. 10.8 Forme d'onda di un convertitore flyback.

Quindi, dalle eqq. 10.5 e 10.6 si ricava:

$$\frac{V_0}{V_d} = \frac{N_2}{N_1} \frac{D}{1-D} \quad (10.7)$$

dove  $D = t_{\text{on}}/T_s$  è il duty cycle della valvola. L'eq. 10.7 mostra che in un convertitore flyback il rapporto di trasferimento della tensione dipende da  $D$  nello stesso modo che nel convertitore buck-boost.

Le forme d'onda della tensione e della corrente mostrate nella fig. 10.8 possono essere ricavate dalle equazioni che seguono. Durante l'intervallo di chiusura, la tensione del primario del trasformatore è  $v_1 = V_d$ . Quindi, la corrente nell'induttore sale linearmente dal suo valore iniziale  $I_m(0)$ :

$$i_m(t) = i_{\text{sw}}(t) = I_m(0) + \frac{V_d}{L_m} t \quad 0 < t < t_{\text{on}} \quad (10.8)$$

e

$$\hat{I}_m = \hat{I}_{\text{sw}} = I_m(0) + \frac{V_d}{L_m} T_{\text{on}} \quad (10.9)$$

Durante l'intervallo di apertura, la corrente dell'interruttore scende a zero per cui si ha  $v_1 = -(N_1/N_2)V_0$ . Quindi  $i_m$  e la corrente del diodo  $i_D$  possono essere espresse durante  $t_{\text{on}} < t < T_s$  nel modo seguente:

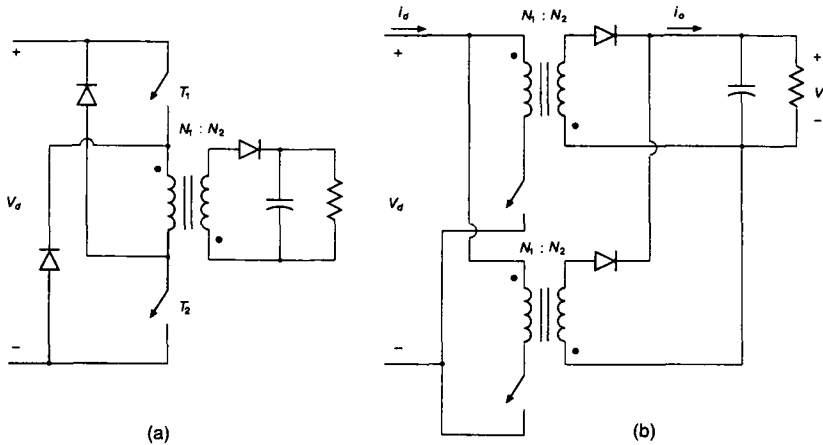


Fig. 10.9 Altre topologie di flyback: (a) convertitore flyback con due transistor, (b) convertitori flyback in parallelo.

$$i_m(t) = \hat{I}_m - \frac{V_0(N_1/N_2)}{L_m}(t - t_{on}) \quad (10.10)$$

e

$$i_D(t) = \frac{N_1}{N_2} i_m(t) = \frac{N_1}{N_2} \left[ \hat{I}_m - \frac{V_0(N_1/N_2)}{L_m}(t - t_{on}) \right] \quad (10.11)$$

Poiché la corrente media del diodo è uguale a  $I_o$ , dall'eq. 10.11 si ottiene:

$$\hat{I}_m = \hat{I}_{sw} = \frac{N_2}{N_1} \frac{1}{1-D} I_o + \frac{N_1}{N_2} \frac{(1-D)T_s}{2L_m} V_0 \quad (10.12)$$

La tensione sull'interruttore durante l'intervallo di apertura è uguale a

$$v_{sw} = V_d + \frac{N_1}{N_2} V_0 = \frac{V_d}{1-D} \quad (10.13)$$

#### 10.4.2.1 Altre topologie di convertitori flyback

Due modifiche della topologia dei convertitori flyback sono mostrate nella fig. 10.9. Un'altra topologia di tipo flyback che bene si adatta ad applicazioni con basse tensioni d'uscita è discussa nel titolo del punto 5 della bibliografia.

##### Convertitori flyback con due transistor

La fig. 10.9a mostra una versione di convertitore flyback con due transistor, dove  $T_1$  e  $T_2$  sono aperti e chiusi simultaneamente. Il vantaggio di una simile topologia rispetto a quella del convertitore flyback con un unico transistor discussa in precedenza, è che la



tensione nominale degli interruttori è la metà di quella della versione con un unico transistor. Inoltre, poiché esiste un percorso per la corrente nei diodi connessi all'avvolgimento primario, non è necessario avere su di esso un circuito di snubber per dissipare l'energia accumulata nell'induttanza di dispersione dell'avvolgimento primario del trasformatore (si veda il riferimento 17 della bibliografia).

### *Convertitori flyback in parallelo*

Per elevati livelli di potenza, può essere utile disporre in parallelo due o più convertitori flyback invece di utilizzare una singola unità di grande potenza.

Alcuni vantaggi della disposizione in parallelo, non limitati soltanto ai convertitori flyback, sono elencati qui di seguito. Tale disposizione: (a) fornisce una più elevata affidabilità del sistema dovuta alla ridondanza; (b) aumenta la frequenza effettiva di commutazione e quindi diminuiscono le pulsazioni della corrente all'ingresso e/o all'uscita; (c) permette di standardizzare moduli di piccola potenza che, in un certo numero, possono essere messi in parallelo per fornire una potenza più elevata.

Il problema della forma d'onda della corrente tra convertitori in parallelo può essere risolto mediante un controllo di corrente, che è discusso più avanti in questo capitolo.

La fig. 10.9b mostra due convertitori flyback in parallelo; questi funzionano alla stessa frequenza di commutazione, ma gli interruttori nei due convertitori sono chiusi in istanti ritardati di un semiperiodo l'uno dall'altro. Ciò permette di migliorare le forme d'onda della corrente d'ingresso e d'uscita (si veda il problema 10.4).

### 10.4.3 Convertitori *forward* (derivati da convertitori abbassatori-*step-down*)

La fig. 10.10 mostra un convertitore forward ideale. Come sarà discusso brevemente, in questi convertitori è necessario considerare la corrente di magnetizzazione del trasformatore.

Inizialmente, assumendo ideale il trasformatore, quando l'interruttore è chiuso,  $D_1$  è polarizzato direttamente e  $D_2$  inversamente.

Quindi, nella fig. 10.10 si ha:

$$v_L = \frac{N_2}{N_1} V_d - V_0 \quad 0 < t < t_{on} \quad (10.14)$$

Tale tensione è positiva, quindi  $i_L$  cresce. Quando l'interruttore è aperto, la corrente  $i_L$  circola nel diodo  $D_2$  e si ha:

$$v_L = -V_0 \quad t_{on} < t < T_s \quad (10.15)$$

Tale tensione è negativa e causa una diminuzione lineare di  $i_L$ . Uguagliando a zero l'integrale esteso ad un periodo della tensione dell'induttore, dalle eqq. 10.14 e 10.15 si ottiene:

$$\frac{V_0}{V_d} = \frac{N_2}{N_1} D \quad (10.16)$$

L'equazione 10.16 mostra che il rapporto di tensione in un convertitore forward è proporzionale al duty cycle dell'interruttore  $D$ , come si ha anche in un convertitore abbassatore.

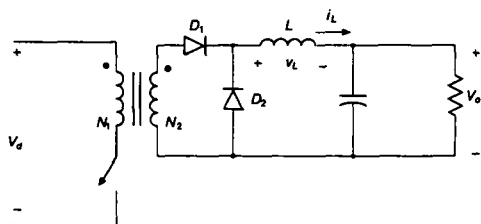


Fig. 10.10 Convertitore forward ideale.

Un altro modo per ottenere l'espressione del rapporto di tensione prevede di uguagliare il valore medio di  $v_{oi}$  (definito nella fig. 10.11b) a  $V_o$  in un periodo di tempo, ricordando che il valore medio di  $v_L$  è zero.

In un convertitore forward reale, per garantire un corretto funzionamento si deve tenere conto della corrente di magnetizzazione del trasformatore, altrimenti l'energia immagazzinata nel nucleo del trasformatore ha come conseguenza il malfunzionamento del convertitore stesso. Una modalità che consente il recupero dell'energia magnetica del trasformatore per restituirla alla linea di alimentazione è mostrata nella fig. 10.11a.

Tale soluzione richiede un terzo avvolgimento di smagnetizzazione. La fig. 10.11b mostra il trasformatore nel quale sono state trascurate le induttanze di dispersione.

Quando l'interruttore è chiuso si ha:

$$v_1 = v_d \quad 0 < t < t_n \quad (10.17)$$

e  $i_m$  cresce linearmente da zero a  $I_m$  come mostra la fig. 10.11c.

Quando l'interruttore è aperto si ha  $i_1 = -i_m$ . Con la convenzione di misura della corrente mostrata nella fig. 10.11b, si ha  $N_1 i_1 + N_3 i_3 = N_2 i_2$ . Per la presenza di  $D_1$ ,  $i_2 = 0$  e quindi si ricava:

$$i_3 = \frac{N_1}{N_3} i_m \quad (10.18)$$

che fluisce attraverso  $D_3$  verso la sorgente di alimentazione in continua. Durante l'intervallo di tempo  $t_m$  della fig. 10.11c quando circola  $i_3$ , la tensione sul primario del trasformatore e su  $L_m$  è

$$v_1 = -\frac{N_1}{N_3} V_d \quad t_{on} < t < t_{on} + t_m \quad (10.19)$$

Una volta che il trasformatore si smagnetizza,  $i_m = 0$  e  $v_1 = 0$ . L'intervallo di tempo  $t_m$  può essere calcolato ricordando che l'integrale, esteso a un periodo, della tensione  $v_1$  su  $L_m$  deve essere uguale a zero. Usando le eqq. 10.17 e 10.19 si ottiene:

$$\frac{t_m}{T_s} = \frac{N_3}{N_1} D \quad (10.20)$$

Se il trasformatore è completamente smagnetizzato prima che inizi il ciclo successivo, il valore massimo che  $t_m/T_s$  può raggiungere è  $1 - D$ . Quindi, usando l'eq. 10.20, il massimo duty cycle  $D_{max}$  per un dato rapporto di spire  $N_3/N_1$  è

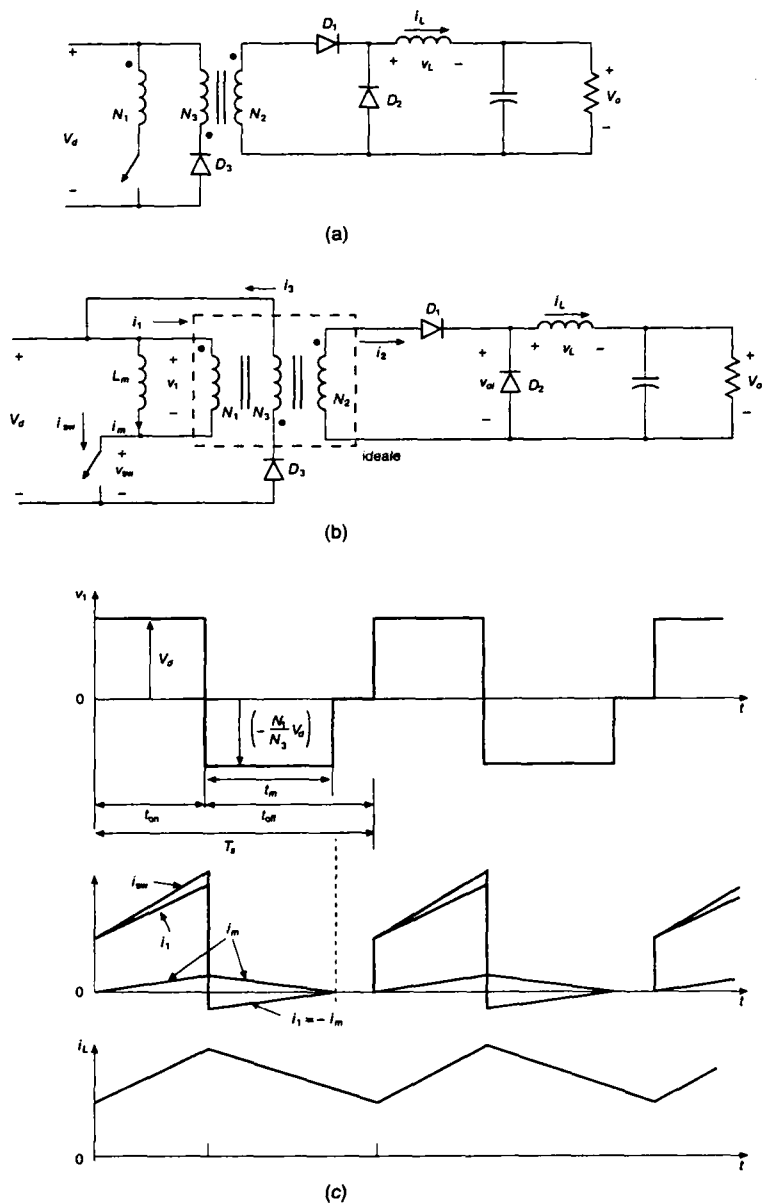


Fig. 10.11 Convertitore forward reale.

$$(1 - D_{\max}) = \frac{N_3}{N_1} D_{\max}$$

oppure

$$D_{\max} = \frac{1}{1 + N_3 / N_1} \quad (10.21)$$

L'analisi precedente mostra che con un uguale numero di spire del primario e degli avvolgimenti smagnetizzanti ( $N_1 = N_3$ , una regola consueta), il massimo duty cycle in simili convertitori è limitato a 0.5.

Si noti che, poiché non c'è bisogno di avere un elevato isolamento galvanico tra il primario e gli avvolgimenti smagnetizzanti, questi due possono essere avvolti in modo bifilare in modo da rendere minime le induttanze di dispersione tra i due avvolgimenti.

L'avvolgimento smagnetizzante richiede un filo di sezione molto più piccola poiché è percorso dalla sola corrente di smagnetizzazione. Si noti che considerando anche l'induttanza di magnetizzazione, il rapporto di trasformazione della tensione  $V_o/V_d$  rimane comunque uguale a quello dato dall'eq. 10.16, che è stato ottenuto assumendo ideale il trasformatore. Invece di usare un terzo avvolgimento smagnetizzante, l'energia del nucleo può essere dissipata in un diodo zener connesso in parallelo all'interruttore.

#### 10.4.3.1 Altre topologie di convertitori forward

Alcune delle modifiche tipiche alla topologia dei convertitori forward sono mostrate nella fig. 10.12.

##### *Convertitore forward con due interruttori*

Come è mostrato nella fig. 10.12a, i due interruttori sono chiusi e aperti simultaneamente. La tensione nominale di ciascuno degli interruttori è la metà di quella della configurazione ad interruttore unico. La caratteristica più importante è che, quando gli interruttori sono aperti, le correnti di magnetizzazione circolano verso l'ingresso dell'alimentatore attraverso i diodi, eliminando così la necessità di avere un avvolgimento separato di smagnetizzazione o circuiti snubber.

##### *Convertitori forward in parallelo*

Mettendo in parallelo due o più convertitori forward si possono ottenere gli stessi vantaggi di quelli discussi nel paragrafo sui convertitori flyback. La fig. 10.12b mostra due convertitori forward in parallelo i cui interruttori sono chiusi in istanti ritardati di un semiperiodo l'uno all'altro. All'uscita, può essere usato un comune filtro, riducendo così in modo significativo la dimensione del condensatore e dell'induttore di filtro (si veda il problema 10.7).

#### 10.4.4 Convertitori push-pull (derivati dai convertitori abbassatori)

La fig. 10.13a mostra la configurazione del circuito per un convertitore dc-dc push-pull nel quale l'inverter push-pull del capitolo 8 è usato per produrre un'onda quadra alternata sul primario del trasformatore ad alta frequenza.

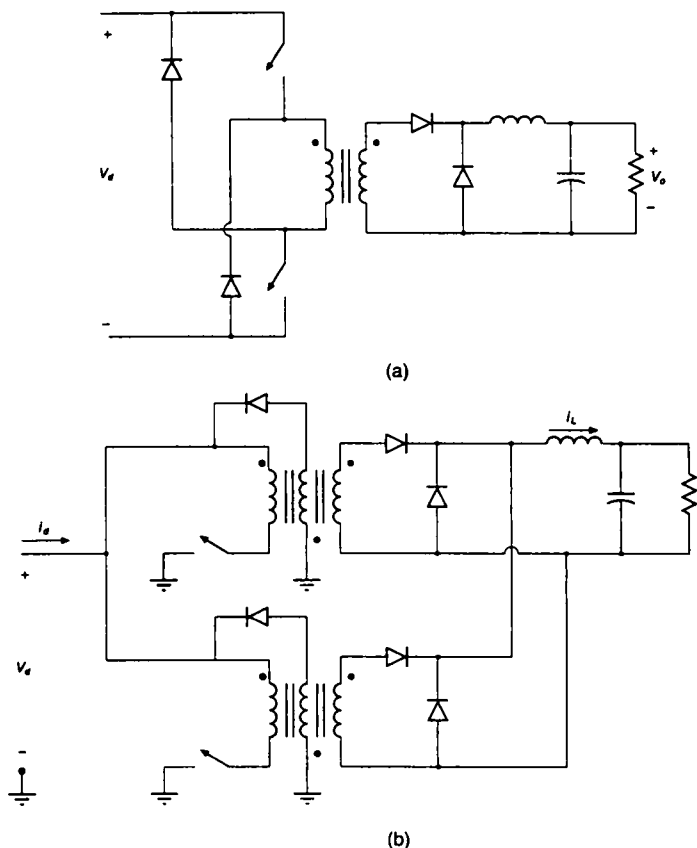


Fig. 10.12 Altre topologie di convertitori forward: (a) convertitore forward con due interruttori, (b) convertitori forward in parallelo.

Per regolare la tensione d'uscita è utilizzata la tecnica di modulazione PWM descritta dalla fig. 10.5. Si ricorre inoltre ad un trasformatore a presa centrale, che permette di ottenere la caduta di tensione di un solo diodo sul lato del secondario.

Nella fig. 10.13a, quando  $T_1$  è chiuso conduce  $D_1$ , mentre  $D_2$  è polarizzato inversamente. Questo permette di ottenere  $v_{oi} = (N_2 / N_1)V_d$  come mostrato nella fig. 10.13b. Quindi, la tensione sull'induttore di filtro è data da

$$v_L = \frac{N_2}{N_1} V_d - V_0 \quad 0 < t < t_{on} \quad (10.22)$$

e  $i_L$  attraverso  $D_1$  cresce linearmente come mostrato dalla fig. 10.13b.

Durante l'intervallo  $\Delta$  quando entrambi gli interruttori sono aperti, la corrente dell'induttore si ripartisce egualmente tra i due semi-avvolgimenti secondari e  $v_{oi} = 0$ .

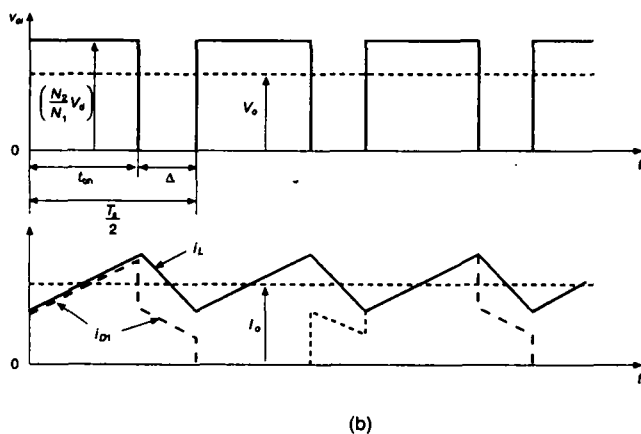
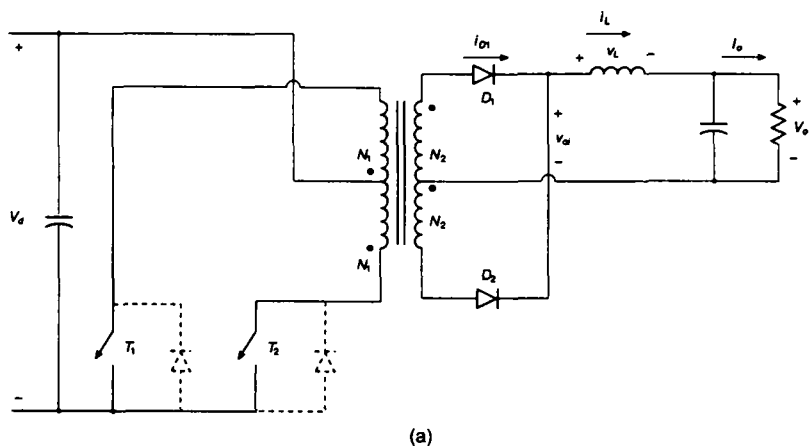


Fig. 10.13 Convertitore push-pull.

Quindi durante l'intervallo di tempo  $t_{on} < t < t_{on} + \Delta$  si ha:

$$v_L = -V_0 \quad (10.23)$$

e

$$i_{D1} = i_{D2} = \frac{1}{2} i_L \quad (10.24)$$

Il semiperiodo successivo è formato da  $t_{on}$  (durante il quale  $T_2$  è chiuso) e dall'intervallo  $\Delta$ . Le forme d'onda si ripetono con un semiperiodo  $(1/2) T_s$  e si ha:

$$t_{\text{on}} + \Delta = \frac{1}{2}T_s \quad (10.25)$$

Uguagliando a zero l'intervallo di tempo della tensione dell'induttore durante un periodo di  $(1/2)T_s$  con l'uso delle eqq. 10.22, 10.23 e 10.25 si ottiene:

$$\frac{V_0}{V_d} = 2 \frac{N_2}{N_1} D \quad 0 < D < 0.5 \quad (10.26)$$

dove  $D = t_{\text{on}}/T_s$  è il duty cycle degli interruttori 1 e 2 e il valore massimo che può essere ottenuto è 0.5 (in realtà, per mantenerne un piccolo tempo di spegnimento ed evitare che entrambi gli interruttori si chiudano simultaneamente,  $D$  deve essere tenuto più piccolo di 0.5). Il valore medio della forma d'onda di  $v_{oi}$  nella fig. 10.13b è uguale a  $V_0$ .

Si noti che nell'inverter push-pull del capitolo 8, i diodi di ricircolo connessi in antiparallelo agli interruttori erano necessari per trasportare la corrente reattiva e il loro intervallo di conduzione era inversamente proporzionale al fattore di potenza del carico d'uscita.

Nel convertitore push-pull dc-dc, questi diodi, disegnati con tratteggio nella fig. 10.13a, sono necessari per stabilire un percorso per la corrente dovuta al flusso di dispersione del trasformatore.

Nei circuiti push-pull, in conseguenza di piccole, ma inevitabili differenze nei tempi di commutazione degli interruttori  $T_1$  e  $T_2$ , c'è sempre uno squilibrio tra i valori di picco delle due correnti degli interruttori.

Questo squilibrio può essere eliminato mediante un controllo di corrente, che è discusso più avanti in questo capitolo.

#### 10.4.5 Convertitore a mezzo ponte (derivato dal convertitore abbassatore)

La fig. 10.14a mostra un convertitore dc-dc a mezzo ponte. Come discusso nel capitolo 8 a proposito degli inverter a mezzo ponte, i condensatori  $C_1$  e  $C_2$  definiscono un punto a tensione intermedia tra zero e la tensione dc d'ingresso.

Gli interruttori  $T_1$  e  $T_2$  sono chiusi alternativamente, ciascuno per un intervallo  $t_{\text{on}}$ . Con  $T_1$  chiuso,  $v_{oi} = (N_2/N_1)(V_d/2)$  come mostrato nella fig. 10.14b e quindi si ha:

$$v_L = \frac{N_2}{N_1} \frac{V_d}{2} - V_0 \quad 0 < t < t_{\text{on}} \quad (10.27)$$

Durante l'intervallo  $\Delta$ , quando entrambi gli interruttori sono aperti, la corrente dell'induttore si divide egualmente tra i due semi-avvolgimenti secondari. Supponendo ideali i diodi,  $v_{oi} = 0$ , e quindi si ha:

$$v_L = -V_0 \quad t_{\text{on}} < t < t_{\text{on}} + \Delta \quad (10.28)$$

A regime, le forme d'onda si ripetono con un periodo  $(1/2)T_s$  e si ha:

$$t_{\text{on}} + \Delta = \frac{1}{2}T_s \quad (10.29)$$

Uguagliando a zero l'integrale della tensione sull'induttore esteso a un periodo di funzionamento e usando le eqq. dalla 10.27 alla 10.29 si ottiene:

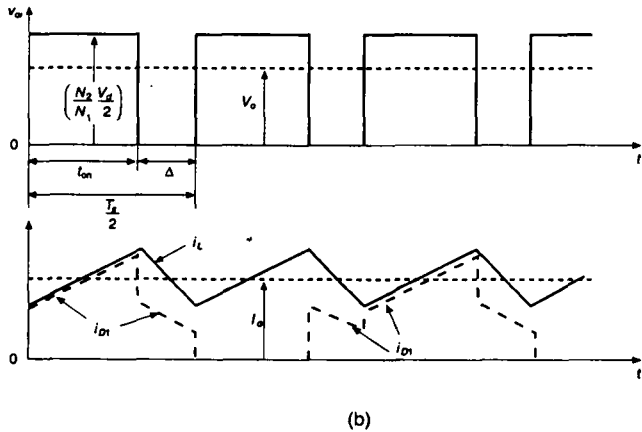
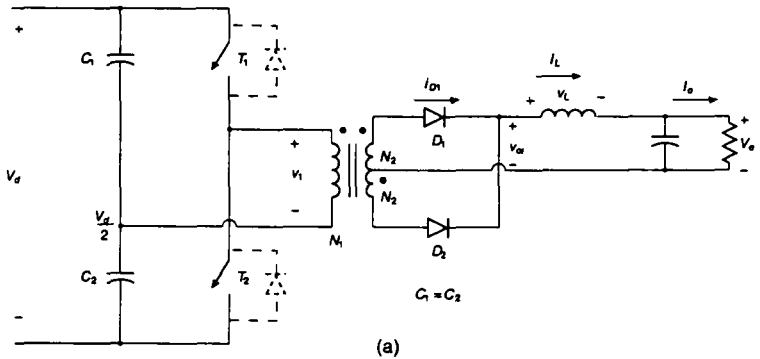


Fig. 10.14 Convertitore dc-dc a mezzo ponte.

$$\frac{V_0}{V_d} = \frac{N_2}{N_1} D \quad (10.30)$$

dove  $D = t_{on}/T_s$  e  $0 < D < 0.5$ . Il valore medio di  $v_{o1}$  di fig 10.14b è uguale a  $V_0$ .

I diodi in antiparallelo agli interruttori  $T_1$  e  $T_2$  sono usati per protezione, come nel convertitore push-pull.

#### 10.4.6 Convertitore a ponte (derivato dal convertitore abbassatore)

La fig. 10.15a mostra un convertitore a ponte nel quale  $(T_1, T_2)$  e  $(T_3, T_4)$  sono azionati alternativamente in coppia, a una determinata frequenza di commutazione.



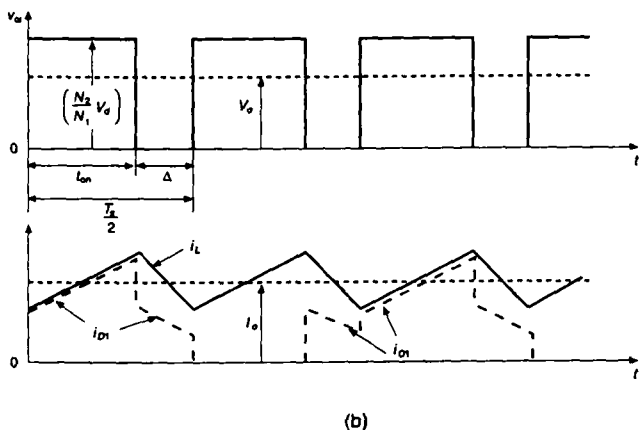
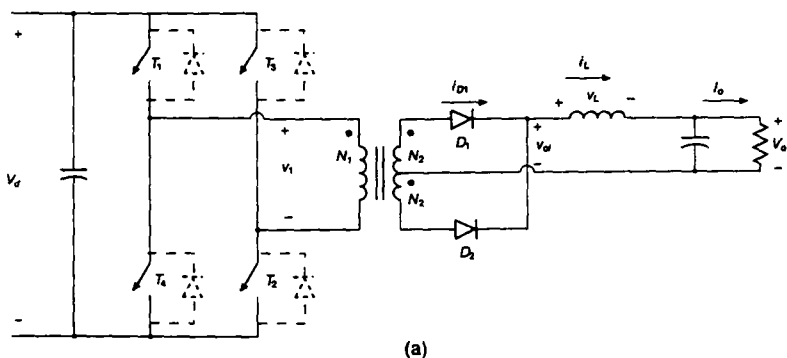


Fig. 10.15 Convertitore a ponte intero.

Quando  $(T_1, T_2)$  oppure  $(T_3, T_4)$  sono chiusi,  $v_{o1} = (N_2 / N_1)V_d$  come mostrato nella fig. 10.15b, e quindi

$$v_L = \frac{N_2}{N_1} V_d - V_0 \quad 0 < t < t_{on} \quad (10.31)$$

Quando entrambe le coppie di interruptori sono aperte, la corrente nell'induttore si divide egualmente tra i due semi-avvolgimenti secondari. Supponendo ideali i diodi,  $v_{o1} = 0$  e quindi

$$v_L = -V_0 \quad t_{on} < t < t_{on} + \Delta \quad (10.32)$$

Eguagliando a zero l'integrale della tensione sull'induttore esteso a un periodo di funzionamento a regime e ricordando che  $t_{on} + \Delta = (1/2) T_s$  si ha:

$$\frac{V_o}{V_d} = 2 \frac{N_2}{N_1} D \quad (10.33)$$

dove  $D = t_{on}/T_s$  e  $0 < D < 0.5$ . Il valore medio di  $v_{oi}$  di fig. 10.15b è uguale a  $V_o$ .

I diodi connessi in antiparallelo con gli interruttori (disegnati con tratteggio) creano un percorso di passaggio per la corrente dovuta all'energia associata all'induttanza di dispersione dell'avvolgimento primario. Confrontando il convertitore a ponte (FB: *Full-Bridge*) con quello a mezzo ponte (HB: *Half-Bridge*), per le stesse tensioni e potenze nominali d'ingresso e d'uscita si ha la seguente relazione tra i due rapporti spire:

$$\left( \frac{N_2}{N_1} \right)_{HB} = 2 \left( \frac{N_2}{N_1} \right)_{FB} \quad (10.34)$$

Trascurando il ripple nella corrente che circola nell'induttore del filtro d'uscita e supponendo che la corrente di magnetizzazione sia trascurabile in entrambi i circuiti, le correnti negli interruttori  $I_{SW}$  sono date da

$$(I_{SW})_{HB} = 2(I_{sw})_{FB} \quad (10.35)$$

In entrambi i convertitori, è presente sugli interruttori la tensione d'ingresso  $V_d$ ; tuttavia, questi, nel convertitore a mezzo ponte, devono sopportare una corrente che è almeno doppia di quella del convertitore a ponte. Quindi, con potenze nominali elevate, può essere vantaggioso usare il convertitore a ponte piuttosto che quello a mezzo ponte per ridurre il numero di valvole in parallelo.

### 10.4.7 Convertitori dc-dc a corrente impressa

I convertitori dc-dc (derivati dalla topologia del convertitore abbassatore) discussi nei paragrafi precedenti sono alimentati da un generatore di tensione e sono quindi convertitori a tensione impressa. Inserendo un induttore all'ingresso del circuito push-pull, come è mostrato nella fig. 10.16, e facendo funzionare gli interruttori ad un duty cycle più grande di 0.5, il convertitore modifica il funzionamento diventando a corrente impressa.

In questo caso, l'ipotesi di  $D$  maggiore di 0.5 implica una conduzione simultanea dei due interruttori superiori, che era rigorosamente evitata nel normale convertitore push-pull a tensione impressa. Quando entrambi gli interruttori sono chiusi, la tensione sulle due parti dell'avvolgimento primario diventa zero. La corrente d'ingresso  $i_d$  cresce linearmente e l'energia è immagazzinata nell'induttore di ingresso. Quando solo uno dei due interruttori è in conduzione, il generatore di tensione d'ingresso e l'energia immagazzinata nell'induttore alimentano lo stadio d'uscita. Quindi, questo circuito funziona in modo simile al convertitore elevatore (*step-up*) del capitolo 7. Nella modalità di conduzione continua della corrente, si può trovare che il rapporto di trasformazione della tensione vale (si veda il problema 10.9)

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{N_2}{N_1} \frac{1}{2(1-D)} \quad D > 0.5 \quad (10.36)$$

Tale valore è simile al rapporto di trasformazione della tensione di un convertitore elevatore. I convertitori a corrente impressa hanno lo svantaggio di avere un basso rapporto potenza/peso rispetto ai convertitori a tensione impressa.

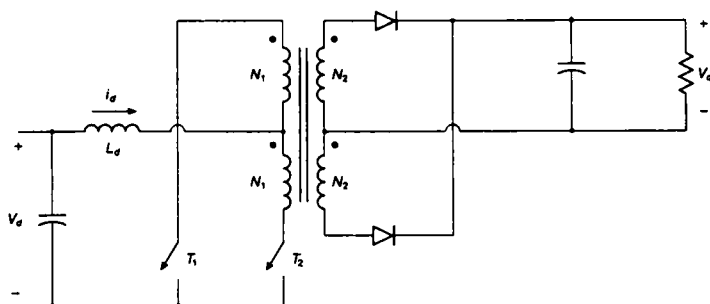


Fig. 10.16 Convertitore a corrente impressa ( $D > 0.5$ ).

#### 10.4.8 Scelta del nucleo del trasformatore nei convertitori dc-dc con isolamento galvanico

È desiderabile avere trasformatori di potenza caratterizzati da peso modesto, piccola dimensione e basse perdite. Il motivo per cui si impiegano elevate frequenze di commutazione è proprio quello di ridurre la dimensione del trasformatore di potenza e dei componenti di filtro. Se questi vantaggi sono conseguiti, le perdite nel nucleo del trasformatore rimangono basse anche ad alte frequenze.

Per costruire i nuclei del trasformatore sono comunemente usate le ferriti, come ad esempio la 3C8. Come nella fig. 10.4a, anche nella fig. 10.17a mostra un tipico ciclo d'isteresi  $B$ - $H$  per questo tipo di materiale, nel quale l'induzione (densità di flusso)  $B_m$  oltre la quale si ha la saturazione è compresa in un intervallo di  $0.2 + 0.4 \text{ Wb/m}^2$  e l'induzione residua è compresa in un intervallo di  $0.1 + 0.2 \text{ Wb/m}^2$ . In fig. 10.17b, è rappresentata la perdita per unità di peso per alcune frequenze di commutazione in funzione di  $(\Delta B)_{\max}$ , dove  $(\Delta B)_{\max}$  è l'oscillazione massima dell'induzione magnetica attorno al suo valore medio durante ogni periodo alla frequenza di commutazione  $f_s$ . In generale, l'espressione della perdita nel nucleo per unità di peso oppure per unità di volume è data da

$$\text{perdite specifiche nel nucleo} = k f_s^a [(\Delta B)_{\max}]^b \quad (10.37)$$

dove gli esponenti  $a$  e  $b$ , ed il coefficiente  $k$  dipendono dal tipo di materiale.

Un convertitore forward (con  $N_1 = N_3$  nella fig. 10.11a) è scelto come esempio rappresentativo del caso di eccitazione unidirezionale del nucleo, ed un convertitore a ponte come esempio nel caso di eccitazione bidirezionale del nucleo. Con duty cycle di 0.5, le escursioni massime di induzione sono calcolate usando le forme d'onda mostrate nelle figg. 10.18a e 10.18b, dove  $v_1$  è la tensione sull'avvolgimento primario. In entrambi i convertitori si ha:

$$(\Delta B)_{\max} = \frac{V_d}{4N_1 A_c f_s} \quad (\text{con } D = 0.5) \quad (10.38)$$

dove  $A_c$  è la sezione trasversale del nucleo e  $N_1$  è il numero delle spire dell'avvolgimento primario. In un convertitore forward con eccitazione unidirezionale del nucleo, le forme d'onda della fig. 10.18a e il ciclo d'isteresi  $B$ - $H$  impongono che sia:

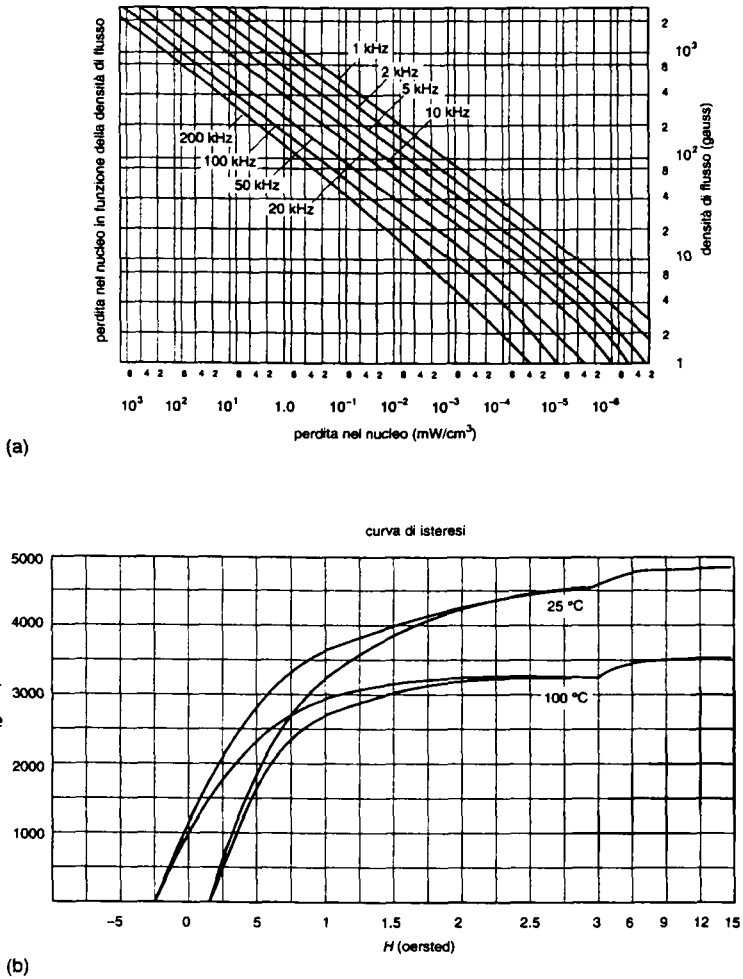


Fig. 10.17 Curve caratteristiche della ferrite 3C8: (a) ciclo  $B$ - $H$ , (b) curve di perdita del nucleo.

(Fonte: Ferroxcube Division of Amperex Electronic Corporation).

$$(\Delta B)_{\max} < \frac{1}{2}(B_m - B_r) \quad (10.39a)$$

Nel convertitore a ponte con eccitazione bidirezionale del nucleo si ha:

$$(\Delta B)_{\max} < B_m \quad (10.39b)$$

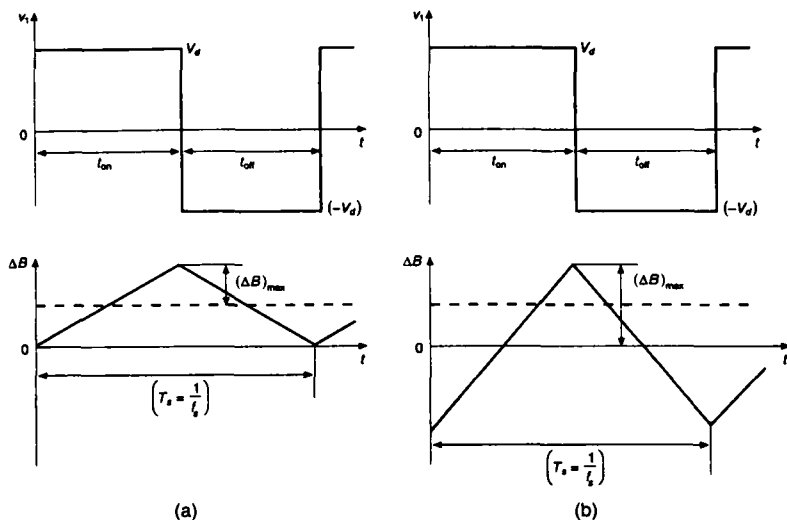


Fig. 10.18 Eccitazione del nucleo: (a) convertitore forward,  $D = 0.5$ , (b) convertitore a ponte,  $D = 0.5$ .

Basandosi sulle precedenti considerazioni, rispetto alle proprietà desiderate del nucleo si può giungere alle conclusioni riportate qui di seguito.

- 1) Un valore elevato dell'induzione  $B_m$  consente di avere un ampio  $(\Delta B)_{\max}$ , da cui, secondo l'eq. 10.38, consegue una  $A_c$  piccola e quindi una dimensione minore del nucleo.
- 2) Per frequenze di commutazione inferiori a 100 kHz, per esempio,  $(\Delta B)_{\max}$  è limitato da  $B_m$ . Quindi una frequenza di commutazione più elevata nell'eq. 10.38 comporta una sezione del nucleo inferiore. Tuttavia, per frequenze di commutazione superiori a 100 kHz, si sceglie un valore più piccolo di  $(\Delta B)_{\max}$  per limitare le perdite nel nucleo indicate nella fig. 10.17b.
- 3) In un convertitore forward nel quale il nucleo è eccitato solo in una direzione,  $(\Delta B)_{\max}$  è limitato da  $B_m - B_r$ . Quindi, per questo è importante usare un nucleo con un basso valore di induzione residua  $B_r$ , a meno di non usare un meccanismo complesso di smagnetizzazione. In pratica si introduce nel nucleo un piccolo traferro che linearizza la caratteristica del nucleo e abbassa  $B_r$  (si veda il problema 10.11).

Nei convertitori con eccitazione bidirezionale del nucleo, la presenza di un traferro previene la saturazione all'avviamento e in condizioni transitorie, ma non previene la saturazione del nucleo se c'è uno squilibrio delle aree sottese dalla tensione [Vs] durante i due semiperiodi di funzionamento (uno squilibrio di questo tipo implica che una componente continua di tensione è applicata al nucleo del trasformatore).

In una realizzazione pratica vi sono parecchie cause per simili squilibri, come disuguali cadute di tensione durante la conduzione oppure disuguali tempi di commutazione degli interruttori.

Il modo migliore per evitare la saturazione del nucleo dovuta a queste limitazioni pratiche è quello di rilevare le correnti, come avviene in un controllo in corrente discusso in un paragrafo successivo in questo capitolo. L'uso di un appropriato circuito di controllo integrato IC (*Integrated Circuit*) elimina anche la saturazione all'avviamento ed in condizioni transitorie.

Un altro modo per prevenire la saturazione del nucleo dovuta allo squilibrio di tensione prevede di usare un condensatore di blocco posto in serie con l'avvolgimento primario degli inverter ed a ponte.

Il condensatore di blocco deve essere scelto in modo appropriato: non deve essere di capacità troppo elevata da diventare inefficace nei transistori, e non deve essere di capacità piccola da procurare una caduta di tensione alternata elevata in condizioni di regime. Nei convertitori push-pull, il controllo in corrente è usato per evitare che le correnti negli interruttori diventino disuguali.

Nel nucleo dell'induttore a due avvolgimenti di un convertitore flyback deve essere presente un traferro per consentire l'immagazzinamento di energia. In presenza di questo traferro, che è più grande di quello dei convertitori precedenti, l'induzione residua  $B_r$  è essenzialmente nulla e le caratteristiche  $B-H$  sono in pratica lineari.

L'induttanza necessaria per consentire un funzionamento esclusivamente in modalità discontinua (modalità di completa smagnetizzazione) può essere calcolata in funzione delle tensioni e frequenze di commutazione del convertitore (si vedano i problemi alla fine del capitolo).

## 10.5 Controllo degli alimentatori switching

Le tensioni d'uscita di un alimentatore in continua sono controllate in modo da rimanere all'interno di un determinato intervallo di tolleranza (ad es.  $\pm 1\%$  intorno al valore nominale) in risposta a cambiamenti del carico o delle tensioni della linea d'ingresso.

Si ottiene questo risultato usando un sistema di controllo in anello chiuso a retroazione negativa, mostrato nella fig. 10.19a, nel quale l'uscita  $v_o$  è confrontata con il suo valore di riferimento  $V_o, ref$ . Lo stadio di amplificazione dell'errore genera la tensione di controllo  $v_c$ , che è usata per regolare il duty cycle  $d$  dell'interruttore (o degli interruttori) del convertitore. Se lo stadio di potenza del convertitore a commutazione della fig. 10.19a può essere linearizzato, allora si possono usare il criterio di stabilità di Nyquist e i diagrammi di Bode per determinare le appropriate compensazioni nell'anello di retroazione per una determinata condizione di regime e per le risposte ai transitori.

Middlebrook, Cúk e i loro colleghi del California Institute of Technology [10] hanno sviluppato una tecnica per il calcolo dell'andamento medio nello spazio di stato (*averaging state-space*) che permette di ottenere un modello lineare per piccoli segnali dello stadio di potenza (compreso il filtro d'uscita) della fig. 10.19a, attorno ad un punto di funzionamento.

In modo analogo, anche il controllore PWM della fig. 10.19a può essere linearizzato attorno a un punto di funzionamento a regime.

Quindi, ogni blocco della fig. 10.19a può essere rappresentato mediante una funzione di trasferimento come mostrato nella fig. 10.19b, nella quale le grandezze di piccolo segnale sono rappresentate con la notazione " $\sim$ ".

Un altro metodo di linearizzazione del circuito è l'uso di un modello medio dell'interruttore comandato in PWM (si vedano i titoli dei punti 11 e 12 della bibliografia).

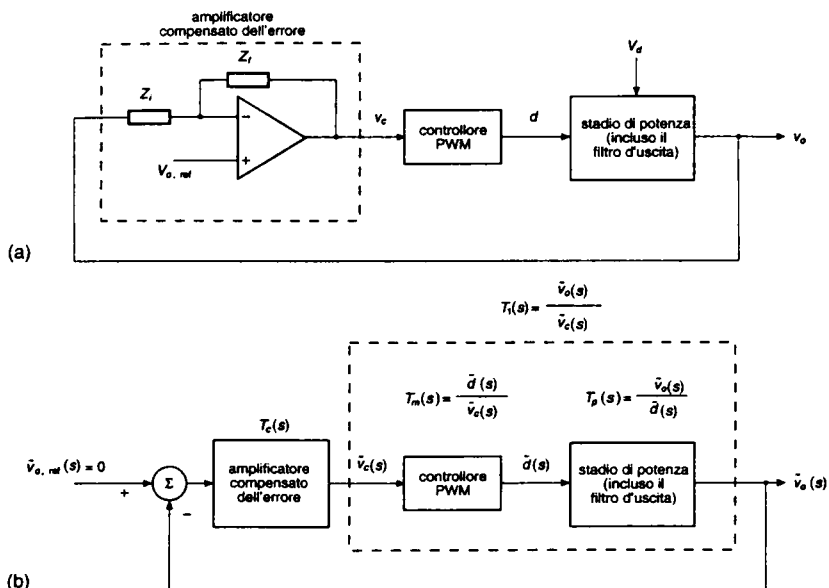


Fig. 10.19 Regolazione della tensione: (a) sistema di controllo con retroazione, (b) sistema di controllo con retroazione linearizzata.

