

1 • **ELETRONICA APPLICATA** a cura di Piero Marietti

PIERO MARIETTI

**ELETRONICA
DEI SISTEMI
A GRANDE
BANDA
FRAZIONALE**

Seconda Edizione



CASA EDITRICE AMBROSIANA

1 • ELETTRONICA APPLICATA a cura di Piero Marietti

**ELETTRONICA DEI SISTEMI
A GRANDE BANDA FRAZIONALE**



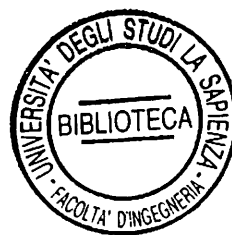
PIERO MARIETTI

PHE 175410

ELETTRONICA DEI SISTEMI A GRANDE BANDA FRAZIONALE

Seconda Edizione

4581



1.5.81

lib. e 1



CASA EDITRICE AMBROSIANA

Prefazione

Se domandassimo a un ingegnere edile qual è l'asse portante della sua cultura tecnica, con molta probabilità otterremmo una risposta del tipo: meccanica razionale, scienza delle costruzioni, tecnica delle costruzioni, architettura tecnica e composizione architettonica. Poiché l'ingegnere al quale abbiamo rivolto la domanda ha da qualche tempo passato gli anni verdi, ci siamo permessi di interpretare la sua risposta a lettere minuscole, convinti come siamo che egli si sia voluto riferire ad aree culturali e non a esami universitari o a materie o a segmentazioni accademiche e così via.

Proviamo a ripetere l'esperimento con un ingegnere elettronico. Incontriamo subito una difficoltà: egli, padrone e schiavo delle più alte velocità consentite in questo nostro spazio-tempo, si dichiarerà troppo indaffarato per rispondere e, infilando una parola inglese ogni quattro italiane (tendenti magari al dialettale), parlerà di marketing, controllo, reti, management, tempistica, componenti, affidabilità, database e via impasticciando.

Delusi? Via, l'elettronica è una scienza giovane, è scienza di questi tempi così disordinati e contraddittori, portatori di grandi libertà e grandi oppressioni: come possiamo pretendere di avere su di essa le idee chiare?

La collana che presento, della quale questo è il primo di sei volumi, vuole tentare di rispondere alla domanda, senza rifugiarsi dietro a schermi di comodo.

L'asse portante della cultura tecnica di un ingegnere elettronico a me sembra: la matematica, l'elettronica e l'informatica e per "elettronica" intendo la teoria dei segnali e dei sistemi e la conoscenza dei dispositivi. Il tutto accompagnato da un deferente pensiero alla fisica di base, con i suoi principi fondamentali e insormontabili.

Sono disposto ad ammettere che la mia risposta è meno lineare di quella dell'edile. Ma, abituato ad avere come compito fondamentale quello di generare, elaborare, immagazzinare e trasmettere l'informazione, mi sono lasciato prendere la mano.

A proposito di informazione: il lettore osservi che ho usato lettere minuscole.

Ringrazio tutti quelli, e sono tanti, che hanno contribuito alla creazione di questo libro: essi hanno parlato, letto, discusso, contestato, rifiutato, riletto, corretto, ricalcolato, impaginato, disegnato. Insomma: lavorato con tanta passione e poco compenso (materiale, perché di morale ne hanno piene le tasche).

Tra tutti, una menzione particolare mi preme rivolgere all'Ing. Luisa Franchina, Dottore di Ricerca, che ha collaborato attivamente alla stesura del testo.

Piero Marietti

Indice

Cap. 1 Il progetto dei sistemi elettronici	pag.	1
1.1 Oggetto dello studio	"	1
1.2 Concezione, progetto e produzione del sistema elettronico	"	5
1.3 Il circuito di interfaccia di ingresso	"	13
1.4 Il circuito di interfaccia di uscita	"	18
1.5 L'alimentatore	"	23
1.5.a Regolazione al variare del carico	"	24
1.5.b Regolazione al variare della tensione di linea	"	30
1.5.c Regolazione rispetto alla temperatura	"	35
1.5.d Effetti dell'invecchiamento	"	37
1.6 Sincronizzazione	"	40
1.7 Elaboratore di segnali	"	48
1.8 Problemi generali della produzione dei componenti integrati	"	54
1.9 I modelli dei componenti passivi e dei generatori indipendenti	"	59
1.9.a Resistenza	"	62
1.9.b Capacità e induttanza	"	63
1.9.c Mutua induttanza	"	65
1.9.d Linea di trasmissione	"	65
1.9.e Generatori indipendenti	"	70
1.10 I modelli dei generatori controllati o dipendenti	"	73
1.10.a Generatore di corrente controllato in tensione	"	74
1.10.b Generatore di tensione controllato in tensione	"	74
1.10.c Generatore di corrente controllato in corrente	"	75
1.10.d Generatore di tensione controllato in corrente	"	75
1.11 I modelli dei componenti attivi	"	76
1.11.a Diodo a giunzione p-n e diodo zener	"	76
1.11.b Transistor a doppia giunzione (BJT)	"	82

1.11.c	Transistor a effetto di campo da giunzione p-n (JFET)	"	88
1.11.d	Transistor a effetto di campo da struttura metallo-ossido-semiconduttore (MOSFET)	"	90
Cap. 2 Analisi statica, dinamica e progetto di celle elementari di elaborazione			
		pag.	93
2.1	Introduzione	"	93
2.2	Comportamento statico e dinamico dei componenti	"	94
2.3	Comportamento dinamico per grandi e piccoli segnali	"	97
2.4	Circuiti equivalenti dei componenti attivi	"	99
	2.4.a Circuiti equivalenti del diodo	"	100
	2.4.b Circuiti equivalenti dei transistori	"	102
	2.4.b.1 Circuiti equivalenti di un BJT	"	102
	2.4.b.2 Circuito equivalente di un JFET	"	109
	2.4.b.3 Circuito equivalente di un MOSFET	"	110
2.5	Circuiti equivalenti delle celle di elaborazione	"	111
2.6	La presentazione dei risultati delle analisi	"	119
2.7	Esempi di utilizzo dei modelli statici	"	121
2.8	Esempi di utilizzo dei modelli dinamici	"	171
	2.8.a Analisi dinamica per ampi segnali	"	171
	2.8.b Analisi dinamica per piccoli segnali	"	173
2.9	Il metodo delle costanti di tempo	"	187
	2.9.a Caso dei poli coincidenti	"	188
	2.9.b Caso dei poli non coincidenti	"	189
	2.9.c Calcolo delle costanti di tempo	"	191
2.10	Valutazione delle distorsioni prodotte da BJT nelle tre connessioni fondamentali	"	207
2.11	Prodotto guadagno-banda e distorsioni per FET nelle tre connessioni fondamentali	"	221
	2.11.a Stadio a source comune utilizzando un JFET	"	222
	2.11.b Stadio a source comune utilizzando un MOSFET	"	224
	2.11.c Stadio a gate comune utilizzando un MOSFET	"	225
	2.11.d Stadio a drain comune (source follower) utilizzando un MOSFET	"	230
2.12	Considerazioni generali sugli amplificatori	"	230
	2.12.a Polarizzazione degli elementi attivi	"	230

2.12.b	Classificazione degli amplificatori secondo l'intervallo di frequenza di uso	"	233
2.12.c	Attribuzione delle funzioni ai vari stadi della catena amplificatrice: funzioni distribuite e funzioni concentrate	"	235
2.12.d	Prestazione dell'amplificatore rispetto al rapporto segnale-rumore	"	237
Cap. 3 Uso della controeazione per il controllo delle prestazioni degli amplificatori			pag. 239
3.1	Introduzione	"	239
3.2	Il controllo delle funzioni della catena amplificatrice	"	240
3.3	Controllo della funzione amplificazione	"	249
3.4	Controllo della funzione interfaccia di ingresso e di uscita	"	256
3.5	Distorsioni in una catena di amplificazione controeazionata	"	287
3.6	Risposta in frequenza di catene di amplificazione controeazionate	"	290
	3.6.a Risposta in frequenza di un amplificatore controeazionato	"	291
	3.6.b Dislocazione dei poli di un amplificatore controeazionato	"	298
	3.6.c Instabilità di un amplificatore controeazionato	"	310
3.7	Tecniche di compensazione	"	323
Cap. 4 Stadi finali			pag. 327
4.1	Introduzione	"	327
4.2	Problemi generali inerenti l'uso di transistor di potenza	"	328
4.3	Lo stadio a simmetria complementare	"	329
4.4	Il rendimento dello stadio in classe B (o AB)	"	338
4.5	Studio di un amplificatore da 10 W	"	344
4.6	Studio di un amplificatore da 60 W	"	346
4.7	Protezioni	"	347
4.8	Analisi dei limiti di sicurezza dei transistor di potenza	"	347
4.9	Analisi dell'effetto del carico sui finali	"	352

Cap. 5 Amplificatori integrati		pag.	355
5.1	Introduzione	"	355
5.2	Mancanza di simmetria: gli errori di <i>off-set</i>	"	359
5.3	Non idealità dei parametri A_d , R_{in} , R_{out} e BW	"	362
5.4	Non idealità dei parametro A_c	"	365
5.5	La condizione di saturazione e la velocità di commutazione	"	368
	5.5.a La massima tensione indistorta di uscita	"	371
5.6	Il comparatore integrato	"	372
5.7	Esempi di applicazione di integrati lineari	"	376
	5.7.a Operazione integrale	"	376
	5.7.a.1 Il generatore di rampa di tensione (generatore di Miller)	"	377
	5.7.a.2 Il generatore di rampa a gradini (stair-case generator)	"	380
	5.7.b Operazione derivata	"	382
	5.7.c Filtri attivi	"	384
	5.7.d Sorgente integrata di tensione	"	387
5.8	Il modello dell'amplificatore integrato	"	388
	5.8.a Modello in continua	"	389
	5.8.b Modello per il segnale	"	389
	5.8.c Modello per la simulazione	"	390
 Cap. 6 Il rumore negli amplificatori		 pag.	 393
6.1	Introduzione	"	393
6.2	Le sorgenti di rumore	"	394
	6.2.a Il rumore termico	"	394
	6.2.b Il rumore shot	"	395
	6.2.c Il rumore flicker	"	396
	6.2.d Conclusioni	"	397
6.3	Il modello rumoroso degli elementi attivi	"	397
	6.3.a Il modello rumoroso del diodo	"	404
	6.3.b Il modello rumoroso del BJT	"	404
	6.3.c Il modello rumoroso del JFET e del MOSFET	"	409
	6.3.d Punto di lavoro e rumore equivalente in ingresso	"	411
	6.3.e Il rumore negli amplificatori con controreazione	"	412

	6.3.f Rumore nello stadio a base (gate) comune	"	415
	6.3.g Rumore in uno stadio emitter follower	"	416
	6.3.h Rumore in uno stadio differenziale	"	418
6.4	Minimo segnale rivelabile	"	419
	6.4.a Il box-car	"	422
	6.4.b L'amplificatore lock-in	"	423
6.5	Fattore di rumore di un quadripolo	"	425
6.6	Il rumore in un amplificatore	"	429
6.7	Il contributo di rumore della resistenza di sorgente	"	432
6.8	Sorgenti non resistive	"	433
	6.8.a Sorgente capacitiva	"	433
	6.8.b Sorgente induttiva	"	434
6.9	Il progetto di un amplificatore a basso rumore	"	436
	6.9.a Sorgente resistiva	"	438
	6.9.b Sorgente capacitiva	"	440
	6.9.c Sorgente induttiva	"	441
6.10	La scheda NOISE	"	442

Appendice

A.1	Premessa	pag.	445
A.2	Schema dell'Esempio 2.7.1	"	445
A.3	Schema dell'Esempio 2.7.3	"	448
A.4	Schema della Fig. 2.39	"	450
A.5	Schema della Fig. 2.40.b	"	453
A.6	Schema della Fig. 2.43	"	456
A.7	Schema dell'Esempio 2.8.1	"	457
A.8	Schema della Fig. 2.64	"	459
A.9	Schema della Fig. 2.66	"	462
A.10	Schema della Fig. 3.24	"	464
A.11	Schema della Fig. 5.19	"	470
A.12	Schema della Fig. 5.20	"	472
A.13	Schema della Fig. 2.59	"	475

Indice analitico	pag.	477
-------------------------	-------------	------------

Capitolo 1

Il progetto dei sistemi elettronici

1.1 Oggetto dello studio

Le attività che si possono raggruppare sotto il titolo di "Elettronica" appartengono a volte ad ambiti scientifici, tecnologici e produttivi all'apparenza molto eterogenei. È per questa ragione che qualunque tentativo di realizzare un testo di Elettronica deve essere preceduto dalla individuazione del settore all'interno del quale si vuole lavorare.

Ciò non significa una rinuncia a priori a ricercare i punti di contatto e soprattutto di reciproco servizio con settori più o meno limitrofi, ché anzi la familiarità con tali regioni di scambio permette, come si tenterà di dimostrare nel seguito, non solo la proficua collaborazione tra specialisti, ma financo rafforza e convalida i criteri e le operazioni di progetto.

Il fatto è che un sistema in grado di eseguire operazioni non elementari è in generale tanto complesso da richiedere, per la sua realizzazione, il contributo di un numero molto alto di conoscenze. Talmente alto che difficilmente possono essere possedute, e tutte a livello operativo, da una sola persona.

Nasce così l'esigenza di individuare una conveniente partizione (i settori di cui sopra) del sistema che corrisponda a una altrettanto conveniente partizione delle conoscenze: la convenienza sarà misurata in funzione della efficienza della descrizione, dello studio, della produzione o quant'altro, mentre ci si convincerà ben presto che, qualunque sia la partizione, grandi saranno le incertezze di assegnazione di alcuni fatti e di alcuni oggetti a settori, così come non trascurabili saranno le zone di sovrapposizione tra i diversi settori.

Uno dei modi per operare la partizione è quello di procedere per livelli di astrazione: *un livello è definito dagli oggetti che in esso si vedono e dalle operazioni che possono essere svolte da questi e su questi*. Contando di tornare, quando necessario, su un tale cruciale argomento, diamo nella Figura 1.1 un esempio di partizione di un calcolatore in livelli di astrazione. Non ci si addenterà nei problemi di comunicazione tra livelli, affidandoci all'intui-

zione del lettore perché si individuino non solo gli oggetti che appartengono ai vari livelli, ma anche il modo nel quale questi ultimi si rapportano l'uno all'altro.

Si vuole però notare che, anche in questa visione abbastanza rudimentale, si è prodotto uno spostamento della linea (tratteggiata) che all'inizio separava il campo Hardware (HW) da quello Software (SW) e che coincideva con quella che separava l'intervento dell'utente e quello del costruttore. Un tale spostamento ha come conseguenza una meno definita separazione tra gli stessi livelli: oggi che l'Unità Centrale di Processo (CPU) di un calcolatore è un componente singolo con milioni di transistor, è difficile separare le conoscenze necessarie al suo progetto.

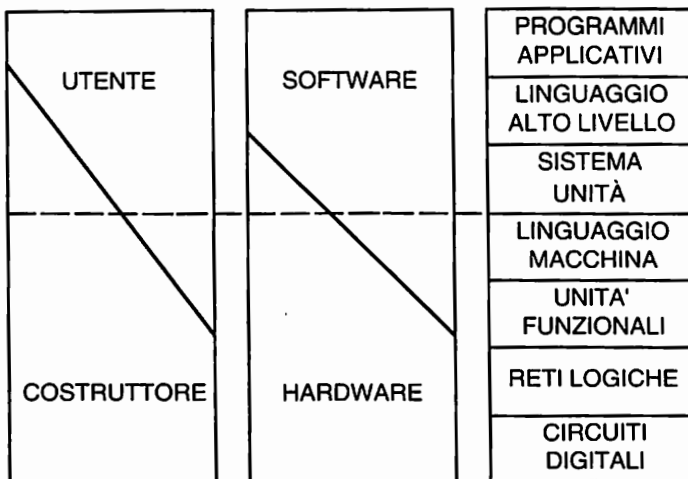


Figura 1.1

Sia come sia, il settore di studio al quale si riferiranno queste note sarà quasi ovunque limitato ai tre livelli più bassi e a quelli analoghi nei quali può essere ripartito un qualunque sistema complesso. Potremo perciò concludere che, rimanendo quasi sempre all'interno del campo che usualmente va sotto il nome di HW, ci interesseremo dello studio, del progetto e della realizzazione di *quei sub-sistemi atti a cooperare alla generazione, al trasferimento, alla memorizzazione e all'elaborazione dell'informazione trasportata su un supporto elettro-magnetico e che chiameremo sistemi elettronici.*

Un sistema elettronico è quindi una parte più o meno grande (a volte è perfino la totalità) di un sistema di raccolta o generazione, trasmissione o rice-

zione, elaborazione o mantenimento dell'informazione veicolata da un supporto elettromagnetico, cioè di un segnale elettrico. Data questa sua natura, risulta molto comoda una rappresentazione che individui livelli di astrazione diversi da quelli di Figura 1.1 e che mettano più chiaramente in luce il percorso del segnale all'interno del sistema (Fig. 1.2).

Il sistema viene quindi descritto per mezzo delle funzioni di relazione tra le sue parti (gli oggetti della partizione) e le funzioni di relazione con l'esterno sono state concentrate in circuiti di interfaccia, i quali possono essere pensati appartenere o no al sistema, allo stesso modo in cui una porta fra due stanze appartiene all'una o all'altra a seconda della comodità suggerita dal contesto.

Per comprendere il valore della rappresentazione di Figura 1.2 si consideri che, in natura, pochissimi messaggi, ossia dichiarazioni con un contenuto informativo, nascono su supporto elettromagnetico. Essi quindi non potrebbero essere elaborati in ambito elettronico se non venissero trasdotti, collocati cioè su un supporto di tipo elettromagnetico, rispettando il vincolo che l'opera del trasdurre non faccia perdere parti significative del loro contenuto informativo.

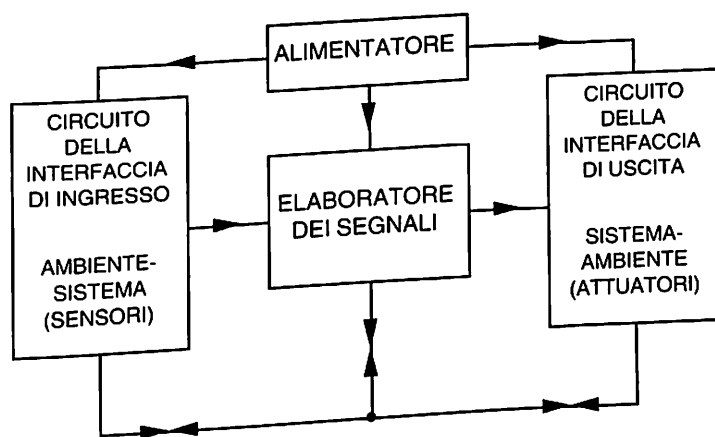


Figura 1.2

Dopo questa operazione l'informazione sarà contenuta in quello che, in generale, va sotto il nome di segnale elettrico. Si comprende quindi l'importanza dell'operazione di trasduzione, a valle della quale si possono utilizzare la rapidità e la precisione proprie dell'elaborazione elettronica dell'informazione.

A sua volta assume una fisionomia autonoma l'operazione inversa, cioè quella che consiste nel riportare l'informazione elaborata sul supporto più conveniente alla sua utilizzazione finale. Poiché le operazioni di trattamento dell'informazione necessitano di energia per essere eseguite, è opportuno esplicitare il blocco di alimentazione.

In definitiva:

- L'alimentatore fornisce l'energia necessaria al complesso dell'opera di elaborazione.
- Il circuito di interfaccia di ingresso è sede del processo di trasduzione dell'informazione in segnale elettrico.
- Il blocco di elaborazione tratta il segnale in maniera da estrarne e utilizzarne il contenuto informativo, da sfruttarne l'eventuale ridondanza per rilevare e correggere errori, da rendere i risultati della sua azione utilizzabili da parte del circuito di interfaccia di uscita.
- Il circuito di interfaccia di uscita è sede del processo di ritrasduzione del segnale elettrico risultante su un supporto gradito all'utilizzatore.

Ogni blocco può essere a sua volta descritto in base alle sue specifiche tecnologiche e di progetto, che ne determinano le prestazioni. Il valore operativo dello schema sta, come detto, nella sua capacità di mettere in luce il percorso del messaggio. Ma, al di là di questo, esso può essere interpretato come una cella elementare costitutiva: per ciascuna parte (sub-sistema) del sistema *per la quale sia determinabile la funzione elaborativa*, si può individuare una sorgente di energia, una di segnale e un utilizzatore. In altre parole, ogni parte del sistema che svolga una funzione determinabile e descrivibile in un qualche linguaggio, se riceve energia per operare (possono infatti esistere parti di sistema puramente passive) sarà in collegamento con un alimentatore che provvederà a questa necessità. Quindi riceverà il segnale da una struttura a essa logicamente *precedente* e lo fornirà a una struttura a essa logicamente *sequente*, dopo aver svolto la sua funzione di elaborazione.

Il modello non ha quindi soltanto un valore descrittivo: esso permette di disarticolare il sistema nelle sue parti costitutive e si propone come uno strumento di analisi con un non trascurabile valore predittivo, *serve cioè per il progetto*.

Infine, è bene notare esplicitamente che il blocco di elaborazione è connesso, in doppio senso di percorrenza, con i blocchi di interfaccia, tramite canali diversi (anche se non necessariamente in senso fisico) da quelli percorsi dal segnale.

Questi sono i canali di *sincronizzazione*, che hanno il compito di assicurare che ogni operazione eseguita da qualunque parte del sistema abbia luogo quando si sia in grado di garantire ragionevolmente un risultato che possa ritenersi valido. La più banale delle sincronizzazioni è quella che consiste nel mettere in funzione l'apparato durante il tempo nel quale si vuole che esso assolva le sue funzioni. Naturalmente il problema è in generale molto più complesso e pone non di rado questioni fondamentali di fisica e di logica. Sia chiaro comunque che, senza la dovuta sincronizzazione delle operazioni, l'ottenimento del risultato voluto diventa un evento aleatorio e lo stesso processo di elaborazione progettato perde significato.

In conclusione, quindi, con il nome di sistema elettronico si indica ogni apparato che, basando il suo funzionamento sull'informazione contenuta in segnali elettrici, sia in qualche modo capace di svolgere una funzione sostitutiva, ausiliaria, aggiuntiva (o comunque in relazione con) rispetto allo svolgersi della vita umana. Una televisione, una radio, un telefono, un registratore di ECG, una TAC, la parte elettrica dei servizi di un'automobile, il sistema di controllo di una macchina utensile, come quello di un ascensore, un calcolatore grande o piccolo che sia, un video-game, un multimetro, un sistema di acquisizione ed elaborazione dati sono esempi di sistemi elettronici.

Nella Figura 1.2 la parola ambiente indica l'interlocutore immediato del sistema. In ogni caso, è sempre possibile, se il sistema è in qualche modo utile alla vita umana, individuare una catena di sistemi lavoranti in cascata l'uno all'altro che abbiano come ambiente di ingresso e di uscita la persona umana.

In questo Capitolo saranno dati i concetti e le relazioni fondamentali sui quali si basa il progetto di un sistema elettronico.

1.2 Concezione, progetto e produzione del sistema elettronico

La concezione e il progetto del sistema elettronico sono un elemento non secondario della determinazione del costo del sistema e questo non solo per l'ovvia considerazione che essi implicano una certa quantità di lavoro per essere definiti, ma soprattutto perché le scelte operate al loro interno, influenzando direttamente sulla costituzione del sistema, ne condizionano i componenti, il valore commerciale dei quali è in stretta relazione con le caratteristiche a essi richieste.

Si capisce quindi lo sforzo del progettista per adottare soluzioni che impli-

chino l'uso di componenti facilmente reperibili in commercio. Ciò significa: a) di produzione corrente nell'industria manifatturiera e b) di commercializzazione nel luogo dove il progettista si trova. L'insieme di questi due requisiti denota non di rado il livello di sviluppo tecnologico dell'area geografica nella quale si sta operando.

Se questa impostazione non produce i risultati sperati, si dovrà porre mano alla possibilità di progettare un componente nuovo, in generale molto complesso, capace di risolvere i problemi posti dall'applicazione. È questo uno dei più radicali cambiamenti nel modo di progettare, intervenuto negli ultimi due decenni, la possibilità cioè di concepire e produrre componenti attivi i quali, occupando un volume trascurabile rispetto a quello dell'intero sistema, sono in grado di eseguire un grande numero di funzioni, spesso quasi tutte quelle richieste al sistema.

Si comprende perciò come le operazioni di progetto abbiano cambiato fisionomia: talvolta, infatti, il progetto del sistema completo coincide in larga parte con quello di uno o più componenti integrati in tecnologia VLSI (*Very Large Scale Integration*). A mezza strada tra le due possibilità si situa quella di utilizzare componenti tipo VLSI costituiti da celle elementari di elaborazione che possono essere fra di loro connesse in maniera tale da eseguire le funzioni richieste. Ambedue le possibilità danno luogo a componenti dedicati all'applicazione (ASIC = *Application Specific Integrated Circuit*), ma il primo sarà totalmente concepito sulle esigenze dell'utente (*custom*), mentre il secondo prevede l'intervento dell'utente solo per la "programmazione" delle connessioni interne (*semi-custom*).

Le tecniche ASIC richiedono comunque un grande investimento finanziario a livello di progetto del componente e sono giustificate quando tale costo può essere ripartito su un numero opportunamente alto di apparati commerciali. Inoltre, si tratta in genere di componenti che si utilizzano nella elaborazione del segnale sotto forma digitale e si tornerà quindi a parlarne nel Vol. 3 di questa collana. Resta comunque il fatto che, e ciò è vero anche in campo analogico, la possibilità di integrare molte funzioni costringe al progetto di componenti con strutture troppo complesse per essere dominate senza l'aiuto di tecniche di simulazione e CAD (*Computer Aided Design*) che impongono al progettista di possedere anche quelle nozioni di informatica necessarie per avere la esatta percezione dei limiti del sistema di rappresentazione e simulazione.

Una possibile procedura di progetto di un sistema elettronico è rappresentata dal grafo di flusso mostrato in Figura 1.3 e, prescindendo dal soggetto che esegue le varie operazioni, nel senso che esso può essere, a secon-

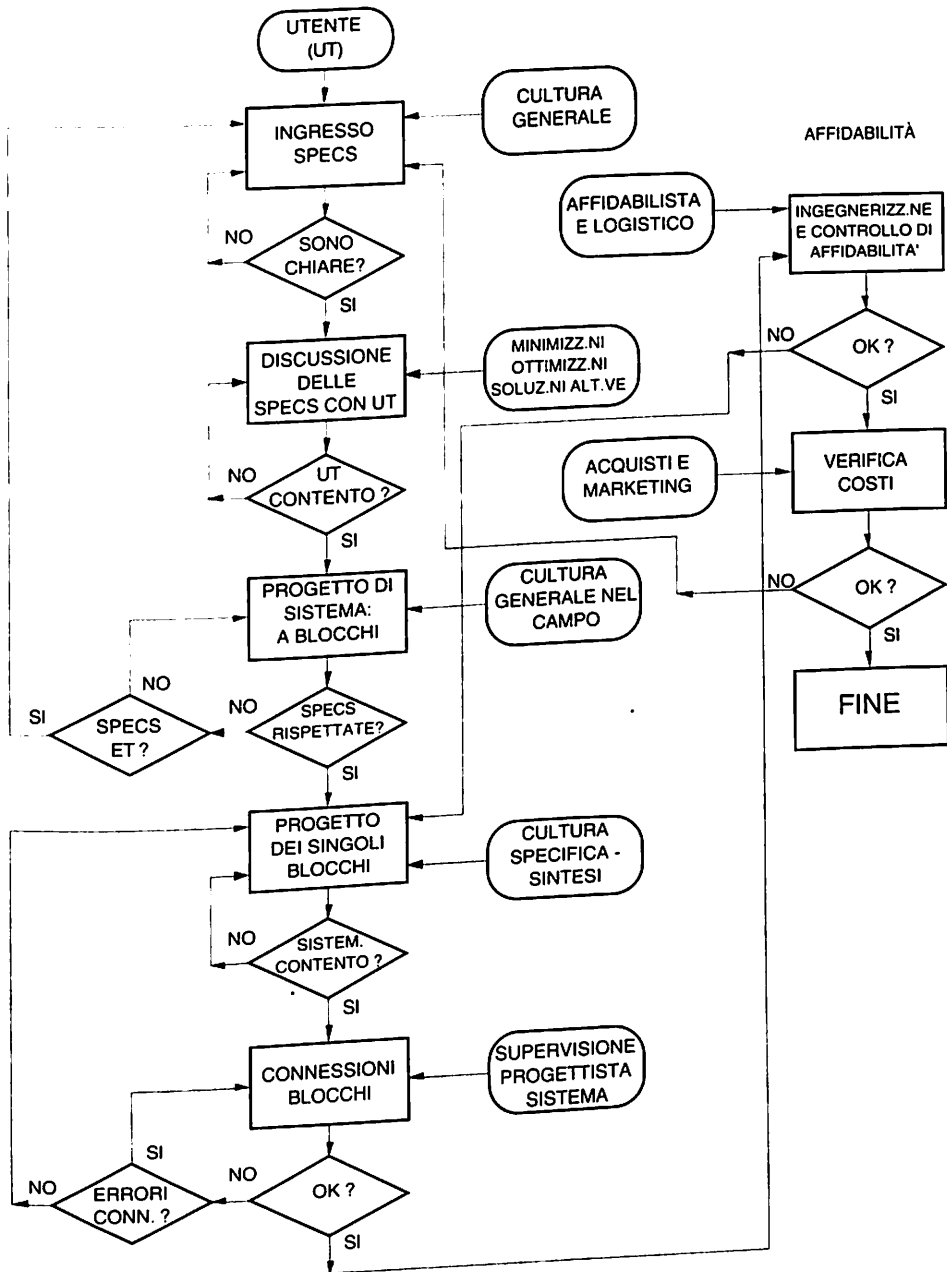


Figura 1.3

da dei casi, un solo progettista, una squadra o una collaborazione tra squadre, si commenta come segue.

È sempre l'utente (UT), attivamente o passivamente, che inizializza il flusso ponendo i suoi problemi, le sue esigenze o la sua volontà che il progettista traduce in una prima lista di specifiche di progetto (SPECS). A questo stadio, il progettista deve discutere le specifiche di progetto scaturite da una prima considerazione delle richieste espresse dall'utente del sistema, esplorando con lui (una volta appurata la materiale fattibilità) tutte le possibilità di ridurre i costi *abbassando il livello delle prestazioni al minimo necessario*, fissando molto chiaramente i confini delle richieste dell'utente e suggerendogli quelle soluzioni alternative (che devono essere esplicitamente accettate) che permettano di utilizzare componenti meno costosi e/o più affidabili.

È questo un momento molto delicato del grafo di flusso: non si debbono assolutamente accettare richieste non discusse e approfondite e non si debbono ingenerare aspettative di prestazioni che possano risultare non garantibili.

In questa discussione il progettista esplorerà tutte le possibilità di semplificare la produzione del sistema e di abbassarne i costi. Rientrano in queste la standardizzazione dei parametri oggetto di scelta progettuale (tensioni di alimentazione, dimensioni fisiche dell'apparato, ecc.), l'uso di semilavorati da tempo usciti dallo stadio di prototipo e che hanno quindi ammortizzato i costi di prima produzione garantendo nel contempo un'alta affidabilità (per es. piastre di conversione analogico-digitale), la scelta di favorevoli condizioni di lavoro (minime velocità di elaborazione adottabili, uso di componenti a minimo consumo di energia, ecc.), il soddisfacimento non ridondante delle specifiche di progetto e, ovviamente, la minimizzazione del numero dei componenti e l'ottimizzazione delle modalità e delle condizioni del loro impiego.

Su queste linee di tendenza il progettista di sistema deve essere assecondato e magari spinto dal progettista di componenti, il quale troverà anche conveniente ridurre la molteplicità dei prodotti e perfezionare la stesura delle specifiche o le procedure di commercializzazione, in modo da fluidificare il dialogo reciproco.

L'ambiente nel quale si svolgono queste operazioni è determinato dalla cultura generale del progettista, intesa questa come quella capacità di dialogare anche con persone che non siano in grado di utilizzare un linguaggio codificato oltre quello naturale, di coglierne i reali desideri e le esigenze e di farli riconoscere dall'interlocutore a livello razionale.

È difficile descrivere più in dettaglio una tale situazione: si rammenti comunque che i grandi progettisti, in qualunque campo essi agissero, sono

sempre stati portatori di una grande cultura non specifica, tanto che non è azzardato affermare che un grande progetto è sempre frutto di una vasta cultura generale. In secondo luogo vengono le conoscenze (le intuizioni, a volte) del progettista, che lo pongono in grado di proporre ragionevoli cammini di ottimizzazione, soluzioni alternative e minimizzazione di impieghi e quindi di spesa.

Una volta che ci si sia assicurati fino in fondo che l'utente è contento del quadro che gli si prospetta, si può sospendere il dialogo con lui e passare alle operazioni di progettazione vere e proprie, il cui procedere si commenta abbastanza largamente da solo. Nel suo svolgersi contano la cultura generale nel campo di applicazione (l'elettronica, nel caso presente), la cultura specifica del problema affrontato e della soluzione proposta e le conseguenti capacità di sintesi funzionale e circuitale, il tutto in un continuo, ricorrente contatto di verifica con chi, il sistemista (magari la stessa persona, ma che si pone a un diverso livello di astrazione), ha la responsabilità del complesso della progettazione (sistema).

Si noterà che, a livello del progetto dello schema a blocchi, ci si può trovare nella condizione di non riuscire a rispondere alle SPECS. Ciò può essere frutto della precocità dello stadio di approfondimento del problema, ma anche del fatto che le SPECS accettate sono risultate non soddisfacenti (Extra-Terrene = ET). Si comprenderà che si deve tornare a discutere con UT; forse, se si fosse approfondita la prima discussione, si sarebbe evitata una brutta figura.

Una volta delimitata la struttura del sistema fino al dettaglio ritenuto adeguato dal progettista, comincia una fase molto complessa alla quale partecipano competenze assai eterogenee e che è stata sintetizzata nel blocco della Ingegnerizzazione e del Controllo di Affidabilità. Si affrontano cioè i problemi della produzione, del reperimento e dell'acquisto dei materiali grezzi o semilavorati, dell'affidabilità del sistema e delle sue parti, del magazzinaggio, della distribuzione delle parti di ricambio.

Se tale fase, che è sempre, almeno in parte, contemporanea a quella del progetto strutturale, ha dato esito negativo, è molto probabile che si debba rivedere l'architettura complessiva del progetto. Si passa quindi all'analisi dei costi e delle attività possibili e necessarie di promozione e di vendita: questa fase assume aspetti molto variati a seconda che si sia lavorato per il mercato del consumo, per esempio, oppure su commessa.

Nel caso si ottenesse a questo punto un risultato fortemente negativo, è comprensibile che si venga costretti a mettere in discussione perfino le richieste dell'utente (reale o simbolico che sia), che evidentemente o non

sono state comprese o sono state il frutto di una situazione pressoché singolare. In queste note non si esploreranno ulteriormente le due ultime fasi del progetto.

Prima di analizzare le varie parti dello schema di Figura 1.2, riportiamo due figure (Figg. 1.4 e 1.5) tratte da una pubblicazione della Aeronautica Militare Italiana, nelle quali è rappresentata una stazione meteorologica in grado di acquisire dati ambientali e di inviare un rapporto, in qualche modo standardizzato, a intervalli di tempo stabiliti.

Si noterà come sia evidente la possibilità di individuazione dei blocchi di Figura 1.2.

Nelle Tabelle 1.1 e 1.2 sono indicati rispettivamente:

- a) Gli argomenti che si ritengono conosciuti da chi si accinge a utilizzare queste note: il loro grado di approfondimento dipende dalle necessità dell'argomento trattato. Se opportuno, si subentrerà nel discorso con i dovuti richiami.
- b) Alcuni dei settori che, pur costituendo campi di intervento con riconosciuta autonomia, sono necessariamente in contatto con la disciplina e le tecnologie dell'elettronica.

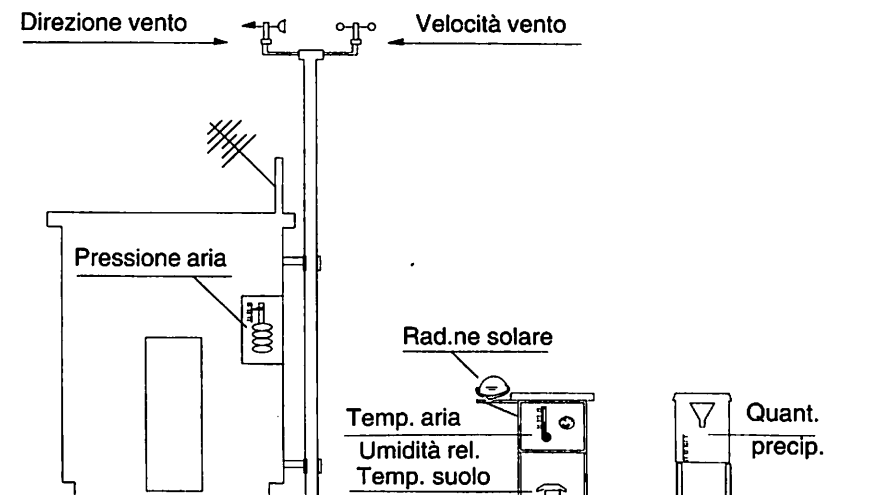


Figura 1.4

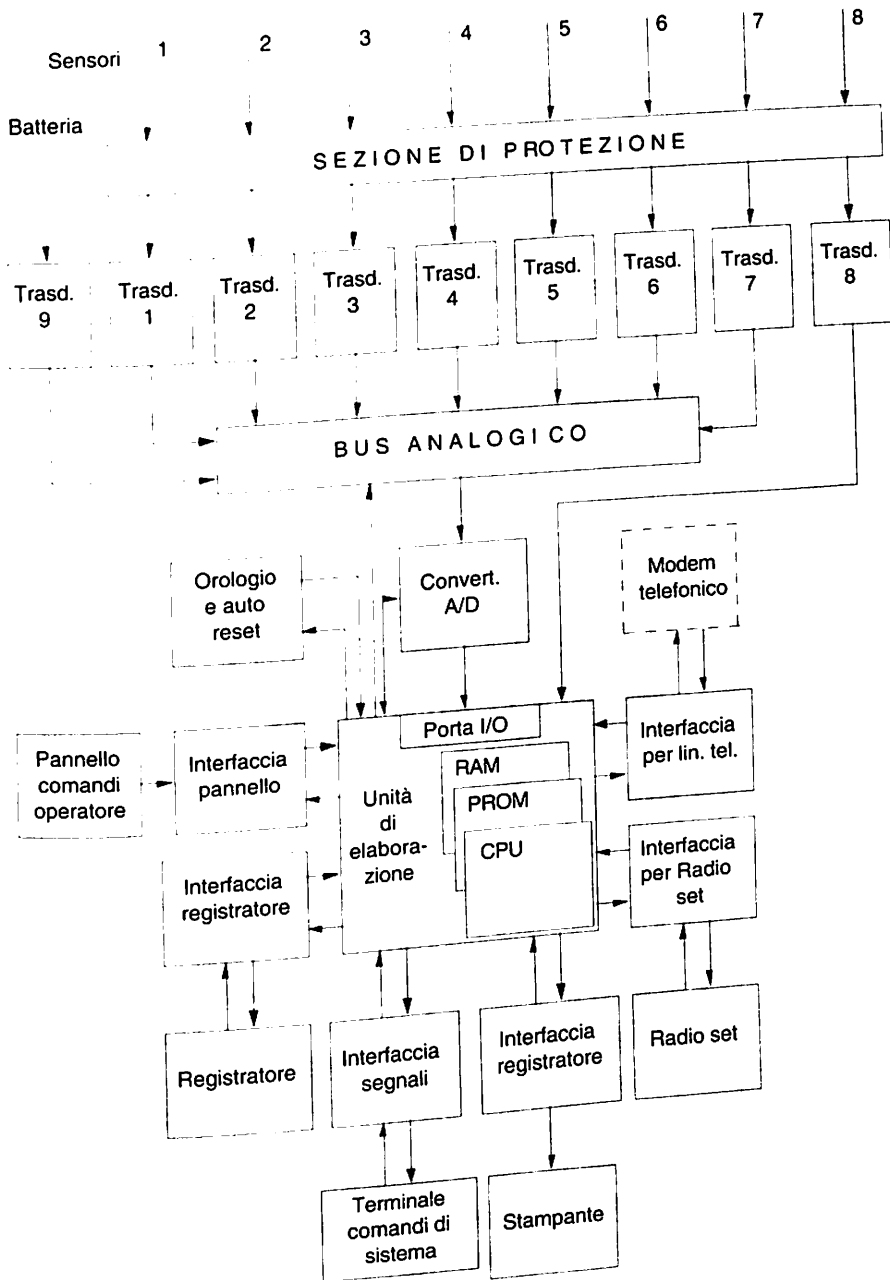


Figura 1.5

Tabella 1.1

Si considerano noti i seguenti argomenti	
Elementi di fisica dei semiconduttori	
Teoria della giunzione p-n	
Funzionamento e schemi equivalenti di	{ BJT JFET MOSFET
Analisi statica e dinamica delle celle elettroniche elementari	

Tabella 1.2

Esempi di settori di contatto
Sistemi di controllo
Sistemi di misura
Robotica
Computer Aided Design
Computer Aided Manufacturing
Autronica
Avionica
Aerospaziale
Bioingegneria
Calcolatori
Sistemi di telecomunicazioni
Elettronica di consumo
Radioaiuti alla navigazione

Nel seguito saranno utilizzate le notazioni, generalmente adottate in elettronica, che riservano le lettere maiuscole (esempio: V) alle grandezze elettriche (sia espresse come funzioni del tempo che come loro trasformate), le lettere maiuscole sovralineate (esempio: \bar{V}) ai loro valori medi, statici o, equivalentemente, alla componente continua in esse contenuta e le lettere minuscole alle grandezze differenziali (esempio: $g_m = \frac{dI_{out}}{dV_{in}}$), V_{in} dinamiche o alle variazioni delle grandezze intorno al loro valore medio. Per esempio, in:

$$V(t) = \bar{V} + \hat{V} \text{sen}(\omega t + \varphi)$$

potremmo scrivere che:

$$V(t) = \bar{V} + v(t)$$

$$v(t) = \hat{V} \text{sen}(\omega t + \varphi)$$

così come, se ci si riferisse alle rispettive trasformate di Laplace, si scriverebbe:

$$V(s) = \bar{V}(s) + v(s)$$

1.3 Il circuito di interfaccia di ingresso

Questa parte (in seguito denominata semplicemente interfaccia di ingresso) connette il sistema con ciò che lo precede e, quando questo sia il mondo fisico esterno, prende più propriamente il nome di interfaccia ambiente-sistema. Il suo compito consiste nel misurare una grandezza fisica g e nel convertirne il valore (trasdurla) in un segnale elettrico e di tensione o di corrente. La conversione deve avvenire in maniera che sia nota la funzione $e = e(g)$ e tale funzione deve essere invertibile su tutto il suo campo di uso.

Un'antenna, una tastiera, una termocoppia, un rivelatore di sforzo, un fototransistore, un microfono possono costituire l'interfaccia di ingresso al sistema. Alcuni sono esempi di veri e propri trasduttori, altri (l'antenna e il fototransistore) accettano l'informazione già su supporto elettromagnetico e la restituiscono su un supporto della stessa natura, ma di altro tipo.

Nel caso che la funzione $e = e(g)$ sia continua, la trasduzione avviene per via analogica (v. Par. 1.7) ed è consigliabile, per semplicità, che la funzione sia lineare. Poiché in generale ciò non è vero, ci si deve ridurre a impiegare il trasduttore in un campo limitato di valori di g in modo da poter ritenere $e(g)$ in quel campo ben approssimata da uno sviluppo in serie arrestato al primo ordine.

Senza entrare nella problematica relativa alla trasduzione e alla raccolta del segnale, basti per ora considerare un aspetto fondamentale della questione, quello cioè della lettura corretta della grandezza trasdotta. Se, infatti, e è una tensione, il *modello* più immediato di un tale trasduttore è quello di Thèvenin (Fig. 1.6). La tensione letta dal primo stadio di elaborazione varrà quindi:

$$v_i = v_S \frac{z_i}{z_g + z_i} \quad (1.1)$$

nella quale i termini di impedenza(*) dipendono in generale dalla frequenza e dal punto di lavoro dello stadio di elaborazione interessato. Si noti che nella (1.1) solo z_i è elemento del nostro progetto: le altre grandezze, segnatamente z_g , sono frutto di scelte al di fuori del nostro controllo.

Per non alterare il contenuto informativo di v_S o ci si assicura che il fattore moltiplicativo nella (1.1) si mantenga costante in tutto il campo dell'applicazione, oppure si opera in maniera tale da realizzare una $z_i = \infty$ nello stesso campo.

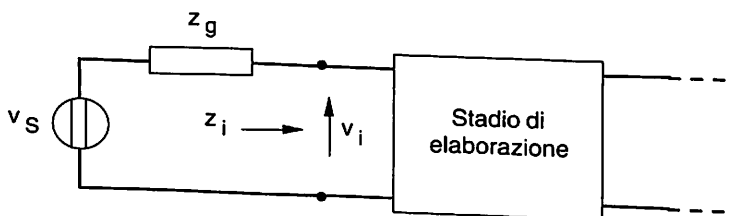


Figura 1.6

(*) Ci si sta riferendo alla definizione di impedenza e, dall'uso delle lettere minuscole, a quella di impedenza differenziale. Queste definizioni e la discussione che le sostiene vengono ritenute note. Vengono anche ritenuti noti il Teorema di Thèvenin e Norton e i concetti di impedenza di ingresso e di uscita.

Naturalmente, nessuna delle due condizioni è nella realtà realizzabile in senso matematico, per la quale ragione il fattore moltiplicativo potrà non rimanere costante, ma le sue variazioni dovranno essere contenute entro limiti dettati dal massimo errore accettabile dal progettista: la scelta più semplice sta nel progettare il modulo di z_i in maniera che risulti sempre molto grande rispetto a quello di z_g . Ciò è più facilmente realizzabile se si lavora con impedenze puramente resistive e quindi, almeno in prima approssimazione, indipendenti dalla frequenza. In questo caso si ottiene il non trascurabile vantaggio di non alterare il contenuto frequenziale del segnale: poiché questo non deve essere cambiato (come invece avviene in un'operazione di filtraggio), l'operazione di lettura deve essere eseguita in maniera da garantire un comportamento indipendente dalla frequenza o, come in genere si dice, "piatto" nella banda di frequenza di interesse.

L'errore causato dall'operazione di lettura dell'informazione, nel caso tutto resistivo, varrà:

$$\varepsilon = \frac{V_S - V_i}{V_S} = 1 - \frac{r_i}{r_g + r_i} = \frac{1}{1 + r_i/r_g} \quad (1.2)$$

che si annulla se $r_i \rightarrow \infty$ oppure $r_g \rightarrow 0$ e si controlla, come detto, rendendo $r_i \gg r_g$.

Analoga situazione si ha se l'informazione è contenuta nella corrente erogata dal generatore, nel qual caso converrà modellare la sorgente di segnale con un circuito equivalente di Norton e l'errore sarà minimo se $r_g \rightarrow \infty$ e $r_i \rightarrow 0$ e si farà quindi in modo di avere $r_i \ll r_g$.

Nel caso particolare in cui si potesse verificare che le resistenze coinvolte sono tali che $R = \frac{V}{I} = \frac{dV}{dI}$ si potrebbero utilizzare le lettere maiuscole nella (1.2). La convenzione stabilita alla fine del Paragrafo 1.2 verrebbe quindi a non essere rispettata: il contesto del discorso vale a chiarire la natura della grandezza indicata.

Nella generalità dei casi, la trasduzione è un processo a basso rendimento, nel senso che l'energia del segnale elettrico disponibile all'uscita del trasduttore è una piccola frazione di quella sottratta all'ambiente e che ha innescato il processo di trasduzione stesso. Il segnale fornito dal trasduttore è quindi generalmente *debole*, cioè esiste una probabilità non trascurabile che

il suo contenuto informativo venga in qualche misura deteriorato a causa della presenza di rumore, cioè di segnali elettrici non voluti sovrapposti a quello che porta il messaggio.

Il rumore è un segnale connaturato alla presenza della materia e giustificato dalle stesse leggi che regolano l'aggregazione degli atomi tra di loro. Contando di tornare su questo argomento a tempo debito (v. Cap. VI), basti qui considerare che lo stesso circuito di interfaccia e l'elaboratore sono sede di generazione di rumore, la presenza del quale non può essere evitata, ma del quale si può controllare entro certi limiti l'entità.

In definitiva, quindi, la connessione fra circuito di interfaccia ed elaboratore deve garantire:

- a) La corretta lettura del segnale ottenuta progettando adeguatamente l'impedenza di ingresso dell'elaboratore.
- b) La non distorsione del contenuto armonico del segnale a causa di una risposta in frequenza non adeguata.
- c) La non cancellazione dell'informazione a causa dell'eccessivo rumore endo-generato.

Si chiarisce con questo il valore operativo dello schema di Figura 1.2 sul quale si è già speso un ampio commento. Infatti, qualunque natura abbia la parte di sistema che precede lo stadio che stiamo esaminando, se esso può essere modellato sulla base dei Teoremi di Thèvenin e di Norton, le tre condizioni a), b) e c) sopra riportate devono essere garantite stadio per stadio.

Il progetto dell'interfaccia di ingresso di una qualunque parte del sistema consiste per l'appunto nel rispettare le condizioni a), b) e c).

Si consideri, poi, che proprio la necessità di soddisfare queste condizioni impone una determinata struttura al primo stadio dell'elaboratore. Tale struttura difficilmente sarà in grado di soddisfare condizioni dettate, per esempio, dalle esigenze del circuito di interfaccia di uscita. È questa la ragione per la quale gli stadi di elaborazione sono in numero maggiore di uno, ciascuno essendo in grado di eseguire un certo insieme di compiti e di consegnare il risultato della sua parte di elaborazione allo stadio successivo.

Nella Tabella 1.3 sono riportati alcuni esempi di componenti sui quali può essere basato il funzionamento dell'interfaccia di ingresso.

Prima di chiudere il paragrafo è bene mettere in luce una questione di non poca importanza: nella Figura 1.6 la parte di ingresso al sistema è stata modellata come una impedenza z_i .

Non è in generale lecito considerare lineare il comportamento di uno stadio di elaborazione, poiché elementi lineari non esistono e sono soltanto l'e-

strapolazione di un comportamento che li approssima. Una tale situazione, difficile da affrontare, può essere risolta considerando che, proprio per essere una interfaccia di ingresso, è presumibile che la escursione (o dinamica) di $v_s(i_s)$ produca nelle grandezze di interesse (tensioni e correnti) variazioni piccole rispetto alla dinamica permessa dalla situazione di alimentazione e dal posizionamento del punto di lavoro dei componenti contenuti nello stadio di elaborazione.

Il comportamento della porta di ingresso è cioè descrivibile tramite una funzione che magari non conosciamo perfettamente, ma che, per l'escursione delle grandezze coinvolte determinata dalla dinamica del segnale in ingresso, è quasi sempre ben approssimata dal suo sviluppo in serie arrestato al primo ordine. In questo caso $z_i = (dv_i / di_i)_Q$, dove Q rappresenta simbolicamente il punto di lavoro e il modello lineare può essere utilizzato. Se queste condizioni sono soddisfatte, si parla di *circuito equivalente per piccoli segnali*.

Questi concetti (e, in generale, tutti quelli commentati in questo capitolo) risulteranno più chiari al procedere nello studio.

Tabella 1.3

Interfaccia Ambiente-Sistema
Sensori di prossimità
Sensori di posizione
Sensori di temperatura
Dinamometri
Sensori chimici
Sensori di pressione
Telecamere
Antenne
Sensori di contatto
Fotorivelatori
Tastiere
Microfoni

1.4 Il circuito di interfaccia di uscita

Compito di questa parte del sistema è alimentare (o pilotare) ciò che funge da carico del sistema, ossia quella parte del sistema che utilizzerà il risultato dell'elaborazione dell'informazione.

In Tabella 1.4 sono riportati alcuni esempi di utilizzatori (attuatori) che possono rappresentare il carico terminale del sistema o di una sua parte.

Rimanendo all'interno della logica di interpretazione dello schema di Figura 1.2, ogni stadio di elaborazione ha il suo carico da pilotare che è rappresentato dall'ingresso dello stadio successivo. Questo utilizzatore del lavoro dello stadio precedente vedrà quest'ultimo come sorgente del segnale e avrà a sua volta un utilizzatore da pilotare e così via, sino all'attuatore/utilizzatore finale.

Tabella 1.4

Interfaccia Sistema-Ambiente
Motori in CA
Motori in CC
Elettrovalvole
Motori Passo-Passo
Elettromagneti
Pompe
Interruttori Controllati
Display
Stampanti
Plotter
Led
Altoparlanti

Si rifletta però sul fatto che, al livello della sorgente o dei successivi stadi di elaborazione, la potenza del segnale ha il solo vincolo di essere superiore a

quella del rumore in maniera che non vada perduta l'informazione. Tutti questi stadi vengono detti "di segnale". Viceversa, per l'ultima interfaccia di uscita deve transitare potenza nella quantità necessaria all'utilizzatore finale per attuare la funzione per la quale è stato progettato. Lo stadio si dirà dunque *finale o di potenza*.

Se infatti si è lasciato che il segnale arrivasse fino all'uscita del sistema, ciò significa che il processo di elaborazione ha avuto successo e che il segnale è in grado di mettere l'ultima interfaccia di uscita in condizioni di assolvere il compito per il quale è stata pensata e progettata: garantire cioè la corretta attuazione della funzione voluta, nonché la sua fedeltà ai contenuti informativi del messaggio. *Il compito dell'interfaccia di uscita si risolve nel realizzare, con la mediazione del sistema elettronico, un passaggio controllato di energia nel tempo (potenza) dall'alimentatore all'attuatore.*

L'utilizzatore vedrà l'uscita dell'ultimo stadio di elaborazione come la sorgente del suo segnale di pilotaggio e il modello di questa (ipotizzandone un modello lineare) può essere alla Thèvenin o alla Norton.

Se il carico attua la funzione per la quale è stato progettato in dipendenza della tensione applicata ai suoi capi, l'elaboratore dovrà fornirgli l'informazione sulla sua tensione di uscita. Ciò implica che l'impedenza di uscita del sistema verso il carico deve essere di valore trascurabile rispetto a quella del carico: questo dovrà vedere verso il sistema un generatore (quasi) ideale di tensione. Dualmente, se il carico attua la sua funzione in dipendenza della corrente che lo attraversa, esso dovrà vedere verso il sistema un generatore (quasi) ideale di corrente. Esaminiamo parallelamente i due casi, supponendo reali tutte le impedenze in gioco e sinusoidali le tensioni. La Figura 1.7 mostra la parte dinamica dei circuiti di Thèvenin e di Norton che rappresentano lo stadio finale e il carico.

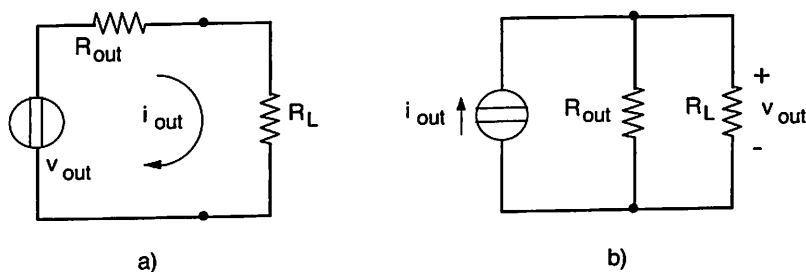


Figura 1.7

Se il carico necessita di una potenza media massima pari a P_L , dovrà essere, per la Figura 1.7.a:

$$\hat{V}_{out} = \frac{1}{\alpha_V} \sqrt{2 P_L R_L} \quad (1.3)$$

e, per la Figura 1.7.b:

$$\hat{I}_{out} = \frac{1}{\alpha_I} \sqrt{\frac{2 P_L}{R_L}} \quad (1.4)$$

dove:

- \hat{V}_{out} e \hat{I}_{out} sono i valori di picco dei generatori di uscita supposti sinusoidali;
- $\alpha_V = \frac{R_L}{R_{out} + R_L}$ e $\alpha_I = \frac{R_{out}}{R_{out} + R_L}$

Lo stadio finale dovrà quindi essere in grado di assicurare una escursione della grandezza di pilotaggio (dinamica di uscita) almeno pari a quanto espresso dalle (1.3) e (1.4). Inoltre lo stadio finale dovrà assicurare anche la seguente dinamica della grandezza complementare, cioè:

$$\hat{I}_{out} = \sqrt{\frac{2 P_L}{R_L}} \quad (1.5)$$

nel caso di Figura 1.7.a, e:

$$\hat{V}_{out} = \sqrt{2 P_L R_L} \quad (1.6)$$

nel caso di Figura 1.7.b.

Le (1.3), (1.4), (1.5) e (1.6) pongono vincoli all'alimentatore. Questo infatti dovrà garantire allo stadio la possibilità di raggiungere i livelli di tensione e corrente necessari al corretto funzionamento del carico.

Le stesse relazioni permettono una considerazione non secondaria. Poiché infatti una R_{out} lineare (cioè costante su tutta la dinamica di uscita) è una schematizzazione molto drastica, esse consentono di valutare appieno il vantaggio di avere $R_L \gg R_{out}$ nel caso di Figura 1.7.a e $R_L \ll R_{out}$ in quello di Figura 1.7.b.

In conclusione, quindi, *le relazioni (1.3) – (1.6) permettono di determinare le specifiche basilari alle quali deve rispondere il progetto del circuito di interfaccia di uscita e dell'alimentatore.*

Si noti che quanto detto è basato su concetti di tensione e corrente, ossia su grandezze definibili nell'ambito dei sistemi che possono essere considerati a costanti concentrate: per essi infatti ha senso ricercare le condizioni per le quali una porta di uscita possa essere modellizzata come un generatore con una sua impedenza interna. Nel caso le frequenze trattate fossero tanto alte da non consentire l'uso di tali modelli, l'esigenza di evitare riflessioni dovute a disaccoppiamenti consiglia di tendere ad avere tutte impedenze reali in modo che le condizioni di adattamento di potenza ($Z_{out} = Z_L^*$) coincidano con quelle di assenza di riflessioni ($z_{out} = z_L$) e si abbia quindi l'utilizzo della potenza disponibile nella maglia di uscita. In questo caso $\alpha_V = \alpha_I = 1/2$ e nell'interfaccia si dissipa una potenza pari a quella che si consegna all'utilizzatore.

Per il caso dell'interfaccia di uscita vale il duale di quanto detto in merito alla validità del modello dell'interfaccia di ingresso. Si noti infatti che i valori delle tensioni e delle correnti (delle potenze) in gioco sconsigliano di cautelarsi sulla linearità dei comportamenti ricorrendo a tensioni e correnti di alimentazione molto più grandi delle dinamiche dei segnali trattati, poiché ciò porterebbe a sconvenienti dissipazioni di potenza.

Se quindi abbandoniamo l'idea di far lavorare il finale in regime di *piccoli segnali* per poterne considerare lineare o linearizzabile il funzionamento, non rimane che operare affinché il funzionamento stesso sia il più possibile lineare. Sarà quindi questa una delle caratteristiche da richiedere alla parte finale dell'elaborazione e rappresenterà essa stessa un obiettivo del progetto. Solo in queste condizioni riacquisteranno senso i ragionamenti precedenti, svolti in termini di R_{out} (o z_{out}).

In conclusione, quindi, lo stadio di uscita:

- a) Determina la quantità (prodotto tensione-corrente) e la qualità (valori della tensione e della corrente) dell'energia necessaria al funzionamento del sistema e quindi pone condizioni al progetto dell'alimentatore.

- b) È sede di sensibile dissipazione di potenza: essa deve essere smaltita sotto forma di calore scambiato con l'ambiente senza che la temperatura dei componenti salga oltre i limiti di sicurezza del loro funzionamento. La potenza P_D , dissipata all'interno dello stadio, è pari alla differenza tra la potenza fornita dall'alimentatore P_{AI} e quella, P_L , utilizzata dal carico, cioè:

$$P_D = P_{AI} - P_L$$

e il rendimento dello stadio è pari a:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{AI}} = \frac{P_L}{P_D + P_L}$$

- c) È la zona del sistema dove le non linearità dei componenti difficilmente possono essere trascurate e daranno luogo a generazione di frequenze non presenti nel segnale in ingresso e a variazione dei rapporti tra le ampiezze di quelle presenti.
- d) Per quanto detto in b) e per il fatto che la connessione dell'utilizzatore rappresenta un punto fisico di intervento dell'utente, è il luogo del sistema dove può essere opportuno inserire protezioni e allarmi, specialmente se i componenti utilizzati sono di costo elevato.

Si noti che, qualora la parte di sistema che si ha in studio non sia quella terminale, l'utilizzatore sarà costituito dall'ingresso dello stadio seguente, modellizzabile spesso con una semplice resistenza di ingresso nei limiti già discussi precedentemente. Si comprende come l'appellativo di stadio finale o di potenza non sia quindi necessariamente legato al livello assoluto della potenza trattata, ma al fatto che questa è maggiore di quella trattata negli stati precedenti.

Il concetto è, come si è già avuto occasione di rilevare per altri casi, relativo e può essere esteso. Una resistenza non è "grande", ma solo più grande di un'altra, anche se è contemporaneamente piccola rispetto a un'altra ancora. Così una tensione non è alta, ma è maggiore di un'altra mentre una corrente non è piccola, ma sarà trascurabile se interessa un nodo nel quale confluiscono altre correnti di valore appunto molto maggiore di quello considerato.

Si vuole cioè mettere in luce il fatto che deve essere considerato un errore l'etichettare una grandezza fisica con aggettivi tipo: grande, piccola, alta, bassa, intensa o debole, ecc. e che ciò va assolutamente evitato, anche a costo di appesantire il discorso, a meno di casi nei quali sia chiaramente il contesto a dissipare i dubbi sul termine di paragone. La grandezza fisica avrà

quindi il suo valore numerico ($I = 0,5 \text{ A}$) oppure simbolico ($P = VI$), che sarà dichiarato senza aggettivazioni fino al momento del confronto con altra grandezza a essa omogenea.

1.5 L'alimentatore

Il blocco indicato col nome di alimentatore ha il compito di convertire l'energia a disposizione nel luogo dove opera il sistema nella forma da questo utilizzabile per svolgere le sue funzioni. Nella maggior parte dei casi l'energia a disposizione è sotto forma chimica e la conversione sarà chimico-elettrica (pila, batteria, ecc.) oppure sotto forma di tensione alternata con una certa potenza installata (la comune "presa di corrente") e la conversione sarà elettrico-elettrica. Attraverso la conversione il blocco deve derivare, nella grande parte dei casi, la tensione continua da fornire al sistema.

Un esempio di alimentatore di tensione è mostrato in Figura 1.8, dove la catena amplificatrice è formata da un amplificatore di tensione (A_V) e da uno di corrente (con amplificazione di tensione pari a 1), V_R è una tensione di riferimento generata dalla sorgente S e V_u è la tensione di utilizzazione. L'anello (*loop*) di controreazione (v. Cap. 3) complessivo tenta di annullare l'errore ($V_R - fV_u$) e quindi sarà, a regime:

$$V_u = \frac{V_R}{f}$$

Si può avanzare la seguente osservazione: dal momento che si ha a disposizione la sorgente S che genera V_R , perché non si usa questa per alimentare il sistema? La differenza tra sorgente e alimentatore sta evidentemente nella corrente (quindi nella potenza) che questi possono erogare senza variare apprezzabilmente la loro tensione di uscita.

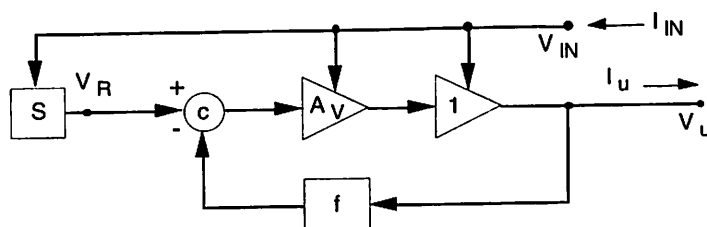


Figura 1.8

A una sorgente non si può richiedere potenza, ma solo stabilità del valore della grandezza erogata di poche parti per milione (1 ppm) al variare delle sue condizioni di lavoro, cosa che non è affatto necessaria per un alimentatore, per il quale si richiede invece la possibilità di erogare la potenza $V_U I_U$ necessaria al funzionamento del sistema.

La migliore caratterizzazione dell'alimentatore, per quanto riguarda la sua capacità di regolazione, è il sistema di curve sperimentali (V_U , I_U) parametrizzato con le altre variabili fisiche di interesse.

L'alimentatore deve controllare la sua tensione di uscita e mantenerla costante quando le condizioni di lavoro variano per cause che si possono riassumere nei seguenti quattro punti:

1. Variazioni nella richiesta di corrente da parte dell'apparato da alimentare, le quali variazioni si intendono sia in senso statico che dinamico.
2. Variazioni nella qualità dell'energia a disposizione: tipico è il variare della tensione di linea rispetto al valore efficace nominale (220 Volt-50 Hz).
3. Variazioni delle caratteristiche ambientali, tipicamente la temperatura.
4. Invecchiamento dei componenti.

Allo scopo di ricavare criteri di progetto, esaminiamo separatamente le quattro necessità di controllo.

1.5.a *Regolazione al variare del carico*

Nella Figura 1.9 è mostrato il montaggio di un regolatore di tensione integrato commerciale e la sua curva di regolazione a 25 °C. Tale curva è ottenuta variando R_L da un valore praticamente infinito a circa 250 Ω , aspettando che tutti i transistori causati si smorzino e andando quindi a misurare V_U e I_U di regime. I punti sperimentali così ottenuti vengono interpolati con la curva mostrata.

Questo procedimento fornisce informazioni spesso dette "statiche": la curva sarà quindi una *curva di regolazione statica*. Le componenti reattive, intenzionali o parassite che siano, presenti nel regolatore, saranno in situazione di regime, ossia la variazione di tensione sul condensatore i -esimo e la variazione di corrente dell'induttore i -esimo saranno nulle.

Si vede che la tensione di uscita viene mantenuta quasi costante (≈ 5 V) al variare della corrente richiesta all'alimentatore da 0 a 20 mA circa. Oltre questo valore la caduta sulla resistenza $R_{SC} = 30 \Omega$ supera una soglia che attiva le protezioni del componente, le quali fanno in modo che il sistema passi da un comportamento che simula quello di un generatore di tensione a

uno che simuli un generatore di corrente, in modo che la massima potenza dissipabile al suo interno sia limitata a un valore dell'ordine di $(V_{IN} \cdot 20 \cdot 10^{-3})$ W e non vada oltre i limiti per i quali l'oggetto è stato progettato.

Un alimentatore spesso si trova, nella letteratura tecnica, caratterizzato con la sua resistenza di uscita r_{out} . È questo un concetto la cui definizione:

$$r_{out} = - \left(\frac{dV_u}{dI_u} \right)_Q \tag{1.7}$$

è compresa nel Teorema di Thèvenin e suppone di aver linearizzato il modello matematico dell'uscita del sistema intorno al punto di lavoro Q.

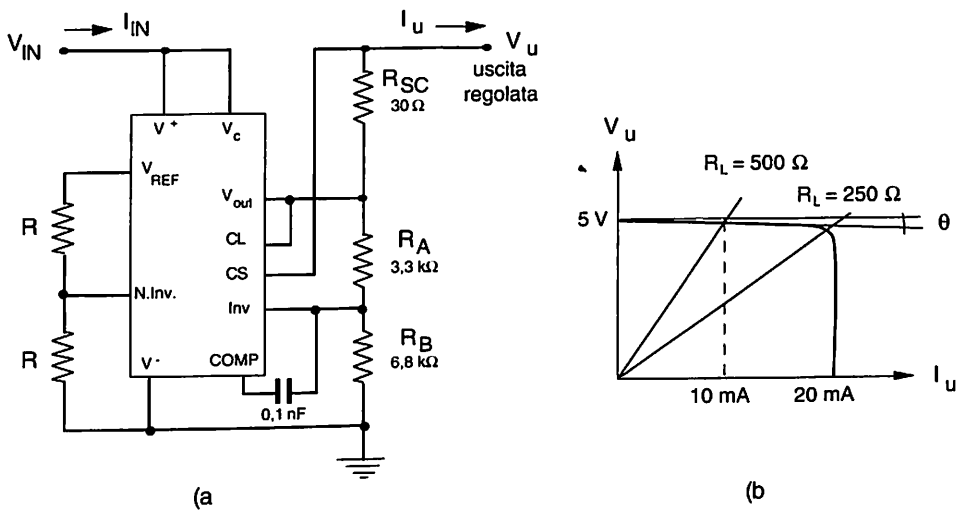


Figura 1.9

Dalla Figura 1.9.b si vede che il tratto di curva compreso tra 0 e 20 mA è bene approssimabile da una retta con un'inclinazione θ tale che, se si pone $\text{tg}\theta = r_{out}$, si avrà:

$$V_u = 5 - r_{out} I_u$$

e il modello del regolatore sarà un circuito equivalente alla Thèvenin (Fig. 1.10). Tale modello risulta valido da $I_u = 0$ fino circa a $I_u = 20$ mA ed r_{out} è costante su tutto questo intervallo: da ciò l'uso della lettera maiuscola R_{out} .

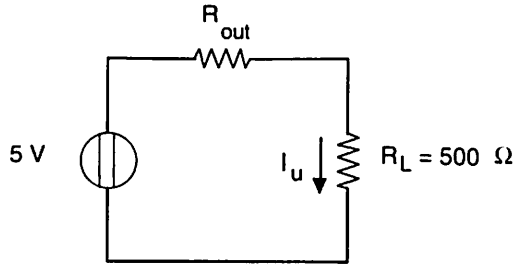


Figura 1.10

In queste condizioni il regolatore sta amministrando una potenza pari a:

$$P_{\text{Reg}} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{\text{IN}} I_{\text{IN}} dt \quad (1.8)$$

dove T è il periodo della tensione di linea ($T = 20$ msec in Europa continentale). Di questa, una quantità pari a:

$$P_L = I_u \cdot V_u \quad (1.9)$$

è consegnata all'utilizzatore, mentre la differenza $P_D = P_{\text{Reg}} - P_L$ viene dissipata all'interno del regolatore dando luogo a un rendimento di regolazione definibile, al solito, come il rapporto tra potenza utile e potenza impiegata:

$$\eta_{\text{Reg}} = \frac{P_L}{P_{\text{Reg}}} \quad (1.10)$$

La tensione V_{IN} è in generale il risultato del raddrizzamento della tensione di rete secondo lo schema di Figura 1.11 di cui riterremo noto il funzionamento: il regolatore è rappresentato dal blocco REG.

Risultano immediate le seguenti considerazioni:

- La corrente I_{IN} non sarà mai molto diversa da I_u poiché è quest'ultima il contributo di gran lunga più sostanziale al totale della corrente assorbita da REG. In altre parole I_M avrà valore trascurabile rispetto a I_u . D'altra parte le variazioni v_{IN} (intorno a \bar{V}_{IN}) dovranno essere contenute da un'op-

portuna scelta di C , per non richiedere a REG una eccessiva capacità di regolazione. Poiché:

$$P_D \equiv (\bar{V}_{IN} - V_u) I_u \quad (1.11)$$

\bar{V}_{IN} va scelto come il minimo valore che permette ancora il funzionamento del regolatore, il quale dovrà essere in grado di dissipare la potenza P_{Dmax} data, approssimativamente, dalla (1.11) con $I_u = I_{umax}$.

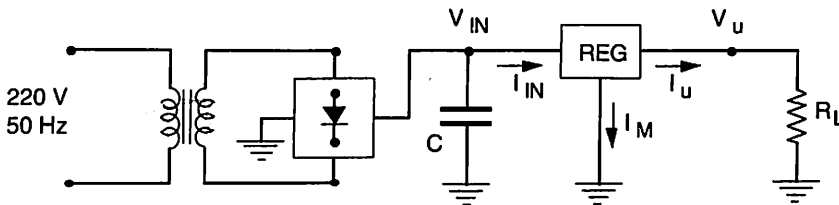


Figura 1.11

- Di conseguenza il trasformatore va dimensionato in modo che:
 - a) fornisca una tensione di picco pari a \bar{V}_{IN} , più $v_{IN}/2$, più la caduta sul ponte di diodi;
 - b) tale tensione sia fornita quando esso è attraversato da una potenza pari almeno a P_{Regmax} (Volt Ampère).
- Il condensatore va dimensionato di valore pari a:

$$C = \frac{\Delta Q}{\Delta V} \equiv \frac{I_{umax} \cdot T/2}{\epsilon \cdot \bar{V}_{IN}} \quad (1.12)$$

dove ϵ è la frazione di \bar{V}_{IN} pari al DV ammesso. Supponendo $I_{umax} = 20$ mA, $T = 20$ msec, $\epsilon = 0.1$ e $\bar{V}_{IN} = 8$ V, la (1.12) fornisce 250 mF. Si noti che, aumentando \bar{V}_{IN} , aumenta la dissipazione in REG: in compenso si può usare un ϵ maggiore poiché \bar{V}_{IN} non va sotto la tensione che non fa funzionare REG e quindi diminuire il valore di C , cioè il suo ingombro. Lo stesso risultato si ottiene diminuendo T : da qui l'uso a volte di sorgenti primarie a frequenza maggiore di 50 Hz (400 o 1000 Hz).

- Il regolatore dovrà eseguire il suo lavoro su un "segnale" che varia a 100 Hz; la sua banda di funzionamento (*banda passante* = BW) dovrà quindi comprendere questa frequenza.

L'ultima specifica induce alla considerazione del comportamento dinamico del regolatore: la BW è infatti un concetto che attiene a una funzione della frequenza e quindi alla descrizione (modello) di un comportamento dinamico.

Per maggior chiarezza e per il carattere di fundamentalità di tale concetto si ribadisce che si sta descrivendo il comportamento dinamico di un sistema quando, fatto in modo che esso lavori in una certa situazione statica (punto di lavoro), si inducono variazioni (sollecitazioni, eccitazioni, segnali) sulle grandezze che caratterizzano, stabiliscono o descrivono una tale situazione statica e si va a considerare il modo di variare (rispondere) delle grandezze di interesse in funzione della velocità e dell'ampiezza delle variazioni impresse.

Per rimanere nell'esempio che stiamo trattando, supponiamo di considerare come grandezza di interesse la tensione di uscita del regolatore di Figura 1.9.a in funzione della corrente istantanea a esso richiesta tra 0 e 20 mA, cioè:

$$V_u = V_u[I_u(t)] \quad \forall \quad 0 \leq I_u < 20 \text{ mA} \quad (1.13)$$

Tale funzione non è rappresentata dal tratto di curva corrispondente all'intervallo scelto e mostrata in Figura 1.9.b (approssimata a un tratto di retta), perché essa è stata ottenuta, come più volte detto, staticamente e si vuole invece investigare come risponde il regolatore a richieste di corrente funzioni del tempo (dinamiche).

In altre parole, quando si considera funzione del tempo il valore della corrente richiesta all'alimentatore, non è più possibile considerare solamente il suo comportamento statico: i componenti reattivi, reali o parassiti che siano, imporranno al sistema un adeguamento non istantaneo alla nuova situazione. L'uscita varierà secondo tempi di risposta che devono essere calcolati. Se il sistema non esce dalla zona nella quale esso può essere considerato lineare, si dovrà risolvere un'equazione del tipo:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C} \mathbf{x}(t) \end{cases} \quad (1.14)$$

le cui implicazioni considereremo, per il momento, note. Se poi il sistema esce di linearità le equazioni da risolvere saranno più complicate.

Nel primo caso esiste sempre un circuito composto da elementi lineari che ha la stessa descrizione (1.14) e che viene detto "equivalente". Per ogni variabile di uscita, la risposta del sistema può anche essere descritta con un parametro globale, per esempio la BW, che fornisce sostanzialmente una valutazione delle frequenze che sono assecondate dal funzionamento del sistema.

È comunque evidente che il circuito equivalente di Figura 1.10 non è adeguato a descrivere questi fenomeni di transitorio. Si ripete che ciò è dovuto alla assunzione esplicita che quei circuiti erano rappresentativi di un *modello statico*, validato dalla misura che ha dato luogo al grafico di Figura 1.9.b che, per le modalità della sua esecuzione, non può dare alcuna informazione sugli eventuali elementi reattivi presenti nel sistema sotto esame.

Si noti che, così come le variazioni di V_{IN} (fig. 1.11) sono un "segnale" sul quale deve intervenire il regolatore, tale può essere considerata anche la variazione di I_u dovuta a una variazione nella richiesta di potenza da parte dell'utilizzatore schematizzato in R_L .

Guardando la questione in maniera più generale:

- Se si vuole studiare un sistema bisogna procurarsi un suo modello matematico. Tale modello fornirà, sul sistema, informazioni dipendenti dalle modalità con le quali esso è stato ottenuto.
- Se il modello rappresenta il sistema quando esso si trova in condizioni di equilibrio, cioè in presenza di sollecitazioni nulle o sufficientemente "lente" (v. Paragrafo 2.2) esso non dipenderà dal tempo e sarà un modello *statico*.
- Il modello matematico sarà, in generale, non lineare. Una sua "linearizzazione" può essere ottenuta sviluppandolo in serie di Taylor e arrestando lo sviluppo ai termini del 1° ordine. Ciò provocherà un "errore" che andrà verificato essere *più piccolo di quello che si è disposti ad accettare*.
- Ogni modello matematico linearizzato, statico o dinamico, corrisponde a un circuito composto di elementi lineari: quindi ogni sistema linearizzato ha un suo circuito equivalente (così il transistor o il modello dell'alimentatore di Fig. 1.10). Se il modello è statico, le equazioni sono istantanee e nel circuito equivalente compariranno solo resistenze e generatori. Altrimenti compariranno anche condensatori e induttori e il modello sarà un sistema di equazioni differenziali lineari, quindi sarà un modello dinamico.

Si noti che:

- La (1.13) può essere frutto:
 - a) del risultato di una misura,

b) di una teoria dedotta dalle leggi fisiche che descrivono il comportamento del sistema.

Nel primo caso la (1.13) è stata ottenuta con una operazione di interpolazione dei dati di misura secondo un algoritmo di ottimizzazione scelto. Nel secondo caso, prima di usare la (1.13), si deve procedere a una qualche verifica sperimentale che validi il modello.

- La Figura 1.9.b suggerisce la possibilità di approssimare con una retta tutta la parte della curva di regolazione compresa tra $I_u = 0$ e $I_u = I_{u\max} = 20$ mA. La curva cioè è ben rappresentabile con una retta in un intorno non necessariamente piccolo rispetto al suo campo di definizione (dinamica). In questo caso gli schemi di Figura 1.10 hanno lo stesso campo di validità e R_{out} sarà la resistenza di uscita dell'alimentatore, un valore quindi non puntuale (da qui la lettera maiuscola), ma valido nel campo di uso del componente; il generatore coinciderà con il valore $V_u(I_u = 0)$ e I_u sarà la corrente da esso erogata.

Non è semplice eseguire un progetto dell'alimentatore tenendo in conto la dinamica delle variazioni di I_u , poiché esse assumono contenuti frequenziali largamente imprevedibili, specialmente quando il sistema alimentato è complesso.

Per aggirare questa difficoltà si può progettare l'alimentatore in modo che esso sia capace di erogare la corrente massima richiesta staticamente dal sistema e disporre un condensatore posto fra alimentazione e massa e saldato nelle immediate vicinanze di ciascuna delle parti del sistema che richiedono valori di corrente di alimentazione rapidamente variabili con il tempo. Il valore del condensatore può essere calcolato con la (1.12), dove $T/2$ rappresenterà la durata del picco di corrente previsto di intensità I_{\max} ed ε è ancora la percentuale della tensione di alimentazione della quale si può abbassare il valore nominale rappresentato da \bar{V}_u . Questi calcoli, eseguiti per l'alimentazione di componenti integrati sia analogici che digitali, forniscono tipicamente condensatori di valore intorno a $0,1 \mu\text{F}$.

1.5.b *Regolazione al variare della tensione di linea*

Le variazioni della tensione di linea, rispetto al suo valore nominale, influiscono sulla tensione V_{IN} di Figura 1.11. Si tratta di variazioni dovute principalmente alla situazione di carico della rete di distribuzione: con queste si compone il segnale del processo di carica e scarica del condensatore di filtro che ha una fondamentale a 100 Hz. La tensione V_{IN} si presenta quindi più o meno come mostrato in Figura 1.12.

Le variazioni di V_{IN} rappresentano un segnale al quale deve fare fronte il regolatore per mantenere V_U al valore richiesto dalle esigenze dell'utilizzatore. I meccanismi con i quali la variabilità di V_{IN} influenza il funzionamento dell'alimentatore sono (v. Fig. 1.8):

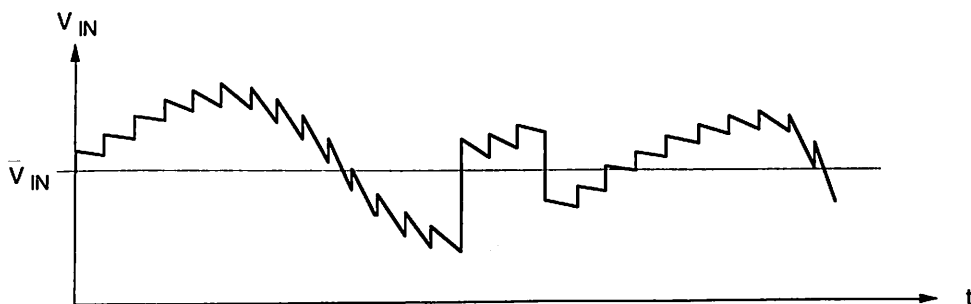


Figura 1.12

- S è alimentata da V_{IN} che produrrà quindi una certa variabilità su V_R secondo il legame:

$$V_R = V_R(V_{IN}) \quad (1.15)$$

La struttura di S dovrà quindi essere scelta in modo che:

$$\frac{dV_R}{dV_{IN}} \rightarrow 0 \quad (1.16)$$

- Anche A e 1 sono alimentati da V_{IN} . Nei limiti in cui V_{IN} non assume valori troppo elevati (che producono cioè danni al sistema) o troppo bassi (che impediscono al sistema di funzionare), ciò coinvolge le uscite delle varie parti in una duplice maniera:
 - a) Attraverso la propria natura di segnale per i blocchi in questione.
 - b) Variando le condizioni di alimentazione dei componenti attivi, cioè il loro punto di lavoro, cioè ancora mettendo in luce il loro comportamento non lineare.

Quanto detto in a) può essere valutato pensando di calcolare il contributo che si ha in uscita di una cella di amplificazione per una variazione della sua tensione di alimentazione considerata come un "piccolo" segnale. Eseguendo il

calcolo (v. Es. 2.7.7), si ottiene che, in una cella differenziale correttamente progettata:

1. Il contributo di V_{IN} che entra dalle basi viene trattato come un segnale di modo comune e quindi può risultare fortemente attenuato.
2. Il contributo che entra attraverso l'alimentazione di collettore, nel caso di carico passivo, viene riportato su un'uscita sbilanciata con una amplificazione praticamente unitaria.

In uno stadio tipo emitter-follower, invece, una variazione della tensione di alimentazione positiva (v. Es. 2.7.8) viene riportata in uscita divisa per un fattore circa pari a (V_A/V_T) dove V_A è la tensione di Early del transistor e V_T è la tensione termica.

Quanto detto in b) si affronta stabilendo le condizioni di polarizzazione degli stadi attraverso "rami di polarizzazione", il comportamento dei quali sia largamente indipendente dalla tensione di alimentazione.

Su tutto questo complesso di questioni si tornerà in sede di esame di alcuni schemi presi per esempio (v. Paragrafo 2.7 ed Es. 3.4.4).

Detta v_{IN} la parte variabile di V_{IN} e A_{IN} e 1_{IN} le amplificazioni (v. Paragrafo 2.7) dei due blocchi relative al percorso $V_{IN} \rightarrow V_u$ si ottiene (v. Paragrafo 3.5), dalla Figura 1.8:

$$V_u = V_R(V_{IN}) \frac{A_V}{1 + f A_V} + v_{IN} \frac{A_{IN} + 1_{IN}}{1 + f A_V} \quad (1.17)$$

dalla quale si vede che, per quanto detto, molta cura va posta nel rendere valida la (1.16) e nel far sì che A_V sia tanto grande da rendere trascurabile il secondo termine della (1.17).

Per attenuare gli effetti della variabilità di V_{IN} sul punto di lavoro dei vari componenti, spesso si adotta una tecnica che consiste nel sostituire a V_{IN} , nei punti critici del sistema di alimentazione, la tensione V_u a misura che quest'ultima viene generata.

Si consideri la Figura 1.13: in essa, tutte le reti che provvedono alla polarizzazione del riferimento e degli amplificatori sono schematizzate, nel blocco tratteggiato, con specchi di corrente (v. per esempio il Paragrafo 2.12). La tensione V_{FB} , che è una partizione di V_u , viene scelta leggermente maggiore della tensione V_B determinata sulla base di Q_2 dal complesso D_1, Q_1, R_1, R_2, R_3 . All'applicazione di V_{IN} il sistema viene polarizzato contando su una corrente I_p erogata da Q_2 e pari a:

$$I_p \cong \frac{V_B - V_{BE2}}{R_4} \tag{1.18}$$

Man mano che si costruisce, con i tempi stabiliti dalla durata del suo transistoro, la tensione V_{FB} , Q_3 si sostituirà a Q_2 che verrà portato in interdizione e la (1.18) sarà controllata da V_u che risulta più stabile di V_B .

In uno schema del tipo di quello mostrato in Figura 1.13 può sembrare superflua la presenza del complesso $D_1, Q_1, R_1, R_2, R_3, Q_2$ poiché esso viene escluso nel funzionamento di regime. In realtà tale complesso serve per assicurare che il sistema si porti in condizioni di corretto funzionamento. Si consideri infatti (v. Fig. 1.14) che la relazione che lega I_p a V_R deve essere del tipo a saturazione affinché sia valida la (1.16) e V_R risulti largamente indipendente dalle condizioni di polarizzazione e che per $I_p = 0$ si dovrà avere $V_R = 0$.

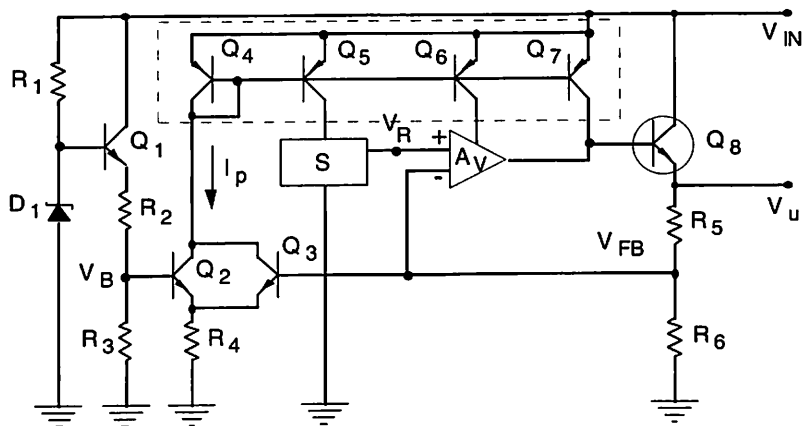


Figura 1.13

Del resto, detto $f = R_6 / (R_5 + R_6)$ il tasso di reazione, se il complesso detto fosse assente, si avrebbe anche:

$$I_p \cong \frac{V_{FB} - V_{BE3}}{R_4} = \frac{fV_u - V_{BE3}}{R_4} \tag{1.19}$$

relazione che può essere approssimata a una retta nel limite in cui V_{BE3} , che ha una dipendenza logaritmica, quindi non una dipendenza forte, da I_p [v. Eq.(1.53)], può essere ritenuta costante nonostante la variazione di I_p . Inoltre la (1.19) ha valore solo se $fV_u > V_{BE3}$; essa è quindi rappresentata dalla spezzata di Figura 1.14. Il sistema funziona a regime quando $fV_u = V_R$, cioè le soluzioni del problema sono le due intersezioni A e B.

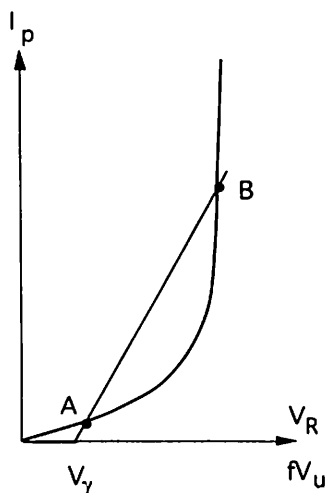


Figura 1.14

Si vede che la soluzione A è instabile, ma può confluire sia in B, che è la soluzione nella quale si ha il corretto funzionamento dell'alimentatore, sia in 0, che rappresenta una situazione stabile, ma bloccata in condizione di interdizione.

C'è quindi bisogno della presenza di Q_2 che sblocca il sistema per portarlo lontano dalla zona di bassa I_p : una volta assolto questo compito il sistema si autopolarizza e Q_2 viene escluso.

È bene infine sottolineare che, poiché l'amplificatore 1 fornisce la corrente al carico, in esso si dissipa la maggior parte della potenza che l'alimentatore utilizza per il suo funzionamento e che è data dalla (1.11).

Esso rappresenta quindi, nell'ottica di utilizzazione del valore operativo dello schema di Figura 1.2 e di quanto detto al Paragrafo 1.4, il circuito di interfaccia di uscita dell'alimentatore.

Ricapitolando: al regolatore arriva un segnale (V_{IN}) generato da un precedente trattamento di una sorgente di energia, definita primaria. Questo segnale funziona anche da alimentazione del regolatore, il quale elabora V_{IN} tramite S, A_V e 1 e fornisce, con il suo stadio di uscita, V_U a un carico che gli chiede la corrente I_U . Da quanto detto risulta chiaro che:

- Un problema a sé è la generazione di V_R con le caratteristiche desiderate e di questo si parlerà a tempo debito (v. Es. 3.4.4 e Par. 5.7.d).
- Il progetto del sistema da alimentare agevolerà il progetto dell'alimentatore se potrà garantire:

1. tensioni di alimentazione di valore standardizzato affinché siano facilmente reperibili i componenti da utilizzare;

2. correnti di alimentazione il più possibile piccole per abbassare le richieste di dissipazione di potenza;
3. correnti di alimentazione il più possibile costanti per abbassare le richieste di banda passante.

1.5.c Regolazione rispetto alla temperatura

La temperatura agisce sulla situazione di polarizzazione dei componenti attivi del sistema. Nello schema di Figura 1.8 questa variazione può essere contrastata dalla presenza dell'anello di controreazione (v. Cap. 3), tranne per quanto riguarda il valore di $V_R = V_R(T)$ che si ripercuote direttamente su V_u . Le tecniche per ottenere sorgenti poco dipendenti dalla temperatura saranno illustrate a tempo debito (v. Es. 3.4.4 e Par. 5.7.d): si raggiungono oggi stabilità delle sorgenti integrate dell'ordine di 1 ppm/°C, cioè paragonabili a quelle delle pile campione.

La temperatura alla quale si porta a lavorare un sistema elettronico è funzione della situazione ambientale, della potenza in esso dissipata P_D e dei metodi usati per rimuovere il calore dal sistema stesso. Interessa quindi affrontare, in una prima approssimazione, questo tipo di problemi.

La temperatura di un componente, per esempio un transistor, si stabilizzerà a quel valore per il quale P_D risulterà uguale alla potenza rimossa (P_R) sotto forma di calore e dispersa nell'ambiente. In formule, a regime sarà:

$$P_D = P_R = \frac{T_j - T_a}{\theta_{jc} + \theta_{ca}} = \frac{T_c - T_a}{\theta_{ca}} \quad (1.20)$$

Nella (1.20) si è assunto che la temperatura del transistor sia pari alla temperatura T_j della giunzione base-collettore in quanto ivi si dissipa P_D e il silicio è un buon conduttore di calore. Le grandezze θ_{jc} e θ_{ca} sono, rispettivamente, la resistenza termica tra il silicio e l'involucro (*case*) del componente e tra il *case* e l'ambiente (in genere l'aria), che sono tra loro in serie nel circuito di dissipazione. Questo può essere modellizzato come in Figura 1.15, dove T_c rappresenta la temperatura del *case*.

Il componente viene caratterizzato dal costruttore con la *curva di derating*, un esempio della quale è mostrato in Figura 1.16. Essa dà la massima potenza dissipabile dal componente in funzione di T_c e fornisce θ_{jc} dalla relazione:

$$\frac{dP_D(T_c)}{dT_c} = - \frac{1}{\theta_{jc}} \quad (1.21)$$

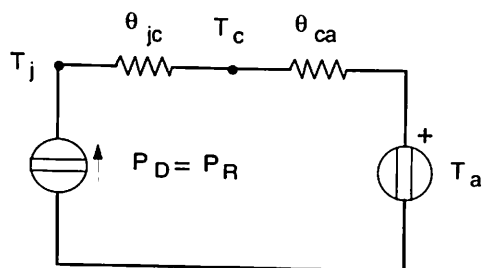


Figura 1.15

Il valore della massima temperatura raggiungibile dalla giunzione è più o meno indipendente dal tipo di transistor e si situa intorno a 125 °C. Essa è determinata dal fatto che nel materiale si generano coppie elettrone-lacuna in quantità tale che esso ridiviene intrinseco. Quindi, per ogni T_c , la potenza massima dissipabile è quella che porta T_j al suo valore massimo T_{jmax} .

Se il case viene mantenuto al di sotto di 25 °C, il componente è in grado di dissipare staticamente la potenza P_{Dmax} senza danneggiarsi o fornire funzionamento fuori specifiche. Per temperature del case maggiori di 25 °C la potenza dissipabile (poiché la giunzione non può andare oltre T_{jmax}) diminuisce (per permettere l'uguaglianza $P_D = P_R$). Il case sale di temperatura quando aumenta T_a oppure θ_{ca} .

Il progetto può andare secondo le linee seguenti. Dalla curva di derating si ottiene, per la potenza P_D^* che si vuole dissipare, quale è la massima temperatura ammissibile, T_c^* , del case.

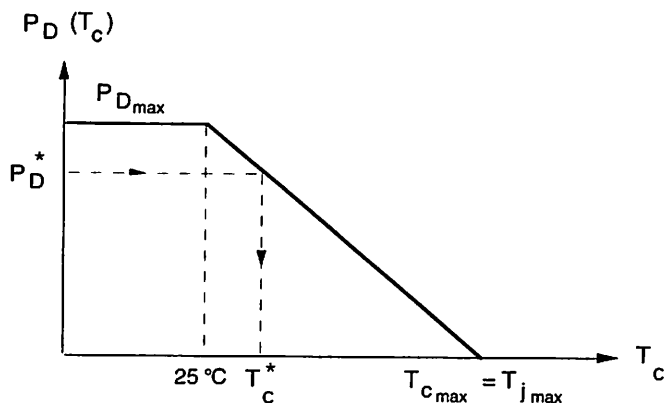


Figura 1.16

A questo punto sono noti la temperatura massima del case, la potenza da dissipare e, per il valore più alto previsto per T_a , si ricava θ_{camax} dalla (1.20). Mentre θ_{jc} è una caratteristica del componente che dipende dalle modalità della sua costruzione, θ_{ca} è un parametro di progetto che può essere diminuito dotando il componente di alette di raffreddamento (*heat sink*) e/o impiegando fluidi raffreddanti, forzati a lambirlo mediante ventilatori o pompe.

1.5.d Effetti dell'invecchiamento

Un sistema elettronico moderno ha, in linea di principio, ragione di invecchiare più per l'effetto negativo che l'ambiente esercita su di esso che per cause endogene. Tranne casi particolari (per esempio parti elettromeccaniche come i relais caratterizzati da un numero di azionamenti garantito prima dell'avaria) o questioni riguardanti quei componenti a diretto contatto con l'utente (per esempio manopole, cordoni di alimentazione, display, strumenti, ecc.) o, ancora, avarie nei sensori e negli attuatori dovute alle modalità e alle condizioni di impiego, l'invecchiamento dell'apparato è da mettersi in relazione soprattutto con le condizioni ambientali che attaccano la stabilità chimica o fisica dei suoi componenti: temperatura e suoi cicli, umidità e atmosfera, presenza di radiazioni ionizzanti, ecc.

Si tratta quindi di operare scelte circuitali (l'esempio dell'uso di loop di controreazione è il più ovvio) e tecnologiche (scelta di materiali e loro protezione) che riducano la dipendenza del comportamento del sistema dal suo tempo di funzionamento. Si entra quindi nel campo dello studio dell'affidabilità in relazione alle scelte di progetto, sviluppo e realizzazione del prototipo, che, pur essendo oggetto di frequente riferimento, trova una sede di trattazione nelle specifiche discipline alle quali si rimanda.

Ci si limita quindi a rapide considerazioni che riguardano, come per il caso della temperatura, in generale i sistemi elettronici e non il solo alimentatore.

Si definisce affidabilità di un sistema la sua attitudine a funzionare nel modo previsto, in determinate condizioni ambientali, per un certo lasso di tempo. La possibilità di dotare il sistema elettronico del requisito dell'affidabilità dipende dall'aver dotato del requisito ciascuna sua parte e dall'aver posto in essere tutti quei procedimenti (tecnologici, circuitali, di montaggio, ecc.) che permettano di garantirne il funzionamento.

Per esempio, la riduzione delle dimensioni dei componenti elementari attivi e passivi pone problemi che si scaricano inevitabilmente sul grado di affidabilità del componente stesso. Per dare un'idea di come ciò possa essere parametrizzato, si supponga di voler scalare di un fattore k le dimen-

sioni dei componenti. Mentre le dimensioni lineari scalano di $1/k$, le superficie scaleranno di $1/k^2$. Alcuni parametri elettrici dovranno essere scalati di conseguenza per garantire le stesse sollecitazioni termiche e meccaniche dei materiali.

Si riportano i fattori di scala di alcune grandezze significative:

Tensioni:	$1/k$
Correnti:	$1/k$
Potenze:	$1/k^2$
Densità di potenza:	non varia
Resistenza delle linee:	k
Densità di corrente nelle linee:	k

È stata dedicata molta attenzione al problema della riduzione delle dimensioni lineari, attraverso l'uso di tecniche litografiche impieganti lunghezze d'onda sempre più corte per diminuire la diffrazione. L'evoluzione è andata dall'ottica, all'ottica elettronica, ai raggi X, alla litografia ionica. Contemporaneamente è stata migliorata la chimico-fisica del processo che prevede attacchi selettivi, impiantazioni, diffusioni, ecc.

L'aumento della densità di corrente nelle linee di connessione esalta il fenomeno della *elettromigrazione*: esso consiste in un flusso di materiale, prodotto dalle alte densità di corrente, che induce cambiamenti nella geometria e nella qualità del materiale sotto esame i quali possono portare a meccanismi di guasto, per esempio dovuto all'interruzione delle interconnessioni. La dipendenza dalla temperatura del fenomeno della elettromigrazione è descritta dal valore delle energie di attivazione, che deve essere noto per poter eseguire test accelerati ad alta temperatura.

Tali test hanno messo in luce una dipendenza del tempo di vita media di una connessione a base di Al dalla densità di corrente J all'esponente -2 , almeno per gli usuali valori di J compresi tra 10^5 e 2×10^6 A/m² e un alto grado di casualità della localizzazione del guasto lungo la linea.

L'aumentato interesse per le leggi di guasto dei componenti attivi discende dal fatto che, avendo trasferito sul componente integrato un grande numero di funzioni e avendone quindi complicato la struttura, l'affidabilità dell'apparato dipende sempre più da quella del componente.

È necessario quindi acquisire capacità di valutare e selezionare i componenti utilizzati, il che si raggiunge attrezzandosi secondo le seguenti linee:

- a) Individuazione e localizzazione dei guasti su strutture integrate.

- b) Tecniche di sollecitazione per individuare la statistica della mortalità infantile e per fare prove di vita accelerata.
- c) Studio della fisica dei meccanismi di guasto (degrado delle interconnessioni e dei contatti, scariche e/o perdite negli ossidi, ecc.).
- d) Mezzi di diagnostica: microscopia elettronica, microanalisi, ecc.

Oltre all'elettromigrazione, altri meccanismi di guasto sono l'intrappolamento di cariche negli isolanti, la corrosione, lo sforzo sulle saldature di connessione del chip ai terminali. L'influenza di questi sulla vita dei componenti viene studiata sottoponendo un campione di popolazione a prove di vita accelerate tramite l'inasprimento delle condizioni fisiche (temperatura, tensione, umidità, deformazione meccanica) nelle quali il componente è destinato a lavorare.

Si vuole ora accennare ai problemi più direttamente legati al concetto di affidabilità e alle tecniche relative alla sua determinazione. Senza addentrarci nella precisazione delle definizioni, detto MTBF il tempo medio tra due guasti successivi (*Mean Time Between Failures*) e MTTR il tempo medio necessario a una riparazione (*Mean Time To Repair*), si accetta come valutazione della "disponibilità" di un componente, ossia della probabilità che a un tempo t il componente sia operante, il rapporto:

$$d = \frac{\text{MTBF}}{\text{MTBF} + \text{MTTR}} \quad (1.22)$$

I dati di MTBF e MTTR sono ottenibili tramite misura sui campioni prelevati dalla popolazione prodotta dei componenti in questione. Si fa spesso ricorso a banche dati di affidabilità di vari componenti, frutto dell'esperienza di industrie e/o di organismi a questo scopo preposti.

Le raccolte di dati di affidabilità, spesso già elaborati, sono per esempio il MIL-HDBK-217 "Reliability Prediction of Electronic Equipment Handbook" edito in USA dal Department of Defence; le pubblicazioni del Circolo dell'Affidabilità cui partecipano Olivetti, Telettra, Italtel e l'Istituto Nazionale Galileo Ferraris che funge da Segreteria; le pubblicazioni Euro-Data e infine le Banche Aziendali sviluppate autonomamente dalle diverse aziende produttrici di componenti e/o sistemi.

Il calcolo (o meglio la previsione) e il miglioramento dell'affidabilità del sistema dipendono dalla conoscenza del comportamento dei componenti che lo formano. Il miglioramento, in particolare, dell'affidabilità del sistema può essere ottenuto a due livelli: per selezione di componenti prodotti con un processo accettato o per

intervento migliorativo del processo stesso o con ambedue le tecniche. Nel primo caso la selezione avviene all'atto della *omologazione* del componente in quanto soddisfa i requisiti anche in termini di affidabilità e quindi all'atto della *accettazione* (o *setacciatura*) del componente nel processo produttivo del sistema, la quale dipende dalle condizioni reali di funzionamento del sistema stesso.

Importante, a questo livello, è l'analisi degli scarti eseguita in maniera differenziata a seconda che questi provengano da:

- l'omologazione;
- l'accettazione;
- la fabbrica;
- l'esercizio.

Una volta agito sul processo di produzione del componente, si deve intervenire anche nel processo di produzione del sistema. Le saldature, i circuiti stampati, eventuali circuiti ibridi, le connessioni sono solo alcuni dei possibili elementi del processo di produzione che richiedono considerazioni di affidabilità.

In conclusione:

1. La disponibilità di un sistema è legata a scelte di progetto e di politica di manutenzione.
2. Queste dipendono anche dall'affidabilità dei componenti disponibili e quindi dalla sua conoscenza.
3. Scopo degli studi di affidabilità è il raggiungimento *tempestivo* della disponibilità voluta.

1.6 Sincronizzazione

Già nel primo commento alla Figura 1.2 si è messo in luce il significato delle connessioni che schematizzavano le operazioni di sincronizzazione. In questo paragrafo si vuole riprendere l'argomento ed illustrarlo mediante esempi tratti da usuali operazioni di elaborazione di segnali.

Si consideri una trasmissione che sia organizzata su base binaria, cioè tale che a un certo segnale corrisponda il valore di "1" logico, mentre a un altro segnale sia assegnato il valore dello "0" logico. L'essenza del processo consiste nel fatto che un trasmettitore immette, in un canale di collegamento con un ricevitore, una certa successione dei due segnali, i quali, dopo il

tempo di percorrenza del canale, pervengono al ricevitore che li deve riconoscere e, quindi, utilizzare ai suoi fini.

Sembra immediata l'individuazione delle operazioni di sincronizzazione:

- Il trasmettitore deve trasmettere quando il ricevitore è in grado di ricevere.
- La cadenza con la quale si susseguono i segnali elementari (bit) deve essere nota a priori o ricostruibile dal ricevitore.
- Il tempo durante il quale ciascun bit permane al suo valore sarà supposto costante: per esempio coincidente con la cadenza di bit.
- Sarà consigliabile concordare un modo per individuare l'istante di inizio e di termine della trasmissione o di una parte di essa.

Le condizioni elencate, che non esauriscono le esigenze di sincronizzazione, sembrano ovvie e financo banali. Se tali sono da un punto di vista logico-concettuale, esse vanno purtuttavia realizzate: cioè il sistema di trasmissione-ricezione va organizzato in modo da rispettarle, il che può risultare meno banale. Resta il fatto che il non rispetto di tali condizioni pregiudica la ricezione del messaggio. Va da sé che le condizioni elencate possono essere oggetto di un accordo che precede l'operazione di trasmissione vera e propria: il ricevitore potrà essere lasciato acceso in permanenza, la cadenza può essere concordata in anticipo e così via.

È però bene rendersi conto del fatto che le operazioni di sincronizzazione pervadono in realtà anche l'elaborazione stessa del segnale, come risulterà chiaro dalle seguenti considerazioni.

Supponiamo che il canale di trasmissione sovrapponga al segnale trasmesso un rumore $n(t)$ a valor medio nullo e, per esempio, con densità di probabilità di ampiezza gaussiana. Al ricevitore arriverà la somma $\{s_1(t) + n(t)\}$, oppure $\{s_2(t) + n(t)\}$, se $s_1(t)$ e $s_2(t)$ sono i segnali relativi all'uno e allo zero logici, per esempio due impulsi rettangolari di ampiezza rispettiva $+V$ e $-V$ e di durata pari al tempo di bit T .

La Figura 1.17 illustra il risultato del processo trasmissione-ricezione. Pur essendo massima la probabilità di ricevere un segnale intorno a $+V$ o $-V$, non è nulla la probabilità che, dovendo ricevere $s_1(t)$ perché è stato trasmesso il segnale dell'uno, ci si trovi a raccogliere un segnale più vicino a $s_2(t)$ e viceversa. Si dice "ricevitore ottimo" un ricevitore che decida che è stato trasmesso un uno (o uno zero) sulla base del fatto che, dato il segnale ricevuto, è massima la probabilità che sia stato trasmesso realmente un uno (o uno zero). Nel caso in esame tale ricevitore è evidentemente un elemento che decide se il segnale ricevuto è a destra (uno) o a sinistra (zero) del punto indicato con 0.

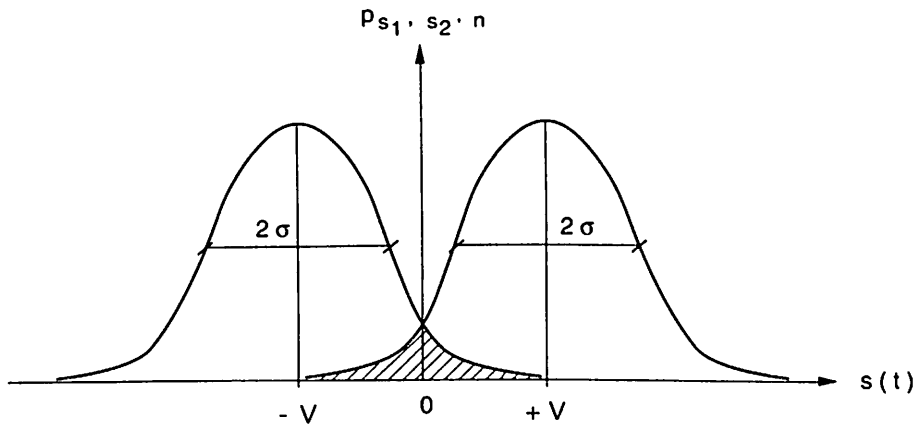


Figura 1.17

Il ricevitore ottimo è un comparatore^(*) che decide se si è ricevuto un segnale maggiore o minore di 0 Volt.

Con una tale decisione, la probabilità P_E di errore può essere valutata pari a:

$$P_E = \int_V^{\infty} p_n(n) dn = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{V}{\sqrt{2} \sigma} \right] \quad (1.24)$$

dove σ^2 è la varianza (potenza) di $n(t)$ e con $p_n(n)$ si è indicata la densità di probabilità del rumore.

Ci si può chiedere se, premettendo al decisore un filtro che si suppona lineare, sia possibile, dopo un tempo di elaborazione t_e , diminuire o addirittura minimizzare la probabilità d'errore.

In altre e più precise parole, dette $s_{1o}(t + t_e)$, $s_{2o}(t + t_e)$, $n_o(t + t_e)$ le uscite dal filtro al tempo $t + t_e$ corrispondenti alle entrate $s_1(t)$, $s_2(t)$, $n(t)$, poiché, se il filtro è lineare, a una entrata gaussiana corrisponde un'uscita gaussiana, la probabilità di errore in uscita sarà:

$$P_{E_{out}} = \int_{V_{out}}^{\infty} p_{n_{out}}(n_{out}) dn_{out} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{V_{out}}{\sqrt{2} \sigma_{out}} \right] \quad (1.25)$$

(*) Per una migliore definizione di questo componente, v. par. 1.7. Quanto si va dicendo è tratto da Taub H. and Schilling D.L., *Principles of Communications Systems*, Mc Graw Hill, 1986.

dove σ_{out}^2 è la varianza della variabile aleatoria n_{out} e V_{out} è il valore dell'uscita del filtro corrispondente all'ingresso V al termine del tempo di elaborazione. Nostro compito è sintetizzare un filtro che minimizzi la (1.25): ciò si ottiene massimizzando l'argomento della funzione di errore complementare.

Si consideri che, essendo lineare il filtro da sintetizzare, vale per la sua uscita l'integrale di convoluzione (per semplicità si è scelto $t = 0$ grazie alla stazionarietà del filtro):

$$\begin{aligned} s_{10}(t_e) &= \int_0^{\infty} w(\tau) s_1(t_e - \tau) d\tau \\ s_{20}(t_e) &= \int_0^{\infty} w(\tau) s_2(t_e - \tau) d\tau \end{aligned} \quad (1.26)$$

dove $w(t)$ è la risposta impulsiva del filtro.

Si può applicare la disuguaglianza di Schwartz:

$$\left| \int_0^{\infty} w(\tau) s(t - \tau) d\tau \right|^2 \leq \int_0^{\infty} |w(\tau)|^2 d\tau \int_0^{\infty} |s(t - \tau)|^2 d\tau \quad (1.27)$$

con validità del segno uguale per $w(t) = s(t - t)$ e ottenere dalla (1.26) che il modulo quadro della:

$$s_{10}(t_e) - s_{20}(t_e) = \int_0^{\infty} w(\tau) [s_1(t_e - \tau) - s_2(t_e - \tau)] d\tau \quad (1.28)$$

risulta massimo quando

$$w(\tau) = s_1(t_e - \tau) - s_2(t_e - \tau) \quad (1.29)$$

Nel caso in esame i segnali sono livelli di tensione di valore $+V$ e $-V$ e di durata T e il tempo di elaborazione a disposizione per ogni bit è proprio pari al

tempo di bit T . Si ottiene quindi:

$$w(t) = 2V \quad \forall \quad 0 \leq t \leq T$$

Una tale risposta impulsiva corrisponde a un sistema che esegua l'integrale dell'ingresso definito da 0 a T e cioè allo schema di Figura 1.18 nel quale l'amplificazione A tenda a infinito.

L'interruttore $SW1$ è necessario per riportare, a ogni fine di tempo di bit (a ogni T), l'integratore nelle condizioni iniziali. L'interruttore $SW2$ serve per campionare l'uscita a ogni fine di tempo di bit in modo da ottenere:

$$[s_{10}(t_e) - s_{20}(t_e)]_{\max} = s_{10}(T) - s_{20}(T) \quad (1.30)$$

In definitiva, in uscita, prima dell'interruttore, si avranno i segnali mostrati in Figura 1.19 ove τ rappresenta la costante RC e vengono evidenziati gli istanti di campionamento.

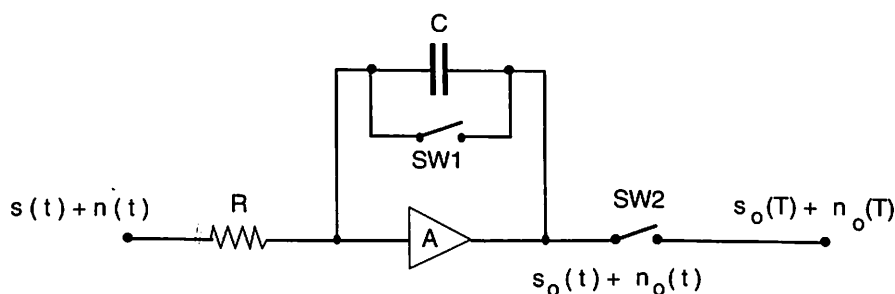


Figura 1.18

Il filtro è quindi in grado di massimizzare la differenza (1.30) nel caso che i bit siano rappresentati da livelli di tensione di durata T . In realtà il problema era quello di massimizzare il rapporto che fa da argomento alla funzione d'errore complementare nella relazione (1.25) e che, nella situazione delle Figure 1.18 e 1.19, può essere posto come segue:

$$\frac{2VT}{\tau} \frac{1}{2\sqrt{2} \left([n_{out}(T)]^2 \right)^{1/2}} \quad (1.31)$$

dove $\overline{[n_{out}(T)]^2}$ è la varianza della variabile aleatoria $n_o(T)$ ottenuta campionando l'uscita del rumore a ogni fine di tempo di bit (v. Fig. 1.19).

È possibile dimostrare che, nel caso di rumore bianco, ossia con densità di potenza costante e pari a N , il filtro di Figura 1.18 massimizza in realtà il rapporto (1.31) e non solo il suo numeratore. Non entreremo in questa dimostrazione, limitandoci a calcolare il valore del rapporto (1.31).

Detta $W(f)$ la trasformata di Fourier della $w(t)$ e $G(f)$ la densità di potenza unilatera in ingresso al filtro, si ottiene la densità di potenza unilatera in uscita dalla:

$$G_{out}(f) = |W(f)|^2 G(f) \quad (1.32)$$

e si ha:

$$N_{out} = \int_0^{+\infty} |W(f)|^2 \cdot N df \quad (1.33)$$

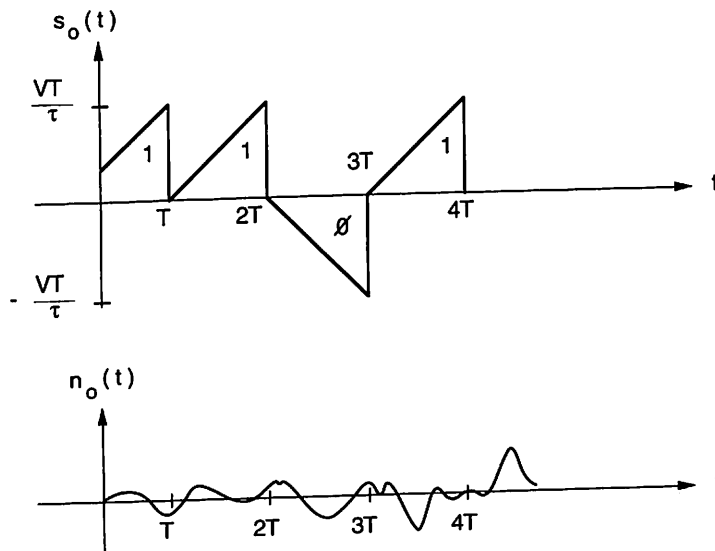


Figura 1.19

Nei limiti nei quali il filtro esegue l'integrale in un intervallo di tempo lungo T , la sua $W(f)$ vale:

$$W(f) = \frac{1}{j 2 \pi f \tau} - \frac{e^{-j 2 \pi f T}}{j 2 \pi f \tau} \quad (1.34)$$

dalla quale si ricava:

$$|W(f)|^2 = \left(\frac{T}{\tau}\right)^2 \left(\frac{\text{sen } \pi T f}{\pi T f}\right)^2 \quad (1.35)$$

che, sostituita nella (1.33) ed eseguito l'integrale, fornisce:

$$N_{\text{out}} = [n_{\text{out}}(T)]^2 = \frac{N T}{2 \tau^2} \quad (1.36)$$

Ne consegue che il valore massimo del rapporto (1.31) nel caso di:

- segnali rappresentati da livelli di tensione V di durata T ;
- rumore bianco additivo a distribuzione gaussiana;
- uso del filtro di Figura 1.18,

determina un rapporto segnale-disturbo ottimo pari a:

$$\frac{[s_{\text{out}}(T)]^2}{[n_{\text{out}}(T)]^2} = \frac{2 V^2 T}{N} \quad (1.37)$$

che aumenta, come è intuitivamente logico, all'aumentare della potenza inviata in trasmissione e al rallentare della trasmissione stessa.