### 10.5.1 Linearizzazione dello stadio di potenza con filtro d'uscita, con metodo *state-space averaging* per ottenere $\tilde{v}_o(s)/\tilde{d}(s)$

Lo scopo dell'analisi che segue è quello di ottenere la funzione di trasferimento per piccoli segnali  $\tilde{v}_o(s)/\tilde{d}(s)$ , dove  $\tilde{v}_o$  e  $\tilde{d}$  sono, rispettivamente, piccole perturbazioni nella tensione d'uscita  $v_o$  e del duty cycle  $d$  attorno ai loro valori  $V_o$  e  $D$  di funzionamento a regime. Viene analizzata solo la modalità di funzionamento del convertitore in conduzione continua. La procedura di linearizzazione prevede le fasi descritte qui di seguito.

#### Fase 1

##### Scrittura delle equazioni di stato per ogni configurazione del circuito

In un convertitore che funziona in modalità di conduzione continua, vi sono due configurazioni del circuito: una corrisponde all'interruttore chiuso e l'altra all'interruttore aperto. Esiste una terza configurazione ammissibile del circuito durante l'intervallo di conduzione discontinua, che non è presa in considerazione nell'analisi che segue perché si è fatta l'ipotesi di funzionamento in conduzione continua.

In ogni sua configurazione, il circuito lineare è descritto mediante il vettore variabile di stato  $x$  le cui componenti sono la corrente nell'induttore e tensione sul condensatore. Nella descrizione del circuito, devono essere inclusi anche gli elementi parassiti come la

resistenza dell'induttore di filtro e la resistenza serie equivalente ESR (*Equivalent Series Resistance*) del condensatore di filtro. Si indica con  $V_d$  la tensione d'ingresso. Una lettera minuscola è usata per rappresentare una grandezza, che comprende il suo valore di regime e una piccola perturbazione ad esempio  $v_o = V_o + \tilde{v}_o$ . Quindi, per ogni configurazione del circuito, si possono scrivere le seguenti equazioni di stato:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 v_d \quad \text{durante } d \cdot T_s \quad (10.40)$$

e

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 v_d \quad \text{durante } (1-d) \cdot T_s \quad (10.41)$$

dove  $\mathbf{A}_1$  e  $\mathbf{A}_2$  sono matrici di stato e  $\mathbf{B}_1$  e  $\mathbf{B}_2$  sono vettori.

L'uscita  $v_o$  in tutti i convertitori può essere descritta in funzione delle sole variabili di stato come

$$v_o = \mathbf{C}_1 \mathbf{x} \quad \text{durante } d \cdot T_s \quad (10.42)$$

e

$$v_o = \mathbf{C}_2 \mathbf{x} \quad \text{durante } (1-d) \cdot T_s \quad (10.43)$$

dove  $\mathbf{C}_1$  e  $\mathbf{C}_2$  sono vettori riga.

## Fase 2

### Descrizione media nelle variabili di stato usando il duty cycle $d$

Per fornire una descrizione del comportamento medio del circuito durante un periodo di commutazione, le equazioni corrispondenti ai due stati precedenti sono pesate rispetto al tempo e mediate, ottenendo le seguenti equazioni:

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{A}_1 d + \mathbf{A}_2 (1-d)] \mathbf{x} + [\mathbf{B}_1 d + \mathbf{B}_2 (1-d)] v_d \quad (10.44)$$

e

$$v_o = [\mathbf{C}_1 d + \mathbf{C}_2 (1-d)] \mathbf{x} \quad (10.45)$$

## Fase 3

### Introduzione di piccole perturbazioni e separazione delle componenti continue e alternate

Piccole perturbazioni, rappresentate dalla notazione “-” sono introdotte nelle grandezze di regime (che sono rappresentate mediante lettere maiuscole). Quindi si ha:

$$\mathbf{x} = \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}} \quad (10.46)$$

$$v_o = V_o + \tilde{v}_o \quad (10.47)$$

e

$$d = D + \tilde{d} \quad (10.48)$$

In generale,  $v_d = V_d + \tilde{v}_d$ . Tuttavia, allo scopo di ottenere la funzione di trasferimento tra la tensione  $v_o$  e il duty cycle  $d$ , si suppone che la perturbazione  $\tilde{v}_d$  nella tensione di ingresso sia uguale a zero per semplificare l'analisi.



Quindi si ha:

$$v_d = V_d \quad (10.49)$$

Usando le eqq. da 10.46 a 10.49 nelle eqq. 10.44 e ricordando che in regime permanente  $\dot{\bar{X}} = 0$ ,

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}} = \mathbf{A}\bar{X} + \mathbf{B}V_d + \mathbf{A}\bar{x} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\bar{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)V_d]\bar{d} \\ + \text{termini contenenti prodotti di } \bar{x} \text{ e } \bar{d} \text{ (trascurati)} \end{aligned} \quad (10.50)$$

dove

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 D + \mathbf{A}_2 (1 - D) \quad (10.51)$$

e

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1 D + \mathbf{B}_2 (1 - D) \quad (10.52)$$

L'equazione a regime può essere ottenuta dall'eq. 10.50 ponendo uguali a zero tutti i termini delle perturbazioni e le loro derivate rispetto al tempo. Quindi, l'equazione a regime è

$$\mathbf{A}\bar{X} + \mathbf{B}V_d = 0 \quad (10.53)$$

e quindi l'eq. 10.50 diventa

$$\dot{\bar{x}} = \mathbf{A}\bar{x} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\bar{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)V_d]\bar{d} \quad (10.54)$$

In modo analogo, sostituendo le eqq. dalla 10.46 alla 10.49 nella eq. 10.45 si ottiene

$$V_0 + \bar{v}_0 = \mathbf{C}\bar{X} + \mathbf{C}\bar{x} + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\bar{X}]\bar{d} \quad (10.55)$$

dove

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_1 D + \mathbf{C}_2 (1 - D) \quad (10.56)$$

Dall'eq. 10.55, la tensione d'uscita a regime è data da

$$V_0 = \mathbf{C}\bar{X} \quad (10.57)$$

e quindi

$$\bar{v}_0 = \mathbf{C}\bar{x} + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\bar{X}]\bar{d} \quad (10.58)$$

Usando le eqq. 10.53 e 10.57, la funzione di trasferimento della tensione a regime è

$$\frac{V_0}{V_d} = -\mathbf{C}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B} \quad (10.59)$$

#### Fase 4

**Trasformazioni delle equazioni ac nel dominio di Laplace per determinare la funzione di trasferimento**

Le eqq. 10.54 e 10.58 contengono le componenti di perturbazione. Applicando la trasformata di Laplace nell'eq. 10.54 si ottiene:

$$s\bar{x}(s) = \mathbf{A}\bar{x}(s) + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\bar{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)V_d]\bar{d}(s) \quad (10.60)$$

oppure

$$\bar{x}(s) = [s\mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1}[(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)V_d] \bar{d}(s) \quad (10.61)$$

dove  $\mathbf{I}$  è una matrice unità. Usando la trasformata di Laplace all'eq. 10.58, ed esprimendo  $\bar{x}(s)$  in funzione di  $\bar{d}(s)$  dall'eq. 10.61 si ottiene la funzione di trasferimento desiderata  $T_p(s)$  dello stadio di potenza:

$$T_p(s) = \frac{\bar{v}_0(s)}{\bar{d}(s)} = \mathbf{C}[s\mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1}[(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)V_d] + (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} \quad (10.62)$$

### Esempio 10.1

Ottenere la funzione di trasferimento  $\bar{v}_0(s)/\bar{d}(s)$  in un convertitore forward che funziona in modalità di conduzione continua. Per semplicità si assuma  $N_1/N_2 = 1$ .

#### Soluzione

Il convertitore forward è rappresentato nella fig. 10.20a e le configurazioni del circuito con l'interruttore aperto e chiuso sono rappresentate, rispettivamente, nelle figg. 10.20b e 10.20c. Qui,  $r_L$  è la resistenza dell'induttore,  $r_c$  è la resistenza serie equivalente del condensatore e  $R$  è la resistenza di carico.

Siano  $x_1$  e  $x_2$  le variabili indicate nella fig. 10.20. Allora, nel circuito della fig. 10.20b con l'interruttore chiuso si ha:

$$-V_d + L\dot{x}_1 + r_L x_1 + R(x_1 - C\dot{x}_2) = 0 \quad (10.63)$$

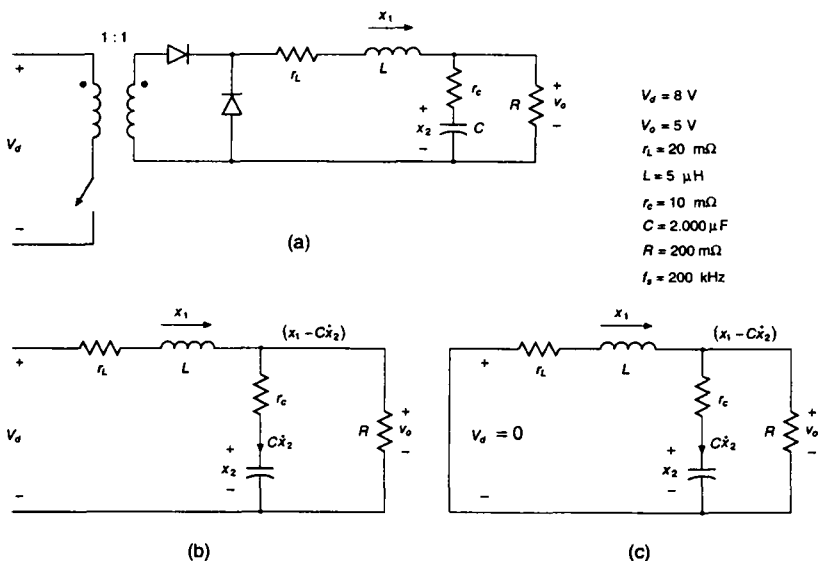


Fig. 10.20 Convertitore forward: (a) circuito, (b) interruttore chiuso, (c) interruttore aperto.

e

$$-x_2 - Cr_c \dot{x}_2 + R(x_1 - C\dot{x}_2) = 0 \quad (10.64)$$

In forma matriciale, queste due equazioni possono essere scritte come

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{Rr_c + Rr_L + r_c r_L}{L(R+r_c)} & -\frac{R}{L(R+r_c)} \\ \frac{R}{C(R+r_c)} & -\frac{1}{C(R+r_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_d \quad (10.65)$$

Confrontando questa equazione con l'eq. 10.40 si ottiene

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{Rr_c + Rr_L + r_c r_L}{L(R+r_c)} & -\frac{R}{L(R+r_c)} \\ \frac{R}{C(R+r_c)} & -\frac{1}{C(R+r_c)} \end{bmatrix} \quad (10.66)$$

e

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10.67)$$

L'equazione di stato per il circuito della fig. 10.20c con l'interruttore aperto può essere scritta, notando che il circuito della fig. 10.20c è esattamente lo stesso di quello della fig. 10.20b con  $V_d$  posta uguale a zero. Quindi, nell'eq. 10.41, si ha:

$$A_2 = A_1 \quad (10.68)$$

e

$$B_2 = 0 \quad (10.69)$$

La tensione d'uscita in entrambe le configurazioni è data da

$$\begin{aligned} v_0 &= R(x_1 - C\dot{x}_2) \\ &= \frac{Rr_c}{R+r_c} x_1 + \frac{R}{R+r_c} x_2 \\ &= \begin{bmatrix} \frac{Rr_c}{R+r_c} & \frac{R}{R+r_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (\text{usando } \dot{x}_2 \text{ dall'eq. 10.64}) \end{aligned} \quad (10.70)$$

Quindi, nelle eqq. 10.42 e 10.43 si ha:

$$C_1 = C_2 = \begin{bmatrix} \frac{Rr_c}{R+r_c} & \frac{R}{R+r_c} \end{bmatrix} \quad (10.71)$$

Adesso si possono ottenere le matrici di stato e i vettori del modello medio:

$$A = A_1 \quad (\text{dalle eqq. 10.51 e 10.68}) \quad (10.72)$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1 D \quad (\text{dalle eqq. 10.52 e 10.69}) \quad (10.73)$$

e

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_1 \quad (\text{dalle eqq. 10.56 e 10.71}) \quad (10.74)$$

### Semplificazione del modello

In tutti i circuiti reali si ha:

$$R \gg (r_c + r_L) \quad (10.75)$$

Quindi,  $\mathbf{A}$  e  $\mathbf{C}$  sono semplificate nel modo seguente:

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_c + r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \quad (10.76)$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_1 = \mathbf{C}_2 = [r_c \ 1] \quad (10.77)$$

e  $\mathbf{B}$  rimane invariato come

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1 D = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} D \quad (10.78)$$

dove  $\mathbf{B}_2 = 0$ . Dall'eq. 10.76 si ricava:

$$\mathbf{A}^{-1} = \frac{LC}{1 + (r_c + r_L)/R} \begin{bmatrix} -\frac{1}{CR} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{r_c + r_L}{L} \end{bmatrix} \quad (10.79)$$

Usando le eqq. dalla 10.76 alla 10.79 nell'eq. 10.59, la funzione di trasferimento della tensione a regime è

$$\frac{V_0}{V_d} = D \frac{R + R_c}{R + (r_c + r_L)} \approx D \quad (10.80)$$

In modo analogo, usando le eqq. dalla 10.76 alla 10.79 nell'eq. 10.62 si ottiene

$$T_p(s) = \frac{\tilde{v}_0(s)}{d(s)} \approx V_d \frac{1 + s r_c C}{LC \{s^2 + s[1/CR + (r_c + r_L)/L] + 1/LC\}} \quad (10.81)$$

I termini tra parentesi graffe nel denominatore dell'eq. 10.81 sono della forma  $s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2$  dove

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (10.82)$$

e

$$\xi = \frac{1/CR + (r_c + r_L)/L}{2\omega_0} \quad (10.83)$$

Quindi, dall'eq. 10.81 la funzione di trasferimento  $T_p(s)$  dello stadio di potenza e del filtro d'uscita può essere scritta come

$$T_p(s) = \frac{\tilde{v}_0(s)}{d(s)} = V_d \frac{\omega_0^2}{\omega_z} \frac{s + \omega_z}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (10.84)$$

nella quale si è introdotto uno zero per la presenza della resistenza serie equivalente del condensatore d'uscita alla pulsazione

$$\omega_z = \frac{1}{r_c C} \quad (10.85)$$

La fig. 10.21 rappresenta il diagramma di Bode della funzione di trasferimento dell'eq. 10.84 con i valori numerici forniti nella fig. 10.20a.

Esso mostra che, alle basse frequenze, la funzione di trasferimento ha un guadagno costante e una minima variazione di fase.

Alle pulsazioni superiori a quella di risonanza  $\omega_0 = \sqrt{1/LC}$  del filtro  $LC$  d'uscita, il guadagno comincia a diminuire con una pendenza di  $-40$  dB/decade e la fase tende a  $-180^\circ$ . A pulsazioni superiori a  $\omega_s$ , il guadagno diminuisce con una pendenza di  $-20$  dB/decade e la fase tende a  $-90^\circ$ .

Il grafico del guadagno si sposta verticalmente in funzione di  $V_d$  mentre quello della fase rimane invariato.

In un convertitore flyback che funziona in modalità di conduzione continua, la funzione di trasferimento è una funzione non lineare  $f(D)$  del duty cycle  $D$  ed è data da

$$\frac{\tilde{v}_0(s)}{d(s)} = V_d f(D) \frac{(1 + s/\omega_{z1})(1 - s/\omega_{z2})}{as^2 + bs + c} \quad (10.86)$$

nella quale lo zero  $\omega_{z2}$  nella funzione di trasferimento è posizionato nel semipiano destro.

La frequenza di questo zero del semipiano destro dipende dalla resistenza di carico e dal valore effettivo dell'induttanza di filtro; valore che si ottiene moltiplicando l'induttanza di filtro per una funzione non lineare del duty cycle  $D$  in regime permanente.

Il diagramma di Bode di una simile funzione di trasferimento è rappresentato nelle figg. 10.22a e 10.22b.

A differenza della funzione di trasferimento dei convertitori derivati dai convertitori abbassatori discussi in precedenza, il guadagno alle basse frequenze è una funzione non lineare nel punto di funzionamento dc (cioè, di  $V_d$ ).

Anche la frequenza alla quale il guadagno diminuisce con una pendenza di  $-40$  dB/decade dipende dal punto di funzionamento.

La fase associata con la pendenza di questo guadagno tende a  $-180^\circ$ . Nell'ipotesi che sia  $\omega_{z2} > \omega_{z1}$ , per pulsazioni superiori a quella  $\omega_{z1}$  dello zero del semipiano sinistro, dovuta alla resistenza serie equivalente del condensatore, il guadagno diminuisce con una pendenza di  $-20$  dB/decade e l'angolo di fase tende a  $-90^\circ$ .

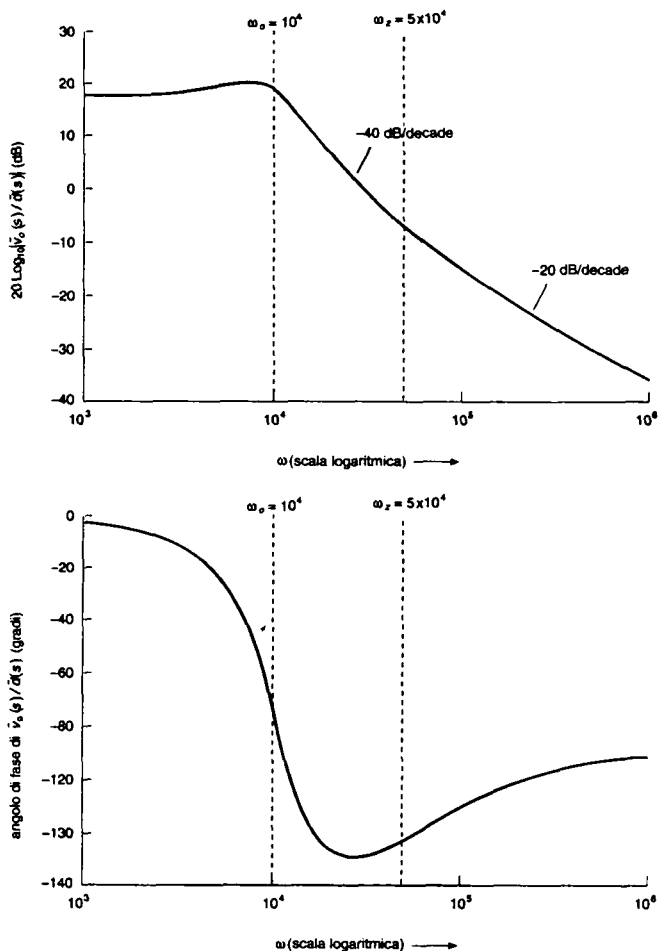


Fig. 10.21 (a) Grafico del guadagno del convertitore forward della fig. 10.20a, (b) grafico della fase del convertitore forward della fig. 10.20a.

Per pulsazioni superiori a quella  $\omega_{c2}$  dello zero del semipiano destro la curva del guadagno si appiattisce ma l'angolo di fase comincia di nuovo a diminuire.

Bisogna quindi tenere conto di un ritardo addizionale di fase introdotto dallo zero del semipiano destro quando si progetta la regolazione di un simile sistema allo scopo di ottenere un guadagno e margini di fase sufficienti.

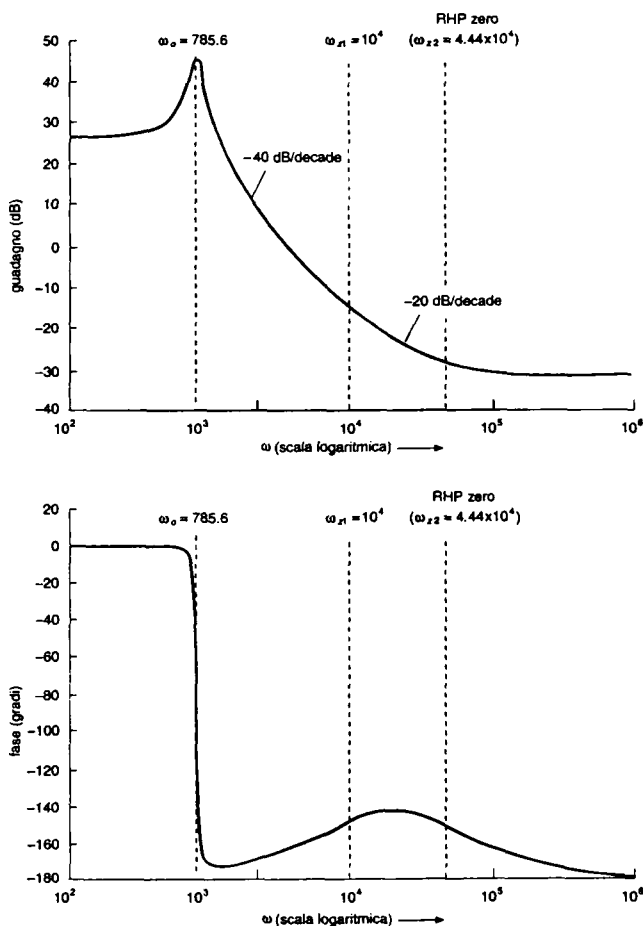


Fig. 10.22 (a) Grafico del guadagno per un convertitore flyback, (b) grafico della fase per un convertitore flyback.

$$\frac{\tilde{v}_0(s)}{d(s)} = 13.33 \times 10^6 \frac{(1-s/\omega_{z1})(1-s/\omega_{z2})}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}$$

dove

$$\omega_{z1} = 10^4 \quad \omega_{z2} = 4.44 \times 10^4 \quad \omega_0 = 785.6 \quad \xi = 0.012$$

La presenza di uno zero nel semipiano destro può essere spiegata osservando che in un convertitore flyback che funziona in modalità di conduzione continua, se il duty cycle  $d$  è aumentato istantaneamente, la tensione d'uscita diminuisce poiché la corrente nell'induttore non ha avuto il tempo di crescere e l'intervallo di tempo  $(1-d)T_s$  durante il quale l'induttore trasferisce energia allo stadio d'uscita è diminuito. Questa diminuzione iniziale

nella tensione d'uscita con l'aumento di  $d$  è l'opposto di quello che è il comportamento a regime. Questo effetto determina la presenza dello zero nel semipiano destro, che introduce un ritardo di fase nella funzione di trasferimento  $\tilde{v}_o(s)/\tilde{d}(s)$ .

In un convertitore flyback che opera in modalità di conduzione discontinua, il problema precedente non sussiste e la tensione di uscita cresce sempre per un incremento del duty cycle. In ogni caso in modalità di funzionamento di conduzione discontinua lo zero nel semipiano destro della funzione di trasferimento della eq. 10.86 non esiste: per questa ragione l'anello di retroazione necessario per ottenere il guadagno e il margine di fase voluti è più semplice.

### 10.5.2 Funzione di trasferimento $\tilde{d}(s)/\tilde{v}_c(s)$ del modulatore diretto del duty cycle a larghezza d'impulso

Nel modulatore diretto del duty cycle a larghezza d'impulso, la tensione di controllo  $v_c(t)$ , che è l'uscita dell'amplificatore dell'errore, è confrontata con la forma d'onda periodica  $v_r(t)$ , che determina la frequenza di commutazione  $f_r$ , come mostrato nella fig. 10.23a. La tensione di controllo  $v_c(t)$  è costituita da una componente continua e da una piccola componente di disturbo

$$v_c(t) = V_c + \tilde{v}_c(t) \quad (10.87)$$

dove  $v_c(t)$  è compresa in un intervallo tra zero e  $\hat{V}_r$  come mostrato nella fig. 10.23a. In questo caso,  $\tilde{v}_c(t)$  è un disturbo sinusoidale della tensione di controllo a pulsazione  $\omega$ , molto più piccola della pulsazione di commutazione  $\omega_s (=2\pi f_s)$ . Il disturbo della tensione di controllo può essere espresso come

$$\tilde{v}_c(t) = a \sin(\omega t - \phi) \quad (10.88)$$

con un'ampiezza  $a$  e un angolo di fase arbitrario  $\phi$ .

Nella fig. 10.23b, il duty cycle istantaneo dell'interruttore  $d(t)$  è il seguente:

$$d(t) = \begin{cases} 1.0 & \text{se } v_c(t) \geq v_r(t) \\ 0 & \text{se } v_c(t) < v_r(t) \end{cases} \quad (10.89)$$

$$(10.90)$$

Come per l'analisi della modulazione PWM sinusoidale fatta nel capitolo 8,  $d(t)$  nella fig. 10.23 può essere espresso in termini della serie di Fourier nel modo seguente:

$$d(t) = \frac{V_c}{\hat{V}_r} + \frac{a}{\hat{V}_r} \sin(\omega t - \phi) + \text{altre componenti a frequenza elevata} \quad (10.91)$$

Le componenti a frequenza più elevata nella tensione d'uscita  $v_o$  dovute alle componenti ad alta frequenza in  $d(t)$  sono eliminate dalla presenza del filtro passa basso posto sull'uscita del convertitore. Quindi, le componenti ad alta frequenza nell'eq. 10.91 possono essere ignorate. In funzione del suo valore in continua e del suo disturbo si ha:

$$d(t) = D + \tilde{d}(t) \quad (10.92)$$

Confrontando le eqq. 10.91 e 10.92 si ottiene

$$D = \frac{V_c}{\hat{V}_r} \quad (10.93)$$



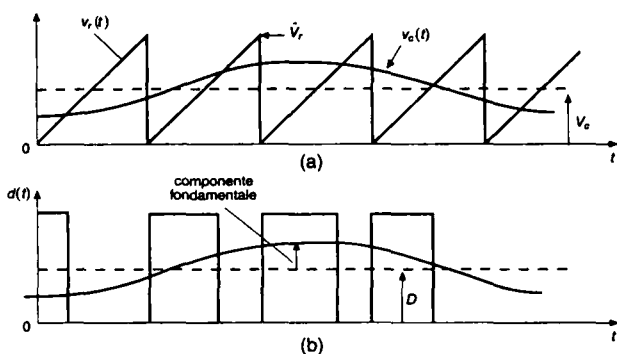


Fig. 10.23 Modulatore a larghezza di impulso.

e

$$\tilde{d}(t) = \frac{a}{V_r} \sin(\omega t - \phi) \quad (10.94)$$

Dalle eqq. 10.88 e 10.94, la funzione di trasferimento  $T_m(s)$  del modulatore è data da

$$T_m(s) = \frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{v}_c(s)} = \frac{1}{V_r} \quad (10.95)$$

Quindi, la funzione di trasferimento teorica del modulatore a larghezza d'impulso è, sorprendentemente semplice, senza alcun ritardo di tempo. Tuttavia, il ritardo di tempo associato al comparatore può portare a un ritardo nella risposta del modulatore.

### Esempio 10.2

In pratica, la funzione di trasferimento del modulatore può anche non essere calcolata mediante l'eq. 10.95. La fig. 10.24 mostra la funzione di trasferimento approssimata di un circuito integrato PWM comunemente usato, fornita come parte delle caratteristiche tecniche (*data sheets*), che riporta il duty cycle  $d$  in funzione della tensione di controllo  $v_c$ , dove  $v_c$  è l'uscita dell'amplificatore d'errore.

Calcolare la funzione di trasferimento  $d(s)/v_c(s)$  per questo circuito integrato PWM.

### Soluzione

Per questo particolare modulatore, il duty cycle  $d$  cresce da 0 (per  $v_c = 0.8$  V) a 0.95 (per  $v_c = 3.6$  V). Quindi, la pendenza della funzione di trasferimento nella fig. 10.24 è uguale alla funzione di trasferimento di questo modulatore:

$$\frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{v}_c(s)} = \frac{\Delta d}{\Delta v_c} = \frac{0.95 - 0}{3.6 - 0.8} \approx 0.34 \quad (10.96)$$

Con questo modulatore, la funzione di trasferimento tra  $v_o$  e la tensione di controllo  $v_c$  può essere ottenuta nel modo seguente:

$$T_1(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_c(s)} = \frac{\tilde{v}_o(s)}{d(s)} \frac{d(s)}{\tilde{v}_c(s)} = T_p(s) T_m(s) \quad (10.97)$$

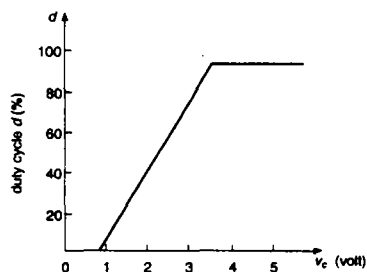


Fig. 10.24 Funzione di trasferimento di un modulatore a larghezza di impulso.

Il grafico del guadagno della funzione di trasferimento  $\bar{v}_o(s)/\bar{v}_c(s)$  può essere ottenuto dal guadagno della curva nel diagramma di Bode della fig. 10.21a o della fig. 10.22a in modo da tenere conto di un guadagno costante di  $0.34 = (-9.37 \text{ dB})$  del modulatore.

Assumendo un ritardo nullo del modulatore, il grafico della fase di  $\bar{v}_o(s)/\bar{v}_c(s)$  è lo stesso di quello di  $\bar{v}_o(s)/\bar{d}(s)$ .

### 10.5.3 Taratura del sistema di retroazione usando un modulatore diretto del duty cycle a larghezza d'impulso

Nell'alimentatore della fig. 10.19b, la funzione di trasferimento complessiva ad anello aperto è:

$$T_{OL}(s) = T_1(s)T_c(s) \quad (10.98)$$

dove  $T_1(s)$  è data dall'eq. 10.97 e

$$T_c(s) = \text{funzione di trasferimento dell'amplificatore compensato d'errore} \quad (10.99)$$

Per una data  $T_1(s)$ , la funzione di trasferimento dell'amplificatore d'errore compensato  $T_c(s)$  deve essere definita in modo appropriato così che  $T_{OL}(s)$  soddisfi la richiesta di prestazioni attese dall'alimentatore. Alcune delle caratteristiche desiderate della funzione di trasferimento ad anello aperto sono elencate qui di seguito.

- 1) Il guadagno alle basse frequenze deve essere alto per rendere minimo l'errore a regime dell'uscita dell'alimentatore.
- 2) La pulsazione di transizione (*crossover*) è la pulsazione alla quale il guadagno di  $T_{OL}(s)$  diventa uguale a 1.0 (0 dB), come è mostrato nella fig. 10.25. Questa pulsazione di transizione  $\omega_{\text{taglio}}$  deve essere la più alta possibile, ma almeno un ordine di grandezza minore della pulsazione di commutazione, per permettere all'alimentatore di rispondere rapidamente ai transitori, come nel caso di un improvviso cambiamento del carico.
- 3) Il margine di fase PM (*Phase Margin*) è definito mediante la fig. 10.25 come

$$PM = \phi_{OL} + 180^\circ \quad (10.100)$$

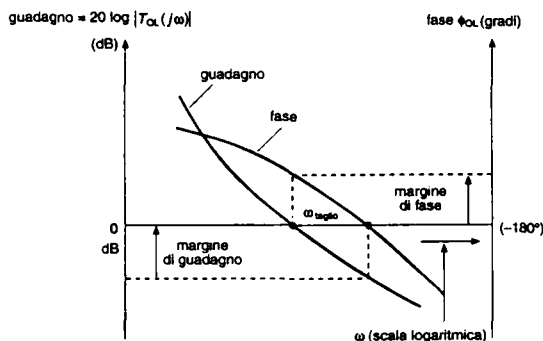


Fig. 10.25 Margini di guadagno e di fase.

dove  $\phi_{OL}$  è l'angolo di fase di  $T_{OL}(s)$  alla pulsazione di transizione ed è negativo. Il margine di fase, che deve essere una quantità positiva nella eq. 10.100, determina la risposta transitoria a cambiamenti improvvisi del carico o della tensione d'ingresso. È desiderabile avere un margine di fase compreso nell'intervallo di  $45^\circ + 60^\circ$ .

Per raggiungere in modo simultaneo questi requisiti, nella fig. 10.26 è rappresentato un amplificatore d'errore di tipo generale; l'amplificatore differenziale viene considerato ideale. Uno degli ingressi dell'amplificatore è la tensione d'uscita  $v_o$  del convertitore; l'altro ingresso è il valore desiderato di riferimento (*reference*)  $V_{ref}$  di  $v_o$ . L'uscita dell'amplificatore è la tensione di controllo  $v_c$ . In funzione di  $Z_i$  e  $Z_f$  della fig. 10.26, la funzione di trasferimento tra le perturbazioni dell'ingresso e quelle dell'uscita può essere scritta nel modo seguente:

$$\frac{\tilde{v}_c(s)}{\tilde{v}_o(s)} = \frac{Z_f(s)}{Z_i(s)} = -T_c(s) \quad (10.101)$$

dove  $T_c(s)$  è stata definita nella fig. 10.19b.

Una delle opzioni per la scelta di  $T_c(s)$  prevede di introdurre una coppia polo-zero in aggiunta al polo nell'origine così che  $T_c(s)$  ha la forma

$$T_c(s) = \frac{A (s + \omega_z)}{s (s + \omega_p)} \quad (10.102)$$

dove  $A$  è positivo e  $\omega_z < \omega_p$ . Nell'eq. 10.102, per la presenza del polo nell'origine, la fase di  $T_c(s)$  inizia a  $-90^\circ$ , come mostrato nella fig. 10.27a.

La presenza dello zero determina l'aumento (*boost*) dell'angolo di fase portandolo a un valore più alto di  $-90^\circ$ , come mostrato nella fig. 10.27a.

Alla fine, a causa del polo alla pulsazione  $\omega_p$ , l'angolo di fase diminuisce di nuovo verso  $-90^\circ$ .

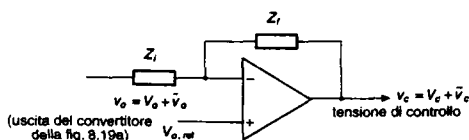
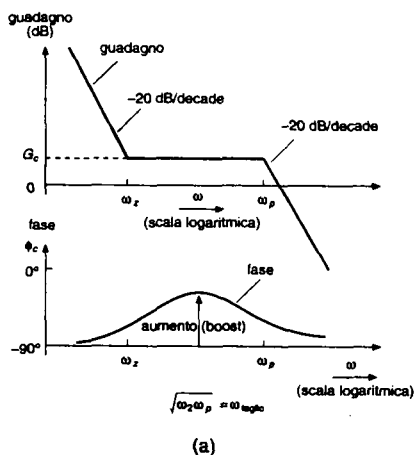
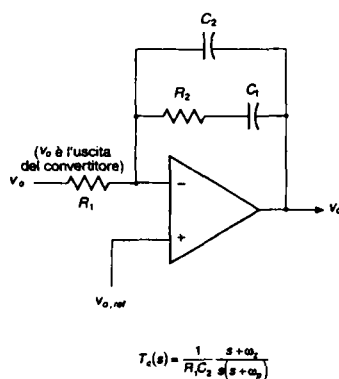


Fig. 10.26 Amplificatore d'errore compensato di tipo generale.



(a)



$$T_c(s) = \frac{1}{R_1 C_2} \frac{s + \omega_z}{s(s + \omega_p)}$$

(b)

Fig. 10.27 Amplificatore d'errore.

Nella fig. 10.27a è anche mostrato il grafico del guadagno. I parametri nell'eq. 10.102 possono essere scelti in modo che il ritardo minimo di fase in  $T_c(s)$  avvenga a una determinata (desiderata) pulsazione di transizione della funzione di trasferimento ad anello aperto  $T_{OL}(s)$ .

La funzione di trasferimento dell'eq. 10.102 può essere realizzata con il circuito amplificatore mostrato nella fig. 10.27b, dove

$$T_c(s) = \frac{1}{R_1 C_2} \frac{s + \omega_z}{s(s + \omega_p)} \quad (10.103)$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_2 C_1} \quad (10.104)$$

$$\omega_p = \frac{C_1 + C_2}{R_2 C_1 C_2} \quad (10.105)$$

Una spiegazione, facile da seguire, che usa l'approccio "K-factor" per la scelta dei parametri precedenti, viene fornita nel riferimento 16 della bibliografia.

Questa procedura suggerisce che, come primo passo, deve essere scelta la pulsazione di transizione  $\omega_{\text{taglio}}$  alla quale  $|T_{OL}(s)|$  è uguale a 0 dB. Questa pulsazione di transizione definisce anche la pulsazione nella fig. 10.27a, per la quale si ha il minimo ritardo di fase nella funzione di trasferimento  $T_c(s)$ . Una costante  $K$  è definita in modo che nella funzione di trasferimento  $T_c(s)$  dell'eq. 10.103 si abbia:

$$\omega_z = \frac{\omega_{\text{taglio}}}{K} \quad (10.106)$$

$$\omega_p = K\omega_{\text{taglio}} \quad (10.107)$$

Nel riferimento 16 della bibliografia è mostrato che la costante  $K$  nelle eqq. 10.106 e 10.107 è correlata all'aumento (*boost*) nel modo seguente:

$$K = \tan\left(45^\circ + \frac{\text{boost}}{2}\right) \quad (10.108)$$

Il passo successivo prevede di definire il margine di fase PM (*Phase Margin*) e, quindi, l'aumento richiesto dall'amplificatore d'errore alla pulsazione di transizione al fine di calcolare  $K$  nelle eqq. 10.106 e 10.107. Dalla definizione del margine di fase nell'eq. 10.100 si ricava:

$$\text{PM} = 180^\circ + \phi_1 + \phi_c \quad (10.109)$$

dove  $\phi_c$  è l'angolo di fase di  $T_c(s)$  alla pulsazione di transizione. Dall'eq. 10.97 si ha:

$$\phi_1 = \phi_p(s) + \phi_m(s) \quad (10.110)$$

dove  $\phi_1$  è l'angolo di fase di  $T_1(s)$ ,  $\phi_p(s)$  è l'angolo di fase dello stadio di potenza  $T_p(s)$  e  $\phi_m(s)$  è l'angolo di fase del modulatore  $T_m(s)$ . Dal grafico della fase della funzione di trasferimento  $T_c(s)$ , mostrato nella fig. 10.27a si ottiene:

$$\phi_c = -90^\circ + \text{boost} \quad (10.111)$$

Dalle eq. 10.109 e 10.111 si ricava:

$$\text{boost} = \text{PM} - \phi_1 - 90^\circ \quad (10.112)$$

Una volta che è stato scelto il margine di fase (di solito in un intervallo di  $45^\circ + 60^\circ$ ) l'aumento (*boost*) è definito dall'eq. 10.112 nella quale  $\phi_1$  (ponendo  $\phi_m$  uguale a zero) può essere ottenuto dalla fig. 10.21b oppure dalla fig. 10.22b alla pulsazione scelta per essere quella di transizione. Conoscendo l'aumento,  $K$  può essere ottenuto dall'eq. 10.108.

Il passo successivo nello sviluppo del progetto prevede di garantire che il guadagno globale  $G_{OL}$  dell'anello aperto sia uguale a uno (cioè,  $G_{OL} = |T_{OL}(s)| = 1$ ) alla pulsazione di transizione scelta.

Questo richiede che dall'eq. 10.98, il guadagno  $G_c$  dell'amplificatore d'errore compensato a  $\omega_{\text{taglio}}$  sia il seguente:

$$G_c(\text{alla pulsazione } \omega_{\text{taglio}}) = \frac{1}{G_1(\text{alla pulsazione } \omega_{\text{taglio}})} \quad (10.113)$$

dove  $G_1$  è l'ampiezza  $|T_1(j\omega_{\text{taglio}})|$  della funzione di trasferimento  $T_1(s) = T_p(s) T_m(s)$  a  $\omega_{\text{taglio}}$ . Quindi, per  $\omega = \omega_{\text{taglio}}$ , dall'eq. 10.113 e per sostituzione delle eqq. dalla 10.104 alla 10.107 nell'eq. 10.103 si ricava:

$$G_c = \frac{1}{KC_2 R_1 \omega_{\text{taglio}}} = \frac{1}{G_1} \quad (10.114)$$

Nel circuito della fig. 10.27b,  $R_1$  è scelto in modo arbitrario e i rimanenti parametri del circuito possono essere calcolati come segue dalla procedura delineata in precedenza usando le eqq. dalla 10.104 alla 10.107 e l'eq. 10.114. Si ricava:

$$C_2 = \frac{G_1}{KR_1 \omega_{\text{taglio}}} \quad (10.115)$$

$$C_1 = C_2 (K^2 - 1) \quad (10.116)$$

$$R_2 = \frac{K}{(C_1 \omega_{\text{taglio}})} \quad (10.117)$$

Nei convertitori simili a un convertitore flyback che funziona in modalità di conduzione continua, per ottenere una appropriata regolazione può essere necessario usare un amplificatore d'errore che ha due coppie di poli e zeri in aggiunta al polo nell'origine.

### 10.5.4 Controllo *feed-forward* PWM della tensione

Nel controllo PWM diretto del duty cycle discusso nei precedenti due paragrafi, se la tensione d'ingresso cambia si genera un errore nella tensione d'uscita, che è corretto dal sistema di controllo in anello chiuso. Questo comporta una prestazione dinamica lenta nella regolazione dell'uscita in risposta ai cambiamenti della tensione d'ingresso. Se il duty cycle fosse regolato direttamente per correggere i cambiamenti della tensione d'ingresso, allora l'uscita del convertitore rimarrebbe invariata.

Questo risultato può essere ottenuto fornendo direttamente il livello della tensione d'ingresso al circuito di controllo integrato PWM. La strategia di commutazione PWM usata in questo caso è molto simile a quella discussa a proposito del controllo PWM diretto del duty cycle, eccetto che per una differenza: la rampa (e, quindi, il picco) della forma d'onda a dente di sega non rimane costante, ma varia proporzionalmente alla tensione d'ingresso, come è mostrato nella fig. 10.28. La figura mostra come un aumento della tensione d'ingresso (quindi, di  $V_r$ ) comporti una diminuzione del duty cycle, rappresentato con una linea tratteggiata nella fig. 10.28. Questo tipo di controllo nei convertitori derivati dai convertitori abbassatori (per esempio, i convertitori *forward*) comporta un valore nullo per  $\tilde{v}_o(s) / \tilde{v}_d(s)$  e quindi una eccellente regolazione nel caso di variazioni nella tensione d'ingresso. La stessa cosa è valida per i convertitori flyback che funzionano in modalità di smagnetizzazione completa.

Se questa regolazione *feed-forward* della tensione è realizzata in alimentatori a doppia uscita (come quelli a push-pull, a mezzo ponte, a ponte), allora bisogna prestare attenzione al bilanciamento dinamico delle aree sottese dalla tensione [Vs] in maniera tale che i tempi di chiusura dei due interruttori siano mantenuti dinamicamente uguali per prevenire la saturazione del trasformatore di isolamento ad alta frequenza.

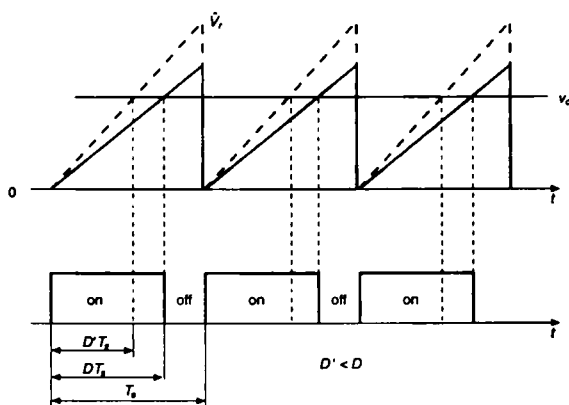


Fig. 10.28 Regolazione feed-forward della tensione: effetti sul duty cycle dell'interruttore.

### 10.5.5 Controllo in corrente

Il controllo PWM diretto del duty cycle appena discusso è mostrato nella fig. 10.29a, dove la tensione di controllo  $v_c$  (segnale amplificato dell'errore tra l'uscita reale e il riferimento) controlla il duty cycle dell'interruttore confrontando la tensione di controllo con la forma d'onda a dente di sega a frequenza fissa.

Questo tipo di controllo modifica la tensione sull'induttore e quindi la sua corrente (che alimenta lo stadio d'uscita) ed eventualmente regola la tensione d'uscita al suo valore di riferimento.

In un controllo in corrente viene usato un anello interno di controllo addizionale come mostrato nella fig. 10.29b, nel quale la tensione  $v_c$  controlla direttamente la corrente dell'induttore che alimenta lo stadio d'uscita e quindi la tensione di quest'ultimo. Idealmente, la tensione dovrebbe agire per controllare direttamente il valore medio della corrente dell'induttore per ottenere una risposta più veloce, anche se, come si vedrà in seguito, tipi diversi di controlli in modalità corrente effettuano tale operazione in modo differente.

Il fatto che in un controllo in corrente, la corrente dello stadio d'uscita sia controllata direttamente ha un effetto importante sul comportamento dinamico dell'anello di controllo.

Esistono tre tipi fondamentali di controlli in corrente:

- 1) controllo ad isteresi
- 2) controllo con tempo di "off" costante
- 3) controllo a frequenza costante.

In tutti questi tipi di controlli, sia la corrente nell'induttore sia quella nell'interruttore, che è proporzionale alla corrente dell'induttore, sono misurate e confrontate con la tensione di controllo.

Nel controllo ad isteresi, la tensione di controllo  $v_c$  impone il valore medio della tensione nell'induttore, come mostrato nella fig. 10.30a.

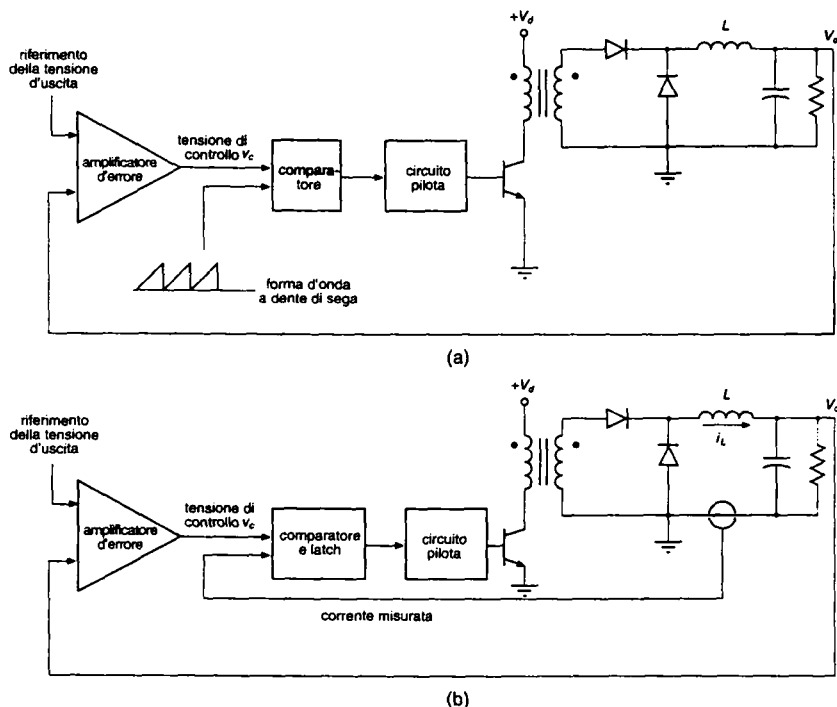


Fig. 10.29 Controllo PWM diretto a confronto con un controllo in modalità corrente: (a) controllo diretto del duty cycle con PWM. (b) controllo in corrente.

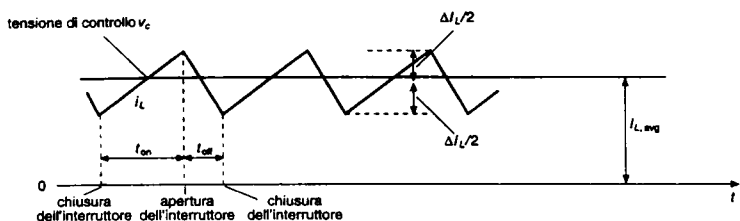
Il termine  $\Delta I_L$  è un parametro di progetto. Da  $\Delta I_L$  dipendono la frequenza di commutazione, i parametri del convertitore e le condizioni di funzionamento. Il controllo diretto del valore medio di  $i_L$  è una caratteristica desiderabile di questi tipi di controllo.