Si rifletta sul procedimento seguito per ottenere il risultato (1.37):

- si è individuato un processo di ricezione-decisione (fig. 1.17);
- si è calcolata la probabilità d'errore P_E in condizione di rumore gaussiano all'ingresso e all'uscita di un filtro [Eq. (1.24) e (1.25)];
- si è minimizzata la probabilità in uscita nel caso di rumore gaussiano bianco.

Si converrà che, sia l'elemento decisore che il filtro minimizzatore (detto anche Filtro Adattato = *Matched Filter*, MF) risultano di estrema semplicità. Siccome questo è dovuto alla scelta di una trasmissione su base binaria e alla modellizzazione del rumore come gaussiano e bianco, ciò che rappresenta molto bene una gran quantità di casi, possiamo concludere che *una*

tale semplicità è alla base della diffusione della elaborazione, generazione e trasmissione dell'informazione su base binaria ossia digitalizzata, ogniqualvolta questa possa essere consentita dallo stato analogico nel quale l'informazione si presenta. Questa è una conclusione molto importante.

Ma non era in realtà lo scopo specifico di un paragrafo dedicato alla sincronizzazione. Per rientrare in tema, si consideri il funzionamento dello schema di Figura 1.18. Esso otterrà i risultati sperati solo se SW2 e SW1 saranno azionati in maniera rigorosamente uguale a quella ipotizzata per eseguire i calcoli: ogni scostamento da un tale comportamento, cioè ogni mancanza di sincronizzazione (o *jitter*) produce un aumento della probabilità d'errore. L'esempio trattato aveva quindi due scopi:

- fornire una spiegazione non banale della diffusione delle tecniche numeriche;
- illustrare l'importanza delle operazioni di sincronizzazione.

Si rifletta sul fatto che il segnale trasmesso e quello ricevuto non saranno mai perfettamente rettangolari per questioni relative alle caratteristiche della banda passante del trasmettitore, del ricevitore e del canale di trasmissione. Il segnale $s_1(t)$, per esempio, partirà da zero, salirà in un certo tempo fino al suo valore massimo e quindi ridiscenderà verso il valore zero. Si comprende che, per massimizzare il rapporto segnale - rumore, e minimizzare quindi la probabilità di errore, si dovrà andare a leggere il segnale in un intervallo di tempo stretto intorno all'istante in cui si raggiunge il massimo. Basta questa considerazione per sottolineare le esigenze di sincronizzazione.

I segnali di sincronizzazione (sia che si tratti di elaborazione digitale che analogica) possono essere generati dal sistema stesso per le sue esigenze oppure possono essere contenuti come parte della informazione trasportata dal segnale, ossia possono provenire direttamente dalla sorgente del segnale.

Nel primo caso, il sistema si autosincronizza con un generatore ($Ck = Clock$ o orologio) dedicato esclusivamente a fornire a ogni sua parte un segnale di temporizzazione. Il generatore di Ck è un particolare sub-sistema elettronico che prende anche il nome di *oscillatore*. Esso non possiede interfaccia di ingresso in quanto non riceve alcun segnale da elaborare: l'unico suo compito consiste nel generare un segnale periodico con una frequenza fondamentale data. Un caso di autosincronizzazione è quello dei calcolatori che utilizzano il Ck per stabilire il ritmo del susseguirsi delle varie operazioni al loro interno.

Nel secondo caso l'oscillatore è asservito (sincronizzato) a un fenomeno a esso esterno: la sua interfaccia di ingresso è individuabile nella parte di sistema che raccoglie le informazioni di sincronizzazione.

Un caso speciale, in un certo senso intermedio tra i due commentati, si ha quando le informazioni di frequenza vengono date da un'interfaccia elettromeccanica, come avviene quando, a controllare la frequenza dell'oscillatore, sia un quarzo piezoelettrico: l'informazione di frequenza equivale allora a quella della misura di una delle dimensioni lineari della barretta di quarzo in uso.

Sempre rimanendo nel secondo caso, la informazione di sincronizzazione proveniente dalla sorgente del segnale può essere più o meno esplicita, ossia più o meno temporalmente coincidente con la trasmissione del segnale vero e proprio.

Nel caso ci sia un intervallo di tempo della trasmissione dedicato alle informazioni di sincronizzazione, il sistema di elaborazione sarà in grado, tramite un sub-sistema di asservimento [che prende il nome di *Phase Locked Loop* (PLL) = Anello ad aggancio di fase], di sincronizzare debitamente il suo generatore di C_k nel detto intervallo di tempo. È questo, per esempio, il caso dei generatori di sincronismo di quadro e linea che rivelano e utilizzano le informazioni di sincronizzazione trasportate dal segnale televisivo.

Se, invece, i segnali di sincronismo sono codificati nel segnale, cioè da questo implicitamente trasportati, la possibilità di sincronizzazione è legata alla capacità del sistema ricevente di asservire il suo PLL rapidamente alle informazioni trasportate dal segnale in arrivo in modo da mettere tutto il sistema in grado di raccogliere la comunicazione. Si parla allora di recupero della portante o di sincronizzazione di bit nella comunicazione tra due calcolatori o infine della sintonia di un ricevitore di trasmissioni AM o FM.

1.7 Elaboratore di segnali

È questo il blocco più propriamente "elettronico" di tutto il sistema e nel quale i processi di miniaturizzazione e integrazione sono stati più estesamente impiegati. La tecnica usata per elaborare i segnali può essere analogica o numerica (digitale), il confine fra le due essendo segnato dai convertitori analogico-digitale in un senso e digitale-analogico nell'altro, dei quali si riferisce nel Vol. 3.

La prima tecnica è caratterizzata dal fatto che le grandezze che descrivono lo stato dell'elaboratore, e che sono le correnti nei rami e le tensioni nei nodi, variano con continuità nel tempo all'interno di una data dinamica e in funzione del segnale in ingresso. Il requisito di continuità non può in questo caso essere abbandonato se non a costo di un vero e proprio errore nel processo: a volte una discontinuità è addirittura indice di guasto.

Ciò non significa che il valore delle grandezze possa essere conosciuto con una accuratezza infinita, ma solamente che il progettista assume che il modello matematico del sistema e il suo comportamento siano condizionati dal requisito astratto della continuità delle funzioni con le quali si ha a che fare.

Come già è stato sufficientemente commentato, la inevitabile presenza del rumore renderà conoscibili, istante per istante, solo valori statisticamente determinabili (stimabili) di ogni variabile significativa. Si aggiunga poi che lo stesso elaboratore contribuirà a sommare al segnale il rumore generato nel suo interno in quantità dipendente anche dal tempo impiegato per l'elaborazione.

Tutto ciò pone un limite alla possibilità di mantenere il requisito matematico della continuità: quando tale possibilità sia caduta al di sotto di una soglia che ciascun progettista ricava dalle esigenze del suo progetto, si dovrà riconsiderare il processo di elaborazione. In conclusione, la tecnica di elaborazione analogica produce inevitabilmente nel tempo una degradazione della qualità del segnale.

Per elaborare un segnale in forma numerica si deve in generale eseguire la conversione analogico-numerica o analogico-digitale (AD). Si converte cioè una funzione, idealmente continua ed eventualmente rappresentabile analiticamente, in un insieme di numeri che ne danno il valore a certi istanti di tempo. Il Teorema del Campionamento determina la minima cadenza (*frequenza di campionamento*) con la quale prelevare questi valori.

I numeri dell'insieme sono ricavati andando a misurare quante volte intere una tensione (o corrente) di valore ben noto (quanto, bit meno significativo = *Least Significant Bit*, LSB e denominazioni consimili) entra nel valore della tensione (o corrente) della quale si sta eseguendo la conversione. È quindi evidente che un tale quanto debba essere ricavato da un campione affidabile della grandezza da convertire: ciascun convertitore sarà cioè dotato di una cella di generazione del campione (sorgente) dalla quale si ricaverà l'LSB.

Quindi si andrà a determinare il minimo numero di LSB che equivale a una tensione (corrente) superiore a quella da convertire. La rivelazione del fatto che il numero di LSB utilizzato ha superato la grandezza da convertire viene operata da un componente che prende il nome di *comparatore*: esso accetta in ingresso (fig. 1.20) due segnali analogici V_1 e V_2 e fornisce in uscita la funzione $[\text{segno}(V_1 - V_2)]$ codificata in forma binaria.

Alla fine dell'elaborazione dovrà eseguirsi la conversione inversa (digitale-analogica) per potersi riportare in corretta relazione col mondo fisico che è, per sua natura, da considerarsi analogico.

Per ragioni speculari rispetto a quelle illustrate per la conversione AD, anche un convertitore DA sarà dotato di una sorgente e di uno (o più) comparatori. Questi ultimi funzioneranno, in questo caso, da decisori del valore del singolo bit. In conclusione: *sia la conversione AD che la DA necessitano di una sorgente e di un comparatore, che sono considerati sub-sistemi di tipo analogico.*

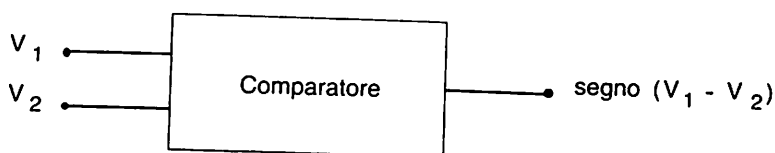


Figura 1.20

La necessità della doppia conversione sembrerebbe privilegiare l'elaborazione analogica rispetto a quella numerica. Una tale conclusione sarebbe affrettata, tra l'altro, per le ragioni che di seguito si elencano (e che saranno riprese nel Cap. 1 del Vol. 3):

- Per quanto esposto al Paragrafo 1.6, l'uso del ricevitore ottimo e del MF può interrompere il processo di degradazione del segnale prima che la P_E vada oltre un certo limite prefissato: ciò permette di allungare all'infinito i tempi di elaborazione.
- Le dinamiche a disposizione non sono stabilite, almeno a livello dell'elaborazione, dal valore delle tensioni di alimentazione, ma dal numero di bit che compongono una parola.
- L'uso dell'elaborazione da software permette di utilizzare un blocco elaboratore di impiego non dedicato, ossia un ordinatore (calcolatore).

Come si è accennato all'inizio di questo paragrafo, è nel blocco di elaborazione che la tecnica dell'integrazione ha permesso una continua diminuzione, non solo del costo dei componenti, ma anche di quello dei sistemi elettronici con essi costruiti. Lo sviluppo ulteriore di tali potenzialità è legato allo studio e all'avanzamento dei procedimenti di miniaturizzazione e integrazione. Questi procedimenti producono inoltre i seguenti vantaggi:

- Immediato abbassamento del costo di produzione (anche tenuto conto del costo della ricerca necessaria alla messa a punto del nuovo componente, costo che va ripartito sui pezzi prodotti) appena il numero delle unità prodotte supera una certa soglia.

- Aumento dell'affidabilità, poiché si è dimostrato che le connessioni tra componenti in tecnologia integrata, oltre a costare di meno delle ordinarie saldature, sono molto più affidabili di queste.
- La miniaturizzazione porta, a parità di altre condizioni, a una maggiore velocità di operazione dei componenti, poiché i segnali devono percorrere distanze minori e si devono caricare e scaricare capacità più piccole. Inoltre, nei circuiti essenzialmente basati sulla lettura dello stato di carica di capacità (CMOS, per esempio), ciò riduce automaticamente la dissipazione di potenza.

Seguono alcuni dei problemi che si incontrano, nel tentativo di migliorare le prestazioni dei componenti integrati:

- Il parametro base è il livello di integrazione, globalmente espresso dal numero di transistor per area di materiale lavorato. Tale livello può essere aumentato mediante processi che riescano a utilizzare aree di Si di sempre maggiori dimensioni e, nello stesso tempo, riescano a produrre componenti elementari di sempre minori dimensioni. Ciò porta, in ultima analisi, a una diminuzione dell'ingombro del componente a parità di funzioni svolte.
- La miniaturizzazione deve essere necessariamente accompagnata da una diminuzione dell'energia richiesta per eseguire una determinata operazione logica. Se tale diminuzione non è nel corretto rapporto con le dimensioni della superficie di scambio a disposizione, si rende necessario asportare il calore prodotto con efficienze sempre maggiori. Si rende cioè necessaria una maggiore attenzione per gli involucri e il loro scambio di calore con le strutture microcircuitali in essi contenute.
- Naturalmente, in questo procedimento di sempre maggiore potenziamento delle prestazioni dei componenti, non si può prescindere da fattori più basilari come le proprietà di trasporto dei materiali usati (resistività elettrica e termica, elettromigrazione, ecc.).

Per capire meglio quanto sopra appena accennato, si consideri che la costruzione di un componente integrato deve avvenire su un tratto di superficie di Si cristallino, privo di imperfezioni. La tecnologia di produzione di Si per elettronica viene caratterizzata dando il numero N di imperfezioni al cm^2 presenti, in media, su un campione di area A .

Poiché il fenomeno può essere descritto da una statistica poissoniana, la probabilità di non avere imperfezioni sull'area A è data da e^{-NA} . Come sinteticamente mostra la Figura 1.21, si vede che, sulla stessa area, quattro com-

ponenti sono tutti da scartare, mentre su dodici componenti, ciascuno di area più piccola, la resa può superare il 50%.

Inoltre, ciascuna cella di elaborazione (un amplificatore, un filtro, un comparatore nel campo analogico, un NOT o un NAND in campo digitale) consumerà una potenza che, in media, è data da:

$$P_D = V_{AI} \cdot I_{AI} \cdot (1 - \eta) \quad (1.38)$$

dove i pedici rimandano all'alimentazione e η è il rendimento del dispositivo.

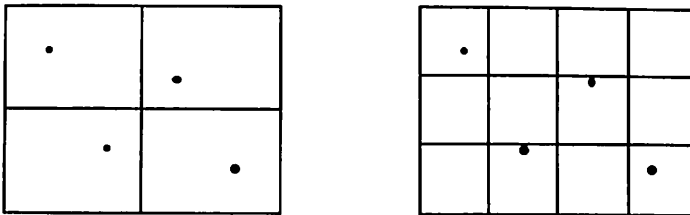


Figura 1.21

Fissata, quindi, l'area massima di silicio che la tecnologia del materiale per noi accessibile è in grado di produrre e fissato il quantitativo di potenza (1.38) da dissipare per ogni cella (funzione) elementare, la capacità di dissipazione del calore del complesso silicio-involucro pone un limite superiore al numero di funzioni che si è in grado di integrare.

Naturalmente, il numero delle funzioni non esaurisce la caratterizzazione del componente: un amplificatore, infatti, può avere diversi prodotti amplificazione-banda, mentre un NAND può eseguire l'operazione in un tempo di 1 msec o di 10 psec. Si deve cioè considerare la velocità possibile nell'esecuzione della funzione.

I valori della potenza dissipata e la velocità di esecuzione dipendono dalle tecnologie circuitali utilizzate e dal tipo di componente attivo sul quale si basa la loro realizzazione; in altre parole, dall'uso, per esempio, del transistor bipolare (BJT) o unipolare (MOS). Le caratteristiche delle due tecnologie sono, ancora oggi, complementari: alte velocità e bassa integrazione per i bipolari, bassa velocità e alta integrazione per i MOS.

Le linee di tendenza del mercato favoriscono i componenti su base MOS per i quali esiste una crescente domanda per impieghi civili e di massa, con una certa consistenza dell'area del superfluo (giochi, curiosità). Il grosso del mercato si va sempre più orientando in favore della tecnologia CMOS.

I produttori, per incrementare, o soltanto mantenere, una percentuale di mercato, spingono verso i limiti fisici le caratteristiche dei componenti, tentando anche di acquisire, per una tecnologia, le caratteristiche di un'altra.

Gli sforzi di ricerca e di investimento sono perciò puntati nelle direzioni seguenti:

- Per la tecnologia MOS, aumentare la velocità di esecuzione senza ovviamente rinunciare al vantaggio dell'alto livello di miniaturizzazione ed integrazione. Ciò viene perseguito mediante la ricerca sui materiali da impiegare (si pensi al ruolo giocato dalla funzione di lavoro dei vari materiali che intervengono nella struttura MOS), sulle tecnologie di produzione e sulla riduzione delle dimensioni del singolo transistor MOS che si pensa possano raggiungere lunghezze di canale di 0.1 mm entro il primo decennio del 2000.
- Per la tecnologia bipolare, aumentare il livello di integrazione, senza compromettere le prestazioni in relazione alla velocità di commutazione. Anche in questo caso lo sforzo viene prodotto in direzione della creazione di nuove strutture (materiali e tecnologie più strettamente controllabili, strutture I^2L , ecc.), con lo scopo di ottenere transistor che, a regime di I_C dell'ordine delle centinaia di mA, presentino basse capacità di giunzione ($\sim 1 \div 10^{-2}$ pF), basse capacità verso il substrato ($\sim 10^{-2}$ pF dal collettore e $\sim 10^{-5}$ pF/ μm^2 dalle connessioni), basse resistenze di corpo ($\sim 100 \Omega$) e alte frequenze di taglio (decine di GHz).

Allo stato attuale, si possono formulare le seguenti conclusioni in merito alla dislocazione delle diverse tecnologie nei vari campi di impiego:

- a) Per basse velocità, diciamo fino a 1000 MHz, la tecnologia MOS è in grado di sostituire pressoché completamente la bipolare.
- b) La disponibilità di microprocessori a basso costo, di caratteristiche sempre più flessibili e di semplice programmabilità (per esempio con interprete/compilatore per linguaggio ad alto livello incorporato nel chip) accelera il processo di sostituzione di HW con software gestito da microprocessore a tecnologia MOS.
- c) L'aumento della velocità delle strutture MOS tende a far sì che queste rimpiazzino gradatamente l'uso dei BJT almeno nelle applicazioni più diffuse.
- d) Il miglioramento delle tecniche CAD ha già abbassato il costo dei prodotti semi-custom (tipo gate-array) a livelli comparabili con quelli della cartolina cablata da rimpiazzare, cosa che muta alquanto il processo di progettazione del sistema elettronico.

- e) La tecnologia bipolare ECL, specie a livello di integrazione tipo gate-array, seguirà a soddisfare la domanda di logiche ad alta velocità (calcolatori speciali, signal processing, trasmissione dati, conversione ADA).
- f) Memorie ultraveloci di limitata capacità saranno ancora bipolari, ma per capacità di qualche Kbyte e oltre è la tecnologia MOS a dominare.
- g) Nel campo dei convertitori veloci (DA e AD) la tecnica bipolare non sembra ancora sostituibile. È questo il campo nel quale le tecniche bipolari ad alta densità trovano applicazione, piuttosto che essere considerate come competitori nell'area di impiego dei MOS.

1.8 Problemi generali della produzione dei componenti integrati

Nel paragrafo precedente si è accennato ad alcune linee di tendenza delle tecnologie per circuiti integrati. Qui si vuole riprendere l'argomento in modo da meglio delineare il quadro dei problemi che si incontrano(*) nel tentare di soddisfare le esigenze del progettista, che possono essere riassunte nelle tre seguenti:

1. *Migliori prestazioni*: da soddisfare con migliori e/o più sofisticati procedimenti di costruzione dei componenti.
2. *Prezzi più bassi*: che possono essere ottenuti spingendo sul processo di integrazione. Ciò coinvolge anche la prima esigenza, in quanto la tecnologia viene spinta verso soluzioni come la lavorazione di chip di grande area (~1 cm²) e l'integrazione di sistemi complessi, come, per esempio, CPU sempre più potenti, in grado di eseguire decine di MIPS.
3. *Maggiore affidabilità*: l'aumento del livello di integrazione consente di mantenere l'affidabilità di un sistema complesso al livello di quello di un sistema semplice e scarica però sul processo di costruzione del componente l'esigenza del rispetto di specifiche molto strette. Un ruolo fondamentale ha in questo campo il problema del case o *packaging*.

Le tre esigenze ora menzionate sono ovviamente tra di loro interdipendenti e ogni tentativo di venire incontro a una di esse coinvolge necessariamente il livello di soddisfacimento delle restanti due. Passiamo di seguito a una rapida analisi dei problemi che si incontrano su questa strada, rimandando, per l'approfondimento delle soluzioni, ai testi specializzati in materia.

Al miglioramento delle prestazioni si è già avuto modo di accennare nel paragrafo precedente e si ritornerà sull'argomento in sede di discussione

(*) Quanto si dirà nel seguito vale sia per componenti analogici che digitali; se dovessero esserci differenze da segnalare, si provvederà caso per caso.

delle caratteristiche specifiche delle tecnologie bipolari e MOS. Come considerazione di carattere generale, si può dire che i tempi di esecuzione sono funzione dei prodotti CR nei vari punti del circuito e che solo la diminuzione di C porta anche a una diminuzione del prodotto potenza impiegata-tempo di esecuzione.

La tendenza è dunque quella di adottare tecnologie che permettano la realizzazione di componenti con basse capacità parassite intrinseche (strati epitassiali sottili, migliori materiali dielettrici, giunzioni superficiali, strutture MOS e litografia sub-micrometriche, tecniche autoallineanti, ion-implantation, ecc.) e di sistema (quindi maggiore compattezza dei componenti).

Si è già accennato ai problemi di packaging. Questi possono essere meglio specificati: aumento del numero di piedini di ingresso/uscita (*Input/Output = I/O*) e/o di alimentazione, procedure di collaudo, smaltimento del calore. Anche se formule del tipo:

$$n^{\circ} \text{ dei piedini di I/O} = \alpha \cdot (n^{\circ} \text{ delle funzioni})^{\beta}$$

con α e β costanti da determinare, non esprimono forse altro che l'esigenza di aumentare il numero degli accessi al circuito all'aumentare delle sue potenzialità, questo aumento pone non solo problemi di realizzazione e robustezza dei contatti, ma anche di collaudo.

Infatti per realizzare una procedura di collaudo completa, per esempio su un componente combinatorio con n terminali di ingresso, si richiede, in linea di principio, un numero di condizioni di collaudo pari a 2^n , mentre, se il componente è sequenziale e contiene m flip-flop le condizioni divengono 2^{n+m} . Per un chip con 40 piedini di I/O e senza flip-flop si hanno $1,1 \cdot 10^{12}$ combinazioni di ingresso: a una velocità di 100 MHz queste vengono percorse in circa 3 ore; ma se i piedini salgono a 60 il tempo necessario diventerebbe di circa 365 anni.

Riguardo invece ai piedini di alimentazione, essi vanno multiplexati se la richiesta di potenza dall'alimentatore aumenta, per non dar luogo a eccessive cadute di tensione che produrrebbero disturbo al funzionamento del circuito.

Dal package dipende anche il comportamento termico del microcircuito. All'aumentare del numero di funzioni integrate cresce la dissipazione di potenza e ciò è più importante nei circuiti bipolari che nei MOS. In un microcircuito per alta velocità contenente 2000 gate con tempi di propagazione di circa 1 nsec/gate si ha una dissipazione di 1 mW per gate interno e di 20 mW per gate di interfaccia con l'esterno.

Se si considerano anche le dissipazioni dei rami di polarizzazione e delle sorgenti di riferimento si può arrivare a una dissipazione di ~3,5 W alla tensione nominale di alimentazione. Con un fattore di sicurezza del 30% si arriva a 4,6 W.

I microcircuiti della serie commerciale hanno un campo di impiego che va da 0 a 70 °C ed una temperatura massima di giunzione di 125 °C. Ciò significa che deve essere (v. Fig. 1.15):

$$\theta_{jc} + \theta_{ca} \leq \frac{125 - 70}{4,6} \cong 12 \text{ °C/W}$$

che rappresenta una resistenza termica relativamente bassa per un componente non di potenza (v. Cap. 4). Del resto, assicurare a un componente un maggiore intervallo nella temperatura di funzionamento significa aumentarne l'affidabilità poiché le giunzioni lavorano a temperature più basse.

Per questo bisogna migliorare il contatto termico tra chip e package, selezionare materiali a più alta conducibilità o adottare, se è il caso, raffreddamenti forzati ad aria o acqua.

Passando ai problemi di costo e affidabilità inerenti propriamente il chip, c'è da dire qualcosa riguardo le interconnessioni, le scariche elettrostatiche verso il substrato, la resistenza alle radiazioni ionizzanti e la facilità di progetto.

Per il numero delle interconnessioni vale una relazione analoga a quella che lega i piedini di I/O al numero di funzioni, con α e β non molto dissimili da 1. Diminuire le interconnessioni facilita la costruzione e aumenta l'affidabilità del microcircuito. Per ottenere questo risultato l'unica via è quella di progettare il chip massimizzando le interconnessioni via silicio. Per le rimanenti la tecnica più potente per ottenere interconnessioni ad alta densità, senza pagare i prezzi alla velocità ed alla complicazione di realizzazione propri delle tecniche di scavalramento, è quello della metallizzazione su più strati separati da dielettrico.

Il metallo è una lega di Al-Si-Cu e il dielettrico può essere SiO_2 oppure un materiale organico (*poliimmide*) che è ora disponibile con grado di purezza elettronico ed è stabile fino a 450 °C. La tecnica è simile a quella usata nelle cartoline su più piani con fori di via metallizzati e si arriva fino a quattro strati sovrapposti.

Le scariche elettrostatiche sono pericolose soprattutto per i circuiti MOS per i quali ormai è quasi sempre adottato il sistema di protezione a diodi zener. Ma anche i circuiti bipolari possono essere danneggiati, specialmente se costruiti con giunzioni superficiali di ridottissime dimensioni.

La resistenza alle radiazioni va considerata da due punti di vista. Una particella può generare dentro il Si una quantità di carica tale da cambiare per un certo tempo lo stato logico di un circuito. Per ovviare a ciò si deve evitare l'uso di materiali radio-attivi (U, Th) nel package con il che il prezzo del package aumenta; oppure si possono aumentare le capacità parassite del circuito pagando, però, in velocità. Da ultimo, si può ricoprire il chip di resina, materiale che risulta frenante per le particelle.

L'altro aspetto del problema è quello della resistenza a radiazioni intense provocate da una sorgente esterna al sistema elettronico e in grado perfino di distruggere il reticolo cristallino del Si. La Tabella 1.5 riporta alcuni parametri di confronto tra la tecnologia I²L e la NMOS (la Tabella si riferisce a geometrie con lunghezze di gate di ~4 µm).

Non c'è alcun dubbio che l'aumento di complessità dei microcircuiti abbia aumentato il tempo di progetto necessario per produrre e sviluppare un componente prototipo. Si è inoltre determinato uno spostamento di una parte del progetto hardware verso il livello di produzione di componenti: ciò ha mutato anche l'impegno e la struttura delle aziende produttrici di sistemi elettronici sia come qualità del lavoro dei progettisti di hardware sia determinando un massiccio spostamento di questi verso attività di software.

Se la complessità del circuito aumenta, la quantità di anni-uomo necessaria per progettarlo aumenta in ragione di $1 \div 10$ anni-uomo ogni 1000 funzioni, ma il tempo necessario per correggere un errore cresce a un ritmo molto più elevato.

La soluzione non può che essere il Ca unitamente all'uso di procedure ben studiate di verifica e collaudo. Punto nodale del CAD è la possibilità di simulare il funzionamento del sistema ai suoi diversi livelli di astrazione. Assume quindi importanza l'accuratezza con la quale i modelli matematici a disposizione descrivono il comportamento dei componenti attivi e passivi.

Questi modelli, immessi in pacchetti software che permettono di risolvere le equazioni di descrizione del comportamento del sistema al livello di astrazione scelto (dalle equazioni alle maglie e ai nodi, a livello fisico, all'algebra booleana, a livello logico, e così via), consentono di ottenere, per simulazione, sia la descrizione della condizione di riposo della parte di sistema sotto esame, che il risultato della elaborazione da essa eseguita, una volta noto il segnale di ingresso.

Una questione da tenere in alta considerazione è la possibilità di eseguire l'elaborazione del segnale, come si dice, su base software.

Quanto detto in merito all'abbattimento dei costi ottenuto grazie ai processi di integrazione ha anche consentito di dotare un sistema elettronico di

uno strumento di calcolo a esso dedicato (SBC = *Single Board Computer* o scheda di calcolo, a volte detto anche DSP = *Digital Signal Processor* o processatore digitale di segnale) che svolge la sua funzione tramite una CPU.

Tabella 1.5

	$I^2 L$	NMOS
Livello di Integrazione Gates/mm ²	200	150
Ritardo minimo per gate	~ 20 nS	20 nS
Prodotto Potenza-Ritardo	0,7 - 2 pJ	3 pJ
Neutroni n/cm ²	~ 3x10 ¹³	10 ¹⁵
Dose Totale di Radiazioni Ionizzanti - Rads (Si)	3x10 ⁶	10 ⁴ - 10 ⁵
Dose Transitoria Rads (Si)/s	>10 ⁹	10 ⁵
Dose Transitoria Massima-Rads (Si)/s	~ 10 ¹⁰	10 ⁵

Il sistema eseguirà dunque il suo compito non in virtù della sola sua struttura (HW), ma come risultato di una costruzione in grado di eseguire un insieme ordinato di istruzioni (SW) che producono il voluto trattamento dell'informazione. Invece che a una realizzazione tutta volta alla specializzazione delle funzioni fisiche, ci si trova perciò di fronte a un progetto consistente nella scelta e nell'ordinamento di istruzioni da eseguire e del sistema in grado di eseguirle, il che determina una interdipendenza tra HW e SW, che non di rado risulta molto marcata.

Le caratteristiche dei due tipi di soluzione del problema elaborativo sono riassunte dal grafico qualitativo di Figura 1.22.

In esso si vede come l'aumentare della complessità del microcircuito limiti la varietà degli impieghi dello stesso, fino a che questi scendono a pochissime unità per microcircuiti cosiddetti *dedicati* (ASIC) i quali sono quindi giustificati solo dalla produzione di un gran numero di sistemi tutti uguali.

La possibilità di impiegare microprocessori tende a far aumentare di nuovo la varietà di usi possibili in quanto questi variano con il programma che il microprocessore è in grado di eseguire. La Tabella 1.6, nella quale si considera anche la possibilità che l'elaborazione sia eseguita da un calcolatore di impiego generale, riassume le caratteristiche delle diverse soluzioni.

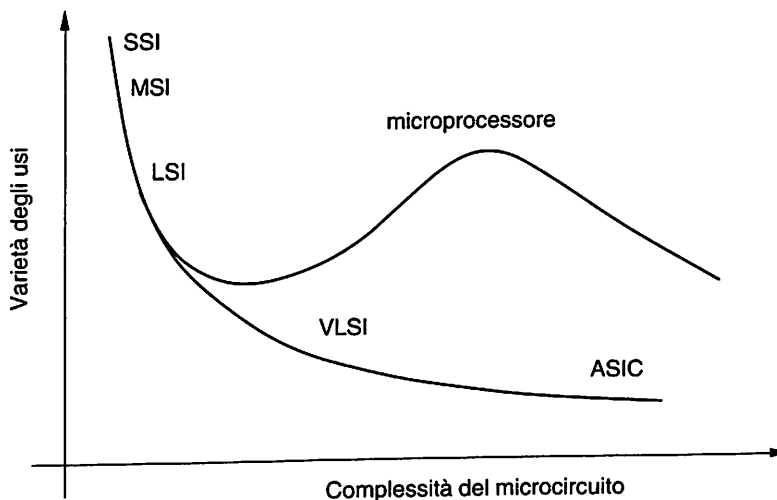


Figura 1.22

Da essa appare evidente che il compromesso viene giocato nell'ambito flessibilità-costo-rapidità-complessità.

1.9 I modelli dei componenti passivi e dei generatori indipendenti

Nei paragrafi precedenti si è più volte sottolineata la necessità dell'utilizzazione di programmi di CAD per il progetto di sistemi complessi e l'importanza che conseguentemente assume il disporre di modelli matematici che, con

Tabella 1.6

	HARDWARE O LOGICA CABLATA	MINI COMPUTER	ASIC	MICRO PROCESSORE
PROGETTO	complesso	molto semplice	molto complesso	semplice
FLESSIBILITÀ	poca	eccellente	nessuna	eccellente
TEMPO DI SVILUPPO	lungo	molto breve	molto lungo	breve
COSTO (per basso numero di pezzi di alta complessità)	alto	basso	molto alto	da basso a medio
COSTO (per alto numero di pezzi di alta complessità)	alto	alto	basso	basso
PRESTAZIONI	da medie a alte	da medie a buone	in potenza le migliori	da basse a medie
MINIATURIZZAZIONE	bassa	pessima	ottima	eccellente
AFFIDABILITÀ	da discreta a buona	buona	molto buona	buona
COMPLESSITÀ POTENZIALE	alta	molto bassa	bassa	bassa
FACILITÀ DI APPLICAZIONE	pessima	ottima	buona	buona

l'accuratezza imposta dalle esigenze del progetto, descrivano il comportamento fisico dei diversi componenti.

Si dà il nome di modello al complesso delle equazioni (o altri formalismi) e delle conseguenti rappresentazioni grafiche e fisico-matematiche che

descrivono, come si è appena detto, il comportamento di un sistema, in questo caso di un componente elettronico.

È bene chiarire che il modello di un componente non sempre è il risultato di una deduzione dalle leggi fisiche che ne regolano il funzionamento. Più spesso si tratta, per esempio, di un insieme di equazioni che rappresentano i risultati della misura di n grandezze ritenute significative. Le misure $I_C(V_{CE}, I_B)$ di un transistor o quelle riportate nella Figura 1.9.b sono un esempio di tale procedura: in questo caso si parla di modello fenomenologico.

Va da sé che il modello ha lo stesso campo di validità all'interno del quale le misure sono state eseguite. Cioè, se il funzionamento del componente dipende da K parametri, il suo modello dovrebbe essere una ipersuperficie nello spazio a $K + n$ dimensioni, il che può risultare assolutamente poco pratico.

Invece di ricercare quindi un modello valido in tutto lo spazio dei parametri, è più conveniente separare i diversi ambiti, ossia segmentare lo spazio in campi di validità.

Particolare importanza ha la distinzione tra modello statico e dinamico. Il modello prima richiamato $I_C(V_{CE}, I_B)$ sarà un modello statico ($\omega = 0$), valido cioè quando la frequenza dei segnali è nulla, poiché in esso non compare alcun riferimento al tempo e va da sé che tale modello potrà dare informazioni solo sul comportamento statico del transistor.

Pensare che il modello non perda sostanzialmente validità anche se la frequenza si sposta da zero è quindi un'ipotesi che va sempre verificata con un confronto di valori, una misura o quant'altro. Una volta trovato il valore ω_M fino al quale l'errore che si fa considerando valido il modello statico può essere accettato per l'applicazione alla quale si sta lavorando, si usa chiamare le frequenze $\omega < \omega_M$ "basse frequenze" e quelle $\omega > \omega_M$ "alte frequenze", spesso senza specificare il termine di paragone (ω_M), che si sottintende.

Questa pratica può essere seguita fino a quando non sorgono confusioni nel discorso ed è comunque evidente che ω_M deve essere determinato e fissato caso per caso.

Avremo, analogamente, modelli validi in un intervallo di temperatura, oppure in un intervallo dei valori delle variazioni delle grandezze elettriche (per esempio il ben noto modello equivalente per *piccoli segnali*), e così via.

L'ambito di validità di un modello matematico, grafico o fisico-schematico che sia, qualora non sia chiaramente sottinteso, va sempre specificato, anche a costo di appesantire il discorso.

In questo paragrafo si farà una breve revisione dei modelli dei componenti passivi di uso più frequente riferendosi a una delle versioni del programma di simulazione SPICE (Stanford Program for Integrated Circuits Emulation) le

caratteristiche generali del quale si riterranno note. Per un livello di approfondimento di SPICE maggiore di quanto non sia possibile realizzare in questa sede, si rimanda ai manuali d'uso del programma.

1.9.a Resistenza

Il modello più elementare di questo componente è quello derivato dalla legge di Ohm per la quale il valore R della resistenza è dato dal rapporto tra la tensione ai suoi capi e la corrente che la attraversa, sia in regime continuo che comunque dipendente dal tempo. Trattasi, evidentemente, di una estrema schematizzazione che solo approssima il reale comportamento del componente. Esso infatti presenta, in primo luogo, un comportamento che risulta anche funzione della frequenza e che può essere modellizzato inserendo, nella sua rappresentazione grafica (è questo un esempio di modello a rappresentazione fisico-schematica), una capacità ed una induttanza che si usa chiamare *elementi parassiti*. La Figura 1.23 mostra tale, più realistica, modellizzazione che, evidentemente, assume importanza a partire da quelle frequenze per le quali le reattanze di C_p e di L_p cominciano a essere paragonabili con R .

Anche la realizzazione del componente dovrà tenere conto delle frequenze alle quali esso viene usato e, a parità di valore resistivo, una resistenza per "alte frequenze" avrà costituzione, aspetto, modalità di montaggio e costo molto diversi da quelli di una resistenza per "basse frequenze". Scegliere quindi il tipo di componente da utilizzare significa quasi sempre mettersi nella condizione di poter trascurare la considerazione dei parassiti di Figura 1.23: ciò che faremo costantemente nel seguito.

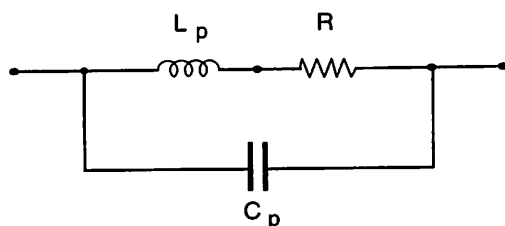


Figura 1.23

In secondo luogo, è ben noto che la resistività di un qualunque materiale è funzione della sua temperatura e che questa dipende dalla potenza in esso dissipata per effetto Joule e quindi dalla densità di corrente che lo attraversa. È dunque ancora una volta non realistica la presunzione di linearità del modello di Ohm.



La variazione di R con la temperatura è, in generale, modellizzata con un polinomio del tipo:

$$R(T) = R(T_0) \cdot [1 + \alpha_1 (T - T_0) + \alpha_2 (T - T_0)^2] \quad (1.39)$$

dove α_1 e α_2 sono funzione del tipo di materiale usato per la costruzione del componente e la temperatura da esso raggiunta è determinata dalle condizioni e dai meccanismi con i quali esso scambia calore con l'ambiente circostante.

Le resistenze di bassa frequenza, di forma più o meno cilindrica, a parità di valore resistivo possono sopportare diversi livelli di corrente (e quindi di potenza) a seconda delle loro dimensioni, cioè della superficie che espongono allo scambio termico e della loro capacità termica.

Si avranno perciò resistenze da 1/4, 1/2, 1, 2, 5, 10 Watt e di wattaggio ancora più alto a seconda delle necessità: *la determinazione progettuale del valore R da montare deve sempre essere accompagnata da quella del wattaggio da usare*. Una buona documentazione degli schemi di montaggio deve quindi riportare esplicitamente queste determinazioni.

Per valori di resistenza in genere superiori a 1 M Ω , può avere interesse specificare anche il valore massimo di tensione applicabile, quello cioè che determina, all'interno del corpo del resistore, la scarica tra i due terminali per perforazione del dielettrico interposto.

Tutto ciò premesso, se correttamente progettata tenendo in debito conto il campo di utilizzo del componente, la resistenza può essere quasi sempre modellizzata con il suo solo valore nominale. La conseguente dichiarazione a SPICE assume la seguente forma:

```
Rxxxxxx N1 N2 VALORE
```

Cioè, per esempio:

```
R1 4 5 820
```

significa che la resistenza R_1 è connessa tra i nodi 4 e 5 e ha valore 820 Ω . SPICE accetta anche la notazione K per k Ω e M per M Ω dopo VALORE.

1.9.b Capacità e induttanza

Il modello ideale dei due componenti è rispettivamente dato dalle relazioni seguenti:

$$V_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^t I_C(t') dt' + V_C(0)$$

$$I_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^t V_L(t') dt' + I_L(0)$$
(1.40)

che, in regime sinusoidale, forniscono le rispettive reattanze:

$$X_C = - \frac{1}{\omega C} \qquad X_L = \omega L$$
(1.41)

Una loro descrizione più realistica deve, anche in questo caso, prevedere elementi parassiti che possono essere tenuti in conto secondo gli schemi di Figura 1.24.a e b.

Anche in questo caso, quindi, la realizzazione fisica del componente rappresenta un capitolo a sé delle operazioni di progetto, volto a garantire che, nell'intervallo di frequenze sotto elaborazione, il comportamento del componente sia determinato dal suo elemento nominale e non dai parassiti. Se il componente è correttamente progettato, ciò può essere ottenuto e quindi si può omettere la considerazione dei parassiti.

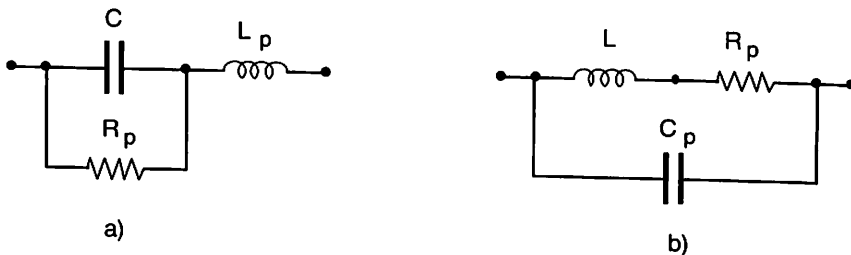


Figura 1.24

In questo caso le dichiarazioni a SPICE assumono la forma seguente (IC sta per Condizione Iniziale):

Cxxxxxx	N +	N-	VALORE	IC = V _C (0)
Lxxxxxx	N +	N-	VALORE	IC = I _L (0)

Cioè, per esempio:

CB	1	16	1 UF	
CBE	10	7	0.001 UF	IC = 0.68 V

significa che il condensatore C_B è connesso tra il nodo 1, che deve essere considerato positivo, e il nodo 16 e vale $1 \mu\text{F}$ e che il condensatore C_{BE} è connesso tra il nodo 10, da considerarsi polo positivo, e il nodo 7, ha valore 1 nF e $V_C(0)$ vale $0,68 \text{ V}$.

Se IC non viene specificata, viene presa pari a 0 per default. Similmente:

LS	8	2	1 UH	
LRF	6	14	0.1 UH	IC = 3.2 mA

indicano la situazione di L_S e L_{RF} con significati analoghi o duali.

1.9.c *Mutua induttanza*

Fermo restando quanto detto nel Paragrafo 1.9.b per la singola induttanza, la dichiarazione di due induttanze accoppiate si esegue nella forma:

Kxxxxxxx	Lyyyyyyy	Lzzzzzzz	VALORE
----------	----------	----------	--------

cioè, per esempio:

K12	LS	LRF	0.8
-----	----	-----	-----

specifica che tra le induttanze L_S e L_{RF} dichiarate a parte c'è un accoppiamento K_{12} (compreso tra 0 e 1) tale che $M_{12} = K_{12} \sqrt{L_S L_{RF}}$ è il valore della mutua induttanza. Il segno di quest'ultima è stabilito dall'aver considerato marcato col punto il primo nodo nella dichiarazione delle due induttanze.

1.9.d *Linea di trasmissione*

Un collegamento tra due nodi deve essere considerato una linea di trasmissione quando il tempo di transito della perturbazione elettromagnetica su di

esso è confrontabile con i tempi caratteristici di quest'ultima (periodo se trattasi di perturbazione periodica, tempi di commutazione, ecc.). Per esempio, una linea di circuito stampato su fibra di vetro ($\epsilon_r = 4,7$), di larghezza pari a 0,65 mm e con piano di massa ha un tempo di transito del fronte di un impulso di 52 ps/cm. Se il fronte ha un tempo di commutazione di 1 nsec, un collegamento di una ventina di cm richiede un pari tempo di transito.

In queste condizioni non è corretto parlare in termini di tensione e corrente, dato che il campo \mathbf{E} non è irrotazionale e quello \mathbf{J} non è solenoidale.

Si può comunque dimostrare che, sotto ipotesi largamente verificate in pratica, se ci si mantiene su un piano ortogonale alla direzione della linea, cioè in una sezione S della linea, i concetti di tensione e di corrente (v. Fig. 1.25) tornano ad avere senso.

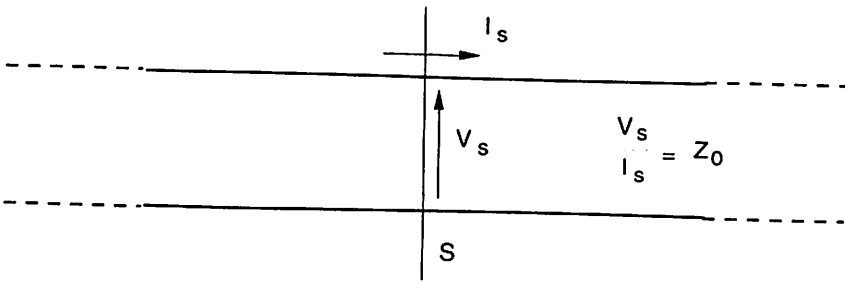


Figura 1.25

Ciò premesso, si definisce impedenza caratteristica Z_0 della linea il rapporto $\frac{V_s}{I_s}$ relativo a una qualunque sezione di una linea infinita.

Se la linea è priva di perdite, Z_0 è reale (R_0). Detta L l'induttanza e C la capacità *per unità di lunghezza* della linea, si ha che:

$$R_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1.42)$$

e la velocità di propagazione di una perturbazione lungo la linea è data da:

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.43)$$

La pista di circuito stampato (PCB = *Printed Circuit Board*) descritta prima ha una $R_0 = 100 \Omega$. Una coppia di fili di diametro $\phi = 0,25 \div 0,30$ mm intrecciati (*twisted pair*) ha una resistenza caratteristica $R_0 = 100 \div 115 \Omega$.

Si supponga ora che, nella generica sezione S della linea, si veda una resistenza $R_s \neq R_0$. La perturbazione V che viaggia sulla linea mantiene su ogni sezione il rapporto tra tensione e corrente pari a R_0 fino a quando non arriva alla sezione che presenta la discontinuità. Ma anche in essa deve valere la legge di Ohm. Per rispettare questa condizione, si determina una riflessione della perturbazione in S (nel senso che l'onda V incidente su S dà immediatamente luogo a un'onda riflessa), tale che, detto r il tasso di riflessione, si abbia:

$$R_s = \frac{V_s}{I_s} = \frac{V + \rho V}{\frac{V}{R_0} - \frac{\rho V}{R_0}}$$

che definisce il valore di r (reale, nel caso senza perdite):

$$\rho = \frac{R_s - R_0}{R_s + R_0} \quad (1.44)$$

Per comprendere il fenomeno della riflessione, si faccia riferimento ai seguenti esempi.

Esempio 1.9.1 In Figura 1.26 una linea con $R_0 = 93 \Omega$ è interessata da una perturbazione impulsiva, della quale si può trascurare il tempo di salita, ampia 1 V e generata con una resistenza di uscita di 31Ω . La linea è aperta nella sua sezione terminale: si determini l'evoluzione del segnale nella sezione del generatore (V_1) e terminale (V_T) nel caso questa sia lasciata aperta ($R_T = \infty$).

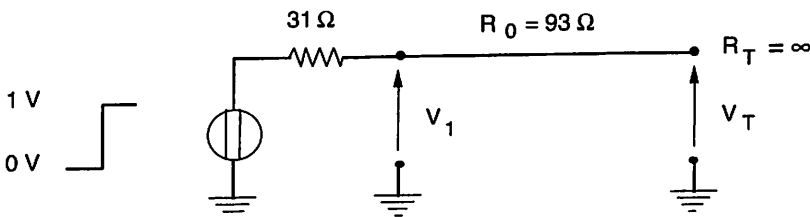


Figura 1.26

Il coefficiente di riflessione all'uscita del generatore vale $\rho_1 = \frac{31 - 93}{31 + 93} = -0,5$ e nella sezione terminale $\rho_T = 1$. All'istante di applicazione del gradino, si genera nella sezione iniziale una tensione $V_1(t = 0) = \frac{93}{31 + 93} \cdot 1 = 0,75$ V che comincia a propagarsi lungo la linea, raggiungendo la sezione terminale dopo il tempo di propagazione T . Qui viene riflessa totalmente ($\rho_T = 1$) e si costruisce quindi una tensione totale pari alla somma dell'onda diretta e di quella riflessa, che vale $V_T(T) = 0,75 + \rho_T \cdot 0,75 = 1.5$ V.

Il diagramma di Figura 1.27 mostra i valori delle tensioni costruite, cioè la tensione preesistente più il valore dell'onda incidente moltiplicata per $(1 + \rho)$, e di quelle riflesse nei diversi tempi significativi. Le linee tratteggiate rappresentano onde che si propagano con segno negativo.

A regime, ossia per $t \rightarrow \infty$, tutta la linea dovrà trovarsi in una situazione statica a una tensione di 1 V rispetto a massa.

Esempio 1.9.2 Si ripeta il calcolo per la situazione di Figura 1.28, che usa notazioni già commentate.

In virtù dell'adattamento nella terminazione di sorgente, il transitorio termina dopo $2T$ dall'applicazione della perturbazione. Si vede che, nella terminazione finale (fig. 1.28.c), si ottiene l'impulso di partenza con un ritardo T .

Questo tipo di situazione, detta "terminazione serie", è relativa al caso nel quale il carico presenta una impedenza in modulo molto maggiore di R_0 a tutte le frequenze in gioco. Per esempio, se il generatore è una cella ECL, che esce con una resistenza di una o due decine di Ohm, si può aggiungere una resistenza per arrivare al valore di R_0 della linea e considerare infinita la resistenza di utilizzazione, in quanto l'ingresso di una cella ECL ha valori dell'ordine di uno o due migliaia di Ω . Similmente si può ragionare nel caso in cui la tecnologia usata sia del tipo MOS.

Si noti che, nelle Figure 1.26 e 1.28 si sono considerati impulsi ideali: una rappresentazione più realistica avrebbe arrotondato le transizioni.

Qualora si renda necessario, SPICE è in grado di considerare anche collegamenti non istantanei, ossia linee di trasmissione, tra i nodi della rete. In questa eventualità, la dichiarazione ha la forma (semplificata) seguente:

```
Txxxxxx N1 N2 N3 N4 Z0 = VALORE TD = VALORE
```

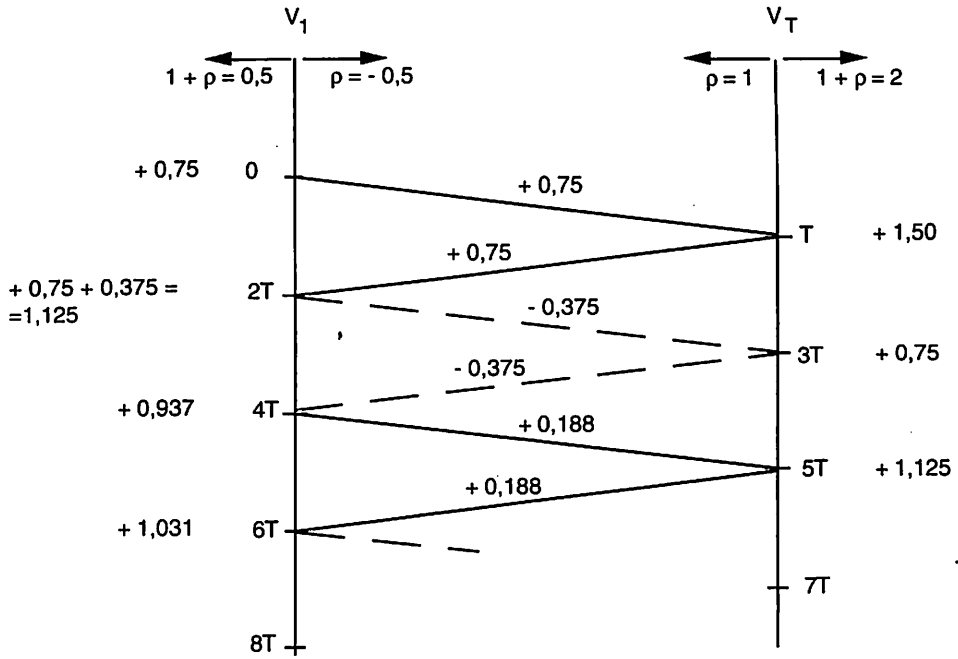


Figura 1.27

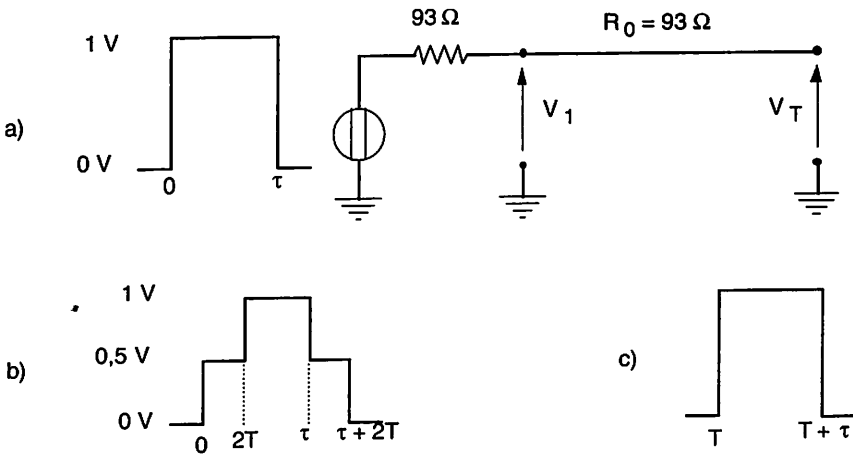


Figura 1.28

cioè, per esempio:

T1 8 0 9 0 $Z_0 = 50$ $T_D = 15\text{NS}$

significa che si deve considerare la connessione tra la coppia di nodi 8 e 0 e la coppia 9 e 0 come una linea di trasmissione T1 con impedenza caratteristica $Z_0 = 50 \Omega$ e tempo di percorrenza $T_D = 15 \text{ ns}$ (D sta per *Delay* = ritardo).

Si noti che SPICE considera il nodo indicato con 0 come massa. Nel caso precedente, quindi, la connessione è, come si dice, sbilanciata, ossia riferita a massa.

Qualora si trattasse di un'uscita differenziale che vada ad alimentare un ingresso differenziale, i quattro numeri sarebbero tutti diversi da zero e la connessione sarebbe bilanciata.

1.9.e Generatori indipendenti

Benché un generatore non sia un componente passivo, consideriamo i generatori indipendenti in questo ambito per separarli dai generatori dipendenti che compaiono nei circuiti equivalenti degli elementi attivi (diodi e transistor). I generatori indipendenti che prenderemo in esame sono l'alimentatore, i rami di polarizzazione e i generatori di segnale.

a) Generatore di tensione continua di alimentazione.

Conto tenuto di quanto esposto al Paragrafo 1.5, SPICE tratta l'alimentatore come un generatore ideale, per il quale bisogna specificare a parte la resistenza serie di uscita (se se ne rileva la necessità) con una dichiarazione esplicita di resistenza (v. Paragrafo 1.9.a). Quindi l'alimentatore si dichiara come segue:

Vxxxxxxx	N	0	DC	VALORE
----------	---	---	----	--------

cioè, per esempio:

VCC	10	0	DC	12
-----	----	---	----	----

rappresenta una alimentazione $V_{CC} = 12 \text{ V}$ sul nodo numerato come 10. La specificazione DC può essere omessa. Similmente:

VEE	7	0	-5.2	
-----	---	---	------	--

rappresenta l'alimentazione $V_{EE} = -5,2 \text{ V}$ fornita sul nodo 7.

b) Ramo di polarizzazione.

I rami di polarizzazione impongono una corrente nel ramo cui appartengono. Vengono trattati come generatori di corrente e l'eventuale resistenza parallelo d'uscita va specificata a parte. Il ramo è quindi dichiarato come:

Ixxxxxxx N+ N- DC VALORE

cioè:

IR 7 4 DC 5E-3

è un ramo di polarizzazione che impone una corrente $I_R = 5$ mA che esce dal nodo 7 ed entra nel nodo 4. La specificazione DC può essere omessa.

c) Generatore sinusoidale di tensione (o corrente).

Si tratta di un generatore ideale di tensione (o corrente) che fornisce:

$$V_S = \bar{V}_S + \hat{V}_S \sin[2\pi f(t - t_D)] \quad (1.45)$$

e che va dichiarato come segue:

Vxxxxxxxx N+ N- SIN (\bar{V}_S \hat{V} FREQ TD)

cioè, per esempio:

VIN 3 0 SIN (0 1 10MEG 5NS)

rappresenta una tensione $V_{IN} = \sin 2\pi \cdot 10^7 t$ imposta tra i nodi 3 e 0 e che comincia 5 nsec più tardi dell'istante assunto come zero. Si noti che, in questo caso, ambedue i nodi possono essere diversi dal nodo di massa e che l'eventuale fase della funzione armonica per $t = 0$ si recupera imponendo nella (1.45) un opportuno t_D . Si intende che da 0 a t_D il generatore fornisce \bar{V}_S .

Una dichiarazione notevole è la seguente:

Vxxxxxxxx N+ N- AC 1

che rappresenta un generatore di tensione 1 (unità arbitrarie) tra i nodi N+ e N-. Questa dichiarazione vive in congiunzione con la scheda .AC,

della quale si dirà dopo e rappresenta il generatore di "piccoli segnali" di prova per ottenere il diagramma di Bode di un sistema.

d) Generatore di impulso di tensione (o di corrente).

Con valore dei simboli analogo a quanto detto in precedenza:

Vxxxxxxx N + N - PULSE(V1 V2 TD TR TF PW PER)

cioè, per esempio:

VIN 5 11 PULSE(0 1 5NS 2NS 4NS 40NS 100NS)

è un generatore di impulso con il positivo nel nodo 5 e il negativo nel nodo 11 che parte da 0 e arriva a 1 V, comincia dopo 5 nsec, ha tempo di salita 2 nsec e di discesa 4 nsec, dura 40 nsec e si ripete ogni 100 nsec. Un singolo periodo è descritto dalla Figura 1.29.

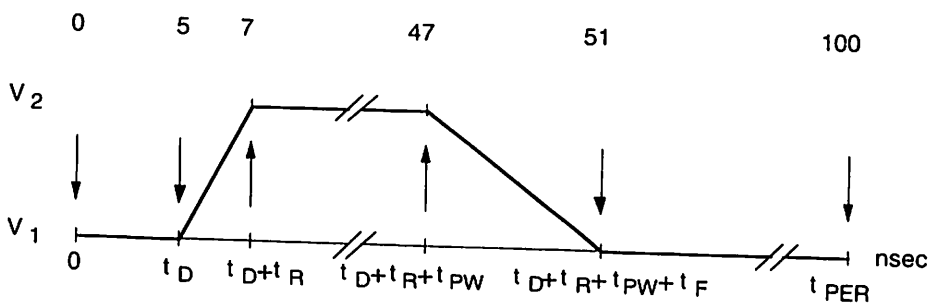


Figura 1.29

Se si vuole un solo impulso non ripetitivo, si omette l'indicazione PER che per default viene assunta pari a t_{stop} , cioè al tempo di elaborazione. Se si omettono t_R e/o t_F , il programma assume per default l'intervallo di calcolo t_{step} .

e) Generatori di forme d'onda di tensione (di corrente) lineare a tratti (*Piece-Wise Linear* = PWL).

Passando subito all'esempio, un generatore del tipo:

VCLOCK 7 5 PWL(0 -7 10NS -7 11NS
-3 17NS -3 18NS -7
50NS -7)

è un generatore V_{CLOCK} tra i nodi 7 (positivo) e 5, che genera la forma d'onda di Figura 1.30.

Il generatore è quindi specificato fornendo coppie di valori t_i, V_i , dentro le

parentesi, che rappresentano il periodo della forma d'onda. Anche se l'esempio può essere ottenuto con la dichiarazione di PULSE, è evidente la maggiore flessibilità della sorgente PWL.

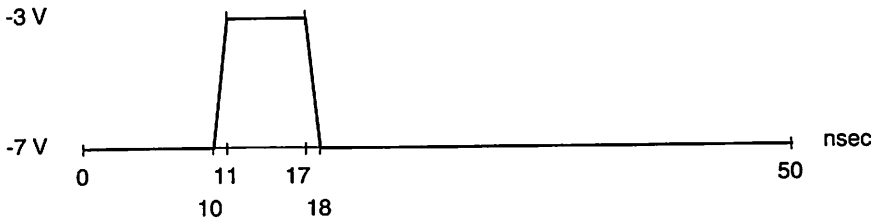


Figura 1.30

A chiusura di questo argomento si specifica che:

- Possono essere dichiarati a SPICE anche generatori esponenziali, sinusoidali smorzati esponenzialmente, sinusoidali modulati in frequenza, per i quali si rimanda ai manuali.
- La corrente positiva nei generatori di tensione è pensata uscente da N+.
- La tensione nei generatori di corrente è misurata tra N+ e N-.
- Un generatore di tensione nulla può quindi essere usato per misurare la corrente in un ramo dello schema che si sta simulando e la sua dichiarazione sarà, per esempio:

```
VFITT 7 8
```

che servirà per misurare la corrente nel ramo che congiunge i nodi 7 e 8 con direzione da 8 verso 7.

1.10 I modelli dei generatori controllati o dipendenti

Un generatore si dice controllato quando il valore della grandezza da esso imposta assume una delle seguenti quattro forme:

$$I = f(V) \quad V = f(V) \quad I = f(I) \quad V = f(I) \quad (1.46)$$

con ovvio significato dei simboli. SPICE accetta dichiarazioni di generatori dipendenti per i quali le funzioni (1.46) siano polinomiali di grado qualsiasi con argomento la tensione (la corrente) tra una coppia di nodi qualsiasi (in un ramo qualsiasi).

Rimandando ancora ai manuali di SPICE per una descrizione completa della dichiarazione relativa a una delle (1.46), si supponrà in questa sede che le relazioni siano di semplice proporzionalità.

1.10.a Generatore di corrente controllato in tensione

Il suo simbolo è quello di Figura 1.31, dove si è fatto riferimento al generatore controllato che compare nel circuito equivalente di Giacoletto per un BJT in regime di piccoli segnali.

La sua dichiarazione è:

Gxxxxxxx N+ N- NC+ NC- VALORE

e cioè, per esempio per la Figura 1.31 si avrebbe:

GGM 7 4 NC+ NC- 40 MMHO

ove NC significa nodo di controllo (positivo e negativo, rispettivamente base ed emitter) e si è specificato il valore del coefficiente $g_m = 40 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1}$.

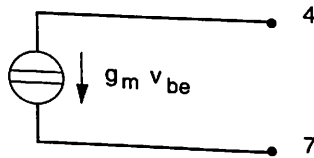


Figura 1.31

1.10.b Generatore di tensione controllato in tensione

Il suo simbolo compare in Figura 1.32, dove si è fatto riferimento al generatore di reazione (detto: *reverse*) nel modello a parametri h di una rete lineare due porte.

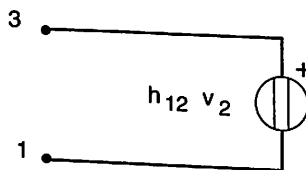


Figura 1.32

Con simbologia ormai chiara e sulla quale non ci si soffermerà oltre, si ha:

Exxxxxxx N+ N- NC+ N- VALORE

dove, nel caso di Figura 1.32, VALORE indicherebbe il valore di h_{12} .

1.10.c Generatore di corrente controllato in corrente

Il simbolo di questo generatore utilizzato in Figura 1.33 è tratto da un possibile circuito equivalente statico di un BJT.

La sua dichiarazione è:

Fxxxxxxx N+ N- Vxxxxxxx VALORE

dove Vxxx è il nome di una sorgente di tensione reale o fittizia utilizzata per determinare la corrente controllante e VALORE rappresenta, nell'esempio, h_{FE} .

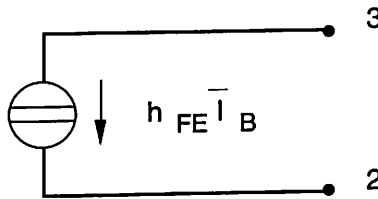


Figura 1.33

1.10.d Generatore di tensione controllato in corrente

Simbolo e dichiarazione sono riportati (v. Fig. 1.34) senza ulteriori commenti:

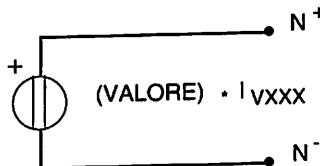


Figura 1.34

Hxxxxxxx N+ N- Vxxxxxxx VALORE

e VALORE è espresso in Ω .

1.11 I modelli dei componenti attivi

Tradizionalmente in elettronica si intende per componenti attivi diodi e transistori. Questi componenti rappresentano uno dei più straordinari risultati della meccanica quantistica applicata allo studio della materia allo stato solido cristallino: si comprende che un modello matematico derivato direttamente dalla teoria che preveda e giustifichi, per esempio, il funzionamento di una giunzione p-n, sarebbe molto complicato. Ci si riduce quindi a studiare e utilizzare modelli che descrivano, in un determinato campo di variabilità dei parametri significativi, il comportamento dei componenti ai fini della loro utilizzazione nei circuiti elettronici.

Si tratta di considerare modelli matematici di tipo fenomenologico, che descrivono cioè il risultato di misurazioni, insieme ai conseguenti modelli grafici e fisico-schematici (cioè circuitali) nei quali si prenderà in considerazione un sottoinsieme dei parametri scelto in base alla loro significatività relativamente all'applicazione che si considera.

In queste note ci si limiterà a commentare i modelli utilizzati dal simulatore per il diodo a giunzione, il diodo zener, il BJT, il JFET e il MOSFET, essendo questi i componenti attivi di più largo uso. Se si vuole descrivere i componenti prendendo in considerazione i diversi aspetti del loro comportamento (totalità degli elementi cosiddetti parassiti, generazione di rumore, variazioni dei parametri con la temperatura e così via), ci si renderà conto che il numero dei parametri da inserire nel modello è tale da generare una complessità difficilmente maneggiabile se non da un calcolatore.

Infine, per quanto riguarda la dichiarazione dei componenti attivi a SPICE, si noti quanto segue:

- a) Il programma utilizza un ben determinato modello e assume, per i parametri non forniti, valori di default.
- b) Per ogni componente attivo, la dichiarazione consta di due parti: la prima determina sostanzialmente la posizione del componente nello schema, può fornire alcune informazioni geometriche sulla costituzione del componente e rimanda alla seconda parte (la scheda cosiddetta ".MODEL"), che riporta invece l'insieme dei valori assegnati ai parametri del modello.

Come al solito, si rimanda ai manuali del programma per una più accurata descrizione del suo uso.

1.11.a Diodo a giunzione p-n e diodo zener

La misura della caratteristica tensione-corrente (V-I o voltamperometrica) eseguita staticamente su un diodo a giunzione p-n fornisce un risultato del tipo rappresentato in Figura 1.35.

Si prenda per il momento in considerazione solo il primo quadrante e l'ingrandimento della regione intorno all'origine, facendo attenzione ai cambi di scala.

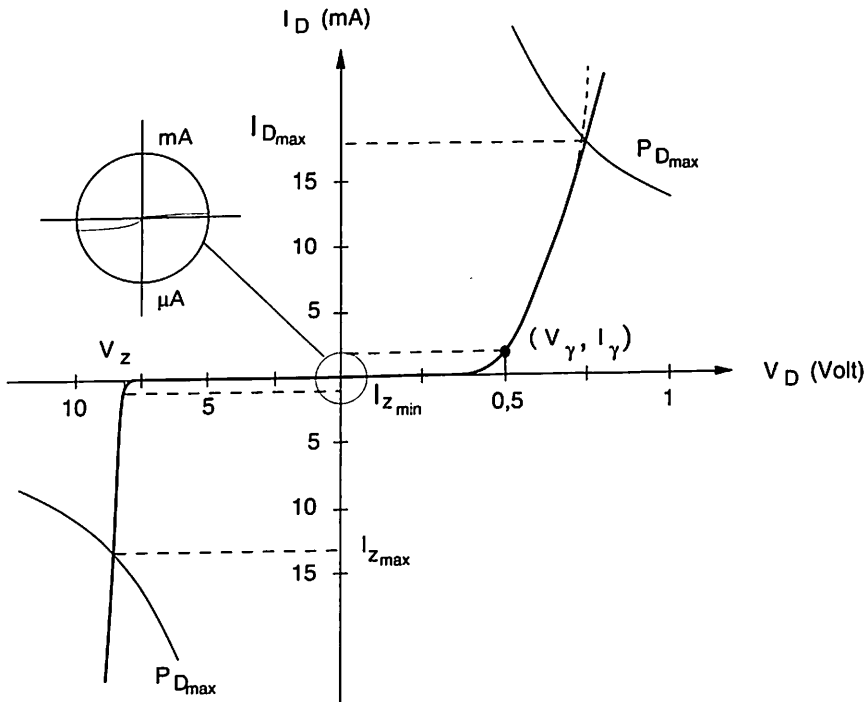


Figura 1.35

Questa porzione della caratteristica V-I è bene rappresentata da un modello matematico del tipo:

$$I_D = I_0 \left(e^{\frac{V_D}{\eta V_T}} - 1 \right) \quad (1.47)$$

Al di sopra di un certo valore di I_D le misure si discostano dall'andamento esponenziale (tratteggiato). Indicando con il simbolo del diodo un componente che sia descritto dal modello (1.47), un modello circuitale (statico) del tipo mostrato in Figura 1.36 interpreta bene i risultati della misura. Esso è valido, in polarizzazione diretta, fino a I_{Dmax} determinata dalla massima potenza P_{Dmax} dissipabile dal componente e, in polarizzazione inversa, fino all'insorgere del fenomeno di scarica. R_s rappresenta la resistenza fisica del Si di cui

è fatto il diodo: la sua presenza si fa sentire per alti valori di I_D causando lo scostamento dal modello (1.47) cui si è già fatto cenno. Il valore di R_s si determina quindi misurando la tangente dell'angolo di inclinazione al quale tende la caratteristica diretta al crescere della corrente.

A volte, per apportare una maggiore semplificazione ai calcoli manuali, si usano modelli semplificati, del tipo mostrato in Figura 1.37.a, b, c, d, ciascuno corredato del suo circuito equivalente. La scelta dell'uno o dell'altro modello dipende dall'applicazione: per esempio, se il diodo è inserito in uno schema per il quale si può trascurare la corrente inversa e la struttura di quanto si sviluppa nel primo quadrante della Figura 1.35, potrà essere giustificato l'uso di un modello estremamente semplificato, del tipo di quello di Figura 1.37.a.

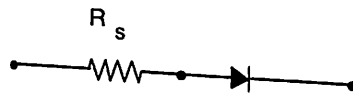


Figura 1.36

Per rendere più quantitative tali considerazioni, si consideri la Figura 1.38.a nella quale si è supposto il diodo inserito in uno schema riconducibile alla Figura 1.38.b utilizzando il Teorema di Thèvenin. Al variare dei valori assunti da R_{th} e V_{th} , si possono avere diverse condizioni di lavoro del diodo a seconda di come si dispone la retta di carico $V_D = V_{th} - R_{th}I_D$ rispetto alla caratteristica V-I.

Nel caso della retta di carico denominata I, il diodo è praticamente comandato da un generatore di corrente; la sua resistenza diretta avrà poca importanza e V_γ sarà molto più piccolo di V_{th} . In queste condizioni è probabile che sia sufficiente il modello, più semplice, dell'interruttore ideale.

Al diminuire dei valori di V_{th} e R_{th} assume sempre più importanza il fatto che la caratteristica presenta un ginocchio (V_g, I_g) e che solo al di là di esso il diodo si fa attraversare da correnti paragonabili alla corrente di corto circuito V_{th}/R_{th} , e, per di più, con una resistenza R_f , che in genere si prende pari a R_s .

In situazioni rappresentate dalla retta di carico II non si farà un grosso errore utilizzando il circuito equivalente resistivo di Figura 1.37.b, mentre per la retta III è evidente l'importanza di V_g e si dovrà scegliere la Figura 1.37.c o d, a seconda di R_{th} e dell'accuratezza del conto che si vuole eseguire. Ma è evidente che la situazione descritta dalla retta IV richiede di eseguire i calcoli almeno con il modello completo di Figura 1.36.

Affermazioni del tipo: "La tensione sulla giunzione p-n vale 0,6 V", sono in sé imprecise e sottintendono che si sta pensando di usare il modello di Figura 1.37.c con $V_\gamma = 0,6$ V.

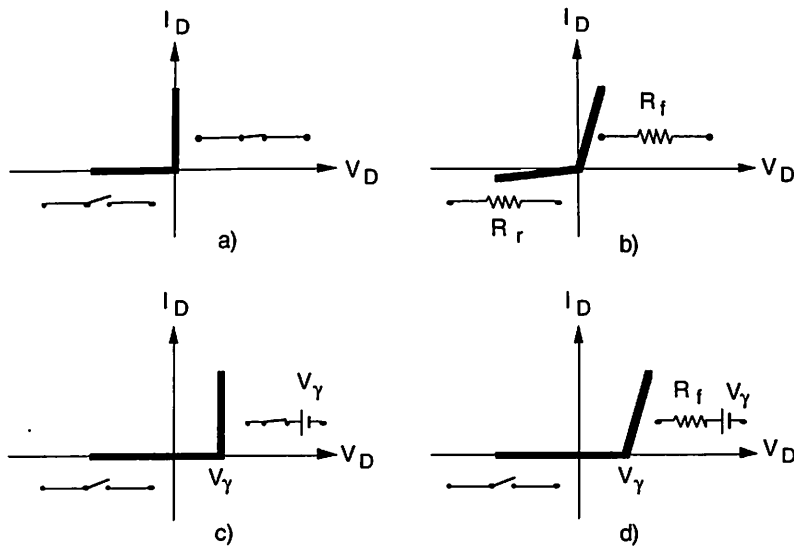


Figura 1.37

Passando al modello dinamico del diodo, cioè alla descrizione del suo comportamento per tensioni e correnti variabili, conviene trattare separatamente il caso di polarizzazione diretta e inversa.

In questa ultima condizione è quasi sempre sufficiente considerare il diodo come la serie di una resistenza pari alla R_s già discussa prima e di una capacità (fig. 1.39) pari alla capacità di transizione della giunzione p-n che varia con la tensione V applicata, come segue:

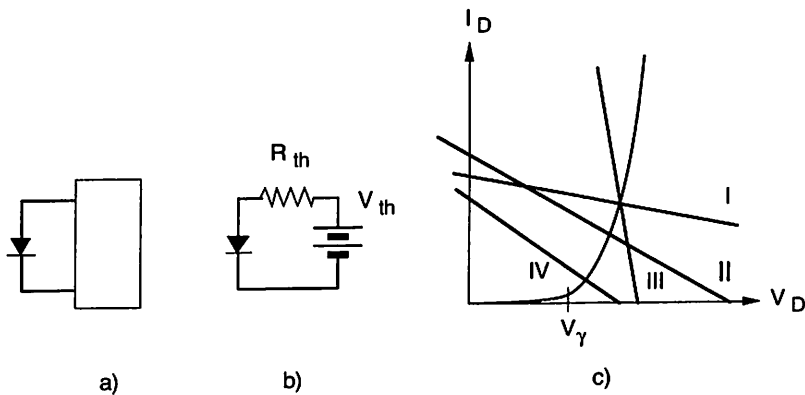


Figura 1.38

$$C_T(V) = \frac{C_{T0}}{\left(1 + \frac{V}{V_{B-i}}\right)^n} \quad (1.48)$$

dove V_{B-i} è la tensione di *built-in* della giunzione, n vale 1/2 per giunzioni brusche e 1/3 per giunzioni graduali e la relazione è valida per tensioni V inverse (considerate in valore assoluto).

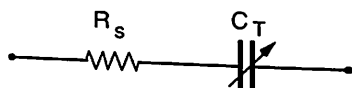


Figura 1.39

Quando viene usato in questa condizione il diodo prende anche il nome di *varactor*.

In polarizzazione diretta la determinazione di un modello dinamico accurato presenta difficoltà molto maggiori: la capacità di giunzione viene assunta pari al doppio di C_{T0} , ma la modellizzazione della capacità di diffusione

$C_D = \frac{dQ}{dV}$ è non lineare e dipende dal modo di variare nel tempo della tensione applicata. La determinazione di C_D implica la soluzione della equazione di continuità e dà luogo a un modello che prende il nome di "modello a controllo di carica".

Senza entrare nei dettagli, basti qui affermare che gli effetti di immagazzinamento di cariche nella giunzione polarizzata direttamente vengono descritti tramite un tempo di transito t_F pari al tempo di vita media dei portatori minoritari prevalenti, cioè quelli provenienti dal lato maggiormente drogato e che la presenza di tali fenomeni allunga il transitorio di spegnimento del diodo quando la tensione applicata si inverte di segno.

Nel caso che la tensione applicata sia sinusoidale e di valore massimo \hat{V} tale che, nell'intorno del suo punto di lavoro, il funzionamento del diodo possa essere descritto da una relazione quadratica del tipo:

$$I_D = a + b v_D + c v_D^2 \quad (1.49)$$

caso che si incontra nelle applicazioni tipo mixer o rivelatore quadratico, il modello a controllo di carica basato sul parametro t_F permette di calcolare i

coefficienti b e c (a è determinato dalla situazione statica di assenza del segnale $v_D = V_D - \bar{V}_D$), che in generale sono complessi.

Un modello del tipo (1.49), derivato cioè da una approssimazione con un polinomio della relazione generica $I = I(V)$, ha sempre un corrispettivo circuitale formato da un generatore di corrente, in parallelo a un elemento lineare, in parallelo a elementi non lineari linearmente dipendenti da v_D e così via.

È evidente la assoluta non utilità di una tale schematizzazione circuitale. Del resto è anche altrettanto ovvio, poiché Figura 1.40 e Eq. (1.49) sono due facce della stessa medaglia, che un modello polinomiale esiste sempre in quanto rappresenta uno sviluppo in serie di Taylor.

Il punto quindi non è quello di riconoscere valido lo sviluppo matematico, ma di dare un criterio per arrestarlo a un ordine tale da commettere un errore inferiore a quello che l'applicazione che si sta studiando può permettere.

Con riferimento alla (1.49), per esempio, il modello a controllo di carica basato sul tempo di transito t_F permette di concludere che, nel limite in cui $\frac{\hat{V}_D}{V_T}$ è tale che:

$$e^{\hat{V}_D/V_T} = 1 + \frac{\hat{V}_D}{V_T} + \frac{1}{2} \left(\frac{\hat{V}_D}{V_T} \right)^2$$

la (1.49) è una approssimazione accettabile del funzionamento del componente.

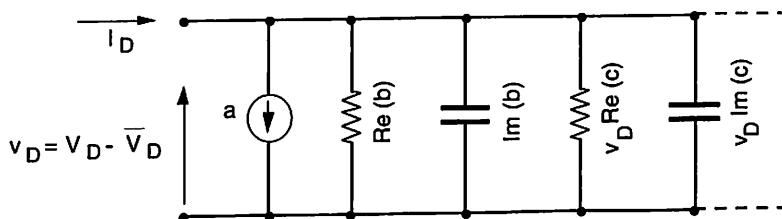


Figura 1.40

Passando a considerare la zona di scarica nel terzo quadrante della Figura 1.35 si noti che:

- Tutti i diodi presentano una zona di scarica e ci si riferisce al diodo zener

quando la giunzione è stata costruita in maniera da essere in grado di sostenere la scarica per un intervallo di corrente $I_{zmin} \div I_{zmax}$ senza distruggersi.

- La corrente I_{zmax} è determinata dalla massima potenza P_{Dmax} che il diodo può dissipare.
- La caratteristica di scarica è molto bene approssimabile con una retta e il punto di lavoro dello zener sarà sempre compreso fra I_{zmin} e I_{zmax} .

Dopo queste considerazioni si comprende che il modello circuitale dello zener è quello mostrato in Figura 1.41, dove r_z è data dalla pendenza della caratteristica V-I nella zona considerata.

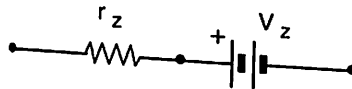


Figura 1.41

La dichiarazione semplificata del diodo a SPICE avviene quindi come segue:

```
Dxxxxxxx  N+          N-          NOMEMOD
.....
.....
.MODEL    NOMEMOD    P1          P2          ...          P14
```

dove, oltre a simboli ormai noti, il nome assegnato al componente (NOME-MOD) rimanda alla relativa scheda .MODEL (ce ne può essere più di una, poiché nello stesso schema possono essere montati diodi diversi) e P1, P2, ..., P14 sono i valori dei quattordici parametri (tra i quali τ_F) del modello utilizzato da SPICE, con l'intesa che per quelli non dichiarati vengono presi valori di default.

1.11.b Transistor a doppia giunzione (BJT)

La caratteristica statica di un BJT si ottiene misurando le due famiglie di curve:

$$I_C = f(V_{CE}, I_B)$$

(1.50)

$$I_B = g(V_{BE}, V_{CE}) \quad (1.51)$$

e ricavando la corrente mancante dall'equilibrio al nodo ($I_C + I_B + I_E = 0$).

Un esempio del risultato di una tale procedura è mostrato in Figura 1.42^(*).

Si tratta di un'icona, rappresentante concettualmente ciò che avviene in situazioni molto difformi tra di loro, perché diversissimi possono essere i transistor per potenza governabile, tensione sopportabile, campo di frequenza d'uso e quant'altro, tutti fattori che incidono sulla conformazione fisica e geometrica del componente e quindi sulle sue caratteristiche statiche.

Quanto sopra giustifica il fatto che non si siano riportati valori numerici sui grafici. Purtroppo, si possono dedurre alcune considerazioni di carattere generale:

- Tutte le caratteristiche di uscita (Fig. 1.42.b), se prolungate verso sinistra senza seguire il ginocchio di saturazione, confluiscono in un punto dell'asse delle tensioni, il cui valore assoluto V_A è detto tensione di Early.
- Tutte le caratteristiche di uscita si addensano, verso sinistra, su una linea ben approssimabile con una retta (punto e tratto) detta caratteristica di saturazione.

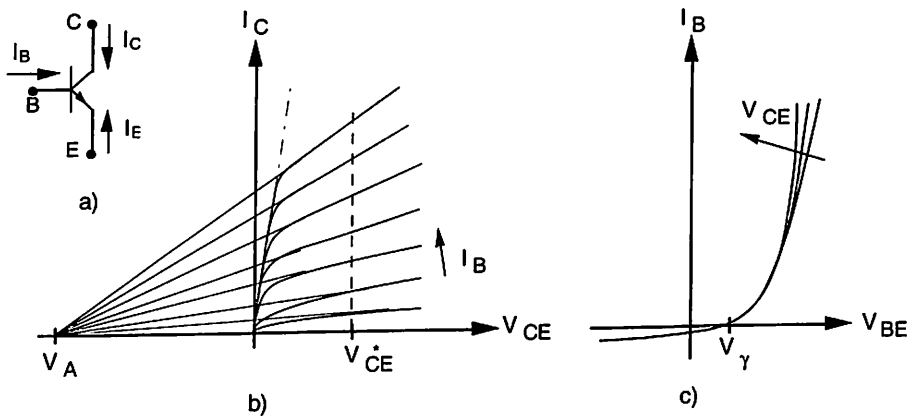


Figura 1.42

- Per un fissato V_{CE}^* a destra della caratteristica di saturazione (linea tratteggiata), gli incrementi di I_C sono quasi proporzionali a quelli di I_B .

(*) Nella Fig. 1.42 non è mostrata la zona di scarica, per alti valori di V_{CE} . A volte, la (1.50) viene sostituita da $I_C = h(V_{CE}, V_{BE})$: le variabili che descrivono il transistor sono comunque I_C, I_B, V_{BE}, V_{CE} .

- Le caratteristiche per $I_B \leq 0$ si addensano tutte sull'asse delle tensioni.
- Le caratteristiche di uscita non passano per l'origine.
- Le caratteristiche di ingresso (Fig. 1.42.c) non passano per l'origine (anche se tale effetto è stato esaltato nella figura).
- Le caratteristiche di ingresso si sfrangiano al variare della V_{CE} , ma tale effetto è molto modesto e spesso la Figura 1.42.c si disegna con una sola "caratteristica media".
- Fra I_C e I_E il rapporto è quasi costante, come lo è tra I_C e I_B .

Un buon modello che descrive i fenomeni richiamati sopra è quello proposto da Ebers e Moll. Si tratta di una terna di equazioni, corredate da alcune considerazioni empiriche, che vengono qui elencate(*):

$$\begin{aligned} I_C &= \alpha_F I_{ES} \left(\exp \frac{V_{BE}}{V_T} - 1 \right) - I_{CS} \left(\exp \frac{V_{BC}}{V_T} - 1 \right) \\ I_E &= - I_{ES} \left(\exp \frac{V_{BE}}{V_T} - 1 \right) + \alpha_R I_{CS} \left(\exp \frac{V_{BC}}{V_T} - 1 \right) \\ \alpha_F I_{ES} &= \alpha_R I_{CS} = I_S \end{aligned} \quad (1.52)$$

Poiché I_B si ricava dall'equilibrio al nodo, le (1.52) sono una possibile determinazione delle (1.50) e (1.51) se, e nella misura in cui, descrivono i dati sperimentali riassunti nella Figura 1.42. Ciò avviene abbastanza bene tranne per il fatto che le caratteristiche non sono orizzontali. Nella zona attiva dei transistor, dove $V_{BE} > V_\gamma$ e $V_{BC} < 0$, si pone in genere:

$$I_C \cong \left[I_S \exp \left(\frac{V_{BE}}{V_T} \right) \right] \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) \quad (1.53)$$

In altre parole, la correzione serve a dare la pendenza voluta alla caratteristica nella zona attiva, ché, altrimenti, riducendosi al solo termine esponenziale, sarebbe parallela all'asse delle V_{CE} .

(*) Si rifletta sul fatto che, nella regione attiva e cioè per $V_{BE} > V_\gamma$, poiché V_γ è dell'ordine di mezzo Volt, l'esponente V_{BE}/V_T è dell'ordine di 20. I valori dei coefficienti moltiplicativi devono quindi essere adeguati alla descrizione del livello delle correnti che si incontrano nella pratica. Il valore di I_S è sempre dell'ordine di unità in 10^{-14} A.

Componendo tra loro le relazioni (1.52) si ottiene che, nella zona attiva, ($V_{BC} < 0$), si ha anche:

$$\begin{aligned} I_C &\equiv -\alpha_F I_E + I_{CS} (1 - \alpha_R \alpha_F) = \\ &= -\alpha_F I_E + (I_C)_{I_E=0} = -\alpha_F I_E + I_{C0} \end{aligned} \quad (1.54)$$

relazione che definisce $\alpha_F \equiv I_C/I_E$. La costante α_R è definita come $\alpha_R \equiv I_E/I_C$ quando il ruolo di collettore ed emitter vengono scambiati.

A causa della diversa concentrazione del drogaggio nella zona che deve funzionare da emitter, rispetto a quella che deve funzionare da collettore, risulta $\alpha_R \ll \alpha_F \approx 1$.

Conseguentemente:

$$\begin{aligned} \frac{I_C}{I_B} &\equiv \beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} \gg 1 \\ \beta_R &= \frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R} \approx \alpha_R \end{aligned} \quad (1.55)$$

Operando analogamente a quanto fatto per ottenere la (1.54) si ha:

$$\begin{aligned} I_E &= -\alpha_R I_C - I_{ES} (1 - \alpha_R \alpha_F) \left(\exp \frac{V_{BE}}{V_T} - 1 \right) \equiv \\ &\approx -I_{ES} \exp \frac{V_{BE}}{V_T} \end{aligned} \quad (1.56)$$

ove si è di nuovo fatta l'ipotesi di trovarsi a lavorare nella zona attiva. Le (1.54) e (1.56) permettono di adottare lo schema equivalente (statico) di Figura 1.43 valido (staticamente) nella zona attiva, nel quale si sono riportate le approssimazioni più evidenti.

Tale schema equivalente descrive il funzionamento del transistor [del resto derivato dal modello matematico (1.52)] come l'insieme di due diodi, gli anodi dei quali distano tra di loro molto meno della lunghezza di diffusione dei portatori minoritari in base. A ciò è dovuta la presenza di due generatori di corrente, mentre $a_F \gg a_R$ perché l'emitter è molto più drogato del collettore.

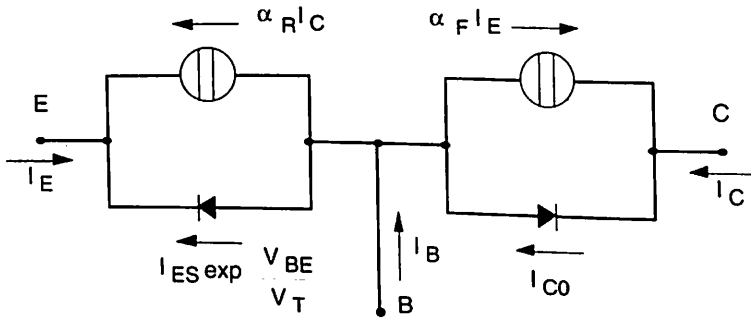


Figura 1.43

La zona di interdizione è definita come quella per la quale $I_E = 0$: ciò, in pratica, avviene per $V_{BE} < V_T$. In queste condizioni, $I_C \cong I_{C0}$ e lo schema di Figura 1.43 si riduce a due diodi polarizzati inversamente.

La zona di saturazione è quella nella quale ambedue i diodi sono polarizzati direttamente, ossia la base ha potenziale maggiore di V_g sia rispetto all'emitter che al collettore^(*). All'aumentare di V_B aumentano sia V_{BE} che V_{BC} e la corrente I_C rimane praticamente costante.

Si possono dare schemi equivalenti validi (nel senso di "utilizzabili"), nelle due zone estreme, derivati da quello di Figura 1.43. Ciò è poco utile: dal momento che uno schema equivalente è una "simulazione" del funzionamento del componente, quando si abbia un buon modello matematico tanto vale procedere, tramite questo, al calcolo di correnti e tensioni, cosa che è molto agevole se si dispone di un mezzo di calcolo automatico. Per avere un'idea di ciò che può succedere in una pratica applicazione, basterà rifarsi al modello grafico di Figura 1.42, come sarà mostrato dagli esempi che verranno commentati nel Capitolo 2.

Prima di concludere l'esame del modello di Ebers e Moll, si noterà espressamente che il modello grafico di Figura 1.42.b deve sempre essere completato con la SOA (*Safe Operating Area*: zona di funzionamento sicuro): questa rappresenta la zona delle caratteristiche di uscita entro la quale il componente può permanere senza rompersi. La SOA è delimitata (v. Fig. 1.44):

- dalla corrente I_{Cmax} che è quella che provoca la distruzione della saldatura tra terminale di collettore e Si;
- dall'iperbole che rappresenta la massima potenza ($I_C \cdot V_{CE} = P_{Dmax}$) dissipabile con continuità dal componente;
- dalla massima tensione V_{CEmax} sostenibile dal componente.

(*) Si è fatto riferimento a un transistor npn. È immediato applicare quanto si va dicendo a un transistor pnp.

La probabilità che il transistor subisca un'avaria irrecuperabile tende rapidamente a 1 col tempo della permanenza del suo punto di lavoro al di fuori della SOA.

Per quanto detto al Paragrafo 1.5.c, P_{Dmax} può variare in funzione del sistema adottato di smaltimento del calore.

Come si è avuto più volte modo di dire, il modello di Ebers e Moll è un modello statico: il suo uso in presenza di tensioni e correnti funzioni del tempo è limitato al caso in cui queste varino molto lentamente rispetto ai tempi di risposta caratteristici della struttura del transistor. Si parlerà di segnali "lenti" o quasi statici.

Un modello (dinamico) più adatto a descrivere il comportamento del transistor per variazioni "rapide" (senza arrivare a frequenze per le quali si deve passare a considerare strutture a costanti distribuite) è quello di Gummel e Poon che, analogamente a quanto avviene nel caso del diodo, si avvale di un formalismo basato sul controllo di carica.

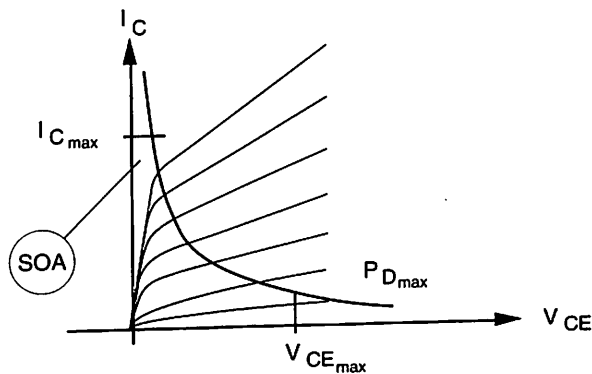


Figura 1.44

Anche in questo caso il modello introduce un tempo t_F , grossolanamente pari al tempo di transito dei portatori minoritari in base, attraverso il quale si descrivono gli effetti reattivi che intervengono in presenza di segnali non lentamente variabili. Il modello di Gummel e Poon si riduce a quello statico di Ebers e Moll quando il contenuto frequenziale dei segnali si mantiene in un intorno della frequenza nulla.

Senza entrare nei dettagli del modello a controllo di carica, basterà considerare che è proprio questo a essere usato da SPICE. Il programma prevede 40 parametri per definire il modello, la variazione dei suoi coefficienti con la temperatura e il valore delle costanti che entrano nelle espressioni tipo (1.48), le quali

forniscono la capacità di transizione delle giunzioni attive e di quelle verso il substrato. In mancanza di dichiarazione di qualcuno dei 40 parametri, il programma assume per default dei valori considerati tipici (per esempio $V_{B-i} = 0,75 \text{ V}$).

La dichiarazione (semplificata) del BJT a SPICE avviene come segue:

```
Qxxxxxxx  NC  NB  NE  NOMEMOD
.....
.....
.MODEL    NOMEMOD TIPO P1 P2  . . . P40
```

dove, a parte simboli ormai familiari, NC, NB, e NE rappresentano i nodi ai quali sono collegati rispettivamente collettore, base ed emitter, mentre TIPO può essere NPN o PNP a seconda del componente.

Prima di concludere l'esame del modello del BJT, si consideri la Figura 1.45. In essa viene riportato un tipico andamento di $b_F = b_F(I_C)$ al variare della temperatura di misura (si noti la scala logaritmica di I_C).

Con ciò si vuole attirare l'attenzione sul fatto che la prima delle (1.55) che definisce uno dei parametri fondamentali del BJT varia, se pur lentamente, con la corrente I_C . La considerazione di Figura 1.45 tornerà utile a tempo debito.

1.11.c Transistor a effetto di campo da giunzione p-n (JFET)

La caratterizzazione statica di un JFET si ottiene misurando la famiglia di curve:

$$I_D = f(V_{DS}, V_{GS}) \quad (1.57)$$

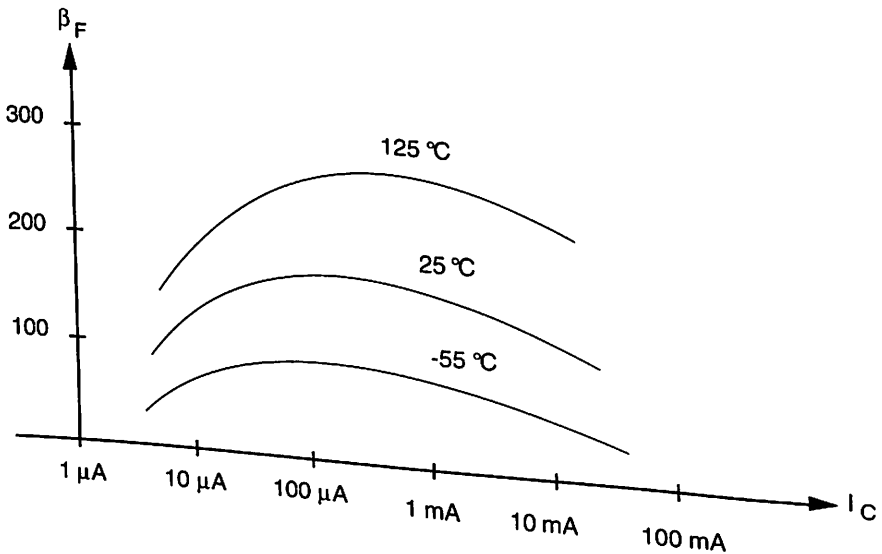


Figura 1.45

in quanto l'ingresso è schematizzabile come un semplice diodo polarizzato inversamente.

Un esempio del risultato di tale procedimento è mostrato in Figura 1.46 per la quale valgono le considerazioni generali svolte per l'analogia Figura 1.42. Le differenze(*) sono rimarcate come segue:

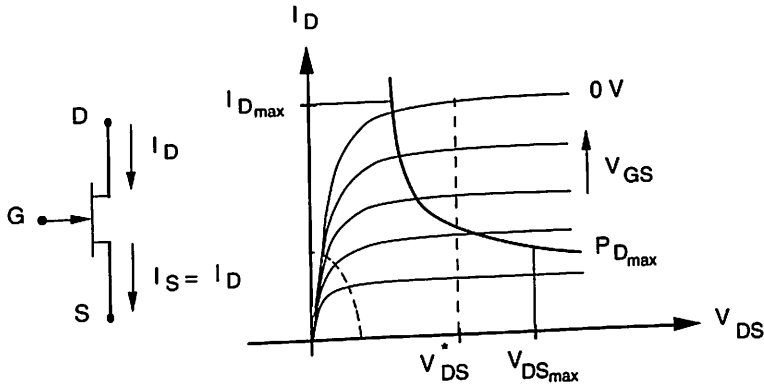


Figura 1.46

- Si può definire una tensione (λ^{-1}) analoga a quella di Early, ma nel caso del JFET essa risulta di valore molto più grande di quelli tipici dei BJT. Ciò modella il fatto che le caratteristiche di uscita, nel tratto interessato, sono "più parallele" all'asse delle V_{DS} , che le analoghe dei BJT all'asse V_{CE} .
- Tutte le caratteristiche di uscita passano per l'origine e da questa partono sfrangiate, senza cioè individuare un'analogia della caratteristica di saturazione dei BJT.
- In un JFET il ruolo di drain e source può essere scambiato.
- La massima tensione V_{GS} è pari a V_g , ma in genere si prende $V_{GSmax} = 0$.
- Per un fissato V_{DS}^* nella zona delle caratteristiche quasi orizzontali, la corrente può essere espressa dalla relazione:

$$I_D = k \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 (1 + \lambda V_{DS}^*) \quad (1.58)$$

con V_P detta tensione di pinch-off.

(*) Si è fatto riferimento a un transistor a canale n. È immediato applicare quanto si va dicendo a un transistor a canale pnp.

Il JFET viene utilizzato come amplificatore e quindi esclusivamente nella zona di validità della (1.58). In essa, il modello da considerare è il seguente:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (1.59)$$

con I_{DSS} determinata misurando la corrente I_D a $V_{GS} = 0 \approx V_{DS}$. Pur essendo un modello statico, la (1.59) rende bene conto del comportamento del componente alle variazioni dei segnali col tempo, se lo schema equivalente si completa con la capacità di giunzione [tipo Eq. (1.48)] tra gate e substrato (bulk) che si ripartisce tra una C_{gs} (tra gate e zona di source), una C_{gb} (tra gate e bulk) e una C_{gd} (gate-drain) e da quella parassita tra drain e source, C_{ds} .

La dichiarazione (semplificata) del JFET a SPICE avviene come segue:

```
Jxxxxxxx ND NG NS NOMEMOD
.....
.....
.MODEL NOMEMOD TIPO P1 P2 ... P12
```

poiché SPICE utilizza 12 parametri per descrivere la (1.57). TIPO può essere NJF o PJF rispettivamente per componenti N-channel o P-channel.

Per finire, si consideri che un JFET può essere fatto lavorare nella zona più vicina all'asse delle I_D , dove la (1.59) non è valida, zona delimitata dalla curva tratteggiata: ciò serve a realizzare un resistore variabile (in maniera non lineare) con V_{GS} .

1.11.d Transistor a effetto di campo da struttura metallo-ossido-semiconduttore (MOSFET)

Anche in questo caso, per la caratteristica statica di un MOSFET è sufficiente la misura delle curve rappresentate dalla (1.57): l'ingresso è infatti una capacità, di modellizzazione non semplice, ma corredata di un dielettrico con ottime proprietà isolanti.

La Figura 1.47 mostra un tipico andamento delle caratteristiche in esame, per le quali, oltre alle solite considerazioni di carattere generale^(*), si può dire che:

- Il valore della tensione di soglia dipende anche dalla tensione V_{SB} tra source e bulk (terminale B), secondo la relazione:

$$V_T = V_{T0} + \gamma (\sqrt{V_{SB} + 2|\phi_F|} - \sqrt{2|\phi_F|}) \quad (1.60)$$

dove γ è una costante che dipende dalle caratteristiche fisico-geometriche del materiale e ϕ_F è il potenziale di Fermi. La (1.60) descrive l'effetto conosciuto come *effetto body*.

- La tensione λ^{-1} risulta, in questo caso, di valore più modesto di V_A .
- Il comportamento intorno all'origine è simile a quello del JFET.
- Il ruolo di drain e source può essere scambiato.
- Un MOSFET può essere a canale-n (mostrato in Fig. 1.47.a, b) e a canale-p (il simbolo precedente con la freccia invertita) e, in ciascuno dei due casi, esso può avere un canale impiantato. Se così è, il MOSFET si dice a impoverimento, nel senso che, per interdire il transistor, bisogna allontanare, con opportuna tensione di gate, i portatori dal canale. In questo caso la tensione di soglia (V_T) è di segno opposto a quello di V_{DS} e il simbolo del MOSFET è quello di Figura 1.47.b. Nel caso di Figura 1.47.a, il MOSFET è ad arricchimento e, per fare scorrere una I_D , si deve superare un valore di soglia che è quello per il quale l'effetto di campo crea lo strato di inversione sotto il gate e quindi il canale. A parte queste differenze, la struttura della Figura 1.47.c rimane valida nei due casi.

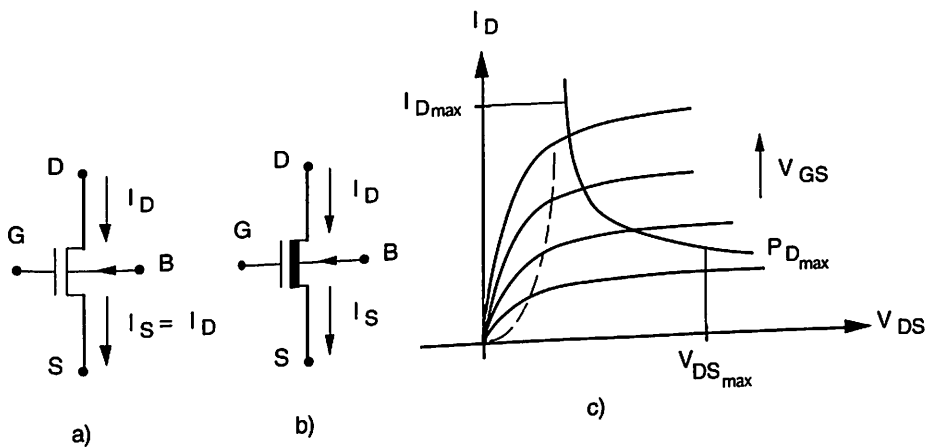


Figura 1.47

Il MOSFET viene utilizzato sia in zona di "triode" (a sinistra della curva tratteggiata), sia in zona di "saturazione", parola che, in questo caso, assume il senso di "canale saturato" e descrive una "zona attiva" (contrariamente alla nomenclatura propria del BJT). Il modello utilizzato da SPICE per il MOSFET è il seguente:

$$I_{DS} = \frac{\beta}{2} [2(V_{GS} - V_T)V_{DS} - V_{DS}^2] \quad \forall \quad V_{DS} \leq V_{GS} - V_T \quad (\text{zona di triodo})$$

$$I_{DS} = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad \forall \quad V_{DS} \geq V_{GS} - V_T \quad \left(\begin{array}{l} \text{zona di} \\ \text{saturazione} \end{array} \right)$$

$$\beta = \frac{\mu \epsilon_{ox}}{t_{ox}} \cdot \frac{W}{L} \tag{1.61}$$

ove, oltre a simboli già noti, μ è la mobilità dei portatori (di maggioranza) nel canale, ϵ_{ox} è la costante dielettrica dell'ossido, t_{ox} è il suo spessore e W ed L sono rispettivamente larghezza e lunghezza (distanza tra source e drain) del canale. Il rapporto W/L è detto *rapporto di forma*.

Anche in questo caso, la (1.61), corredata dalle capacità parassite e di giunzione, rappresenta un buon modello per segnali variabili.

La dichiarazione (semplificata) del MOSFET a SPICE avviene come segue:

```
Mxxxxxxx ND NG NS NB NOMEMOD
          L=KLU W=KWU AD=KADP
          AS=KASP PD=KPDU PS=KPSU
```

dove, oltre ai simboli già noti:

- AD è l'area di drain;
- AS è l'area del source;
- PD è il perimetro di drain;
- PS è il perimetro di source;
- U sta per micron;
- P sta per micron-quadrati;
- K_{xx} è il valore numerico delle varie grandezze.

Come si vede, la dichiarazione circuitale è più complicata del consueto: ciò è dovuto al fatto che i sistemi progettati direttamente in Si sono in genere basati su MOSFET e quindi, nella simulazione, il progettista deve avere la possibilità di mutare anche i parametri geometrici dei transistor dai quali il programma calcola il modello e gli elementi parassiti.

La scheda .MODEL non presenta novità e si dichiara come segue:

```
MODEL NOMEMOD TIPO P1 P2 . . . P42
```

Sono infatti 42 i parametri considerati da SPICE e TIPO rappresenta l'alternativa NMOS o PMOS.

Capitolo 2

Analisi statica, dinamica e progetto di celle elementari di elaborazione

2.1 Introduzione

In questo Capitolo si esporranno modalità ed esempi dell'analisi statica e dinamica delle celle elementari di più frequente uso. Queste, in realtà, non sono in numero infinito, né tanto grande da non potersi pensare a una analisi esauriente: ci si limita solo ad alcune di esse per brevità e per non attardarsi su inessenziali modifiche di schemi già noti. Si consideri, infatti, che le configurazioni nelle quali si può usare un BJT (o un JFET o un MOSFET), sono solo tre, se ci si limita a quelle che prevedono uno dei tre terminali a potenziale costante e precisamente: emitter comune, base comune e collettore comune (e analoghe per i FET). È evidente che la situazione con due terminali a potenziale fisso non è di interesse, mentre lo è quella con nessun terminale a potenziale fisso. Essere in grado di trattare tutti questi (non numerosi) casi è solo questione di applicazione.

Altro è il caso nel quale si presenti un insieme di celle elementari tra loro connesse. Qui la difficoltà sta nel considerare correttamente le *condizioni di chiusura* (interfacce d'ingresso e di uscita) di ciascuna cella: *lo stadio precedente influenza il funzionamento dello stadio sotto esame che è anche influenzato dalla situazione dello stadio che segue (che può eventualmente essere il carico utilizzatore)*. Questo calcolo si presenta più complesso, anche perché sono più numerose le varietà dei collegamenti tra celle di elaborazione, ma il suo livello di difficoltà è concettualmente analogo a quello di una sola cella.

Altro ancora, è il caso nel quale ci si chieda non di analizzare uno schema dato (cioè progettato da altri) per descriverne il comportamento, ma di proporre uno schema di nostra scelta (raramente di nostra invenzione) per svolgere un compito predeterminato, di dimensionarne allo scopo i componenti e di dimostrarne la reale rispondenza alle esigenze poste. Questo processo di *sintesi* è molto più complesso del precedente e in esso la simulazione al calcolatore può essere usata come verifica e controllo per un'eventuale successiva approssimazione alla soluzione cercata.

Si badi bene alla differenza fondamentale fra i due processi: nel primo, la conoscenza dei modelli (utilizzati dal progettista) e delle relazioni basilari della teoria dei circuiti (legge di Ohm, leggi di Kirchhoff, ecc.) mette immediatamente in grado di fornire una corretta risposta. Nel secondo, ciò è necessario, ma non sufficiente. Si deve infatti procedere a scelte autonome del tipo:

- si *sceglie* di usare una composizione di celle costitutive (*architettura*) perché essa assicura il funzionamento desiderato in termini di linearità, rendimento, dinamica, ecc.;
- si *sceglie* un punto di lavoro per ogni cella affinché assicuri la voluta prestazione;
- si *sceglie* di usare un modello dei vari componenti perché è il più adatto a descrivere il loro funzionamento nelle condizioni *scelte* (o imposte) di lavoro, con il grado di complessità adeguato al costo che si vuole sopportare.

Si comprenderà come nelle "scelte" stia il nucleo delle operazioni di progetto: *queste non possono in alcun modo essere operate se non si conoscono le interfacce di ingresso e di uscita di ciascuna cella costitutiva.*

Contando di tornare su tutto ciò in sede di esempi, si vuole qui sottolineare che, per eseguire un progetto, non sono sufficienti la conoscenza e l'uso di modelli e relazioni basilari: se ciò fosse vero, se cioè si potesse prescindere dalle scelte, il progetto completamente automatico sarebbe questione di un software di non complessa realizzazione.

2.2 Comportamento statico e dinamico dei componenti

Scorrendo quanto esposto a proposito del modello dei componenti passivi e attivi, si riconoscerà la cura con la quale si è sempre sottolineata la differenza tra situazione statica e dinamica, indicando contestualmente il campo di validità del modello o del sub-modello (ossia del modello semplificato rispetto a uno più generale) che si stava descrivendo.

Questa preoccupazione deriva dalle seguenti considerazioni:

1. Qualunque sistema contiene degli elementi(*) capaci di immagazzinare energia: essi variano la quantità di energia immagazzinata scambiandola

(*) Nel nostro caso, tali elementi sono le capacità e le induttanze. Le resistenze sono solo in grado di dissipare energia sotto forma di calore.

con le sorgenti di energia che li alimentano e con gli altri elementi del sistema^(*). Poiché gli scambi di energia non possono essere istantanei, le equazioni (il modello) che descrivono il funzionamento del sistema sono, come si dice, *dinamiche*, ossia sono equazioni differenziali, risolte le quali si ottengono grandezze di interesse (uscite) funzioni del tempo. Se il modello ha una sua rappresentazione circuitale, essa *deve contenere il contributo (la descrizione) di questi scambi energetici*: a questo ci si riferiva, nel Paragrafo 1.11, parlando della capacità di transizione e/o di diffusione da inserire all'interno dei modelli degli elementi attivi esaminati, per descriverne la risposta a segnali variabili nel tempo.

2. Da parte loro, i segnali possono, a volte, variare *tanto lentamente*, da non dar luogo a scambi energetici nell'unità di tempo che siano apprezzabili dagli strumenti di misura che si pensa di utilizzare nell'applicazione in corso. In altre parole, gli scambi avvengono in maniera tanto lenta che le derivate presenti nelle equazioni assumono valori che possono essere trascurati: il modello dinamico diventa quindi *istantaneo* e una sua rappresentazione circuitale sarà formata da sole resistenze e generatori. Non si può dare un limite di velocità convenzionalmente determinato che discrimini il comportamento statico da quello dinamico, perché l'uno si tramuta con continuità nell'altro all'aumentare della velocità con la quale cambia la sollecitazione e perché tale limite dipende comunque, come si è detto, dal tipo di applicazione corrente.
3. Nonostante si riconosca la necessità di distinguere nettamente il comportamento statico da quello dinamico, si deve altresì riconoscere che i due regimi sono tutt'altro che indipendenti, nel senso che la situazione dell'uno influisce su quella dell'altro e viceversa. Si riconoscerà, infatti, che, per esempio, la (1.48) fornisce il valore di un elemento dinamico, come funzione di una tensione di polarizzazione e di una tensione di giunzione, ambedue parametri che attengono alla situazione e alla struttura statiche del componente. Similmente, la considerazione del tipo di sorgente dalla quale proviene il segnale o del tipo di carico da pilotare^(**), *condiziona l'architettura dell'interfaccia di ingresso e di uscita*, la qual cosa non può non avere effetto sia sulla situazione statica che su quella dinamica dei componenti in gioco. Per quanto detto al Paragrafo 1.1, ciò può essere ripetuto per qua-

(*) Nel nostro caso, le sorgenti possono essere l'alimentatore, il generatore di segnali e così via. Nel caso di una struttura civile, le sorgenti sono, per esempio, le sue fondamenta.

(**) Livello di potenza e di corrente necessari al carico per funzionare, presenza o meno di un valore medio (statico) nel segnale, sua banda di frequenza e così via.

lunque parte del sistema sotto esame. *Da qui discende la assoluta necessità di procedere alla determinazione o alla scelta della situazione statica^(*) del sistema (cioè del suo punto di lavoro), fissando questa in funzione delle sue ricadute sul comportamento dinamico e delle esigenze dettate da quest'ultimo.* Si chiarirà tutto ciò tramite gli esempi che saranno svolti.

La volta stabilita l'architettura utilizzata e i valori dei componenti in essa inseriti, il programma SPICE permette di controllare se le scelte effettuate rispondono alle esigenze di progetto per quanto riguarda il comportamento statico del sistema, mediante le seguenti tre schede di controllo.

Un primo controllo può essere effettuato stabilendo la temperatura di lavoro dei componenti, i modelli dei quali, come si è visto, dipendono, esplicitamente o implicitamente, dalla temperatura. La scheda:

```
.TEMP T1 T2 ... TN
```

specifica le temperature alle quali si desidera la simulazione. In mancanza della scheda, la simulazione avviene a una temperatura nominale di 300K: questa è anche la temperatura alla quale il programma interpreta che siano riferiti i dati contenuti nella scheda .MODEL.

La seconda scheda di controllo è la scheda:

```
.OP
```

che richiede al programma di determinare il punto di lavoro (OP = *Operating Point*) dello schema dichiarato. Ciò viene eseguito considerando le induttanze come cortocircuiti e le capacità come circuiti aperti. Anche se non si lancia la scheda .OP, il programma esegue comunque un'analisi statica (o, come si dice, in continua) dello schema, prima di qualunque altra analisi, per ricavare i valori relativi agli elementi dinamici influenzati dal punto di lavoro. Il lancio di .OP permette di interrogare il programma sul risultato relativo.

La terza e ultima scheda che si considererà è la scheda:

```
.DC          SNAME  START  STOP  INCR
             [ SNAME2  START2  STOP2  INCR2 ]
```

che richiede un'analisi statica, quando il generatore di tensione o di corrente SNAME, specificato in precedenza, parta da START e arrivi a STOP con incrementi pari a INCR. Il contenuto della parentesi quadra, che può essere omes-

(*) Riprendendo l'esempio della struttura civile, a nessuno verrebbe in mente di analizzare la risposta di un viadotto autostradale a una certa situazione di traffico (segnale), senza prima assicurarsi della sua affidabilità statica (punto di lavoro).

sa, permette di ripetere l'analisi di cui sopra per i diversi valori assunti da SNOOME2. Ciò è utile per disegnare, per esempio, le caratteristiche di un MOSFET al variare di V_{GS} . In generale, quindi, la scheda .DC, utilizzata insieme alle schede di presentazione delle quali si parlerà in un successivo paragrafo, fornisce un grafico con in ascissa i valori assunti da SNOOME e in ordinata quelli assunti dalla variabile di uscita considerata. Tipico è il caso della *transfer characteristic*, cioè di un grafico del tipo $V_{out} - V_{in}$, oppure $I_{out} - I_{in}$, $I_{out} - V_{in}$, $V_{out} - I_{in}$ ricavato facendo variare molto lentamente, nel senso già discusso, la grandezza di ingresso e ricavando il corrispondente valore della grandezza di uscita. Una tale operazione simula evidentemente l'esecuzione di una misura.

2.3 Comportamento dinamico per grandi e piccoli segnali

Nello studio del comportamento dinamico di un sistema elettronico, si lascia che l'ingresso (la sollecitazione) al sistema vari nel tempo con una rapidità che non può essere considerata nulla. In questo caso, il modello del sistema è, come più volte detto, un sistema di equazioni differenziali le quali, se lineari, possono sempre essere poste sotto la forma (1.14). La soluzione è sempre possibile e ricavabile una volta che sia noto $u(t)$ e le condizioni iniziali $x(t=0)$.

Se le equazioni differenziali non sono lineari la soluzione del problema non solo diventa molto più difficile, ma non è nemmeno assicurata: può, per esempio, essere possibile solo per una certa classe di funzioni di ingresso. In questo secondo caso, per ottenere una soluzione, si può percorrere una delle seguenti tre vie:

1. Si fanno delle ipotesi semplificative sul funzionamento del sistema, che eliminino gli elementi di non linearità. Queste ipotesi sono frutto della esperienza del progettista, il quale può avere informazioni a priori sul sistema che gli permettano di formularle, oppure può limitarsi a studiare il sistema in un certo campo delle qualità e dei valori degli ingressi, ristretto in modo tale che gli effetti delle non linearità siano trascurabili o più facilmente trattabili. In ogni caso, è *doveroso che prima o poi il progettista convalidi le semplificazioni adottate con una misura che verifichi la congruenza tra risultati attesi e quelli realmente ottenuti.*
2. Si limita il campo degli ingressi a valori tali che sia possibile, per tutte le grandezze di interesse, utilizzare uno sviluppo di Taylor dei modelli arrestato al primo ordine. Ritorna qui l'importanza di aver risolto il problema statico, di conoscere, cioè, quale sia il punto di lavoro del sistema, che si prenderà come punto iniziale dello sviluppo e si chiarisce il legame tra

scelta del punto di lavoro e comportamento dinamico: *il coefficiente del termine che si considera (quello di ordine uno) è la derivata prima della funzione calcolata nel punto di lavoro.* Se la funzione dipende da più di una variabile, compariranno le derivate parziali: in un'eventuale misura dei coefficienti del piano (o dell'iperpiano) approssimante, si dovranno tenere costanti di volta in volta le grandezze rispetto alle quali non si deriva.