Tuttavia, questi schemi lavorano bene solo in modalità di conduzione continua della corrente. Altrimenti, in modalità di conduzione discontinua la corrente diventerebbe nulla nell'induttore e  $(1/2)\Delta I_L$  richiederebbe una  $i_L$  negativa, che non è possibile. Se il controllore non è progettato per trattare il funzionamento discontinuo, quando  $i_L$  è zero e la corrente  $i_L$  richiesta dal controllore diventa negativa, l'interruttore non potrà mai essere chiuso e la corrente nell'induttore decade a zero.

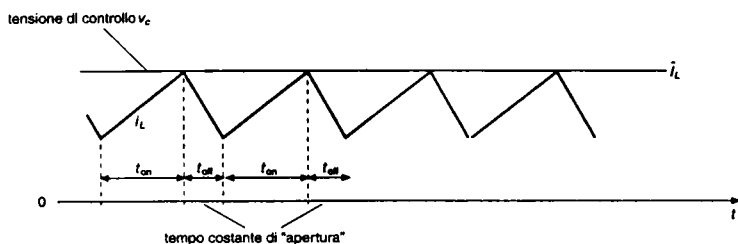
Nel controllo con tempo di "off" costante, la tensione di controllo impone  $\hat{I}_L$ , come è mostrato nella fig. 10.30b. Una volta che viene raggiunta, l'interruttore si apre per un tempo di apertura stabilito (costante), che è un parametro di progetto. Anche qui, la frequenza di commutazione non è stabilita e dipende dai parametri del convertitore e dalle sue condizioni di funzionamento.

Il controllo a frequenza costante è il tipo più comune di controllo in corrente. In questo caso l'interruttore è chiuso all'inizio di ogni periodo di commutazione con frequenza costante.

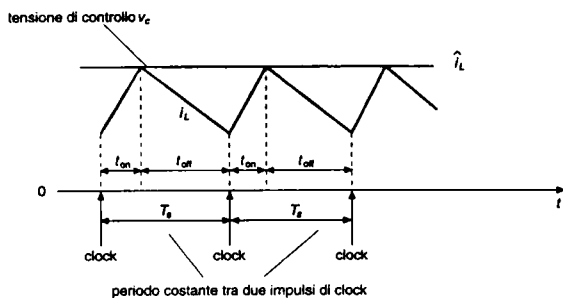




(a)



(b)



(c)

**Fig. 10.30** Tre tipi di controllo in diverse modalità di corrente: (a) a isteresi, (b) a tempo di "off" costante, (c) a frequenza costante.

La tensione di controllo impone  $\hat{i}_L$  e l'istante al quale l'interruttore è aperto, come mostrato nella fig. 10.30c. L'interruttore rimane aperto fino all'inizio del successivo ciclo di commutazione. La frequenza di commutazione costante rende più facile progettare il filtro d'uscita. In pratica nel controllo in corrente, viene aggiunta una compensazione di pendenza alla tensione di controllo, come mostrato nella fig. 10.31, per aumentare la stabilità, per prevenire oscillazioni subarmoniche e per fornire una compensazione *feed-forward*.

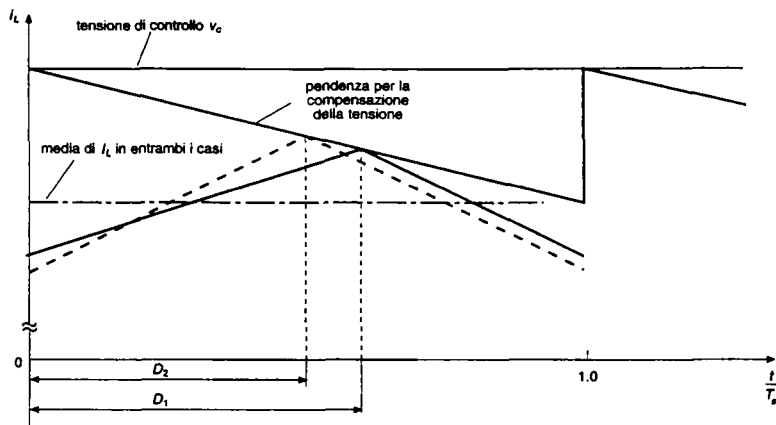


Fig. 10.31 Pendenza di compensazione in un controllo in modalità corrente ( $D_2$  è più piccolo per una tensione d'ingresso più alta con una  $V_o$  costante).

La fig. 10.31 mostra le forme d'onda di un convertitore forward del tipo mostrato nella fig. 10.29b, nel quale la pendenza della forma d'onda di compensazione è la metà di quella della corrente nell'induttore quando l'interruttore è aperto. Per determinate tensioni d'ingresso e d'uscita, il duty cycle vale  $D_1$  e la forma d'onda della corrente nell'induttore  $i_L$  è indicata con linea continua. Se la tensione d'ingresso aumenta ma la tensione d'uscita rimane inalterata, il duty cycle dell'interruttore diminuisce a  $D_2$  e la forma d'onda della corrente nell'induttore è indicata con linee tratteggiate. Il valore medio della corrente nell'induttore, che è uguale a quello nel carico, rimane uguale nei due casi, nonostante la variazione della tensione d'ingresso. Questo esempio mostra la compensazione feed-forward della tensione del controllo in modalità corrente con una pendenza di compensazione appropriata.

Il controllo in modalità corrente ha parecchi vantaggi rispetto al controllo PWM convenzionale diretto del duty cycle. Eccone un elenco.

- 1) *Limita la corrente di picco dell'interruttore.* Poiché la corrente è misurata direttamente nell'interruttore o in qualche altro punto del circuito (ad esempio attraverso l'induttore d'uscita) dove coincide con la corrente nell'interruttore senza ritardo, il valore di picco della corrente nell'interruttore può essere limitato semplicemente imponendo un limite superiore alla tensione di controllo. Questo può essere realizzato nei controllori che regolano  $I_L$ .
- 2) *Elimina un polo* (corrispondente al filtro induttore d'uscita) dalla funzione di trasferimento controllo-uscita  $\tilde{v}_o(s)/\tilde{v}_c(s)$ , semplificando così la taratura del sistema di retroazione negativa, specialmente per gli effetti della presenza dello zero nel semipiano destro.
- 3) Permette un *progetto modulare* degli alimentatori con una suddivisione simmetrica della corrente. Parecchi alimentatori possono lavorare in parallelo e fornire correnti uguali, se la stessa tensione di controllo è inviata a tutti i moduli.
- 4) Dà luogo ad una *escursione simmetrica del flusso* in un convertitore push-pull, eliminando così il problema della saturazione del nucleo del trasformatore.

- 5) *Fornisce una compensazione feed-forward della tensione d'ingresso.* Come mostrato nella fig. 10.31, viene effettuata automaticamente una compensazione feed-forward delle variazioni della tensione d'ingresso, conseguendo una eccellente eliminazione dei transitori della linea.

### 10.5.6 Controllo digitale con modulazione a larghezza di impulso

Negli ultimi anni c'è stato uno sforzo progettuale per implementare i tipi di controlli precedenti mediante controllori digitali. I vantaggi principali di un approccio digitale rispetto al corrispondente analogico sono (1) la minore sensibilità ai cambiamenti dell'ambiente come la temperatura, le fluttuazioni della tensione di alimentazione, l'invecchiamento dei componenti, e così via; e (2) la possibilità di impiegare un minore numero di componenti, migliorando così l'affidabilità di funzionamento. Un controllo proporzionale integrale derivativo PID (*Proportional Integral Differential*) può essere realizzato con componenti hardware, software oppure in entrambi i modi per rendere minimi gli errori a regime e per ottenere una soddisfacente risposta ai transitori.

## 10.6 Protezione degli alimentatori

È importante che il controllo dell'alimentatore, oltre ad essere stabile e fornire appropriate prestazioni a regime e durante i transitori, provveda anche alla protezione dei componenti in condizioni anormali di funzionamento. Queste caratteristiche di controllo protettivo sono spiegate utilizzando circuiti integrati di controllo PWM diretto appartenenti alla famiglia 1524, che è stata utilizzata in un grande numero di alimentatori.

Il modulatore UC1524A è una versione migliorata del modulatore originale. Può essere usato per frequenze di commutazione fino a 500 kHz.

Lo schema a blocchi dell'integrato UC1524A è mostrato nella fig. 10.32a. Il circuito di riferimento interno fornisce una tensione d'uscita regolata a 5 V (pin 16) per variazioni della tensione di alimentazione d'ingresso in un intervallo di 8 + 40 V (pin 15).

Un amplificatore d'errore (tipo a trasconduttanza) permette di confrontare la tensione d'uscita dell'alimentatore (pin 1) con la tensione di riferimento o con quella desiderata (pin 2) dell'amplificatore. Un appropriato circuito di retroazione, che provvede alla regolazione e che determina il guadagno di anello può essere connesso tra l'uscita dell'amplificatore d'errore (pin 9) e l'ingresso invertente (pin 1). Se, come discusso nel paragrafo 10.5.3, si ricorre ad un amplificatore d'errore con compensazione, allora questo amplificatore d'errore può essere connesso in configurazione non invertente con guadagno unitario. I valori di  $R_T$  e  $C_T$  (tra i pin 6 e 7 e la massa) determinano la frequenza dell'oscillatore, che genera sul pin 7 la forma d'onda a dente di sega.

La frequenza dell'oscillatore è determinata dalla seguente equazione:

$$\text{frequenza dell'oscillatore (kHz)} = \frac{1.15}{R_T (\text{k}\Omega) \times C_T (\mu\text{F})} \quad (10.118)$$

La forma d'onda a dente di sega è confrontata con l'uscita dell'amplificatore d'errore per stabilire il duty cycle degli interruttori.

L'uscita dell'oscillatore (pin 3) è un breve impulso di clock da 3.5 V con una larghezza d'impulso di 0.5  $\mu\text{s}$  e con una frequenza determinata dall'eq. 10.118.

Questo circuito integrato permette di realizzare controlli PWM di convertitori push-pull, a ponte ed a mezzo ponte, nei quali due interruttori (o coppie di interruttori) devono essere controllati alternativamente.

Un comparatore che confronta la forma d'onda a dente di sega con l'uscita dell'amplificatore d'errore, un flip flop (comandato dall'impulso di clock dell'oscillatore) e una porta logica forniscono, alternativamente, i comandi positivi alla base degli interruttori d'uscita *A* e *B*, che possono essere usati per pilotare gli interruttori di potenza.

Un periodo completo di commutazione richiede due cicli di frequenza dell'oscillatore e quindi la frequenza di funzionamento dell'interruttore è la metà di quella dell'oscillatore.

Il circuito di latch del PWM assicura che, all'interno di ogni periodo, solo un singolo impulso possa raggiungere lo stadio d'uscita appropriato.

L'impulso di clock dell'uscita dell'oscillatore ha un'altra funzione significativa. Quando il duty cycle dell'interruttore incomincia ad avvicinarsi a 0.5, la minima larghezza di questo impulso assicura un tempo di spegnimento tra l'apertura e la chiusura degli interruttori del convertitore (o coppie di interruttori).

La scelta di  $C_T$  determina il tempo di spegnimento, che può variare da 0.5  $\mu\text{s}$  fino a 4  $\mu\text{s}$ .

La frequenza dell'oscillatore è determinata dall'eq. 10.118 scegliendo  $R_T$ , mentre  $C_T$  è scelto per ottenere il tempo di spegnimento desiderato.

La funzione di trasferimento che rappresenta il duty cycle di una delle due uscite in funzione della tensione d'ingresso, disponibile sul pin 9 (che è l'uscita dell'amplificatore d'errore interno di questo IC) è mostrata nella fig. 10.32b.

Per controllare convertitori con interruttore singolo (come *forward* e *flyback*), entrambe le uscite *A* e *B* del circuito integrato possono essere connesse in parallelo e il duty cycle può raggiungere il valore di 0.95.

Alcune caratteristiche di protezione sono spiegate nei paragrafi che seguono.

### 10.6.1 Avviamento graduale (*soft start*)

Dopo l'applicazione della tensione d'ingresso, negli alimentatori switching si ottiene un avviamento graduale incrementando lentamente il duty cycle e di conseguenza la tensione d'uscita. Questo può essere ottenuto collegando un opportuno circuito al pin 9.

### 10.6.2 Protezione in tensione

Una protezione nei confronti di sovratensioni o di tensione minima può essere incorporata aggiungendo pochi componenti esterni al pin 10 di *shutdown*.

### 10.6.3 Limitazione della corrente

Per una protezione contro le sovracorrenti d'uscita, la corrente stessa può essere rilevata misurando la tensione ai capi di un resistore.

Questa tensione è applicata ai pin 4 e 5 e, quando supera la soglia, compensata in funzione della temperatura, di 200 mV, l'uscita dell'amplificatore d'errore si porta verso massa e la larghezza dell'impulso d'uscita decresce linearmente.

schema a blocchi

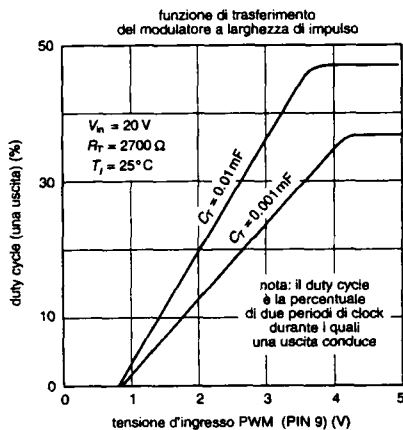
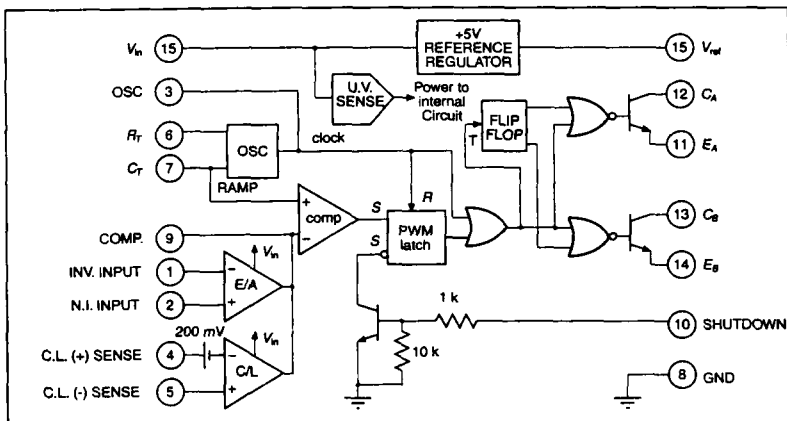


Fig. 10.32 Modulatore a larghezza d'impulso UC1524A: (a) schema a blocchi, (b) funzione di trasferimento.

(Fonte: Unitrode Integrated Circuits Corp.)

### 10.6.3.1 Limitazione "foldback" della corrente

In un alimentatore limitato in corrente, se il guadagno dello stadio limitatore è alto, la caratteristica  $V_o - I_o$  può essere come quella mostrata nella fig. 10.33a; da essa si vede che, una volta raggiunto il valore critico della corrente limite  $I_{limite}$ , alla corrente  $I_o$  non è più consentito aumentare e la tensione d'uscita  $V_o$  dipende dal carico.

Quindi, una resistenza di carico  $R_1$  produce una tensione d'uscita  $V_{o1}$  e una resistenza di carico  $R_2$  produce una tensione d'uscita  $V_{o2}$ , come mostrato nella fig. 10.33a.

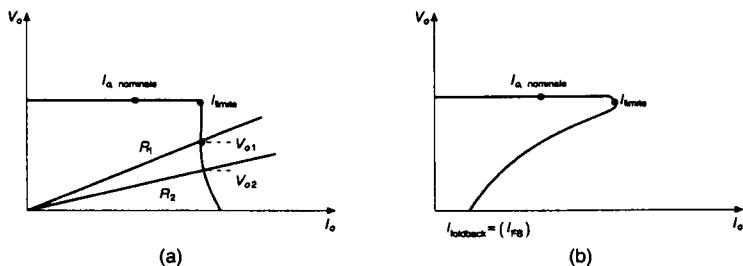


Fig. 10.33 Limitazione della corrente: (a) limitazione a corrente costante, (b) limitazione con riduzione della corrente.

Anche con un cortocircuito completo sull'uscita dell'alimentatore, la corrente d'uscita non supera il limite consentito (parametro di progetto) di una quantità apprezzabile. Questo può essere uno dei requisiti di un alimentatore, che può essere usato per fornire una corrente d'uscita costante e per mantenerla ad un determinato valore anche se la resistenza di carico decresce sotto un valore minimo.

Tuttavia, in molte applicazioni, la corrente che eccede il valore critico rappresenta una condizione di carico anormale, per cui viene introdotto un limite di corrente oltre il quale questa diminuisce (*foldback*); con la diminuzione della resistenza del carico diminuisce anche la corrente d'uscita (insieme alla diminuzione della tensione d'uscita  $V_o$ ), come è mostrato nella 10.33b. Qui, in caso di cortocircuito sull'uscita, la corrente ha un valore  $I_{FB}$  molto più piccolo se confrontato con  $I_{limite}$ . Lo scopo di questa diminuzione della corrente limite è quello di ridurre la corrente che circola inutilmente nell'alimentatore e di portarla ad un valore molto piccolo in condizioni di carico anormale. Una volta che il carico ritorna al suo valore normale, l'alimentatore incomincia di nuovo a regolare  $V_o$  intorno al suo valore di riferimento.

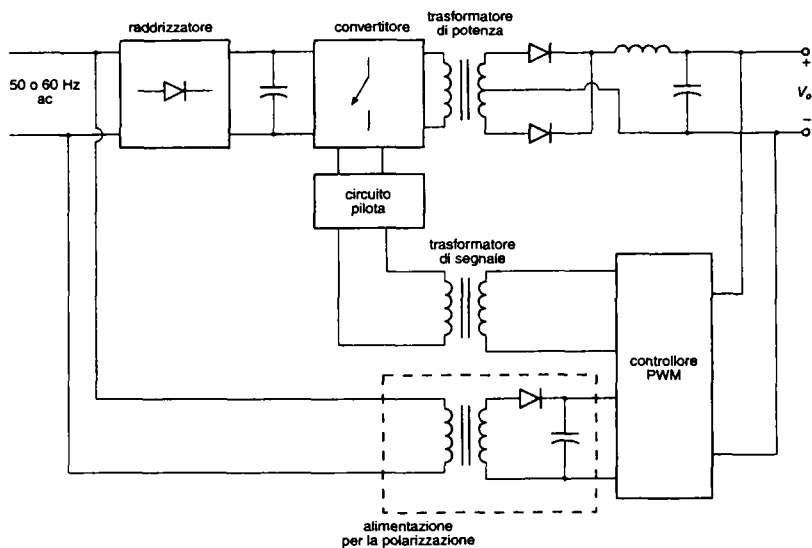
Questa limitazione "foldback" della corrente può essere realizzata usando un controllore PWM come quello mostrato nella fig. 10.32a.

## 10.7 Isolamento galvanico dell'anello di retroazione

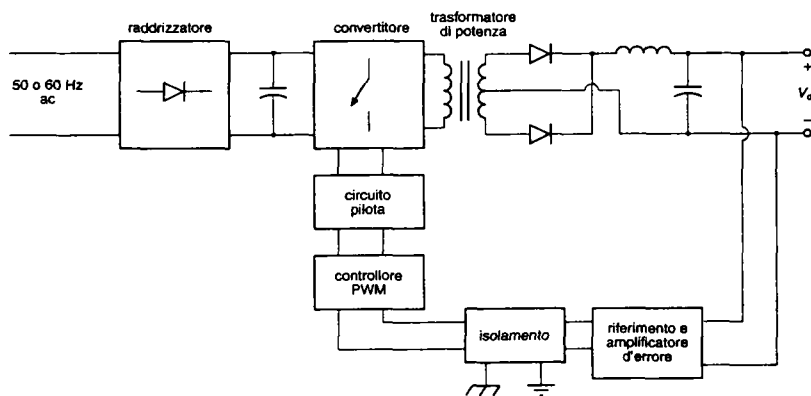
In un alimentatore con isolamento galvanico, è necessario inserire questo isolamento anche sul percorso di retroazione, nel quale si misura la tensione sul lato secondario del trasformatore di potenza ad alta frequenza per controllare gli interruttori di potenza che sono sul suo lato primario. Due soluzioni sono presentate nelle figg. 10.34a e 10.34b.

Come è mostrato nella fig. 10.34a, il controllore PWM, che può essere ad esempio il circuito integrato UC1524A discusso in precedenza, è inserito sul lato secondario del trasformatore di potenza. La sua tensione di alimentazione (o di polarizzazione) è fornita da una sorgente realizzata mediante un trasformatore di isolamento collegato al lato primario. I segnali all'interruttore del circuito pilota sono forniti attraverso piccoli trasformatori di segnale, mantenendo così l'isolamento dell'anello di retroazione.

Come alternativa, il controllore PWM è inserito sul lato primario con gli interruttori di potenza, come è mostrato nella fig. 10.34b. Questo richiede un isolamento elettrico tra l'uscita dell'amplificatore dell'errore e il controllore PWM.



(a)



(b)

**Fig. 10.34** Isolamento galvanico nell'anello di retroazione: (a) controllo sul lato secondario, (b) controllo sul lato primario.

I vantaggi di avere il controllore PWM sullo stesso lato degli interruttori riguardano la possibilità di semplificare l'interfaccia con i circuiti di comando dell'interruttore e di completare il controllo con la regolazione diretta della tensione d'ingresso.

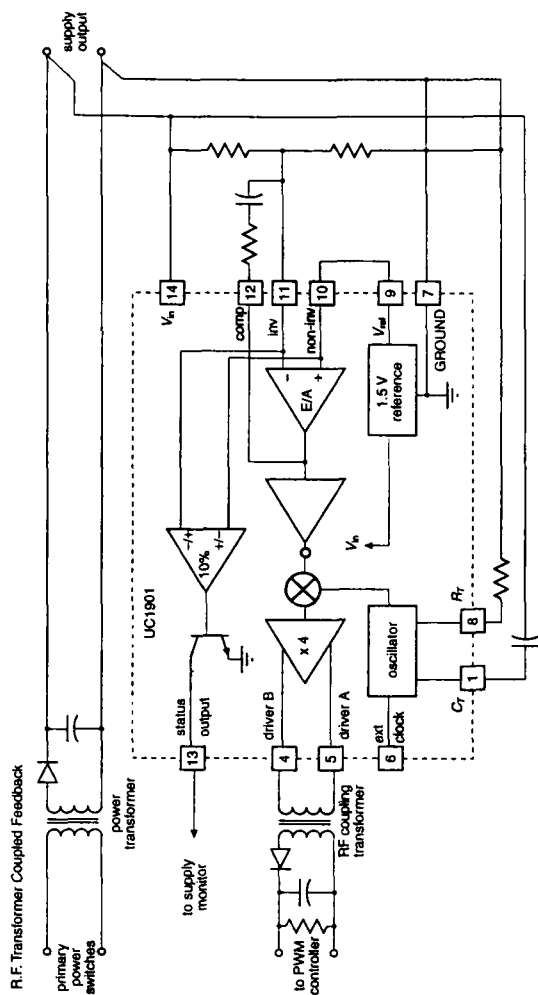


Fig. 10.35 Generatore di retroazione con isolamento UC1901.

(Fonte: Unitrode Integrated Circuits Corp.)

Un modo per realizzare l'isolamento nel controllo della fig. 10.34b è quello di usare un accoppiamento ottico tra l'uscita dc dell'amplificatore d'errore e il controllore PWM.

Tuttavia, l'approccio con accoppiamento ottico presenta parecchi svantaggi, che dipendono dalla stabilità del guadagno dell'accoppiamento ottico con la variazione di temperatura e con il tempo, rendendo così difficile garantire la stabilità e la prestazione dell'alimentatore.



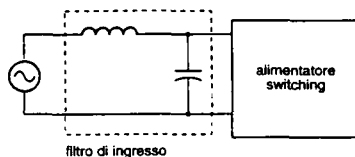


Fig. 10.36 Filtro d'ingresso.

L'altra alternativa è quella di usare, sul lato primario del controllo, un oscillatore modulato in ampiezza, come ad esempio il circuito integrato UC1901 mostrato nella fig. 10.35. L'uscita dell'oscillatore ad alta frequenza è accoppiata attraverso un piccolo trasformatore di segnale a un demodulatore, che fornisce la tensione dc d'errore al controllore PWM. Il riferimento [24] della bibliografia riporta una descrizione dettagliata per l'impiego di questa tecnica di isolamento nella retroazione.

## 10.8 Rispetto delle specifiche negli alimentatori

Gli alimentatori devono rispettare parecchie specifiche e le considerazioni per rispettarle sono discusse nei paragrafi che seguono.

### 10.8.1 Filtro d'ingresso

Un semplice filtro passa basso come quello a monostadio composto da  $L$  e  $C$ , mostrato nella fig. 10.36 può essere usato all'ingresso di un alimentatore switching per migliorare il suo fattore di potenza durante il funzionamento e per ridurre la propagazione di interferenze elettromagnetiche (EMI) lungo i conduttori.

Dal punto di vista del rendimento energetico questo filtro deve possedere le minori perdite di potenza possibili. Tuttavia, si deve prendere in considerazione la possibilità di oscillazioni quando è presente un filtro passa basso di questo tipo.

Un alimentatore switching è visto come una resistenza negativa collegata ai capi del condensatore di filtro d'ingresso. Il motivo di questa resistenza negativa è dovuto al fatto che, aumentando la tensione d'ingresso, la corrente diminuisce; ciò è dovuto al fatto che, essendo regolata la tensione d'uscita, la potenza d'uscita e quella d'ingresso non cambiano. La diminuzione della corrente d'ingresso con l'aumento della relativa tensione implica una resistenza di ingresso negativa.

Se non si provvede ad un adeguato smorzamento, esiste la possibilità di innesco di oscillazioni prolungate.

Un criterio utile di progetto richiede che la frequenza di risonanza del filtro di ingresso sia di una decade più bassa della frequenza di risonanza del filtro d'uscita per evitare interazioni tra i due. Il condensatore di filtro dell'ingresso dovrebbe avere una capacità molto elevata e dovrebbero essere inclusi anche elementi addizionali di smorzamento.

Come discusso nell'ultimo capitolo di questo libro, è anche possibile una soluzione di sintesi attiva della corrente d'ingresso, tale da renderla priva di armoniche superiori e perfettamente in fase con la tensione.

### 10.8.2 Ponte raddrizzatore all'ingresso

Per poter funzionare con una tensione alternata con valore efficace di 115 o 230 V, è possibile usare un circuito duplicatore di tensione simile a quello della fig. 5.27, che è stato discusso nel capitolo 5.

### 10.8.3 Capacità del condensatore di ingresso e tempo di mantenimento

Il condensatore  $C_d$  di ingresso riduce l'oscillazione della tensione di alimentazione del convertitore dc-dc. Inoltre esso determina anche il tempo di mantenimento, durante il quale è possibile regolare la tensione di uscita in assenza della tensione d'ingresso, causata da una temporanea interruzione. Il condensatore  $C_d$  può essere calcolato in funzione del tempo di mantenimento desiderato con la seguente equazione:

$$C_d \approx 2 \times \frac{\text{potenza nominale d'uscita} \times \text{tempo di mantenimento}}{(V_{d,nominale}^2 - V_{d,min}^2) \times \eta} \quad (10.119)$$

dove  $V_{d,min}$  è scelta nell'intervallo 60 + 75% della tensione nominale d'ingresso  $V_{d,nominale}$  e  $\eta$  è il rendimento energetico dell'alimentatore.

Si noti che, per una determinata capacità, la dimensione del condensatore è pressochè proporzionale alla sua tensione nominale, mentre l'energia che esso può immagazzinare è proporzionale al quadrato della tensione nominale. Questo mette in evidenza il vantaggio significativo dell'alimentatore switching rispetto a quello lineare, poiché l'energia immagazzinata dal primo è molto più alta di quella immagazzinata dal secondo.

### 10.8.4 Limitazione del picco di corrente (sovracorrente) all'accensione iniziale

Quando si chiude l'interruttore che fornisce energia all'alimentatore, il condensatore  $C_d$  si comporta all'inizio come un corto circuito per le componenti alternate; ciò può dare luogo ad un assorbimento di corrente non accettabile. Per limitare questa sovracorrente (*inrush current*), si può usare un elemento in serie posto tra il lato dc del raddrizzatore a ponte e il condensatore  $C_d$ . Questo elemento in serie può essere un termistore, che all'inizio, quando è freddo, ha una grande resistenza e limita così l'assorbimento elevato di corrente alla chiusura dell'interruttore.

Riscaldandosi, la sua resistenza scende a un valore ragionevolmente basso, tale da consentire un rendimento accettabile.

Tuttavia il termistore ha una costante di tempo termica elevata, per cui, di fronte ad una breve interruzione della tensione di rete, il condensatore si può anche scaricare, ma il termistore non si raffredda. Si può pertanto manifestare un assorbimento elevato di corrente quando ritorna la tensione di rete.

Un'altra soluzione prevede di usare un resistore che limita la corrente, con un tiristore in parallelo. All'inizio il tiristore è aperto e il resistore limita la sovracorrente alla chiusura.

Quando il condensatore si carica, il tiristore si chiude, cortocircuitando in pratica il resistore che limita la corrente. È anche possibile progettare l'elemento in serie mediante un dispositivo come un MOSFET o un IGBT. Il dispositivo viene chiuso lentamente, limitando così il picco della sovracorrente all'accensione.

### 10.8.5 Resistenza equivalente serie del condensatore del filtro di uscita

La resistenza equivalente serie ESR (*Equivalent Series Resistance*) del condensatore del filtro di uscita nella fig. 10.37 deve essere la più bassa possibile. In applicazioni con elevata frequenza di commutazione, questa resistenza contribuisce in modo significativo al valore picco-picco e al valore efficace dell'oscillazione (*ripple*) della tensione d'uscita (si veda il problema 10.16). La massima differenza tra la tensione d'uscita ed il suo valore a regime, che si manifesta in conseguenza ad una variazione a gradino del carico, dipende anche dalla resistenza equivalente in serie del condensatore. Per una variazione a gradino del carico, l'induttore del filtro d'uscita della fig. 10.37 agisce come una sorgente di corrente costante, mentre la variazione transitoria della corrente nel carico è fornita dal condensatore di filtro. Quindi, in conseguenza ad una variazione del carico si ha:

$$\Delta V_o = -ESR \times \Delta I_o \quad (10.120)$$

### 10.8.6 Raddrizzatore sincrono per migliorare il rendimento energetico

C'è una crescente richiesta di apparecchiature, come alimentatori per computer, con tensioni anche più basse di 5 V, per esempio 2 + 3 V, come conseguenza della crescente integrazione di porte logiche su un singolo substrato monolitico. Negli alimentatori a commutazione con tensione d'uscita bassa, i diodi dello stadio raddrizzatore d'uscita possono costituire la causa principale di perdita di potenza. Anche i diodi Schottky, molto usati, hanno una caduta di tensione relativamente elevata rispetto alla tensione di uscita e, quindi, una elevata perdita percentuale di potenza. Come rimedio, per sostituire i diodi nello stadio d'uscita si possono usare MOSFET a bassa tensione, caratterizzati da una resistenza in stato di chiusura  $r_{DS(on)}$  molto bassa e BJT a bassa tensione, pure caratterizzati da una tensione in stato di chiusura  $V_{CE(sat)}$  molto bassa. Questi dispositivi in tali applicazioni sono comunemente chiamati raddrizzatori sincroni.

### 10.8.7 Uscite multiple

Per un alimentatore con uscite multiple, la regolazione dinamica incrociata indica la capacità dell'alimentatore di controllare bene la tensione delle uscite regolate se si verifica un cambiamento in una di quelle non regolate. Se si usano induttori di filtro separati per ciascuna delle uscite multiple, la regolazione dinamica incrociata è assai modesta.

Infatti, nel caso di un cambiamento del carico in una delle uscite non regolate è richiesto un tempo abbastanza lungo prima che se ne avverta l'effetto sulle uscite regolate e che il controllore intervenga con l'azione correttiva. Se invece gli induttori del filtro d'uscita sono accoppiati (cioè avvolti sullo stesso nucleo) la regolazione dinamica incrociata è decisamente migliore, poiché il cambiamento nell'uscita non regolata si propaga immediatamente alle uscite regolate, obbligando il controllore di retroazione a intervenire.

### 10.8.8 Considerazioni sulle interferenze elettromagnetiche

Gli alimentatori a commutazione devono rispettare le norme riguardo le interferenze elettromagnetiche (EMI) condotte e irradiate. Queste norme e i filtri EMI sono discussi nell'ultimo capitolo di questo libro.

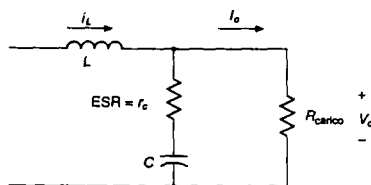


Fig. 10.37 Resistenza equivalente serie (ESR) del condensatore del filtro di uscita.

## 10.9 Sommario

In questo capitolo sono discussi i criteri che consentono la corretta progettazione di un alimentatore, con particolare attenzione agli alimentatori switching.

Si parla della topologia dei convertitori, dell'eccitazione del nucleo del trasformatore, di vari tipi di controllo e della taratura dell'anello di retroazione negli alimentatori regolati, della protezione degli alimentatori, dell'introduzione di isolamento nell'anello di retroazione e di considerazioni di progetto per rispettare le specifiche previste.

## 10.10 Problemi

### Alimentatori lineari

10.1 Un alimentatore lineare regolato a 12 V del tipo mostrato nella fig. 10.1a è progettato per funzionare con una tensione ac a 60 Hz nel range di ampiezza di 120 V (+10%, -25%). Con il carico massimo, il ripple picco-picco nel condensatore è 1.0 V. L'alimentatore è progettato in modo che  $V_{d, \min} - V_o = 0.5$  V come rappresentato nella fig. 10.1b.

Calcolare la perdita di rendimento dovuta alle perdite di potenza nel transistor a pieno carico e con la sua massima tensione d'ingresso. (*Suggerimento*: approssimare la forma d'onda sul condensatore con segmenti di linea retta.)

### Convertitori flyback

10.2 Un convertitore flyback funziona in modalità di smagnetizzazione completa. Calcolare il rapporto di trasformazione della tensione  $V_o/V_d$  in funzione della resistenza di carico  $R$ , della frequenza di commutazione  $f_s$ , dell'induttanza del trasformatore  $L_m$  e del fattore di utilizzazione  $D$ .

10.3 In un convertitore flyback regolato con rapporto spire 1 : 1 si ha:  $V_o = 12$  V,  $V_d = 12 + 24$  V,  $P_{\text{carico}} = 6 + 60$  W, frequenza di commutazione  $f_s = 200$  kHz. Calcolare il valore massimo dell'induttanza di magnetizzazione  $L_m$  che può essere usato se al convertitore è richiesto di funzionare sempre in modalità di smagnetizzazione completa (equivalente a una conduzione discontinua). Si considerino ideali i componenti.

- 10.4 Un convertitore flyback funziona in modalità di smagnetizzazione incompleta con duty cycle di 0.4. Nella stessa applicazione, un'altra soluzione può essere quella di mettere in parallelo due convertitori flyback in antiparallelo come mostrato nella fig. 10.9b. Confrontare il ripple nelle forme d'onda della corrente d'ingresso  $i_d$  e della corrente  $i_o$  dello stadio d'uscita relativamente alle due soluzioni, assumendo un condensatore d'uscita con capacità molto grande, tale che sia  $v_o(t) \approx V_o$ .

### Convertitori forward

- 10.5 Un alimentatore switching è progettato con le seguenti caratteristiche:

$$V_d = 48 \text{ V} \pm 10\%$$

$$V_o = 5 \text{ V (regolata)}$$

$$f_s = 100 \text{ kHz}$$

$$P_{\text{carico}} \text{ è } 15 + 50 \text{ W}$$

È scelto un convertitore forward funzionante in modalità di conduzione continua con avvolgimento di smagnetizzazione ( $N_3 = N_1$ ). Si assumano ideali tutti i componenti ad eccezione della presenza dell'induttanza di magnetizzazione del trasformatore.

a) Calcolare il valore più piccolo possibile del rapporto  $N_2/N_1$ .

b) Calcolare il valore minimo dell'induttanza del filtro.

- 10.6 Un convertitore forward con avvolgimento di smagnetizzazione è progettato per funzionare con un massimo duty cycle  $D_{\text{max}} = 0.7$ . Calcolare la tensione massima dell'interruttore in funzione della tensione d'ingresso  $V_d$ .
- 10.7 Con riferimento al circuito della fig. 10.12b con due convertitori forward in parallelo, disegnare le forme d'onda della corrente d'ingresso  $i_d$  e  $i_L$  se ogni convertitore funziona con un duty cycle di 0.3 in modalità di conduzione continua. Confrontare queste due forme d'onda con quelle che si hanno quando viene usato un convertitore forward singolo (con potenza nominale doppia, ma con lo stesso valore dell'induttanza del filtro d'uscita come nella fig. 10.12b). Si assuma  $v_o(t) \approx V_o$ .

### Convertitori push-pull

- 10.8 Nel convertitore push-pull della fig. 10.13a, si assumano uguali a zero le perdite e si ipotizzi che il duty cycle di ogni interruttore sia uguale a 0.25. Il trasformatore ha una induttanza di magnetizzazione non nulla e  $i_m$  è la corrente di magnetizzazione.
- a) Per un carico elevato nel quale  $i_L (N_2/N_1) \gg i_m$ , disegnare le forme d'onda di  $i_m$ ,  $i_{D1}$  e  $i_{D2}$ .
- b) Con assenza quasi completa di carico, disegnare la forma d'onda di  $i_m$  e mostrare che il valore di picco di  $i_m$  è più alto di quello della risposta (a).

### Convertitori a corrente impressa

- 10.9 Calcolare il rapporto di trasformazione della tensione data dall'eq. 10.36 nel convertitore a corrente impressa della fig. 10.16.

### Nucleo del trasformatore

- 10.10 Un trasformatore per convertitore a ponte impiega della ferrite con proprietà simili a quelle mostrate nelle figg. 10.17a e 10.17b.  
Si assuma  $V_d = 170$  V,  $f_s = 50$  kHz,  $(\Delta B)_{\max} = 0.2$  Wb/m<sup>2</sup> con un duty cycle dell'interruttore di 0.5. Il picco della corrente di magnetizzazione misurato è 1.0 A.  
Stimare le perdite in watt del nucleo del trasformatore alla temperatura di 25 °C nelle condizioni di funzionamento descritte.
- 10.11 Un trasformatore con nucleo toroidale è costruito con materiale che ha una curva di magnetizzazione  $B-H$  come quella mostrata nella fig. 10.17a. È incluso un traferro la cui lunghezza è un centesimo del percorso del flusso nel nucleo.  
Rappresentare la curva di magnetizzazione  $B-H$  e calcolare il flusso residuo nel nucleo con traferro.

### Controllo diretto del duty cycle

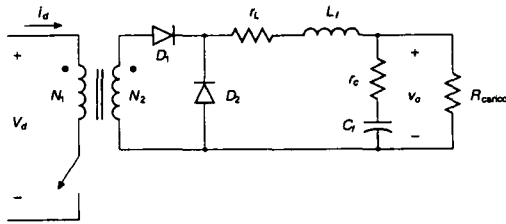
- 10.12 Il convertitore forward della fig. 10.20a è dimensionato in modo tale da avere un guadagno a una pulsazione di transizione  $\omega_{\text{taglio}} = 105$  rad/s con un margine di fase di 30°. Usare il diagramma di Bode delle figg. 10.21a e 10.21b per la funzione di trasferimento  $\tilde{v}_o(s)/\tilde{d}(s)$ .  
La funzione di trasferimento del PWM è data dalla fig. 10.24.  
Calcolare i valori di  $R_2$ ,  $C_1$ , e  $C_2$  nell'amplificatore d'errore compensato della fig. 10.27, assumendo  $R_1 = 1$  k $\Omega$ .
- 10.13 Ripetere il problema 10.12 per un convertitore flyback, assumendo i diagrammi di Bode delle figg. 10.22a e 10.22b per la sua funzione di trasferimento  $\tilde{v}_o(s)/\tilde{d}(s)$ .  
Si richiedono una pulsazione di transizione e un margine di fase rispettivamente di  $5 \cdot 10^3$  rad/s e 30°.

### Controllo in modalità corrente

- 10.14 In un convertitore forward con  $N_1/N_2 = 1$ , la tensione d'uscita è regolata al valore di 6.0 V mediante un controllo in corrente, nel quale la pendenza della rampa di compensazione è la metà della pendenza della corrente nell'induttore con interruttore aperto.  
Disegnare le forme d'onda come quelle della fig. 10.13 per mostrare che la corrente media nell'induttore rimane la stessa se  $V_d$  cambia da 10 a 12 V.

### Tempo di mantenimento del condensatore

- 10.15 Un alimentatore da 100 W con un rendimento a pieno carico dell'85% ha un tempo di mantenimento di 40 ms a pieno carico quando è alimentato con una tensione nominale d'ingresso di 120 V a 60 Hz. All'ingresso è usato un raddrizzatore a ponte. Se l'alimentatore può funzionare solo se la tensione media dc supera 100 V, calcolare il valore necessario per la capacità del condensatore d'ingresso  $C_d$ .  
(Suggerimento: si supponga che il condensatore sia caricato quasi al picco della tensione ac d'ingresso.)



Valori nominali:

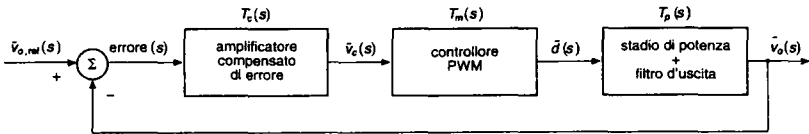
$$r_c = 10 \text{ m}\Omega, C_f = 2000 \text{ }\mu\text{F}, R_{\text{carico}} = 200 \text{ m}\Omega$$

$$V_d = 24 \text{ V}, V_o = 4 \text{ V}, r_l = 10 \text{ m}\Omega, L_f = 5 \text{ }\mu\text{H}$$

$$f_s = 200 \text{ kHz}, N_1 / N_2 = 3$$

$$T_c(s) = \frac{\tilde{v}_c(s)}{\tilde{v}_{o,\text{ref}}(s) - \tilde{v}_o(s)} = \frac{(27.5)s + 10^6}{[(6.05 \times 10^{-6})s^2 + 1.66s]}$$

$$T_m(s) = 0.34 (-9.37 \text{ dB})$$



**Fig. P10.17** Dal punto 5 della bibliografia del capitolo 4, "Power Electronics Computer Simulation, Analysis, and Education Using PSpice (evaluation, classroom version)", sul dischetto fornito con il manuale, Minnesota Power Electronics, P.O. Box 14503. Minneapolis, MN 55414.

### Resistenza equivalente serie del condensatore di filtro

10.16 Nel convertitore forward mostrato nella fig. 10.20a, usare i valori numerici dati, assumendo però  $r_L$  uguale a zero. In queste condizioni di funzionamento in regime permanente, rappresentare in grafico  $i_L$ , la tensione su  $r_c$ , la tensione su  $C$  e il ripple di  $v_o$ . Confrontare il valore picco-picco del ripple delle seguenti tre tensioni:  $v_o$ , tensione su  $C$ , tensione su  $r_c$ .

### Simulazioni con PSpice

10.17 Usando PSpice, simulare il convertitore forward mostrato nella fig. P10.17.

- Applicare un gradino in salita di 0.1 V al valore nominale della tensione d'uscita  $V_o$  uguale a 4 V al tempo di 150  $\mu\text{s}$ . Prevedere la risposta del sistema.
- Sostituire lo stadio di potenza inserendo il filtro d'uscita con una funzione di trasferimento data dall'equazione seguente:

$$T_p(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{d(s)} = 1.6 \times 10^4 \frac{s + 5 \times 10^4}{s^2 + (0.85 \times 10^4)s + 10^8}$$

Applicare la variazione a gradino in  $V_o$  data nella parte (a) e confrontare i risultati.

## 10.11 Bibliografia

### Alimentatori dc switching

- 1) R.P. Severns e G.E. Bloom, *Modern DC-DC Switch Mode Power Converter Circuits*, Van Nostrand Reinhold, New York 1985.
- 2) K. Kit Sum, *Switch Mode Power Conversion – Basic Theory and Design*, Marcel Dekker, New York e Basilea, 1984.
- 3) R. E. Tarter, *Principles of Solid State Power Conversion*, H.W. Sams Co. Indianapolis, IN, 1985.
- 4) G. Chryssis, *High Frequency Switching Power Supplies: Theory and Design*, McGraw-Hill, New York, 1984.

### Convertitori flyback

- 5) H. C. Martin, "Miniature Power Supply Topology for Low Voltage Low Ripple Requirements", brevetto U.S.A 4.618.919, 1986.

### Convertitori forward

- 6) B. Brakus, "100 Amp Switched Mode Charging Rectifier for Three-Phase Mains", Proceedings of the IEEE/INTELEC 1984, pp. 72 + 78.

### Convertitori push-pull

- 7) R. Redl, M. Domb e N. Sokal, "How to Predict and Limit Volt-Second Unbalance in Voltage-Fed Push-Pull Power Converters", PCI Proceedings, aprile 1983, pp. 314 + 330.

### Convertitori a corrente impressa

- 8) Punti [1] e [3] della bibliografia.

### Nucleo del trasformatore

- 9) Ferroxcube, "Ferroxcube Linear Ferrite Materials and Components", Ferroxcube Corporation, Saugerties, NY, 1988.

### Linearizzazione del controllo

- 10) R. D. Middlebrook e S. Cúk, "A General Unified Approach to Modelling Switching – Converter Power Stages", 1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, pp. 18 + 34.
- 11) V. Vorpérian, "Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch. Part 1: Continuous Conduction Mode", IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, maggio 1990, pp. 490 + 496.
- 12) V. Vorpérian, "Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch. Part 2: Discontinuous Conduction Mode", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, maggio 1990, pp. 497 + 505.
- 13) Punto [1] della bibliografia.



- 14) R. D. Middlebrook, "Predicting Modulator Phase Lag in PWM Converter Feedback Loops", 8th International Solid-State Power Electronic Conference, Dallas, TX, 27 + 30 aprile, 1981.

#### **Controllo, taratura dell'anello di retroazione**

- 15) K. Ogata, *Modern Control Engineering*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1970.  
 16) H. Dean Venable, "The k-Factor: A New Mathematical Tool for Stability Analysis and Synthesis", Proceedings of Powercon 10, San Diego, CA, 22 + 24, marzo 1983.

#### **Controllo feed-forward**

- 17) Unitrode, "Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual", Unitrode Corporation, 1986.

#### **Controllo in modalità corrente**

- 18) B. Holland, "Modeling, Analysis and Compensation of the Current-Mode Converter", Proceedings of Powercon 11, 1984, pp. I-2-1-I-2-6.  
 19) R. Redl e N. Sokal, "Current-Mode Control, Five Different Types, Used with the Three Basic Classes of Power Converters", 1985 IEEE Power Electronic Specialists Conference Record, 1985, pp. 771 +785.  
 20) Punto [14] della bibliografia.

#### **Controllo digitale**

- 21) C. P. Henze e Mohan, "Modeling and Implementation of a Digitally Controlled Power Converter Using Duty-Ratio Quantization", Proceedings of ESA (European Space Agency) Sessions at the 1985 IEEE Power Electronic Specialists Conference, 1985, pp. 245 + 255.

#### **Tempo di mantenimento e resistenza serie equivalente del condensatore**

- 22) B. Landon, "Myth-Holdup Is Free with SMPS", Power Conversion International Magazine, ottobre 1981, pp. 72 + 80.  
 23) W. Chase, "Capacitors for Switching Regulator Filters", Power Conversion International Magazine, maggio 1981, pp. 57 + 60.

#### **Isolamento elettrico nell'anello di retroazione**

- 24) Unitrode, *Unitrode Application Handbook* 1987 - 1988, Unitrode Corporation, Merrimack, NH, 1987.

#### **Limitazione delle sovracorrenti**

- 25) R. Adair, "Limiting Inrush Current to a Switching Power Supply Improves Reliability, Efficiency", Electronic Design News 20 maggio, 1980.

#### **EMI**

- 26) D. L. Ingram, "Designing Switch-Mode Converter Systems for Compliance with FCC Proposed EMI Requirements", Power concepts, 1977, pp. G1-1 + G1-11.

# 11

## Dispositivi per la qualità dell'energia e gruppi di continuità

### 11.1 Introduzione

Nei capitoli precedenti è stato ricordato che i convertitori elettronici di potenza producono disturbi elettromagnetici (EMI) e che introducono armoniche di corrente nei sistemi che li alimentano. Nell'ultimo capitolo di questo libro viene analizzata una interfaccia tra il sistema elettronico di potenza e la linea di alimentazione che può rendere minimi questi problemi. In questo capitolo l'attenzione è posta sui disturbi della linea elettrica e sul modo di utilizzare i convertitori elettronici di potenza per evitare che questi disturbi possano interrompere il funzionamento di carichi critici come computer usati per controllare processi importanti, attrezzature mediche e apparecchiature simili.

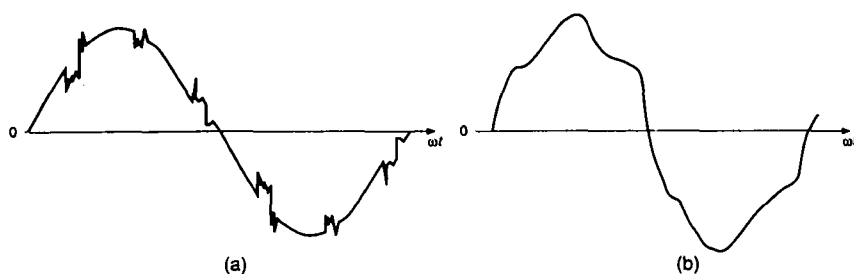
### 11.2 Disturbi sulla linea elettrica

Idealmente, la tensione fornita dalla rete elettrica dovrebbe essere un'onda perfettamente sinusoidale senza alcuna armonica, con la sua ampiezza nominale e la sua frequenza nominale di 50 o 60 Hz. Per un sistema trifase, le tensioni dovrebbero formare una terna simmetrica, con ciascuna fase sfasata di  $120^\circ$  rispetto alle altre.

#### 11.2.1 Tipi di disturbi

In realtà, le tensioni possono scostarsi in modo significativo da queste condizioni ideali, dei disturbi di linea, elencati qui di seguito.

— **Sovratensione.** La tensione è molto più alta del suo valore nominale per alcuni periodi della tensione stessa.



**Fig. 11.1** Possibili distorsioni nella tensione d'ingresso: (a) buchi nella forma d'onda della tensione, (b) forma d'onda distorta della tensione, a causa della presenza di armoniche.

- **Abbassamento di tensione (*brownout*)**. La tensione è molto più bassa del suo valore nominale per alcuni periodi della tensione stessa.
- **Interruzione (*blackout*)**. La tensione del sistema elettrico manca completamente per alcuni periodi, o anche per tempi prolungati.
- **Picchi di tensione (*spike*)**. Sono sovrapposti alle normali forme d'onda a 50 o 60 Hz e compaiono in modo occasionale (non in modo periodico). Possono essere di "modo di linea" (modo differenziale) o di "modo comune".
- **Buchi nella forma d'onda**. Questa situazione si riferisce a buchi ripetitivi nella forma d'onda e alla oscillazione associata, come mostrato nella fig. 11.1a.
- **Armoniche**. Una forma d'onda distorta come quella mostrata nella fig. 11.1b contiene armoniche di tensione (di solito multipli di ordine basso della frequenza di linea). Queste armoniche sono presenti per tempi lunghi.
- **Interferenza elettromagnetica**. Si riferisce a rumori ad alta frequenza, che possono propagarsi sulla linea elettrica oppure essere irradiati dalla sorgente del disturbo.

## 11.2.2 Sorgenti di disturbo

Le sorgenti che producono questi disturbi sono di diversi tipi. Le sovratensioni possono essere causate da improvvise diminuzioni nel carico del sistema, provocando, così, degli innalzamenti della tensione di alimentazione.

Gli abbassamenti di tensione possono essere causati da condizioni di sovraccarico, da avviamenti di motori asincroni o da molte altre ragioni.

Picchi occasionali di tensione (*spike*) possono derivare dall'inserzione o dal distacco di condensatori di rifasamento, di linee di alimentazione o anche di dispositivi come motori di pompe o compressori presenti nella vicinanza.

Buchi nelle forme d'onda della tensione possono essere causati da convertitori ac-dc a frequenza di linea con tiristori, già discussi nel capitolo 6, quando questi convertitori sono usati per interfacciare apparati elettronici di potenza con la rete elettrica.

Questi convertitori producono, periodicamente, un cortocircuito nella sorgente di tensione alternata sulla impedenza della rete.

Le armoniche di tensione possono essere generate da diverse cause.

Queste comprendono sia la saturazione magnetica dei trasformatori della rete di ali-

mentazione, sia le armoniche di corrente prodotte dai carichi elettronici di potenza.

Queste armoniche, circolando attraverso l'impedenza di rete, danno luogo ad armoniche di tensione.

L'interferenza elettromagnetica è prodotta dalla maggior parte delle apparecchiature elettroniche a causa della rapida commutazione delle tensioni e delle correnti, come sarà discusso nell'ultimo capitolo di questo libro.

### 11.2.3 Effetti sulle apparecchiature sensibili

Gli effetti di questi disturbi delle linee elettriche sulle apparecchiature sensibili dipendono dai seguenti fattori: (1) tipo e ampiezza del disturbo presente sulla linea di alimentazione, (2) tipo di apparecchiatura e qualità della sua progettazione, (3) impiego o meno di qualche dispositivo di miglioramento della qualità dell'energia.

Prorogati innalzamenti o abbassamenti di tensione possono causare interruzioni nel funzionamento delle apparecchiature; tali interruzioni sono davvero indesiderabili in certe applicazioni. Picchi di tensione di notevole ampiezza possono anche causare danni ai circuiti elettronici delle apparecchiature.

I costruttori di apparecchiature destinate ad applicazioni critiche sovente provvedono a un certo grado di protezione inserendo al loro ingresso scaricatori di tensione, come ad esempio varistori metallo-ossido MOV (*Metal-Oxide Varistor*) per proteggere le apparecchiature stesse da simili danni.

Tuttavia, picchi di tensione di notevole ampiezza ripetuti nel tempo ad elevata frequenza possono comunque provocare danni nei circuiti elettronici.

Buchi nelle forme d'onda e armoniche di tensione possono interferire con l'apparecchiatura, se questa non è progettata per essere protetta da questi effetti.

Dispositivi di miglioramento della qualità dell'energia (*Power Conditioner*) che consistono in filtri e in un trasformatore di isolamento possono ovviare a questi inconvenienti.

Le conseguenze dell'interruzione dell'alimentazione da parte della rete dipendono sia dalla durata dell'interruzione stessa, sia dal modo con il quale è stata progettata l'apparecchiatura. Ad esempio, l'alimentatore di un computer può essere progettato in modo che, per una interruzione di durata inferiore a 100 ms, le uscite dell'alimentatore continuino ad alimentare i circuiti digitali e mantengano i valori nominali, così che il funzionamento del computer non risenta delle conseguenze.

Per una interruzione di durata più lunga, dopo un intervallo di 100 ms un segnale logico interno al computer avverte l'unità centrale di elaborazione CPU (*Central Processing Unit*), la quale ha un tempo supplementare di 50 ms per fare una copia di riserva (*backup*) dei suoi dati; dopo questo tempo le tensioni all'uscita dell'alimentatore diminuiscono rapidamente.

La fig. 11.2 mostra la tolleranza temporale di grandi elaboratori (*mainframe*) ai disturbi della linea elettrica, dopo la quale inizia una procedura di backup; poi si ha uno spegnimento controllato dopo un certo tempo.

Specifiche tipiche relative all'alimentazione, indicate dai principali costruttori di computer, sono elencate nella tab. 11.1.

Nel caso di applicazioni critiche nelle quali nessuna interruzione è accettabile, si provvede ad una rete di riserva realizzata mediante gruppi di continuità o UPS (*Uninterruptible Power Supply*). Nei paragrafi che seguono sono discussi sia i Power Conditioner, sia gli UPS.

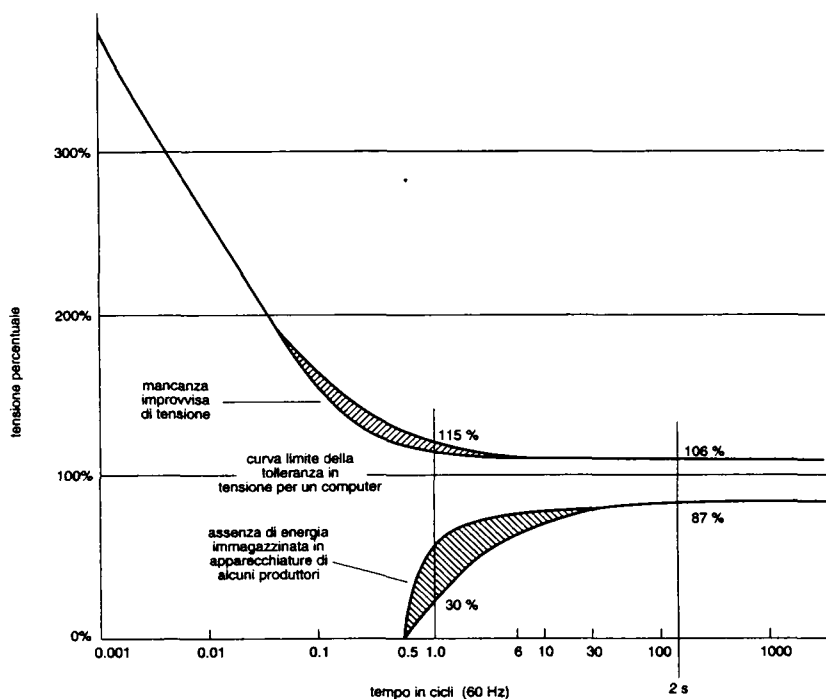


Fig. 11.2 Curva limite tipica della tolleranza in tensione per un computer.

(Fonte: "IEEE Std. 446: Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications").

### 11.3 Dispositivi per la qualità dell'energia (*Power Conditioner*)

I *Power Conditioner* forniscono un modo efficace per sopprimere alcuni o tutti i disturbi elettrici, salvo l'interruzione di alimentazione o la variazione di frequenza rispetto al valore nominale di 50 o 60 Hz (tale variazione di frequenza non è un problema in un sistema di potenza interconnesso in ac). Di seguito sono elencati alcuni di questi dispositivi.

- Varistori a metallo-ossido forniscono protezioni contro gli spike di tensione di "modo differenziale".
- Filtri per interferenza elettromagnetica aiutano sia ad evitare le conseguenze dei buchi di tensione sulle apparecchiature, sia a bloccare l'immissione in rete di rumore ad alta frequenza.
- Trasformatori di isolamento schermati non solo forniscono un isolamento galvanico, ma filtrano anche spike di tensione di "modo differenziale" e di "modo comune".
- Trasformatori ferrorisonanti forniscono una regolazione della tensione oltre a filtrare

**Tab. 11.1** Variazioni tipiche dei parametri dell'alimentazione e del carico, indicate dai più importanti costruttori.

Parametri (a)	Intervallo o massimo
1 Variazione della tensione in regime permanente	da +5, -10 % a +10 %, -15 % (per ANSI C84,1 -1970 è +6, -13 %)
2 Disturbi sulla tensione	
a) momentaneo abbassamento	da -25 a -30 % per meno di 0.5 s, con -100% accettabile per 4 + 20 ms
b) sovratensione transitoria	da +150 a 200% per meno di 0.2 ms
3 Distorsione armonica della tensione(b)	3 + 5 % (con carico lineare)
4 Rumore	Nessuno standard
5 Variazione di frequenza	60 Hz ± 0.5 Hz fino a ± 1 Hz
6 Velocità di variazione della frequenza	1 Hz/s
7 Trifase, sbilanciamento della fase della tensione(c)	2.5 + 5 %
8 Trifase, sbilanciamento del carico(d)	5 + 20 % massimo per ogni singola fase
9 Fattore di potenza	0.8 + 0.9
10 Richiesta di carico	0.75 + 0.85 (del carico connesso)

(a) I parametri 1, 2, 5, e 6 dipendono dalla rete di alimentazione, mentre i parametri 3, 4, e 7 dipendono dall'interazione tra la rete ed il carico, e i parametri 8, 9, 10 dipendono solo dal carico costituito dal computer.

(b) Calcolata come somma vettoriale di tutte le armoniche di tensione.

(c) Calcolato come segue:

$$\text{sbilanciamento percentuale della tensione di fase} = \frac{3(V_{\max} - V_{\min})}{V_a + V_b + V_c} \times 100$$

(d) Calcolato come differenza rispetto al carico monofase medio.

(Fonte: IEEE Std. 446, "Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications").

gli spike di "modo differenziale". Essi sono anche in parte efficaci nel filtrare i rumori di "modo comune".

— Power conditioner di tipo lineare sono usati per fornire un'alimentazione priva di disturbi in molte applicazioni sensibili.

Poiché nessuno di questi power conditioner usa elettronica di potenza con commutazione forzata o convertitori risonanti, essi non sono discussi qui di seguito.

Per regolare la tensione, può essere usato un commutatore con prese intermedie che utilizza triac, come mostrato nella fig. 11.3, nel quale dei triac oppure dei tiristori, connessi in antiparallelo, sostituiscono i contatti meccanici e permettono alla corrente di circolare nelle due direzioni.

## 11.4 Gruppi di continuità (UPS)

Per alimentare carichi molto critici, come ad esempio i computer che controllano processi importanti, oppure alcune apparecchiature mediche o dispositivi simili, può essere necessario usare gli UPS. Questi proteggono dalle interruzioni di alimentazione oltre a regolare la tensione quando si innalza o si abbassa la tensione della linea elettrica. Sono anche molto efficaci nel limitare i transitori della rete e i disturbi legati alle armoniche.

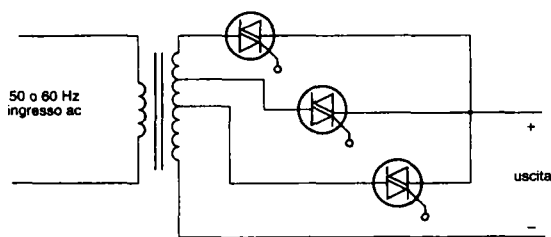


Fig. 11.3 Commutatore a prese di tipo elettronico.

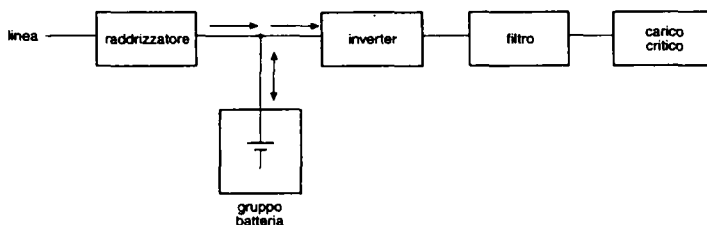


Fig. 11.4 Schema a blocchi di un UPS.

Nella fig. 11.4 è rappresentato lo schema a blocchi di un gruppo di continuità. Per convertire la tensione alternata monofase o trifase in continua viene usato un raddrizzatore, che fornisce l'alimentazione all'inverter oltre che al banco batterie, in modo da tenerlo caricato. In condizione di funzionamento normale, la potenza all'inverter viene fornita dal raddrizzatore. In caso di interruzione della linea, la potenza proviene dal banco batterie. L'inverter genera una forma d'onda sinusoidale che può essere monofase o trifase, secondo il tipo di UPS. La tensione d'uscita dell'inverter viene filtrata prima di essere applicata al carico.

### 11.4.1 Raddrizzatore

Nella fig. 11.5 sono mostrate due configurazioni di raddrizzatori usate per fornire potenza all'inverter e per tenere caricato il banco batterie. In una configurazione tradizionale, mostrata nella fig. 11.5a, è usato un raddrizzatore controllato in fase del tipo già discusso nel capitolo 6. È anche possibile usare un ponte raddrizzatore a diodi in cascata con un convertitore dc-dc step-down, del tipo discusso nel capitolo 7, il cui schema di principio è mostrato nella fig. 11.5b.

Quando è richiesto un isolamento galvanico dalla linea di alimentazione, è possibile usare un convertitore dc-dc con un trasformatore di isolamento ad alta frequenza, mostrato nella fig. 11.6, che può essere simile a uno di quelli usati negli alimentatori switching discussi nel capitolo 10; oppure si possono utilizzare soluzioni come quelle dei convertitori risonanti discussi nel capitolo 9.

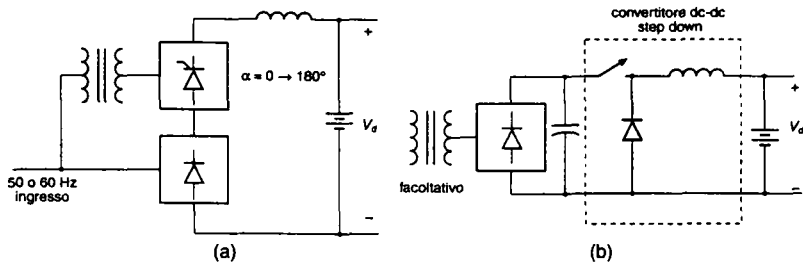


Fig. 11.5 Possibili configurazioni di un raddrizzatore.

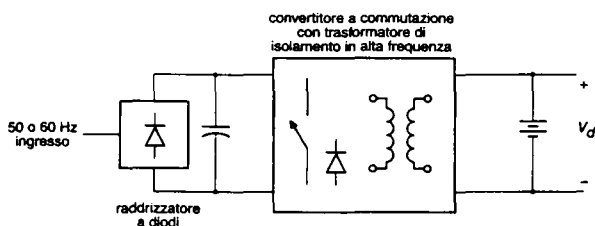


Fig. 11.6 Raddrizzatore che comprende un trasformatore di isolamento in alta frequenza.

Un'altra configurazione di raddrizzatore è mostrata nella fig. 11.7, nella quale tutta la potenza (fornita all'inverter) passa attraverso il ponte di diodi, mentre solo la potenza richiesta per caricare il banco batterie passa attraverso un raddrizzatore monofase a tiristori con controllo di fase. La tensione  $V_{\text{carica}}$  può essere controllata in ampiezza e segno per caricare in modo appropriato il banco batterie. Il tiristore  $T_1$  normalmente rimane aperto; esso viene chiuso quando c'è una interruzione della linea.

## 11.4.2 Batterie

Ci sono numerosi e differenti tipi di batterie. Per le applicazioni UPS, sono comunemente usate le batterie tradizionali a piombo acido.

Nella modalità normale, quando è presente la tensione di linea, la batteria è sottoposta ad una carica di mantenimento per compensare la sua leggera autoscarica.

Questo richiede di applicare alla batteria una tensione di mantenimento, mentre la batteria stessa assorbe in continuazione una piccola quantità di corrente che le consente di mantenersi in stato di carica completa.

Nel caso di interruzione della linea, la batteria alimenta il carico. La capacità della batteria è espressa in ampere-ora (Ah); tale capacità è data dal prodotto tra una corrente costante di scarica e il tempo oltre il quale la tensione della batteria scende sotto il livello di tensione detto tensione finale di scarica.

Sotto questo livello non è opportuno scendere, altrimenti la vita della batteria si accorcia.



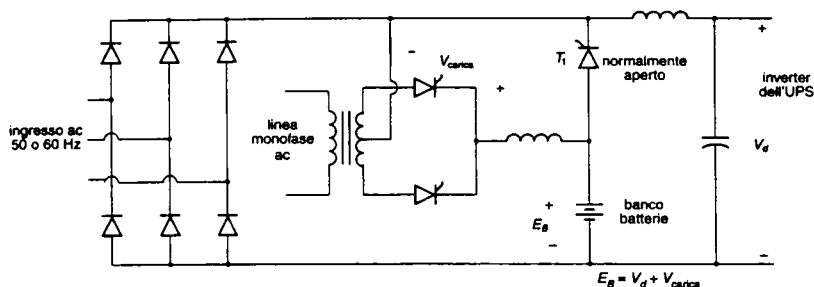


Fig. 11.7 Raddrizzatore con circuito carica batteria separato.

Tipicamente, il cosiddetto “regime di scarica 10-h” è definito come la corrente in amperes che in 10 ore scarica la batteria, inizialmente completamente carica, fino al suo livello finale di tensione. Regimi di scarica (cioè correnti) superiori alla corrente corrispondente a 10-h fanno raggiungere la tensione finale più in fretta di quanto avrebbe suggerito il loro valore. Quindi correnti di scarica più alte riducono l'effettiva capacità della batteria. Una volta ripristinata la tensione di linea, il banco batterie dell'UPS è portato di nuovo al suo completo stato di carica, che è effettuato caricando inizialmente la batteria a corrente costante, come mostrato nella fig. 11.8. Questo determina l'incremento della tensione della batteria fino a raggiungere il livello di tensione di mantenimento.

Una volta che questo è raggiunto, la tensione applicata è mantenuta costante, come mostrato nella fig. 11.8 e la corrente di carica diminuisce fino alla corrente di mantenimento e a questo livello rimane. È possibile programmare la caratteristica di carica della batteria per portarla più velocemente nello stato di carica completa.

### 11.4.3 Inverter

Normalmente le specifiche prevedono che l'uscita filtrata dell'inverter sia caratterizzata da una distorsione armonica molto bassa, anche se la maggior parte dei carichi è decisamente non lineare e, quindi, introduce un grande numero di armoniche all'interno dell'UPS. Quindi, l'inverter deve permettere un controllo quasi istantaneo sulla propria forma d'onda d'uscita. Il contenuto armonico della tensione d'uscita è quantificato mediante la cosiddetta distorsione armonica totale THD (*Total Harmonic Distorsion*), che è già stata definita nel capitolo 3 nel modo seguente:

$$\%THD = 100 \times \frac{\left( \sum_{h=2}^{\infty} V_h^2 \right)^{1/2}}{V_1} \quad (11.1)$$

dove  $V_1$  è il valore efficace della prima armonica della tensione d'uscita e  $V_h$  è il valore efficace dell'armonica di ordine  $h$ . Tipicamente, si pretende che la THD sia inferiore al 5% e che ogni armonica della tensione sia inferiore al 3% di  $V_1$ . I moderni UPS normalmente usano gli inverter dc-ac PWM discussi nel capitolo 8, con uscita alternata monofase o trifase. Uno schema è mostrato nella fig. 11.9a. Un trasformatore di isolamento viene generalmente collegato all'uscita.

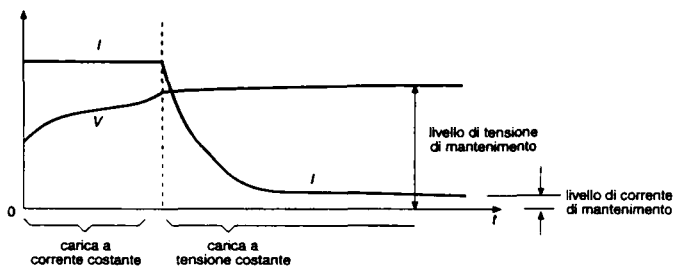


Fig. 11.8 Carica di una batteria dopo che l'interruzione della linea ha causato la scarica della batteria stessa.

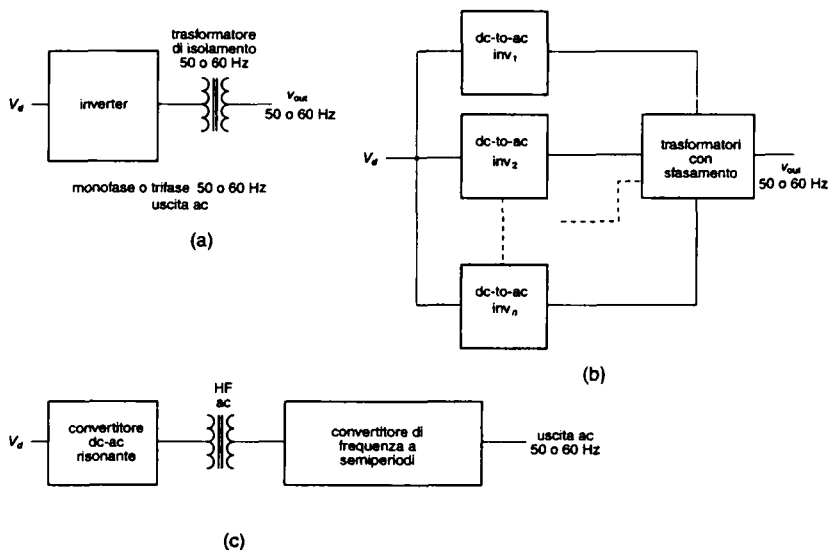


Fig. 11.9 Configurazioni differenti di inverter.

Gli UPS di grande potenza possono essere configurati in modo che le uscite di due o più di questi inverter siano connesse in parallelo mediante trasformatori con sfasamento, come mostra lo schema della fig. 11.9b. Questo permette all'inverter di funzionare a una frequenza di commutazione relativamente bassa, utilizzando una modulazione PWM a bassa frequenza, il metodo di cancellazione selettiva delle armoniche, oppure una commutazione a onda quadra. Come mostra lo schema della fig. 11.9c, è anche possibile usare convertitori risonanti, trasformatori di isolamento ad alta frequenza e convertitori di frequenza a semiperiodi, discussi nel capitolo 9.

È importante rendere minimo il contenuto armonico dell'uscita dell'inverter.

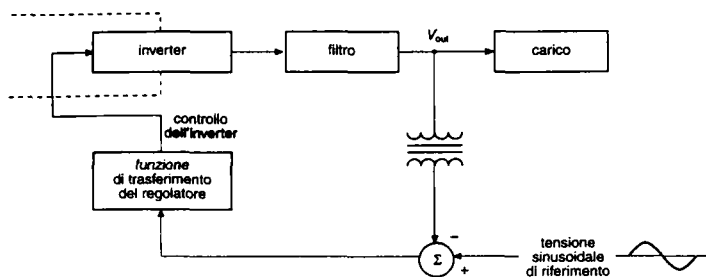


Fig. 11.10 Controllo di un gruppo di continuità.

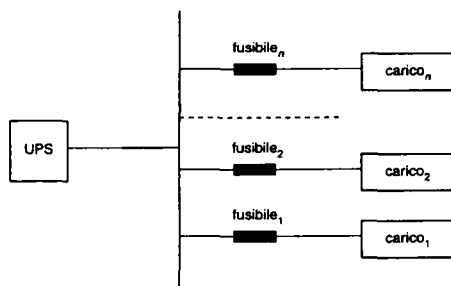


Fig. 11.11 UPS che alimenta parecchi carichi.

Ciò permette di ridurre la dimensione del filtro, che non solo consente un risparmio di costi, ma migliora anche la risposta dinamica dell'UPS rispetto alle variazioni di carico.

Nella fig. 11.10 è mostrato un controllo in anello chiuso, nel quale l'uscita reale è confrontata con il riferimento sinusoidale. L'errore viene usato per modificare i comandi dell'inverter. Per una buona prestazione dinamica è necessario avere un anello di controllo con una risposta veloce.

Per potenze superiori a qualche kW, la maggior parte degli UPS alimenta diversi carichi connessi in parallelo.

Come mostra la fig. 11.11, ogni carico è alimentato attraverso un fusibile, poiché per l'UPS è importante che, in caso di corto circuito in uno dei carichi, si interrompa quel particolare fusibile e rimangano alimentati gli altri carichi. Quindi, la corrente limite dell'UPS, in condizione di corto circuito permanente deve essere sufficiente a interrompere il fusibile del carico danneggiato.

A questo riguardo, un UPS di tipo rotante con una elevata capacità di corrente di corto circuito è di gran lunga migliore rispetto a un UPS statico.

Nella fig. 11.12 è mostrato uno schema alternativo nel quale sono riunite le funzioni di carica batterie e di inverter.

In condizione normale, il convertitore a interruptori funziona come raddrizzatore, caricando il banco batterie.

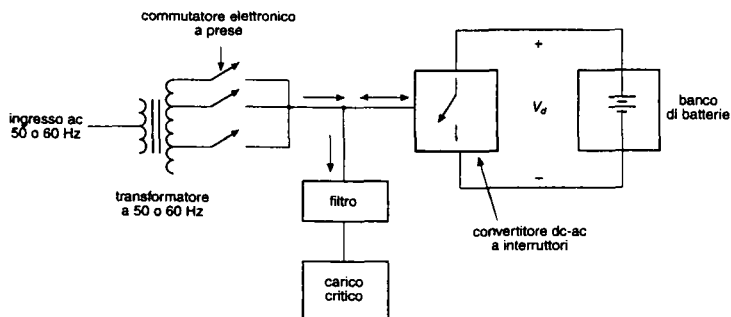


Fig. 11.12 Configurazione di un UPS nel quale sono riunite le funzioni di carica batterie e di inverter.

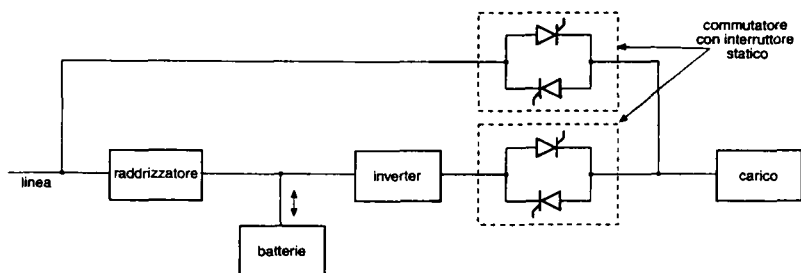


Fig. 11.13 Linea come backup.

Inoltre, può assorbire correnti induttive o capacitive dalla rete, provvedendo a una regolazione fine della tensione fornita al carico. In caso di interruzione dell'alimentazione, questa viene isolata e il convertitore funziona come inverter, fornendo al carico la potenza prelevata dal banco di batterie. Questa configurazione è indicata di solito come *alimentatore standby* e sarà discussa nel prossimo paragrafo.

#### 11.4.4 Commutatore statico di bypass

Per aumentare ulteriormente l'affidabilità, la stessa linea elettrica è usata come riserva (*backup*) per l'UPS e un commutatore statico di bypass trasferisce il carico dall'UPS alla linea di alimentazione, come è mostrato nello schema a blocchi della fig. 11.13.

Come soluzione alternativa, in condizione normale il carico è alimentato dalla linea elettrica, come è mostrato nella fig. 11.13. In caso di interruzione della linea, il commutatore statico di bypass trasferisce il carico all'UPS. Questa configurazione di solito è indicata come *alimentatore standby*. Quando interviene il commutatore statico, l'uscita dell'inverter deve essere sincronizzata con la tensione di linea.

Quindi il trasferimento del carico da una sorgente a un'altra avviene con il minimo disturbo per il carico stesso.

## 11.5 Sommario

Esistono molti tipi di disturbi associati alla linea di alimentazione. I dispositivi per la qualità dell'energia (*Power Conditioner*) forniscono un modo efficace per proteggere i carichi elettronici da questi disturbi, fatta eccezione per le interruzioni dell'alimentazione e le variazioni di frequenza.

Per carichi molto critici sono usati degli UPS, in modo tale che la potenza sia fornita al carico con continuità, anche in caso di interruzione della linea elettrica. La capacità di riserva del banco batterie è dimensionata in base alla probabilità di una interruzione di una determinata durata.

## 11.6 Problemi

11.1 Un UPS con due inverter accoppiati mediante trasformatore è mostrato nella fig. P11.1. Per eliminare l'undicesima e la tredicesima armonica è usato il metodo di eliminazione programmata dell'armonica, che provvede anche a controllare l'ampiezza della fondamentale.

Mostrare che la terza, la quinta e la settima armonica sono eliminate dalla presenza del trasformatore, supponendo che le forme d'onda della tensione dell'inverter 2 siano sfasate in ritardo di  $30^\circ$  rispetto a quelle dell'inverter 1.

11.2 Quale è la frequenza minima di commutazione nel problema 11.1?

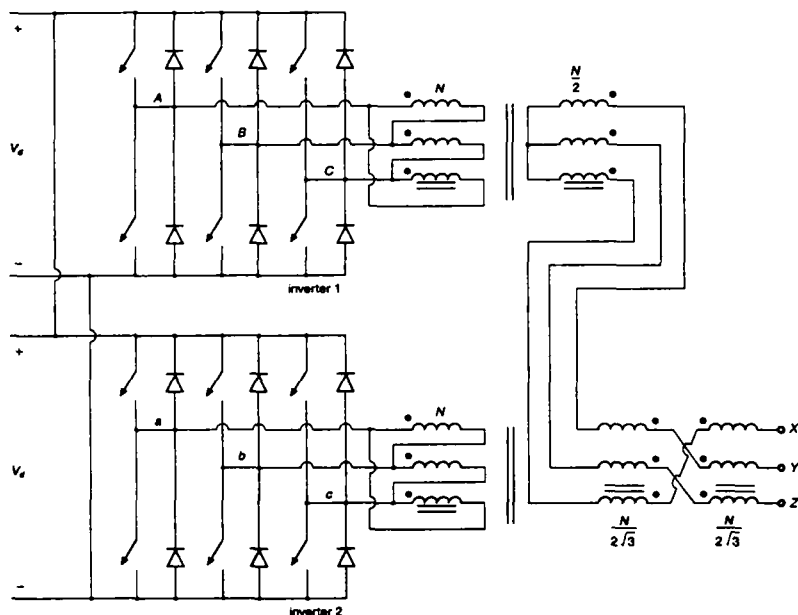


Fig. P11.1

11.3 La configurazione dell'UPS mostrato nella fig. 11.12 ha prese intermedie per avere il 95, 100 e 105 % della tensione d'ingresso in assenza di carico. Il trasformatore ha valori nominali di 120 V, 60 Hz e 1 kVA. Ha una reattanza di dispersione (la resistenza può essere trascurata) del 6%.

Calcolare la potenza reattiva che il convertitore deve assorbire per portare la tensione del carico al 100% del valore nominale di 120 V se la tensione di rete è 128 V.

Si supponga che il carico critico assorba una corrente sinusoidale con un fattore di potenza unitario.

## 11.7 Bibliografia

- 1) T. S. Key, "Diagnosing Power Quality-related Computer Problems," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-15. N. 4, luglio/agosto 1979, pp. 381 + 393.
- 2) "IEEE Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications", ANSI/IEEE Std. 446, 1987.
- 3) K. Thorborg, *Power Electronics*, Prentice-Hall International (UK) Ltd, London, UK, 1988.
- 4) H. Gumhalter, *Power Supply Systems in Communications Engineering - Part I Principles*, Wiley, New York, 1984.
- 5) T. Kawabata, S. Doi, T. Morikawa, T. Nakamura, M. Shigenobu, "Large Capacity Parallel Redundant Transistor UPS", 1983 IPEC-Tokyo Conference Record, Vol. I, 1983 pp. 660 + 671.
- 6) A. Skjellnes, "A UPS with Inverter Specially Designed for Nonlinear Loads", IEEE/INTELEC Conference Records, 1987.
- 7) S. Manias, P. D. Ziogas, G. Olivier, "Bilateral DC to AC Converter Employing a High Frequency Link", 1985 IEEE/IAS Conference Records, 1985, pp. 1156 + 1162.



## Applicazioni in ambito domestico e industriale

### 12.1 Introduzione

I convertitori elettronici di potenza sono stati descritti in modo generale nei capitoli 1+9. Le loro applicazioni negli alimentatori dc e ac sono state discusse, rispettivamente, nei capitoli 10 e 11, mentre per quanto riguarda il loro impiego negli azionamenti dei motori si rimanda alla letteratura specialistica. Gli obiettivi di questo capitolo sono due: (1) fornire una breve panoramica sulle applicazioni dell'elettronica di potenza in ambito domestico e (2) descrivere alcune applicazioni industriali, quali la saldatura elettrica ed il riscaldamento a induzione.

### 12.2 Applicazioni in ambito domestico

Abitazioni residenziali ed edifici sono il punto di arrivo di circa il 35% dell'energia elettrica totale prodotta negli Stati Uniti d'America, che corrisponde quasi a 8.5% dell'impiego di tutta l'energia primaria. Le applicazioni residenziali comprendono il riscaldamento degli ambienti e il condizionamento dell'aria, la refrigerazione e il congelamento, il riscaldamento dell'acqua, l'illuminazione, la cottura, la televisione, le lavatrici, gli essiccatori e molte altre applicazioni.

La funzione dell'elettronica di potenza nelle abitazioni residenziali è quella di consentire un risparmio di energia, ridurre i costi operativi, aumentare la sicurezza e migliorare il comfort. Di seguito sono discussi i vantaggi conseguenti all'introduzione dell'elettronica di potenza in alcune delle principali applicazioni residenziali.

#### 12.2.1 Riscaldamento degli ambienti e condizionamento dell'aria

Circa il 25 + 30 % di tutta l'energia elettrica utilizzata in una casa "totalmente elettrica" serve per il riscaldamento degli ambienti e per il condizionamento dell'aria.



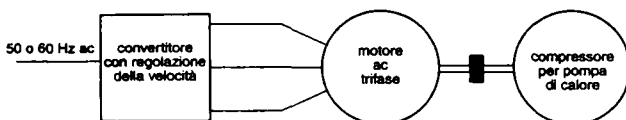


Fig. 12.1 Pompa di calore con potenza modulata in modo proporzionale al carico.

Negli USA, le pompe di calore incominciano ora ad essere usate in una abitazione nuova ogni tre. Utilizzando la funzionalità di modulazione di potenza proporzionale al carico si può aumentare il rendimento della pompa di una quantità superiore al 30% rispetto alle pompe di calore a velocità fissa.

In una pompa di calore tradizionale, quando il motore gira, il compressore funziona essenzialmente a velocità costante. In questo sistema l'uscita del compressore è collegata agli apparecchi di riscaldamento e di raffreddamento mediante cicli on/off.

In una pompa di calore (mostrata nella fig. 12.1) con modulazione di potenza proporzionale al carico, la velocità di rotazione del motore e, quindi, l'uscita del compressore, sono regolate in relazione alla necessità di riscaldamento e di raffreddamento dell'edificio, eliminando così i cicli on/off del compressore.

Per regolare la velocità del compressore in proporzione alla richiesta dall'edificio possono essere usati azionamenti elettrici per motori sia asincroni che sincroni.

I vantaggi conseguenti alla eliminazione dei cicli on/off del compressore sono illustrati mediante la fig. 12.2. In un sistema tradizionale di pompa di calore in modalità raffreddamento, se la temperatura dell'edificio rilevata diventa maggiore del limite superiore fissato sul termostato, viene avviato il motore del compressore. Il motore elettrico quasi immediatamente assorbe la sua massima potenza, ma l'uscita del compressore aumenta lentamente, come è mostrato nella fig. 12.2. Quindi, nel grafico dell'uscita del compressore, l'area tratteggiata rappresenta una perdita e, perciò, una diminuzione del rendimento energetico del sistema. Quando la temperatura dell'edificio raggiunge il limite inferiore fissato sul termostato, il motore e il compressore vengono fermati. Mediante questi cicli on/off, l'uscita media del compressore, rappresentata con una linea tratteggiata nella fig. 12.2, corrisponde alle necessità dell'edificio e la temperatura di questo è mantenuta entro un intervallo attorno alla temperatura fissata sul termostato.

La perdita nell'uscita del compressore dovuta ai cicli on/off è eliminata nella pompa di calore con modulazione di potenza proporzionale al carico, poiché la velocità del compressore, e quindi la sua uscita, sono regolate in modo da essere adatte al carico dell'edificio. Nonostante alcune perdite nel convertitore elettronico di potenza usato in questo sistema, l'energia elettrica consumata nell'insieme può essere ridotta di una quantità superiore al 30% rispetto a quella di una pompa di calore tradizionale a velocità fissa.

Inoltre, la temperatura dell'edificio può essere mantenuta all'interno di un intervallo più ristretto, da cui consegue un miglioramento del comfort.

### 12.2.2 Illuminazione a fluorescenza ad alta frequenza

L'illuminazione consuma circa il 15% dell'energia negli edifici residenziali e il 30% in quelli commerciali.



Fig. 12.2 Forme d'onda di una pompa di calore tradizionale.

Le lampade fluorescenti hanno un rendimento energetico tre o quattro volte maggiore di quello delle lampade a incandescenza.

Con il funzionamento ad alta frequenza ( $>25$  kHz), il rendimento delle lampade a fluorescenza può essere aumentato di un ulteriore  $20 + 30\%$  rispetto a quello relativo al funzionamento alla frequenza di rete (50 o 60 Hz).

Le lampade a fluorescenza possiedono una caratteristica a resistenza negativa. Questo richiede che, per un funzionamento stabile, un reattore induttivo (*ballast*) sia posto in serie alla lampada come mostrato nella fig. 12.3. Poiché l'impedenza di una lampada è essenzialmente resistiva, fra le tre tensioni del circuito della fig. 12.3a esiste la seguente relazione

$$V_{\text{reattore}}^2 + V_{\text{lampada}}^2 = V_s^2 \quad (12.1)$$

Le caratteristiche della lampada e del reattore sono rappresentate nel grafico della fig. 12.3b in funzione di  $V^2$  e  $I$ . L'intersezione delle due caratteristiche rappresenta un punto di funzionamento stabile.

La fig. 12.4a mostra lo schema di un circuito per un sistema tradizionale di avviamento rapido a 50 o 60 Hz, costituito da due lampade in serie. In questo sistema, i catodi delle lampade sono continuamente riscaldati dagli avvolgimenti *A*, *B* e *C* di alimentazione dei catodi stessi. Per spiegare il funzionamento di base, il circuito è disegnato di nuovo nella fig. 12.4b senza gli avvolgimenti di riscaldamento del catodo.

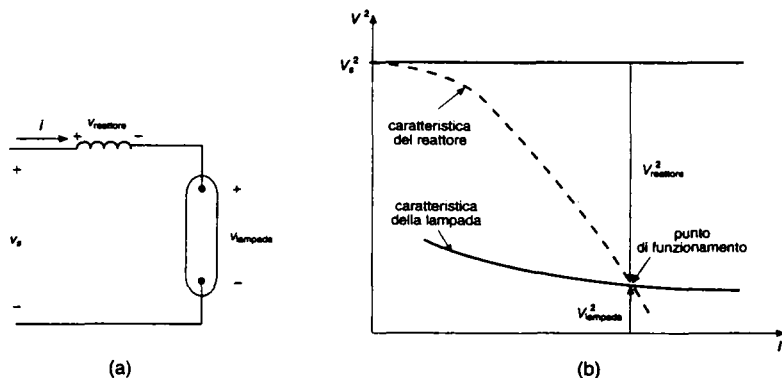


Fig. 12.3 Lampada a fluorescenza con reattore induttivo.

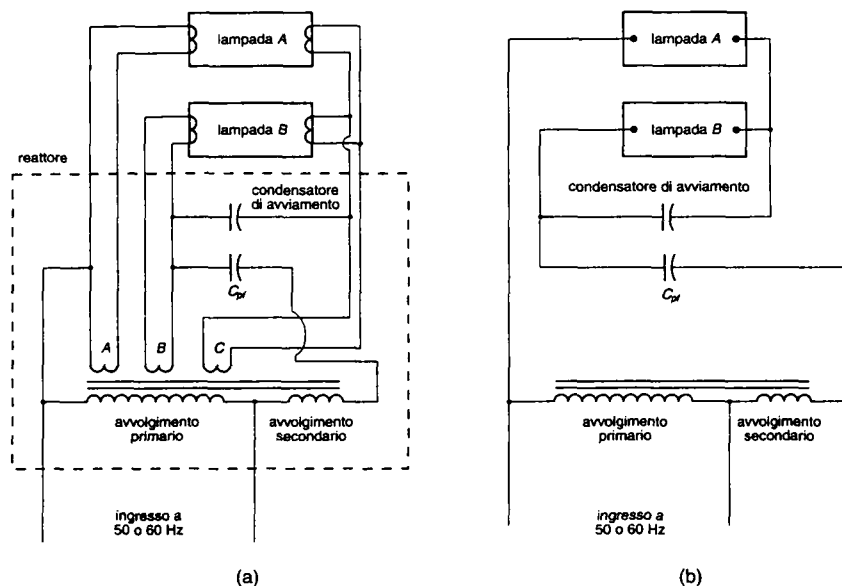


Fig. 12.4 Lampada fluorescente tradizionale a 50 o 60 Hz con avviamento rapido: (a) schema del circuito, (b) circuito semplificato.

La tensione di ingresso viene elevata mediante un autotrasformatore (avvolgimento primario in serie con il secondario). L'induttanza di dispersione degli avvolgimenti primario e secondario del trasformatore costituisce l'induttanza richiesta per un funzionamento stabile.

Il condensatore di avviamento ha una impedenza bassa rispetto a quella della lampada spenta e alta rispetto a quella della lampada accesa.

Quindi, all'avviamento, il condensatore costituisce un percorso alternativo alla lampada B e quasi tutta la tensione d'ingresso è ai capi della lampada A, innescando un arco.

Una volta che si è stabilita la scarica ad arco nella lampada A, sulla lampada B compare una tensione elevata che innesca in questa la scarica ad arco. Allora la serie delle lampade A e B è a sua volta in serie con il condensatore  $C_{pf}$  di rifasamento, usato per correggere il fattore di potenza che altrimenti, durante il funzionamento, sarebbe notevolmente basso.

Nello schema a blocchi della fig. 12.5a è invece rappresentato un sistema di illuminazione fluorescente ad alta frequenza.

Il regolatore elettronico converte l'ingresso a 50 o 60 Hz in una uscita ad alta frequenza, di solito compresa in un intervallo di 25 + 40 kHz.

Lo schema a blocchi del regolatore elettronico ad alta frequenza, mostrato nella fig. 12.5b, è costituito da un ponte raddrizzatore a diodi discusso nel capitolo 5 e da un inverter dc ad alta frequenza.

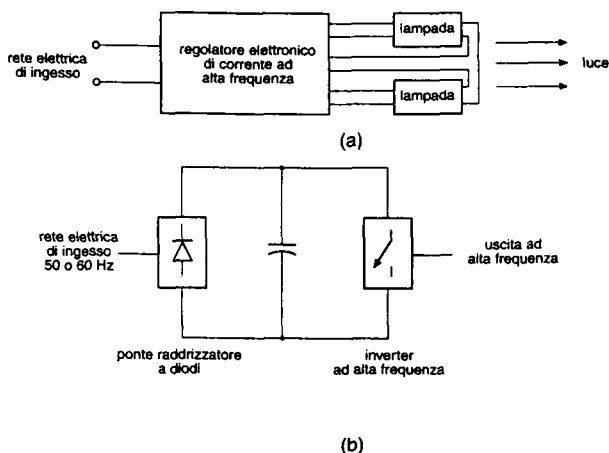


Fig. 12.5 Sistema di illuminazione a fluorescenza in alta frequenza: (a) schema a blocchi del sistema, (b) schema a blocchi del regolatore.

La conversione della corrente continua in alternata con frequenza elevata è ottenuta in uno dei modi elencati qui di seguito. Per esempio, per produrre una tensione e una corrente sinusoidale per la lampada può essere usato un convertitore risonante in classe *E*, come discusso nel capitolo 9; un'altra possibilità è quella di usare un convertitore statico, per esempio una configurazione a semiponte, come discusso nel capitolo 10, ma senza il trasformatore di isolamento e lo stadio d'uscita raddrizzatore.