Ci si riferisce a questo modo di risolvere il problema con la dizione *linearizzazione intorno al punto di lavoro*, oppure *soluzione per piccoli segnali* o equivalenti. È opportuno ancora insistere sul fatto che la linearizzazione introduce comunque un errore: esso è tanto più piccolo quanto più è limitato il valore dell'incremento assegnato alle variabili indipendenti e, a parità di incremento, quanto più piccoli saranno i valori assunti dalle derivate calcolate nel punto di lavoro. *Il fatto che un segnale sia piccolo, quindi, non è caratteristica del segnale, ma dipende dal sistema al quale viene applicato e dall'errore che il progettista è disposto ad accettare.*

Per avere un'idea dell'errore commesso si può procedere col ragionamento seguente. Se un sistema è lineare, vale, per l'appunto, una relazione lineare (e supposta scalare), cioè del tipo:

$$y_{\text{out}} = W x_{\text{in}} \quad (2.1)$$

tra grandezza di uscita e di ingresso, nella quale W è indipendente da x_{in} e y_{out} . Vale anche che, se:

$$y_{\text{out}1} = W x_{\text{in}1}$$

e:

$$y_{\text{out}2} = W x_{\text{in}2}$$

allora:

$$y_{\text{out}1,2} = W (x_{\text{in}1} + x_{\text{in}2}) = y_{\text{out}1} + y_{\text{out}2} \quad (2.2)$$

Se, per esempio, $x_{\text{in}1}$ e $x_{\text{in}2}$ sono due sinusoidi a frequenza rispettivamente f_1 e f_2 , si devono ottenere in uscita due sinusoidi (di ampiezza e fase in generale diverse dalle corrispondenti degli ingressi) con le stesse frequenze. Ma, se il sistema è, anche minimamente, non lineare, si genereranno termini quadratici, misti e di ordine superiore che renderanno sinu-

soidi di frequenze doppie, triple e così via, rispetto a quelle di partenza, e di frequenze somma e differenza in tutte le combinazioni possibili. Questi termini, generati dalla non linearità del sistema, prendono il nome di prodotti di intermodulazione: la loro entità, per esempio la loro potenza in percentuale a quella delle armoniche fondamentali, è un indice dell'errore che si è commesso nell'accettare l'operazione di linearizzazione o, equivalentemente, nel considerare "piccoli" i segnali in questione.

3. Si procede all'integrazione numerica del sistema di equazioni differenziali non lineari, cosa possibile solo se si ha un modello del sistema che ne descriva, in maniera soddisfacente per l'applicazione in corso, il comportamento dinamico: nel caso di un BJT tale è il modello di Gummel e Poon a controllo di carica. L'integrazione numerica pone problemi nei quali non è compito di queste note entrare: anche in questo caso è comunque necessario sottoporre i risultati ottenuti a un qualche processo di verifica.

2.4 Circuiti equivalenti dei componenti attivi

Un sistema materiale il cui modello sia un sistema di equazioni differenziali lineari è sempre risolvibile, noti gli ingressi e le condizioni iniziali^(*). Si comprende quindi l'interesse a investigare la possibilità offerta dal metodo dei piccoli segnali per ottenere indicazioni sulla risposta del sistema.

Inoltre, dato un sistema di equazioni differenziali lineari, è sempre possibile trovare uno schema elettrico formato da componenti lineari e tale da essere descritto proprio da quel sistema di equazioni: un tale schema si dirà *circuito equivalente* al sistema dato.

Se un bipolo è un componente passivo lineare, il suo circuito equivalente è quello mostrato nelle Figure 1.23 e 1.24, per il quale si deciderà, date le condizioni di lavoro, se considerare o meno gli elementi parassiti.

Se il modello adottato deriva dall'aver considerato piccoli i segnali in ingresso, si parlerà di *circuito equivalente per piccoli segnali* ed esso sarà utilizzato *solo* se e nella misura in cui i segnali di ingresso potranno essere considerati piccoli secondo quanto discusso al Paragrafo 2.3.

(*) Per quanto discusso a proposito della Figura 1.2, a meno che il sistema non sia puramente passivo, la validità del modello adottato prevede la presenza di una sorgente di energia e delle operazioni di sincronizzazione, necessarie per garantire il funzionamento del sistema. Ogni volta che si introduce un modello che non contenga esplicitamente tale presenza, si dovrebbe quindi dire: "supposto che esista un alimentatore in grado di fornire energia al sistema in qualità e quantità dovute e che le operazioni di sincronizzazione siano correttamente eseguite, il modello del sistema è il seguente...".

2.4.a Circuiti equivalenti del diodo

Nel caso di bipoli attivi, tipicamente il diodo, il comportamento non lineare impone un'operazione di linearizzazione prima di parlare di circuito equivalente. Questa è la ragione per la quale, nei confronti della Figura 1.36 si è usata la locuzione *modello (schema) circuitale (statico)*, mentre, nell'illustrare la Figura 1.37, si è parlato di *circuito equivalente*. Similmente, è un circuito equivalente dello zener lo schema di Figura 1.41.

Si noterà che, nei due casi citati, il procedimento di linearizzazione, più o meno accurato, ha interessato la totalità della caratteristica volt-amperometrica. Ciò corrisponde a poter considerare trascurabile, nell'applicazione in corso, l'errore di non linearità anche quando i segnali trattati invadono, con la loro dinamica, porzioni della caratteristica confrontabili con il suo campo di esistenza (per esempio, $I_{zmax} \div I_{zmin}$ in Figura 1.35). *In questo caso, non si fa differenza tra piccoli e grandi segnali.*

Altro è il caso nel quale si voglia descrivere il funzionamento del diodo nell'intorno di un punto di lavoro stabilito da un'operazione di polarizzazione come è il caso mostrato in Figura 2.1.a.

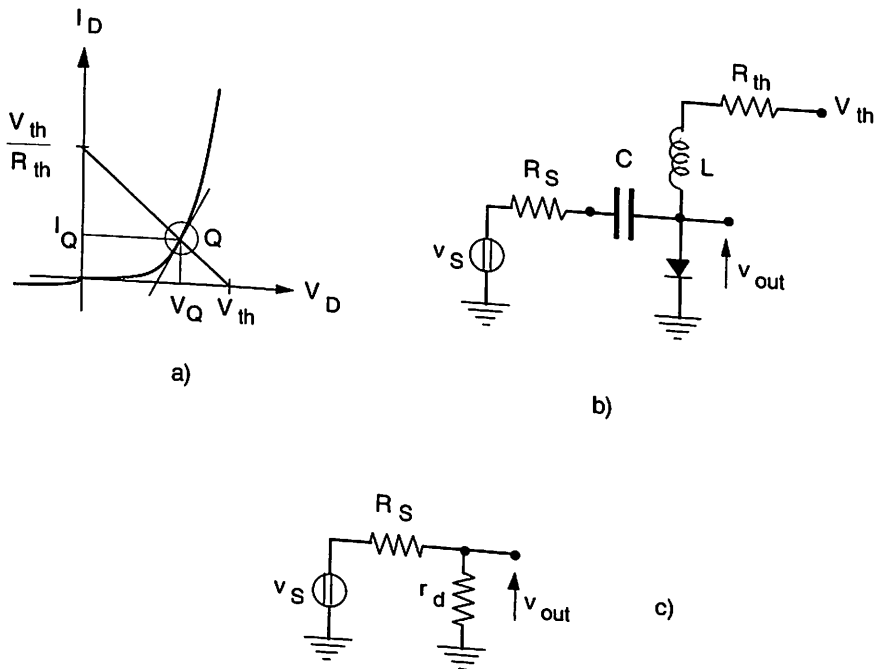


Figura 2.1

La figura descrive la situazione circuitale in cui (Fig. 2.1.b) una sorgente di segnale, di frequenza minima f_{\min} e di resistenza interna R_S , eccita un diodo attraverso un condensatore di accoppiamento C , la cui impedenza è trascurabile già alla frequenza f_{\min} rispetto a tutte le altre impedenze con le quali si può confrontare. Nell'altro ramo, un'induttanza L tale da presentare un'impedenza molto grande, già alla frequenza f_{\min} , rispetto, per esempio, a R_{th} e una tensione V_{th} polarizzano il diodo in Q . In altre parole, per il segnale, C è considerato un corto e L un circuito aperto. Se l'ampiezza del segnale è tale da permettere che lo sviluppo in serie della caratteristica del diodo con punto iniziale Q sia arrestato al primo ordine, allora, *nell'intorno di* Q , il circuito equivalente del diodo si riduce a una resistenza $r_d = \left(\frac{d I_d}{d V_d} \right)_Q^{-1}$ e il segnale vedrà lo schema(*) mostrato in Figura 2.1.c. Al variare, per esempio, di V_{th} (la tensione di alimentazione fornita dal resto dello schema, non mostrato), varierà il punto di lavoro del diodo; la derivata che dà r_d dovrà essere calcolata nel nuovo punto di lavoro e r_d assumerà valori diversi. In questo modo si potrà controllare tramite V_{th} il rapporto di partizione del (solo) segnale fra R_S e r_d . Ci si riferisce a r_d col nome di *resistenza differenziale*.

È bene esplicitamente notare che il procedimento di linearizzazione intorno al punto di lavoro restituisce un circuito equivalente valido solo per calcoli relativi a variazioni di tensioni e correnti in un intorno *piccolo* del punto di lavoro stesso (indicato con un cerchietto in Figura 2.1.a), quanto piccolo essendo determinato dall'errore ammissibile. Lo schema del circuito equivalente non prescinde quindi dall'operazione di polarizzazione e dalla conseguente circuiteria: i valori dei componenti inseriti nel circuito equivalente (r_d nel nostro caso) dipendono proprio dalla posizione di Q .

Si noterà che, nel caso trattato, il circuito equivalente del diodo non presenta componenti reattive, tipicamente la capacità parassita C_d in parallelo a r_d , generata dal complesso della capacità di transizione e di quella di diffusione (v. Par. 1.11.a). Si tratta cioè di un circuito equivalente linearizzato valido quando la frequenza del segnale tende a zero. Ciò è perfettamente logico: il circuito equivalente di Figura 2.1.c è stato ricavato linearizzando una caratteristica statica che nulla può dire in merito a eventuali componenti reattive. Questa mancanza di informazione può essere rimossa solo procedendo a una misura dinamica. Utilizzando sempre lo schema di Figura 2.1.c, se

(*) Naturalmente, la tensione totale V_{out} sarà pari a $V_Q + v_{out}$ e lo schema di Figura 2.1.c vale solo per la sua parte variabile, designata dalle lettere minuscole.

$v_S = \widehat{V}_S \text{sen}(\omega t)$, si può misurare $v_{\text{out}} = \widehat{V}_{\text{out}} \text{sen}(\omega t + \varphi)$, ossia l'ampiezza e la fase relativa del segnale di uscita. Ipotizzando una capacità C_d in parallelo a r_d si avrà:

$$\widehat{V}_{\text{out}} = \frac{\widehat{V}_S r_d}{\sqrt{(r_d + R_S)^2 + \omega^2 r_d^2 C_d^2 R_S^2}}$$

$$\varphi = - \text{arctg} \frac{\omega r_d C_d R_S}{r_d + R_S}$$

misurando le quali si può determinare C_d e un'altra incognita (r_d o R_S).

2.4.b Circuiti equivalenti dei transistori

Data la maggiore complicazione delle caratteristiche statiche dei transistori, rispetto a quelle dei diodi, è in generale impossibile procedere a una loro linearizzazione su tratti estesi del campo di esi-stenza: la linearizzazione avviene quindi intorno a un punto di lavoro, in modo non dissimile da quanto descritto al punto 2.4.a. *La linearizzazione presuppone quindi l'operazione di polarizzazione dalla quale non è di conseguenza lecito prescindere.* I circuiti equivalenti dei transistor saranno, in questo paragrafo, illustrati solo per punti di lavoro situati nella zona in cui il componente può funzionare da amplificatore.

2.4.b.1 Circuiti equivalenti di un BJT

Considerando I_C dipendente da V_{BE} e V_{CE} , si ottiene:

$$i_c = \left(\frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \right)_Q v_{be} + \left(\frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} \right)_Q v_{ce}$$

e quindi, limitandosi a operare la linearizzazione del modello statico (Ebers e Moll), si ha:

$$i_c = g_m v_{be} + \frac{1}{r_o} v_{ce} \quad (2.3)$$

dove:

$$g_m \equiv \frac{\bar{I}_C}{V_T} \quad (2.4)$$

è detta conduttanza mutua o transconduttanza e:

$$r_o \equiv \frac{V_A}{\bar{I}_C} = \frac{V_A}{g_m V_T} \quad (2.5)$$

rappresenta la resistenza differenziale del collettore.

Dalla (1.51), considerando la sola dipendenza da V_{BE} per quanto detto in sede di commento in quel paragrafo, si ottiene una situazione analoga a quella mostrata in Figura 2.1.a e quindi:

$$i_b = \left(\frac{\partial I_B}{\partial V_{BE}} \right)_Q v_{be} = \frac{v_{be}}{r_\pi} \quad (2.6)$$

dove con r_π si è indicata la resistenza differenziale della giunzione BE.

Si noterà che il punto di lavoro appartiene a uno spazio a 4 dimensioni, ossia è il complesso di un Q nel piano $V_{CE} - I_C$ e di un Q nel piano $V_{BE} - I_B$ e la sua posizione determina i valori (2.4), (2.5) e (2.6).

Dalle (2.3) e (2.6) si ottiene il circuito equivalente (istantaneo) di Figura 2.2.

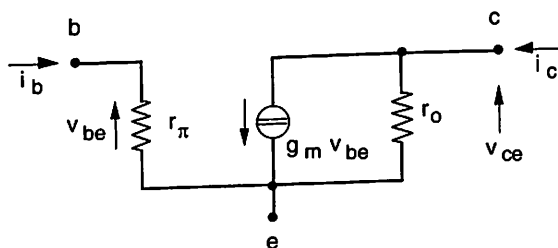


Figura 2.2

Considerando invece I_C dipendente da I_B e V_{CE} come nella (1.50), si ha:

$$i_c = \left(\frac{\partial I_C}{\partial I_B} \right)_Q i_b + \left(\frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} \right)_Q v_{ce}$$

che fornisce, insieme alla (2.6), il circuito equivalente (istantaneo) di Figura 2.3, dove il generatore è controllato dalla corrente i_b invece che dalla tensione v_{be} . Poiché le due rappresentazioni devono coincidere, sarà anche:

$$g_m v_{be} = \beta_0 i_b$$

e dalla (2.6) si ottiene:

$$g_m r_\pi = \beta_0 \quad (2.7)$$

Si consideri ora che, dalla prima delle (1.55), si ottiene:

$$\beta_0 = \left(\frac{\partial I_C}{\partial I_B} \right)_Q = \left[\frac{1}{\frac{\partial}{\partial I_C} \left(\frac{I_C}{\beta_F} \right)} \right]_Q = \left[\frac{1}{\frac{1}{\beta_F} - \frac{I_C}{\beta_F^2} \left(\frac{\partial \beta_F}{\partial I_C} \right)} \right]_Q = \left[\frac{\beta_F}{1 - I_B \left(\frac{\partial \beta_F}{\partial I_C} \right)} \right]_Q \quad (2.8)$$

Nell'esaminare la Figura 1.45 si era già rilevato come β_F dipendesse da I_C in maniera molto blanda. La sua derivata non raggiunge valori tali da rendere considerevole il termine a denominatore della (2.8). Quasi sempre, quindi, si considererà $\beta = \beta_0 \cong \beta_F$: la (2.7) definisce quindi r_π e la sua dipendenza dal punto di lavoro^(*).

(*) Si noti che, per come è stato ricavato, β_0 rappresenta il rapporto tra i_c e i_b quando il collettore è tenuto a potenziale costante, cioè in cortocircuito per le variazioni v_{ce} .

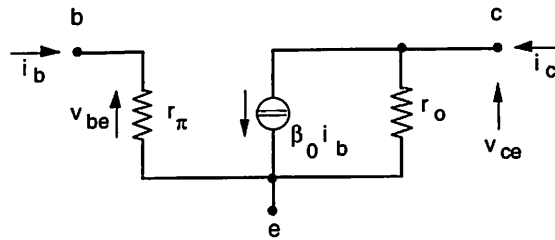


Figura 2.3

I transistor possono essere vantaggiosamente considerati reti due porte, cioè quadripoli accessibili solo dall'esterno. Si pensa cioè al transistor modellato come in Figura 2.4, si sceglie la coppia di variabili dipendenti e quella delle variabili indipendenti e, partendo dal punto di lavoro stabilito per il componente, si misurano le variazioni delle variabili dipendenti causate da variazioni (piccole) imposte dallo sperimentatore alle variabili indipendenti.

A seconda della scelta delle variabili, si ottengono le descrizioni in termini di parametri z , y , g , h . In particolare, alle *basse frequenze*, quelle cioè per le quali l'effetto delle reattanze parassite può essere trascurato e può essere usato un modello istantaneo, è molto usata la rappresentazione con i parametri h , cioè:

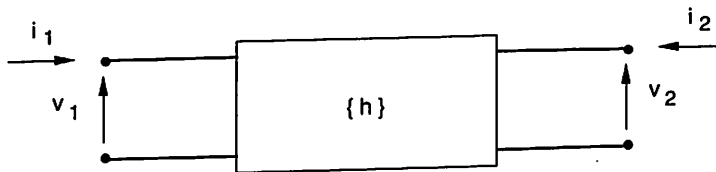


Figura 2.4

$$\begin{cases} v_1 = h_{11} i_1 + h_{12} v_2 \\ i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} v_2 \end{cases} \quad (2.9)$$

con:

$$h_{11} = \left(\frac{\partial V_1}{\partial I_1} \right)_{V_2 = \text{cost}} = \left(\frac{V_1}{I_1} \right)_{V_2 = 0} \quad (2.10)$$

e simili per gli altri parametri. Si riconoscerà che:

$$\begin{cases} h_{11} = r_{\pi} \\ h_{21} = \beta \\ h_{22} = 1/r_o \end{cases} \quad (2.11)$$

mentre non troviamo nessun componente delle Figure 2.2 e 2.3 che possa essere assimilato al termine di reazione h_{12} . Ciò è logico dal momento che abbiamo trascurato il contributo di v_{ce} nel ricavare la (2.6). Il circuito equivalente suggerito dalle (2.9) è mostrato in Figura 2.5 e, a parte la discrepanza notata, è concettualmente diverso da quello delle Figure 2.2 e 2.3. Queste, infatti, derivano dalla assunzione di un modello del funzionamento del componente e la loro validità è la stessa del modello. Per quanto riguarda la Figura 2.5, l'unica assunzione è stata quella di linearità, ossia della struttura delle (2.9). Dopo di che, i parametri sono stati ricavati mediante misure e il circuito equivalente assume quindi la validità che hanno queste ultime. Le eguaglianze (2.11) saranno quindi valide se non intervengono elementi non considerati nel modello: per esempio la resistenza del corpo del silicio che costituisce la base e che si somma a r_{π} .

All'aumentare della frequenza dei segnali trattati, la misura dei parametri di quadripolo metterebbe in luce un comportamento reattivo, quindi dipendente dalla frequenza. I circuiti di Figure 2.2 e 2.3 non descriverebbero più il comportamento del componente.

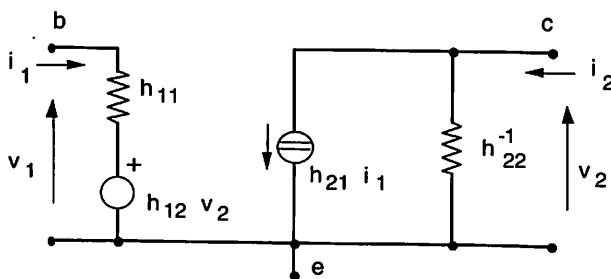


Figura 2.5

Nelle applicazioni che sono oggetto di queste note, data l'ampiezza delle bande di frequenza trattate, non sarebbe agevole percorrere la strada che ha portato alla Figura 2.5. La funzione $h_{11}(\omega)$, per esempio, risulterebbe assai complicata e scomoda da usarsi. Si ricorre quindi a un circuito equivalente semi-empirico, in grado di descrivere il comportamento dinamico del transistor e di ridursi al modello istantaneo ritenuto valido nel caso di $\omega \rightarrow 0$.

È, questo, il modello di Giacoletto, riportato in Figura 2.6 che rappresenta un completamento della Figura 2.2. In esso:

- r_b è la resistenza del Si incontrata prima di arrivare nella zona di giunzione;
- $C_{je} \cong 2 C_{T0}$;
- C_b è la capacità di diffusione (v. Paragrafo 1.11.a) della giunzione base-emitter polarizzata direttamente;
- C_μ è data dalla (1.48) per la giunzione collettore-base (polarizzata inversamente);
- C_c è la capacità di giunzione collettore-substrato, ancora calcolabile con la (1.48);
- r_c e r_e sono l'analogo di r_b per il collettore e l'emitter;
- r_μ è data da:

$$r_\mu = \left(\frac{\partial V_{CE}}{\partial I_B} \right)_{V_{BE} = \text{cost}} = \frac{\partial V_{CE}}{\partial I_C} \frac{\partial I_C}{\partial I_B} \quad (2.12)$$

cioè pari a $\beta_0 r_o^{(*)}$.

(*) Un'analisi più accurata mostrerebbe che questo risultato non è esatto; lo si prenderà quindi come ordine di grandezza di r_μ .

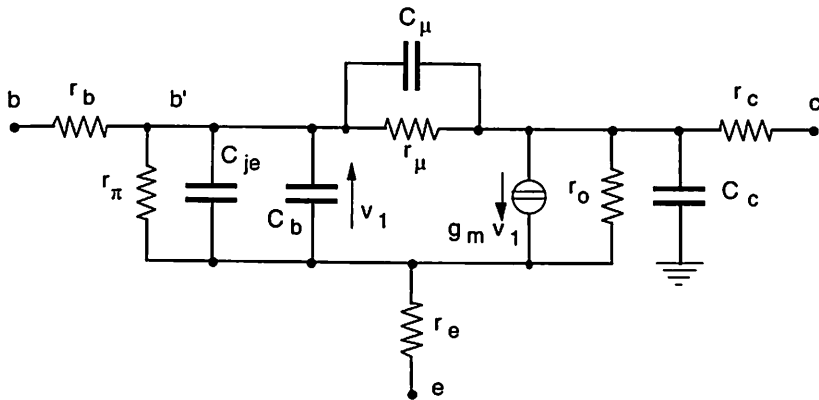


Figura 2.6

Il parallelo di C_{je} e C_b si somma in una capacità, generalmente indicata con C_π , la quale, per essere composta da una capacità di diffusione, è sempre molto maggiore di C_μ . All'aumentare della frequenza, si arriverà a un valore f_T tale che il generatore controllato non fornirà guadagno in corrente rispetto alla corrente di ingresso. Cioè, supponendo di considerare il guadagno di corrente di corto circuito, si avrà:

$$\frac{|v_1|}{\omega_T(C_{je} + C_b + C_\mu)} = g_m |v_1|$$

avendo trascurato la presenza delle resistenze il cui valore è grande rispetto a quello delle reattanze. La frequenza f_T è detta *frequenza di transizione* e vale quindi:

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_\pi + C_\mu)} \cong \frac{1}{2\pi\tau_F} \quad (2.13)$$

La (2.13) mette in relazione un parametro misurabile (f_T) con un parametro del modello di Gummel e Poon (τ_F). Poiché, in genere, è $C_\pi \gg C_\mu$, si ha che:

$$C_{\pi} \cong \frac{g_m}{2 \pi f_T}$$

Per ragioni nelle quali non intendiamo addentrarci, il circuito equivalente di Giacioletto può essere ritenuto valido fino a frequenze dell'ordine di $f_T/10$ e, con qualche cautela nell'interpretare i risultati, fino a $f_T/3$.

2.4.b.2 Circuito equivalente di un JFET

Ritenendo chiarito il procedimento con il quale si arriva a stabilire quale è il circuito equivalente di un elemento attivo, diamo, senza dilungarci molto, i circuiti equivalenti del JFET e del MOSFET.

Per il primo, utilizzando il modello (1.59) con l'aggiunta delle capacità parassite, si ottiene la Figura 2.7, dove:

- $g_m = \left(\frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right)_{V_{DS}} = g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right) (1 + \lambda V_{DS})$ con $g_{m0} = - \frac{2 I_{DSS}}{V_P}$
- $\frac{1}{r_o} = \left(\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \right)_{V_{GS}} = \lambda I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 \cong \lambda I_D$
- tutte le capacità sono di giunzione e si calcolano con la (1.48);
- r_d è la resistenza del corpo del Si verso il drain.

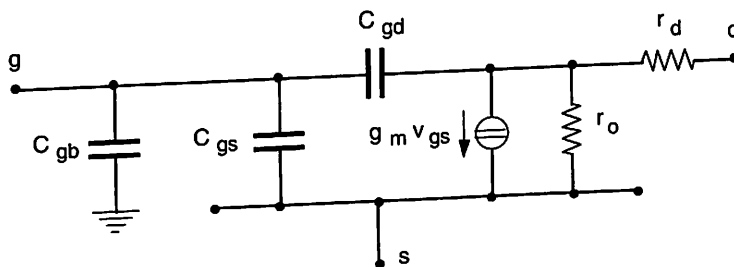


Figura 2.7

Anche nel caso del JFET si può definire una frequenza di transizione pari a:

$$f_T = \frac{1}{2\pi} \frac{g_m}{C_{gs} + C_{gd} + C_{gb}}$$

2.4.b.3 Circuito equivalente di un MOSFET

La struttura di un MOSFET è diversa da quella di un JFET, anche se i modelli (1.59) e (1.61), nella zona di saturazione, sono simili. Il circuito equivalente di un MOSFET in zona di saturazione è mostrato nella Figura 2.8, dove:

- $g_m = \beta (V_{GS} - V_T) (1 + \lambda V_{DS})$
- $g_{mb} = -\beta (V_{GS} - V_T) (1 + \lambda V_{DS}) \frac{\partial V_T}{\partial V_{BS}}$

ed è quasi sempre $0.1 g_m < g_{mb} < 0.3 g_m$ (questo termine tiene conto evidentemente dell'effetto body);

- $r_o = \frac{1}{\lambda I_D}$
- C_{gs} è una capacità geometrica, come C_{gd} : esse sono pari rispettivamente a $(2\epsilon_{ox}A/3t_{ox})$ e $(\epsilon_{ox}A/3t_{ox})$, dove ϵ_{ox} è la costante dielettrica dell'ossido, t_{ox} il suo spessore e A è l'area di gate;
- C_{gb} è anch'essa la capacità geometrica tra la parte di gate non schermata dalle cariche nel canale e il bulk;
- tutte le altre capacità sono capacità di giunzione.

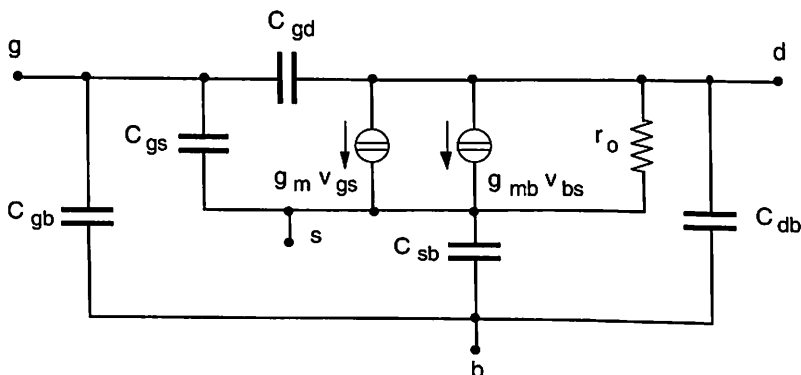


Figura 2.8

Quando il bulk sia connesso al source, si definisce per il MOSFET una frequenza di transizione che ha la stessa espressione di quella data per il JFET.

Valgono per i FET commenti analoghi a quelli fatti a chiusura del punto 2.4.b.1.

2.5 Circuiti equivalenti delle celle di elaborazione

Una cella di elaborazione ha, in generale, un funzionamento non lineare e dipendente dalla frequenza. D'altra parte, rifacendoci allo schema di Figura 1.2, ogni cella di elaborazione, se ci si limita a osservare il percorso del segnale dall'ingresso all'uscita, può essere pensata come una rete due porte. Se il contributo degli elementi reattivi in essa presenti può essere trascurato, il suo funzionamento sarà indipendente dalla frequenza (istantaneo). Inoltre, se il suo modello lo permette, può essere operata una linearizzazione intorno al punto di lavoro, ciò che rende lineare la rete due porte risultante. Questa operazione è l'analogia di quella operata per piccoli segnali nel caso del singolo componente e viene anche detta di *uso della funzione di trasferimento (amplificazione) ingresso-uscita* (o descrizione I-O) della cella. Se il sistema è formato da tante celle in cascata, si può comporre tutto in un'unica macro-cella e parlare di transcaratteristica globale del sistema.

Per chiarire l'argomento con un esempio, si consideri lo schema semplificato di Figura 2.9.a, dove un generatore ideale di tensione pilota la base di un transistor variando lentamente il valore della tensione applicata da 0 a 1 V.

In questo caso, non del tutto realistico, ma usato solo per chiarire alcuni termini, V_S coincide con V_{BE} e V_{out} , nella zona di funzionamento attivo del transistor, è pari a:

$$V_{out} = V_{CC} - I_C R_C \cong V_{CC} - R_C I_S \exp \frac{V_S}{V_T} \quad (2.14)$$

dove si è usata la forma semplificata del modello di I_C e si è supposto $I_{out} = 0$. La (2.14), valida per $V_T < V_S < V_{BEsat}$ e graficata in Figura 2.9.b, non è altro che il risultato di un eventuale lancio della scheda .DC (presentato dalla scheda .PLOT della quale si dirà al Paragrafo 2.6) per la quale SNAME sia V_S e gli altri parametri siano scelti conseguentemente.

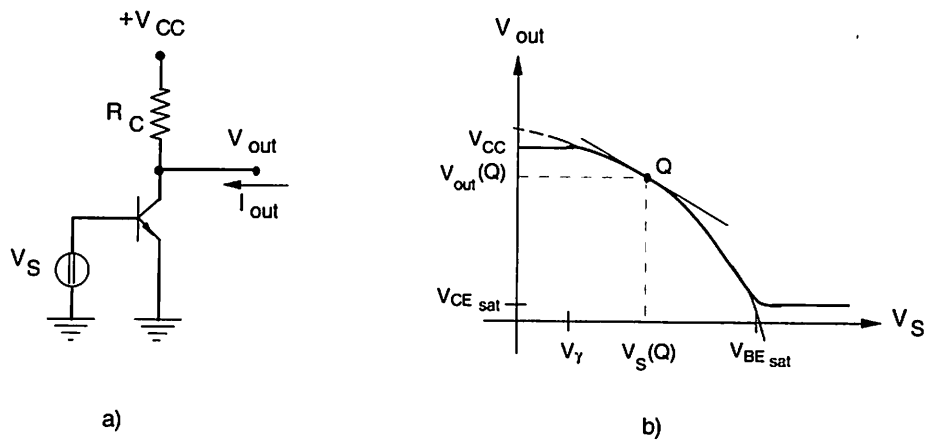


Figura 2.9

Il grafico $V_{out} - V_S$ è la *transcaratteristica tensione-tensione* della cella data e da essa si ottiene la *amplificazione di tensione*, nelle date condizioni di carico (cioè $I_{out} = 0$), calcolando la derivata nel punto di lavoro Q:

$$A_V = \left(\frac{\partial V_{out}}{\partial V_S} \right)_{Q, I_{out} = \text{cost}} \quad (2.15)$$

La (2.14) è, come detto, valida nell'intervallo $V_\gamma + V_{BEsat}$ e V_{BEsat} è quel valore di V_S oltre il quale la giunzione BC risulta polarizzata direttamente, cioè:

$$V_{BEsat} - \left(V_{CC} - R_C I_S \exp \frac{V_{BEsat}}{V_T} \right) = V_\gamma$$

Al di fuori dell'intervallo di validità la (2.15) fornisce zero, mentre all'interno si ha:

$$A_V = - R_C I_S \exp \frac{V_S}{V_T} \frac{1}{V_T} = - R_C \frac{I_C}{V_T} = - g_m R_C \quad (2.15')$$

come c'era da attendersi e come si sarebbe ricavato^(*) da un'analisi per piccoli segnali intorno a Q.

Quanto detto è stato ottenuto utilizzando un modello che non considera elementi parassiti reattivi e che ha fornito una transcaratteristica (e un'amplificazione) istantanea o statica: l'ipotesi che sottende a questa procedura è che le sollecitazioni siano, come più volte detto, sufficientemente lente.

L'amplificazione di tensione (di bassa frequenza) è un parametro che dipende dal punto di lavoro e può essere ottenuto dalla (2.15) o lanciando la scheda .TF che ha la seguente forma:

```
.TF VAROUT VARIN
```

dove VAROUT rappresenta la variabile considerata in uscita e VARIN quella di ingresso definita precedentemente come generatore indipendente. Per esempio:

```
.TF V(5,3) VIN
```

renderà l'amplificazione di tensione in bassa frequenza, nell'intorno del punto di lavoro preventivamente calcolato, come rapporto incrementale tra le variazioni (piccole) di tensione tra i nodi 5 e 3 e le variazioni (piccole) di VIN, definito a parte. Analogamente e generalizzando:

```
.TF I(VLOAD) VIN
```

renderà l'amplificazione di transconduttanza in bassa frequenza:

$$G_m = \left(\frac{\partial I_{out}}{\partial V_{in}} \right)_{Q, V_{out} = \text{cost}} \quad (2.16)$$

(*) Si noti esplicitamente che g_m non è costante: dipende da \bar{I}_c . Si noti anche che spesso si usa il nome di transcaratteristica per indicare l'amplificazione (2.15).

tra la grandezza d'uscita, che è stata presa pari alla corrente misurata da un generatore VLOAD di tensione pari a V_{out} connesso alla porta di uscita e che serve a cortocircuitarla dinamicamente, e la grandezza d'ingresso VIN.

Per le due transcaratteristiche restanti si ha:

$$A_l = \left(\frac{\partial I_{out}}{\partial I_{in}} \right)_{Q, V_{out} = \text{cost}}$$

$$R_m = \left(\frac{\partial V_{out}}{\partial I_{in}} \right)_{Q, I_{out} = \text{cost}} \quad (2.17)$$

Nei quattro casi, lo schema deve essere corredato con la definizione della impedenza di ingresso:

$$R_{in} = \left(\frac{\partial V_{in}}{\partial I_{in}} \right)_Q \quad (2.18)$$

e di uscita:

$$R_{out} = - \left(\frac{\partial V_{out}}{\partial I_{out}} \right)_{Q, V_S = \text{cost}} \quad (2.19)$$

in assenza di segnale in ingresso^(*).

Nella Figura 2.10.a, b, c e d sono rappresentati i circuiti equivalenti istantanei (di bassa frequenza) relativi alle quattro transcaratteristiche.

(*) Si noti che, nelle relazioni date, le grandezze differenziali sono indicate con lettere maiuscole contraddicendo la convenzione posta al Paragrafo 1.2. Ciò serve a distinguere i parametri di circuito equivalente di cella (per esempio G_m) da quelli di componente (g_m).

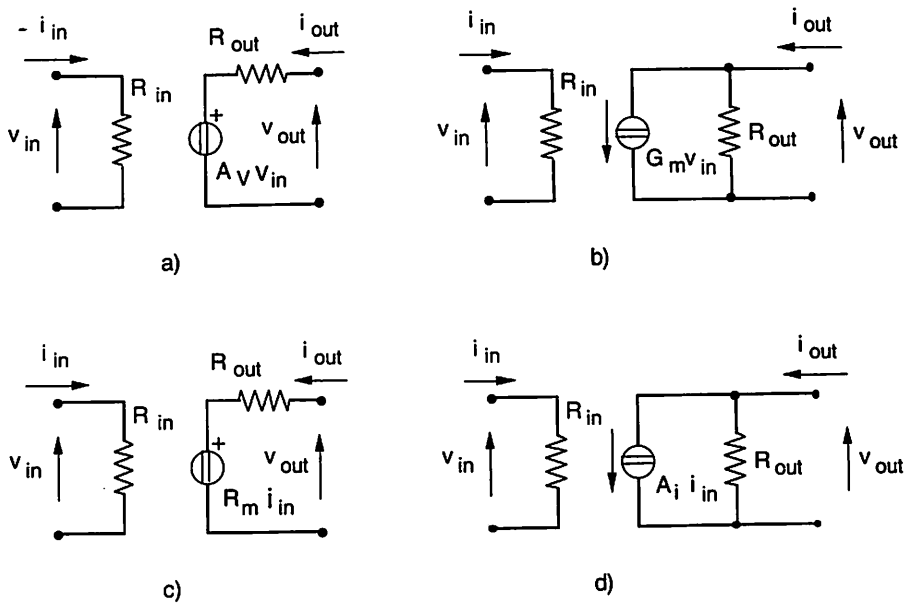


Figura 2.10

Commenti:

- Le (2.15), (2.16), (2.17), (2.18) e (2.19), ottenute operando una linearizzazione di un modello nell'intorno di un punto di lavoro, non sono che una versione della rappresentazione di un quadripolo secondo una relazione analoga alla (2.9), ma trascurando la presenza del termine di reazione, ossia supponendo che la cella sia unidirezionale.
- In generale, quindi, R_{in} e R_{out} dipendono rispettivamente da R_L e dalla resistenza di sorgente R_S . Considerare unidirezionale la cella sotto studio è quasi sempre una buona approssimazione alle frequenze definite basse.
- La considerazione di una delle quattro transcaratteristiche è questione di comodità e dipende dal tipo di sorgente del segnale e dal tipo di carico, secondo quanto discusso rispettivamente ai Paragrafi 1.3 e 1.4.
- La grandezza di uscita, per esempio v_{out} in Figura 2.10.a, è anche funzione del carico, cioè:

$$v_{out} = A_v v_{in} \frac{R_L}{R_L + R_{out}}$$

Solo se $R_{out} \ll R_L$ nelle Figure 2.10.a e 2.10.d, oppure $R_{out} \gg R_L$ nelle Figure 2.10.b e 2.10.c le transcaratteristiche (2.15), (2.16), (2.17) rappresentano anche le amplificazioni in una generica situazione di carico.

- Se può essere trascurato il termine di reazione, il passaggio da una transcaratteristica all'altra è questione, in ingresso, immediata e, in uscita, di passare da uno schema di Thèvenin a uno di Norton o viceversa.
- Una volta ottenuto il circuito equivalente di ogni cella del sistema, queste si possono comporre secondo l'architettura scelta ottenendo così il circuito equivalente di tutto l'elaboratore (amplificatore, filtro e quant'altro). Va da sé che la validità di tale schema ha gli stessi limiti di quelli delle celle che lo compongono.
- Per l'ipotesi fatta di bassa frequenza, tutte le grandezze in gioco sono numeri reali. Si noti esplicitamente che le approssimazioni utilizzate sono state due: linearizzazione intorno al punto di lavoro e validità del modello statico (istantaneo) per $\omega \neq 0$.

I modelli ottenibili da operazioni di linearizzazione cambiano se la eccitazione del sistema ha rapidità tale che non possa essere considerato valido un modello statico. *In questo caso, le resistenze vanno sostituite con impedenze e le amplificazioni saranno numeri complessi. Inoltre, l'approssimazione di trascurare i termini di reazione intrinseca perde la sua validità per l'intervento sempre più efficiente di cammini parassiti di ritorno dall'uscita verso l'ingresso.*

Un'analisi in regime sinusoidale per piccoli segnali può essere eseguita con la scheda .AC, la cui forma generale è la seguente:

```
.AC      DEC   ND
        OCT   NO   FSTART  FSTOP
        LIN   NP
```

dove DEC, OCT e LIN rappresentano l'opzione di lavorare per decenni, ottave o per variazione lineare della frequenza, ND rappresenta il numero di valori da calcolare per decade, NO l'analogo sulle ottave e NP l'analogo su tutto l'intervallo di frequenza adottato che è rappresentato da una frequenza di partenza FSTART e da una di arrivo FSTOP.

Come si è detto al Paragrafo 1.9.e punto c, la scheda .AC prevede la presenza di un generatore di eccitazione, connesso all'ingresso. Il lancio della scheda determina:

- a) Un'analisi in continua, del tipo di quella operata dalla scheda .OP, per determinare il punto di lavoro Q dello schema dato.

- b) Il calcolo dei parametri del circuito equivalente degli elementi attivi (ed eventualmente anche dei passivi), linearizzato intorno a Q.
- c) Il completamento dei circuiti equivalenti con l'aggiunta dei componenti parassiti, i valori dei quali devono essere esplicitamente inseriti nelle schede .MODEL. In mancanza delle relative dichiarazioni il programma li assume inesistenti per default ed esegue il calcolo ritenendo adottabili le approssimazioni di linearità e staticità.
- d) Il calcolo di tensioni e correnti dello schema così linearizzato alle diverse frequenze richieste^(*).

In conclusione, questa analisi ha lo scopo di determinare le transcaratteristiche e le impedenze di ingresso e di uscita.

Le schede di presentazione forniranno i risultati di tale analisi sotto la forma richiesta, che, per esempio, può essere quella di un diagramma di Bode (ampiezza e fase della transcaratteristica caricata in funzione della frequenza).

La validità dell'ipotesi di linearità può essere verificata, come discusso al Paragrafo 2.3, calcolando o misurando i prodotti di intermodulazione. Ciò è possibile proseguendo nello sviluppo in serie dei modelli oltre il primo ordine: considerando, per esempio, anche il secondo ordine si darà luogo a termini quadratici e misti. Un tale calcolo è eseguito dalla scheda .DISTO che ha la seguente forma generale:

```
.DISTO RLOAD F2/F1 PREF A2
```

dove RLOAD è il nome della resistenza di carico sulla quale vanno calcolate le distorsioni, F2/F1 è il rapporto tra la seconda frequenza e quella (f_1) alla

(*) Si noti esplicitamente che le operazioni a), b), c) e d) sono le stesse che si devono portare a termine per eseguire a mano l'analisi in frequenza o, come si dice, in alternata. Essa consiste, in altre parole, nel risolvere, col metodo delle maglie o dei nodi, una rete lineare, eccitata da un generatore sinusoidale di frequenza variabile in un certo intervallo, rete ottenuta sostituendo a ogni elemento non lineare un suo circuito equivalente ricavato per linearizzazione intorno al punto di lavoro Q preventivamente determinato. Gli elementi parassiti devono essere noti a priori (per esempio dichiarati dal costruttore del componente) o misurati prima di procedere all'analisi.

Anche le impedenze (o le ammettenze) di ingresso e di uscita vengono determinate da questa analisi. Per esempio, una volta stabilita l'eccitazione (tensione o corrente) alla porta di ingresso, il suo rapporto con la grandezza complementare (corrente o tensione) fornisce la grandezza cercata.

Si noti l'uso della parola "transcaratteristica" per indicare sia una prestazione statica tipo Fig. 2.9, sia un valore di amplificazione tipo (2.15) o (2.16).

quale^(*) si calcolano le distorsioni di seconda armonica, PREF è il livello di potenza di ingresso al quale si esegue il calcolo e A2 è l'ampiezza della componente a frequenza f_2 . I valori di default sono 0.9 per F2/F1, 1 mW per PREF e 1 per A2.

Il calcolo restituisce i seguenti valori:

- HD2: ampiezza della seconda armonica di f_1 in assenza di f_2 ;
- HD3: ampiezza della terza armonica di f_1 in assenza di f_2 ;
- SIM2: ampiezza della componente a frequenza somma $f_1 + f_2$;
- DIM2: ampiezza della componente a frequenza differenza $f_1 - f_2$;
- DIM3: ampiezza della componente a frequenza $2(f_1 - f_2)$;

che potranno essere ottenuti, con la scheda di presentazione, in modulo e fase, come sarà descritto nel Paragrafo 2.6.

Le analisi in frequenza eseguite dalle schede .AC e .DISTO sono analisi di uscita a regime, ossia per $t \rightarrow \infty$; esse rappresentano la risposta del sistema a una eccitazione sinusoidale, la quale, per essere tale, deve per l'appunto iniziare da $t = -\infty$. Quando a un sistema viene applicata una sollecitazione a un certo istante $t = 0$, se esso è stazionario e stabile, si genererà un transitorio che andrà smorzandosi nel tempo per lasciare evolvere la sola risposta a regime, nel caso questa sia diversa da zero. Per ottenere informazioni su una risposta transitoria si deve studiare l'evoluzione del sistema in un determinato intervallo di tempo contiguo all'istante di applicazione della sollecitazione. A questo provvede la scheda .TRAN la cui forma generale è la seguente:

```
.TRAN  TSTEP  TSTOP      TSTART  TMA
```

dove TSTEP è l'intervallo di presentazione dei dati calcolati, TSTOP e TSTART sono rispettivamente istante finale e iniziale dell'analisi e TMAX è il massimo intervallo di campionamento da usare nei calcoli. TMAX può essere omissso, nel qual caso il programma usa l'intervallo più piccolo tra TSTEP e $(TSTOP-TSTART)/50$.

In stretto collegamento con la scheda .TRAN, la scheda:

```
.FOUR  FREQ  OUTVAR1  ...  OUTVARN
```

(*) I valori di f_1 coincidono con quelli usati nella scheda .AC, che deve quindi essere sempre presente.

fornisce un'analisi di Fourier con frequenza fondamentale $FREQ$, eseguita per le variabili di uscita $OUTVAR1, \dots$, sulla loro evoluzione nell'intervallo di tempo:

$$[TSTOP - 1/FREQ] - TSTOP$$

L'analisi restituisce il valore medio e le prime 9 armoniche. Per garantire l'accuratezza del calcolo, si dovrebbe scegliere:

$$TMAX = \frac{1}{100 \cdot FREQ}$$

2.6 La presentazione dei risultati delle analisi

Alla presentazione dei risultati delle analisi descritte in precedenza provvedono le schede `.PRINT` e `.PLOT`. La prima restituisce i dati sotto forma di tabella contenente in una colonna la variabile di ingresso nel formato dichiarato in precedenza e, nelle altre colonne, i valori corrispondenti delle variabili di uscita (fino a 8) desiderate. La sua forma è:

```
.PRINT TIPO OUTVAR1 ... OUTVAR8
```

dove:

- `TIPO` può essere una delle analisi richieste e precisamente: `.DC`, `.AC`, `.TRAN` e `.DISTO`.
- `OUTVAR` può essere una tensione o una corrente. Nel primo caso deve essere richiesta col formato:

$$V(N1, N2)$$

ossia come tensione tra i nodi $N1$ e $N2$. Se è presente solo $N1$, il programma assume per default che $N2 = 0$. Nel caso `OUTVAR` sia una corrente, il suo formato è:

$$I(Vxxxxxx)$$

che specifica la sorgente indipendente di tensione che funziona da amperometro.

- Se TIPO è l'analisi .AC si può dettagliare ciascuna OUTVAR richiedendo fino a cinque specificazioni contemporaneamente e cioè:

VR(N1, N2)	parte reale
VI(N1, N2)	parte immaginaria
VM(N1, N2)	modulo
VP(N1, N2)	fase
VDB(N1, N2)	modulo in dB

Alla stessa maniera si può dettagliare la richiesta se OUTVAR è una corrente, dichiarando IR, II, IM, IP, IDB seguita dall'indicazione del ramo amperometrico.

- Se TIPO è l'analisi .DISTO, che ha già dichiarato RLOAD, OUTVAR può essere HD2, HD3, SIM2, DIM2 o DIM3, seguita da una parentesi contenente una delle cinque lettere di specificazione. Per esempio:

HD2(R)

significa che si vuole la tabella frequenza-parte reale della seconda armonica e simili.

La scheda .PLOT restituisce i risultati delle analisi in forma grafica. Per le differenti analisi si avrà:

- .DC: in ascissa corrente o tensione, in ordinata corrente o tensione;
- .AC: in ascissa frequenza, in ordinata parte reale, parte immaginaria, modulo, fase, modulo in dB di corrente o tensione;
- .TRAN: in ascissa tempo, in ordinata corrente o tensione;
- .DISTO: in ascisse frequenza, in ordinata la tensione del prodotto di intermodulazione richiesto ai capi di RLOAD.

La forma generale della scheda è la seguente:

```
.PLOT TIPO OUTVAR1(MIN1, MAX1) ...OUTVAR8(MIN8, MAX8)
```

dove:

- TIPO definisce l'analisi di riferimento.
- OUTVAR ha lo stesso significato e la stessa modalità di dichiarazione che nella scheda .PRINT.

- I termini tra parentesi definiscono la dinamica della OUTVAR alla quale si riferiscono. In mancanza di indicazioni di dinamica:
 - a) la prima dinamica dichiarata vale per tutte le OUTVAR alla sua sinistra; oppure
 - b) il programma determina il minimo e il massimo valore (la dinamica) di OUTVAR e li usa come dinamica del grafico.
- Sono possibili grafici a più scale delle ordinate.
- Quando il grafico presenta più di una OUTVAR, la prima di queste sarà anche stampata, cioè per essa vale automaticamente la scheda .PRINT.

Per esempio:

```
.PLOT      DC      V(4)    V(5)    V(1)
```

fornirà la transcaratteristica tra il potenziale ai nodi 4, 5 e 1 (riferito al nodo 0) e la grandezza di ingresso specificata nella scheda .DC lanciata in precedenza. Per il nodo 4 si otterrà anche la tabella dei valori tra START e STOP dello SNAME contenuto in .DC, ad intervalli pari a INCR. Per ogni V la presentazione grafica userà una dinamica pari alla dinamica della stessa V. Oppure:

```
.PLOT      TRAN  V(17,5)(2,5)  I(VIN)  V(7)(1,9)
```

fornirà il grafico dell'evoluzione nel tempo della tensione tra i nodi 17 e 5, usando come dinamica l'intervallo tra 2 e 5 Volt, della corrente che scorre nel generatore VIN (definito in precedenza), con dinamica 1-9 A e della tensione al nodo 7 (verso massa) tra 1 e 9 Volt.

2.7 Esempi di utilizzo dei modelli statici

In questo paragrafo si illustreranno alcuni esempi di celle di elaborazione e se ne analizzerà il comportamento nel caso si possano utilizzare i modelli statici illustrati precedentemente, ricavandone i criteri per procedere a un progetto.

Esempio 2.7.1 Squadratore a diodi zener.

Si supponga di voler utilizzare l'uscita di un generatore sinusoidale che possa essere schematizzato come un generatore ideale di tensione con una resistenza interna R_S . Il generatore ha una tensione di picco troppo alta per gli

scopi prefissati: si propone di limitarne l'ampiezza usando due diodi zener montati come nello schema di Figura 2.11 (circuito tosatore o *clipper*). Si determini l'uscita del sistema e la distorsione armonica introdotta.

Posto $V_S = \hat{V}_S \sin \omega t$, nelle semionde positive Z_1 si comporterà come uno zener, mentre Z_2 si comporterà come un diodo in polarizzazione diretta. Viceversa avverrà durante le semionde negative. Quando $V_S > V_z + V_\gamma$ si può utilizzare per Z_1 lo schema di Figura 1.41 e per Z_2 quello di Figura 1.37.d, come mostrato in Figura 2.12, mentre per $0 < V_S < V_z + V_\gamma$ il ramo dei diodi funzionerà sostanzialmente come un circuito aperto. Simmetricamente avverrà per $V_S < 0$.

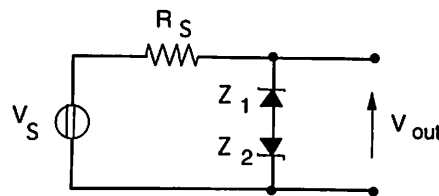


Figura 2.11

In definitiva la transcaratteristica $V_{out} - V_S$ è quella mostrata in Figura 2.13: per $-(V_z + V_\gamma) < V_S < (V_z + V_\gamma)$ l'uscita seguirà esattamente l'ingresso mentre, fuori di questo intervallo, avremo:

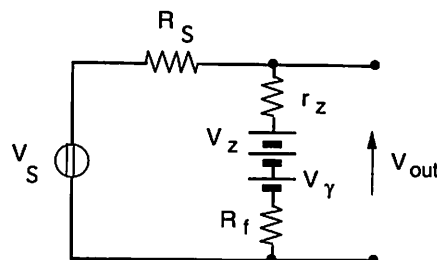


Figura 2.12

$$V_{out} = \pm \frac{R_S}{r_z + R_f + R_S} (V_z + V_\gamma) + \frac{r_z + R_f}{r_z + R_f + R_S} V_S \quad (2.20)$$

Affinché la limitazione del picco di tensione sia efficiente, deve essere $R_S \gg (r_z + R_f)$.

Il contenuto di distorsione in uscita si calcola determinando l'ampiezza delle componenti armoniche. Per HD2 e HD3 si ha:

$$HD2 = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} V_{out}(t) \sin 2\omega t \, dt$$

$$HD3 = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} V_{out}(t) \sin 3\omega t \, dt$$

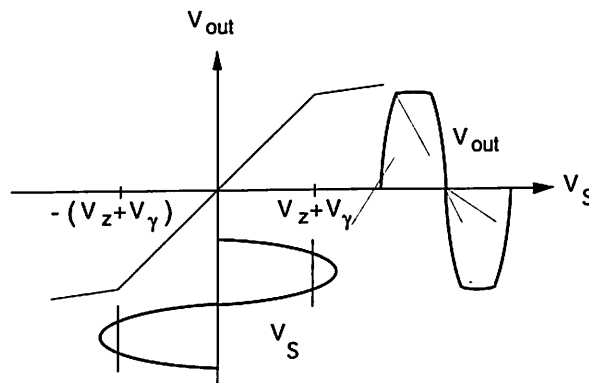


Figura 2.13

con:

$$V_{out}(t) = \hat{V}_S \sin \omega t \quad \forall \quad -(V_z + V_\gamma) < V_S(t) < V_z + V_\gamma$$

$$V_{out}(t) \equiv V_z + V_\gamma \quad \forall \quad V_S(t) > V_z + V_\gamma$$

$$V_{out}(t) \equiv -(V_z + V_\gamma) \quad \forall \quad V_S(t) < -(V_z + V_\gamma)$$

che, mediante una tabella di valori del $\sin \alpha$, determinano le frazioni del periodo T nelle quali eseguire le integrazioni con i diversi integrandi.

Lo schema di Figura 2.11 non è realistico in quanto non prevede un utilizzatore dell'operazione eseguita, per cui risulterebbe inutile. Supponendo di connettere una resistenza di carico R_L in uscita, le considerazioni svolte cambiano come segue. Il ramo dei diodi vede il circuito di Thèvenin mostrato in Figura 2.14; quindi, nella (2.20), la R_S viene sostituita da $R_S // R_L$, il che aumenta (e quindi, ai nostri fini, peggiora) il coefficiente di V_S .

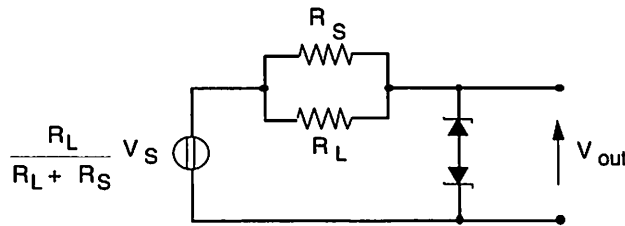


Figura 2.14

Esempio 2.7.2 Stabilizzatore di tensione con diodo zener.

In questa applicazione interessa la parte di caratteristica che si svolge nel terzo quadrante della Figura 1.35 e il modello circuitale di Figura 1.41. Supponiamo quindi di dover stabilizzare la tensione di un alimentatore V_S per alimentare un carico R_L . Per il momento l'unico criterio di scelta del diodo è quello che esso abbia una tensione di scarica V_z di valore prossimo il più possibile alla tensione che si deve applicare al carico.

Possiamo montare il circuito di Figura 2.15.a, in cui R'_S è la resistenza d'uscita dell'alimentatore non stabilizzato e R_A è la resistenza di polarizzazione del diodo che è l'elemento da progettare.

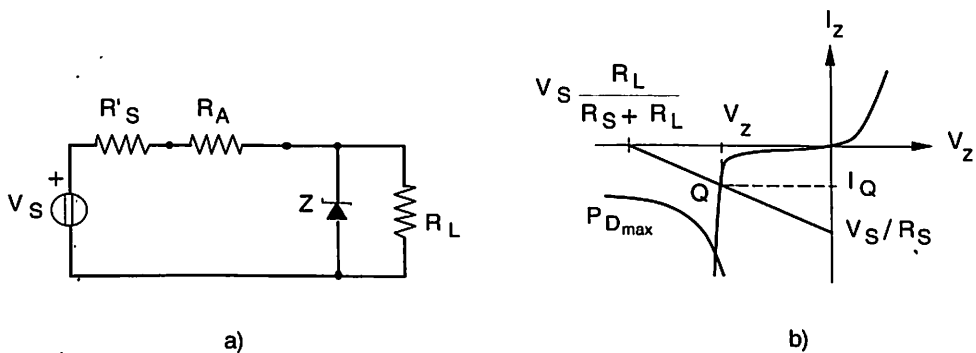


Figura 2.15

Prima di procedere al calcolo di $R_S = R'_S + R_A$ (in genere $R'_S \ll R_A$), cerchiamo di fissare i termini del problema analizzando qualitativamente le cause che influenzano la posizione del punto di lavoro del diodo. Tracciata (Fig. 2.15.b) la retta di carico applicando il Teorema di Thévenin, si può dire che, se V_S è minore di V_Z , il diodo non opera alcuna regolazione. Se V_S fosse maggiore di V_Z , ma non di molto, ossia $V_S \cong V_Z$, per fissare Q sulla parte di caratteristica verticale si dovrebbe scegliere R_S quasi nulla. Ciò provoca una forte dipendenza del punto di lavoro dalle variazioni di V_S che possono portare I_Q fuori dei valori limite.

Si noti che variazioni di R_L spostano sia l'intercetta sull'asse V_Z che l'inclinazione della retta di carico e che variazioni di V_S spostano la retta parallelamente a se stessa. La resistenza R_S deve quindi essere progettata in modo che, nonostante le variazioni di V_S e R_L , il diodo non esca dalla zona di regolazione.

Passiamo al calcolo linearizzando la caratteristica di scarica (Fig. 1.41), con il che si ottiene il circuito equivalente di Figura 2.16.