Un filtro EMI è usato prima del ponte raddrizzatore per sopprimere i disturbi trasmessi per conduzione.

Come nella maggior parte degli apparecchi elettronici, la corrente che il regolatore elettronico assorbe dalla rete elettrica contiene armoniche significative, per cui il regolatore funziona con un fattore di potenza basso. Il problema delle armoniche può essere risolto in modo efficace con un circuito in grado di migliorare la forma d'onda della corrente assorbita, come descritto nell'ultimo capitolo del libro.

Poiché non richiedono un reattore di grande dimensione; i regolatori elettronici di corrente in generale hanno un rendimento energetico più elevato se confrontati con quelli standard.

Un regolatore di luminosità può essere incorporato sia nei sistemi di illuminazione a frequenza di rete, sia in quelli ad alta frequenza per compensare la luce del giorno che proviene dalle finestre.

Inoltre, un regolatore di luminosità può portare a significativi risparmi di energia sulla base del seguente criterio: tenendo presente che la potenza luminosa di una lampada diminuisce nel tempo, le lampade nuove sono scelte con una potenza luminosa di circa il 30% superiore rispetto a quella nominale.

Con un regolatore di luminosità le lampade nuove possono funzionare con una potenza ridotta per fornire la richiesta nominale, ottenendo così risparmi di energia nei periodi in cui le lampade hanno potenza luminosa elevata.

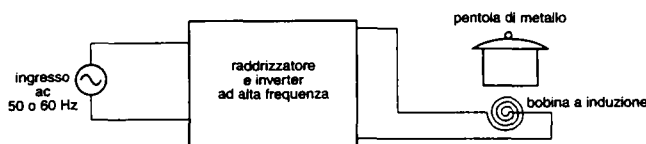


Fig. 12.6 Forno a induzione.

### 12.2.3 Cottura a induzione

In un metodo tradizionale di cottura, elettrico o a gas, una significativa quantità di calore si disperde nell'ambiente, dando luogo ad un basso rendimento termico. Questo inconveniente può essere evitato usando una cottura a induzione, come è mostrato nello schema a blocchi della fig. 12.6. La tensione alternata di ingresso a frequenza di rete è convertita in alta frequenza, nel range 25 + 40 kHz, e alimenta una bobina di induzione. Su questa è posta una pentola metallica che viene riscaldata direttamente, perché la bobina a induzione fa circolare in essa correnti indotte. Per convertire l'ingresso a frequenza di rete in alta frequenza si possono usare circuiti simili a quelli discussi per i regolatori elettronici ad alta frequenza per lampade fluorescenti.

## 12.3 Applicazioni industriali

Applicazioni industriali come il riscaldamento a induzione e la saldatura elettrica sono qui discusse in relazione ai circuiti convertitori trattati nei capitoli precedenti.

### 12.3.1 Riscaldamento a induzione

Nel riscaldamento a induzione, viene prodotto calore in un pezzo in lavorazione che conduce elettricità in conseguenza della circolazione di corrente generata per induzione elettromagnetica. Il riscaldamento a induzione è un processo pulito, rapido ed efficiente.

Esso permette di scaldare accuratamente una determinata sezione del pezzo in lavorazione. L'ampiezza delle correnti indotte nel pezzo in lavorazione decresce in modo esponenziale con la distanza  $x$  dalla superficie, secondo l'equazione

$$I(x) = I_0 e^{-x/\delta} \quad (11.2)$$

dove  $I_0$  è la corrente in superficie e  $\delta$  è la profondità di penetrazione; in corrispondenza di tale profondità la corrente  $I_0$  viene ridotta di un fattore  $1/e$  ( $\approx 0.368$ ). La profondità di penetrazione a sua volta è inversamente proporzionale alla radice quadrata della frequenza  $f$  e direttamente proporzionale alla radice quadrata della resistività  $\rho$  del materiale del pezzo; si ha

$$\delta = k \sqrt{\frac{\rho}{f}} \quad (11.3)$$

dove  $k$  è una costante. Quindi, la frequenza di induzione viene scelta in base all'applicazione.

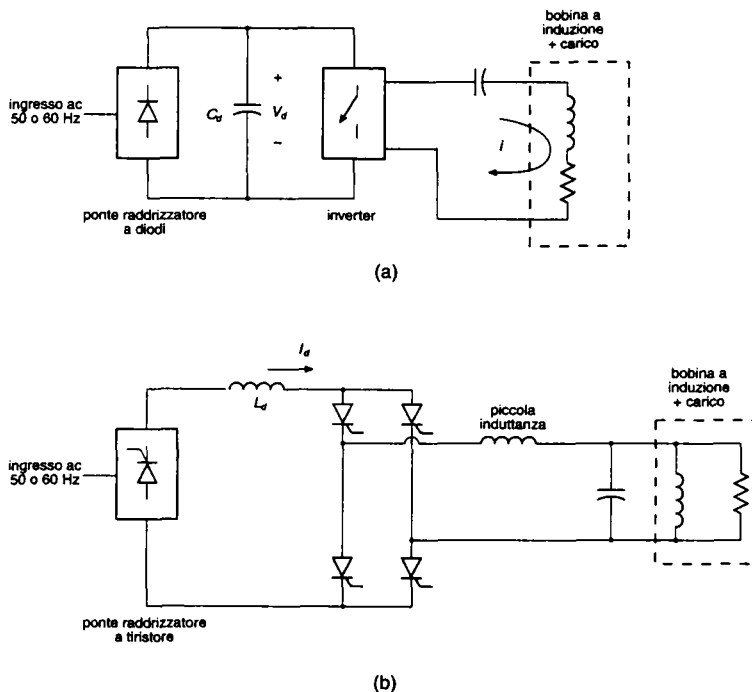


Fig. 12.7 Riscaldamento a induzione: (a) riscaldamento a induzione con sorgente di tensione risonante serie, (b) riscaldamento a induzione con sorgente di corrente risonante parallelo.

Un frequenza bassa come quella della rete elettrica può essere usata per il riscaldamento a induzione di grandi pezzi in lavorazione. Frequenze elevate, fino ad alcune centinaia di kilohertz, sono usate per lavorazioni di fucinatura, saldatura, tempra e ricottura.

Le correnti che circolano nel pezzo in lavorazione sono generate per induzione da quelle della bobina, che costituisce un carico induttivo. Il pezzo in lavorazione può essere rappresentato mediante una resistenza equivalente posta in serie oppure in parallelo con l'induttanza della bobina, come mostrano, rispettivamente, le figg. 12.7a e 12.7b. Un condensatore di risonanza è usato per fornire una corrente sinusoidale alla bobina e per compensare il basso fattore di potenza dovuto alla induttanza della bobina stessa. Questo porta alle seguenti configurazioni circuitali di base:

- 1) Inverter a tensione impressa, con risonanza di tipo serie, come mostrato nella fig. 12.7a;
- 2) Inverter a corrente impressa, con risonanza di tipo parallelo, come mostrato nella fig. 12.7b.

La configurazione dell'inverter a tensione impressa con risonanza di tipo serie della fig. 12.7a è simile a quella dei convertitori con carico risonante in serie SLR (*Series-Loaded Resonant*) discussi nel capitolo 9. L'ingresso dell'inverter è una tensione continua e l'uscita è una tensione a onda quadra a frequenza stabilita.

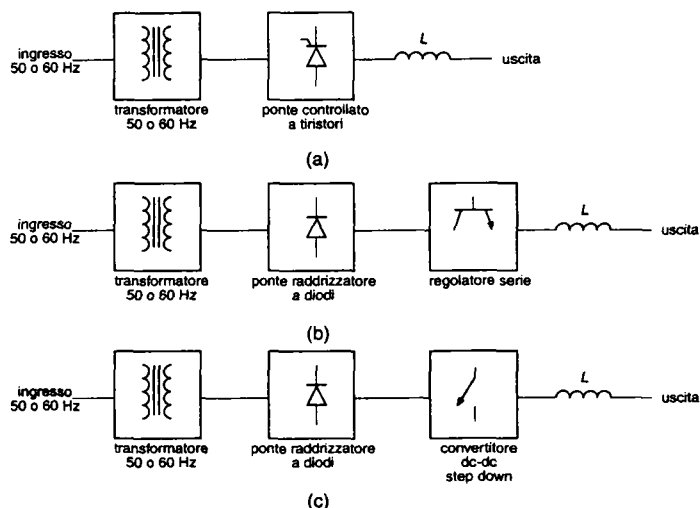


Fig. 12.8 Saldatrici con trasformatore a frequenza di rete: (a) ponte controllato a tiristori, (b) regolatore serie, (c) convertitore dc-dc step-down.

Se la frequenza di funzionamento è scelta vicina a quella di risonanza, allora la corrente  $i$  è essenzialmente sinusoidale in conseguenza della caratteristica dell'impedenza mostrata nella fig. 9.7 del capitolo 9, per un circuito risonante di tipo serie. Fino a poche decine di kilohertz, nell'inverter è possibile usare i tiristori come interruttori. Questo richiede che la frequenza di lavoro sia inferiore a quella di risonanza, per cui l'impedenza del circuito è di tipo capacitivo e la corrente nei tiristori è commutata naturalmente. La potenza sul carico può essere regolata controllando la frequenza dell'inverter.

Gli inverter a corrente impressa, con risonanza di tipo parallelo per il riscaldamento a induzione sono stati discussi nel capitolo 9, a proposito dei convertitori risonanti.

### 12.3.2 Saldatura elettrica

Nella saldatura elettrica ad arco, l'energia per la fusione è fornita da un arco tra due elettrodi, uno dei quali è il pezzo metallico da saldare.

La caratteristica tensione/corrente della saldatrice dipende dal processo di saldatura impiegato. I tipici valori nominali di tensione e di corrente sono, rispettivamente, 50 V e 500 A in continua. Una volta che si è stabilito l'arco, è opportuno che il ripple nella corrente sia molto basso. In tutte le applicazioni di saldatura, l'uscita deve essere isolata dalla rete elettrica di ingresso. L'isolamento elettrico è ottenuto con un trasformatore di potenza a frequenza di rete oppure con un trasformatore ad alta frequenza.

Nelle saldatrici con trasformatore di potenza alla frequenza di rete, la tensione alternata in ingresso viene dapprima ridotta ad una tensione opportunamente bassa; poi è convertita in una tensione continua controllata mediante uno dei tre schemi mostrati nella fig. 12.8. Nella fig. 12.8a è usato un raddrizzatore a ponte con tiristori.

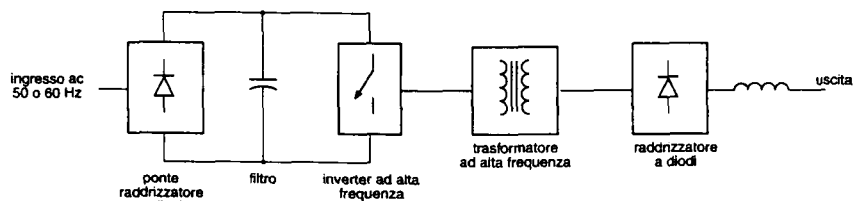


Fig. 12.9 Saldatrice statica.

Per ridurre il ripple della corrente, è necessario inserire, in uscita, una grande induttanza. Un'altra soluzione, come mostrato nella fig. 12.8b, prevede di usare un ponte raddrizzatore a diodi che produce una tensione continua non controllata, la quale viene poi controllata mediante un regolatore serie a transistori. Il transistoro funziona nella sua regione attiva e agisce come una resistenza variabile in modo da regolare la tensione d'uscita della saldatrice. Nello schema della fig. 12.8c, per controllare la tensione e la corrente d'uscita viene usato un convertitore statico dc-dc abbassatore (*step-down*). Tutte queste soluzioni presentano il difetto di peso, dimensione e perdite legate al trasformatore a frequenza di rete. Il rendimento energetico è particolarmente basso per lo schema della fig. 12.8b che ha il regolatore in serie, nel quale hanno luogo significative perdite nel transistoro che lavora in zona attiva. Nella fig. 12.9 è mostrato lo schema a blocchi di una saldatrice statica nella quale l'isolamento elettrico è fornito da un trasformatore ad alta frequenza. I differenti blocchi mostrati nella fig. 12.9 sono molto simili a quelli usati per gli alimentatori *switching* discussi nel capitolo 10. Uno dei sistemi risonanti discussi nel capitolo 9 può essere usato per convertire la corrente continua in alternata ad alta frequenza. All'uscita è necessaria una piccola induttanza per limitare il ripple di corrente ad alta frequenza. Una simile saldatrice ha un rendimento di  $85 + 90\%$ , oltre ad avere peso e dimensioni molto più piccoli rispetto a quelli delle saldatrici che impiegano trasformatori a frequenza di rete.

### 12.3.3 Controllori a numero intero di semiperiodi

Nelle applicazioni industriali che richiedono un riscaldamento o una fusione mediante una resistenza, nelle quali le costanti di tempo del processo sono molto più lunghe del periodo della frequenza di rete, è possibile impiegare un controllo a numero intero di semiperiodi. Questo è mostrato nella fig. 12.10a per un carico resistivo collegato a stella e alimentato attraverso tre triac, oppure tre coppie di tiristori connessi in antiparallelo.

Se il conduttore di neutro è accessibile, questo circuito può essere analizzato facendo riferimento a una sola fase, come mostrato nella fig. 12.10b. Le forme d'onda sono disegnate nella fig. 12.10c. La potenza media fornita al carico è regolata controllando il rapporto  $n/m$ , tenendo costante  $m$ .

## 12.4 Sommario

Sono state discusse alcune delle applicazioni, sia in ambito domestico, sia industriali, dell'elettronica di potenza.



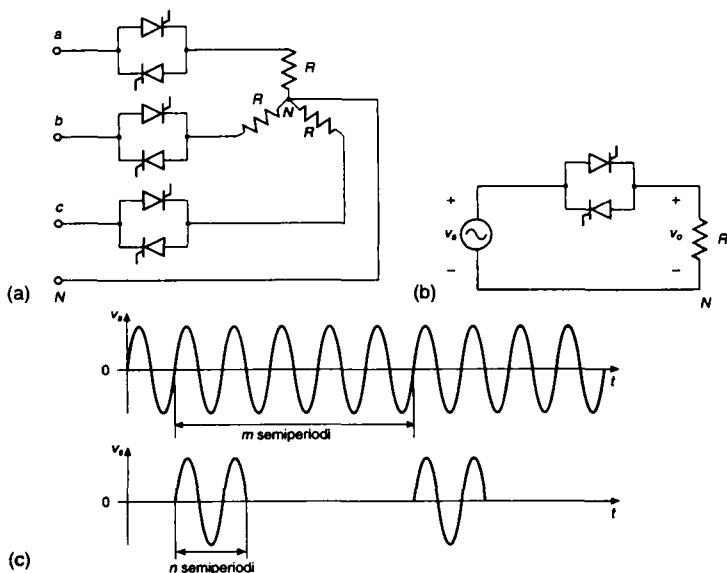


Fig. 12.10 Controllori a numero intero di semiperiodi: (a) circuito trifase, (b) circuito di una singola fase, (c) forme d'onda.

I problemi relativi alla qualità della energia associata all'immissione di armoniche di corrente e i problemi relativi al fattore di potenza sono discussi nell'ultimo capitolo di questo libro.

## 12.5 Problemi

12.1 Nella fig. 12.2 per un pompa di calore a velocità fissa, si assuma che ogni periodo di accensione (on) e di spegnimento (off) duri dieci minuti, cioè che ci siano tre cicli in un'ora. Quando il compressore è acceso, la sua uscita aumenta in modo esponenziale, raggiungendo il 99% della sua massima potenza alla fine dei dieci minuti dell'intervallo di funzionamento. Una volta che il compressore è disinserito, il riscaldamento (o il raffreddamento) decresce con una costante di tempo molto più piccola, tale da poter essere considerata istantanea.

- Se durante l'intervallo di accensione viene assorbita la potenza elettrica nominale, calcolare la diminuzione del rendimento dovuta alla salita esponenziale dell'uscita del compressore.
- Una pompa di calore con potenza modulata in modo proporzionale al carico è usata per eliminare il precedente andamento ciclico on/off. Il rendimento del convertitore statico è del 96% e il rendimento del motore è più basso di un punto percentuale in conseguenza della velocità ridotta, del carico ridotto e delle armoniche dell'inverter. Si supponga che il rendimento del compressore non cambi.

Confrontare il rendimento del sistema (b) con il compressore a velocità fissa della parte (a) se il rendimento del motore della parte (a) può essere considerato uguale a 85%.

## 12.6 Bibliografia

### Riscaldamento degli ambienti e condizionamento dell'aria

- 1) N. Mohan e J. W. Ramsey, "Comparative Study of Adjustable-Speed Drivers for Heat Pumps", EPRI Final Report, EPRI EM-4704, Progetto 2033-4, agosto 1986, Palo Alto, CA.

### Illuminazione a fluorescenza ad alta frequenza

- 2) E. E. Hammer e T. K. McGowan, "Characteristics of Various F40 Fluorescent Systems at 60 Hz and High Frequency", IEEE/IAS Transactions, Vol. IA-21, N. 1, gennaio/febbraio 1985, pp. 11 + 12.
- 3) Illuminating Engineering Society (IES), *Lighting Handbook*, IES, 1981.

### Riscaldamento a induzione e saldatura elettrica

- 4) Siemens e John Wiley & Sons, *Electrical Engineering Handbook*, John Wiley & Sons, New York, 1985.



## Applicazioni per le reti elettriche

### 13.1 Introduzione

In questo capitolo sono discussi i sistemi dell'elettronica di potenza che hanno applicazioni specifiche nelle reti elettriche, come la trasmissione della corrente continua ad alta tensione, i compensatori statici di potenza reattiva, le interconnessioni di sorgenti rinnovabili e di sistemi di immagazzinamento dell'energia con la rete.

Negli ultimi anni, con il miglioramento delle prestazioni dei semiconduttori in termini di tensioni e correnti sopportate, sono state ricercate nuove possibilità di applicazioni dell'elettronica nei sistemi di potenza.

Due di questi esempi sono i sistemi flessibili di trasmissione in alternata FACTS (*Flexible AC Transmission System*), discussi nel titolo del punto 5 della bibliografia del capitolo 1, e i filtri attivi per migliorare la qualità dell'energia.

Parecchie università hanno introdotto nuovi corsi per trattare in modo specifico queste applicazioni dell'elettronica di potenza, per le quali il programma EMTP (discusso nel paragrafo 4.6.2 del capitolo 4) è usato come strumento di simulazione (punto [1] della bibliografia). In accordo con gli obiettivi di questo capitolo, vengono fornite solo indicazioni generali rispetto a queste applicazioni.

### 13.2 Trasmissione in continua ad alta tensione

Gli impianti di generazione forniscono la potenza sotto forma di tensioni e correnti alternate. Questa potenza è trasportata ai centri di utilizzazione mediante linee di trasmissione trifase in corrente alternata. Tuttavia, in alcune circostanze, diventa conveniente trasportare questa potenza con linee di trasmissione in corrente continua. Questa alternativa incomincia a diventare interessante dal punto di vista economico quando una quantità elevata di potenza deve essere trasportata su lunghe distanze, da un impianto di produzione remoto al centro di utilizzazione.

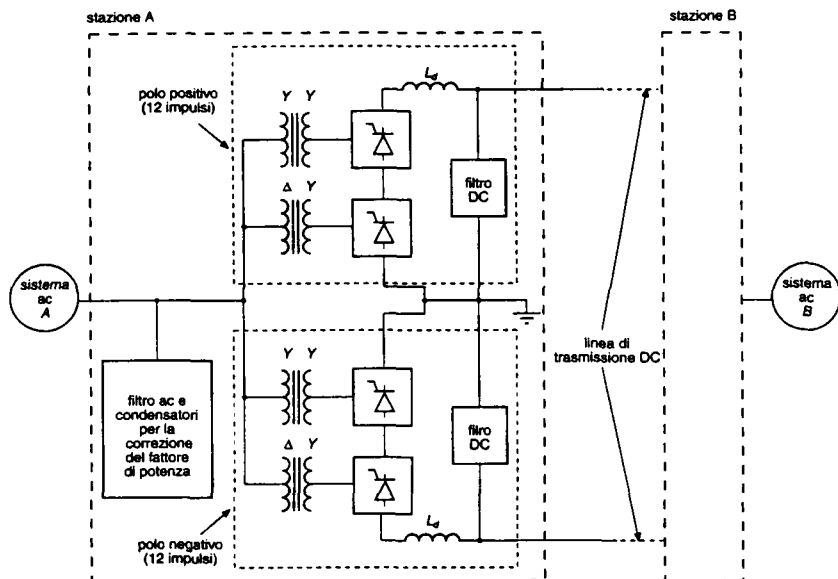


Fig. 13.1 Tipico sistema di trasmissione HVDC.

La distanza per la quale la trasmissione in corrente continua HVDC (*High-Voltage Direct Current*) diventa conveniente rispetto alla linea tradizionale è di circa 500 + 600 chilometri ed è molto più breve per i cavi posati sotto l'acqua. Inoltre, molti altri fattori, come la migliorata stabilità rispetto ai transitori e lo smorzamento dinamico delle oscillazioni del sistema elettrico, possono influenzare la scelta del trasporto in continua, facendolo preferire a quello in alternata. Mediante una linea di trasmissione HVDC è possibile realizzare una interconnessione tra due sistemi in alternata che hanno due frequenze differenti, oppure che non sono sincronizzati.

La fig. 13.1 mostra un tipico schema di un sistema di trasmissione HVDC con il quale si può realizzare l'interconnessione di due sistemi in alternata (ciascuno dei quali può avere la propria generazione e il proprio carico). Il flusso di potenza sulla linea può essere invertito.

Se supponiamo che il flusso di potenza avvenga dal sistema A al sistema B, la tensione di A, compresa in un intervallo di 69 + 230 kV, viene aumentata in ampiezza fino al livello di trasmissione, poi è raddrizzata dalla situazione di conversione A e quindi applicata alla linea di trasmissione HVDC.

Nel punto di ricezione, la potenza in continua viene resa alternata mediante la stazione di conversione B e la tensione viene diminuita in ampiezza in modo da corrispondere alla tensione in alternata del sistema B. La potenza ricevuta dalla linea di trasmissione HVDC è in seguito trasferita dal sistema B alle linee di trasmissione e di distribuzione in alternata dovunque sia richiesto nel sistema B.

Nella fig. 13.1, ogni stazione di conversione possiede un polo positivo e uno negativo.

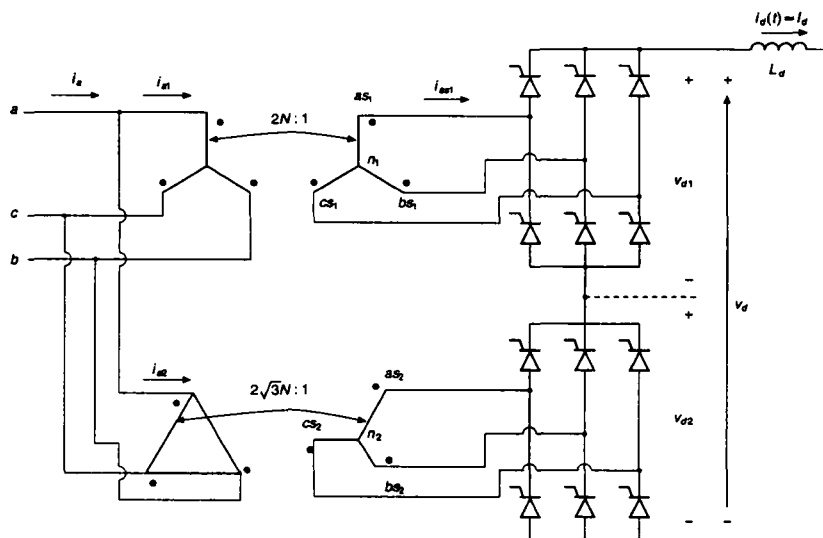


Fig. 13.2 Configurazione di un convertitore a dodici impulsi.

Ogni polo è formato da due convertitori a ponte a sei impulsi alla frequenza di linea, connessi mediante un trasformatore  $Y - Y$  e uno  $\Delta - Y$  per realizzare la configurazione di un convertitore a dodici impulsi. Su lato ac del convertitore, sono richiesti filtri per ridurre le armoniche di corrente generate dai convertitori e iniettate nel sistema ac.

Inoltre, nei banchi di filtro lato ac sono inclusi dei condensatori di correzione del fattore di potenza per fornire la potenza reattiva di tipo induttivo richiesta dal convertitore quando funziona come raddrizzatore o come inverter. Sul lato dc del convertitore, mediante induttori di spianamento  $L_d$  e gruppi filtro in continua, come è mostrato nella fig. 13.1, si impedisce al ripple della tensione continua di causare eccessivo ripple nella corrente della linea di trasmissione in continua.

### 13.2.1 Convertitori a frequenza di linea a dodici impulsi

I convertitori controllati a frequenza di linea e a sei impulsi sono stati descritti in dettaglio nel capitolo 6. A causa degli elevati livelli di potenza associati all'applicazione della trasmissione HVDC, è importante ridurre le armoniche di corrente generate sul lato ac e il ripple di tensione prodotto sul lato dc del convertitore.

Questo è realizzato mediante un convertitore a dodici impulsi, che richiede due convertitori a sei impulsi collegati attraverso un trasformatore  $Y - Y$  e uno  $\Delta - Y$ , come è mostrato nella fig. 13.2.

I due convertitori a sei impulsi sono collegati in serie sul lato dc e in parallelo sul lato ac. Il collegamento in serie dei due convertitori a sei impulsi sul lato dc è significativo per soddisfare l'esigenza di tensione elevata di un sistema HVDC.

Nella fig. 13.2  $V_{as1n1}$  precede  $V_{as2n2}$  di  $30^\circ$ . Le forme d'onda di tensione e di corrente possono essere disegnate supponendo che la corrente  $I_d$  sul lato dc del convertitore sia puramente continua per la presenza di una grande induttanza di livellamento  $L_d$  mostrata nella fig. 13.2.

All'inizio, per semplicità, supponiamo che l'induttanza di commutazione  $L_s$  di ogni fase del lato ac sia trascurabile, in modo da avere impulsi rettangolari di corrente. In realtà, comunque, sono presenti significative induttanze di commutazione come conseguenza delle induttanze di dispersione del trasformatore. Gli effetti di queste induttanze di commutazione sulla forma d'onda a 12 impulsi sono discusse in seguito.

Con le ipotesi fatte di  $L_s = 0$  e  $i_d(t) \approx I_d$  e ricordando che  $V_{as1n1}$  precede  $V_{as2n2}$  di  $30^\circ$ , si possono disegnare le forme d'onda come nella fig. 13.3a. Ogni convertitore a sei impulsi funziona con lo stesso angolo di ritardo  $\alpha$ .

La forma d'onda della corrente totale per ogni fase  $i_a = i_{a1} + i_{a2}$  mostra in modo chiaro che questa contiene meno armoniche rispetto a  $i_{a1}$  o  $i_{a2}$  assorbite dai convertitori a sei impulsi.

In termini di componenti di Fourier si ha:

$$i_{a1} = \frac{2\sqrt{3}}{2N\pi} I_d \left( \cos\theta - \frac{1}{5} \cos 5\theta + \frac{1}{7} \cos 7\theta - \frac{1}{11} \cos 11\theta + \frac{1}{13} \cos 13\theta \dots \right) \quad (13.1)$$

$$i_{a2} = \frac{2\sqrt{3}}{2N\pi} I_d \left( \cos\theta + \frac{1}{5} \cos 5\theta - \frac{1}{7} \cos 7\theta - \frac{1}{11} \cos 11\theta + \frac{1}{13} \cos 13\theta \dots \right) \quad (13.2)$$

dove  $\theta = \omega t$ , mentre il rapporto spire del trasformatore è indicato nella fig. 13.2. Quindi, la corrente complessiva assorbita è

$$i_a = i_{a1} + i_{a2} = \frac{2\sqrt{3}}{N\pi} I_d \left( \cos\theta - \frac{1}{11} \cos 11\theta + \frac{1}{13} \cos 13\theta \dots \right) \quad (13.3)$$

Questa analisi di Fourier mostra che la corrente di linea complessiva ha armoniche di ordine

$$h = 12k \pm 1 \quad (\text{dove } k = \text{numero intero}) \quad (13.4)$$

e ne deriva un funzionamento a dodici impulsi, diverso da quello a sei impulsi nel quale le armoniche di corrente sono di ordine  $6k \pm 1$  (dove  $k$  è un numero intero).

Le ampiezze delle armoniche di corrente nella eq. 13.3 per un convertitore a dodici impulsi sono inversamente proporzionali al loro ordine di armonicità e le armoniche di ordine più basso sono l'undicesima e la tredicesima.

Le correnti nel lato ac dei due convertitori a sei impulsi si sommano, confermando che sul lato ac i due convertitori sono effettivamente in parallelo.

Sul lato dc, le forme d'onda delle tensioni  $v_{d1}$  e  $v_{d2}$  per i due convertitori a sei impulsi sono mostrate nella fig. 13.3b. Queste due forme d'onda sono sfasate di  $30^\circ$  l'una rispetto all'altra. Poiché i due convertitori a sei impulsi sono collegati in serie sul lato dc, la tensione totale dc  $v_d = v_{d1} + v_{d2}$  ha dodici impulsi di ripple per ogni periodo della frequenza fondamentale ac.

Questo comporta armoniche di tensione di ordine  $h$  in  $v_d$ , dove

$$h = 12k \quad (\text{dove } k = \text{numero intero}) \quad (13.5)$$

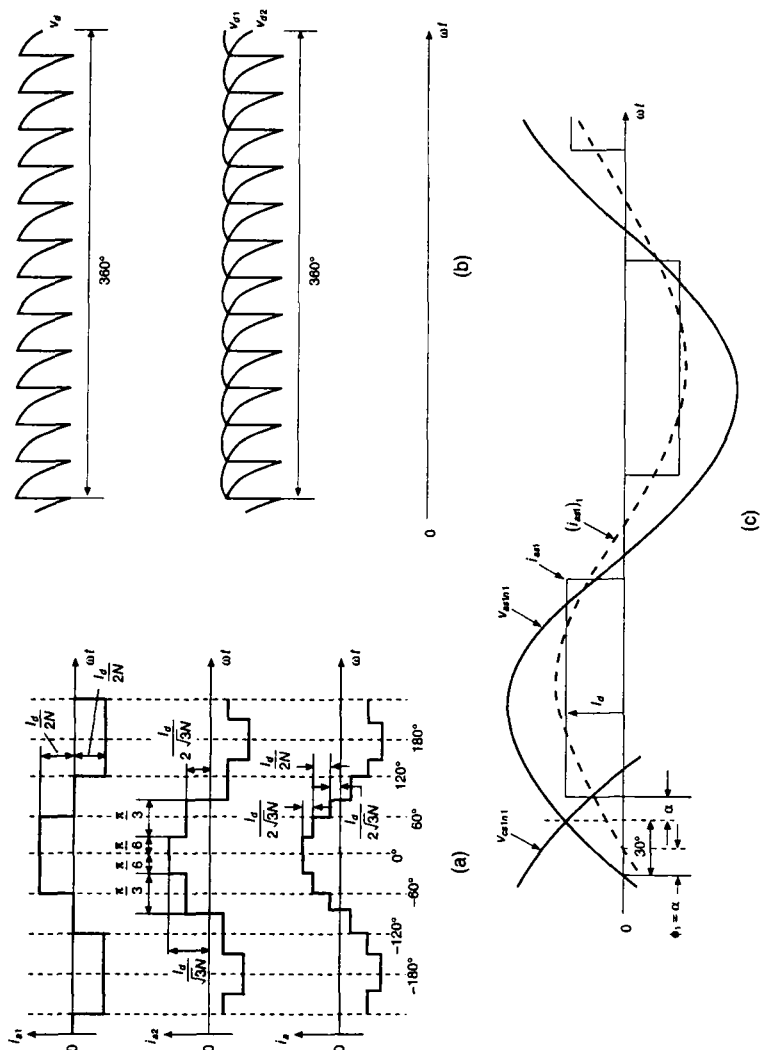


Fig. 13.3 Forme d'onda ideali assumendo  $L_s = 0$ .

e la dodicesima armonica è quella di ordine più basso. Le ampiezze delle armoniche di tensione sul lato dc variano in modo significativo con l'angolo di ritardo  $\alpha$ .

Nei casi reali, l'induttanza  $L_s$  è significativa a causa dell'induttanza di dispersione dei trasformatori.



La presenza di  $L_s$  non cambia l'ordine delle armoniche caratteristiche prodotte sia sul lato ac sia su quello dc purché i due convertitori a sei impulsi funzionino in condizioni identiche. Comunque, l'ampiezza delle armoniche dipende in modo significativo da  $L_s$ , dall'angolo di ritardo  $\alpha$  e dalla corrente  $I_d$ . L'effetto di  $L_s$  sulla forma d'onda della corrente ac e sulle armoniche è stato discusso nel capitolo 6.

Con riferimento alla discussione fatta nel capitolo 6, la tensione media dc può essere scritta nel modo seguente:

$$V_{d1} = V_{d2} = \frac{V_d}{2} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha - \frac{3\omega L_s}{\pi} I_d \quad (13.6)$$

dove  $V_{LL}$  è il valore efficace della tensione di linea applicata a ciascuno dei convertitori a sei impulsi e  $L_s$  è l'induttanza di dispersione di ogni fase di ciascuno dei trasformatori, riferita al lato del proprio convertitore.

Come è stato spiegato nel capitolo 6,  $\alpha > 90^\circ$  corrisponde a un funzionamento in modalità inverter con un trasferimento di potenza dal lato dc al lato ac del convertitore.

## 13.2.2 Potenza reattiva assorbita dal convertitore

Come è stato accennato in precedenza, i convertitori commutati dalla tensione di linea e alla frequenza di rete funzionano con un fattore di potenza in ritardo e, quindi, assorbono una potenza reattiva dal sistema.

Sebbene le correnti del lato ac associate al convertitore contengano armoniche oltre alla frequenza fondamentale, le armoniche di corrente sono "assorbite" dai filtri del lato ac, che devono essere progettati in base alle ampiezze delle armoniche generate, come verrà discusso più avanti. Quindi, per il calcolo della potenza attiva trasferita e di quella reattiva assorbita, si considerano solo le componenti delle correnti alternate alla frequenza fondamentale. È necessario considerare solo uno dei due convertitori a sei impulsi, poiché la potenza attiva e quella reattiva per la configurazione a dodici impulsi sono doppie rispetto a quelle di un solo convertitore.

### 13.2.2.1 Modalità di funzionamento da raddrizzatore

Con l'ipotesi iniziale che  $L_s = 0$  come nella fig. 13.2, la fig. 13.3c mostra la tensione  $V_{as1n1}$  tra fase e neutro e la corrente  $i_{as1}$  (corrispondente al convertitore 1 nella fig. 13.3) con  $i_d(t) \approx I_d$  per un angolo di ritardo  $\alpha$ .

La componente di corrente alla frequenza fondamentale  $(i_{as1})_1$ , mostrata con la curva tratteggiata, è in ritardo rispetto alla tensione di fase  $v_{as1n1}$  di un angolo che coincide con l'angolo del fattore di sfasamento  $\phi_1$ ; si ha

$$\phi_1 = \alpha \quad (13.7)$$

Quindi la potenza reattiva trifase (in ritardo) richiesta dal convertitore a sei impulsi a causa delle componenti di corrente reattiva alla frequenza fondamentale, che seguono le rispettive tensioni di fase con un ritardo di  $90^\circ$ , è uguale a

$$Q_1 = \sqrt{3} V_{LL} (I_{as1})_1 \sin \alpha \quad (13.8)$$

dove  $V_{LL}$  è la tensione di linea sul lato ac del convertitore.

Dall'analisi di Fourier di  $i_{as1}$  nella fig. 13.3c si ricava il valore efficace della sua componente a frequenza fondamentale:

$$(I_{as1})_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \approx 0.78 I_d \quad (13.9)$$

Quindi dalle eqq. 13.8 e 13.9 si ha:

$$Q_1 = \sqrt{3} V_{LL} \left( \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \right) \sin \alpha = 1.35 V_{LL} I_d \sin \alpha \quad (13.10)$$

Il trasferimento di potenza attiva attraverso ciascuno dei convertitori a sei impulsi può essere calcolato dall'eq. 13.6 con  $L_s = 0$  nel modo seguente:

$$P_{d1} = V_{d1} I_d = 1.35 V_{LL} I_d \cos \alpha \quad (13.11)$$

Per un determinato trasferimento di potenza  $P_{d1}$ , la richiesta di potenza reattiva  $Q_1$  dovrebbe essere ridotta quanto più possibile. Nello stesso modo,  $I_d$  dovrebbe essere tenuta piccola quanto più possibile per rendere minime le perdite  $I^2 R$  sulla linea di trasmissione. Per rendere minime  $I_d$  e  $Q_1$ , osservando che nelle eqq. 13.10 e 13.11  $V_{LL}$  è essenzialmente costante, si deve scegliere un valore piccolo dell'angolo di ritardo  $\alpha$  nel funzionamento da raddrizzatore. Per motivi pratici il valore minimo di  $\alpha$  è scelto in un intervallo di  $10^\circ + 20^\circ$ .

### 13.2.2.2 Modalità di funzionamento da inverter

Nella modalità inverter, la tensione dc nel convertitore agisce come una forza controelettromotrice di un motore in corrente continua.

Quindi è utile definire la polarità della tensione dc, come mostrato nella fig. 13.4a, in modo che la tensione dc sia positiva quando è indicata in modo specifico per la modalità di funzionamento da inverter. Nel capitolo 6, l'angolo di spegnimento  $\gamma$  è stato definito in funzione di  $\alpha$  e di  $u$  nel modo seguente:

$$\gamma = 180^\circ - (\alpha + u) \quad (13.12)$$

dove  $\alpha$  è l'angolo di ritardo e  $u$  è l'angolo di commutazione.

La tensione dell'inverter nella fig. 13.4 può essere ottenuta nel modo seguente (si veda il problema 13.7):

$$V_{d1} = V_{d2} = \frac{V_d}{2} = 1.35 V_{LL} \cos \gamma - \frac{3\omega L_s}{\pi} I_d \quad (13.13)$$

Facendo di nuovo, per semplicità, l'ipotesi che sia  $L_s = 0$ , la fig. 13.4b mostra le forme d'onda ideali per  $v_{as1n1}$  e  $i_{as1}$  per un angolo  $\alpha > 90^\circ$ , corrispondenti alla modalità di funzionamento da inverter.

La componente alla frequenza fondamentale  $(i_{as1})_1$  della corrente di fase è mostrata mediante la curva tratteggiata. Nel diagramma fasoriale della fig. 13.4c, la componente di corrente reattiva alla frequenza fondamentale è in ritardo rispetto alla tensione tra fase e neutro, indicando che anche in modalità inverter, nella quale la direzione del flusso di potenza attraverso il convertitore è stata invertita, il convertitore richiede una potenza reattiva (in ritardo) al sistema ac.

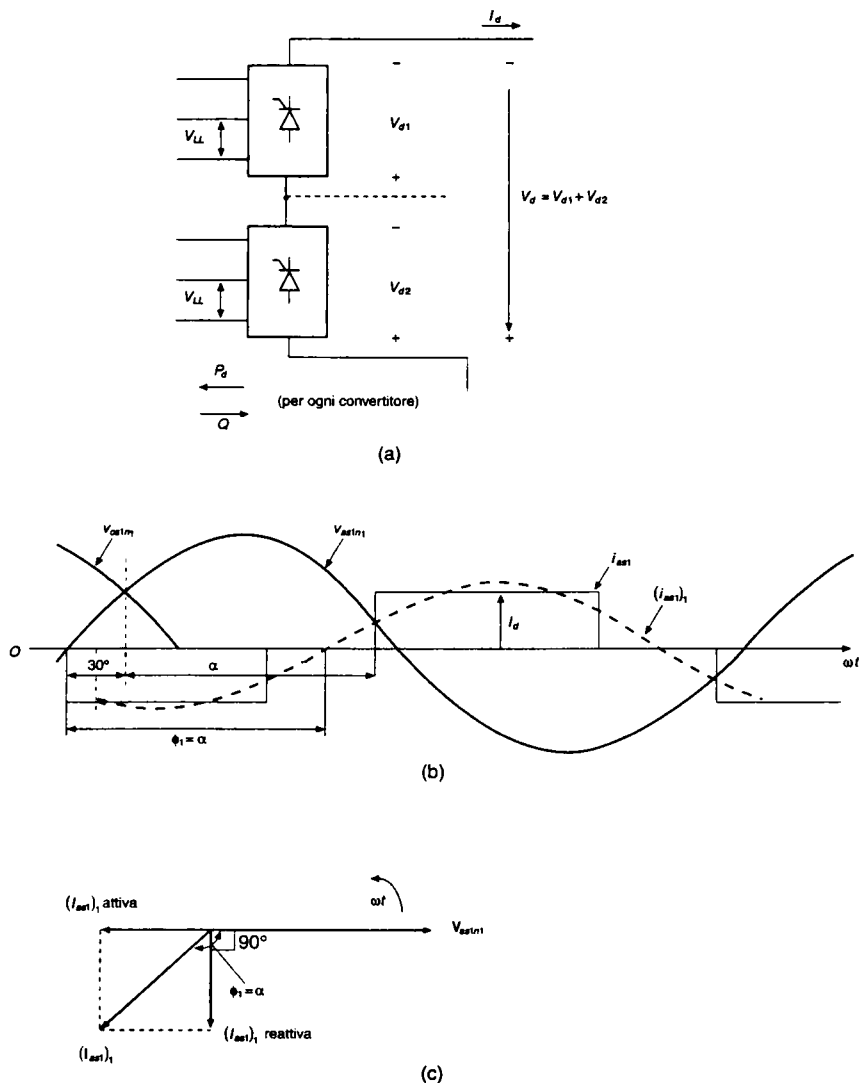


Fig. 13.4 Modalità di funzionamento da inverter (assumendo  $L_s = 0$ ).

Con  $L_s = 0$ , nella eq. 13.12 si ha  $u = 0$  e  $\gamma = 180^\circ - \alpha$ . Quindi, nelle eqq. 13.10 e 13.11 le espressioni  $Q_1$  e  $P_{d1}$  per ogni convertitore possono essere ottenute in modo specifico per la modalità inverter in funzione dell'angolo  $\gamma$  nel modo seguente:

$$Q_1 = 1.35V_{LL}I_d \sin \gamma \quad (13.14)$$

e

$$P_{d1} = 1.35V_{LL}I_d \cos \gamma \quad (13.15)$$

dove le direzioni della potenza reattiva (in ritardo) e della potenza attiva sono mostrate nella fig. 13.4a.

Nelle eqq. 13.14 e 13.15, per un determinato livello di trasferimento di potenza,  $\gamma$  deve essere quanto più piccolo possibile per rendere minime le perdite  $I^2R$  nella linea di trasmissione dovute a  $I_d$  e per rendere minima la richiesta di potenza reattiva da parte del convertitore.

Come si è discusso nel capitolo 6, il valore minimo che  $\gamma$  può raggiungere è chiamato *angolo minimo di spegnimento*  $\gamma_{\min}$ ; tale valore è basato sulla necessità di concedere ai tiristori un tempo di spegnimento sufficiente.

In una configurazione di convertitore a dodici impulsi, la richiesta di potenza reattiva è la somma di quelle richieste da ciascuno dei due convertitori a sei impulsi. I banchi di filtri del lato ac e i condensatori di correzione del fattore di potenza soddisfano in parte la richiesta di potenza reattiva dei convertitori, come sarà discusso nel paragrafo 13.2.4.

### 13.2.3 Controllo dei convertitori HVDC

È possibile discutere il controllo dei convertitori in un sistema HVDC focalizzandosi su un polo, poiché sia il polo positivo sia il polo negativo funzionano in condizioni identiche. La fig. 13.5a mostra, per esempio, il polo positivo, costituito dai convertitori *A* e *B* a dodici impulsi. Si suppone che la stazione di conversione *A* funzioni come raddrizzatore; la sua tensione dc è definita come  $V_{dA}$ . Si suppone che la stazione di conversione *B* funzioni come inverter; la sua tensione dc  $V_{dB}$  è mostrata con una polarità che è specifica per la modalità inverter di funzionamento, per cui ha un valore positivo.

Nel circuito della fig. 13.5a, a regime si ha:

$$I_d = \frac{V_{dA} - V_{dB}}{R_{dc}} \quad (13.16)$$

dove  $R_{dc}$  è la resistenza del conduttore positivo della linea di trasmissione. In pratica,  $R_{dc}$  è piccola e  $I_d$  si ottiene, nella eq. 13.16, come conseguenza di una differenza piccola tra due tensioni molto grandi. Quindi, un convertitore ha il compito di controllare la tensione della linea di trasmissione e l'altro di controllare  $I_d$ . Poiché il convertitore deve funzionare a un valore costante di  $\gamma = \gamma_{\min}$ , è naturale scegliere l'inverter (convertitore *B* nella fig. 13.5a) per controllare  $V_d$ . Allora  $I_d$  e, quindi, il livello di potenza, sono controllati dal raddrizzatore (convertitore *A* nella fig. 13.5a).

La fig. 13.5b mostra le caratteristiche di controllo del raddrizzatore e dell'inverter nel piano  $V_d - I_d$ , dove  $V_d$  è scelta come tensione del raddrizzatore, cioè,  $V_d = V_{dA}$ . Per un angolo di spegnimento costante  $\gamma = \gamma_{\min}$ , l'inverter produce una tensione  $V_d$  nella fig. 13.5a, che è data da

$$\begin{aligned} V_d &= 2 \times \left[ 1.35V_{LL} \cos \gamma_{\min} - \frac{3\omega L_t}{\pi} I_d \right] + R_{dc} I_d \\ &= 2 \times 1.35V_{LL} \cos \gamma_{\min} - \left( \frac{6\omega L_t}{\pi} - R_{dc} \right) I_d \end{aligned} \quad (13.17)$$

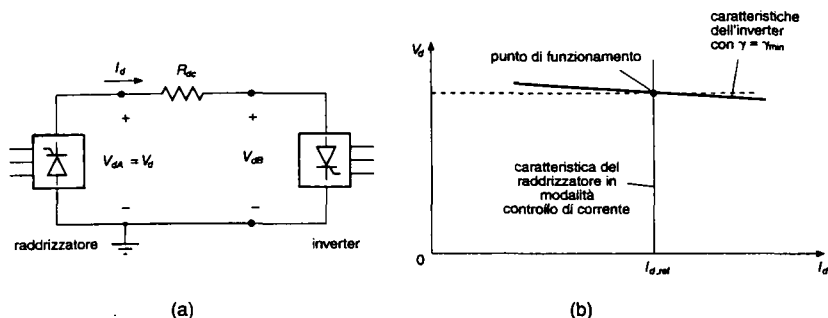


Fig. 13.5 Controllo di un sistema HVDC.

Assumendo positiva la quantità entro parentesi nell'eq. 13.17, il funzionamento con angolo di spegnimento costante è rappresentato dalla caratteristica  $V_d - I_d$  come è mostrato nella fig. 13.5b.

Il raddrizzatore può essere controllato per mantenere  $I_d$  uguale al valore di riferimento  $I_{d, \text{ref}}$ . Si misura la corrente reale  $I_d$ ; l'errore  $(I_d - I_{d, \text{ref}})$ , se positivo, fa aumentare l'angolo di ritardo  $\alpha$  del raddrizzatore; se negativo, lo fa diminuire.

Un controllore di corrente con guadagno elevato realizza una caratteristica del raddrizzatore quasi verticale, come mostrato nella fig. 13.5b in corrispondenza di  $I_{d, \text{ref}}$ .

Nella fig. 13.5b, l'intersezione tra le due caratteristiche stabilisce la tensione  $V_d$  e la corrente  $I_d$  della linea di trasmissione.

Le precedenti argomentazioni mostrano che il flusso di potenza  $P_d = V_d I_d$  dalla stazione A alla stazione B può essere controllato nella fig. 13.5a controllando  $I_d$ , mentre si mantiene quanto più alta possibile la tensione della linea di trasmissione affinché in questa siano minime le perdite  $I_d^2 R_{dc}$ .

Questo tipo di controllo comporta anche un piccolo valore di  $\alpha$  nel raddrizzatore e un piccolo  $\gamma = \gamma_{\text{min}}$  nell'inverter, rendendo così minima la richiesta di potenza reattiva sia del raddrizzatore, sia dell'inverter.

In pratica, i trasformatori in entrambe le stazioni hanno un commutatore a prese, che può regolare la tensione alternata  $V_{LL}$  fornita ai convertitori in un piccolo intervallo, aggiungendo così un ulteriore grado di controllo.

Le caratteristiche di controllo mostrate nella fig. 13.5b possono essere estese a valori negativi di  $V_d$  così che il flusso di potenza può essere controllato in modo graduale, sia in ampiezza, sia in direzione.

Si può trovare una discussione dettagliata nel titolo del punto 2 della bibliografia. Questa possibilità di invertire il flusso di potenza è utile se i due sistemi in alternata, interconnessi mediante la linea di trasmissione in continua, hanno carichi che variano in modo differente con le stagioni o con le ore del giorno.

Può essere utile anche se uno dei sistemi ha generatori idroelettrici la cui uscita dipende dalle stagioni.

Un'altra applicazione di questa possibilità di controllo è quella di modulare il flusso di potenza sulla linea in continua per smorzare le oscillazioni del sistema in alternata.

## 13.2.4 Filtri per le armoniche e condensatori per la correzione del fattore di potenza

### 13.2.4.1 Filtri per le armoniche sul lato dc

Per rendere minima l'interferenza di armoniche prodotta per accoppiamento induttivo in un sistema telefonico o in altri tipi di canali di controllo/comunicazione alle linee di trasmissione HVDC, è importante rendere minime le ampiezze delle armoniche di corrente nella linea di trasmissione in continua. Le armoniche di tensione sono di ordine  $12k$ , dove  $k$  è un numero intero. Le ampiezze delle tensioni armoniche dipendono da  $\alpha$ ,  $L_s$  e  $I_d$  per una data tensione del sistema ac. In condizioni di funzionamento equilibrato con dodici impulsi, il convertitore a dodici impulsi può essere rappresentato con un circuito equivalente come mostrato nella fig. 13.6a, nel quale le armoniche di tensione sono connesse in serie tra loro e con la tensione continua  $V_d$ . Una grande induttanza di spianamento  $L_d$  dell'ordine di parecchie centinaia di millihenry è usata in combinazione con un filtro passa alto, come è mostrato nella fig. 13.6a, per limitare la circolazione delle armoniche di corrente nella linea di trasmissione. L'impedenza del filtro passa alto della fig. 13.6a è rappresentata nella fig. 13.6b, dalla quale si vede che il filtro è progettato proprio per avere una bassa impedenza alla frequenza della dodicesima armonica, che è quella dominante.

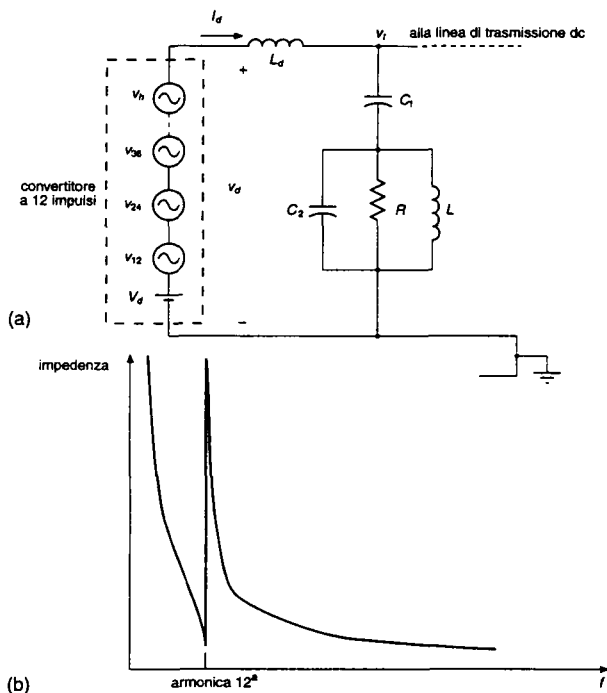


Fig. 13.6 Filtro per le armoniche di tensione sul lato dc: (a) circuito equivalente del lato dc, (b) impedenza del filtro passa alto in funzione della frequenza.

### 13.2.4.2 Filtri per le armoniche sul lato alternata e condensatori per la correzione del fattore di potenza

In un convertitore a dodici impulsi, le correnti ac hanno un contenuto di armoniche di ordine  $12k \pm 1$  ( $k$  è un numero intero), come dall'eq. 13.4. Le armoniche di corrente possono essere rappresentate mediante un circuito equivalente, come mostrato nella fig. 13.7a.

Conviene impedire che queste armoniche entrino nella rete ac, nella quale esse causano perdite ed anche eventuali interferenze con gli altri apparati di comunicazione. A questo scopo, vengono di solito usati filtri su ogni fase, come mostrato nella fig. 13.7a.

I filtri accordati di tipo serie sono usati per le armoniche dei due ordini più bassi: l'undicesimo e il tredicesimo. Un filtro passa alto, come mostrato nella fig. 13.7a, è usato per eliminare il resto delle armoniche di ordine più elevato. L'impedenza complessiva dei filtri di tutte le armoniche è rappresentata nel grafico della fig. 13.7b.

Si noti che, per fornire un adeguato filtraggio e per evitare possibili condizioni di risonanza, il progetto del filtro dipende molto dall'impedenza del sistema di alimentazione ac relativa alle frequenze delle armoniche. L'impedenza del sistema dipende dalla sua configurazione ed è basata sui carichi, sul sistema di generazione e sulle linee di trasmissione in servizio. Quindi, il progetto del filtro deve tener conto in anticipo dei cambiamenti previsti per il futuro (per esempio l'aggiunta di una interconnessione), che possono fare variare l'impedenza del sistema.

I filtri armonici forniscono anche una ampia percentuale della potenza reattiva richiesta dai convertitori in modalità raddrizzatore e inverter. Nei filtri del lato ac, discussi prima (sia quelli accordati di tipo serie, sia quelli passa alto), l'impedenza capacitiva alla frequenza di rete prevale sugli elementi induttivi connessi in serie al condensatore.

Quindi, l'effettiva capacità derivata resa disponibile per ogni fase dal gruppo di filtri ac alla frequenza di linea (fondamentale) può essere espressa da

$$C_f \approx C_{11} + C_{13} + C_{hp} \quad (13.18)$$

Alla frequenza fondamentale del sistema (50 Hz), la potenza reattiva di ogni fase (var) fornita dal gruppo di filtri è uguale a

$$Q_f \approx 314 C_f V_s^2 \quad (13.19)$$

dove  $V_s$  è il valore efficace della tensione di fase applicata sui filtri. Così, il filtro gioca un ruolo importante nell'assecondare la domanda di potenza reattiva dei convertitori, oltre a filtrare le armoniche di corrente.

Come è stato discusso nel paragrafo 13.2.3 a proposito del controllo dei sistemi HVDC, il flusso di potenza sulla linea in continua è controllato regolando  $I_d$  della fig. 13.5.

Quindi, la domanda di potenza reattiva da parte dei convertitori cresce con l'aumentare del livello della potenza trasferita, come indica l'eq. 13.10. I condensatori di filtro sono scelti in modo che la potenza reattiva da essi fornita non sia superiore a quella dei convertitori quando il sistema HVDC funziona al livello minimo di potenza. Il motivo è che se i VAR forniti dai filtri superano quelli richiesti dal convertitore, aumenta il problema delle sovratensioni nel sistema, che tende a manifestarsi soprattutto in condizioni di carico elevato. Quindi, come è mostrato nella fig. 13.7a, per compensare una domanda più elevata di potenza reattiva da parte dei convertitori a più alti livelli di trasferimento di potenza, vengono connessi ulteriori condensatori  $C_{pf}$  per la correzione del fattore di potenza.

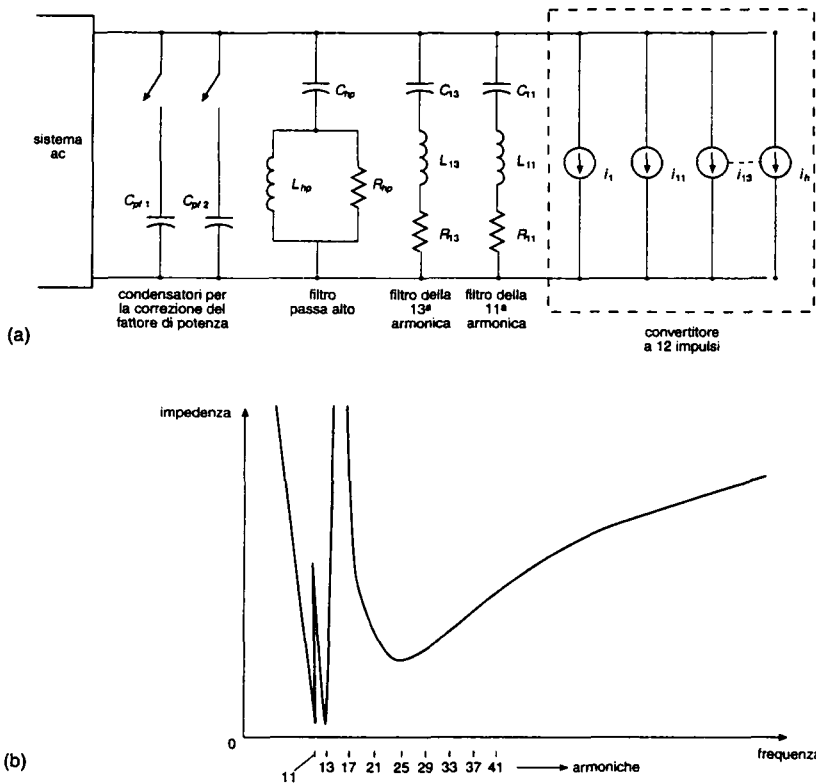


Fig. 13.7 Filtri del lato ac e condensatori di correzione del fattore di potenza: (a) circuito equivalente di una singola fase, (b) impedenza complessiva del filtro di una singola fase in funzione della frequenza.

### 13.3 Compensatori statici

In una rete elettrica, è desiderabile regolare la tensione entro un ristretto intervallo intorno ai suoi valori nominali. La maggior parte dei gestori cerca di mantenere le variazioni di tensione in un intervallo compreso tra +5% e -10% attorno a tali valori.

Inoltre è desiderabile avere un carico equilibrato sulle tre fasi per eliminare le correnti di sequenza inversa e omopolare, che possono avere conseguenze indesiderabili come il surriscaldamento di apparecchiature elettriche, oscillazioni di coppia nei generatori e nelle turbine, e così via.

La variazione del carico nel sistema può comportare una tensione che esce dai suoi limiti accettabili.



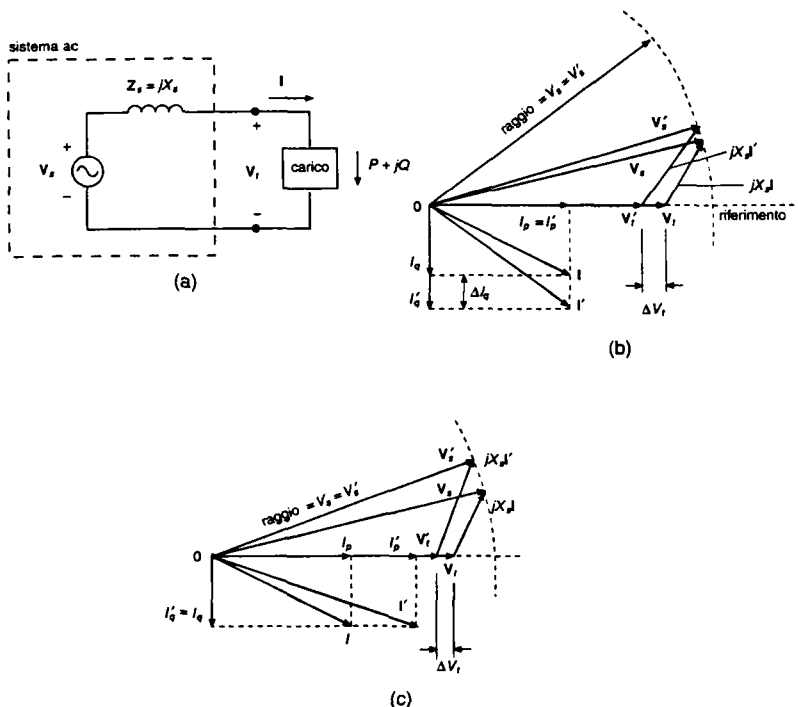


Fig. 13.8 Effetti di  $I_p$  e  $I_q$  su  $V_r$ : (a) circuito equivalente, (b) cambiamento in  $I_q$ , (c) cambiamento in  $I_p$ .

In virtù del fatto che l'impedenza interna del sistema in alternata vista dal carico è principalmente induttiva (poiché le linee di trasmissione e di distribuzione, i trasformatori, i generatori, ecc. hanno impedenza prevalentemente induttiva alla frequenza di rete), è la variazione della potenza reattiva nel carico che ha l'effetto più sfavorevole sulla regolazione della tensione.

Consideriamo il semplice circuito equivalente di Thévenin riferito a una singola fase del sistema, mostrato nella fig. 13.8a in cui si ipotizza che l'impedenza interna del sistema ac sia puramente induttiva. La fig. 13.8b mostra il diagramma fasoriale per un carico ( $P + jQ$ ) con fattore di potenza in ritardo, con una corrente  $\mathbf{I} = I_p + jI_q$  che è in ritardo rispetto alla tensione del nodo  $V_r$ . Si suppone che l'ampiezza della tensione del nodo sia al suo valore nominale. Un incremento di  $\Delta Q$  della potenza reattiva (di tipo induttivo) assorbita dal carico causa un incremento della componente reattiva della corrente  $I_q + \Delta I_q$  mentre si suppone che  $I_p$  non cambi.

Il diagramma fasoriale per la potenza  $Q$  incrementata è indicato mediante grandezze dotate di apice nella fig. 13.8b, dove, per semplicità, la tensione del nodo è scelta di nuovo come fasore di riferimento; l'ampiezza della tensione interna al sistema  $V_s$  rimane la stessa di prima.

Il diagramma fasoriale della fig. 13.8b mostra una diminuzione di tensione del nodo pari a  $\Delta V_r$ , causata da un incremento della potenza reattiva di tipo induttivo assorbita dal carico. In questo caso, anche se  $I_p$  rimane costante, la potenza attiva  $P$  diminuisce in conseguenza della diminuzione di  $V_r$ .

A scopo di confronto, la fig. 13.8c mostra il diagramma fasoriale nel quale la variazione percentuale di  $I_p$  è uguale a quella che  $I_q$  aveva nella fig. 13.8b, mentre ora si suppone che  $I_q$  non cambi. La fig. 13.8c mostra che la variazione di tensione  $\Delta V_r$  è piccola se dovuta al cambiamento di  $I_p$ .

Per correggere il fattore di potenza, la maggior parte dei sistemi elettrici utilizza banchi di condensatori, che sono inseriti o disinseriti mediante contattori meccanici per compensare i piccoli cambiamenti della potenza reattiva del carico allo scopo di mantenere il fattore di potenza complessivo quanto più possibile vicino all'unità.

I motivi per correggere il fattore di potenza sono legati al fatto che: (1) si facilita la regolazione della tensione del sistema entro l'intervallo +5%, -10% rispetto al valore nominale e (2) un fattore di potenza della combinazione carico-condensatore vicino all'unità implica la più piccola ampiezza della corrente assorbita per una determinata richiesta di potenza attiva. Questo a sua volta riduce le perdite  $I^2R$  nei vari apparati all'interno del sistema ac. Inoltre la potenza degli apparati che è valutata in termini di capacità di sopportare corrente, è utilizzata in modo molto più efficace.

In questo paragrafo, tuttavia, lo scopo è quello di discutere i controllori statici di potenza reattiva, che mediante una interfaccia elettronica di potenza possono fornire un controllo rapido della potenza reattiva stessa. Questi controllori statici sono usati per impedire noiose variazioni di tensione causate da carichi industriali come ad esempio i forni ad arco, che provocano cambiamenti molto rapidi della potenza reattiva e introducono anche sbilanciamenti variabili dei carichi fra le tre fasi. Un altro uso dei controllori statici di potenza reattiva è quello di fornire una regolazione dinamica della tensione per accrescere la stabilità dell'interconnessione tra i due sistemi in alternata.

Esistono tre tipi principali di controllori statici di potenza reattiva:

- 1) induttori controllati da tiristori, TCI (*Thyristor-Controlled Inductor*)
- 2) condensatori commutati da tiristori, TSC (*Thyristor-Switched Capacitor*)
- 3) convertitori switching con il minimo di elementi di accumulo di energia.

Una configurazione ibrida di TCI con TSC rende minime le perdite in assenza di carico.

### 13.3.1 Induttori controllati da tiristori

Gli induttori controllati da tiristori agiscono come induttori variabili nei quali i var induttivi forniti possono essere variati molto rapidamente. Il sistema può richiedere var sia induttivi sia capacitivi, in relazione alle condizioni del sistema. La richiesta può essere soddisfatta mettendo in parallelo TCI con banchi di condensatori.

Il principio fondamentale di un TCI può essere compreso considerando il circuito della fig. 13.9a riferito a una singola fase, nel quale un induttore  $L$  è collegato al generatore ideale di tensione alternata attraverso un interruttore bidirezionale, formato da due tiristori connessi in antiparallelo. Supponendo che la componente resistiva dell'induttore sia trascurabile, la corrente attraverso l'induttore può essere calcolata a regime in funzione dell'angolo  $\alpha$  di ritardo del tiristore. Uno stesso valore di  $\alpha$  è usato per entrambi i tiristori.

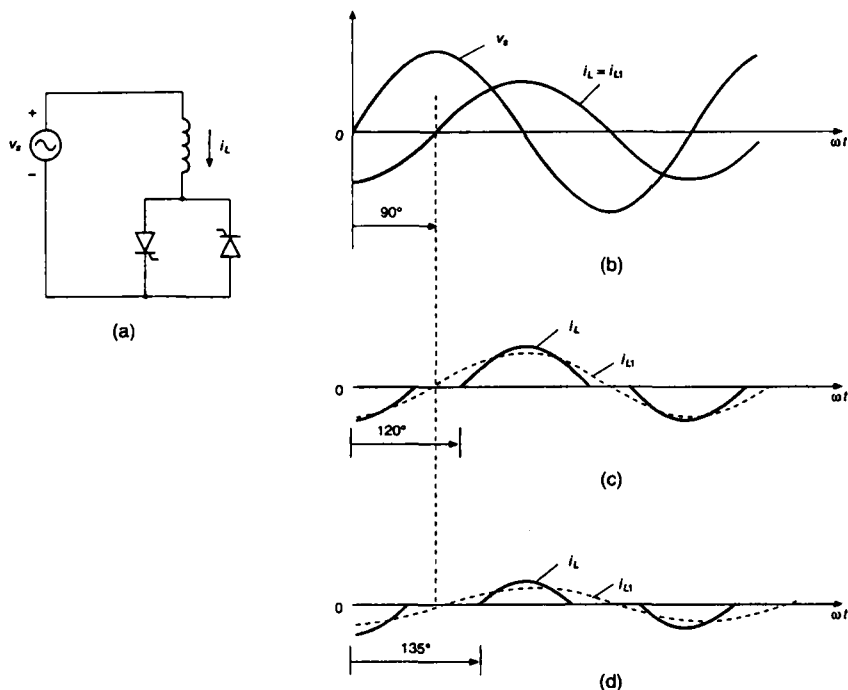


Fig. 13.9 Principi di base di TCI: (a) TCI per singola fase, (b)  $0 < \alpha < 90^\circ$ , (c)  $\alpha = 120^\circ$ , (d)  $\alpha = 135^\circ$ .

Come esempio, la fig. 13.9b mostra la forma d'onda della corrente nella quale gli impulsi al gate del tiristore sono sempre presenti, corrispondenti ad  $\alpha = 0$ , come se il tiristore fosse sostituito da un diodo. Questo fornisce una corrente sinusoidale  $i_L$  il cui valore efficace è uguale a

$$I_L = I_{L1} = \frac{V_s}{\omega L} \quad (\omega = 2\pi f) \quad (13.20)$$

dove nella corrente che percorre l'induttore compare solamente la componente alla frequenza fondamentale, senza nessuna altra armonica. Poiché  $i_L$  segue  $V_s$  in ritardo di  $90^\circ$  come mostrato nella fig. 13.9b, un angolo di ritardo  $\alpha$  in un intervallo di  $0 + 90^\circ$  non ha nessun controllo su  $i_L$  e il suo valore efficace rimane lo stesso di quello dato dall'eq. 13.20.

Se  $\alpha$  viene aumentato oltre i  $90^\circ$ ,  $i_L$  può essere controllata come è mostrato nelle figg. 13.9c e 13.9d corrispondenti, rispettivamente, a valori di  $\alpha$  di  $120^\circ$  e  $135^\circ$ .

Chiaramente, aumentando  $\alpha$  si riduce  $I_{L1}$ , permettendo così un controllo sul valore effettivo dell'induttanza connessa alla tensione di rete, poiché

$$L_{\text{eff}} = \frac{V_s}{\omega I_{L1}} \quad (13.21)$$

dove, mediante l'analisi di Fourier (si veda il problema 13.8), si ha:

$$I_{L1} = \frac{V_s}{\pi\omega L} (2\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha) \quad \frac{1}{2}\pi \leq \alpha \leq \pi \quad (13.22)$$

Quindi, la potenza reattiva di tipo induttivo assorbita da ogni fase del TCI alla frequenza fondamentale è

$$Q_l = V_s I_{L1} = \frac{V_s^2}{\omega L_{\text{eff}}} \quad (13.23)$$

La corrente nell'induttore non è un'onda puramente sinusoidale per  $\alpha > 90^\circ$ , come si può vedere dalle forme d'onda nelle figg. 13.9c e 13.9d. L'analisi di Fourier della forma d'onda della corrente nell'induttore mostra che  $i_L$  è composta da armoniche dispari  $h$  di ordine 3, 5, 7, 9, 11, 13, ... , le cui ampiezze rispetto a  $I_{L1}$  dipendono da  $\alpha$ . Per evitare le armoniche del terzo ordine e le multiple di tre, è normale nella pratica collegare a triangolo ( $\Delta$ ) il TCI trifase, in modo tale che le armoniche circolino negli induttori e non entrino nel sistema ac. Il condensatore, posto in parallelo al TCI per soddisfare le richieste di potenza reattiva del sistema, elimina le armoniche ad alta frequenza. Con riferimento alla discussione fatta nel paragrafo 13.2.4.2, anche in questo caso le armoniche di quinto e settimo ordine sono eliminate da filtri accordati di tipo serie. Questi filtri forniscono anche potenza reattiva di tipo capacitivo, come è stato descritto dalle eqq. 13.18 e 13.19.

### 13.3.2 Condensatori commutati da tiristori

La fig. 13.10 mostra la configurazione base nella quale alcuni (tre o quattro) condensatori possono essere collegati all'alimentazione attraverso interruttori bidirezionali formati da tiristori connessi in antiparallelo. Diversamente dal controllo di fase usato nei TCI per variare il valore effettivo dell'induttore, i TCS impiegano il controllo sul semiperiodo durante il quale il condensatore è inserito o disinserito completamente nel circuito.

Il banco di condensatori può essere scollegato bloccando gli impulsi al gate di entrambi i tiristori. La corrente smette di circolare nell'istante di passaggio per lo zero, che corrisponde anche all'istante in cui la tensione sul condensatore è uguale al valore massimo della tensione del sistema.

La polarità della tensione del condensatore dipende dall'istante in cui si bloccano gli impulsi al gate. Alla chiusura, il tiristore deve essere comandato proprio nell'istante di massima tensione ac per evitare ampie sovracorrenti. Inoltre gli induttori, mostrati mediante linea tratteggiata nella fig.13.10, sono usati per limitare le sovracorrenti alla chiusura. Usando un gran numero di gruppi di piccoli condensatori commutati da tiristori è possibile variare la potenza reattiva  $Q_c$ , a piccoli ma finiti passi.

### 13.3.3 Controllo istantaneo di potenza reattiva mediante l'uso di convertitori switching con minimo accumulo di energia

Gli schemi di controllo statico della potenza reattiva discussi nel paragrafo precedente richiedono induttori e condensatori che immagazzinano una grande quantità di energia per soddisfare le richieste. Inoltre essi non forniscono un controllo istantaneo della potenza reattiva a causa dei loro intrinseci tempi di ritardo.

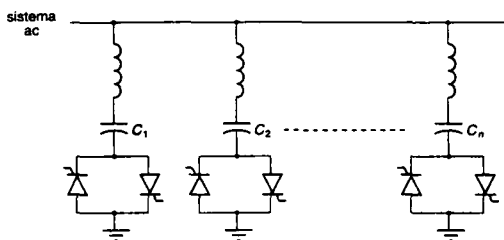


Fig. 13.10 Configurazione TCS.

Nel capitolo 8, trattando i convertitori statici a commutazione (inverter e raddrizzatori), è stato mostrato che la loro corrente alternata può essere controllata facendoli funzionare in modalità di controllo della corrente. Un simile convertitore è mostrato nella fig. 13.11.

La corrente alternata di simili convertitori statici può essere controllata rapidamente, sia in ampiezza, sia in fase (anticipo o ritardo) rispetto alle tensioni alternate.

Poiché si desidera che la potenza media assorbita o fornita da questi convertitori sia uguale a zero, non è necessaria alcuna sorgente sul lato dc del convertitore. È sufficiente solo un piccolo condensatore con una minima capacità di accumulo di energia, e la sua tensione è regolata dal convertitore statico, che trasferisce dal sistema in alternata la potenza attiva necessaria per compensare le proprie perdite e per mantenere una tensione costante sul condensatore, oltre a controllare la potenza reattiva.

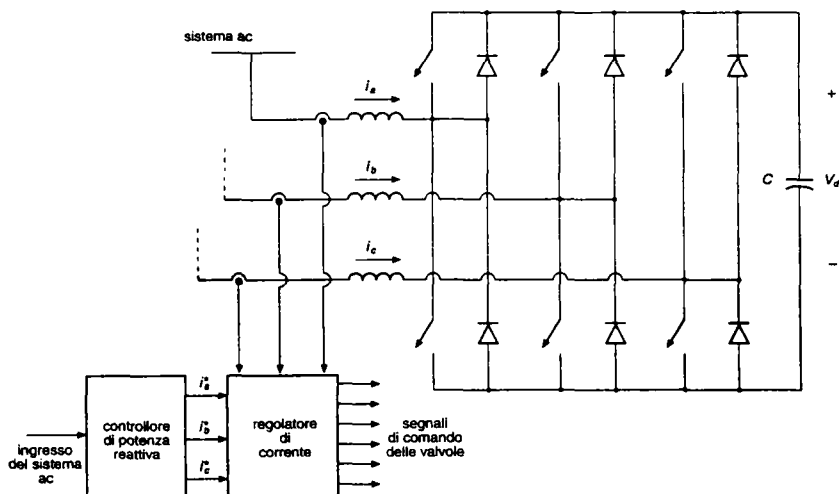


Fig. 13.11 Controllore istantaneo di potenza reattiva.

Una discussione sulla compensazione istantanea della potenza reattiva può essere trovata nel titolo del punto 8 della bibliografia, nel quale un elaboratore di potenza reattiva calcola le correnti istantanee di riferimento  $i_a^*$ ,  $i_b^*$  e  $i_c^*$  che il convertitore statico della fig. 13.11 deve fornire mediante un controllo in corrente. Si noti che i concetti relativi ai convertitori risonanti discussi nel capitolo 9 possono essere usati per ridurre le perdite di commutazione nel convertitore.

### 13.4 Interconnessione di sorgenti di energia rinnovabile e di sistemi di immagazzinamento di energia con la rete elettrica

Per connettere alla rete elettrica sorgenti di energia rinnovabile come il fotovoltaico, l'eolico e le piccole centrali idrauliche è necessaria un'interfaccia di elettronica di potenza.

La stessa cosa è vera per l'interconnessione di sistemi di immagazzinamento dell'energia per il livellamento del carico (chiamato anche riduzione dei picchi (*peak shaving*) di carico) come batterie, celle a combustibile, induttori a superconduttore per l'accumulo di energia. Alcuni di questi sistemi sono brevemente discussi qui di seguito.

#### 13.4.1 Interconnessione di array fotovoltaici

Un grande numero di celle solari collegate in serie o in parallelo formano array fotovoltaici o solari. Queste celle producono una tensione continua quando sono esposte alla luce del sole.

La fig. 13.12 mostra la caratteristica  $i-v$  di queste celle per vari livelli di insolazione (intensità della luce solare) e di temperatura. La fig. 13.12 mostra che la caratteristica della cella per una determinata insolazione e temperatura consiste in sostanza di due tratti: (1) il tratto a tensione costante; (2) il tratto a corrente costante.

La corrente è limitata quando la cella viene cortocircuitata. La condizione di massima potenza si ha al ginocchio della curva, dove i due tratti si incontrano. È desiderabile lavorare nel punto di massima potenza. Idealmente, dall'array solare dovrebbe essere prelevata una corrente perfettamente continua anche se, in presenza di un discreto ripple di corrente, la riduzione nella potenza erogata non è molto elevata.

Per esempio, un ripple di corrente del 5% di picco comporta una riduzione di potenza inferiore a 1%.

Per assicurare che l'array funzioni nel punto di massima potenza, viene usato un metodo di regolazione, del tipo "perturba e correggi", chiamato anche tecnica *dithering*, che consiste nell'osservare la potenza in uscita quando, ad intervalli di tempo regolari (una volta ogni pochi secondi), il valore della corrente erogata viene variato.

Se un aumento della corrente comporta una potenza più elevata, questo aumento viene incrementato ulteriormente fino a quando la potenza di uscita non incomincia a diminuire.

Se invece un aumento della corrente comporta una potenza più piccola di prima, allora la corrente viene diminuita fino a quando la potenza di uscita finisce di crescere e incomincia a diminuire.

L'array solare è interconnesso con la rete elettrica mediante un sistema di isolamento elettrico. La corrente fornita alla rete dovrebbe essere sinusoidale, con fattore di potenza molto prossimo all'unità.

Considerazioni sulle armoniche di corrente iniettate nel sistema elettrico e sulla distorsione armonica totale (THD) sono discusse nell'ultimo capitolo di questo libro.

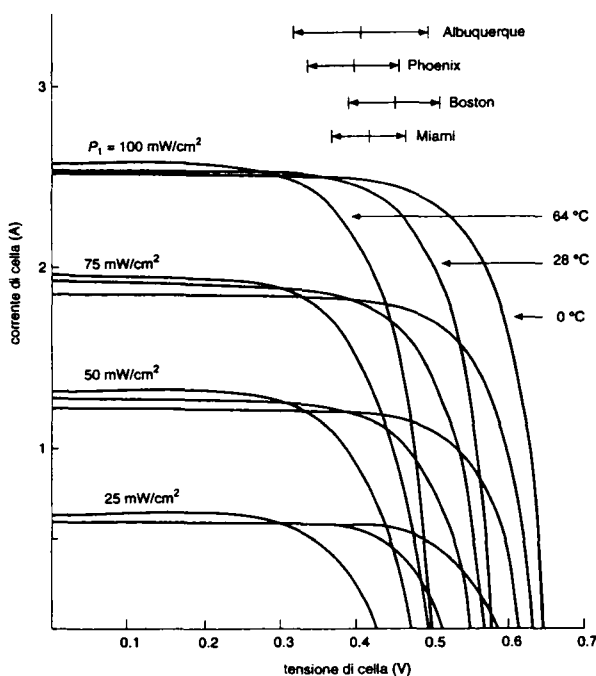


Fig. 13.12 Caratteristiche  $i-v$  di celle solari.

(Fonte: punto 10 della bibliografia).

### 13.4.1.1 Interconnessione monofase

È possibile usare un convertitore controllato in fase, alla frequenza di rete, del tipo discusso nel capitolo 6, nel quale il convertitore funziona sempre in modalità inverter e l'isolamento elettrico è fornito dal trasformatore a 50 o 60 Hz. Tuttavia, sul lato ac sono necessari dei filtri e bisogna compensare la potenza reattiva, poiché la corrente d'uscita contiene armoniche e ha un fattore di potenza in ritardo. In alternativa, si può usare un convertitore statico a commutazione con modulazione a larghezza di impulso del tipo discusso nel capitolo 8 nel quale l'isolamento elettrico è ottenuto ancora con un trasformatore a 50 o 60 Hz. Tuttavia, poiché la corrente in uscita è controllata in modo che sia in fase con la tensione di rete, per ottenere l'isolamento elettrico può essere economicamente conveniente utilizzare un trasformatore ad alta frequenza.

Nella fig. 13.13 è mostrato lo schema del circuito di una interfaccia che utilizza un trasformatore ad alta frequenza. La tensione continua in ingresso viene invertita per produrre una tensione alternata ad alta frequenza ai capi del primario del trasformatore.

La sua tensione secondaria è raddrizzata e lo stadio in continua realizzato è interfacciato alla tensione di linea attraverso un inverter a tiristori a commutazione naturale del tipo discusso nel capitolo 6.

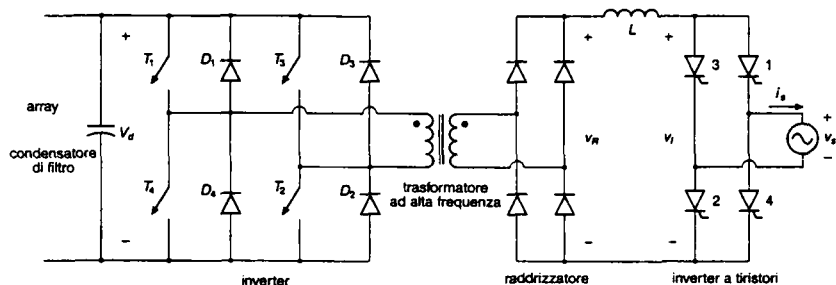


Fig. 13.13 Interfaccia per impianti fotovoltaici ad alta frequenza.

Poiché si richiede che la corrente di linea sia sinusoidale e in fase con la tensione, quest'ultima viene misurata per definire il riferimento per la corrente sinusoidale di linea  $i^*$ , la cui ampiezza è determinata dal regolatore di massima potenza mediante lo schema *dithering* discusso in precedenza. La corrente  $i^*$ , moltiplicata per il rapporto di spire del trasformatore, diventa la corrente di riferimento dell'inverter a interruttori comandati. L'inverter può essere controllato per fornire la corrente di riferimento mediante un controllo in corrente, come discusso nel capitolo 8. Un modo per realizzare questo controllo è descritto nei titoli indicati nei punti 9 e 10 della bibliografia. Il convertitore a tiristori a frequenza di linea della fig. 13.13 può funzionare con un valore molto piccolo dell'angolo di spegnimento  $\gamma$ , poiché la corrente che lo attraversa viene controllata in modo tale che sia molto piccola quando si è vicini al passaggio per lo zero della tensione di linea.

#### 13.4.1.2 Interconnessione trifase

Con un livello di potenza superiore a qualche kilowatt, è preferibile usare una interconnessione trifase. Usando un inverter a interruttori comandati, del tipo discusso nel capitolo 8, con un controllo in corrente possono essere fornite correnti alternate sinusoidali con fattore di potenza unitario. Per ottenere l'isolamento elettrico è necessario un trasformatore trifase alla frequenza di rete.

### 13.4.2 Interconnessione per impianti di produzione eolica e di piccola produzione idroelettrica

Nel caso di produzione eolica, la potenza disponibile varia con il cubo della velocità del vento. Per piccole produzioni idroelettriche la potenza disponibile dipende dall'altezza piezometrica e dalla portata dell'acqua. Sia per l'energia eolica sia per quella idroelettrica, per ottenere la quantità massima di potenza è auspicabile che la velocità della turbina possa variare entro un ampio intervallo, fino al valore ottimo, che dipende dalle condizioni di funzionamento. Questo non sarebbe possibile se un generatore sincrono fosse connesso direttamente alla rete elettrica (50 o 60 Hz) che impone una velocità costante (velocità sincrona). D'altra parte, la velocità dei generatori asincroni connessi alla rete elettrica può variare solo in un intervallo molto ristretto.



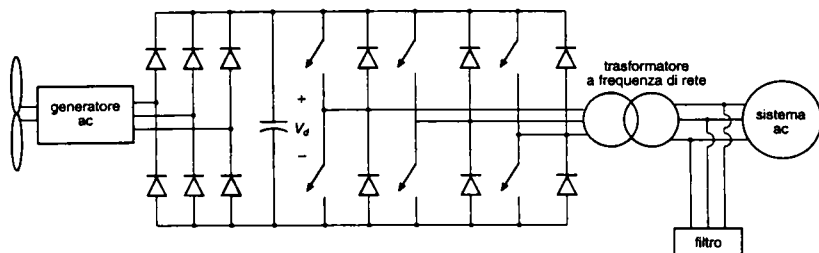


Fig. 13.14 Interconnessione tra generatori eolici o idraulici e la rete.

Quindi, per consentire alla velocità della turbina-generatore di variare per avere il rendimento massimo durante la generazione della potenza, l'uscita del generatore trifase è convertita in continua mediante raddrizzatore e poi interfacciata con la rete elettrica trifase per mezzo di un inverter del tipo discusso nel capitolo 8. Uno schema a blocchi è mostrato nella fig. 13.14; in questo schema è incluso il trasformatore di isolamento a frequenza di rete.

Poiché la potenza associata ai generatori eolici e ai piccoli generatori idroelettrici è di livello medio (alcune decine di kW o anche di più), è preferibile una interconnessione alla rete elettrica di tipo trifase.

### 13.4.3 Interfaccia Minnesota: una nuova topologia di interfaccia verso la rete per sistemi fotovoltaici, eolici e per celle a combustibile

Un'unica topologia di interfaccia, che usa un inverter a tiristori e solo due interruttori controllati, è stata sviluppata per fornire potenza alle reti elettriche trifasi da parte di sistemi fotovoltaici (PV), eolici e a celle a combustibile. Le correnti elettriche sono sinusoidali con un fattore di potenza quasi unitario.

Nella fig. 13.15a è mostrato lo schema del circuito; le forme d'onda della tensione e della corrente che si ottengono sono mostrate nella fig. 13.15b, dove la corrente ha un THD basso, del 3.4%. Il principio di funzionamento dell'interfaccia è descritto nel titolo indicato al punto 12 della bibliografia. I recenti progressi nel suo controllo consentono di regolare il fattore di sfasamento della corrente (in ritardo, unitario oppure in anticipo) e di eliminare completamente la possibilità di insuccessi della commutazione.

### 13.4.4 Interconnessione di sistemi di immagazzinamento dell'energia per livellare i carichi elettrici

Celle a combustibile, batterie, induttori a superconduttore per immagazzinare energia sono alcuni dei mezzi presi in considerazione per ridurre i picchi di carico elettrico.

In generale, è bene che i sistemi di generazione elettrica più efficienti (come il nucleare e i più recenti impianti alimentati a carbone) funzionino in ogni istante alla loro potenza nominale.

Tuttavia, il carico nel sistema elettrico non rimane costante durante la giornata e varia anche in relazione alle condizioni atmosferiche.

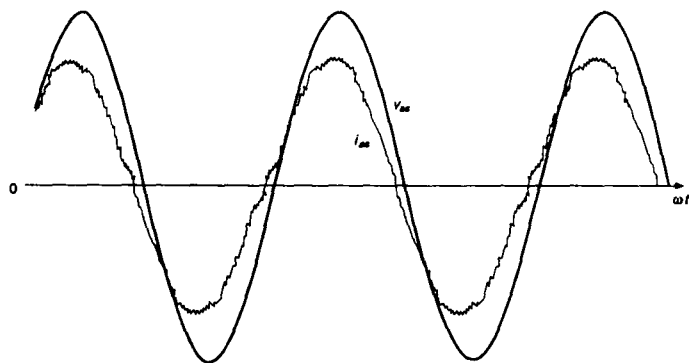
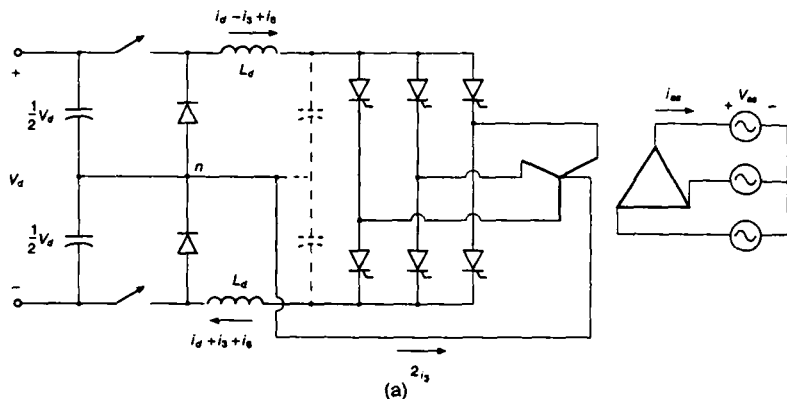


Fig. 13.15 Nuova topologia, interfaccia di rete (punto 12 della bibliografia).

Per soddisfare i picchi di carico bisogna usare impianti di generazione che utilizzano olio combustibile o gas, chiamati anche impianti per la copertura dei picchi, il cui funzionamento è costoso a causa del costo elevato del combustibile.

Una alternativa è quella di immagazzinare l'energia elettrica generata dagli impianti di produzione efficienti durante le condizioni di basso carico e fornirla di nuovo alla rete elettrica quando si hanno i picchi di carico, riducendo così o addirittura eliminando la necessità di avere impianti per la copertura dei picchi alimentati con gas o con olio combustibile. L'energia elettrica può essere immagazzinata sia in batterie, sia sotto forma di campo magnetico in un induttore a superconduttore.

Un'altra possibilità è quella di usare l'energia elettrica durante le condizioni di basso carico per produrre ossigeno mediante elettrolisi, che può essere utilizzato in seguito nelle celle a combustibile per fornire in uscita energia elettrica.

Sia le batterie, sia le celle a combustibile producono una tensione continua.

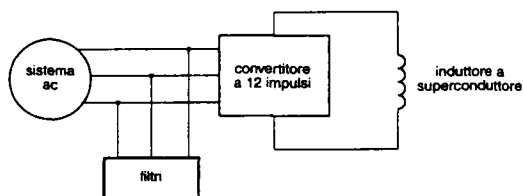


Fig. 13.16 Interconnessione di induttori superconduttivi per immagazzinare energia.

Per realizzare la loro interconnessione alle reti elettriche si può usare uno schema simile a quello utilizzato per l'interconnessione degli array fotovoltaici sia con collegamento monofase che trifase. Il modo più economico per interconnettere induttori a superconduttore è l'impiego di convertitori a dodici impulsi a a commutazione naturale, come mostrato nella fig. 13.16. Attraverso il controllo dell'angolo di ritardo, il funzionamento del convertitore può essere variato con continuità passando dalla modalità di completo raddrizzatore (carica) a quella di completo inverter (scarica), mentre la corrente continua a circolare nella stessa direzione.

### 13.5 Filtri attivi

Il prossimo capitolo affronterà i problemi dovuti alla presenza di armoniche nelle correnti della linea assorbite dalle apparecchiature dell'elettronica di potenza. Verranno anche descritte le misure correttive da introdurre nelle apparecchiature in modo da ottenere correnti sinusoidali e con un fattore di potenza vicino all'unità. In questo paragrafo si discutono i filtri attivi che impediscono alle armoniche di corrente di entrare nel sistema elettrico se la rete alimenta carichi non lineari distortenti.

La fig. 13.17 mostra un diagramma unifilare relativo al funzionamento di un filtro attivo. La corrente assorbita da un carico non lineare è composta da una componente alla frequenza fondamentale  $i_{L1}$  e da una componente di distorsione  $i_{L, \text{distorsione}}$ . La corrente nel carico viene misurata e filtrata in modo da fornire un segnale proporzionale alla componente di distorsione  $i_{L, \text{distorsione}}$ . Con un controllo in corrente, come discusso nel paragrafo 8.6.3 del capitolo 8, un inverter è fatto funzionare per fornire al sistema la corrente  $i_{L, \text{distorsione}}$ . Quindi, con riferimento a un caso ideale, le armoniche presenti nella corrente di rete vengono eliminate.

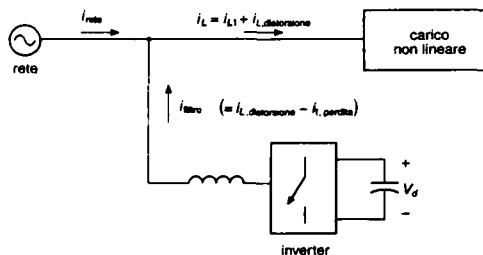


Fig. 13.17 Schema unifilare della connessione di un filtro attivo.

Sul lato dc del convertitore è necessario solo un condensatore in grado di immagazzinare una minima energia, come è stato discusso nel paragrafo 13.3.3, poiché la tensione su di esso è mantenuta dall'inverter che trasferisce dalla rete elettrica solo la potenza attiva necessaria a compensare le proprie perdite, attraverso una piccola corrente  $i_{1, \text{perdita}}$ .

I filtri attivi sono stati studiati da tanto tempo e ora, grazie alle migliorate caratteristiche dei dispositivi a semiconduttori di potenza, essi incominciano a essere presi in considerazione seriamente in nuove tipologie di filtri attivi di tipo ibrido, come discusso nella bibliografia [14 +16].

## 13.6 Sommario

In questo capitolo vengono discusse le applicazioni dell'elettronica di potenza alle reti elettriche di potenza elevata.

Queste comprendono la trasmissione HVDC, il controllo statico della potenza reattiva, l'interconnessione di sorgenti di energia rinnovabile e i sistemi di immagazzinamento dell'energia per livellare i carichi elettrici.

## 13.7 Problemi

- 13.1 Verificare le forme d'onda della corrente della fig. 13.3a e le espressioni date dalle eqq. da 13.1 a 13.3.
- 13.2 Con una tensione della linea in alternata  $V_{LL}$  e una corrente lato continua costante  $I_d$ , rappresentare il luogo dei punti nel piano  $P-Q$  quando varia l'angolo di ritardo  $\alpha$  dei convertitori nella fig. 13.2. Ripetere l'operazione per un insieme di valori di  $I_d$ .
- 13.3 Un sistema di trasmissione in continua collega due sistemi in alternata a 230 kV. È costituito da quattro ponti per ciascuna stazione di conversione (due per polo) e per ciascun polo i valori nominali sono di  $\pm 250$  kV, 1000 A. I parametri di ciascun polo per il collegamento in continua sono riportati nella tab. P13.1.  
In questo sistema  $\gamma_l = \gamma_{\min} = 18^\circ$ . Alla stazione di raddrizzamento, la tensione deve essere quanto più possibile vicina a 250 kV. La corrente  $I_d$  vale 1000 A.  
Calcolare tutte le correnti, le tensioni, le potenze attive e reattive e gli angoli relativi alle stazioni di conversione presenti agli estremi del collegamento in continua.
- 13.4 Ridiscutere il problema 13.3 facendo l'ipotesi che ogni trasformatore dei sistemi di conversione sia equipaggiato con un commutatore a prese. Ora è possibile far fun-

Tab. P13.1

	Raddrizzatore	Inverter
Rapporto a circuito aperto tra le tensioni di fase primaria e secondaria nei trasformatori dei convertitori.	0.468	0.435
Numero dei ponti trifase in serie sul lato continua.	2	2
Reattanza di dispersione del trasformatore per i ponti espressa in ohm, riferita alla resistenza di linea dc del lato secondario per polo = 15.35 $\Omega$ .	16.28	14.27
Angolo di estinzione dell'inverter = 18°.		

zionare il raddrizzatore con un angolo di innesco quanto più possibile vicino a  $18^\circ$ , mentre l'inverter funziona quanto più possibile vicino all'angolo minimo di estinzione di  $18^\circ$  (ma  $\gamma_1 \geq 18^\circ$ ).