Si ricava facilmente:

$$R_S = \frac{V_S - V_L}{I_Z + I_L} = \frac{V_S - (V_Z + I_Z r_z)}{I_Z + \frac{V_Z + I_Z r_z}{R_L}} \quad (2.21)$$

La massima sollecitazione sul diodo si avrà quando $V_S = V_{Smax}$ e $I_L = I_{Lmin}$. Allora R_S dovrà essere maggiore di quel valore che porta Q su $I_Z = I_{Zmax}$ e che quindi distrugge il diodo. Ossia:

$$R_{Smin} = \frac{V_{Smax} - (V_Z + I_{Zmax} r_z)}{I_{Zmax} + \frac{V_Z + I_{Zmax} r_z}{R_{Lmax}}}$$

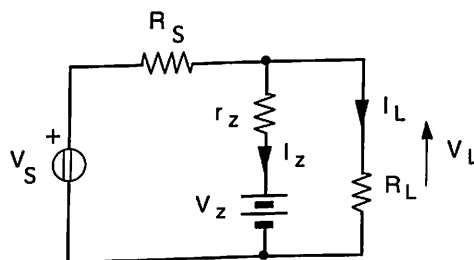


Figura 2.16

La minima corrente nel diodo non potrà essere inferiore a I_{zmin} e quindi:

$$R_{Smax} = \frac{V_{Smin} - (V_z + I_{zmin} r_z)}{I_{zmin} + \frac{V_z + I_{zmin} r_z}{R_{Lmin}}}$$

Queste due relazioni forniscono una soluzione del problema solo se:

$$R_{Smin} < R_{Smax} \quad (2.22)$$

Se ciò non avviene, il diodo scelto non è capace di regolare la tensione sul carico con quelle variazioni di V_S e I_L e ne va scelto un altro, con maggiore P_{Dmax} .

Una volta arrivati al diodo adatto, un buon criterio è quello di calcolare la resistenza per $I_z = 0,2 I_{zmax}$, cioè:

$$R_S = \frac{V_S - (V_z + 0,2 I_{zmax} r_z)}{0,2 I_{zmax} + \frac{V_z + 0,2 I_{zmax} r_z}{R_L}} \quad (2.22')$$

ove le sovralineature indicano i valori medi delle grandezze. Quindi si sceglie un valore di progetto prossimo al risultato della (2.22').

Dalla relazione (2.21) si ricava:

$$I_z = \frac{V_S - V_z - R_S I_L}{R_S + r_z}$$

e poiché $V_L = I_z r_z + V_z$ si ottiene in definitiva:

$$V_L = \frac{V_S r_z}{R_S + r_z} - I_L \frac{R_S r_z}{R_S + r_z} + V_z \frac{R_S}{R_S + r_z}$$

Per cui i coefficienti di regolazione, descritti nei Paragrafi 1.5.a, 1.5.b e 1.5.c, valgono:

$$\begin{aligned}
 R_{\text{out}} &= - \frac{\partial V_L}{\partial I_L} = \frac{R_S r_z}{R_S + r_z} \equiv r_z \\
 H_R &= \frac{\partial V_L}{\partial V_S} = \frac{r_z}{R_S + r_z} \equiv \frac{r_z}{R_S} \\
 T_V &= \frac{\partial V_L}{\partial T} = \frac{R_S}{R_S + r_z} \frac{\partial V_Z}{\partial T}
 \end{aligned} \tag{2.23}$$

L'eliminazione dell'ondulazione residua di V_S (H_R) è dunque tanto migliore quanto più $R_S > r_z$ e la resistenza di uscita è tanto minore quanto più r_z è piccola (quanto più la caratteristica di scarica del diodo è verticale). Quindi, a parità di altre condizioni, un diodo zener è tanto migliore quanto più presenta una resistenza dinamica piccola.

Le variazioni della tensione con la temperatura hanno, per valori di V_Z maggiori di qualche Volt, un coefficiente positivo, che può quindi essere compensato, per esempio, connettendo in serie allo zener un diodo polarizzato direttamente. Con un buon accoppiamento delle caratteristiche si può arrivare a una stabilità di 10^{-6} per $^{\circ}\text{C}$.

Le considerazioni svolte per arrivare alla (2.22') e i coefficienti (2.23) indicano le linee secondo le quali si può operare la scelta del diodo e della sua rete di polarizzazione.

Si consideri ora il bilancio energetico dell'operazione testé delineata. La potenza utilizzata dal carico è:

$$P_U \equiv V_Z^2 / R_L$$

mentre la potenza dissipata è pari a:

$$P_D \equiv 0,2 P_{D_{\text{max}}} + \left(0,2 I_{z_{\text{max}}} + \frac{V_Z}{R_L} \right)^2 R_S$$

il che dà luogo a un rendimento pari a:

$$\eta = \frac{V_Z^2/R_L}{V_Z^2/R_L + 0,2 P_{Dmax} + \left(0,2 I_{zmax} + \frac{V_Z}{R_L}\right)^2 R_S} =$$

$$= \frac{1}{1 + 0,2 \frac{P_{Dmax}}{P_u} + \frac{R_S}{R_L} \left(0,2 \frac{I_{zmax}}{I_L} + 1\right)^2} \quad (2.24)$$

Si rifletta sul fatto che, una volta scelto il diodo e dato il carico da regolare, nella (2.24), tutti i termini sono pressoché costanti, tranne R_S . Diminuire R_S aumenta il rendimento, ma peggiora i coefficienti R_{out} e H_R nelle (2.23). Ciò è una conseguenza del 2° Principio della Termodinamica: poiché si vuole passare da una situazione più disordinata (V_S) a una più ordinata (V_L), si deve sacrificare in questa operazione un certo ammontare di energia primaria.

Il carico sarà meglio regolato se si parte da V_S più alte, che costringono a R_S più elevate, ma, corrispondentemente, il rendimento dell'operazione si abbasserà. La situazione migliora, comunque, se le esigenze del carico diminuiscono, se cioè il valore di R_L aumenta. In questo caso, infatti, diminuisce nella (2.24) il coefficiente R_S/R_L mentre si può scegliere uno zener con I_{zmax} più piccola e tuttavia garantire il rispetto della (2.22).

Se quindi la potenza richiesta da R_L costringe a rendimenti troppo esigui, si può ricorrere a una trasformazione di resistenza secondo lo schema di Figura 2.17, nella quale il blocco 1 è l'analogo di quello presente in Figura 1.8, per esempio un emitter follower, e richiede allo zener una corrente I_L/A_1 , se con A_1 indichiamo il rapporto I_L/I_1 . Si noti che il regolatore di Figura 2.17 non presenta alcuna reazione tra ingresso e uscita.

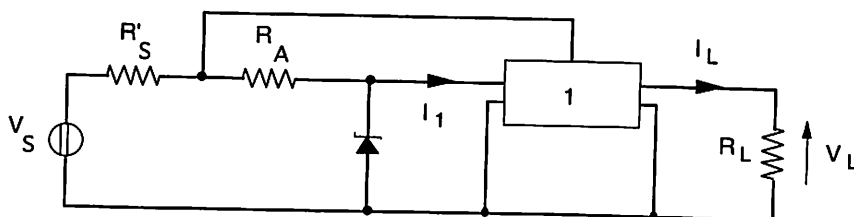
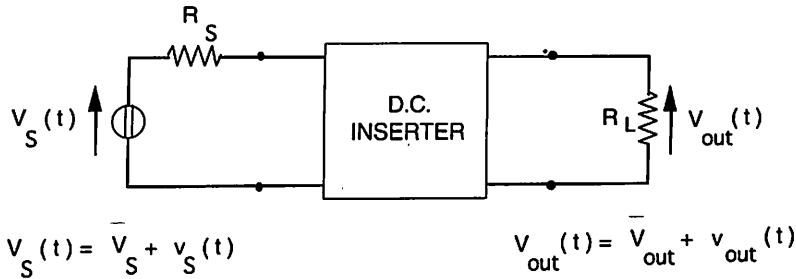


Figura 2.17

Esempio 2.7.3 Inseritore di un livello continuo.

A volte occorre realizzare un sub-sistema (*D.C. inserter* o *clamping*) la cui funzione sia quella di variare il livello di continua, ossia il valore medio, di un segnale periodico. Tale funzione è rappresentata schematicamente in Figura 2.18, ove si è supposto che il segnale da trattare $V_S(t)$ abbia una componente media pari a \bar{V}_S e una variabile (periodica) $v_S(t)$ a valor medio nullo.

**Figura 2.18**

All'uscita del clamping avremo, ai capi del carico R_L , la tensione $V_{out}(t) = \bar{V}_{out} + v_{out}(t)$ per la quale dovrà essere $v_{out}(t) = v_S(t)$, mentre \bar{V}_{out} rappresenterà il nuovo valore medio del segnale.

Per procedere alla realizzazione del clamping, cominciamo con l'esaminare il circuito di Figura 2.19, assumendo dapprima per il diodo il modello di Figura 1.37.a e supponendo che $R_L \rightarrow \infty$. Deve essere, in ogni istante:

$$V_S(t) = I(t) R_S + V_C(t) + V_{out}(t) \quad (2.25)$$

Se il diodo, in un qualsivoglia intervallo di tempo, risulta polarizzato inversamente, la sua resistenza (inversa R_r) vale infinito: il condensatore, quindi, non può mai scaricarsi. A regime esso non può nemmeno caricarsi, altrimenti si realizzerebbe un accumulo continuo di cariche sulle sue armature.

Ciò significa che, dopo un transitorio, si avrà:

$$V_C(t) = \bar{V}_C$$

$$v_{\text{out}}(t) = 0$$

$$I(t) = 0$$

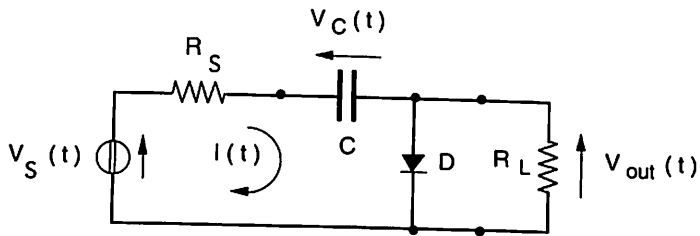


Figura 2.19

Inoltre, poiché il diodo ha resistenza diretta $R_f = 0$, la tensione ai suoi capi non può mai divenire maggiore di zero, per non provocare una corrente infinita. A regime, quindi, il diodo può essere sostituito con la sua resistenza inversa R_r , che, come si è detto, tende a infinito. In queste condizioni ci si è ricondotti a un circuito CR passa alto di tipo lineare, la cui funzione di trasferimento presenta uno zero nell'origine.

Qualunque cosa sia successa nel transitorio, dunque, se $V_S(t)$ contiene un valore medio, questo non può influenzare in alcun modo il segnale di uscita e, a lungo andare, si troverà tutto ai capi del condensatore C . La tensione media presente sul diodo, per le ragioni sopra dette ($R_f = 0$), impedisce che $v_{\text{out}}(t)$ possa diventare maggiore di zero, sarà stata costruita nella fase transitoria e si troverà anch'essa ai capi di C .

Utilizzando questo risultato si ottiene:

$$\bar{V}_S + v_S(t) = \bar{V}_C + \bar{V}_{\text{out}} + v_{\text{out}}(t)$$

da cui si ricava:

$$\bar{V}_{\text{out}} = \bar{V}_S - \bar{V}_C \quad (2.26)$$

e:

$$V_{out}(t) = v_S(t) \quad (2.27)$$

ossia si ottiene in uscita una copia fedele del segnale di ingresso, ma con un valore medio diverso, come si voleva.

Non c'è però modo di calcolare \bar{V}_{out} , in quanto l'unica condizione è che esso deve essere tale da non far diventare mai $V_{out}(t) > 0$, a meno che non si rimuova l'ipotesi di diodo ideale.

Se si abbandona l'ipotesi di diodo ideale, non è più vero che $v_C(t) = 0$. È facile però convincersi che la conclusione che \bar{V}_S non può influenzare l'uscita rimane valida in quanto, qualunque sia il circuito equivalente di Figura 1.37 adottato per il diodo, si tratterà sempre di ricondursi a un circuito di tipo passa alto. Tanto vale quindi considerare, da ora in avanti, segnali con $\bar{V}_S = 0$.

Adottiamo quindi il modello di Figura 1.37.b: per $V_{out} > 0$ (V_{out}^+) avremo il circuito della Figura 2.20.a, mentre per $V_{out} < 0$ (V_{out}^-) sarà valido quello della Figura 2.20.b, nelle quali si tenuto conto sia della resistenza di sorgente che di quella del carico.

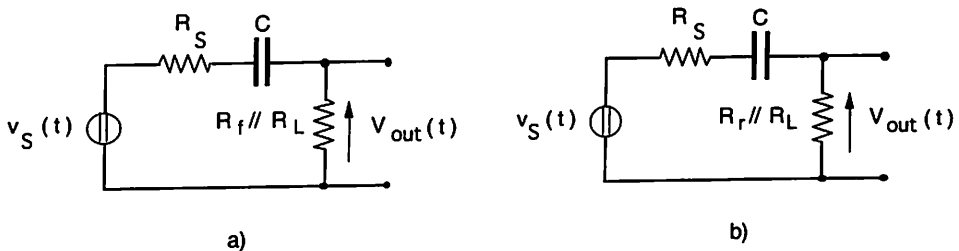


Figura 2.20

Per ragioni ovvie sarà anche:

$$R = R_r // R_L \gg R_f // R_L \cong R_f$$

Poiché rimane sempre valido il fatto che C non deve accumulare cariche,

detto Δt^+ l'intervallo di tempo in cui $V_{out} > 0$ e Δt^- quello in cui $V_{out} < 0$ (*), deve essere:

$$\frac{1}{C} \int_{\Delta t^+} \frac{V_{out}^+}{R_f} dt = \frac{1}{C} \int_{\Delta t^-} - \frac{V_{out}^-}{R} dt$$

e, dette A^+ e A^- le aree sottese rispettivamente alla parte positiva e negativa del segnale $V_{out}(t)$, si ottiene

$$\frac{A^+}{A^-} = \frac{R_f}{R} \quad (2.28)$$

Questa relazione ci dice che la parte positiva del segnale tanto più piccola rispetto a quella negativa, quanto più $R_f < R$. Al limite di $R_f/R \rightarrow 0$, $V_{out}(t)$ un segnale spostato in modo tale da sfiorare con i picchi positivi il valore $V_{out} = 0$. Da qui il nome di *clamping* dato alla cella: che aggancia, in questo caso a zero per valori negativi.

Alcune osservazioni:

- a) Poiché la (2.25) sempre valida, ne discende che l'uscita una replica fedele dell'ingresso solo se $V_C(t) = \bar{V}_C$ e $I(t) = 0$. Una volta quindi assicurati che il rapporto R_f/R sia quanto più possibile prossimo a zero, dovrà pure tendere a zero ciascuno dei termini che hanno condotto alla (2.28). Cioè:

$$\frac{1}{C} \int_{\Delta t^+} \frac{V_{out}^+}{R_f} dt = \frac{1}{C} \int_{\Delta t^-} - \frac{V_{out}^-}{R} dt \rightarrow 0$$

(*) Trattandosi di forme d'onda periodiche si intende che:

$$\Delta t^+ + \Delta t^- = T_S$$

con T_S periodo del segnale. Nel caso che si sta trattando è $\Delta t^+ \ll \Delta t^- \cong T_S$.

Poiché R e R_f sono fissate, ciò impone che C sia tale che la costante di tempo RC sia molto più grande del periodo T_S della forma d'onda da trattare.

Un esempio varrà a chiarire meglio quanto detto. Si supponga che $R_f/R \rightarrow 0$ e che $V_S(t)$ sia un'onda rettangolare. Se $RC \cong T_S$ la forma d'onda $V_{out}(t)$ risulterebbe quella di Figura 2.21 con ovvia distorsione del segnale.

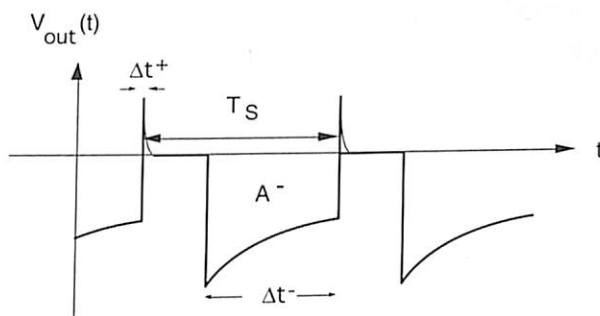


Figura 2.21

b) Mentre nel tempo in cui $V_{out}(t) < 0$ il segnale di uscita, se $v_C(t) = 0$, pari a:

$$V_{out}(t) = V_{out}^- = \frac{R}{R_S + R} v_S(t) + \bar{V}_{out}$$

nel tempo in cui $V_{out}(t) > 0$, si avrà:

$$V_{out}(t) = V_{out}^+ = \frac{R_f}{R_f + R_S} v_S(t) + \bar{V}_{out}$$

Per non avere distorsioni su $v_{out}(t)$, sia $R/(R_S + R)$ che $R_f/(R_f + R_S)$ devono tendere a uno. Ciò impone:

$$R_S \ll R_f$$

- c) Supponiamo che il segnale di ingresso, dopo un certo tempo durante il quale la sua ampiezza si manteneva costante, subisca dapprima un aumento e quindi una diminuzione. Si instaurano ovviamente due transitori che cambiano la tensione ai capi di C in modo da riportare $V_{out}(t)$ a sfiorare il livello $V_{out} = 0$. Quando $V_S(t)$ diventa più grande, la tensione del condensatore deve aumentare e tale processo è regolato dalla costante di tempo $R_f C$; nel caso opposto, il condensatore deve scaricarsi e ciò avviene attraverso R ossia con costante di tempo $RC \gg R_f C$. Si dovrà quindi progettare C in modo che sia $5 RC \cong \Delta T_{max}$, se ΔT_{max} è il tempo massimo con cui si vuole che l'uscita si adegui alle variazioni di livello dell'ingresso.
- d) Nell'ipotesi di progetto ottimale che qui riassumiamo:

$$\begin{aligned} T_S &\ll RC \ll \Delta T_{max} \\ R_S &\ll R_f \ll R \end{aligned} \quad (2.29)$$

analizziamo cosa succede nel caso di una forma d'onda di ingresso di tipo rettangolare che abbia un valore picco-picco pari a V_{PP} , nei due casi di Figura 2.22.

Si avrà

$$\begin{aligned} A^+ &= \int_{\Delta t^+ = \tau^+} V_{out}^+ dt = V_{out}^+ \tau^+ \\ A^- &= \int_{\Delta t^- = \tau^-} -V_{out}^- dt = -V_{out}^- \tau^- \end{aligned}$$

e dalla (2.28) e dalle condizioni di progetto (2.29), si ottiene:

$$\begin{aligned} V_{out}^+ - V_{out}^- &= V_{PP} \\ V_{out}^+ \tau^+ + \frac{R_f}{R} V_{out}^- \tau^- &= 0 \end{aligned}$$

Questo sistema può essere risolto rispetto a V_{out}^- e fornisce:

$$V_{out}^- = - \frac{V_{PP}}{1 + \frac{R_f \tau^-}{R \tau^+}} \tag{2.30}$$

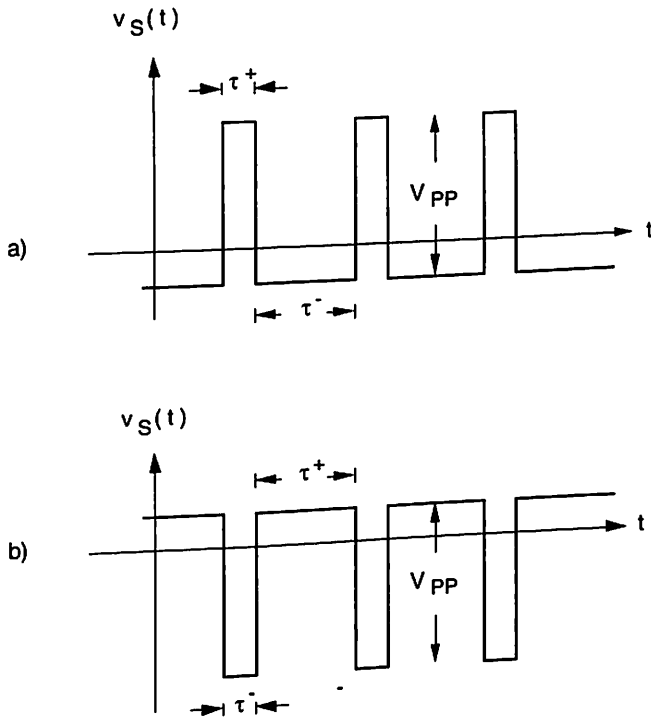


Figura 2.22

Se il clamping deve ancorare a zero il segnale di ingresso, deve essere $V_{out}^- \cong - V_{PP}$. La (2.30) fornisce quindi l'errore che si commette rispetto alla situazione ideale. Per esempio, per avere un errore inferiore all'1%, deve essere:

$$\frac{R_f \tau^-}{R \tau^+} < 0.01$$

per cui:

$$\frac{R_f}{R} < 0.01 \frac{\tau^+}{\tau^-} \quad (2.31)$$

La Eq. (2.31) permette di scegliere il diodo ed è una condizione più precisa della $R_f \ll R$. Si noterà che, se il segnale è fortemente dissimmetrico con $\tau^+ < \tau^-$ (Fig. 2.22.a), il clamping, a parità di R_f/R_S , funzionerà peggio che nel caso in cui $\tau^+ > \tau^-$ (Fig. 2.22.b).

Se il diodo di clamping viene invertito, tutti i discorsi fatti rimangono validi e il segnale viene agganciato a zero per valori positivi.

Se si considera il circuito di Figura 2.23.a è immediato convincersi che esso funziona come se il diodo avesse la caratteristica spostata di un valore $+V$ (Fig. 2.23.b). Quanto detto rimane perciò valido con le seguenti modifiche:

1. il clamping avviene solo se il picco positivo di $v_S(t)$ è maggiore di V ;
2. il segnale viene quindi agganciato a V (per valori minori, nella figura) invece che a zero;
3. si può dimostrare che la (2.28) diviene:

$$\frac{A^+ - V \cdot \Delta t^+}{A^-} = \frac{R_f}{R}$$

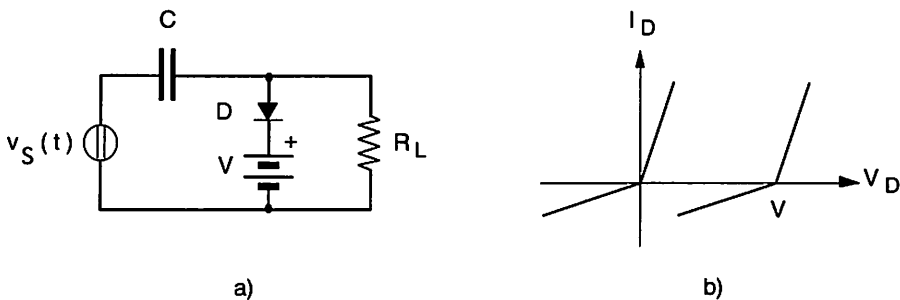


Figura 2.23

In particolare, V può rappresentare la tensione di ginocchio V_γ nel modello di Figura 1.37.d del diodo: in questo caso si evidenzia una limitazione dello schema che non riesce a trattare segnali il cui picco positivo è inferiore a V_γ . Per ovviare a questo inconveniente, si può porre il diodo nel circuito di controreazione di un amplificatore, come mostrato in Figura 2.24, con il che V_γ viene diviso per l'amplificazione a catena aperta, la quale, essendo sicuramente maggiore di 10^3 , riduce V_γ a frazioni di mV.

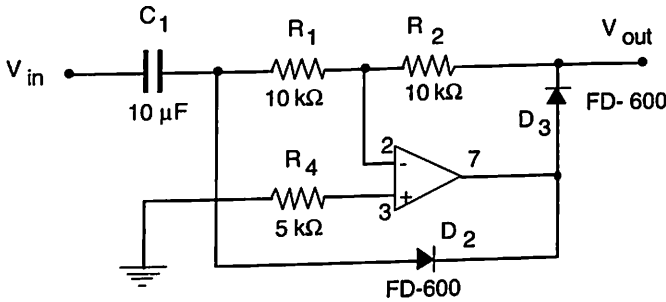


Figura 2.24

C'è da notare che, per non avere distorsioni armoniche sul segnale di uscita, il tempo di recupero del diodo e lo slew rate dell'amplificatore operazionale devono essere molto inferiori (v. Paragrafo 5.5) ai tempi caratteristici del segnale di ingresso.

Prima di chiudere questo esempio, conviene esaminare brevemente il problema della misura del valore di picco di un segnale non ripetitivo. Per fare ciò si consideri il segnale di Figura 2.25 applicato al circuito di Figura 2.19. Si è nel caso in cui $\tau^+ \ll \tau^-$ e quindi, per la (2.30), $V_{out}^- \rightarrow 0$.

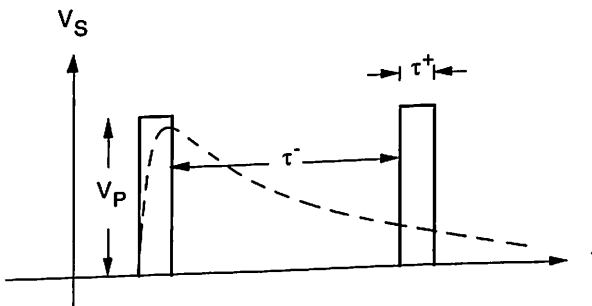


Figura 2.25

Si consideri la tensione ai capi di C : durante il picco positivo, se $R_f C \ll \tau^+$ il condensatore si carica al valore $V_p - V_\gamma$ e, una volta passato l'impulso, tende a scaricarsi con costante tempo RC . Se ora si fa tendere τ^- all'infinito, ossia si è in presenza di un picco non ripetitivo, la tensione di C ha l'andamento tratteggiato in Figura 2.25. È ovvio che la misura precisa di V_p esige che $V_\gamma \rightarrow 0$ e che $R \rightarrow \infty$.

Un circuito capace di memorizzare V_p per permetterne la misura con un voltmetro in continua è mostrato in Figura 2.26.

In esso, si amplifica l'impulso del fattore $-R_2/R_1$ e, per la presenza di C , passato l'impulso, si polarizza inversamente D . In queste condizioni, V_γ viene diviso per il guadagno dell'amplificatore, C si scarica con la corrente inversa di D e la misura viene fatta sul source del FET. Se $C = 1 \mu\text{F}$, poiché un buon diodo può avere correnti inverse dell'ordine di 1 nA , si ottiene una scarica a velocità:

$$\frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{10^{-9}}{10^{-6}} = 1 \text{ mV/sec}$$

Se il tutto è progettato correttamente, si può misurare il picco dell'impulso con una precisione dell'ordine dell'1%.

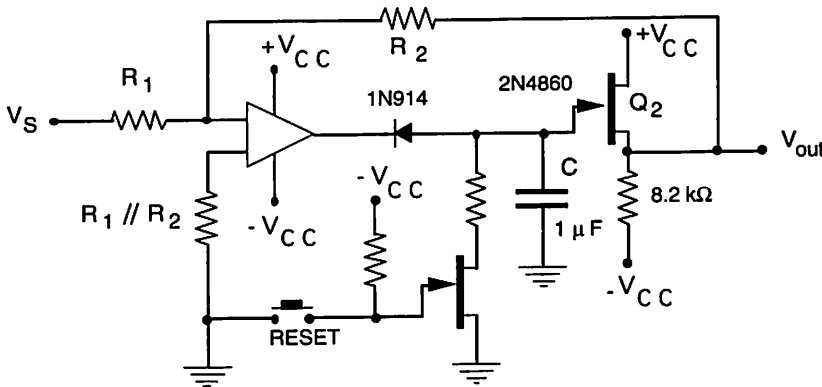


Figura 2.26

Nel gruppo di esempi che seguono, si studierà il comportamento di alcuni schemi che usano un transistor come interruttore.

Le prestazioni di un transistor come interruttore non sono quelle ideali, né in regime statico (corrente nulla e tensione nulla per interruttore rispettiva-

mente aperto e chiuso), né in regime dinamico (tempo di commutazione nullo). Nelle considerazioni che si faranno si supporrà che i tempi di commutazione propri del transistor siano trascurabili rispetto ai tempi con i quali le tensioni e le correnti ai suoi terminali si adeguano ai valori statici (di regime) e che sono stabiliti dai componenti circuitali cui il transistor stesso è connesso.

In altre parole, si userà per il transistor il modello di Ebers e Moll, ritenendo che siano prevalenti i tempi determinati dagli elementi reattivi a esso connessi rispetto a quelli suoi intrinseci.

Esempi 2.7.4 Circuiti monostadio in regime di commutazione.

Esempio 2.7.4.a Carico induttivo.

Si consideri il circuito di Figura 2.27.a in cui R_B ingloba l'eventuale resistenza interna del generatore di segnale e si assume che il segnale (a, b, c, d) abbia fronti istantanei e inizi al tempo $t = 0$. Applicando il Teorema di Thévenin al collettore si ottiene lo schema mostrato in Figura 2.27.b.

Per i tempi $t < 0$ la situazione di polarizzazione in ingresso (assumendo valido un modello del tipo di quello rappresentato in Figura 1.42.c) è rappresentata dal punto (A,D) di intersezione con la retta di carico:

$$V_{BE} = V_S(t) - R_B I_B$$

per $V_S(t) = 0$ (Fig. 2.27.c).

La corrente che scorre in base è la I_{BR} , che fissa, sulle caratteristiche di uscita, la curva sulla quale giace il punto di lavoro del transistor per $t < 0$. Questo è determinato per intersezione con la retta di carico statica della maglia di uscita:

$$V_{CE} = V_{CC} \frac{R}{R_C + R} - I_C (R_C // R)$$

poiché in regime statico la L è un corto circuito (punto A di Fig. 2.27.d). All'arrivo del fronte ab il circuito di ingresso, non presentando elementi reattivi (il che equivale a dire che le capacità di giunzione si caricano in tempi trascurabili rispetto ai tempi di commutazione di uscita), si porterà nel punto di lavoro (B,C), cui corrisponde la corrente di base I_B , in un tempo da considerarsi nullo. Il punto di lavoro in uscita si sposterà conseguentemente sulla curva $I_B = I_S^{(*)}$.

(*) Non si confonda con I_S di (1.53).

Consideriamo gli stati di regime. Al tempo t_1 , supponendo che tutti i transienti siano terminati, il transistor si troverà a lavorare nel punto C. Quindi, per tempi $t \gg t^*$, esso ritornerà nel punto A, di partenza, mentre la base sarà precedentemente tornata nel punto (A,D).

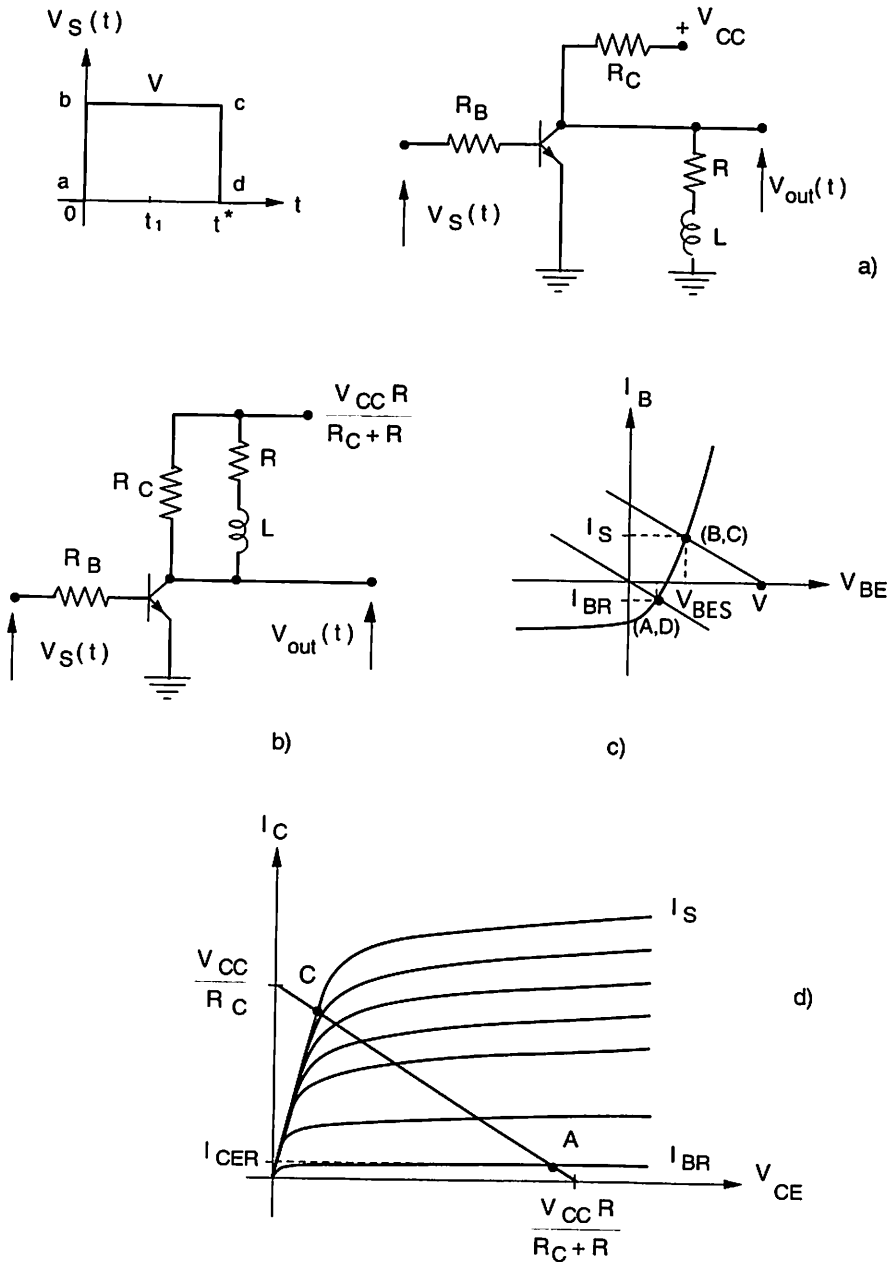


Figura 2.27

Va studiato ora il comportamento dello schema nei pressi dei fronti di commutazione. Per fare questo si rammenti che un bipolo induttivo ha un modello dato dalla (1.40) e che quindi, nel passaggio da $t = 0^-$ a $t = 0^+$, esso si comporta come un generatore di corrente pari a $i_L(t = 0)$: il ramo nel quale l'induttanza è inserita non partecipa quindi istantaneamente alla transizione, $i_L(t = 0) = 0$, cioè presenta una resistenza dinamica infinita. All'arrivo del fronte ab, il transistor lavorerà con una retta di carico dinamica diversa da quella statica e precisamente con inclinazione data dalla sola R_C , sempre passante per A (Fig. 2.28), la quale stabilirà il nuovo punto di lavoro istantaneo in B (sulle caratteristiche di uscita sono segnate solo quelle di interesse relative a $I_B = I_{BR}$ e $I_B = I_S$).

La tensione di uscita $V_{out}(t)$, che in questo caso coincide con V_{CE} , calerà istantaneamente al valore corrispondente. Passato il fronte, il circuito tende a riportarsi nelle condizioni di funzionamento statiche, che, per la nuova $I_B = I_S$, sono rappresentate dal punto C. Tale transitorio è governato dalla presenza dell'induttanza e, se è possibile approssimare il tratto BC con un segmento, si smorza con un andamento esponenziale la cui costante di tempo è data da $\tau_1 \cong L/(R + R_C // r_{sat})$, ove r_{sat} è la resistenza dinamica presentata dal transistor nel tratto BC (linearizzato) di saturazione. Dati i plausibili valori di r_{sat} , è quasi sempre valida l'approssimazione $\tau_1 \cong L/R$. Il valore asintotico dell'esponenziale è il valore di V_{CE} in C.

Per $t = t'$, ossia all'arrivo del secondo fronte di commutazione, succede un fenomeno del tutto analogo, ma ora la retta di carico dinamica ruota intorno a C e porta il punto di lavoro istantaneo su D. Ciò provoca il fronte CD su $V_{out}(t)$ e, mentre il punto di lavoro si riporta in A scivolando sulla caratteristica $I_B = I_{BR}$, $V_{out}(t)$ evolve con un transitorio esponenziale con costante tempo pari questa volta a $\tau_2 \cong L/(R + R_C // r_{int})$, ove r_{int} è la resistenza dinamica del transistor nel tratto DA praticamente pari a V_A/I_{CER} . È plausibile quindi porre $\tau_2 \cong L/(R + R_C) < \tau_1$, per cui questo secondo transitorio sarà più veloce del primo.

Ne consegue quindi in uscita il segnale complessivo (ABCD) che, per la presenza dell'induttanza, è distorto rispetto al segnale di ingresso (Fig. 2.28.b).

La situazione in uscita cambia a seconda del valore di R_C ed R (il valore di L influenza solo le costanti tempo dei transienti) ed è bene considerare esplicitamente almeno due casi.

Per primo, si supponga che (v. Fig. 2.29) $R_C > R$ in modo tale che B cada nella zona di saturazione, mentre C rimane in zona attiva. In questo caso, nel passare da B a C il punto di lavoro del transistor percorre un tratto che non è

possibile assimilare a un segmento per il quale definire una resistenza dinamica. Si deve almeno considerare BC diviso in due tratti rettilinei BB' e B'C cui corrisponderanno rispettivamente le resistenze r_{sat} e $r_o \equiv V_A/(\beta I_S)$.

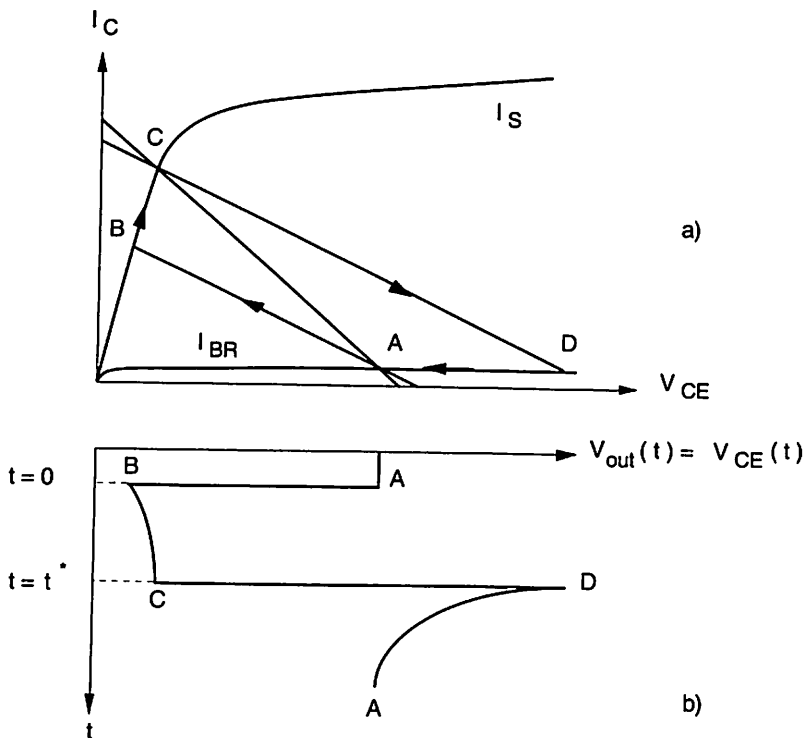


Figura 2.28

Corrispondentemente, si avranno in uscita due costanti di tempo: la prima ancora pari a τ_1 , la seconda circa pari a τ_2 se $R_C/r_o \approx R_C$. Inoltre, nel passare da B a C, il punto di lavoro evolverà come se il punto di arrivo asintotico fosse C' e non C. Ne conseguirà quindi la forma d'onda mostrata in Figura 2.29.b per il primo transitorio, mentre il secondo (da D ad A) rimane sostanzialmente immutato rispetto alla Figura 2.28.

Si consideri ora il circuito di Figura 2.30 che è analogo a quello esaminato, ma con l'induttanza connessa direttamente all'alimentazione. Tale circuito potrebbe rappresentare il comando di un relais: R è la resistenza dell'avvolgimento e il diodo serve per protezione, per le ragioni che seguono.

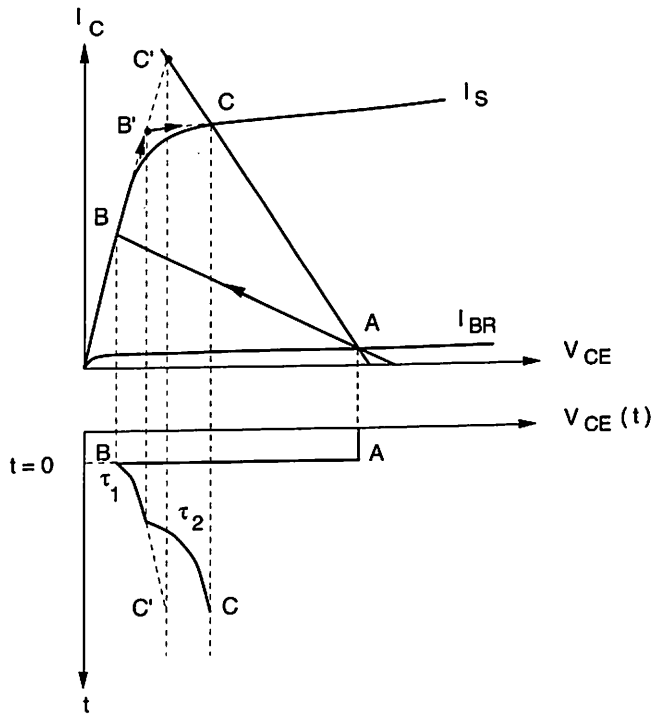


Figura 2.29

All'arrivo del primo fronte, considerando il diodo ideale, la retta di carico dinamica (Fig. 2.31) diventa orizzontale per A e il punto di lavoro dinamico si sposta in B, ritornando successivamente in C con costante tempo τ_1 .

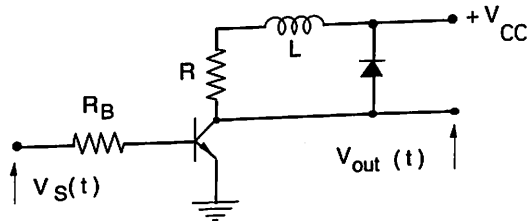


Figura 2.30

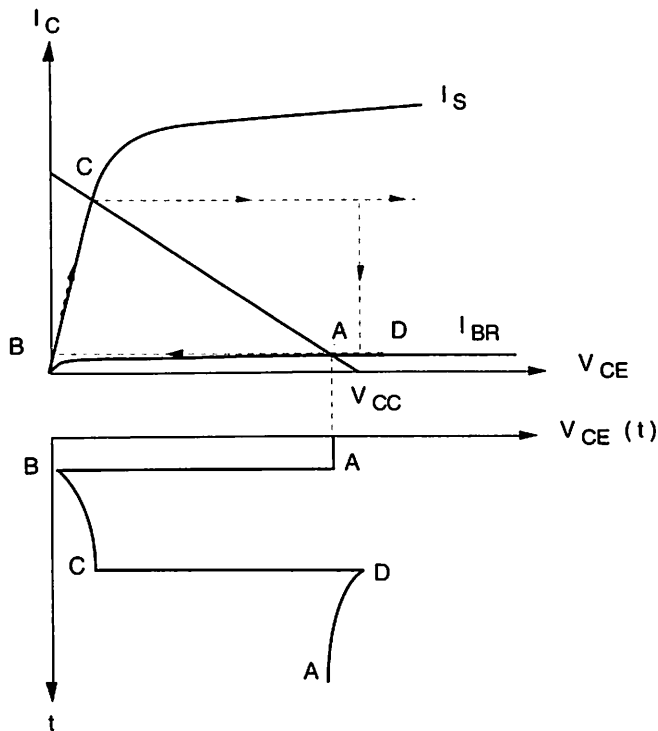


Figura 2.31

All'arrivo del secondo fronte, la retta di carico dinamica ritorna ad essere orizzontale e il punto di lavoro istantaneo si porta all'incrocio tra questa e la caratteristica a $I_B = I_{BR}$. Ciò non può che avvenire nella zona di *break down*, il che danneggerebbe il transistor. Ma, arrivato a $V_{CE} = V_{CC}$, il diodo scatta, proteggendo il transistor, la retta di carico diventa verticale e il punto di lavoro si porta in D, donde ritorna in A con le modalità prima discusse. Il caso di diodo non ideale non presenta sostanziali differenze.

Esempio 2.7.4.b Carico accoppiato a trasformatore.

Si consideri il circuito di Figura 2.32.a in cui il carico è accoppiato al collettore tramite un trasformatore con rapporto di trasformazione $n:1$. Per il nostro studio sarà sufficiente utilizzare un circuito equivalente semplificato del trasformatore, che tenga conto della sola induttanza di magnetizzazione, di modo che il collettore veda, dinamicamente, un'induttanza L_m in parallelo al carico riportato al primario, cioè a Rn^2 (Fig. 2.32.b).

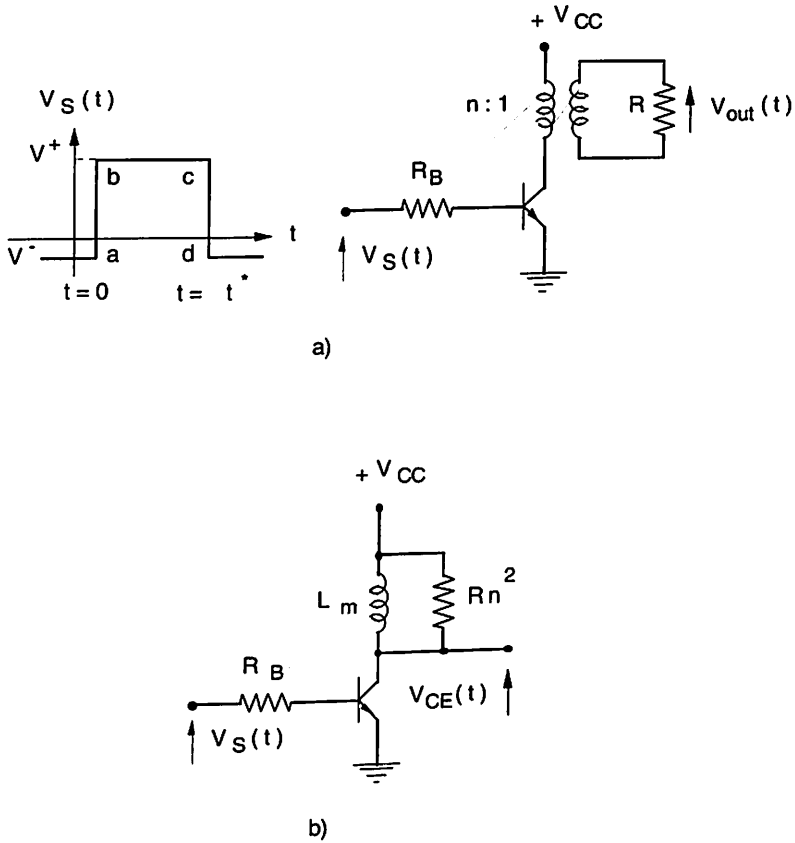


Figura 2.32

Dal punto di vista statico, seguendo il filo delle considerazioni illustrate nell'Esempio precedente, il punto di lavoro per $t < 0$ è dato da (A,D) sulle caratteristiche di ingresso (Fig. 2.33.a) e da A su quelle di uscita (Fig. 2.33.b), sulle quali la retta di carico statica è quasi verticale, con una pendenza data dalla sola resistenza dell'avvolgimento primario.

All'arrivo del fronte vale il circuito equivalente dinamico, per cui la retta di carico dinamica (stabilita da R_n^2) porta il punto di lavoro in B; da B si sposta verso C' con costante tempo $\tau_1 = L/(R_n^2/r_{sat}) \cong L/r_{sat}$, quindi si va da B' verso C con costante tempo $\tau_2 = L/(R_n^2/r_o) \cong L/R_n^2 < \tau_1$. All'arrivo del fronte negativo, si passa da C a D e quindi ad A con costante di tempo pari praticamente a τ_2 . In uscita, $V_{out}(t)$ ha evoluzioni simili a quelle di $V_{CE}(t)$ (Fig. 2.33.c), ma n volte più piccole e con valori asintotici (statici) pari a zero.

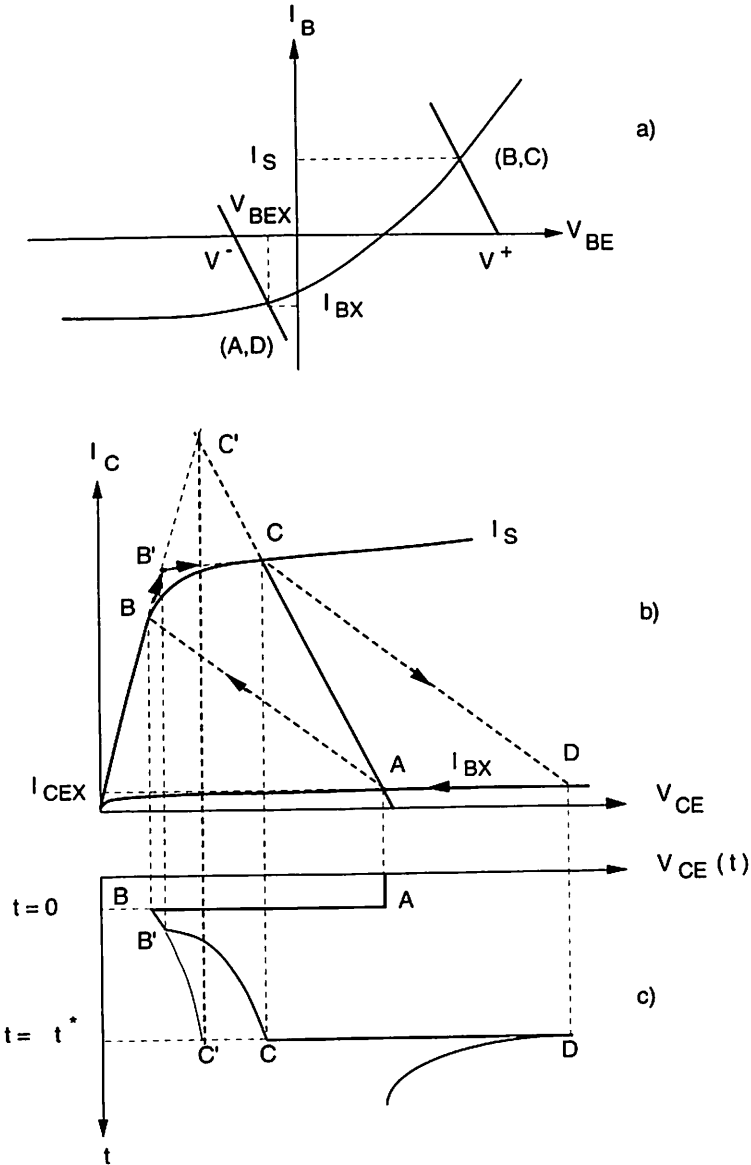


Figura 2.33

Esempio 2.7.4.c Carico capacitivo.

Nello schema di Figura 2.34 è indicato uno stadio con carico capacitivo: esso può, per esempio, essere rappresentativo delle capacità parassite di uscita, in parallelo alle eventuali capacità di ingresso dello stadio seguente.

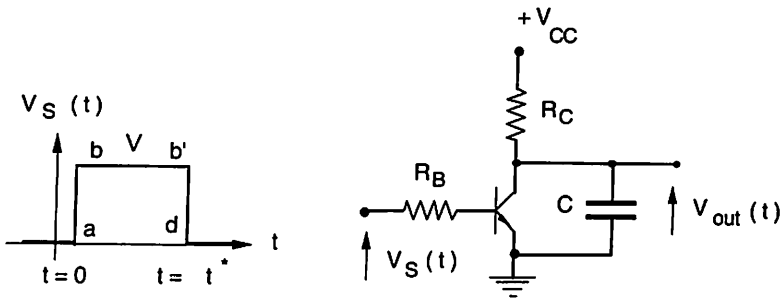


Figura 2.34

Il comportamento di un bipolo capacitivo è descritto dal modello (1.40) e quindi un condensatore, in un intervallo infinitesimo di tempo intorno al generico t , si comporta come un generatore ideale di tensione pari a $V_C(t)$, ossia presenta una resistenza dinamica nulla.

Con le solite considerazioni sulle caratteristiche di ingresso, si riconosce che per $t < 0$ il punto di lavoro (Fig. 2.35) è (A,D) cui corrisponde A in uscita e che per $0 < t < t^*$ il punto di lavoro deve evolvere sulla caratteristica $I_B = I_S$.

All'arrivo del fronte, il collettore "vede" il parallelo tra una resistenza dinamica nulla e R_C , per cui la retta di carico istantaneamente si dispone verticale e il punto di lavoro sulle caratteristiche di uscita si sposta in B. Quindi, sempre per $I_B = I_S$, scivola verso B' con costante tempo:

$$\tau_1 = (R_C // r_o) C \cong R_C C$$

Arrivato in B'', la costante tempo diventa:

$$\tau_2 = (R_C // r_{sat}) C \cong r_{sat} C \ll \tau_1$$

e si raggiunge il nuovo punto statico B'. All'arrivo del fronte negativo ha luogo il passaggio da B' a D istantaneamente e da D ad A lungo la $I_B = I_{BR}$ con costante tempo circa pari a τ_1 .

In questo caso, la $V_{out}(t)$ coincide con la $V_{CE}(t)$.

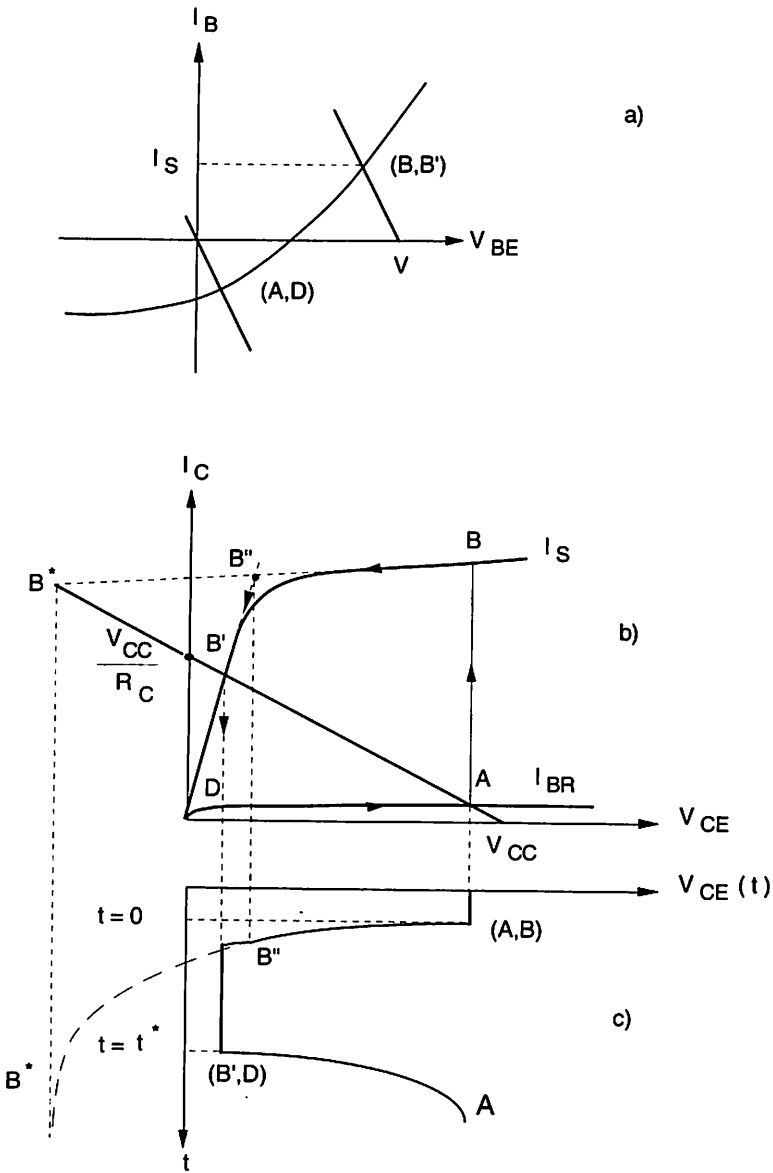


Figura 2.35

Esempio 2.7.4.d Carico accoppiato tramite condensatore.

Interessante è il caso in cui il carico sia accoppiato al collettore tramite un condensatore (Fig. 2.36).

Scontate le solite considerazioni sul circuito di ingresso, la tensione sul collettore è ricavabile (v. Fig. 2.37) considerando che, agli istanti dei fronti, il

collettore vede un carico pari a $(R_C // R) < R_C$, per cui il punto di lavoro passa prima da A a B, per raggiungere la nuova condizione statica B' con le due costanti di tempo $\tau_1 \cong (R_C + R) C$ e $\tau_2 \cong (r_{sat} + R) C \cong R C$; quindi, al fronte negativo, si passa in D e poi di nuovo in A con costante di tempo pari praticamente a τ_1 .

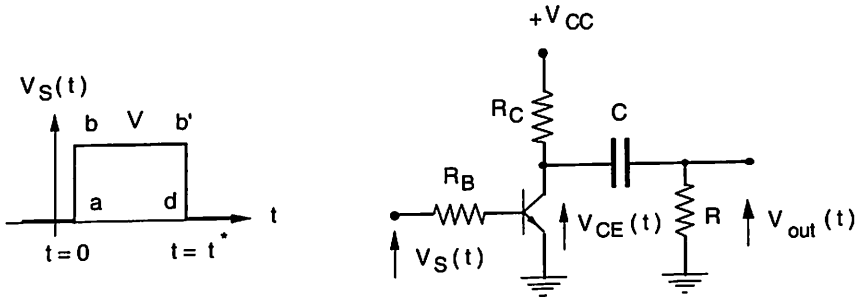


Figura 2.36

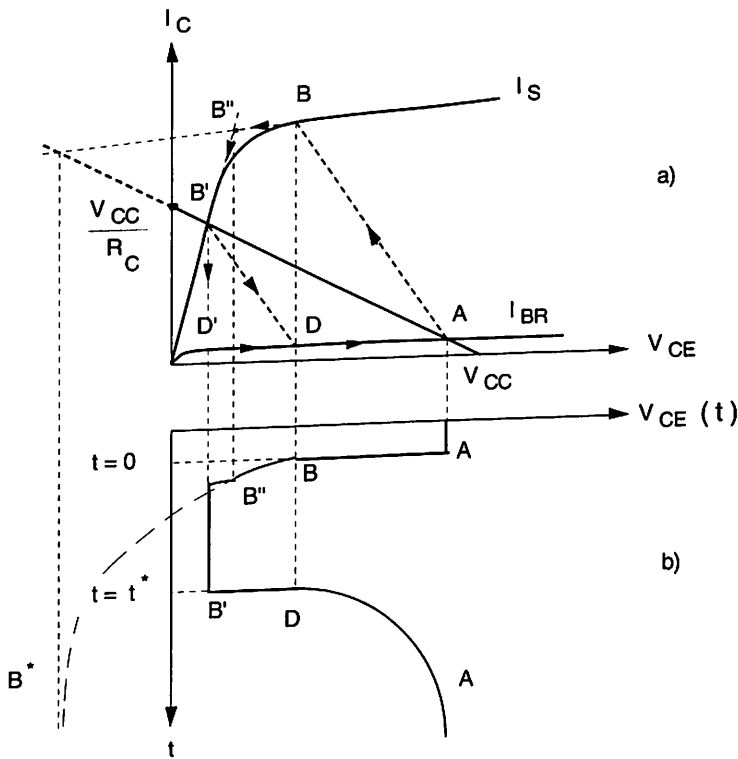


Figura 2.37

In uscita, la forma d'onda presenta gli stessi fronti istantanei, ma le porzioni esponenziali tendono tutte verso zero, pur mantenendo il valore rispettivo delle costanti di tempo (Fig. 2.38).