Le specifiche del commutatore sono date qui di seguito; la tensione nominale di linea del primario di ciascun trasformatore del convertitore è 230 kV (in valore efficace). Queste le specifiche del commutatore:

- a) massimo valore del rapporto di trasformazione del trasformatore del convertitore: 1.15 nel raddrizzatore e 1.10 nell'inverter;
  - b) minimo valore del rapporto di trasformazione del trasformatore del convertitore: 0.95 nel raddrizzatore e 0.90 nell'inverter;
  - c) incremento del commutatore a prese: 0.0125 in entrambe le stazioni.
- 13.5 La tensione nominale concatenata di una linea trifase ac è 230 kV (valore efficace) quando essa alimenta un carico induttivo trifase  $P + jQ = 1500 \text{ MW} + j750 \text{ Mvar}$ . L'impedenza  $Z_s$  di ogni fase del sistema vista dalla linea può essere considerata puramente induttiva con  $Z_s = j 5.0 \Omega$ .
- a) Calcolare la variazione percentuale nella ampiezza della tensione della linea per un incremento del 10% di  $P$ .
  - b) Calcolare la variazione percentuale nella ampiezza della tensione della linea per un incremento del 10% di  $Q$ .
- 13.6 Una configurazione ibrida di un TCI e un TCS è connessa alla linea in alternata del problema 13.5. Il TCI può assorbire un massimo di 50 Mvar per fase, mentre il TCS consiste di gruppi di quattro condensatori, ciascuno con un valore nominale di 50 Mvar per ogni fase. Per mantenere la tensione della linea al suo valore nominale nonostante un aumento di  $Q$  del 10% (problema 13.5b), calcolare il numero di banchi di condensatori che devono essere inseriti, l'angolo di ritardo  $\alpha$  al quale il TCI deve funzionare e l'induttanza effettiva di ogni fase del TCI.
- 13.7 Ricavare l'eq. 13.13.
- 13.8 Ricavare l'eq. 13.22.

## 13.8 Bibliografia

### Nuove applicazioni

- 1) "Power Electronics in Power Systems: Analysis and Simulation Using EMPT", note di un corso di lezioni, Università del Minnesota.

### Trasmissione in continua ad alta tensione

- 2) E. W. Kimbark, *Direct Current Transmission*, Vol. I, Wiley-Interscience, New York, 1971.
- 3) C. Adamson e N. G. Hingorami, "High Voltage Direct Current Transmission", Garraway, Londra, 1960, disponibile dai microfilms dell'Università, Ann Arbor, MI.

### Compensatori statici

- 4) L. Gyugyi e W. P. May, "Static VAR Generator with Minimum No Load Losses for Transmission Line Compensation", Proceedings of the 1979 American Power Conference.
- 5) T. J. E. Miller (Ed), *Reactive Power Control in Electric Systems*, Wiley-Interscience, New York, 1982.

- 6) L. Gyugyi e R. Taylor, "Characteristic of Static, Thyristor-controlled Shunt Compensators for Power Transmission System Applications", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-99, N. 5, settembre/ottobre 1980, pp. 1975 +1804.

#### **Controllo statico della potenza reattiva: minimo immagazzinamento minimo di energia**

- 7) Y. Sumi o altri, "New Static Var Control using Force-commutated Inverters", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol PAS-100, N. 9, settembre 1981, pp. 4216 + 4224.
- 8) H. Akagi, Y Kanazawa, A. Nabae. "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol IA-19, n.3 maggio/giugno 1983, pp. 625 + 630.

#### **Interconnessioni di array fotovoltaici**

- 9) R. L. Steigerwald, A. Ferraro, F. G. Turnbull, "Application of Power Transistors to Residential and Intermediate Rating Photovoltaic Array Power Conditioners", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol IA-19, n. 2 marzo/aprile 1983, pp. 254 + 267.
- 10) R. L. Steigerwald, A. Ferraro, R. E. Tompkins, "Final Report—Investigation of a Family of Power Conditioners Integrated into Utility Grid—Residential Power Level", DOE Contact DE-AC02-80ET29310, Sandia National Lab., Rapporto N. SAND81-7031, 1981.
- 11) K. Tsukamoto e K. Tanaka, "Photovoltaic Power System Interconnected with Utility", 1986 Proceedings of the American Power Conference, pp. 276 +281.

#### **Nuova topologia di interfaccia verso la rete**

- 12) R. Naik e N. Mohan, "A Novel Grid Interface for Photovoltaic, Wind-Electric, and Fuel-Cell System with a Controllable Power Factor", IEEE-APEC'95, pp. 995 + 998.

#### **Immagazzinamento superconduttivo di energia**

- 13) H. A. Peterson, N. Mohan, R. W. Bloom, "Superconductive Energy Storage Inductor-Converter Units for Power Systems", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 94, N. 4 luglio/agosto, 1975, pp. 1337 +1348.

#### **Filtri attivi**

- 14) M. Rastogi, N. Mohan, A-A Edris, "Filtering of Harmonic Currents and Dumping of Resonances in Power Systems with a Hybrid-Active Filter", IEEE-APEC'95, pp. 607 +612.
- 15) G. Kamath, N. Moanh, V. Albertson, "Hardware Implementation of a Novel Reduced VA Rating Filter for Nonlinear Loads in 3-Phase, 4-wire Systems", IEEE-APEC'95, pp. 984 +989.
- 16) C. Quin, N. Moanh, H. Mehta, "A Four-Wire, Current-Controlled Converter Provides Harmonic Neutralization in Three-Phase, Four-wire Systems", IEEE-APEC'93.



## Ottimizzazione dell'interfaccia tra la rete elettrica ed i sistemi elettronici di potenza

### 14.1 Introduzione

Nel capitolo 11 si è discusso dei vari tipi di disturbi presenti sulla linea di alimentazione elettrica e di come i convertitori elettronici di potenza possano funzionare come power conditioner e come gruppi di continuità, impedendo in questo modo a tali disturbi di provocare malfunzionamenti su carichi critici come computer usati per controllare importanti processi, apparecchiature mediche e dispositivi simili. Tuttavia, come discusso nei capitoli precedenti, tutti i convertitori elettronici di potenza (compresi quelli usati per garantire il funzionamento di carichi critici) possono aggiungere disturbi alla linea di alimentazione stessa, distorcendo la forma d'onda a causa delle armoniche di corrente iniettate e producendo interferenza elettromagnetica. Per descrivere i problemi dovuti alla presenza delle armoniche  $i_h$  nella corrente  $i_s$  assorbita da un convertitore elettronico di potenza, si consideri il semplice schema a blocchi della fig. 14.1. A causa del valore finito (non nullo) dell'impedenza interna della sorgente elettrica, rappresentata semplicemente con  $L$ , nella fig. 14.1, nel punto di collegamento con gli altri carichi la forma d'onda della tensione incomincia a essere distorta e può causare il loro cattivo funzionamento. Oltre alla distorsione della forma d'onda della tensione, altri problemi dovuti alle armoniche di corrente sono i seguenti: riscaldamento aggiuntivo e possibilità di sovratensioni (dovute a situazioni di risonanza) nei sistemi elettrici di distribuzione e trasmissione, errori nelle misure e cattivi funzionamenti dei relè elettrici, interferenze con segnali di comunicazione e di controllo, e così via.

In aggiunta a questi problemi, i convertitori con controllo di fase, discussi nel capitolo 6, introducono buchi nella forma d'onda di tensione e assorbono molta potenza con un basso fattore di potenza, situazione che comporta una condizione di funzionamento insoddisfacente.



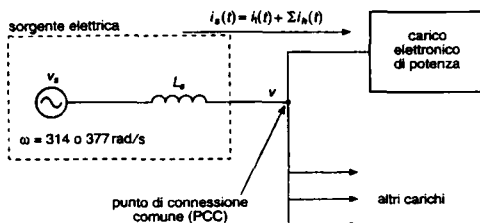


Fig. 14.1 Interfaccia elettrica.

Quanto detto sopra mostra che la proliferazione dei sistemi di elettronica di potenza potrebbe prefigurare un significativo impatto negativo sulla linea di alimentazione e sulle utenze ad essa collegate. Un approccio per rendere minimo questo impatto prevede di filtrare le armoniche di corrente e le interferenze elettromagnetiche prodotte dai convertitori che alimentano i carichi, come discusso nel paragrafo 13.5 del precedente capitolo.

Una alternativa, nonostante un piccolo incremento del costo iniziale, è quella di progettare le apparecchiature elettroniche in modo da impedire o rendere minima la generazione delle armoniche di corrente e delle interferenze elettromagnetiche.

In questo capitolo sono discussi sia i problemi relativi all'interfaccia con il sistema di alimentazione, sia il progetto di apparecchiature elettroniche di potenza in grado di minimizzare tutti gli inconvenienti.

## 14.2 Generazione delle armoniche di corrente

I convertitori ac-dc sono usati come interfaccia con la sorgente di tensione elettrica nella maggior parte delle apparecchiature elettroniche, quali gli alimentatori switching, i gruppi di continuità (UPS) e gli azionamenti di motori in alternata e continua. Di solito, per convertire la tensione alternata a frequenza di rete in tensione continua si usa un ponte raddrizzatore a diodi, mostrato nella fig. 14.2. L'uscita raddrizzata è una tensione continua la cui ampiezza media  $V_d$  non è controllata. Un condensatore di filtro di elevata capacità viene inserito all'uscita del ponte raddrizzatore per ridurre il ripple nella tensione continua  $v_d$ .

La tensione continua  $v_d$  e la corrente continua  $i_d$  sono, rispettivamente, unipolare e unidirezionale. Quindi, il flusso di potenza è sempre dalla rete elettrica in alternata verso il lato dc. Questi raddrizzatori a frequenza di rete con un filtro capacitivo sul lato dc sono stati discussi in dettaglio nel capitolo 5.

Una classe di sistemi elettronici di potenza utilizza come interfaccia con la rete elettrica convertitori ac-dc a tiristori. In questi convertitori, che sono stati discussi in dettaglio nel capitolo 6, la tensione media in uscita  $V_d$  è controllabile in ampiezza e polarità, mentre la corrente  $i_d$  rimane unidirezionale. In conseguenza della polarità reversibile della tensione lato dc, il flusso di potenza attraverso questi convertitori è reversibile.

Come è stato osservato nel capitolo 6, la tendenza è quella di usare questi convertitori solo per livelli di potenza molto elevati, come ad esempio nei sistemi di trasmissione in continua ad alta tensione. In conseguenza dei livelli di potenza molto elevati, in questi convertitori, come discusso nel capitolo 13, le tecniche per filtrare le armoniche di corrente e per migliorare il fattore di potenza durante il funzionamento sono totalmente differenti da quelle usate per raddrizzatori a diodi a frequenza di rete.

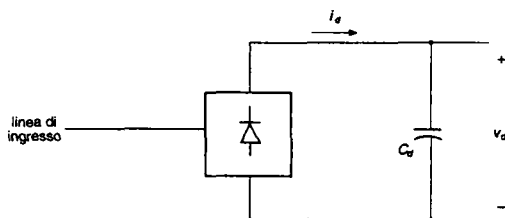


Fig. 14.2 Ponte raddrizzatore a diodi.

Tab. 14.1 Armoniche tipiche nella forma d'onda di una corrente di ingresso monofase senza filtro di rete.

$h$	3	5	7	9	11	13	15	17
$\left(\frac{I_h}{I_1}\right)\%$	73.2	36.6	8.1	5.7	4.1	2.9	0.8	0.4

Nel discorso generale presentato in questo capitolo, quindi, sono presi in considerazione solo i raddrizzatori a diodi nei quali la tensione continua  $V_d$  rimane essenzialmente costante.

I raddrizzatori a diodi sono usati come interfaccia sia con sorgente di tensione monofase che trifase. Forme d'onda tipiche con una azione di filtro minima sono state mostrate nel capitolo 5. Le armoniche tipiche in una forma d'onda monofase della corrente d'ingresso sono elencate nella tab. 14.1, nella quale le correnti armoniche  $I_h$  sono rapportate alla fondamentale  $I_1$ . Come è mostrato dalla tab. 14.1, queste forme d'onda di corrente sono caratterizzate da armoniche di notevole ampiezza. Quindi, in presenza di una impedenza interna  $L_s$  di valore finito in ogni fase della sorgente, la distorsione della tensione nel punto di connessione comune della fig. 14.1 può essere consistente. Più alta è l'induttanza interna  $L_s$  della sorgente, più grande è la distorsione.

### 14.3 Armoniche di corrente e fattore di potenza

Come è stato discusso nel capitolo 3, il fattore di potenza PF con il quale funziona una apparecchiatura è il prodotto tra il rapporto di corrente  $I_1/I_s$  e il fattore di sfasamento DPF:

$$\text{PF} = \frac{\text{potenza}}{\text{volt} \cdot \text{ampere}} = \frac{I_1}{I_s} \cdot \text{DPF} \quad (14.1)$$

Nella eq. 14.1 il fattore di sfasamento è uguale al coseno dell'angolo  $\phi_1$  con cui è sfasata la componente fondamentale della forma d'onda di corrente rispetto a quella della tensione di ingresso.

Nella eq. 14.1,  $I_1/I_s$  è il rapporto tra il valore efficace della componente di corrente a frequenza fondamentale e il valore efficace della corrente totale.

Il fattore di potenza indica la frazione di potenza che l'apparecchiatura assorbe effettivamente dalla rete; con un basso fattore di potenza, per una determinata tensione e un determinato livello di potenza, la corrente assorbita dalle apparecchiature è elevata, richiedendo così un incremento della potenza apparente nominale delle apparecchiature elettriche come trasformatori, linee di trasmissione e generatori. L'importanza di un elevato fattore di potenza è stata riconosciuta da parte dei costruttori di apparecchiature domestiche e per ufficio; un valore elevato infatti rende massima la potenza disponibile alla presa di corrente a muro. Ad esempio, in un edificio con un circuito a 230 V e 15 A, la massima potenza disponibile fornita con fattore di potenza unitario è di circa 3.5 kW.

La potenza massima che può essere assorbita senza superare il limite di 15 A diminuisce con la diminuzione del fattore di potenza.

Le considerazioni precedenti indicano che da una parte i costruttori hanno la responsabilità di progettare, e dall'altra gli utenti desiderano avere apparecchiature elettroniche di potenza che durante il funzionamento abbiano un alto fattore di potenza. Questo richiede che, nell'eq. 14.1, il fattore di sfasamento sia elevato. Inoltre le armoniche di corrente devono essere basse per produrre nella eq. 14.1 un grande valore del rapporto di corrente  $I_1/I_g$ .

#### 14.4 Standard e raccomandazioni per le armoniche

In previsione della diffusione delle apparecchiature di elettronica di potenza collegate alle reti elettriche, diverse agenzie nazionali e internazionali hanno preso in considerazione i limiti nella immissione di armoniche di corrente che consentono di mantenere una buona qualità della potenza. Come conseguenza, sono stati stabiliti differenti standard e linee guida che specificano i limiti nelle ampiezze delle armoniche di corrente e della distorsione delle tensioni per differenti frequenze armoniche. Alcuni di questi sono i elencati qui di seguito:

- 1) EN 50 006, "The Limitation of Disturbances in Electricity Supply Networks caused by Domestic and Similar Appliances Equipped with Electronic Devices", Standard europeo preparato dal Comité Européen de Normalisation Electrotechnique, CENELEC.
- 2) IEC Norma 555-3, preparata dalla International Electrical Commission.
- 3) Standard della Germania Occidentale VDE 0838 per applicazioni domestiche, VDE

Tab. 14.2 Distorsione provocata dalle armoniche di corrente ( $I_h/I_1$ ).

$I_{SC}/I_1$	Ordine $h$ dell'armonica dispari e relativa distorsione (%)					Distorsione armonica totale (%)
	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$h \geq 35$	
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20+50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50+100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100+1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Nota. Limiti delle armoniche di corrente per un carico non lineare collegato a una rete elettrica pubblica nel punto di connessione comune PCC (*Point Common Coupling*) con altri carichi alla tensione di  $2.4 + 69$  kV.  $I_{SC}$  è la corrente massima di corto circuito in PCC.  $I_1$  è la massima corrente di carico alla frequenza fondamentale in PCC. Le armoniche pari sono limitate al 25% dei limiti superiori delle armoniche dispari.

(Fonte: punto 1 della bibliografia).

0160 per convertitori, VDE 0712 per regolatori di corrente di lampade fluorescenti.

- 4) *IEEE Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Static Power Converters*, ANSI/IEEE standard 519-1981, che è stata aggiornata nel 1992 come 519-1992

Gli standard CENELEC IEC e VDE specificano i limiti nelle tensioni (come percentuale della tensione nominale) per le varie frequenze armoniche della frequenza di rete, quando le correnti armoniche generate dall'apparecchiatura sono immesse in una rete della quale sono specificate le impedenze.

La IEEE-519 aggiornata, che contiene raccomandazioni e specifiche per il controllo delle armoniche nei sistemi elettrici di potenza, precisa i requisiti sia per le utenze, sia per la rete. La tab. 14.2 elenca i limiti delle correnti armoniche che gli utenti di apparecchiature elettroniche di potenza e di altri carichi non lineari possono immettere nel sistema elettrico.

La tab. 14.3 indica i limiti in termini di armoniche di tensione che la rete deve soddisfare. La rete elettrica deve essere in grado di fornire la tensione come illustrato nella tab. 14.3, purché le armoniche di corrente immesse dalla utenze nella linea elettrica di distribuzione siano limitate in accordo con la tab. 14.2. Le tabb. 14.2 e 14.3 sono molto generali e sono valide in un ampio intervallo di tensione e di potenza. Esse sono soprattutto destinate ai sistemi trifase, ma possono essere usate anche come guida per limitare le distorsioni nei sistemi monofase.

La giustificazione principale per i limiti sulle armoniche specificati nella tab. 14.2 è spiegata qui di seguito. La distorsione di tensione nel punto di connessione comune (PCC) della fig. 14.1 dipende dall'impedenza interna della sorgente di tensione ac e dalle ampiezze delle armoniche di corrente introdotte. Nei casi pratici l'impedenza interna della sorgente è prevalentemente induttiva e quindi è rappresentata da  $L_s$  nella fig. 14.1.

Per l'armonica  $h$  alla pulsazione di rete  $\omega$ , il valore efficace dell'armonica di tensione nel punto di connessione comune è

$$V_h = (h\omega L_s)I_h \quad (14.2)$$

dove  $I_h$  è l'armonica di corrente di ordine  $h$  immessa nella sorgente ac.

Nella eq. 14.2 l'induttanza interna  $L_s$  è sovente specificata in funzione della corrente di corto circuito  $I_{sc}$  nel punto di connessione comune. Con riferimento a una singola fase,  $I_{sc}$  è il valore efficace della corrente fornita dalla sorgente di corrente ac in caso di guasto, se tutte le tre fasi sono cortocircuitate a terra nel punto di connessione comune.

**Tab. 14.3** Limiti per le armoniche di tensione ( $V_h/V_1$ ) (%) per i fornitori di energia (reti elettriche pubbliche o sistemi di cogenerazione).

	2.3 + 69 kV	69 + 138 kV	> 138 kV
Massimo per singola armonica	3.0	1.5	1.0
Distorsione armonica totale	5.0	2.5	1.5

**Nota.** Questa tabella elenca le caratteristiche della tensione che i fornitori di energia devono mettere a disposizione degli utenti. È basata sul livello di tensione dell'utente.

(Fonte: punto 1 della bibliografia).

Si ha:

$$I_{sc} = \frac{V_s}{\omega L_s} \quad (14.3)$$

dove  $V_s$  è il valore efficace della tensione a vuoto della singola fase della sorgente ac, che si suppone sia sinusoidale. Un elevato valore di  $I_{sc}$  rappresenta una potenza elevata del sistema ac nel punto di connessione comune. Dalle eqq. 14.2 e 14.3, l'armonica di tensione può essere espressa in forma percentuale in rapporto alla tensione nominale del sistema  $V_s$ . Si ha:

$$\%V_h = \frac{V_h}{V_s} \times 100 = h \frac{I_h}{I_{sc}} \times 100 \quad (14.4)$$

Se  $I_1$  è la componente a frequenza di rete della corrente assorbita dal convertitore elettronico di potenza, allora dalla eq. 14.4 dividendo per  $I_1$  sia  $I_h$  che  $I_{sc}$  si ottiene

$$\%V_h = h \frac{I_h / I_1}{I_{sc} / I_1} \times 100 \quad (14.5)$$

Nella eq. 14.5 il rapporto  $I_{sc}/I_1$  rappresenta la potenza di corto circuito del sistema elettrico riferita alla potenza apparente del carico relative alla frequenza fondamentale.

L'eq. 14.5 mostra che per una percentuale accettabile di distorsione armonica di tensione, il rapporto di corrente  $I_h/I_1$  (sebbene non linearmente) può essere più alto quando è più alto il rapporto  $I_{sc}/I_1$  della tab. 14.2. Inoltre, poiché l'impedenza interna del sistema ac è soprattutto induttiva, la distorsione armonica della tensione nella eq. 14.5 è proporzionale all'armonica di ordine  $h$ . Quindi, il rapporto massimo di corrente ammissibile  $I_h/I_1$  diminuisce (sebbene non linearmente) con l'aumentare del valore di  $h$ , come mostrato nella tab. 14.2. Come già detto nel capitolo 5, la distorsione armonica totale (THD) nella corrente di ingresso è definita come

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \quad (14.6)$$

La distorsione armonica totale di corrente consentita nella tab. 14.2 aumenta con  $I_{sc}/I_1$ . Si noti che esistono anche altri fattori, come le perdite più alte alle frequenze elevate, che contribuiscono anche a stabilire i limiti ammissibili della tab. 14.2.

Il THD nella tensione può essere calcolato in modo simile a quello dato dall'eq. 14.6. La tab. 14.3 specifica le singole armoniche e i limiti di THD per la tensione che la rete fornisce alle utenze nel punto di connessione comune.

## 14.5 Necessità di migliorare l'interfaccia elettrica

A causa del grande contenuto di armoniche, come indicato nella tab. 14.1, i raddrizzatori a diodi usati per interfacciare apparecchiature elettroniche di potenza con la rete elettrica possono superare i limiti relativi alle singole armoniche di corrente ed i valori di THD specificati nella tab. 14.2. Oltre all'effetto sulla qualità della energia di rete, la pessima forma d'onda della corrente d'ingresso ha un effetto negativo anche sulle stesse apparec-

chiature elettroniche di potenza secondo quanto descritto qui di seguito.

- La potenza disponibile alla presa di corrente a muro si riduce circa a due terzi.
- Il condensatore di filtro sul lato dc della fig. 14.2 è fortemente sollecitato dagli impulsi di corrente.
- Le perdite nei diodi del ponte raddrizzatore sono più alte a causa della dipendenza dalla corrente della caduta di tensione diretta sul diodo.
- I componenti nei filtri EMI usati all'ingresso del ponte raddrizzatore devono essere dimensionati per i picchi più alti della corrente impulsiva.
- Se all'ingresso è usato un trasformatore a frequenza di rete, esso deve essere sovradimensionato.

In vista di questi inconvenienti, sono discusse alcune delle alternative per migliorare le forme d'onda delle correnti d'ingresso, con i relativi vantaggi e svantaggi.

## 14.6 Miglioramenti nell'interfaccia con alimentazione monofase

Qui di seguito sono discusse alcune possibilità per migliorare l'interfaccia elettrica delle apparecchiature elettroniche di potenza con la rete di alimentazione monofase.

### 14.6.1 Circuiti passivi

Per migliorare la forma d'onda della corrente assorbita dalla rete elettrica si possono usare induttori e condensatori collegati al ponte raddrizzatore a diodi.

L'approccio più semplice è quello di aggiungere un induttore sul lato ac del ponte raddrizzatore della fig. 14.2. L'aggiunta di questo induttore comporta un valore effettivo più alto dell'induttanza  $L_s$  del lato ac; migliora il fattore di potenza e riduce le armoniche, come mostrato nella fig. 5.18 nel capitolo 5.

L'effetto dell'aggiunta di un induttore può essere riassunto nel modo descritto qui di seguito.

- In conseguenza della forma d'onda migliore della corrente, il fattore di potenza cresce, passando da un valore del tutto insufficiente ad un valore accettabile.
- La tensione d'uscita  $v_d$  dipende dal carico ed è sostanzialmente più bassa ( $\approx 10\%$ ) se confrontata con il caso di assenza dell'induttanza.
- Nella fig. 14.2, l'induttanza e la capacità  $C_d$  formano un filtro passa basso, per cui il ripple picco-picco nella tensione d'uscita raddrizzata  $v_d$  è inferiore.
- Il rendimento energetico complessivo rimane essenzialmente uguale; ci sono perdite aggiuntive nell'induttore, ma quelle di conduzione nei diodi sono più basse.

È possibile migliorare ulteriormente la forma d'onda della corrente d'ingresso (fig. 14.3b) usando una configurazione del circuito come quella mostrata nella fig. 14.3a, nella quale il condensatore  $C_{d1}$  posto direttamente sul ponte raddrizzatore è di capacità piccola rispetto a  $C_d$ .

Questo consente un ripple più ampio in  $v_{d1}$  ma permette di avere una forma d'onda di  $i_s$  migliore.

Il ripple di  $v_{d1}$  è filtrato da un filtro passa basso formato da  $L_d$  e  $C_d$ . Svantaggi evidenti di questa configurazione sono il costo, la dimensione, le perdite e la dipendenza significativa della tensione media continua  $V_d$  dalla potenza assorbita dal carico.

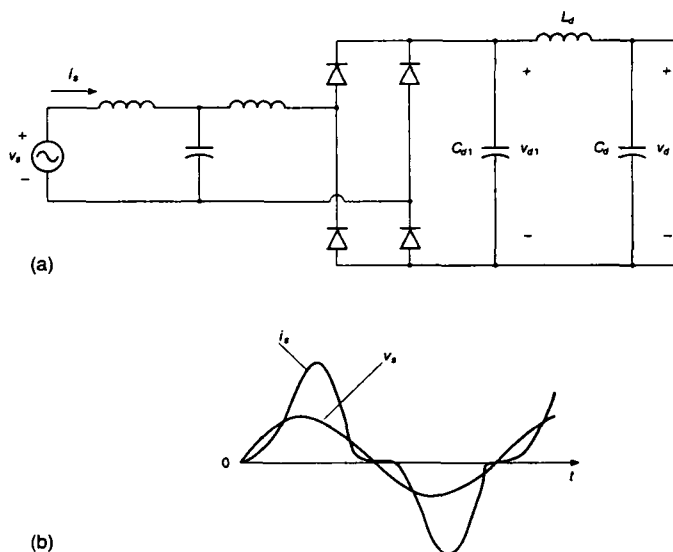


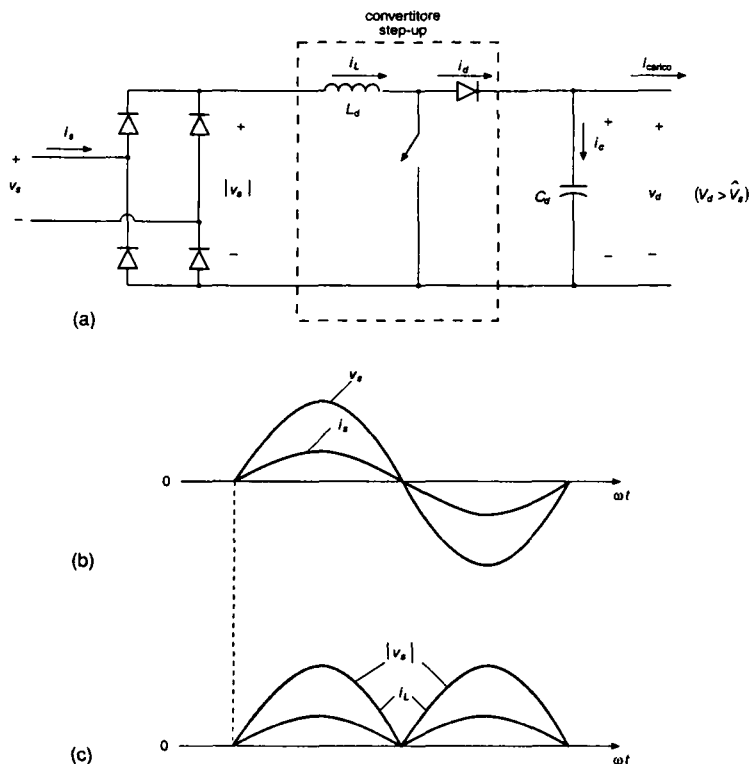
Fig. 14.3 Filtri passivi per migliorare la forma d'onda di  $i_s$ : (a) configurazione del filtro passivo, (b) forma d'onda della corrente.

### 14.6.2 Imposizione della forma d'onda di corrente della linea di ingresso

Usando un convertitore elettronico di potenza per controllare la corrente, il cui schema è mostrato nella fig. 14.4a, è possibile fare in modo che la corrente di ingresso assorbita dal ponte raddrizzatore abbia una forma d'onda sinusoidale e sia in fase con la tensione d'ingresso. La scelta del convertitore elettronico di potenza è basata sulle considerazioni riportate qui di seguito.

- In generale, l'isolamento elettrico tra la rete d'ingresso e l'uscita del convertitore non è richiesto (es. negli azionamenti di motori ac e dc), oppure esso può essere realizzato nel secondo stadio del convertitore, come negli alimentatori dc di tipo switching.
- Nella maggior parte delle applicazioni è accettabile, e in molti casi desiderabile, stabilizzare la tensione continua  $V_d$  ad un valore leggermente superiore rispetto al picco massimo della tensione ac di ingresso.
- L'assorbimento di corrente all'ingresso dovrebbe essere caratterizzato da un fattore di potenza unitario, in modo che il convertitore elettronico di interfaccia alla rete si comporti come un resistore alimentato dalla rete elettrica. Questo implica che il flusso di potenza sia sempre unidirezionale, dalla rete elettrica all'apparecchiatura elettronica di potenza.
- Il costo, la potenza persa e la dimensione del circuito che impone la forma d'onda alla corrente dovrebbero essere minimizzati, per quanto possibile.

In base a queste considerazioni, si esclude l'impiego di un trasformatore di isolamento a frequenza di rete.



**Fig. 14.4** Filtraggio attivo di armoniche: (a) convertitore elevatore per controllare la corrente, (b) forme d'onda sulla linea, (c)  $v_s$  e  $i_L$ .

Inoltre è consentito avere  $V_d > \hat{V}_s$ , dove  $\hat{V}_s$  è il picco della tensione ac d'ingresso.

Quindi, la scelta ovvia per il circuito che controlla la corrente è un convertitore dc-dc elevatore, simile a quello discusso nel capitolo 7.

Questo convertitore è mostrato nella fig. 14.4a, dove  $C_d$  ha il compito di rendere minimo il ripple della tensione  $v_d$  e di soddisfare la richiesta di immagazzinamento di energia da parte del sistema elettronico di potenza. Come nel capitolo 5, la corrente continua  $I_{carico}$  rappresenta la corrente fornita al resto del sistema (la componente ad alta frequenza nella corrente d'uscita viene in pratica filtrata da  $C_d$ ). Per semplicità, l'induttanza interna  $L_s$  della sorgente elettrica non è inclusa nella fig. 14.4a. Il principio di base del funzionamento è evidente. All'ingresso della rete si desidera che la corrente  $i_s$  sia sinusoidale e in fase con  $v_s$ , come è mostrato nella fig. 14.4b. Quindi, all'uscita del ponte raddrizzatore della fig. 14.4a,  $i_L$  e  $|v_s|$  hanno la stessa forma d'onda, come mostrato nella fig. 14.4c. In pratica, le perdite di potenza nel ponte raddrizzatore e nel convertitore dc-dc elevatore sono abbastanza piccole, per cui sono trascurate nell'analisi teorica riportata qui di seguito.



Dalle forme d'onda della fig. 14.4b, dove  $\hat{V}_s = \sqrt{2}V_s$  e  $\hat{I}_s = \sqrt{2}I_s$ , la potenza d'ingresso  $p_{in}(t)$  dalla sorgente ac è

$$p_{in}(t) = \hat{V}_s |\sin \omega t| \hat{I}_s |\sin \omega t| = V_s I_s - V_s I_s \cos 2\omega t \quad (14.7)$$

In conseguenza del valore abbastanza grande della capacità  $C_d$ , la tensione  $v_d$  può essere considerata inizialmente continua, cioè,  $v_d(t) = V_d$ . Quindi la potenza d'uscita è

$$p_d(t) = V_d i_d(t) \quad (14.8)$$

e, dalla fig. 14.4a, si ha

$$i_d(t) = I_{carico} + i_c(t) \quad (14.9)$$

Se il convertitore elevatore della fig. 14.4a è considerato ideale e si suppone che funzioni a una frequenza di commutazione tendente a infinito, allora l'induttanza  $L_d$  necessaria è piccola e trascurabile. Con riferimento alla fig. 14.4a, questo consente di affermare che in ogni istante si ha  $p_{in}(t) = p_d(t)$ . Quindi, dalle eqq. 14.7, 14.8 e 14.9 si ha:

$$i_d(t) = I_{carico} + i_c(t) = \frac{V_s I_s}{V_d} - \frac{V_s I_s}{V_d} \cos 2\omega t \quad (14.10)$$

dove il valore medio di  $i_d$  è

$$I_d = I_{carico} = \frac{V_s I_s}{V_d} \quad (14.11)$$

e la corrente attraverso il condensatore è

$$i_c(t) = -\frac{V_s I_s}{V_d} \cos 2\omega t = -I_d \cos 2\omega t \quad (14.12)$$

Sebbene questa analisi sia fatta supponendo che la tensione sul condensatore sia continua e priva di ripple, il ripple sulla tensione  $v_d$  può essere calcolato dall'eq. 14.12 nel modo seguente:

$$v_{d, ripple}(t) \approx \frac{1}{C_d} \int i_c dt = -\frac{I_d}{2\omega C_d} \sin 2\omega t \quad (14.13)$$

Il ripple può essere tenuto basso scegliendo un valore opportunamente elevato di  $C_d$ .

Un filtro LC in serie accordato sul doppio della frequenza lato ac, può essere posto in parallelo a  $C_d$  per rendere minimo il ripple nella tensione continua. Si noti che le componenti di corrente alla frequenza di commutazione presenti in  $i_d$  e le componenti ad alta frequenza nella corrente di carico circolano attraverso  $C_d$ .

Poiché la corrente di ingresso nel convertitore elevatore deve essere controllata, il convertitore elevatore è fatto funzionare in modalità di controllo in corrente, come discusso nel capitolo 8 a proposito degli inverter dc-ac. Nella fig. 14.5 è rappresentato lo schema a blocchi del controllo in anello chiuso, nel quale  $i_L^*$  è il riferimento o il valore desiderato della corrente  $i_L$  della fig. 14.4a. Qui  $i_L^*$  ha la stessa forma di  $|v_s|$ . L'ampiezza di  $i_L^*$  deve essere tale da mantenere la tensione d'uscita al livello desiderato o di riferimento  $V_d^*$ , nonostante le variazioni del carico o le variazioni della tensione di rete rispetto al suo valore nominale.

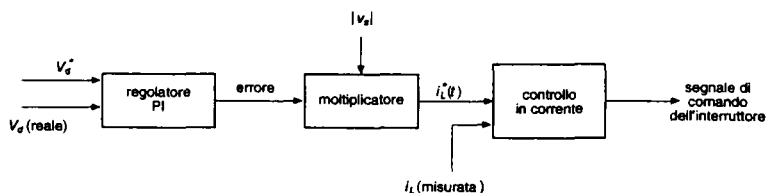


Fig. 14.5 Schema a blocchi di un controllo.

La forma d'onda di  $i_L^*$  nella fig. 14.5 è ottenuta misurando la tensione  $|v_d|$  rappresentata nella fig. 14.4a mediante un partitore resistivo e moltiplicandola poi per l'errore tra il valore di riferimento  $V_d^*$  e il valore reale misurato di  $V_d$ , opportunamente amplificato.

La corrente reale  $i_L$  viene valutata, di solito, misurando la tensione ai capi di un piccolo resistore inserito sul percorso di ritorno di  $i_L$ . Lo stato dell'interruttore nel convertitore è determinato confrontando la corrente reale  $i_L$  con  $i_L^*$ .

Con riferimento alla fig. 14.5 una volta che  $i_L$  e  $i_L^*$  sono disponibili, esistono diversi modi per implementare il controllo in corrente del convertitore elevatore. Alcuni di questi sono stati discussi nel capitolo 10 assieme al controllo in corrente degli alimentatori switching. Quattro di queste modalità di controllo sono discusse qui di seguito. Si tenga presente che  $f_s$  è la frequenza di commutazione e  $I_{rip}$  è il valore picco-picco del ripple di  $i_L$  all'interno di ogni periodo della frequenza di commutazione. Solo il controllo a frequenza costante è descritto con maggior dettaglio.

- 1) *Controllo a frequenza costante.* In questo caso, la frequenza di commutazione  $f_s$  è tenuta costante. Quando  $i_L$  raggiunge  $i_L^*$ , l'interruttore nel convertitore elevatore viene aperto. L'interruttore è chiuso da un segnale di clock che ha una frequenza costante  $f_s$ , per cui si ottiene una  $i_L$  come mostrato nella fig. 14.6a. Come discusso nel capitolo 10, è usata una rampa per la compensazione della pendenza; altrimenti  $i_L$  è irregolare per duty cycle superiori a 0.5. La corrente  $I_{rip}$  normalizzata è rappresentata nella fig. 14.6b.
- 2) *Controllo a isteresi con banda di tolleranza costante.* In questo caso viene controllata la corrente  $i_L$  in modo che il valore picco-picco del ripple  $I_{rip}$  in  $i_L$  rimane costante. Con un valore prescelto di  $I_{rip}$ ,  $i_L$  è forzata a rimanere entro le soglie  $i_L^* + (1/2) I_{rip}$  e  $i_L^* - (1/2) I_{rip}$  mediante il controllo dello stato degli interruttori.
- 3) *Controllo a isteresi con banda variabile.* In questo caso l'oscillazione di corrente  $I_{rip}$  è aumentata proporzionalmente al valore istantaneo di  $|v_d|$ . Per tutto il resto, questo approccio è simile al controllo a isteresi con banda costante.
- 4) *Controllo con corrente discontinua.* In questo schema, l'interruttore viene aperto quando  $i_L$  raggiunge il valore  $2i_L^*$ . L'interruttore è tenuto aperto fino a quando  $i_L$  va a zero, istante in cui l'interruttore viene di nuovo chiuso. Questo può essere considerato un caso particolare di controllo a isteresi con banda variabile.

Durante un periodo della frequenza di commutazione, si suppone che la tensione di uscita  $V_d$  sia costante e che la tensione d'ingresso del convertitore sia costante in quell'istante di tempo;  $I_{rip}$  è il valore picco-picco del ripple della corrente all'interno di ogni periodo della frequenza di commutazione. Con riferimento alla fig. 14.4a, durante l'intervallo di chiusura  $t_{on}$  e di apertura  $t_{off}$  dell'interruttore possono essere scritte le seguenti equazioni:

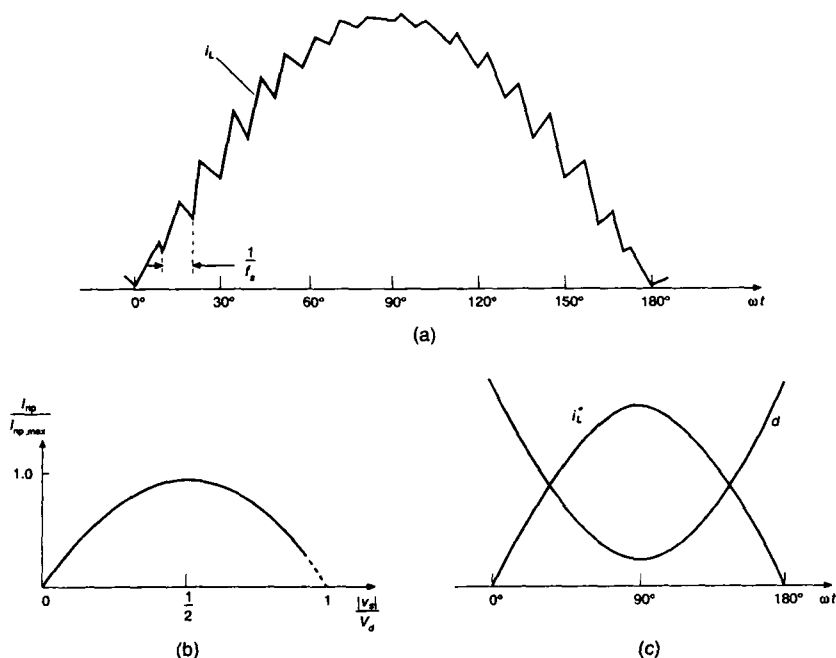


Fig. 14.6 Controllo a frequenza costante.

$$t_{on} = \frac{L_d I_{rip}}{|v_s|} \quad (14.14)$$

$$t_{off} = \frac{L_d I_{rip}}{V_d - |v_s|} \quad (14.15)$$

dove la frequenza di commutazione  $f_s$  è data da

$$f_s = \frac{1}{t_{on} + t_{off}} = \frac{(V_d - |v_s|)|v_s|}{L_d I_{rip} V_d} \quad (14.16)$$

In uno schema di *controllo a frequenza costante*, nell'eq. 14.16  $f_s$  è costante e quindi

$$I_{rip} = \frac{(V_d - |v_s|)|v_s|}{f_s L_d V_d} \quad (14.17)$$

La fig. 14.6b mostra il diagramma della corrente normalizzata  $I_{rip}$  in funzione di  $|v_s|/V_d$ , osservando che in un convertitore elevatore  $|v_s|/V_d$  deve essere inferiore o uguale a uno. La corrente massima di ripple è data da:

$$I_{\text{rip. max}} = \frac{V_d}{4f_s L_d} \quad \text{quando} \quad |v_s| = \frac{1}{2} V_d \quad (14.18)$$

Le osservazioni aggiuntive riportate qui di seguito sono valide per il circuito che impone la forma d'onda della corrente usando un convertitore elevatore dc-dc.

- La tensione d'uscita  $v_d$  sul condensatore  $C_d$  contiene un ripple a una frequenza doppia di quella di rete. Il circuito di controllo in anello chiuso usato per controllare  $V_d$  al valore desiderato non può compensare questa tensione di ripple senza distorcere la corrente della linea di ingresso.
- Se nella corrente  $i_L$  il ripple a frequenza di commutazione è tenuto ad una ampiezza piccola, allora si può usare un induttore con un nucleo di ferro laminato che, grazie alla sua più alta densità del flusso di saturazione, ha una dimensione più piccola rispetto a quella dei materiali in ferrite per alta frequenza.
- Una frequenza di commutazione più elevata permette di usare un valore più basso di  $L_d$  e aumenta la facilità di filtrare il ripple ad elevata frequenza. Tuttavia, la frequenza di commutazione è scelta facendo un compromesso tra i vantaggi precedenti e l'aumento delle perdite di commutazione.
- Una tensione  $V_d$  che supera del 10% il valore massimo della tensione di ingresso  $V_s$  determina una diminuzione del rendimento.
- Per limitare la sovracorrente di avviamento (*in-rush current*), si può usare un resistore di limitazione posto in serie a  $L_d$ . Dopo il transitorio iniziale, questo resistore è escluso mediante un contattore o un tiristore disposto in parallelo al resistore stesso.
- La topologia di convertitore elevatore si addice bene per controllare la corrente d'ingresso perché, quando l'interruttore è aperto, questa alimenta direttamente (attraverso il diodo) lo stadio di uscita. Come mostrato nella fig. 14.6c, in un controllo di corrente con frequenza costante, ad esempio, il duty cycle  $d$  dell'interruttore è una funzione di  $\omega t$ . Ricordando dal capitolo 7 che in un convertitore elevatore con una tensione d'ingresso  $|v_s|$  e una tensione d'uscita  $V_d$  si ha  $(|v_s|/V_d) = 1 - d$ , si ottiene:

$$d = 1 - \frac{|v_s|}{V_d} \quad (14.19)$$

La fig. 14.6c mostra che  $d$  ha il valore più piccolo in corrispondenza del picco di  $i^*_L$ . Così, valori elevati di  $i_L$  circolano nell'interruttore solo durante una piccola frazione del periodo di commutazione.

Un piccolo condensatore di filtro deve essere inserito all'uscita del ponte raddrizzatore a diodi per impedire al ripple presente in  $i_L$  di circolare nel sistema elettrico. All'ingresso è pure richiesto un filtro EMI, come in un circuito convenzionale che non controlla la forma d'onda della corrente in modo attivo.

Oltre a quello di una forma d'onda della corrente di ingresso quasi sinusoidale con un fattore di potenza vicino all'unità, altri vantaggi conseguenti al controllo della corrente di ingresso in modo attivo possono essere riassunti nel modo descritto qui di seguito.

- La tensione  $V_d$  può essere stabilizzata a un valore quasi costante per ampie variazioni della tensione di rete. Con  $V_d$  uguale a 1.1 volte il valore massimo della tensione nominale di ingresso, per esempio, questo circuito continua ad assorbire corrente sinusoidale per sovratensioni di rete fino al 10%. Scegliendo appropriati valori nominali di corrente dei singoli componenti, il circuito di controllo può trattare con faci-

- lità ampie sovratensioni della rete elettrica.
- Poiché  $V_d$  è stabilizzata a un valore quasi costante, i valori limite delle tensioni e delle correnti dei dispositivi a semiconduttore del convertitore alimentati da  $V_d$  vengono ridotti in modo significativo.
  - Per l'assenza di picchi elevati nella corrente d'ingresso, la dimensione dei componenti del filtro EMI è più piccola.
  - Per lo stesso ripple in  $v_d$  è necessario un condensatore  $C_d$  con capacità uguale a un terzo o alla metà rispetto a quella di un circuito convenzionale, così che ne risulta una dimensione ridotta.
  - Il rendimento energetico nel passaggio da  $v_s$  a  $V_d$  di un simile circuito è tipicamente del 96%, rispetto a quello del 99% di una configurazione convenzionale senza circuito attivo di controllo della forma d'onda.

Al momento attuale, il costo, le perdite di potenza leggermente più elevate e la complessità di un circuito di controllo attivo della corrente hanno ostacolato la diffusione del loro uso. Questa situazione potrà in seguito cambiare per la sempre più decisa imposizione degli standard sulle armoniche, per alcuni dei vantaggi sopra elencati e perché l'aumento di integrazione dei dispositivi porta a costi più bassi della componentistica a semiconduttore. Un altro elemento a favore del controllo attivo della corrente di linea è il seguente: negli alimentatori per computer, una corrente di linea sinusoidale è importante per evitare sia di aumentare il valore della potenza apparente e quindi il costo degli UPS, sia di avere generatori diesel di riserva, che sovente alimentano i sistemi di computer. In queste applicazioni, incominciano a diffondersi le tecniche descritte in precedenza per controllare la corrente. Di conseguenza, aumenta la disponibilità di circuiti integrati e altri componenti adatti a queste applicazioni, che abbassano i costi dello sviluppo dei circuiti di controllo attivo della corrente.

### 14.6.3 Interfaccia per un flusso bidirezionale di potenza

In alcune applicazioni, per esempio negli azionamenti di motori con frenatura a recupero, il flusso di potenza attraverso il convertitore si inverte durante la frenatura, mentre l'energia cinetica associata all'inerzia del motore e del carico è recuperata e restituita al sistema elettrico di alimentazione. Un approccio usato in passato era quello di impiegare due convertitori a tiristori a frequenza di rete connessi in antiparallelo, come mostrato nella fig. 14.7.

Durante il funzionamento normale, il convertitore 1 agisce da raddrizzatore e la potenza fluisce dal lato ac al lato dc. Durante la frenatura a recupero, vengono tolti gli impulsi al gate dei tiristori del convertitore 1 e il convertitore 2 funziona come inverter; la polarità di  $v_d$  rimane la stessa, ma la direzione di  $i_d$  è invertita. Ciascuno di questi convertitori è simile a quelli discussi in dettaglio nel capitolo 6. Esistono diversi inconvenienti relativi a questo approccio: (1) la corrente d'ingresso  $i_s$  ha una forma d'onda distorta e il fattore di potenza è basso, (2) nel funzionamento da inverter la tensione continua  $V_d$  è limitata a causa dell'angolo minimo di spegnimento richiesto dal convertitore 2 mentre funziona in modalità inverter, (3) esiste una possibilità di insuccesso della commutazione durante il funzionamento da inverter, a causa di disturbi della rete ac.

È possibile superare queste limitazioni usando un convertitore in modalità interruzione, come mostrato nella fig. 14.8.

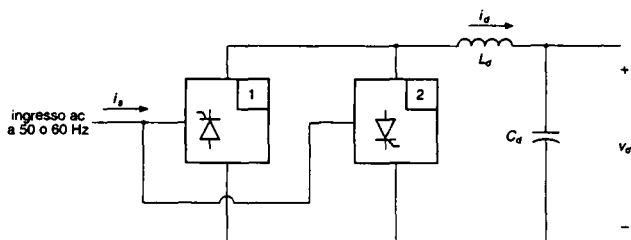


Fig. 14.7 Convertitori connessi in antiparallelo per flusso di potenza bidirezionale.

Questo convertitore è uguale agli inverter a quattro quadranti discussi nel capitolo 8, dove è stato illustrato nei particolari il funzionamento da inverter, nel quale la potenza fluisce dal lato dc al lato ac. Il funzionamento come raddrizzatore è stato discusso solo brevemente nel paragrafo 8.7.

Poiché il funzionamento come raddrizzatore risulta predominante, la corrente  $i_s$  è definita con la direzione indicata nella fig. 14.8. Una induttanza  $L_s$  (che aumenta l'induttanza interna della sorgente elettrica) è inserita per ridurre il ripple di  $i_s$  ad una frequenza di commutazione non infinita. Nel circuito della fig. 14.8 si ha:

$$v_s = v_{\text{conv}} + v_L \quad (14.20)$$

dove

$$v_L = L_s \frac{di_s}{dt} \quad (14.21)$$

Supponendo che  $v_s$  sia sinusoidale, le componenti a frequenza fondamentale di  $v_{\text{conv}}$  e  $i_s$  possono essere espresse nella fig. 14.8, rispettivamente, come fasori  $V_{\text{conv}1}$  e  $I_{s1}$ .

Scegliendo in modo arbitrario  $V_s$  come fasore di riferimento  $V_s = V_s e^{j0^\circ}$ , alla pulsazione di rete  $\omega = 2\pi f$  si ha:

$$V_s = V_{\text{conv}1} + V_{L1} \quad (14.22)$$

dove

$$V_{L1} = j\omega L_s I_{s1} \quad (14.23)$$

Il diagramma fasoriale corrispondente alle eqq. 14.22 e 14.23 è mostrato nella fig. 14.9a, dove  $I_{s1}$  è in ritardo rispetto a  $V_s$  di un angolo di fase arbitrario  $\theta$ . La potenza attiva  $P$  fornita dalla sorgente ac al convertitore è

$$P = V_s I_{s1} \cos \theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left( \frac{V_{\text{conv}1}}{V_s} \sin \delta \right) \quad (14.24)$$

poiché nella fig. 14.9a  $V_{L1} \cos \theta = \omega L_s I_{s1} \cos \theta = V_{\text{conv}1} \sin \delta$ .

Nel diagramma fasoriale della fig. 14.9a, la potenza reattiva  $Q$  fornita dalla sorgente in alternata è positiva. Può essere espressa come

$$Q = V_s I_{s1} \sin \theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left( 1 - \frac{V_{\text{conv}1}}{V_s} \cos \delta \right) \quad (14.25)$$

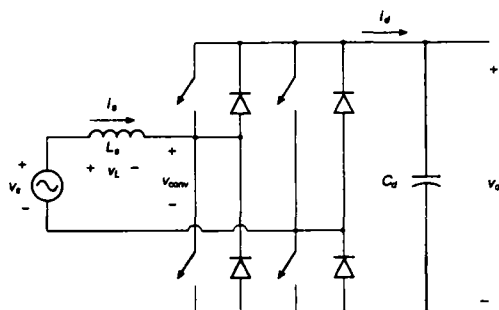


Fig. 14.8 Convertitore come interfaccia verso la rete elettrica.

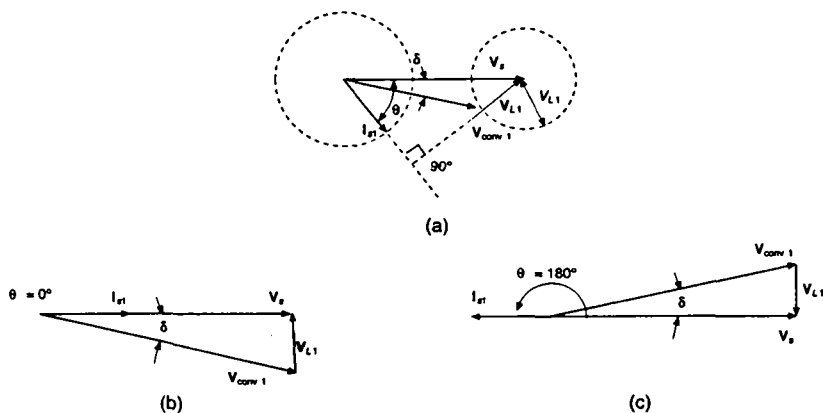


Fig. 14.9 Raddrizzamento e inversione: (a) diagramma fasoriale generale, (b) raddrizzamento con fattore di potenza unitario, (c) inversione con fattore di potenza unitario.

poiché nella fig. 14.9  $V_s - \omega L_s I_{s1} \sin \theta = V_{\text{conv}1} \cos \delta$ . Si noti che  $Q$  è la somma della potenza reattiva assorbita dal convertitore e di quella legata all'induttanza  $L_s$ .

Tuttavia, a frequenze di commutazione molto elevate,  $L_s$  può essere resa abbastanza piccola; così,  $Q$  può essere approssimata alla potenza reattiva assorbita dal convertitore.

Le equazioni più importanti sono riportate qui di seguito.

$$P = V_s I_{s1} \cos \theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left( \frac{V_{\text{conv}1}}{V_s} \sin \delta \right) \quad (14.24 \text{ ripetuta})$$

$$Q = V_s I_{s1} \sin \theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left( 1 - \frac{V_{\text{conv}1}}{V_s} \cos \delta \right) \quad (14.25 \text{ ripetuta})$$

e

$$I_{s1} = \frac{V_s - V_{conv1}}{j\omega L_s} \quad (14.26)$$

Da queste equazioni è evidente che, per una data tensione di rete  $v_s$  e per una determinata induttanza  $L_s$ , si possono ottenere i valori desiderati di  $P$  e di  $Q$  controllando l'ampiezza e la fase di  $V_{conv1}$ . La fig. 14.9a mostra come  $V_{conv1}$  può essere variata tenendo costante l'ampiezza di  $I_{s1}$ . I due cerchi nella fig. 14.9a sono tracciati come luogo dei punti dei fasori  $I_{s1}$  e  $V_{conv1}$ .

Nell'analisi generale discussa in precedenza, due casi sono di particolare interesse: il raddrizzamento e l'inversione con fattore di potenza unitario. Questi due casi sono illustrati dai diagrammi fasoriali delle figg. 14.9b e 14.9c. In entrambe le situazioni si ha:

$$V_{conv1} = \left[ V_s^2 + (\omega L_s I_{s1})^2 \right]^{1/2} \quad (14.27)$$

Se viene usata una frequenza di commutazione elevata, è necessaria soltanto una piccola induttanza  $L_s$ . Quindi dall'eq. 14.27 si ricava:

$$V_{conv1} \approx V_s \quad (14.28)$$

Per avere l'ampiezza e la direzione volute del flusso di potenza e di  $Q$ , bisogna controllare l'ampiezza di  $V_{conv1}$  e l'angolo di fase  $\delta$  rispetto alla tensione di linea. Nel circuito della fig. 14.8,  $V_d$  è stabilita caricando il condensatore  $C_d$  attraverso il convertitore.

$V_d$  deve essere di ampiezza sufficientemente elevata così che  $v_{conv1}$  sul lato in alternata del convertitore possa essere prodotta con una modulazione PWM in una zona lineare (cioè,  $m_a \leq 1.0$  come discusso nel capitolo 8). Questo è necessario per limitare il ripple nella corrente d'ingresso  $i_s$ . Quindi, dall'eq. 8.19 del capitolo 8 e dall'eq. 14.28,  $V_d$  deve essere più grande del valore massimo della tensione alternata di ingresso, cioè deve essere:

$$V_d > \sqrt{2}V_s \quad (14.29)$$

Nella fig. 14.10 è mostrato il circuito di controllo per regolare la tensione  $V_d$  della fig. 14.8 al suo valore di riferimento  $V_d^*$  e per raggiungere un fattore di potenza unitario durante il funzionamento. Per generare il segnale di riferimento della corrente  $i_s^*$ , l'errore tra  $V_d$  e  $V_d^*$ , opportunamente amplificato, è moltiplicato per un segnale proporzionale alla forma d'onda della tensione di ingresso  $v_s$ . Un controllo in corrente come quello a isteresi o a frequenza fissa, discussi nel capitolo 8, possono essere usati per ottenere una corrente  $i_{s1}$  uguale a  $i_s^*$  e in fase o sfasata di  $180^\circ$  rispetto alla tensione di rete  $v_s$ .

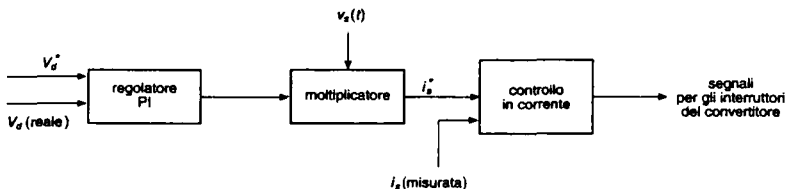


Fig. 14.10 Controllo dell'interfaccia realizzata mediante un inverter a quattro quadranti.



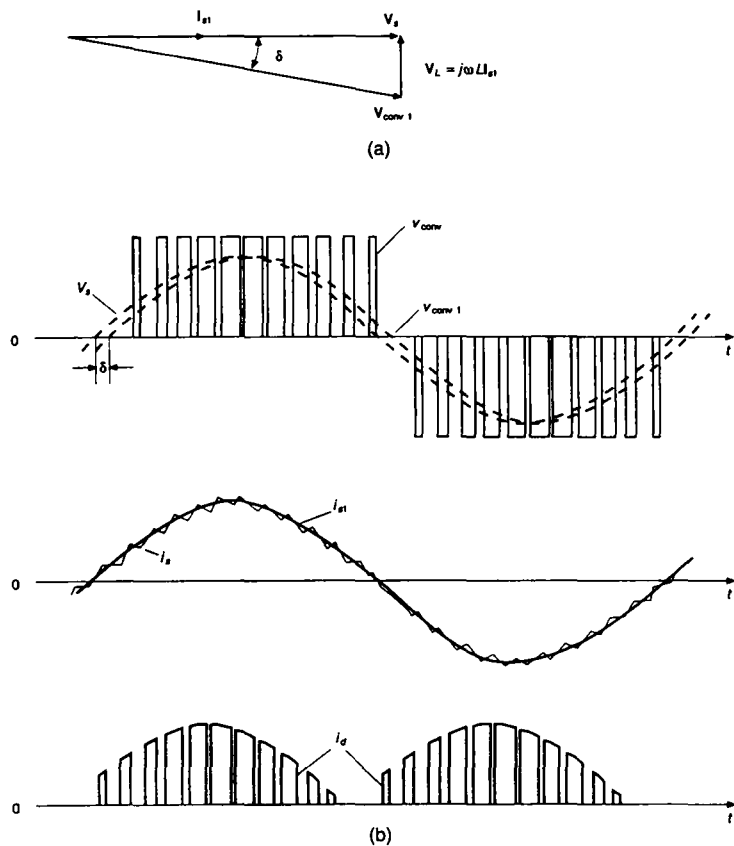


Fig. 14.11 Forme d'onda nel circuito della fig. 14.8 con fattore di potenza unitario durante il funzionamento: (a) diagramma fasoriale, (b) forme d'onda nel circuito.

L'ampiezza e la direzione del flusso di potenza sono controllati automaticamente regolando  $V_d$  al suo valore desiderato. È possibile ottenere uno sfasamento tra  $v_s$  e  $i_{s1}$  e, quindi, un valore di potenza reattiva diverso da zero, introducendo lo sfasamento corrispondente nel segnale proporzionale a  $v_s$  nel circuito di controllo della fig. 14.10.

Nella fig. 14.11 sono mostrate le forme d'onda in regime stazionario del circuito della fig. 14.8 per un funzionamento del raddrizzatore con fattore di potenza unitario.

Come è stato discusso nel paragrafo precedente, in un circuito monofase con  $i_s$  quasi sinusoidale e  $V_d$  essenzialmente continua, la corrente  $i_d$  della fig. 14.8 ha un ripple con frequenza doppia di quella di rete. Il ripple di  $i_d$  ne comporta uno nella tensione continua sul condensatore  $C_d$ , che può essere reso minimo mediante un filtro LC (accordato in serie su una frequenza doppia di quella di rete) posto in parallelo a  $C_d$ . Questo viene fatto in applicazioni con potenza elevata, come ad esempio i locomotori elettrici.

## 14.7 Miglioramento dell'interfaccia verso la rete trifase

I ponti raddrizzatori trifase a diodi con condensatore di filtro sul lato dc sono stati discussi nel capitolo 5. Anche in questi raddrizzatori la corrente d'ingresso è notevolmente distorta. Uno dei modi per migliorare la forma d'onda della corrente d'ingresso è quello di aumentare l'induttanza  $L_s$  del lato alternata posta tra il raddrizzatore e la rete.

Il miglioramento nel fattore di potenza, dovuto all'aumento di  $L_s$ , è stato mostrato nella fig. 5.37 del capitolo 5.

In un sistema trifase si può realizzare un circuito attivo che controlla la forma d'onda della corrente d'ingresso della linea usando tre distinti circuiti con trasformatori di isolamento. Almeno due dei circuiti che controllano la forma d'onda devono avere le loro uscite isolate galvanicamente dai loro ingressi, poiché le uscite dei tre circuiti alimentano lo stesso condensatore. La richiesta di isolamento galvanico può essere soddisfatta usando i convertitori dc-dc con trasformatore di isolamento ad alta frequenza, discussi nel capitolo 10 a proposito del circuito di controllo della forma d'onda di corrente. Poiché l'ingresso trifase è generalmente usato per apparecchiature con livello di potenza elevato, una alternativa potrebbe essere l'uso di trasformatori di isolamento a frequenza di rete posti all'ingresso.

Visto che in molte applicazioni l'isolamento galvanico tra la rete d'ingresso e l'uscita non è necessario, l'impiego di un trasformatore di isolamento causa perdite inutili ed è molto più costoso. In casi simili, quindi, un'alternativa migliore è quella di usare un inverter a quattro quadranti, come è mostrato nella fig. 14.12.

Questo convertitore è capace di fornire una corrente di ingresso quasi sinusoidale con un fattore di potenza unitario; inoltre, il flusso di potenza che lo attraversa è reversibile. Questo inverter trifase è stato considerato in dettaglio nel capitolo 8. Il suo funzionamento come raddrizzatore è stato brevemente discusso nel paragrafo 8.7 del capitolo 8 con riferimento a una singola fase.

Lo schema a blocchi del sistema di controllo di questo convertitore è lo stesso della fig. 14.10 per il caso di una singola fase discusso nel paragrafo 14.6.4, dove la tensione continua  $V_d$  è regolata sul suo valore di riferimento  $V_d^*$ .

Affinché il convertitore sia capace di controllare che le forme d'onda della corrente d'ingresso siano sinusoidali, la tensione  $V_d^*$  deve essere scelta in modo appropriato.

Quando si usa una frequenza di commutazione elevata, l'induttanza  $L_s$  della fig. 14.12 posta sul lato in alternata può essere resa minima. Quindi, le cadute di tensione su  $L_s$  sono piccole e i valori efficaci delle tensioni sono:

$$(V_{\text{conv}})_{LL} \approx V_{LL} \quad (14.30)$$

Se il convertitore della fig. 14.12 è modulato a larghezza d'impulso in zona lineare con  $m_a \leq 1.0$  per controllare che le correnti di ingresso siano sinusoidali, dall'eq. 8.57 si ha allora:

$$V_d > 1.634 V_{LL} \quad (14.31)$$

Una differenza importante tra la corrente continua  $i_d$  dei convertitori trifase e quella dei convertitori monofase consiste nella componente continua  $I_d$  e nella componente ad alta frequenza di commutazione (il ripple con frequenza doppia di quella di rete non esiste nel caso del convertitore monofase). Come discusso nel capitolo 8, si ha:

$$I_d = \frac{3V_s I_s}{V_d} \cos \phi_1 \quad (14.32)$$

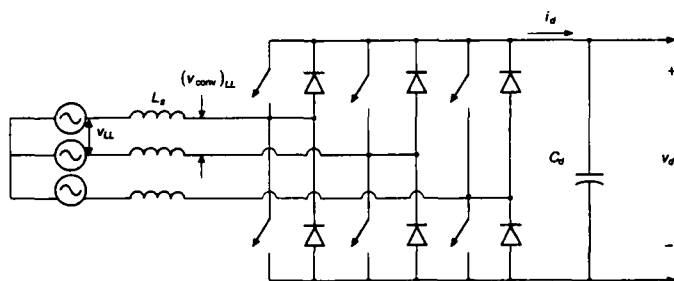


Fig. 14.12 Convertitore trifase.

dove  $V_s$  e  $I_s$  sono le grandezze quasi sinusoidali per ogni fase della rete e  $\phi_1$  è l'angolo di sfasamento in ritardo della corrente rispetto alla tensione di fase. Per un raddrizzamento con fattore di potenza unitario,  $\phi_1 = 0$  e quindi si ha:

$$I_d = \frac{3V_s I_s}{V_d} \quad (14.33)$$

Poiché attraverso  $C_d$  circola soltanto la corrente caratterizzata dalla elevata frequenza di commutazione, si può impiegare un condensatore di piccola capacità.

### 14.7.1 Raddrizzatore Minnesota

Una nuova topologia di raddrizzatore che assorbe dalla rete elettrica corrente quasi sinusoidale con fattore di potenza unitario è discussa nei titoli dei punti [10] e [11] della bibliografia. Essa richiede un raddrizzatore con sei diodi e solo due interruttori controllati, che possono commutare con corrente nulla.

## 14.8 Interferenza elettromagnetica

A causa dei rapidi cambiamenti delle tensioni e delle correnti all'interno dei convertitori a commutazione, una apparecchiatura elettronica di potenza è una sorgente di interferenza elettromagnetica (EMI) sia per le altre apparecchiature, sia per il proprio funzionamento. L'EMI viene trasmessa in due modalità: irradiata e condotta.

I convertitori a commutazione alimentati da linee di potenza generano nella linea stessa un rumore condotto che di solito è di alcuni ordini di grandezza più intenso di quello irradiato nello spazio libero. I contenitori metallici che racchiudono i convertitori di potenza riducono la componente di EMI irradiata.

Come è mostrato nella fig. 14.13, il rumore condotto è di due tipi, comunemente conosciuti come *modo differenziale* e *modo comune*. Il rumore di modo differenziale è una corrente o una tensione misurata tra le fasi della linea, cioè, la tensione tra fase e fase, oppure la corrente di linea  $i_{dm}$ , come è indicato nella fig. 14.13.

Il rumore di modo comune è una corrente o una tensione misurata tra una fase e il conduttore di terra, come la corrente  $i_{cm}$ , mostrata nella fig. 14.13.

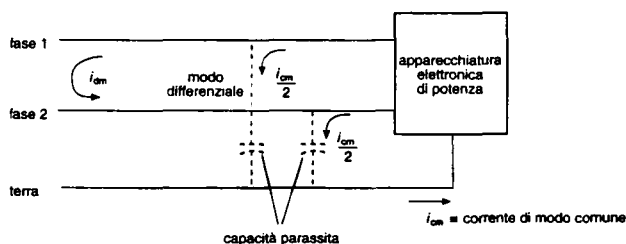


Fig. 14.13 Interferenza condotta.

Sia i rumori di modo differenziale, sia quelli di modo comune sono presenti in generale sulle linee d'ingresso e su quelle d'uscita e ogni progetto di filtro deve tenere conto di entrambi.

#### 14.8.1 Generazione di interferenze elettromagnetiche (EMI)

Forme d'onda di commutazione, come ad esempio quelle mostrate nella fig. 14.14, riguardano tutti i convertitori a commutazione. A causa dei brevi tempi di salita e di discesa, queste forme d'onda contengono livelli significativi di energia associati alle frequenze armoniche nella regione delle radiofrequenze (RF), parecchi ordini al di sopra della frequenza fondamentale.

La trasmissione del rumore di modo differenziale avviene attraverso la linea di ingresso verso la sorgente elettrica e verso il carico del convertitore di potenza attraverso la rete del lato continua. Inoltre, devono essere presi in considerazione anche percorsi di conduzione attraverso le capacità parassite tra i componenti o dovuti all'accoppiamento magnetico tra i circuiti.

La trasmissione del rumore di modo comune avviene attraverso capacità e campi elettrici o magnetici parassiti. Queste capacità parassite esistono tra i diversi componenti del sistema e tra i componenti e la terra.

Per ragioni di sicurezza, la maggior parte delle apparecchiature elettroniche di potenza ha il contenitore collegato a terra. Il rumore che compare sul conduttore di terra contribuisce in modo significativo all'EMI.

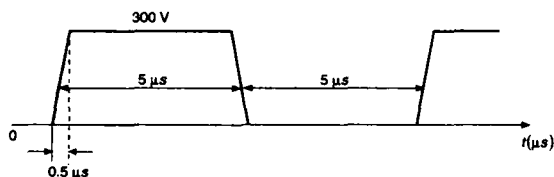


Fig. 14.14 Tipica forma d'onda di commutazione.

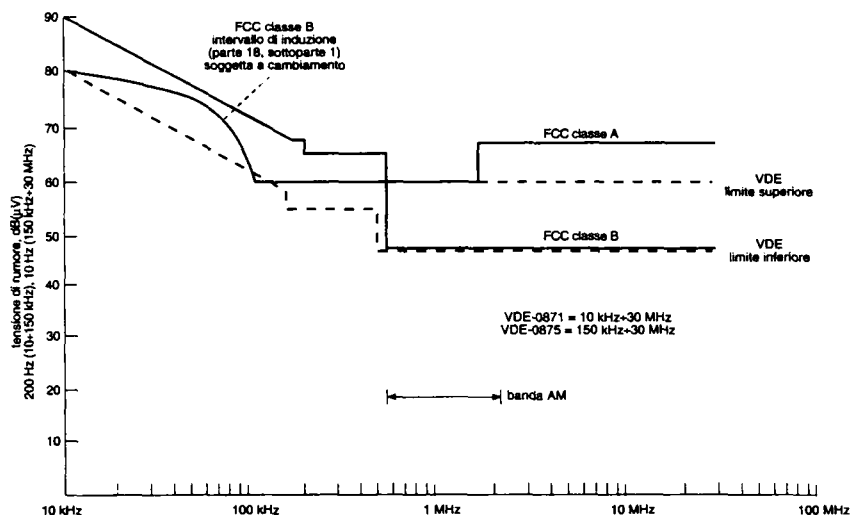


Fig. 14.15 Norme FCC e VDE per EMI condotta.

## 14.8.2 Norme EMI

Esistono differenti norme CISPR, IEC, VDE, FCC e militari che stabiliscono il limite massimo per l'EMI condotta. La fig. 14.15 mostra le norme FCC e VDE per apparecchiature a radiofrequenza usate in sistemi industriali, commerciali e residenziali.

Per confrontarlo con questi limiti il rumore condotto è misurato mediante precise reti di impedenze chiamate LISN (*Line Impedance Stabilization Network*). Anche le norme per l'EMI irradiata sono definite da diversi enti.

## 14.8.3 Riduzione dell'EMI

Come è discusso nel titolo del punto [14] della bibliografia, la maggior parte degli accorgimenti efficaci a livello di costo per trattare l'EMI è legata al tentativo di impedire che questa venga generata alla sua sorgente, così che si riduca in modo significativo l'interferenza irradiata e condotta prima di applicare filtri, schermi protettivi e accorgimenti simili. Un altro vantaggio di questo approccio è che un sistema che non genera un livello elevato di EMI non è sensibile al suo stesso rumore e, quindi, è molto più affidabile.

Dal punto di vista della riduzione dell'EMI, è abbastanza efficace uno snubber progettato in modo corretto, perché riduce il  $dv/dt$  e il  $di/dt$  del circuito. Per proteggere i componenti, lo snubber deve essere montato direttamente su di essi con un collegamento quanto più corto possibile. Un altro approccio per ridurre la generazione di EMI è quello di usare il principio del convertitore risonante, discusso nel capitolo 9.

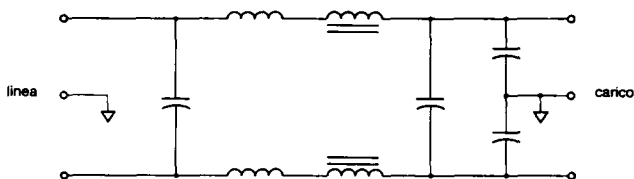


Fig. 14.16 Filtro per EMI condotta.

In aggiunta a questi accorgimenti, le intensità dei campi dovuti ad accoppiamenti tra i diversi componenti dovrebbero essere ridotte sia mediante disposizioni adatte dei cavi di collegamento, sia mediante l'uso di schermi protettivi.

Per ridurre i campi magnetici, è importante rendere minime le aree del circuito racchiuse da anelli (*loop*) di corrente. Tutti gli anelli di corrente con transistori di commutazione devono essere progettati in modo tale da avere l'area più piccola possibile. Tutti i conduttori percorsi da corrente devono essere disposti in stretta vicinanza con quelli in cui passa la corrente di ritorno. Una coppia di fili intrecciati riduce al minimo i campi generati all'esterno.

Per ridurre le capacità parassite, la superficie di metallo esposta agli effetti elettromagnetici della commutazione deve essere resa minima e tenuta quanto più possibile lontana dalla terra mediante un progetto meccanico adatto.

Oltre a queste precauzioni, per rendere minima la generazione di EMI vengono usati filtri EMI come quelli mostrati nella fig. 14.16 per rispettare i valori consentiti per EMI condotta. Generalmente, il rumore irradiato viene efficacemente schermato mediante contenitori metallici usati per alloggiare gli apparati elettronici di potenza. Ulteriori accorgimenti possono essere necessari se le apparecchiature elettroniche di potenza funzionano vicino ad apparati di comunicazione o a strumenti elettromedicali.

## 14.9 Sommario

- 1) Una apparecchiatura elettronica di potenza è sorgente di armoniche di corrente e di EMI. Per evitare che queste degradino la qualità dell'energia, bisogna prevedere opportuni accorgimenti.
- 2) Norme e raccomandazioni sono state stabilite da diversi enti per limitare le armoniche immesse dalle apparecchiature dell'elettronica di potenza.
- 3) Nell'apparecchiatura elettronica di potenza con raddrizzatori a ponte di diodi, l'induttanza d'ingresso riduce le armoniche di corrente.
- 4) Nei circuiti con la rete elettrica d'ingresso monofase, la corrente di ingresso può essere resa sinusoidale utilizzando un controllo della forma d'onda di corrente di tipo attivo.
- 5) Nei circuiti monofase e trifase, se c'è bisogno di un flusso di potenza bidirezionale, per interfacciarsi con il sistema elettrico si possono usare convertitori a quattro quadranti come quelli discussi nel capitolo 8. Questi producono corrente elettrica sinusoidale con fattore di potenza unitario.
- 6) Sono discussi meccanismi che generano EMI, norme EMI e tecniche per la riduzione dell'EMI.

Tab. P14.1

$h$	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23
$\left(\frac{I_h}{I_1}\right)\%$	34.0	5.3	1.8	1.8	1.6	1.2	0.9	0.8	0.8	0.4	0.4

## 14.10 Problemi

- 14.1 Una pompa di calore con potenza modulata, che costituisce un carico residenziale di 240 V e 5 kW, è alimentata dal secondario di un trasformatore monofase di distribuzione che ha una potenza nominale di 25 kVA e una reattanza di dispersione del 4%. Le componenti armoniche della corrente d'ingresso, riportate nella tab. P14.1, sono espresse in percentuale rispetto alla prima armonica della corrente. Il fattore di sfasamento è circa 1.
- Calcolare la potenza di corto circuito del sistema nel punto di connessione, supponendo che l'impedenza della parte del sistema al di fuori del secondario del trasformatore di distribuzione sia trascurabile.
  - Le armoniche e il THD rientrano nei limiti specificati dalla tab. 14.2?
  - Calcolare il fattore di potenza del carico.
- 14.2 In una interfaccia monofase con diodi raddrizzatori a 240 V, 60 Hz, 2 kW, il fattore di sfasamento è essenzialmente 1.0 e le armoniche della corrente di ingresso, riportate nella tab. 14.1, sono espresse in percentuale della prima armonica. Calcolare il valore efficace della corrente di ripple attraverso il condensatore di filtro  $C_d$  dovuto all'interfaccia di ingresso. Trascurare tutte le perdite.
- 14.3 Nell'interfaccia monofase per un flusso di potenza bidirezionale, mostrata nella fig. 14.8,  $V_s = 240$  V (valore efficace) a 60 Hz e  $L_s = 2.5$  mH. Trascurare tutte le perdite e supporre che il convertitore sia modulato con larghezza d'impulso nella sua zona lineare con  $m_a \leq 1.0$ . Il convertitore è controllato in modo che  $i_s$  sia in fase con  $v_s$  o sfasata rispetto a questa. Calcolare il minimo valore di  $V_d$  se il flusso di potenza attraverso il convertitore è 2 kW (a) dal lato ac al lato dc e (b) dal lato dc al lato ac.

## 14.11 Bibliografia

- C. K. Duffey e R. P. Stratford, "Update of Harmonic Standard IEEE-519 Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power System", IEEE/IAS Transactions, novembre/dicembre 1989, pp. 1025 +1034.
- EN 50006, "The Limitation of Disturbance in Electric Supply Networks Caused by Domestic and Similar Appliances Equipped with Electronic Device", European Standards prepared by CENELEC Comité Européen de Normalisation Electrotechnique).
- IEC Norm 555-3 preparata dalla International Electrical Commission.
- VDE Standards 0838 per Applicazioni familiari e 0712 per Regolatori di corrente di lampade fluorescenti.
- IEEE Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Static Power Converters, progetto IEEE N. 519/05, luglio 1979.
- C. P. Henze e N. Mohan, "A Digitally Controlled AC to DC Power Conditioner that

- Draws Sinusoidal Input Current”, presentato nel 1986 alla IEEE Power Electronics Specialist Conference, pp. 531 + 540.
- 7) M. Herfurt, “TDA 4814 – Integrated Circuit for Sinusoidal Line Current Consumption”, Componenti Siemens, 1987.
  - 8) M. Herfurt, “Active Harmonic Filtering for Line Rectifiers of Higher Power Output”, Componenti Siemens, 1986.
  - 9) N. Mohan, T. Undeland, R. J. Ferraro, “Sinusoidal Line Current Rectification with 100 kHz B-SIT Step-up Converter”, documento presentato alla IEEE 1984 Power Electronics Specialist Conference, pp. 92 + 98.
  - 10) N. Mohan, “System and Method for Reducing Harmonic Currents by Current Injection”, brevetto U. S. N. 5.345.375, 6 settembre 1994.
  - 11) M. Rastogi, N. Mohan, C. Henze, “Three-Phase Sinusoidal Current Rectifier with Zero-Current Switching”, documenti IEEE/APEC, 1994, Orlando, FL, pp. 718 + 724.
  - 12) Standards VDE 0871/6.77 per sopprimere le interferenze radio per applicazioni e sistemi elettrici.
  - 13) Standards VDE 0871/6.78 per sopprimere le interferenze radio delle apparecchiature a radio frequenza a scopi industriali, scientifici, medici (ISM) e simili.
  - 14) N. Mohan, “Technique for Energy Conservation in AC Motor Drive Systems”, rapporto finale EM-2037 dell’Electric Power Research Institute, settembre 1981.
  - 15) L. M. Schneider, “Take the Guesswork out of Emission Filter Design”, EMC Technology, aprile-giugno 1984, pp. 23 + 32.





# Indice analitico

- Alimentatori
  - lineari, 337
  - switching in continua, 337
- Analisi
  - di Fourier per forme d'onda periodiche, 42
  - di un circuito magnetico, 54
  - nel dominio del tempo, 72
- Anello chiuso, comportamento del sistema ai grandi segnali, 70
- Applicazioni
  - in ambito domestico e industriale, 411
  - industriali, 416
  - per le reti elettriche, 423
- Armoniche
  - di corrente, 453
  - della corrente di linea, 123
- Auto-induttanza, 55
- Avviamento
  - dell'inverter, 152, 165
  - graduale (*soft start*), 383
- Avviamento, 305
- Batterie, 403
- Buchi di tensione, 166
- Calcolo analitico con correnti fortemente discontinue, 103
- Campo  $B$ , 50
- Capacità del condensatore di ingresso, 389
- Caratteristiche
  - del raddrizzatore, 101
  - desiderate negli interruttori controllabili, 20
  - di funzionamento in regime permanente, 296, 302
  - ideali dei dispositivi, 32
- Carico
  - con un generatore interno di tensione continua, 89
  - induttivo, 86
  - puramente resistivo, 86
- Circuiti
  - base con tiristori, 136
  - con risonanza di tipo parallelo, 290
  - con risonanza di tipo serie, 286
  - con tiristori e loro controllo, 136
  - di pilotaggio e di protezione, 31
  - elettrici, 35
  - magnetici, 49
  - passivi, 457
  - trifase, 40
- Circuito
  - ideale con  $L_s = 0$  e  $i_d(t) = I_d$ , 138, 153
  - idealizzato con  $L_s = 0$ , 90, 112
  - risonante parallelo non smorzato, 290
  - risonante serie con condensatore in

- parallelo al carico, 288
- risonante serie non smorzato, 286
- Classificazione
  - dei sistemi di conversione di potenza e dei convertitori, 8
  - dei convertitori risonanti, 285
- Comando di gate del tiristore, 137
- Commutatore statico di bypass, 407
- Commutazione, 71
  - a tensione zero e corrente zero, 283
  - con eliminazione programmata delle armoniche (metodo degli angoli memorizzati), 270
  - con impulsi a onda quadra, 269
  - con modulazione a larghezza d'impulso, 226
  - di una corrente induttiva, 282
- Compensatori statici, 435
- Comportamento
  - del sistema ai grandi segnali, 70
  - di un induttore e di un condensatore, 46
- Concetti fondamentali
  - sugli inverter, 225
  - sui circuiti elettrici e magnetici, 35
  - sui circuiti risonanti, 286
  - sui raddrizzatori, 86
- Condensatori
  - commutati da tiristori, 439
  - per la correzione del fattore di potenza, 433, 434
- Condizionamento dell'aria, 411
- Conduzione
  - continua, 184, 192, 199
    - con  $(1/2) \omega_0 < \omega_s < \omega_0$ , 294
    - con  $\omega_s > \omega_0$ , 295
  - discontinua, 186, 194, 201
    - con  $V_d$  costante, 186
    - con  $V_o$  costante, 188
    - con  $\omega_s < (1/2) \omega_0$ , 293
  - degli interruttori negli inverter trifase, 263
  - discontinua della corrente, 164, 148
- Confine tra conduzione continua e discontinua, 186, 192, 199
- Confronto
  - tra convertitori dc-dc, 217
  - tra interruttori controllati, 30
  - tra raddrizzatori monofase e trifase, 121
  - tra simulatori orientati al circuito e risolutori di equazioni, 72
  - tra topologie ZCS e ZVS, 317
- Continuità del flusso, 51
- Controllo
  - a frequenza fissa, 272
  - a isteresi, 272
  - degli alimentatori switching, 361
  - dei convertitori dc-dc con isolamento galvanico, 343
  - dei convertitori dc-dc SLR, 298
  - dei convertitori dc-dc, 180
  - dei convertitori HVDC, 431
  - dell'uscita mediante cancellazione della tensione, 245
  - digitale con modulazione a larghezza di impulso, 382
  - feed forward* PWM della tensione, 377
  - in corrente, 378
  - istantaneo di potenza reattiva mediante l'uso di convertitori switching con minimo accumulo di energia, 439
- Controllori a numero intero di semiperiodi, 419
- Convertitore
  - a mezzo ponte (derivato dal convertitore abbassatore), 354
  - a ponte (derivato dal convertitore abbassatore), 355
  - abbassatore (*buck*), 182
  - abbassatore-elevatore (*buck-boost*), 198
  - dc-dc a ponte (*full bridge*), 209
  - dc-dc di tipo Cuk, 204
  - dc-dc ZVS-CV con cancellazione della tensione, 321
  - elevatore (*boost*), 191
  - reale, 163
  - a frequenza di linea a dodici impulsi, 425
- Convertitori
  - a matrice come sistemi di conversione, 11
  - con collegamento in alta frequenza a semiperiodi, 286, 327
  - con risonanza lato carico (*load-resonant*), 285, 291

- con risonanza lato dc
  - (*resonant-dc-link*), 286
- con risonanza relativa all'interruttore
  - (*resonant-switch*), 286, 309
- dc-dc a commutazione, 179
- dc-dc a corrente impressa, 357
- dc-dc con isolamento, 341
- dc-dc con isolamento galvanico, 341, 358
- dc-dc risonanti con carico in parallelo, 298
- dc-dc risonanti con carico in serie (SLR), 292
- dc-dc risonanti ibridi, 303
- dc-dc ZVS-CV, 318
- di potenza, 9
- flyback* (derivati da convertitori *buck-boost*), 343
- forward* (derivati da convertitori abbassatori-*step-down*), 348
- in classe E, 305
- monofase, 138
- push-pull* (derivati da convertitori abbassatori), 351
- reali a tiristori, 138, 146
- risonanti ZCS, 311
- risonanti ZVS, 316
- risonanti: commutazione a tensione zero e/o corrente zero, 281
- trifase, 153, 170
- Corrente
  - di linea  $i_s$ , 141
  - $i_d$  del lato dc, 263
  - $i_s$  della linea di alimentazione, 146, 161
- Correnti  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  della linea di alimentazione, 156
- Cottura a induzione, 416
- Densità di flusso, 50
- Diodi, 16
- Dispositivi per la qualità dell'energia (*Power Conditioner*), 400
- Distorsione
  - della corrente di linea, 43, 106
  - della tensione, 169
  - della tensione di linea, 107, 152, 165
  - nelle forme d'onda della corrente di linea, 119
- Disturbi, 398
  - sulla linea elettrica, 397
- Eccitazione
  - bidirezionale del nucleo, 341
  - unidirezionale del nucleo, 341
- Effetti
  - degli elementi parassiti, 197, 203
  - del tempo morto sulla tensione negli inverter PWM, 266
  - di  $L_s$  sulla commutazione della corrente, 94, 116, 158
  - di un raddrizzatore monofase sulla corrente del neutro in sistemi trifase a quattro fili, 109
  - prodotti da  $L_s$ , 143
  - sulle apparecchiature sensibili, 399
- Elettronica di potenza, 2
- Elettronica lineare, 2
- EMTP, 80
- Equazioni
  - differenziali lineari, 73
  - differenziali non lineari, 76
- Fattore di potenza, 453
  - e potenza reattiva, 143, 158
- Filtri
  - attivi, 446
  - per le armoniche, 433
  - per le armoniche sul lato alternata, 434
  - per le armoniche sul lato dc, 433
- Filtro d'ingresso, 388
- Forma d'onda
  - della tensione ac (buchi e distorsioni nella tensione di linea), 152, 165
- Funzionamento a onda quadra, 235, 245, 263
  - negli inverter trifase, 258
  - PWM, 264
- Funzione di trasferimento  $\vec{d}(s)/\vec{v}_c(s)$  del modulatore diretto del duty cycle a larghezza d'impulso, 371
- Gate del tiristore, 137
- Generalità
  - sugli alimentatori switching, 339

- sugli interruttori di potenza a semi conduttore, 15
- Generazione
  - delle armoniche di corrente, 452
  - di interferenze elettromagnetiche (EMI), 471
- Gruppi di continuità (UPS), 397, 401
- Illuminazione a fluorescenza ad alta frequenza, 412
- Imposizione della forma d'onda di corrente della linea di ingresso, 458
- Induttanza di dispersione
  - in per unit [p.u.], 61
- Induttori controllati da tiristori, 437
- Interconnessione
  - di array fotovoltaici, 441
  - di sistemi di immagazzinamento dell'energia per livellare i carichi elettrici, 444
  - di sorgenti di energia rinnovabile e di sistemi di immagazzinamento di energia con la rete elettrica, 441
  - monofase, 442
  - per impianti di produzione eolica e di piccola produzione idroelettrica, 443
  - trifase, 443
- Interfaccia
  - elettrica, 456
  - Minnesota, 444
  - per un flusso bidirezionale di potenza, 464
- Interferenze elettromagnetiche, 390, 470
- Inverter, 404
  - a corrente impressa con risonanza di tipo parallelo, per riscaldamento a induzione, 304
  - a frequenza di linea con controllo di fase, 133
  - a mezzo ponte (monofase), 236
  - a ponte (monofase), 237
  - con risonanza lato dc (*resonant-dc-link*) con commutazioni a tensione zero, 321
  - dc-ac a commutazione: dc  $\leftrightarrow$  ac sinusoidale, 223
  - dc-ac ZVS-CV, 320
  - in configurazione push-pull, 249
  - monofase, 236
  - trifase, 253
- Isolamento galvanico dell'anello di retroazione, 385
- Legge
  - di Ampere, 49
  - di Faraday della tensione indotta, 54
- Limitazione
  - "foldback" della corrente, 384
  - del picco di corrente (sovracorrente) all'accensione iniziale, 389
  - della corrente, 383
- Linearizzazione dello stadio di potenza con filtro di uscita, con metodo *state-space averaging* per ottenere  $v_o(s)/d(s)$ , 362
- Metodo
  - di integrazione trapezoidale, 74
  - state-space averaging*, 362
  - $m_f$  grande ( $m_f > 21$ ), 233
  - $m_f$  piccolo ( $m_f \leq 21$ ), 232
- Miglioramenti nell'interfaccia con alimentazione monofase, 457
- Miglioramento dell'interfaccia verso la rete trifase, 469
- Modalità continua
  - di funzionamento al di sopra di  $\omega_0$ , 302
  - di funzionamento al di sotto di  $\omega_0$ , 300
- Modalità di funzionamento
  - come raddrizzatore, 274
  - da inverter, 149, 164, 429
  - da raddrizzatore, 428
- Modalità discontinua di funzionamento, 300
- Modello per piccoli segnali (lineare), 70
- Modulazione
  - con regolazione della corrente (*current mode*), 272
  - in zona lineare ( $m_e \leq 1.0$ ), 256
- Norme EMI, 472
- Nucleo del trasformatore nei convertitori dc-dc con isolamento galvanico, 358
- Onde non sinusoidali in regime

- stazionario, 42
- Ottimizzazione dell'interfaccia tra la rete elettrica ed i sistemi elettronici di potenza, 451
- Permanenza magnetica, 52
- Picchi di corrente e sovratensioni all'accensione, 122
- Ponte raddrizzatore all'ingresso, 389
- Potenza
  - e fattore di potenza, 45
  - media e corrente efficace, 36
  - reattiva assorbita dal convertitore, 428
  - reattiva e fattore di potenza, 38, 158
- Power conditioner, 400
- Programma di simulazione EMTP, 79
- Processo di simulazione, 69
- Protezione
  - degli alimentatori, 382
  - in tensione, 383
- PSpice, 80
- Punti critici nella simulazione al computer, 68
- PWM con tensione bipolare, 211, 237
- PWM con tensione unipolare, 214, 242
- PWM in un inverter trifase a tensione impressa, 254
- Qualità dell'energia, 400
- Raddrizzatore, 402
  - Minnesota, 470
  - monofase con tensione raddoppiata, 108
  - reale a ponte di diodi, 102
  - sincrono, 390
  - trifase a ponte, 112
  - trifase reale a ponte di diodi, 121
  - a diodi a frequenza di linea, 85
  - monofase a ponte di diodi, 89
- Rappresentazione del trasformatore di isolamento, 342
  - vettoriale, 36
- Regime stazionario, 35
- Regolatore, progetto del, 70
- Regola della mano destra, 50
- Resistenza equivalente serie del condensatore del filtro di uscita, 390
- Riduzione dell'EMI, 472
- Riluttanza, 52
- Ripple
  - all'uscita di un inverter monofase, 247
  - della tensione di uscita, 189, 197, 204
  - nelle grandezze di uscita dell'inverter, 260
- Riscaldamento
  - a induzione, 416
  - degli ambienti, 411
- Risolutori di equazioni, 71, 80
- Risposta in frequenza
  - del circuito risonante di tipo parallelo, 290
  - di un circuito risonante serie, 289
- Saldatura elettrica, 418
- Simboli usati, 13
- Simulatori
  - orientati al circuito, 71
  - orientati al circuito, largamente usati, 76
- Simulazione
  - al computer di convertitori e sistemi elettronici di potenza, 67
  - del circuito per condizioni di funzionamento generali, 105
  - in anello aperto e su grande segnale, 69
- Sistemi
  - di conversione, 8
  - di elettronica di potenza, 1
- Sorgenti di disturbo, 398
- Sovramodulazione ( $m_a > 1.0$ ), 233, 256
- Specifiche negli alimentatori, 388
- SPICE, 77
- Standard e raccomandazioni per le armoniche, 454
- Taratura del sistema di retroazione, 373
- Tecniche
  - di commutazione per inverter, 269
  - di simulazione, 71
- Tempo di mantenimento, 389
- Tensione costante
  - $v_d(t) = V_d$  sul lato continua, 99, 118
- Tensione sul lato in continua, 141, 154
- Tensioni e correnti alternate sinusoidali a regime, 36
- Tiristori, 17

- controllati da MOS, 30
- GTO , 27
- Topologie
  - di convertitori flyback, 347
  - di convertitori forward, 351
  - con commutazione a tensione zero a tensione limitata (ZVC-CV), 317
- Transistori
  - a effetto di campo a metallo-ossido-semiconduttore, 26
  - a giunzione bipolare e Darlington monolitici, 24
  - bipolari con gate isolato (IGBT) , 28
- Trasformatori, 56
  - con nuclei caratterizzati da isteresi, 59
  - con nucleo privo di perdite, 56
  - di isolamento, 342
  - ideali, 58
- Trasmissione in continua ad alta tensione, 423
- UPS, 397, 401
- Uscite multiple, 390
- Valore medio di  $V_L$  e  $I_L$  a regime, 47
- Valvole
  - negli inverter a ponte, 247
  - negli inverter monofase, 251
  - negli inverter trifase, 259