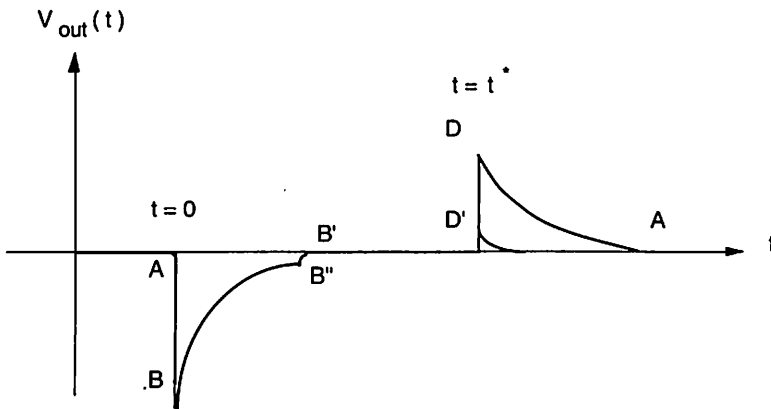


Figura 2.38

L'accoppiamento a condensatore è usato per mettere in cascata due celle di amplificazione. In questo caso si può pensare che R rappresenti la rete di polarizzazione dello stadio successivo e che un diodo a essa in parallelo simuli la giunzione BE, come è mostrato in Figura 2.39.

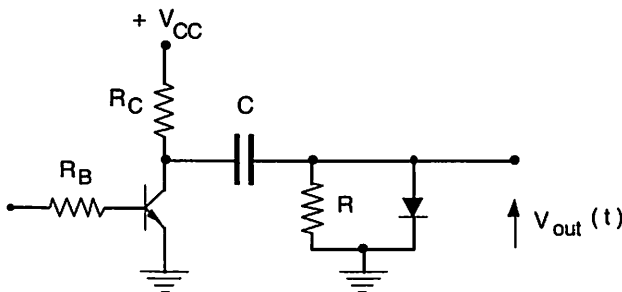


Figura 2.39

Fino al punto B' la forma d'onda è uguale a quella del caso precedente in quanto fino all'istante t^* il diodo non conduce (v. Fig. 2.38). Per $t = t^*$ il diodo (si considera il modello di Fig. 1.37.b) scatta, la retta di carico dinamica diventa più ripida poiché $(R // R_f) \cong R_f$ e il punto di lavoro si sposta in D' provocando in uscita un fronte molto più piccolo che nel caso precedente (Fig. 2.38).

Quindi la $V_{out}(t)$ tende a zero con costante di tempo:

$$\tau_3 = (R_C + R_f)C < \tau_1$$

Esempio 2.7.4.e Ripetere gli esempi 2.7.4.a,b,c,d, sostituendo un transistor MOSFET e un JFET al BJT.

Il circuito di ingresso di un MOSFET è ben schematizzabile con una capacità praticamente pari alla capacità geometrica del gate. Supporre che i tempi dei transistori siano determinati solamente dalla circuiteria esterna al componente attivo equivale ad assumere che la capacità di gate si carichi istantaneamente. Detto questo, l'analisi si svolge sulle caratteristiche di uscita in modo analogo a quello utilizzato negli esempi precedenti e non presenta quindi novità o difficoltà da mettere in luce.

Una particolare considerazione merita però il caso che si riporta, generalizzato, in Figura 2.40.a, specialmente se si ammette che il carico non sia necessariamente una resistenza. Supponiamo quindi che si tratti di un componente generico del quale si conosca il legame tra la V_L ai suoi capi e la I_L che lo attraversa. Si ha:

$$I_C = C \frac{dV_{out}}{dt} = I_L - I_D$$

$$V_L = V_{DD} - V_{out} \quad (2.32)$$

Si supponga che il carico sia un altro MOSFET montato con drain a gate in corto (Fig. 2.40.b) e che V_{in} sia un segnale a due livelli, uno sopra soglia (per esempio pari a V_{DD}) e l'altro sotto soglia (per esempio pari a zero). La linea di carico statica sulle caratteristiche del transistor pilota è mostrata in Figura 2.40.c. Essa si costruisce considerando che, dalle (2.32), in condizioni statiche, $I_L = I_D$ e quindi:

$$I_L = I_D = \frac{\beta_L}{2} (V_{GS}^L - V_{TL})^2 = \frac{\beta_L}{2} (V_{DS}^L - V_{TL})^2 = \frac{\beta_L}{2} (V_{DD} - V_{DS}^D - V_{TL})^2$$

dove le L ad apice stanno per *Load* = carico e le D stanno per *Driver* = pilota). Si tratta quindi di una parabola con vertice nel punto ($I_D = 0, V_{out1} = V_{DD} - V_{TL}$).

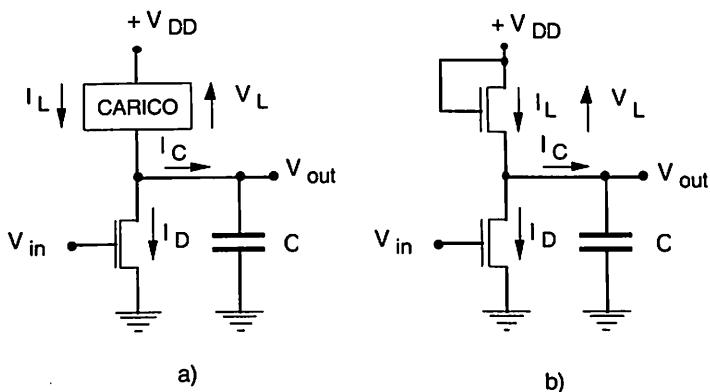


Figura 2.40

La traiettoria del punto di lavoro è mostrata in Figura 2.40.c quando V_{in} passa da zero a V_{DD} e quindi torna a zero.

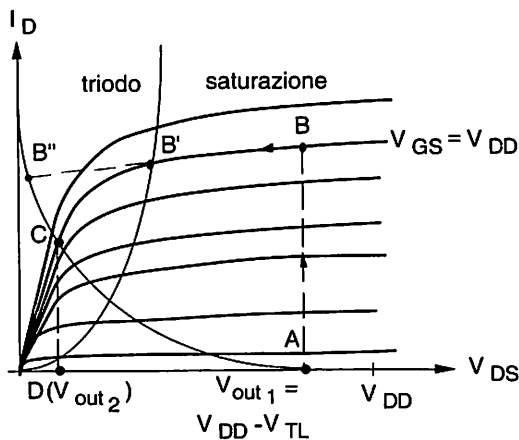


Figura 2.40.c

I tempi di commutazione si calcolano risolvendo l'equazione differenziale (2.32) e tenendo presente l'evoluzione del punto di lavoro della cella (Fig. 2.40.c):

- Quando V_{in} passa da zero a V_{DD} il punto di lavoro passa da A a B e la (2.32) assume la forma:

$$C \frac{dV_{out}}{dt} = \frac{\beta_L}{2} (V_{DD} - V_{out} - V_{TL})^2 [1 + \lambda_L(V_{DD} - V_{out})] +$$

$$- \frac{\beta_D}{2} (V_{DD} - V_{TD})^2 (1 + \lambda_D V_{out})$$

valida fino a $V_{out} = V_{out}(B')$, con:

$$V_{out}(B') = V_{DD} - V_{TD}$$

e V_{TD} soglia del transistor pilota.

Dopo questo valore, il pilota entra in zona di triodo e la (2.32) diventa:

$$C \frac{dV_{out}}{dt} = \frac{\beta_L}{2} (V_{DD} - V_{out} - V_{TL})^2 [1 + \lambda_L(V_{DD} - V_{out})] +$$

$$- \frac{\beta_D}{2} [2(V_{DD} - V_{TD}) V_{out} - V_{out}^2]$$

valida fino a C, ossia a V_{out2} . Si noti che il transistor di carico non esce mai dalla zona di saturazione, poiché è sempre $V_{DS}^L = V_{GS}^L$.

- Quando V_{in} passa da V_{DD} a zero, da C si passa in D e la (2.32) assume la forma:

$$C \frac{dV_{out}}{dt} = \frac{\beta_L}{2} (V_{DD} - V_{out} - V_{TL})^2 [1 + \lambda_L (V_{DD} - V_{out})]$$

valida fino a $V_{out1} = V_{DD} - V_{TL}$.

Per esplicitare la (2.32) si è usato il modello (1.61). Le equazioni ottenute non sono affatto semplici e a peggiorare la situazione interviene il fatto che $V_{TL} = V_{TL}(V_{out})$ per l'effetto body (1.60): o ci si rassegna a un procedimento di integrazione complesso o si apportano alcune approssimazioni che permettano di abbassare il grado di difficoltà del problema. Per esempio:

- si possono trascurare le correzioni alla Early ponendo $\lambda = 0$;
- si può supporre, salvo poi costruire i transistor conseguentemente, che $\beta_D \gg \beta_L$ e che quindi I_L sia trascurabile rispetto a I_D durante la scarica di C;

ciò che rende integrabili facilmente e in forma chiusa le equazioni differenziali di transitorio (v. Vol. 3, Paragrafo 4.7.b).

La cella di Figura 2.40.a rappresenta bene la situazione di un invertitore (NOT) caricata dalla capacità complessiva di ingresso dello stadio successivo.

Un JFET non viene mai utilizzato in circuiti di commutazione, ma solo in applicazioni lineari. È comunque conveniente richiamare qui le peculiarità del suo comportamento:

- La tensione di gate non deve mai polarizzare direttamente la giunzione. Si dovrà usare quindi uno schema del tipo di quello mostrato in Figura 2.40', con opportuno valore di V_{GG} .
- La capacità di gate non è geometrica, ma di giunzione, quindi non lineare e variabile con la tensione applicata secondo la (1.48). Il calcolo risulterebbe quindi molto complicato, ma si può semplificare considerando una capacità media pari a:

$$\bar{C}_{GS} = \frac{1}{V_2 - V_1} \int_{V_1}^{V_2} \frac{C_{j0GS}}{(1 + |V_{GS}|/V_{B-i})^n} dV_{GS} \quad (2.32')$$

dove V_2 e V_1 sono gli estremi toccati dalla tensione di gate.

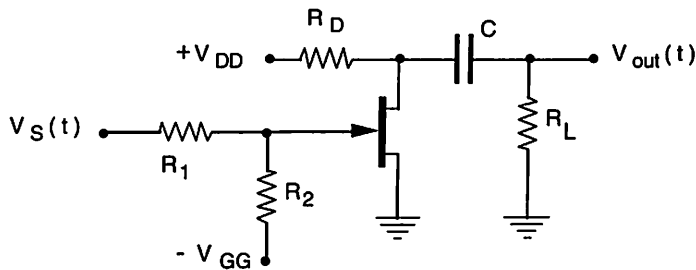


Figura 2.40'

Esempio 2.7.5 Progetto di un interruttore.

Si supponga di voler utilizzare un BJT come interruttore secondo uno dei due schemi di Figura 2.41. Ci si chiede quale dei due schemi è più conveniente al fine di avere una minore tensione residua.

La tensione residua è un parametro statico, quindi è possibile usare, per risolvere il problema, il modello (1.52). Da questo si ricava:

$$V_{BE} = V_T \ln \left[1 - \frac{I_E + \alpha_R I_C}{(1 - \alpha_R \alpha_F) I_{ES}} \right]$$

$$V_{BC} = V_T \ln \left[1 - \frac{\alpha_F I_E + I_C}{(1 - \alpha_R \alpha_F) I_{CS}} \right]$$

dalle quali, per differenza e ricordando che $\alpha_R I_{CS} = \alpha_F I_{ES}$:

$$\begin{aligned}
 V_{CE} &= V_T \ln \frac{(1 - \alpha_R \alpha_F) I_{CS} \cdot (-\alpha_R \alpha_F + 1) I_{ES} + (1 - \alpha_R) I_C + I_B}{(1 - \alpha_R \alpha_F) I_{ES} (1 - \alpha_R \alpha_F) I_{CS} - (1 - \alpha_F) I_C + I_B \alpha_F} = \\
 &= V_T \ln \left[\frac{\alpha_F}{\alpha_R} \cdot \frac{\frac{-\alpha_R \alpha_F + 1}{\alpha_F I_B} I_{ES} + \frac{1 - \alpha_R}{\alpha_F} \frac{I_C}{I_B} + \frac{1}{\alpha_F}}{\frac{1 - \alpha_R \alpha_F}{\alpha_F I_B} I_{CS} - \frac{1 - \alpha_F}{\alpha_F} \frac{I_C}{I_B} + 1} \right] = \\
 &= V_T \ln \left[\frac{1}{\alpha_R} \cdot \frac{\frac{-\alpha_R \alpha_F + 1}{I_B} I_{ES} + (1 - \alpha_R) \frac{I_C}{I_B} + 1}{\frac{1 - \alpha_R \alpha_F}{\alpha_F I_B} I_{CS} - \frac{I_C}{\beta_F I_B} + 1} \right]
 \end{aligned}$$

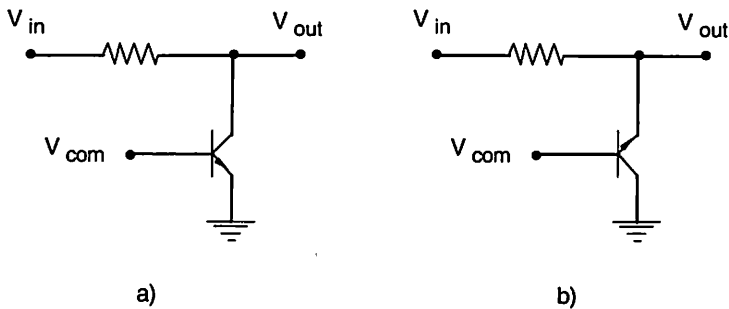


Figura 2.41

Nella connessione di Figura 2.41.a si può senz'altro supporre che I_B sia molto maggiore di I_{ES} e I_{CS} e che sia tale che $\beta_F I_B > I_C$, ma $\beta_F I_B \equiv I_C$ per non mandare il transistor in saturazione profonda, ciò che aumenterebbe il tempo di recupero nel passare da ON a OFF. Si ha cioè:

$$V_{CE} \equiv V_T \ln \left(\frac{1}{\alpha_R} \cdot \frac{1 + \beta_F}{1 - \frac{I_C}{\beta_F I_B}} \right)$$

ove il logaritmo ha un argomento che tende a valori molto grandi.

Nell'altra connessione, è sempre vero che $I_B \gg I_{ES}$ e I_{CS} , ma ora $I_B \equiv -I_C$, per cui:

$$V_{CE} \equiv V_T \ln \left(\frac{1}{\alpha_R} \cdot \alpha_R \right) \rightarrow 0$$

che, quindi, dal punto di vista della tensione residua, è più conveniente.

Nell'uso come interruttore, il BJT è stato ormai sostituito dal MOSFET che presenta una tensione residua nulla e una resistenza residua diversa da zero. L'Esempio svolto aveva solo lo scopo di mostrare una applicazione del modello analitico di Ebers e Moll. Avendo risolto un problema statico, nessuna informazione ci è stata fornita sui tempi con i quali l'interruttore si chiude o si apre.

Esempio 2.7.6 Stabilizzazione con un diodo del punto di lavoro di un transistor BJT. Si vuole vedere come l'uso di un diodo, opportunamente selezionato, nella rete di polarizzazione di un transistor, permetta di migliorare il coefficiente di stabilità:

$$S = \left(\frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \right)_Q$$

Si consideri il circuito di Figura 2.42.

Il diodo è polarizzato direttamente e per esso si userà il modello di Figura 1.37.c, trascurando R_f rispetto alle altre resistenze. Si ottiene:

$$I_B = \frac{V_{th} - V_{BE} - I_E R_E}{R_{th}}$$

con:

$$V_{th} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_\gamma \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$R_{th} = R_1 // R_2$$

$$I_E = I_C + I_B$$

Poiché dalla (1.54) si ottiene che:

$$I_C = \beta_F I_B + (\beta_F + 1) I_{CO}$$

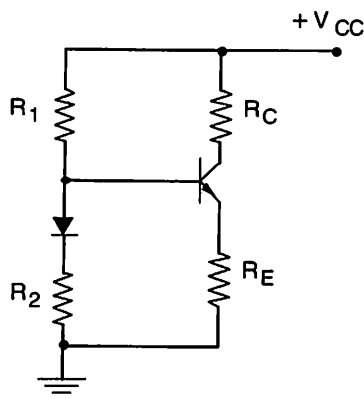


Figura 2.42

si ha, in definitiva:

$$I_C = \frac{\beta_F \frac{V_{th}}{R_{th}} - \beta_F \frac{V_{BE}}{R_{th}} + (\beta_F + 1) \left(1 + \frac{R_E}{R_{th}}\right) I_{CO}}{1 + \frac{R_E}{R_{th}} + \beta_F \frac{R_E}{R_{th}}} \quad (2.33)$$

La variazione ΔI_C dovuta alle tensioni $V_{BE}(T)$ e $V_\gamma(T)$ vale quindi:

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta T} = \frac{\frac{\beta_F}{R_{th}} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{\Delta V_\gamma}{\Delta T} - \frac{\beta_F}{R_{th}} \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T}}{1 + \frac{R_E}{R_{th}} + \beta_F \frac{R_E}{R_{th}}}$$

e, poiché $\beta_F \gg 1$, si ottiene:

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta T} \cong \frac{1}{R_E} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{\Delta V_\gamma}{\Delta T} - \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} \right) \quad (2.33')$$

Si vede quindi(*) che, scelto un diodo la cui caratteristica $V_\gamma(T)$ sia simile a quella $V_{BE}(T)$, la compensazione è portata a livelli molto spinti scegliendo opportunamente R_1 ed R_2 . Ovviamente, la compensazione è operante solo se le temperature del diodo e della giunzione BE del transistor si mantengono uguali.

Nel caso in cui R_2 sia zero non è più possibile trascurare R_f nel calcolo della (2.33) e si deve usare il modello di Figura 1.37.d. Un caso particolarmente importante è quello nel quale il diodo è realizzato con un transistor connesso come in Figura 2.43 (transdiodo), ove si è pure supposto $R_E = 0$. Questa configurazione circuitale prende il nome di *specchio di corrente*. Il transdiodo ha un modello del tipo (1.47) con $I_0 = \alpha_F I_{ES}$ e $V_D = V_{BE}$.

La (2.33) andrebbe modificata tenendo presente la nuova situazione, ma, poiché le due V_{BE} sono uguali, è immediato dedurre dallo schema che:

$$I_{C2} \cong I_{C1} \cong \frac{V_{CC}}{R_1} \quad (2.34)$$

se $V_{CC} \gg V_{BE}$.

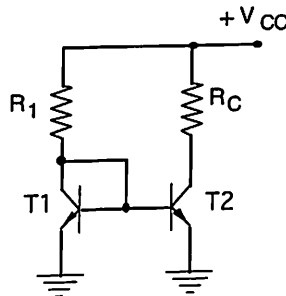


Figura 2.43

(*) Se il diodo non esistesse si otterrebbe: $\Delta I_C = -\frac{\Delta V_{BE}}{R_E}$. Si noti inoltre che si è abbandonata la usuale relazione $I_C + I_E + I_B = 0$ per la più comoda $I_C + I_B = I_E$, considerando cioè la I_E uscente dal transistor.

Infatti, se i due transistor sono in zona attiva e sono uguali (hanno cioè stessa I_S), poiché hanno la stessa V_{BE} , a meno della correzione di Early devono avere la stessa I_C data dal valore (2.34). Ciò è valido fino al valore di R_C che porta in saturazione il suo transistor, cioè $R_C \cong R_1$. Se i due transistor non sono uguali, e hanno, per esempio, diversa area di giunzione base-emitter, allora le correnti di collettore stanno tra loro come il rapporto delle aree.

Più in generale, riconsideriamo lo schema di Figura 2.43 supponendo che ci sia una resistenza R sull'emettitore di T2. Dall'equilibrio alla maglia delle giunzioni, si ha:

$$V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} = V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}} + I_{C2} R$$

e quindi:

$$V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} \frac{I_{S2}}{I_{C2}} = I_{C2} R$$

In genere, sono note I_{C1} e I_{C2} (da progetto) e si trova R dalle caratteristiche del transistor.

Nel caso già trattato di $R = 0$, si avrà che:

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{I_{S1}}{I_{S2}}$$

che, se i due componenti sono strutturalmente uguali (e hanno la stessa temperatura, come si è supposto semplificando V_T), dipende solo, come detto, dal rapporto delle aree di giunzione.

Purtroppo, la corrente I_{C1} dipende direttamente dalla tensione di alimentazione e quindi dalle sue variazioni e dai disturbi a essa sovrapposti. Per descrivere come ciò si riflette su I_{C2} , si definisce un coefficiente di sensibilità:

$$S_{V_{CC}}^{I_{C2}} = \frac{\Delta I_{C2}}{I_{C2}} \frac{V_{CC}}{\Delta V_{CC}}$$

il cui calcolo si esegue a partire dall'equazione di equilibrio alla maglia delle giunzioni, cioè:

$$V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = I_{C2} R$$

nella quale si è supposto $I_{S1} = I_{S2}$. Si ottiene quindi:

$$V_T \frac{\partial}{\partial V_{CC}} \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = R \frac{\partial I_{C2}}{\partial V_{CC}}$$

e, svolgendo la derivata:

$$V_T \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \left[\frac{1}{I_{C2}} \frac{\partial I_{C1}}{\partial V_{CC}} - \frac{I_{C1}}{I_{C2}^2} \frac{\partial I_{C2}}{\partial V_{CC}} \right] = R \frac{\partial I_{C2}}{\partial V_{CC}}$$

Da quest'ultima relazione, si ricava:

$$S_{V_{CC}}^{I_{C2}} = \frac{1}{1 + \frac{I_{C2} R}{V_T}} S_{V_{CC}}^{I_{C1}}$$

che risulta in una sensibilità di I_{C2} rispetto a V_{CC} minore di quella di I_{C1} , che, nel caso presente, vale 1. Per fare un esempio, se $I_{C1} = 1$ mA e si vuole $I_{C2} = 10$ μ A si ottiene $R = 12$ k Ω e un coefficiente di sensibilità pari a 0,13. Se quindi V_{CC} ha una variazione del 10%, essa si riflette invariata su I_{C1} , ma provoca su I_{C2} una variazione dell'1,3%.

Una cella come quella di Figura 2.43 può essere costruita usando MOSFET. In questo caso il transistor di sinistra è sicuramente in saturazione ($V_{GS} = V_{DS}$), mentre quello di destra lo è fino a che:

$$V_{out} = V_{DD} - I_{D2} R_D > V_{GS} - V_T$$

nella quale condizione si ha:

$$I_{D1} = \frac{\beta_1}{2} (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{GS})$$

$$I_{D2} = \frac{\beta_2}{2} (V_{GS} - V_T)^2 [1 + \lambda (V_{DD} - I_{D2} R_D)]$$

$$V_{GS} = V_{DD} - I_{D1} R_1$$

Ricavato I_{D1} sostituendo la terza relazione nella prima e utilizzando eventualmente un metodo iterativo di soluzione, si ricava V_{GS} e lo si sostituisce nella seconda, ottenendo, anche qui in maniera iterativa, I_{D2} in funzione di I_{D1} o, meglio, di R_1 e del rapporto β_1/β_2 . Quest'ultima grandezza può essere utilizzata, nel progetto in silicio, per realizzare il valore di corrente desiderato.

Esempio 2.7.7 Giustificare l'affermazione fatta al Paragrafo 1.5.b: in una cella di amplificazione differenziale le variazioni dell'alimentazione si riflettono immutate su un'uscita sbilanciata.

La situazione è schematizzata nella Figura 2.44. La cella differenziale è supposta lavorare in regime lineare, quindi si può applicare la sovrapposizione degli effetti riassunta dalle (2.2). L'alimentazione positiva è considerata somma del termine costante V_{CC} e di un termine variabile indicato con v_{CC} . L'uscita è presa sbilanciata su uno dei due collettori, mentre in ingresso alla cella (sulle basi) il segnale è pensato nullo e le basi possono essere messe a massa grazie all'alimentazione doppia.

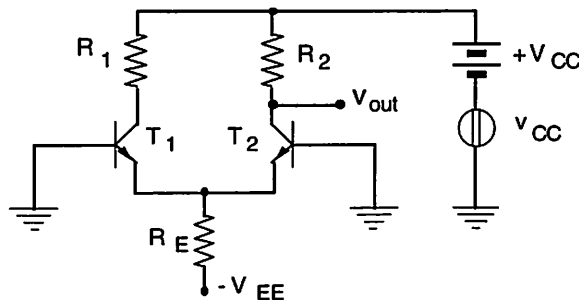


Figura 2.44



Data la frequenza di v_{CC} la cui fondamentale, come si è detto in sede di commento della Figura 1.11, è di 100 Hz, si può usare il modello di Figura 2.2 per i BJT senza dover considerare gli elementi reattivi parassiti. La Figura 2.45 mostra il risultato della sostituzione del circuito linearizzato ai due BJT dopo un immediato riarrangiamento grafico.

Lo schema può essere risolto scrivendo le due equazioni ai nodi N_1 e N_2 dei generatori controllati e cioè:

$$\begin{cases} \frac{v_{CC} + v - i_1 R_1}{r_{o1}} + g_{m1} v_1 = i_1 \\ \frac{v_{CC} + v - i_2 R_2}{r_{o2}} + g_{m2} v_2 = i_2 \end{cases}$$

dove, se si suppone lo stadio simmetrico ($R_1 = R_2 = R_C$) e quindi bilanciato:

$$g_{m1} = g_{m2} = g_m$$

$$r_{o1} = r_{o2} = r_o$$

$$r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = r_{\pi}$$

$$i_1 = i_2$$

$$v = -(i_1 + i_2) R$$

e le due equazioni si riducono a una sola che fornisce:

$$i_1 = i_2 = \frac{v_{CC}}{r_o + R_C + 2R(g_m r_o + 1)}$$

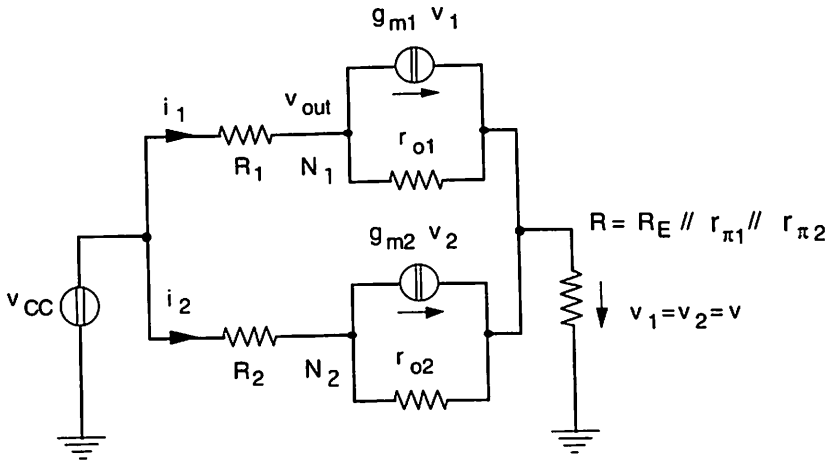


Figura 2.45

Quindi, poiché:

$$v_{out} = v_{CC} - i_1 R_C = v_{CC} \frac{r_o + 2R(g_m r_o + 1)}{r_o + R_C + 2R(g_m r_o + 1)}$$

si ottiene $v_{out} \cong v_{CC}$ in quanto i termini r_o e $g_m r_o = \frac{V_A}{V_T}$ sono preponderanti e rendono la frazione praticamente unitaria.

Si noti che, se la variazione di V_{CC} arriva alla cella anche sulle basi attraverso una rete di polarizzazione non mostrata in Figura 2.44, poiché trattasi di un segnale di modo comune, esso viene amplificato per la corrispondente amplificazione circa pari a $R_C/(2R_E)$. Si evidenzia così un'altra ragione per far sì che $R_E \gg R_C$.

Per avere un quadro completo del problema relativo al filtraggio dell'alimentazione si consideri il singolo stadio amplificatore a emitter comune (Fig. 2.46). Come si vede, l'alimentazione contribuisce anche a stabilire la V_{BE} di polarizzazione. Le variazioni di questa, pari a:

$$v_{be} = v_{CC} \frac{R_2 // r_{\pi}}{R_1 + R_2 // r_{\pi}}$$

vengono amplificate dallo stadio per un fattore $-g_m R_C$. In questo caso non si può contare sulla caratteristica della cella differenziale di trattare differenzialmente i segnali differenziali e di modo comune.

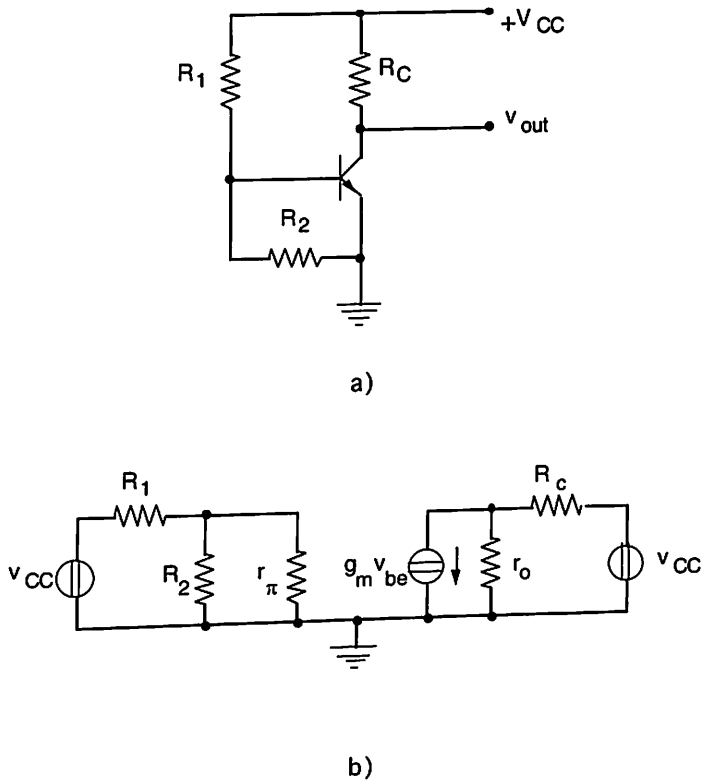


Figura 2.46

Calcoliamo ora l'effetto che v_{CC} provoca direttamente sul collettore. Il modello (1.53) fornisce:

$$I_C = I_S \left(\exp \frac{V_{BE}}{V_T} \right) \left(1 + \frac{V_{CC} - I_C R_C}{V_A} \right)$$

e quindi:

$$I_C = \frac{I_S \left(\exp \frac{V_{BE}}{V_T} \right) \left(1 + \frac{V_{CC}}{V_A} \right)}{1 + \frac{R_C}{V_A} I_S \exp \frac{V_{BE}}{V_T}}$$

da cui:

$$\frac{dI_C}{dV_{CC}} = \frac{\frac{1}{V_A} I_S \exp \frac{V_{BE}}{V_T}}{1 + \frac{R_C}{V_A} I_S \exp \frac{V_{BE}}{V_T}} \cong \frac{1}{r_o + R_C}$$

Ne consegue che:

$$i_c = \frac{V_{CC}}{r_o + R_C}$$

$$V_{out} = -g_m R_C v_{be} + \left(V_{CC} - \frac{V_{CC}}{r_o + R_C} R_C \right) \cong -g_m R_C v_{be} + V_{CC}$$

Il procedimento seguito, dal momento che identifica le variazioni con i differenziali primi, è equivalente a quello che usa direttamente il circuito linearizzato e si sono quindi sovrapposti i due effetti.

Se usassimo un'alimentazione negativa ($-V_{EE}$) sull'emitter (Fig. 2.46'.a), avremmo il circuito equivalente di Figura 2.46'.b e, sovrapponendo gli effetti dei segnali che arrivano sulla base e sull'emitter, si ha:

$$v_{be1} = V_{EE} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{r_\pi}{R_1 // R_2 + r_\pi}$$

$$V_{out1} = -g_m R_C v_{be1}$$

$$v_{be2} = -V_{EE} \frac{r_\pi}{R_1 // R_2 + r_\pi}$$

$$V_{out2} = g_m R_C v_{be2}$$

e in definitiva:

$$V_{out} = -g_m R_C v_{be1} + g_m R_C v_{be2}$$

Un buon esercizio è quello di verificare cosa accade se si usa lo schema di polarizzazione mostrato in Figura 2.43.

Quanto detto non muta sostanzialmente se al posto del BJT si utilizza un JFET o un MOSFET. La corrente di drain in zona di saturazione ha infatti una dipendenza dalla tensione drain-source analoga a quella del modello (1.53) utilizzato, tranne la sostituzione di V_A con $1/\lambda$.

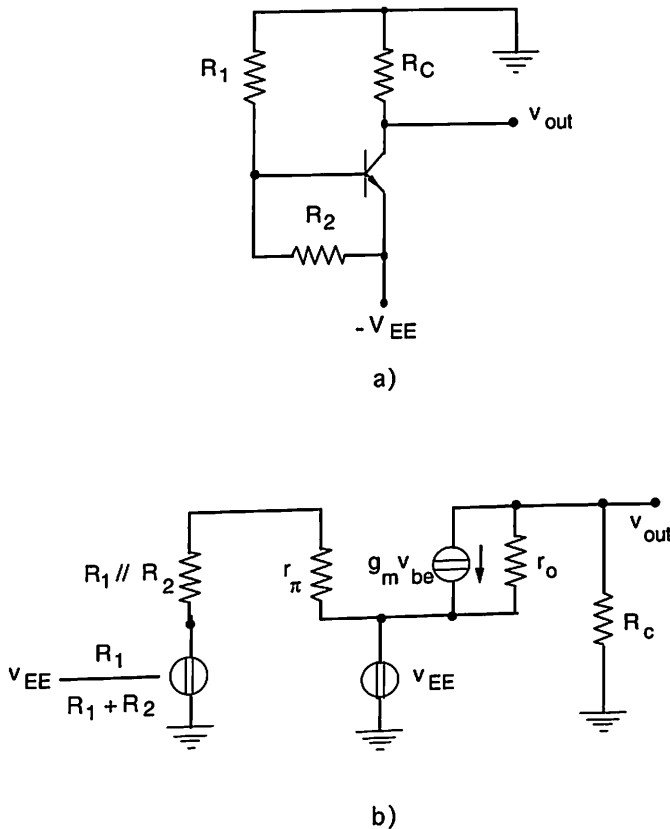


Figura 2.46'

Esempio 2.7.8 Giustificare l'affermazione fatta nel Paragrafo 1.5.b: in una cella di amplificazione tipo emitter follower le variazioni dell'alimentazione si riflettono sull'uscita attenuate di un fattore dell'ordine di V_A/V_T .

Con le notazioni ormai usuali, vengono mostrati in Figura 2.47 lo schema e il suo circuito equivalente linearizzato. Si noti che si è supposta costante la tensione di base: se così non fosse, se, per esempio, anche \bar{V}_B fosse ricavata da V_{CC} , le sue variazioni si riporterebbero praticamente identiche su v_{out} .

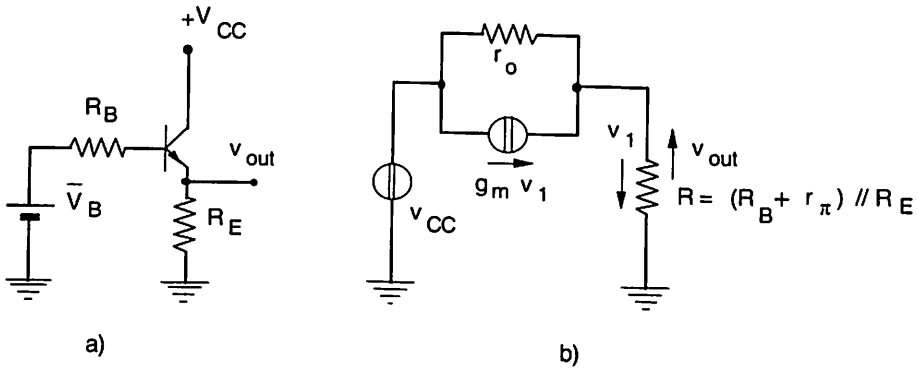


Figura 2.47

Dalla Figura 2.47.b, si ottiene immediatamente:

$$v_{out} = \frac{v_{CC}}{1 + g_m r_o + \frac{r_o}{R}} = \frac{v_{CC}}{1 + V_A/V_T + \frac{r_o}{R}}$$

che risponde alla questione posta.

Se usassimo un'alimentazione negativa sull'emitter (quindi il collettore andrebbe direttamente a massa), avremmo una partizione di v_{EE} tra R_E e $1/g_m$, cioè:

$$v_{out} = \frac{v_{EE}}{1 + g_m R_E}$$

con attenuazione del disturbo, anche se minore rispetto al caso precedente.

I cambiamenti conseguenti all'uso di FET al posto del BJT non sono stra-

volgenti. In particolare, nella Figura 2.47.b si avrà, considerando il caso di un MOSFET e detta R_{source} l'analogia di R_E :

$$g_m = \beta (V_{GS} - V_T) (1 + \lambda V_{DS})$$

$$r_o^{-1} = \left(\frac{\partial I_d}{\partial V_{DS}} \right)_{V_{GS}} = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_T)^2 \lambda$$

$$R = R_{\text{source}}$$

$$g_m r_o \cong \frac{2 \lambda^{-1}}{V_{GS} - V_T}$$

$$V_{\text{out}} = \frac{V_{CC}}{1 + g_m r_o + \frac{r_o}{R_{\text{source}}}}$$

con una attenuazione minore degli effetti di v_{DD} su v_{out} , dovuta al minor valore di λ^{-1} rispetto a V_A .

Esempio 2.7.9 Si calcolino le amplificazioni di tensione in bassa frequenza A_{V0} e le resistenze di ingresso e di uscita dello stadio di 2.48, detto anche *phase-splitter*.

Si deve, per prima cosa, determinare il punto di lavoro del transistor. La base è alimentata da una tensione di Thèvenin pari a $V_{th} = V_{CC} R_2 / (R_1 + R_2)$ con una $R_{th} = R_1 // R_2$. Si dovrebbe quindi trovare, sulle caratteristiche di ingresso, l'incrocio tra la retta di carico:

$$\bar{V}_{BE} = V_{th} - R_{th} \bar{I}_B - R_E \bar{I}_E$$

e la curva $V_{BE} - I_B$ del transistor, quindi determinare \bar{I}_B e risalire a $\bar{I}_C = \beta \bar{I}_B$.

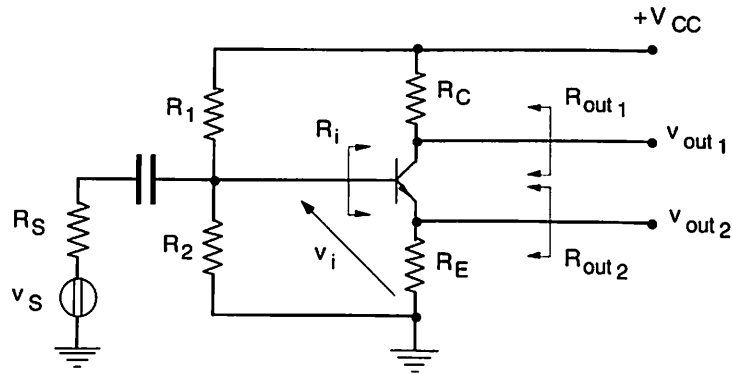


Figura 2.48

Per ottenere un valore orientativo di \bar{I}_C si può procedere con un modello più rudimentale del transistor, approssimando la caratteristica di ingresso con una retta verticale a un valore di V_{BE} convenzionale (per esempio 0,65 V) e plausibile, e risolvere la relazione:

$$V_{th} - R_{th} \bar{I}_B - 0,65 = \bar{I}_B (\beta + 1) R_E$$

Fatto ciò, sono noti \bar{I}_C , g_m e gli altri parametri del circuito linearizzato di Figura 2.2. Questo, una volta risolto, fornisce:

$$R_{in} \cong r_{\pi} + R_E (1 + \beta) = R_E + r_{\pi} (1 + g_m R_E)$$

$$v_{out1} \cong - \frac{g_m R_C v_i}{1 + g_m R_E} \cong - \frac{R_C}{R_E} v_i$$

$$R_{out1} = \left[(r_{\pi} // R_E) + r_o \frac{1 + \frac{R_E}{r_{\pi}} + g_m R_E}{1 + \frac{R_E}{r_{\pi}}} \right] // R_C \cong \left(r_o \frac{1 + g_m R_E}{1 + \frac{g_m R_E}{\beta}} \right) // R_C \cong R_C$$

$$V_{out2} \cong V_i$$

$$R_{out2} \cong 1/g_m$$

$$V_i = v_S \frac{R_1 // R_2}{R_S + R_1 // R_2} \cdot \frac{r_\pi + R_E(1 + \beta)}{R_1 // R_2 // R_S + r_\pi + R_E(1 + \beta)}$$

ove $v_i = v_S$, se $R_S // R_1 // R_2 \cong R_S \ll [r_\pi + R_E(1 + \beta)]$.

Scegliendo $R_C \cong R_E$ si ottengono sulle due uscite segnali di ampiezza uguale, ma di fase opposta (da qui il nome dello stadio), che escono su livelli di impedenza molto differenti fra loro.

2.8 Esempi di utilizzo dei modelli dinamici

Nel paragrafo precedente si sono discussi alcuni esempi di schemi nei quali era sufficiente, per risolvere i quesiti posti dall'applicazione, considerare un modello statico (eventualmente linearizzato) dei componenti attivi, cioè un modello privo di elementi reattivi, cioè ancora un modello che risponde istantaneamente alle sollecitazioni.

Le analisi eseguite erano quelle statiche, tipo .OP e .DC, oppure quelle dinamiche di bassa(*) frequenza, tipo .TF e .TRAN.

Si vuole ora discutere il significato delle analisi che presuppongono l'utilizzo dei modelli dinamici. Come si è più volte detto, si devono distinguere due casi.

2.8.a Analisi dinamica per ampi segnali

Questa analisi deve essere eseguita quando i segnali di ingresso sono di ampiezza tale da (non "piccola" o "grande" in assoluto) non permettere di uti-

(*) Non si ripeterà mai abbastanza che il termine "bassa frequenza" indica la condizione, che si assume, di non intervento degli elementi reattivi (parassiti) dei componenti. Ragione per cui, l'analisi .TRAN è un'analisi in bassa frequenza se si sono dichiarate schede .MODEL senza gli elementi reattivi, viceversa è un'analisi dinamica: è infatti noto, per esempio, che la risposta al gradino presenta delle caratteristiche che possono essere poste in relazione con quelle della risposta a una eccitazione sinusoidale a frequenza variabile (diagramma di Bode)

lizzare una linearizzazione del modello intorno a un punto di lavoro, perché tale procedimento provocherebbe errori che non si vogliono o possono tollerare. Siamo cioè nella condizione illustrata al punto 3 del Paragrafo 2.3: i segnali sono "grandi" e variano troppo rapidamente per permettere di trascurare gli scambi energetici (e la presenza degli elementi immagazzinatori di energia) che avvengono tra le varie parti del sistema.

Come si disse in quella sede, questo problema può assumere complessità elevata tanto da impedirne la soluzione che, in generale, va cercata per via numerica. L'analisi viene eseguita dalla scheda .TRAN una volta che siano completate le schede .MODEL dei vari componenti con tutti gli elementi che si ritengono utili e/o necessari alla loro descrizione in un contesto come quello scelto: dinamico e di ampi segnali. Un tale caso potrebbe essere rappresentato dalle celle considerate negli Esempi 2.7.4 a, b, c, d, e qualora dovessimo rinunciare all'ipotesi che ci ha permesso di utilizzare i modelli statici dei componenti attivi: è evidente la complicazione alla quale si arriverebbe in tale evenienza.

Un ulteriore commento su questo aspetto del problema può essere fatto se si divide il campo di applicazione analogico da quello digitale. In quest'ultimo, come già si è avuto modo di dire, la tecnologia viene spinta ad ottenere componenti sempre più piccoli e sempre più veloci; non è quindi una cattiva approssimazione ritenere che i tempi propri del componente attivo, per esempio il tempo di transito delle cariche nel canale di un MOSFET quando il canale sia lungo $0,2 \mu\text{m}$, siano trascurabili rispetto a quelli imposti dalle capacità parassite interne ed esterne al componente. Le prime, se geometriche, sono con buonissima approssimazione lineari (per esempio le capacità delle linee o delle microlinee se si progetta direttamente in Si) e, se di giunzione, possono essere linearizzate (per valutare l'ordine di grandezza dei ritardi) con un procedimento di calcolo del loro valore medio del tipo di quello definito dalla (2.32').

Con questo modo di procedere rimangono da fronteggiare le sole non linearità del modello statico, come si è visto nell'integrazione della (2.32). Quanto detto non risolve il problema, ma lo aggira: ciò è accettabile grazie alla natura digitale della elaborazione, per la quale, una volta garantito il raggiungimento dei livelli logici, interessa una valutazione accurata, ma non esatta, del tempo di transizione da un livello a un altro (v. Vol. 3, Cap. 4).

Ben più complessa è la situazione in un contesto di elaborazione analogica, nel quale la generazione di armoniche per non linearità colpisce direttamente l'efficacia della elaborazione stessa. Tutto ciò è stato ampiamente commentato nel Paragrafo 1.4 in sede di descrizione dei problemi relativi al circuito di interfaccia di uscita. A quanto ivi argomentato va aggiunto che, per

ottenere dispositivi in grado di amministrare potenze sempre più alte, bisogna aumentarne le dimensioni sia per abbassare le densità di corrente che per ottenere superfici di scambio del calore ampie quanto serve. Ciò porta fatalmente a un aumento delle capacità parassite.

In conclusione: il costo di produzione dei componenti attivi aumenta molto a misura che si spingono in alto, al contempo, i valori di P_{Dmax} e f_T . Anzi, per applicazioni nelle quali sia necessario pilotare un carico da circa 1 kW al di sopra della frequenza di circa 100 MHz, i transistor sono sempre più difficilmente utilizzabili e si ricorre all'uso dei tubi a vuoto^(*). Si riconoscerà, in ciò, la tipica situazione di un trasmettitore e dello stadio che pilota l'antenna. Poco si può aggiungere a quanto detto poiché la soluzione di questi problemi è oggetto di ricerca e spesso i risultati sono coperti da segreto industriale e/o militare.

2.8.b Analisi dinamica per piccoli segnali

Chiarito, si spera a sufficienza, cosa si intenda per piccoli segnali, vediamo di dare anche un metodo empirico per stabilire quando un segnale può essere ritenuto piccolo. Si consideri, a questo scopo, la Figura 2.49 dove, in maniera estremamente schematizzata, al sistema di elaborazione analogica (S.E.A.) sotto esame è stato associato un circuito di interfaccia di ingresso e uno di interfaccia di uscita che simulano, quanto più accuratamente possibile, le condizioni nelle quali il sistema dovrà in realtà lavorare. Supponiamo che v_S sia un generatore sinusoidale del quale ampiezza, frequenza e resistenza di uscita R_S sono, almeno in un certo campo, controllabili dallo sperimentatore. Lo stesso dicasi per R_L .

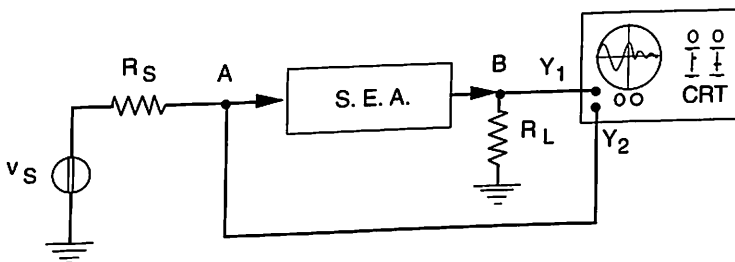


Figura 2.49

(*) I valori dati sono evidentemente di orientamento e valgono al momento nel quale si scrivono queste note. Comunque la potenza gestibile diminuisce al crescere della frequenza. Allo stato attuale è oggetto di studio un finale da 1 W a 32 GHz.

L'alimentatore, come anche le operazioni di sincronizzazione che non sono esplicitate, è considerato parte integrante di S.E.A.

Il blocco CRT è un oscilloscopio a raggi catodici che presenta una impedenza di ingresso di ambo i canali Y_1 e Y_2 tale da non disturbare l'evoluzione della tensione dei nodi che saranno esaminati (rispettivamente punti B e A in figura) e che utilizzeremo come misuratore di tensione (voltmetro) e come indicatore di distorsione(*).

Per fissare le idee, supponiamo che S.E.A. sia un amplificatore progettato per lavorare con segnali di contenuto frequenziale(**) compreso in una certa banda di frequenze:

$$BW = f_H - f_L \quad (2.35)$$

Posto in ingresso un segnale sinusoidale di frequenza compresa in BW, si può variare la sua ampiezza fino a osservare, sul CRT, che almeno una delle creste del segnale viene squadrata e, all'aumentare dell'ampiezza dell'ingresso, il suo livello non varierà più. Si è cioè raggiunto il limite di dinamica di S.E.A.: se questo è simmetrico, le creste, positiva e negativa, cominceranno a essere squadrate per lo stesso livello del segnale di ingresso; in caso contrario una delle due creste squadrerà per prima.

Si è cioè raggiunto uno dei valori indicati dalle (1.3), (1.4), (1.5) e (1.6) che, come si disse al Paragrafo 1.4, ponevano dei limiti di progetto all'alimentazione del sistema. Per esempio, il rudimentale amplificatore di 2.9 ha una dinamica pari a $V_{CC} - V_{CEsat}$.

Se si diminuisce l'ampiezza di v_S a una percentuale (1%, 10%) del valore che ha fatto raggiungere i limiti di dinamica o, come più semplicemente si dice, ha fatto *saturare* l'amplificatore, il segnale potrà essere considerato piccolo. Quale sia la percentuale giusta è materia di esperimento e anche di esperienza.

Quanto detto è visibilmente tautologico e suona pressappoco così: un segnale è piccolo quando è una percentuale piccola del segnale che satura il sistema e quanto piccola è stabilito da come funziona il sistema che ancora dobbiamo studiare; cioè un segnale è piccolo quando, dato il sistema, può essere, per esso, considerato piccolo. Ma non si creda di essere incappati in

(*) Non ci si limiti a pensare che stiamo tentando una misura di tensione in uscita e in ingresso. L'oscilloscopio misura in realtà tensioni, ma queste sono proporzionali alle correnti tramite le resistenze. Quanto si andrà dicendo può essere applicato a ciascuna delle quattro transcaratteristiche esaminate al par. 2.5.

(**) Non esistono segnali fisici con contenuto frequenziale di estensione illimitata, né esistono sistemi di elaborazione con banda passante infinita.

una procedura inutile: l'ultima decisione spetta sempre al progettista-sperimentatore, il quale potrà, per esempio, farsi un'idea dell'ampiezza delle armoniche generate per non linearità dal sistema a un certo livello dell'ampiezza di v_S . Quindi deciderà se quel contenuto di armoniche superiori è accettabile per la sua applicazione (si sarebbe tentati di dire: accettabile significa che possono essere considerate inesistenti) e concluderà che, in caso affermativo, il sistema è (si comporta come se fosse) lineare. In caso contrario, non è possibile considerarlo lineare e, per renderlo tale, il livello del segnale di ingresso va abbassato.

Una volta deciso che si sta inserendo nel sistema un piccolo segnale, lo schema di misura rappresentato in Figura 2.49 può dare informazioni su:

- L'amplificazione dell'amplificatore al variare della frequenza: per ogni valore di $\omega = 2\pi f$, il rapporto tra ampiezza della sinusoide di uscita e ampiezza della sinusoide di ingresso dà $|A_V(\omega)|$, $|A_I(\omega)|$, $|G_m(\omega)|$, $|R_m(\omega)|$, a seconda delle grandezze misurate.
- Con una non eccessiva complicazione dello schema di Figura 2.49 si può misurare anche la fase $\varphi(\omega)$ dell'uscita rispetto all'ingresso e completare così il diagramma di Bode.
- Nell'intervallo (2.35) la $A(\omega)^{(*)}$ deve avere un andamento piatto. Se così non fosse, l'amplificatore tratterebbe diversamente le diverse frequenze contenute nel segnale, distorcendolo. Questo tipo di distorsione non è quindi causata da non linearità, ma da un comportamento del canale attraversato, nel nostro caso l'amplificatore, che risulta funzione della frequenza. Il canale viene detto dispersivo.

C'è quindi un intervallo di frequenze nel quale il comportamento del sistema non dipende da ω : ci si riferisce a questo intervallo con l'appellativo di frequenze intermedie, oppure banda passante, del sistema e ci si riferisce al valore (costante) A di $A(\omega)$ in questo intervallo come all'amplificazione del sistema (spesso indicata con A_{V0} , A_{I0} , ecc.). Si conclude che nella BW possono essere usati i modelli statici dei componenti del sistema e che questo può essere ben rappresentato da schemi equivalenti, come quelli di Figura 2.10.

In particolare, in questo intervallo di frequenze, lo schema di Figura 2.49 può fornire la misura di R_{in} e R_{out} . Infatti, trattando il caso di Figura 2.10.a, dato un incremento ΔR_S a R_S , si ha:

(*) Si usa A senza specificazioni per indicare una delle quattro transcaratteristiche. Si noti che la misura di $A(\omega)$ fornisce (o conferma) il valore (2.35).

$$v_{in}(R_S) = v_S \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}}$$

$$v_{in}(R_S + \Delta R_S) = v_S \frac{R_{in}}{R_S + \Delta R_S + R_{in}}$$

che, facendo il rapporto membro a membro, forniscono:

$$\frac{v_{in}(R_S)}{v_{in}(R_S + \Delta R_S)} = \frac{R_S + \Delta R_S + R_{in}}{R_S + R_{in}}$$

da cui, risolvendo per R_{in} , si ottiene:

$$R_{in} = -R_S + \frac{\Delta R_S \frac{v_{in}(R_S + \Delta R_S)}{v_{in}(R_S)}}{1 - \frac{v_{in}(R_S + \Delta R_S)}{v_{in}(R_S)}} \quad (2.36)$$

Similmente, in uscita, dato un incremento ΔR_L a R_L , si avrà:

$$v_{out}(R_L) = A_V v_{in} \frac{R_L}{R_L + R_{out}}$$

$$v_{out}(R_L + \Delta R_L) = A_V v_{in} \frac{R_L + \Delta R_L}{R_L + \Delta R_L + R_{out}}$$

da cui:

$$\frac{v_{out}(R_L)}{v_{out}(R_L + \Delta R_L)} = \frac{R_L + \Delta R_L + R_{out}}{R_L + R_{out}} \cdot \frac{R_L}{R_L + \Delta R_L}$$

e quindi si ottiene:

$$R_{out} = \frac{R_L \left[1 - \frac{v_{out}(R_L)}{v_{out}(R_L + \Delta R_L)} \right]}{\frac{v_{out}(R_L)}{v_{out}(R_L + \Delta R_L)} - \frac{R_L}{R_L + \Delta R_L}} \quad (2.37)$$

Le misure descritte corrispondono alle analisi eseguite dalla scheda .AC e dalla scheda .TF per quanto riguarda $A(\omega)$, R_{in} e R_{out} .

Si noti che l'accettabilità dell'ipotesi di linearità del sistema, per una certa ampiezza di v_S , può essere verificata tramite una misura di armoniche superiori (con un *analizzatore di spettro*) nell'uscita v_{out} , il che corrisponde a lanciare la scheda .DISTO.

Infine, anche la scheda .TRAN può eseguire un'analisi contenuta nei limiti di linearità se il generatore cui si riferisce ha un'escursione contenuta, appunto, in quei limiti.

Eseguire a mano tali analisi equivarrebbe, in queste condizioni, a sostituire a ogni elemento non lineare il suo circuito equivalente linearizzato intorno al punto di lavoro, che va preventivamente determinato, e a risolvere quindi una rete ad elementi lineari, stazionari e concentrati. Valgono tutti i commenti fatti al Paragrafo 2.5.

Esempio 2.8.1 Si consideri la cella di Figura 2.48 e la si pensi corredata di un condensatore di by-pass in parallelo a R_E . Si ottiene, dinamicamente, una cella amplificatrice a emitter comune. Supponendo di poter utilizzare il modello per piccoli segnali del transistor, si calcoli la banda passante della cella se si usa un transistor con le seguenti caratteristiche:

$$\begin{aligned} I_S &= 10^{-14} \text{ A} \\ \beta &\cong 200 && \text{per } 100 \mu\text{A} < I_C < 10 \text{ mA} \\ V_A &= 100 \text{ V} \\ r_b &= 300 \Omega \\ r_c &= 50 \Omega \\ r_e &= 2 \Omega \\ C_{je0} &= 0,5 \text{ pF} \\ C_{\mu 0} &= 0,5 \text{ pF} \\ C_{c0} &= 1 \text{ pF} \\ \tau_F &= 0,25 \text{ nsec} \\ V_{B-i} &\cong 0,5 \text{ V} && \text{(per tutte le giunzioni)} \end{aligned}$$

Le condizioni di progetto prevedono che la cella lavori in un intervallo di temperatura da 0 a 70 °C, che la tensione di alimentazione sia $V_{CC} = 6$ V, la resistenza di sorgente sia $R_S = 0,5$ k Ω , che si voglia un'amplificazione $A_{V0} = -30$ e che la resistenza di ingresso dello stadio successivo sia pari a $R_{in2} > 30$ k Ω .

Prima di procedere a rispondere alla richiesta fatta, è bene chiarire che non si sta procedendo al progetto completo di una cella di amplificazione. Se così fosse, infatti, la banda passante sarebbe una specifica da rispettare, non un risultato da trovare e il transistor dovrebbe essere scelto *dopo* aver discusso e accettato tutte le richieste dell'utilizzatore. Si sta quindi procedendo a svolgere un caso che prevede anche degli elementi progettuali, delle scelte, ma che è un'occasione per chiarire alcuni concetti, più che un esempio di progetto.

La prima cosa da fare è fissare il punto di lavoro del transistor, il che determina molti dei parametri del circuito di Figura 2.6. Poiché si deve pilotare un carico di almeno 30 k Ω , si dovrà presentare una R_{out} , diciamo, di 2 k Ω (intorno al 10% di $R_L = R_{in2}$). Scegliamo quindi $R_C = 2$ k Ω e otteniamo dalla (2.15')

$$g_m = \frac{|A_{vd}|}{R_C} = \frac{30}{2 \cdot 10^3} = 15 \text{ mA/V}$$

che fornisce:

$$I_C \cong 0,4 \text{ mA}$$

$$V_C = 6 - 0,4 \cdot 2 = 5,2 \text{ V}$$

e inoltre:

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = \frac{200}{15} \cong 13 \text{ k}\Omega$$

$$r_o = \frac{V_A}{I_C} = \frac{100}{0,4 \cdot 10^{-3}} = 250 \text{ k}\Omega$$

$$r_\mu = \beta r_o = 250 \cdot 200 = 50 \text{ M}\Omega$$

Dalla (2.33'), per l'intervallo di 70°C, si ha:

$$\frac{\Delta \bar{I}_C}{\bar{I}_C} = - \frac{\Delta \bar{V}_{BE}}{\bar{I}_C R_E} \cong \frac{2 \cdot 10^{-3} \cdot 70}{0,4 \cdot 10^{-3} \cdot R_E}$$

Se si accetta una variazione della corrente di polarizzazione pari al 5%, si ottiene $R_E = 7 \text{ k}\Omega$ e quindi:

$$\bar{V}_{BE} = V_T \ln \frac{0,4 \cdot 10^{-3}}{10^{-14}} \cong 0,63 \text{ V}$$

$$\bar{V}_B \cong 7 \cdot 10^3 \cdot 0,4 \cdot 10^{-3} + 0,63 \cong 3,4 \text{ V}$$

$$\bar{I}_B = \frac{0,4 \text{ mA}}{200} = 2 \mu\text{A}$$

Se si sceglie $R_1 + R_2 = 60 \text{ k}\Omega$, in R_1 e R_2 passano circa $100 \mu\text{A}$, il che significa che I_B non disturba il partitore e perciò:

$$R_2 = \frac{3,4 \text{ V}}{100 \mu\text{A}} = 34 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 27 \text{ k}\Omega$$

Scegliendo per R_2 il valore commerciale $33 \text{ k}\Omega$, si ha:

$$R_{in} = 13 \text{ k}\Omega // 33 \text{ k}\Omega // 27 \text{ k}\Omega = 7 \text{ k}\Omega$$

che risulta ben maggiore di R_S .

I valori delle capacità parassite diventano quindi:

$$C_{\pi} = 2 C_{je0} + g_m \tau_F = 1 + 15 \cdot 0,25 = 4,8 \text{ pF}$$

$$C_{\mu} = \frac{0,5}{\sqrt{1 + \frac{5,2 - 3,4}{0,5}}} = 0,2 \text{ pF}$$

$$C_c = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{5,2}{0,5}}} = 0,3 \text{ pF}$$

Lo schema lineare da risolvere è mostrato in Figura 2.50.

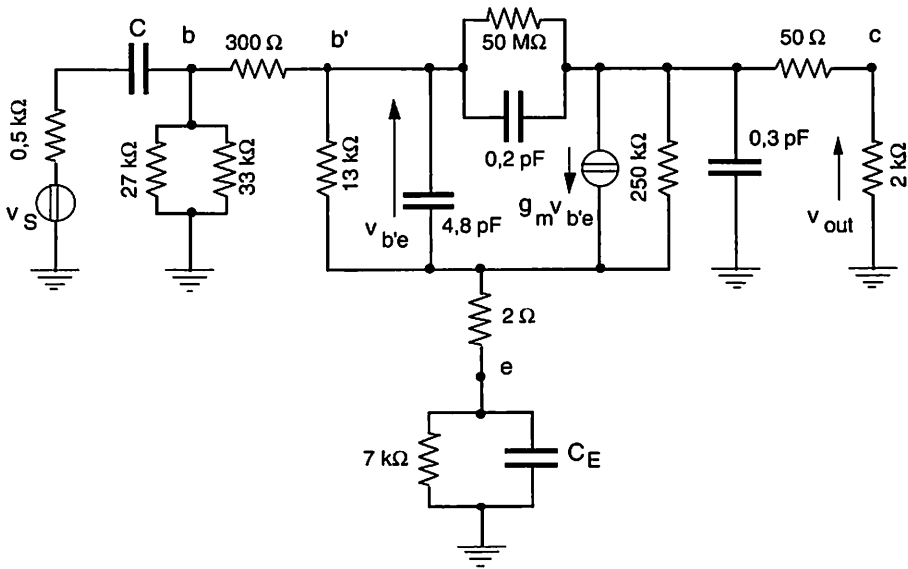


Figura 2.50

La $A_V(\omega)$, che in questo caso è un'amplificazione di tensione, può essere calcolata ricavando il rapporto:

$$A_V(\omega) = \frac{v_{out}(\omega)}{v_S(\omega)} \quad (2.38)$$

La (2.38) fornirà un numero complesso, modulo e fase del quale costituiscono il diagramma di Bode.

Il compito non presenta alcuna difficoltà concettuale, ma è indubbiamente lungo e noioso, a meno che non si possa eseguire automaticamente calcolo simbolico. Resta però il fatto che la complessità dello schema non permette di rendersi conto, a livello intuitivo, di quali siano i componenti critici sui quali intervenire per ottimizzare le prestazioni.

Se poi si considera che questo accade già per una sola cella di amplificazione sulla quale abbiamo eseguito un progetto parziale poiché non c'erano vincoli di BW, di dinamica, di rumore, ecc., ci si può rendere conto della difficoltà di dimensionare un amplificatore pluristadio. Qualche approssimazione varrà comunque ad abbassare il livello di complessità della rete da risolvere.

Nel limite delle frequenze che tendono a zero, diciamo per $f < f_L$ (Eq. 2.35), lo schema di Figura 2.50 può essere fortemente semplificato. Eliminando anche alcune resistenze che vedono resistenze di valore molto più alto se in serie e molto più basso se in parallelo, si ottiene lo schema di bassa frequenza riportato in Figura 2.50'.

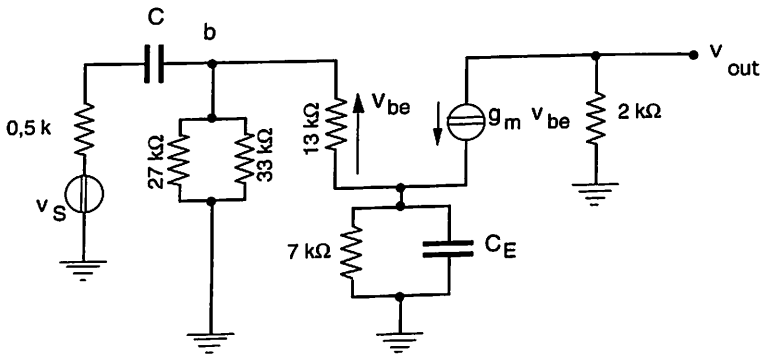


Figura 2.50'

Se C e C_E non devono intervenire fino a frequenza f_L dovrà essere almeno:

$$\frac{1}{2 \pi f_L C} \ll (27 // 33 // 13) \text{ k}\Omega \cong 7 \text{ k}\Omega$$

e:

$$\frac{1}{2 \pi f_L C_E} \ll \frac{1}{g_m} // 7 \text{ k}\Omega \cong \frac{1}{g_m} = 66 \Omega$$

Per avere un'idea degli ordini di grandezza coinvolti, supponendo che il segnale sia di tipo acustico, cioè limitato in banda inferiormente intorno a 20 Hz, avremo:

$$C \gg \frac{1}{2 \pi 20 \cdot 7 \cdot 10^3} = 1 \mu\text{F}$$

$$C_E \gg \frac{1}{2 \pi 20 \cdot 66} = 121 \mu\text{F}$$

Ci si cauti dai risultati di un calcolo approssimato, scegliendo $C = 2,2 \mu\text{F}$ e $C_E = 220 \mu\text{F}$.

All'altro estremo della banda, cioè per $f > f_H$, il circuito equivalente semplificato è quello mostrato in Figura 2.51 che è risolvibile con le due equazioni ai nodi b e c e fornisce:

$$A_V(s) = \frac{v_{\text{out}}(s)}{v_S(s)} = \frac{(15 \cdot 10^{-3} - 0,2 \cdot 10^{-12} \text{ s}) 0,93 \cdot 2 \cdot 10^3}{0,9 \cdot 10^{-18} \text{ s}^2 + 5,6 \cdot 10^{-9} \text{ s} + 1}$$

con due poli e uno zero^(*), come c'era da aspettarsi per la presenza delle due capacità e perché, per $\omega \rightarrow \infty$, v_{out} deve andare a zero come ω^{-1} .

Il valore dello zero e dei poli è:

$$z_1 = 75 \cdot 10^9 \text{ rad/sec}$$

$$p_1 = -0,18 \cdot 10^9 \text{ rad/sec}$$

$$p_2 = -6 \cdot 10^9 \text{ rad/sec}$$

(*) Si ritengono note le trasformate di Laplace e Fourier e le modalità di passaggio dall'una all'altra.

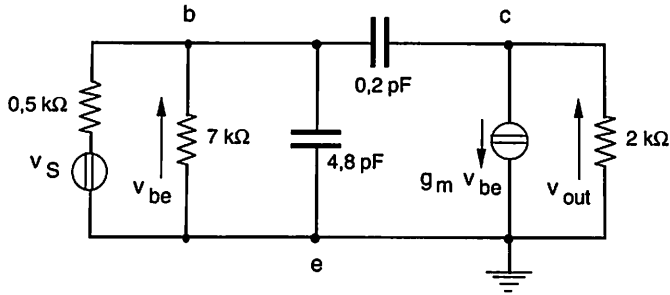


Figura 2.51

Poiché p_1 è dominante su p_2 ($|p_1| \ll |p_2|$), la f_H a -3dB è determinata da p_1 e vale:

$$f_H = 29 \text{ MHz}$$

Una certa semplificazione si ottiene applicando il Teorema di Miller alla capacità (di reazione) connessa tra b e c. In realtà, se il Teorema di Miller fosse applicato correttamente, non si otterrebbe alcuna semplificazione, dovendosi comunque calcolare il fattore di amplificazione tra c e b. Nell'ottica di ottenere informazioni valide, anche se approssimate, si può accettare la condizione peggiorativa di considerare il fattore di Miller pari al più grande possibile. Si ottiene quindi lo schema di Figura 2.52 dal quale si calcola immediatamente il polo dominante, che vale:

$$p = - \frac{1}{(7//0,5) \cdot 10^3 \cdot (4,8 + 0,2 \cdot 31) \cdot 10^{-12}} = - 0,198 \cdot 10^9 \text{ rad/sec}$$

e corrisponde a una frequenza di taglio alle alte pari a:

$$f_H = 32 \text{ MHz}$$

non lontano dal valore calcolato precedentemente.

Commenti:

- Il contributo maggiore alla capacità in parallelo a r_π è dato da $C_\mu(1 - A_V)$. Per aumentare f_H si dovrà quindi abbassare A_V . Torna qui un risultato di carattere generale: a parità di elementi attivi, si avrà sempre una competizione tra amplificazione e banda passante, nel senso che aumentare l'una farà sempre diminuire l'altra, anche se non per semplice inversa proporzionalità. Un fattore di merito spesso utilizzato per caratterizzare le celle di amplificazione (e un amplificatore nel suo insieme) è il prodotto $A_0 f_H$ preso in valore assoluto, detto prodotto guadagno-banda (GB).

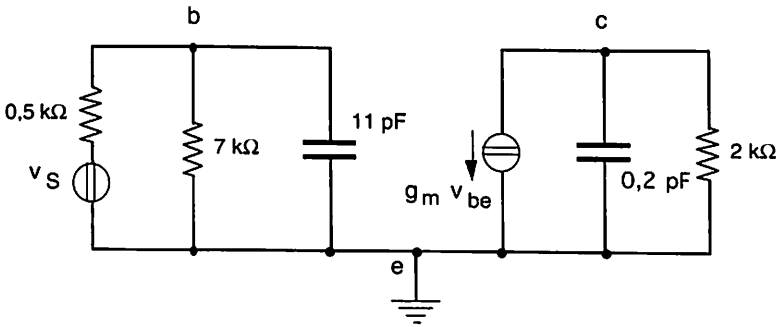


Figura 2.52

- Tra le specifiche di progetto che si dovevano rispettare non era compresa la banda del segnale. Se questo fosse stato un segnale di natura acustica, una f_H intorno ai 30 MHz sarebbe stato un risultato da non considerare brillante, bensì inutile e financo dannoso. Inutile, perché il segnale ha un contenuto frequenziale che non supera i 20 kHz. Dannoso per due ragioni:

a) il risultato è stato ottenuto in quanto si è utilizzato un transistor con:

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_\pi + C_\mu)} = 500 \text{ MHz} \quad (2.39)$$

ossia un transistor più costoso di quanto sarebbe bastato per l'applicazione;

b) l'amplificatore elaborerà anche rumore e disturbi su tutta la banda passante: una limitazione di questa avrebbe abbassato la potenza integrale di rumore, senza influenzare quella di segnale.

Resta comunque concettualmente più importante il fatto che la banda passante dell'elaboratore deve essere dichiarata a priori, come parte delle specifiche di progetto.

- A posteriori, possiamo dare l'ordine di grandezza della dinamica dello stadio. La v_{out} può salire fino a V_{CC} quando il transistor si interdice e può scendere fino a $(V_E + V_{CEsat})$ quando il transistor satura: ciò fornisce una possibile cresta positiva di 0,8 V ed una possibile cresta negativa di 2,2 V avendo considerato $V_{CEsat} \cong 0,2$ V. La dinamica sarà quindi data da $\pm 0,8$ V. Ne consegue che un segnale sinusoidale con frequenza compresa in BW dovrà avere, per non essere fortemente distorto, ampiezza non superiore a $0,8/30 = 27$ mV e che potremo considerare piccolo un segnale di ampiezza molto minore, per esempio 1 mV (v. Paragrafo 2.8.b).
- Nel caso C_E non sia presente, la dinamica (e l'amplificazione) si riduce ulteriormente poiché anche l'emitter può cambiare tensione. La dinamica possibile di v_{out} verso il positivo è sempre 0,8, mentre quella verso il negativo è data dalla corrente di saturazione del transistor, cioè:

$$I_{Csat} (R_E + R_C) = V_{CC} - V_{CEsat}$$

che fornisce $I_{Csat} = 0,6$ mA, $V_C = 6 - 0,6 \times 2 = 4,8$ V e quindi una dinamica negativa di $-0,4$ V. La dinamica sarà quindi di $\pm 0,4$ V.

- Restano da verificare i risultati del progetto. Per fare questo si può procedere in due modi:
 - a) montare la cella progettata ed eseguire le misure di controllo dei risultati numerici;
 - b) usare un programma di simulazione tipo SPICE con modelli sufficientemente affidabili e lanciare le schede di controllo capaci di validare i risultati del progetto.

Resta comunque inteso che *il programma di simulazione non può eseguire il progetto, ma solo controllarne la congruità con le specifiche richieste.*

- Grazie al fatto che $|p_2| \gg |p_1|$ e $|z_1| \gg |p_1|$ la BW è determinata essenzialmente da p_1 che risulta approssimabile col Teorema di Miller. La relazione generica per il polo p , nel caso rimangano valide le approssimazioni fatte per ottenere la Figura 2.52, è la seguente:

$$p = - \frac{1}{[R_S // r_\pi // R_{pol}] [C_\pi + (1 + g_m R_L) C_\mu]} \quad (2.40)$$

dove si è indicato con R_{pol} il contributo della rete di polarizzazione. Essa mostra che:

- La BW di uno stadio a emitter comune dipende dalla resistenza di sorgente e aumenta per $R_S \rightarrow 0$, ossia per pilotaggio in tensione.
- All'aumentare dell'amplificazione $|A_{Vd}| = g_m R_L$ la banda passante diminuisce come già commentato.
- Quando R_S tende a zero non è più possibile trascurare r_b che si viene a trovare in parallelo a r_π . Si ha quindi:

$$GB = (|A_{Vd}| \cdot \omega_H)_{max} \cong \frac{g_m R_L}{r_b [C_\pi + (1 + g_m R_L) C_\mu]} \cong \frac{1}{r_b \cdot C_\mu} \quad (2.41)$$

Se le approssimazioni utilizzate per eseguire l'ultimo passaggio ($g_m R_L \gg 1$, $g_m R_L C_\mu \gg C_\pi$) sono valide, il GB dello stadio dipende solo dal transistor usato e dal suo punto di lavoro. In caso contrario, la (2.41) fornisce un limite superiore comodo in una valutazione approssimata e di massima. Nel caso trattato, la (2.41) fornisce 17×10^9 . Avendo puntato a un'amplificazione di 30 si poteva contare al più su una banda delimitata da:

$$f_{H_{max}} = \frac{17 \cdot 10^9}{2 \pi \cdot 30} = 90 \text{ MHz}$$

Si può concludere che il problema della determinazione della banda passante di un amplificatore, *concetto che attiene all'analisi dinamica per piccoli segnali*, presenta solamente complicazioni formali. Infatti, una volta determinato il circuito equivalente dell'elaboratore (avendo sostituito a ogni elemento attivo il suo circuito equivalente per piccoli segnali), si tratta di applicare i metodi dell'analisi delle reti lineari, stazionarie e a costanti concentrate e di ricavare le transcaratteristiche desiderate.

Da queste, ricercando le frequenze per le quali il modulo della risposta cala di 3 dB rispetto a un valore convenzionale di riferimento, si ottiene, per applicazione di definizione, la banda passante dell'elaboratore.

2.9 Il metodo delle costanti di tempo

L'Esempio 2.8.1 ci ha permesso di valutare la difficoltà del calcolo della risposta in frequenza di un amplificatore. Benché si trattasse di un singolo stadio abbiamo dovuto assumere ipotesi semplificative molto pesanti per farci un'idea delle sue prestazioni in frequenza. È quindi utile investigare un metodo che permetta di rendersi conto della situazione con calcoli più semplici, anche se più approssimati e che aiuti in qualche modo anche l'intuizione.

Premettiamo alcune considerazioni che varranno a chiarire l'argomento.

La funzione di trasferimento $A(s)$ di un amplificatore lineare si presenta come un rapporto di polinomi in s :

$$A(s) = \frac{N(s)}{D(s)}$$

All'interno della banda passante dell'amplificatore, cioè fra f_L e f_H , $A(s)$ è approssimabile con un numero reale A_0 identificabile, a seconda dei casi, con A_{V0} , G_{m0} , A_{I0} , R_{m0} (v. i commenti al Paragrafo 2.5).

Se consideriamo $A(s)$ per frequenze minori o uguali a f_L , essa potrà essere approssimata dall'espressione:

$$A(s) = \frac{A_0 s^n}{(s - s_1)(s - s_2) \dots (s - s_n)} \quad (2.42)$$

che, per $s \rightarrow \infty$, rende A_0 .

Per definizione, la frequenza di taglio f_L è quella per la quale:

$$|A(j\omega_L)| = \frac{1}{\sqrt{2}} |A_0| \quad (2.43)$$

Analogamente a quanto sopra, la funzione di trasferimento $A(s)$, per frequenze maggiori o uguali a f_H , può essere scritta come:

$$A(s) = \frac{k_H}{(s - s'_1)(s - s'_2) \dots (s - s'_m)} \quad (2.44)$$

ove, in questo caso, per $s \rightarrow 0$, si avrà:

$$\frac{k_H}{(-s'_1)(-s'_2)\dots(-s'_m)} = A_0 \quad (2.45)$$

Per definizione, la frequenza di taglio f_H è quella per la quale:

$$|A(j\omega_H)| = \frac{1}{\sqrt{2}} |A_0| \quad (2.46)$$

2.9.a Caso dei poli coincidenti

Nel caso in questione, la (2.43) diventa:

$$\frac{k \omega_L^n}{\sqrt{(\omega_L^2 + s_1^2)^n}} = \frac{k}{\sqrt{2}}$$

dalla quale si ottiene, con facili passaggi:

$$\omega_L = \frac{|s_1|}{\sqrt{2^{1/n} - 1}} \quad (2.47)$$

La (2.46) diventa:

$$\frac{k_H}{\sqrt{(\omega_H^2 + s_1'^2)^m}} = \frac{k_H}{\sqrt{2} |s_1'|^m}$$

Elevando alla $2/m$ si ottiene, dopo facili passaggi:

$$\omega_H = |s_1'| \sqrt{2^{1/m} - 1} \quad (2.48)$$

2.9.b Caso dei poli non coincidenti

Nell'intervallo di frequenze considerate basse, partendo dalla (2.42) e applicando la (2.43) si ottiene:

$$\frac{k |j \omega_L|^n}{|j \omega_L - s_1| \dots |j \omega_L - s_n|} = \frac{k}{\sqrt{2}}$$

che, elevando al quadrato e riordinando i vari termini, diviene:

$$\left(1 + \frac{s_1^2}{\omega_L^2}\right) \dots \left(1 + \frac{s_n^2}{\omega_L^2}\right) = 2$$

Sviluppando i prodotti si ottiene:

$$1 + \frac{1}{\omega_L^2} (s_1^2 + s_2^2 + \dots + s_n^2) + \frac{1}{\omega_L^4} (s_1^2 s_2^2 + \dots) + \dots = 2$$

Poiché $\omega_L > |s_1|, |s_2|, \dots, |s_n|$, i vari termini a primo membro sono di valore decrescente: l'uguaglianza si può approssimare arrestando il calcolo al termine in $1/\omega_L^2$. Si ha così:

$$\omega_L^2 \cong \sum_{i=1}^n s_i^2 \quad (2.49)$$

La (2.49) può essere ulteriormente approssimata nel caso che i poli s_1, \dots, s_n siano molto differenti l'uno dall'altro. Se infatti $|s_1| > |s_2| > \dots > |s_n|$, e quanto più questa disuguaglianza è verificata, vale la seguente approssimazione:

$$\sum_{i=1}^n s_i^2 \cong \left(\sum_{i=1}^n |s_i| \right)^2 \quad (2.50)$$

Nei limiti in cui la (2.50) è accettabile, è valida quindi la relazione finale:

$$\omega_L \cong \sum_{i=1}^n |s_i| \quad (2.51)$$

Nell'intervallo di frequenze considerate alte, dalla (2.44), (2.45) e (2.46) si ottiene:

$$\frac{k_H}{|j\omega_H - s'_1| \cdots |j\omega_H - s'_m|} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{k_H}{|-s'_1| |-s'_2| \cdots |-s'_m|}$$

In questo caso sarà $\omega_H < |s'_1|, |s'_2|, \dots, |s'_m|$ e quindi, quadrando e raccogliendo i termini a seconda delle potenze crescenti di ω_H , potremo scrivere:

$$1 + \omega_H^2 \left(\frac{1}{s_1'^2} + \dots + \frac{1}{s_m'^2} \right) \cong 2$$

da cui si ottiene immediatamente:

$$\frac{1}{\omega_H^2} \cong \sum_{i=1}^m \frac{1}{s_i'^2} \quad (2.52)$$

Con argomentazioni analoghe a quelle svolte per la (2.50), tenendo presente che $|s'_1| < |s'_2| < \dots < |s'_m|$, nel limite in cui:

$$\sum_{i=1}^m \frac{1}{s_i'^2} \cong \left(\sum_{i=1}^n \frac{1}{|s'_i|} \right)^2$$

sarà valida la relazione finale:

$$\frac{1}{\omega_H} \cong \sum_{i=1}^m \frac{1}{|s'_i|} \quad (2.53)$$

2.9.c Calcolo delle costanti di tempo

Nel caso in cui le capacità della rete che rappresenta il circuito equivalente dell'amplificatore siano tra di loro interagenti, non è agevole il calcolo dei poli delle funzioni di trasferimento, quindi non è agevole ottenere i risultati dell'applicazione delle (2.51) e (2.53). Si possono però seguire vie alternative.

Si supponga, per semplicità, una funzione di trasferimento con tre poli, il cui denominatore sarà quindi un polinomio del tipo:

$$(s - s_1)(s - s_2)(s - s_3) = a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3$$

con:

$$- a_0 = s_1 s_2 s_3$$

$$a_1 = s_1 s_2 + s_1 s_3 + s_2 s_3$$

$$- a_2 = s_1 + s_2 + s_3$$

$$a_3 = 1 \quad (2.54)$$

Si avrà:

$$- \frac{a_1}{a_0} = \frac{1}{s_1} + \frac{1}{s_2} + \frac{1}{s_3}$$

$$- \frac{a_2}{a_3} = s_1 + s_2 + s_3$$

Generalizzando questo procedimento al caso di n poli e tenendo presenti le (2.51) e (2.53) si avrà:

$$\frac{a_1}{a_0} = - \sum \frac{1}{s_i} \cong \frac{1}{\omega_H} \quad \text{e} \quad \frac{a_{n-1}}{a_n} = - \sum s_i \cong \omega_L \quad (2.55)$$

Il problema si riduce quindi a determinare i rapporti dei coefficienti utilizzati nelle (2.55).

Per fare questo consideriamo la rete di Figura 2.53 nella quale compaiono solamente due capacità che sono state esplicitamente disegnate; la rete restante è quindi puramente resistiva.

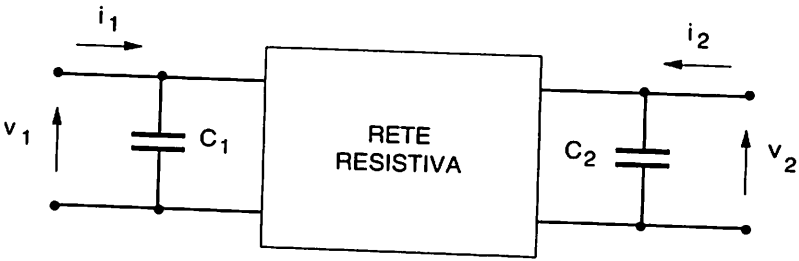


Figura 2.53

Con ovvio significato dei simboli potremo scrivere:

$$\begin{aligned} i_1 &= (g_{11} + s C_1) v_1 + g_{12} v_2 \\ i_2 &= g_{21} v_1 + (g_{22} + s C_2) v_2 \end{aligned}$$

I poli della rete si ottengono annullando il determinante dei coefficienti, cioè dalla relazione:

$$g_{11} g_{22} - g_{12} g_{21} + (g_{11} C_2 + g_{22} C_1) s + C_1 C_2 s^2 = 0$$

che, confrontata con le (2.55), fornisce:

$$\frac{a_{n-1}}{a_n} = \frac{g_{11}}{C_1} + \frac{g_{22}}{C_2} \cong \omega_L \quad (2.56)$$

$$\frac{a_1}{a_0} = C_1 \frac{g_{22}}{g_{11} g_{22} - g_{12} g_{21}} + C_2 \frac{g_{11}}{g_{11} g_{22} - g_{12} g_{21}} \cong \frac{1}{\omega_H} \quad (2.57)$$

La generalizzazione delle (2.56) e (2.57) al caso di un numero qualsiasi di capacità non presenta difficoltà e quindi il problema è ricondotto alla determinazione dei fattori moltiplicativi delle capacità.

a) Taglio alle *basse frequenze*.

Dalla (2.56) discende, per definizione dei parametri $\{g\}$, che i fattori moltiplicativi delle capacità sono:

$$g_{ii} = \left(\frac{i_i}{v_i} \right)_{v_k = 0} \quad \text{per } k \neq i \quad (2.58)$$

In altre parole, per trovare il valore di ω_L si dovrà:

- disegnare la rete considerando solo quei condensatori che influiscono sul suo comportamento alle basse frequenze (come fatto, per esempio, nella Figura 2.50');
- cortocircuitare tutti questi condensatori tranne quello che si sta considerando;
- determinare, in queste condizioni, la conduttanza (o la resistenza) vista da detto condensatore applicando la (2.58);
- ripetere le due operazioni precedenti per tutti i condensatori;
- sommare gli inversi delle costanti tempo così ottenute.

b) Taglio alle *alte frequenze*.

Dalla (2.57) discende, per definizione dei parametri $\{r\}$, che i fattori moltiplicativi delle capacità sono:

$$\begin{aligned} r_{11} &= \left(\frac{v_1}{i_1} \right)_{i_2 = 0} = \frac{g_{22}}{g_{11} g_{22} - g_{12} g_{21}} \\ r_{22} &= \left(\frac{v_2}{i_2} \right)_{i_1 = 0} = \frac{g_{11}}{g_{11} g_{22} - g_{12} g_{21}} \end{aligned} \quad (2.59)$$

Per determinare $1/\omega_H$ si dovrà:

- disegnare la rete considerando solo quei condensatori che influiscono sul suo comportamento alle alte frequenze (come fatto, per esempio, nella Figura 2.51);

- staccare tutti i condensatori tranne quello che si sta considerando;
- determinare in queste condizioni la resistenza vista da detto condensatore;
- ripetere le due operazioni precedenti per tutti i condensatori;
- sommare le costanti tempo così ottenute e calcolarne l'inverso.

Si tenga presente che, per ricavare le (2.55) si è fatto uso della (2.51) e (2.53) ambedue valide se i poli sono molto differenti l'uno dall'altro. Ne consegue che il metodo delle costanti di tempo fornisce risultati tanto più precisi quanto più i valori di queste sono tra loro differenti. Si può stimare che l'errore non superi il 10% se il secondo polo è 4 volte il primo (due ottave più grande).

Esempio 2.9.1. Calcolo della banda passante di un BJT nella configurazione a base comune. Progetto di uno stadio a base comune.

La configurazione a base comune è caratterizzata dal guadagno di corrente tra emitter e collettore, ossia da α_F (abbreviato con α). A parità di condizioni, le variazioni di α sono minori di quelle di β . Infatti, differenziando il legame tra α e β si ottiene:

$$\frac{d\alpha}{\alpha} = \frac{d\beta}{\beta} \cdot \frac{1}{(\beta + 1)} \quad (2.60)$$

Inoltre la frequenza di taglio f_α di α è molto maggiore della $f_\beta^{(*)}$ e pertanto ci si aspetta che, a parità di amplificazione, la connessione a base comune permetta bande passanti più grandi di quella a emitter comune. Infatti, posto per $\beta(\omega)$ un comportamento a un solo polo, avremo:

$$\beta(f) = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}}$$

(*) Il considerare α e β funzioni della frequenza corrisponde a un circuito equivalente del tipo di quello mostrato in Figura 2.3, che non fa apparire esplicitamente nello schema gli elementi parassiti, ma rende il generatore controllato funzione della frequenza. Le due visioni di Figura 2.3 con β_0 sostituito da $\beta(f)$ e di Figura 2.6 sono equivalenti se si è in condizioni di avere un polo dominante.

che, per $f \gg f_\beta$ si riduce a:

$$f_\beta \beta_0 = f |\beta(f)| = f_T \quad (2.61)$$

dove f_T è la frequenza di transizione definita dalla (2.13) poiché $|\beta(f_\beta \beta_0)| = 1$.
Calcolando α si ottiene:

$$\alpha(f) = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{(1 + \beta_0) f_\beta}}$$

cioè:

$$f_\alpha = (1 + \beta_0) f_\beta \cong f_T \quad (2.62)$$

Limitando lo studio al comportamento della cella alle alte frequenze e utilizzando il circuito equivalente di Figura 2.6 con le semplificazioni già adottate, si ottiene lo schema di Figura 2.54.

Si devono calcolare le costanti di tempo relative ai due condensatori C_π e C_μ .

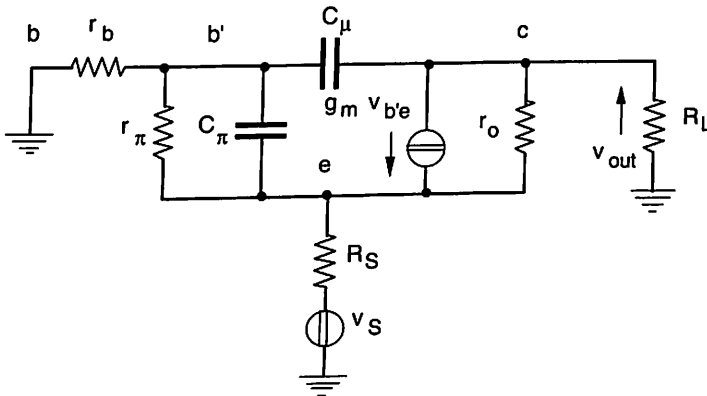


Figura 2.54

La resistenza vista da C_π (con $C_\mu = 0$), cioè $R_{\pi'}$, sarà data dalla resistenza vista alla porta dello schema di Figura 2.55. Conviene riferirci ai due casi estremi di pilotaggio in tensione ($R_S \rightarrow 0$) e in corrente ($R_S \rightarrow \infty$).

Nel primo caso si ha $R_{\pi}(R_S = 0) = r_{\pi} // r_b \cong r_b$, mentre nel secondo caso si ottiene $R_{\pi}(R_S \rightarrow \infty) = r_{\pi} // 1/g_m \cong 1/g_m$.

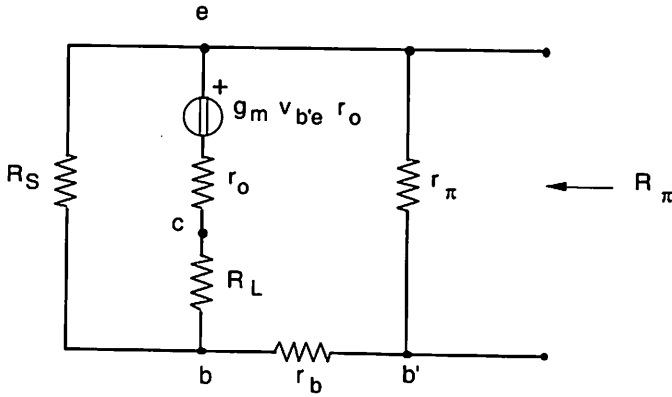


Figura 2.55

Per il calcolo della resistenza R_{μ} vista da C_{μ} vale lo schema di Figura 2.56 e quindi si ottiene:

$$R_{\mu}(R_S = 0) = r_b + R_L(1 + g_m r_b) \cong g_m r_b R_L$$

$$R_{\mu}(R_S = \infty) = (R_L + r_b) // [r_{\pi} + r_o + g_m r_o r_{\pi}] \cong R_L + r_b$$

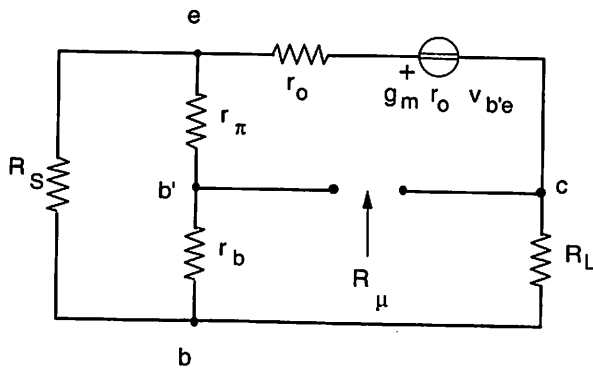


Figura 2.56

Dai valori ottenuti per le costanti tempo si deduce che, per spingere in alto le prestazioni di banda, è meglio pilotare lo stadio in corrente, il che può essere ottenuto accoppiandolo con un precedente stadio a emitter comune (v. Esempio 2.10.1). Si ha, infatti:

$$\omega_H(R_S \rightarrow 0) \cong \frac{1}{r_b C_\pi + g_m r_b R_L C_\mu}$$

minore di:

$$\omega_H(R_S \rightarrow \infty) \cong \frac{1}{\frac{C_\pi}{g_m} + R_L C_\mu} \quad (2.41')$$

Da quest'ultima relazione possiamo ricavare la f_α ponendola così in relazione con parametri fisici(*). Posto infatti $R_L = 0$, si ottiene:

$$f_H = \frac{g_m}{2 \pi C_\pi} = f_T \cong \beta_0 f_\beta \cong f_\alpha$$

Chiamo ora quanto detto in generale all'interno di un esempio particolare di progetto. Si voglia realizzare uno stadio amplificatore a base comune (Fig. 2.57) per un segnale ed un carico con le caratteristiche sotto elencate:

$$v_{S_{\text{picco}}} = 10 \text{ mV}$$

$$BW = 100 \text{ Hz} \div 5 \text{ MHz}$$

$$R_S = 50 \Omega$$

$$R_L = 1,2 \text{ k}\Omega$$

$$v_{\text{out}_{\text{picco}}} = 5 \text{ V}$$

(*) Si noti che, in ambedue le espressioni di ω_H , compare R_L a denominatore. A parità di punto di lavoro, il valore di R_L fissa l'amplificazione dello stadio, all'aumentare della quale cala la BW per un dato elemento attivo ($C_{\mu 0}$, $C_{\pi 0}$, r_b dati).

Il segnale perviene all'ingresso dell'amplificatore con un cavo coassiale di impedenza caratteristica $R_0 = 50 \Omega$.

Si noti che, nel caso presente, le specifiche sono meglio definite rispetto al caso dell'Esempio 2.8.1.

Il transistor che si sceglie per realizzare lo stadio è un 2N916 che presenta le seguenti caratteristiche:

$$f_T = 300 \text{ MHz} \quad r_b = 60 \Omega \quad C_{\mu 0} = 5 \text{ pF}$$

$$\beta_0 = 180 \quad \text{per} \quad 100 \mu\text{A} < I_C < 10 \text{ mA}$$

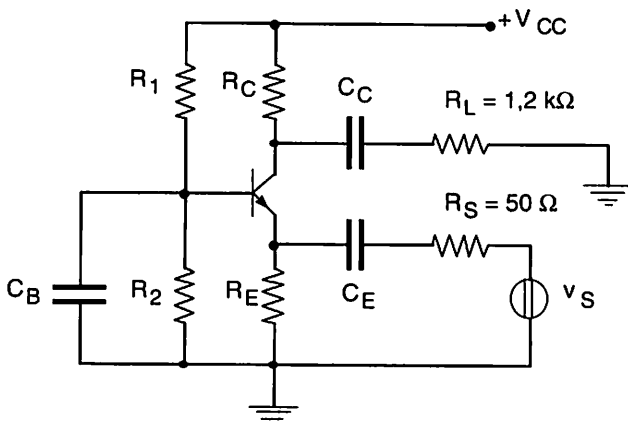


Figura 2.57

gli altri parametri essendo ininfluenti e comunque potendosi per essi prendere dei valori tipici (per esempio $I_S \cong 10^{-14} \text{ A}$ e $V_A \cong 100 \text{ V}$).

Come al solito, si deve cominciare con il polarizzare correttamente lo stadio nel rispetto delle esigenze delle interfacce. Per evitare riflessioni alla porta di ingresso converrà che il cavo coassiale risulti adattato. Ciò fornisce:

$$R_{in} \cong \frac{1}{g_m} = 50 \Omega$$

$$g_m = 20 \text{ mA/V}$$

$$I_C = 0,5 \text{ mA} = I_Q$$

Riferendoci alle caratteristiche del transistor (Fig. 2.58), una volta scelto il punto di lavoro Q , la retta di carico dinamica, determinata sostanzialmente dal parallelo $R_C // R_L$ (dato il valore di R_S che risulta dinamicamente in parallelo a R_E), stabilisce la dinamica di uscita possibile: $V_D = I_Q (R_C // R_L)$.

Poiché abbiamo bisogno di almeno 5 V si ha:

$$I_Q \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} > 5 \Rightarrow R_C > \frac{5 R_L}{R_L I_Q - 5} \quad (2.63)$$

ossia una $R_C < 0$ ciò che non è possibile. Un tale risultato doveva essere previsto: se infatti tutta la corrente I_Q (che al minimo può andare a zero, quando il transistor si interdice) scorresse sul carico, otterremmo una dinamica di $0,5 \times 10^{-3} \times 1,2 \times 10^3 = 0,6$ Volt.

Evidentemente la scelta fatta di I_Q non è stata felice e l'adattamento del cavo deve essere tentato in altro modo.

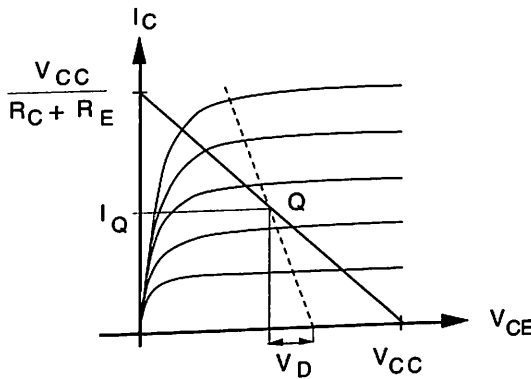


Figura 2.58

Seguitiamo a esaminare il circuito di uscita. Per rispettare le (2.63) deve essere $I_Q > 5 / (1,2 \times 10^3) = 4,2$ mA. Questo valore di I_Q è il minimo che garantisce la dinamica voluta e quindi, se scelto, porterebbe alla generazione di molte armoniche per non linearità, poiché il segnale di uscita spazzerebbe gran parte della dinamica a disposizione. Si assume quindi $I_Q = 8$ mA e si ha:

$$R_C > 1,3 \text{ k}\Omega \quad (\text{si sceglie } 1,5 \text{ k}\Omega, \text{ valore commerciale})$$

$$g_m \cong 300 \text{ mA/V}$$

$$R_{in} = 3 \Omega$$

Per evitare riflessioni, salderemo in serie alla porta di ingresso una $R_i = 47 \Omega$. L'ampiezza del segnale entrante è quindi:

$$v_{in\text{picco}} = v_{S\text{picco}} \frac{3}{100} = 300 \mu V_{\text{picco}}$$

Ne consegue che l'amplificazione necessaria è pari a $A_{V0} = \frac{5}{300} \cdot 10^6 \cong 16600$, mentre, con i valori scelti, si ottiene:

$$A_{V0} = g_m R_C // R_L = 300 \cdot 10^{-3} \cdot 660 = 198$$

È evidente la impossibilità di soddisfare le specifiche con un solo stadio che faccia contemporaneamente da circuito di interfaccia di ingresso, elaboratore e circuito di interfaccia di uscita. Dobbiamo quindi risolvere il problema coadiuvando le funzioni dello stadio sotto progetto con quelle di un altro stadio.

Per esempio, si potrebbe premettere uno stadio tipo emitter follower che adatti i 50Ω della linea e abbia una $R_{out} = 3 \Omega$. Quindi usare uno stadio finale che non carichi apprezzabilmente il base comune al quale è quindi data la funzione di amplificatore in tensione. In questa nuova situazione si potrà scegliere una I_Q , per esempio, di 1 mA e ottenere un segnale di ingresso pari a:

$$v_{in\text{picco}} = v_{S\text{picco}} \frac{1/g_m}{1/g_m + 3} = v_{S\text{picco}} \frac{26}{26 + 3} = 0,9 v_{S\text{picco}}$$

che impone una amplificazione pari a:

$$A_{V0} = \frac{5 \text{ V}}{0,9 \cdot 10 \text{ mV}} = 550 = g_m R_C = \frac{1}{26} R_C$$

da cui:

$$R_C \cong 15 \text{ k}\Omega$$

e:

$$I_Q R_C = 15 \text{ V}$$

che è sufficientemente maggiore dei 5 V di dinamica richiesti.

Ovviamente la resistenza dello stadio successivo dovrà essere molto maggiore di 15 k Ω .

La rete di polarizzazione deve garantire un massimo del 5% di variazione di \bar{I}_C nel campo di temperature per applicazioni civili (0 ÷ 70 °C). Ciò fornisce [v. la (2.33')]:

$$\frac{\Delta \bar{I}_C}{\bar{I}_C} = 0,05 = \frac{2 \cdot 10^{-3} \cdot 70}{R_E \bar{I}_C}$$

e quindi:

$$R_E = \frac{2 \cdot 10^{-3} \cdot 70}{0,05 \cdot \bar{I}_C} \cong 2,7 \text{ k}\Omega$$

L'alimentatore dovrà quindi fornire [(15 + 2.7) + V_Q] volt. Posto V_Q almeno 10 V per occupare una zona centrale delle caratteristiche, la scelta di $V_{CC} = 30$ V sembra essere soddisfacente.

Poiché $\bar{I}_B = 5.5 \mu\text{A}$, la somma $R_1 + R_2$ può essere presa pari a circa 300 k Ω che fornisce, fidando in un valore di V_{BE} pari a circa 0,6 V (approssimazione sufficiente per lo scopo desiderato):

$$R_1 = \frac{30 - 0,6 - 2,7}{100 \cdot 10^{-6}} \cong 270 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 33 \text{ k}\Omega$$

La pulsazione di taglio alle alte si ricava dalla (2.41') e, nelle condizioni di polarizzazione ($I_C = 1\text{mA}$, $V_{CB} = 11,7$ V) stabilite, è pari a:

$$\omega_H(R_S \rightarrow 0) = \frac{1}{60 \cdot \frac{1/26}{2\pi \cdot 3 \cdot 10^8} + \frac{1}{26} \cdot 60 \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot 10^{-12}} = 28 \cdot 10^6$$

che fornisce $f_H = 4,46\text{MHz}$.

Il 2N916 non è quindi in grado di rispondere alle specifiche di progetto richieste.

Proviamo con il transistor utilizzato nell'Esempio 2.8.1. Si ottiene:

$$f_H(R_S \rightarrow 0) = \frac{1}{2\pi \left[300 \cdot \frac{1/26}{2\pi \cdot 5 \cdot 10^8} + \frac{1}{26} \cdot 300 \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-12} \right]} = 7\text{ MHz}$$

che è sufficiente ai nostri scopi. I β dei due transistor sono simili abbastanza da non dover ricalcolare gli altri componenti.

In conclusione, quindi, lo schema dell'amplificatore complessivo con le nuove specifiche relative ai due stadi aggiunti è mostrato in Figura 2.59.

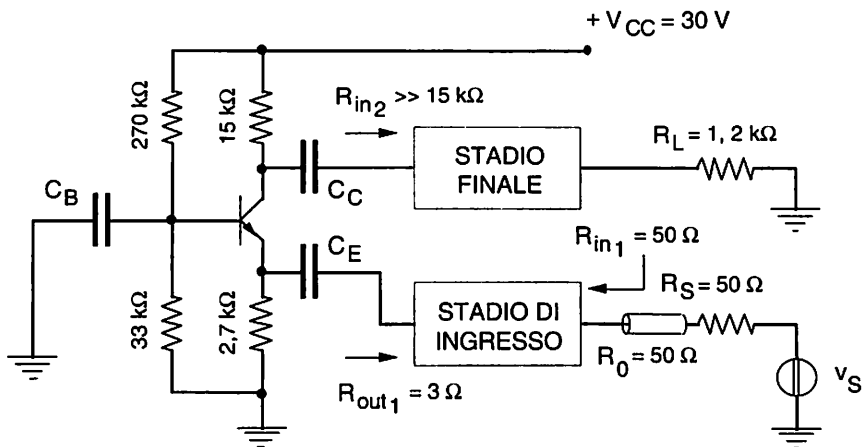


Figura 2.59

I tre condensatori si calcolano imponendo che, alla minima frequenza del segnale, abbiano reattanze trascurabili rispetto alle resistenze da essi viste. Quindi, utilizzando approssimazioni ormai da ritenersi ovvie:

$$C_B > \frac{1}{2 \pi 100 r_\pi} = 0,3 \mu\text{F}$$

$$C_C > \frac{1}{2 \pi 100 \cdot 15 \cdot 10^3 (k+1)} \cong \frac{0,1}{k+1} \mu\text{F}$$

$$C_E > \frac{1}{2 \pi 100 \cdot 29} = 55 \mu\text{F}$$

dove si è assunto $R_{in2} = k \times 15 \text{ k}\Omega$.

Valgono, con le dovute modifiche, commenti analoghi a quelli svolti per l'Esempio 2.8.1.

Esempio 2.9.2. Progettare lo stadio di ingresso dell'amplificatore di Figura 2.59.

Si sceglie di risolvere il problema con un transistor 2N916 montato a collettore comune. Lo schema è mostrato in Figura 2.60.

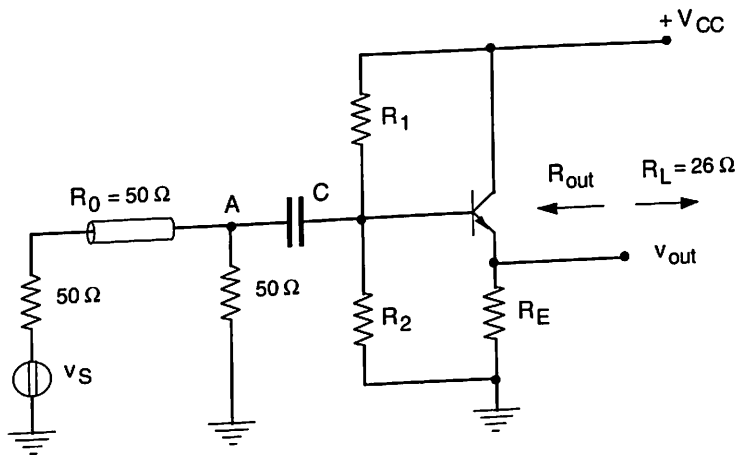


Figura 2.60

Poiché si deve avere una $R_{out} = 3 \Omega$ dovrà essere:

$$R_{out} \cong \frac{1}{g_m} = \frac{V_T}{I_C} = 3 \Omega$$

ossia:

$$I_C \cong 9 \text{ mA}$$

che stabilisce $I_B = 45 \mu\text{A}$. Seguitando a utilizzare $V_{CC} = 30 \text{ V}$, possiamo far passare 1 mA in $(R_1 + R_2)$ ottenendo: $R_1 + R_2 = 30 \text{ k}\Omega$. Scegliendo $\bar{V}_{out} \cong 15 \text{ V}$ otteniamo $R_E = 1,7 \text{ k}\Omega$ e quindi:

$$R_1 = \frac{30 - 0,6 - 15}{1 \text{ mA}} \cong 14,4 \text{ k}\Omega$$

e si sceglierà $R_1 = 15 \text{ k}\Omega = R_2$. In queste condizioni, la resistenza di ingresso dello stadio è sicuramente molto maggiore di 50Ω . Infatti:

$$R_{in} \cong 15 // 15 // (180 \cdot 26 \cdot 10^{-3}) \cong 3 \text{ k}\Omega$$

Per adattare il cavo coassiale si è quindi posta una resistenza da 50Ω in parallelo alla porta di ingresso.

La dinamica disponibile è pari a $V_D = 9 \text{ mA} \times 26 \Omega = 234 \text{ mV}$, più che sufficiente ai nostri scopi, e la capacità di accoppiamento vale:

$$C > \frac{1}{2 \pi 100 \cdot 3 \cdot 10^3} = 0,5 \mu\text{F}$$

Vediamo ora quali sono le prestazioni in banda dello stadio di ingresso. Per questo scopo si deve analizzare lo schema di Figura 2.61 la cui funzione di trasferimento si calcola senza difficoltà, ma richiede un calcolo lungo e noioso.

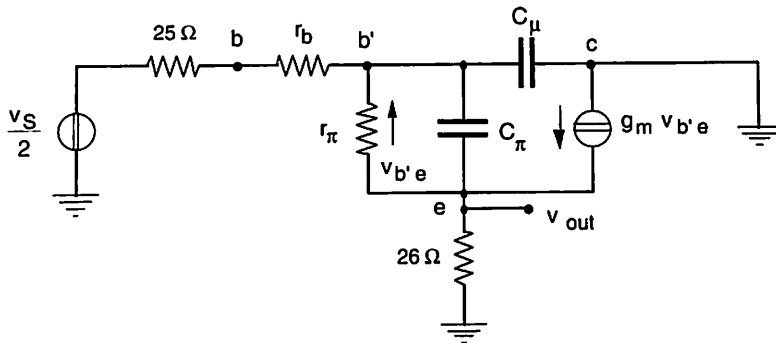


Figura 2.61

Si ottiene una funzione con due poli e uno zero, quest'ultimo situato praticamente a $\omega_T = 2\pi f_T$. Piuttosto che eseguire il conto, conviene ragionare nel seguente modo: la frequenza per la quale la corrente che arriva al nodo di uscita attraverso $z_\pi = r_\pi // C_\pi$ è uguale a quella che arriva dal generatore controllato, è pari praticamente a f_T . Se C_μ è almeno 1/10 di C_π , a questa frequenza C_μ ancora non è intervenuto in maniera sensibile nel comportamento dello stadio. La prestazione dello stadio è quella desiderata quando la corrente al nodo di uscita proviene prevalentemente dal generatore controllato. Potremmo quindi assumere come frequenza limite f_H il valore della f_T del transistor usato.

Sfortunatamente, a f_T lo stesso circuito equivalente di Giacioletto non è più utilizzabile. Più realisticamente, quindi, potremo porre:

$$f_H = f_T/n \quad (2.64)$$

con n compreso tra 3 e 10. Poiché $f_T = 300$ MHz, ciò è sufficiente ai nostri scopi.

Eseguito estesamente il calcolo della funzione di trasferimento per il caso del transistor usato nell'Esempio 2.8.1, si ha^(*) una $f_H = 78$ MHz, il che avvalorla la scelta fatta con la (2.64). Si vede quindi che, in questa applica-

(*) Per la presenza dello zero, non è possibile usare il metodo delle costanti di tempo che non dà alcuna informazione sugli zeri.

zione, può essere utilizzato anche il transistor, poi scartato nell'Esempio 2.9.1, che probabilmente ha un costo minore.

Un'osservazione deve comunque essere avanzata a proposito del fatto che spesso si trova, nello stadio emitter follower, una resistenza tra collettore e alimentazione. Questo montaggio deve essere evitato per due ragioni:

- a) esso diminuisce evidentemente la dinamica di uscita a disposizione dello stadio;
- b) provoca effetto Miller su C_{μ} e quindi diminuisce la BW dello stadio.

Se la resistenza sul collettore intende evitare che il componente sia sottoposto a una tensione troppo alta, con conseguente dissipazione di potenza, allora, fermo restando che si rinuncia a un po' di dinamica e precisamente a un valore pari a $I_C R_C$, sarà buona norma porre a massa dinamicamente il collettore con un condensatore di bypass calcolato nel solito modo.

Non sarà comunque sfuggito che il segnale entrante in realtà nell'amplificatore si è dimezzato per la presenza della resistenza di adattamento in ingresso di 50Ω .

Il valore di amplificazione fornito dallo stadio a base comune non è quindi più sufficiente. Ma tentare di riaggiustarlo in maniera da far fronte alla nuova esigenza tende a concentrare ancora una volta su un solo stadio tutte le richieste di soddisfacimento delle specifiche di progetto. Converrà quindi lasciare allo stadio finale il compito di provvedere alla amplificazione mancante.

Per farci un'idea delle relazioni energetiche che caratterizzano i due stadi finora progettati, calcoliamo la potenza media richiesta all'alimentatore. Essa varrà:

$$P_{AI} = 30 [1 + 0,1 + 1 + 9] = 333 \text{ mW}$$

mentre si conferirà al carico una potenza utile massima in regime sinusoidale pari a:

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{\hat{V}^2}{R_L} = \frac{1}{2} \frac{25}{1,2 \cdot 10^3} = 10,4 \text{ mW}$$

La potenza fornita dal segnale è pari a:

$$P_S = \frac{1}{2} \frac{(10 \cdot 10^{-3})^2}{50} = 1 \mu\text{W}$$

Ad un guadagno in potenza di circa 40 dB corrisponde un rendimento $\eta = 3,1\%$ (non considerando il finale) che sarebbe molto basso perfino per una macchina termica.

Si noti che le quantità di energia coinvolte, rispetto a una comune applicazione industriale, sono estremamente esigue. Ciò non toglie che quasi tutta la potenza utilizzata debba venir dissipata sotto forma di calore dal sistema. Se si persegue una realizzazione del sistema che tenda alla miniaturizzazione riducendo la superficie di scambio termico a disposizione, ciò fa salire le temperature di lavoro.

Ecco perché, anche a questi livelli di potenza, il rendimento del processo può assumere ugualmente importanza e dover essere considerato come elemento di progetto.

Si noti, per ritornare in altra sede sull'argomento, che il valore della potenza fornita dall'alimentatore riduce il rendimento grazie alla grande differenza, che considerazioni di linearità ci hanno imposto di scegliere, tra V_{CC} e la dinamica voluta.

Un ultimo commento va fatto sulla banda passante complessiva dello stadio: è evidente che, in una cascata di celle, la BW è fissata soprattutto dalla cella con banda passante più piccola delle altre che, nel caso trattato, risulta la cella a base comune.

2.10 Valutazione delle distorsioni prodotte da BJT nelle tre connessioni fondamentali

Si tratta di rendersi conto dell'ordine di grandezza che c'è da aspettarsi dai risultati della scheda .DISTO illustrata al Paragrafo 2.5 nei tre casi di emitter comune, base comune ed emitter follower.

Per la prima connessione, supponiamo presente la rete di polarizzazione e disegniamo, in maniera in verità ambigua, lo stadio come in Figura 2.62, dove v_{th} è il generatore di Thèvenin relativo al solo segnale e R_{th} è la sua resistenza di uscita.

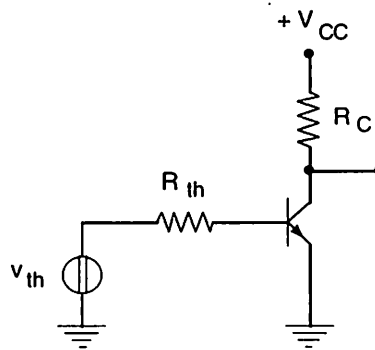


Figura 2.62

L'ambiguità della rappresentazione di Figura 2.62 sta nel fatto che si mescolano fattori fisico-schematici (il transistor, per esempio) con elementi equivalenti, come quelli tratti dal Teorema di Thévenin o dinamici (la sola considerazione del segnale v_{th}) arrivando perfino a non rappresentare la rete di polarizzazione, senza la quale, ovviamente, lo schema non può funzionare.

Chiarito in questa maniera il valore puramente strumentale^(*) dello schema di Figura 2.62, per calcolare le armoniche generate dalle non linearità se v_{th} è una sinusoide, si può procedere come segue. Adottato il modello (1.53) semplificato per $V_A \gg V_{CE}$, si ha:

$$I_C = I_S \exp \frac{\bar{V}_{BE} + \frac{v_{th}}{R_{th} + r_\pi} \cdot r_\pi}{V_T} = I_S \exp \frac{\bar{V}_{BE}}{V_T} \cdot \exp \frac{v_{th} r_\pi}{V_T (R_{th} + r_\pi)}$$

e quindi:

$$V_{out} = V_{CC} - I_C R_C = V_{CC} - \bar{I}_C R_C \exp \frac{v_{th} r_\pi}{V_T (R_{th} + r_\pi)}$$

(*) Nonostante ciò, per la presenza di R_{th} , la rappresentazione è più realistica di quella di Figura 2.9.a. Anche in questo caso si è supposto $R_C = R_L$. Se $R_C > R_L$ (c'è un carico in parallelo dinamico al collettore), allora R_C va sostituita con $R_L // R_C$ nei termini dinamici.

e, sviluppando l'esponenziale fino al secondo ordine della serie di Taylor, si ottiene:

$$V_{out} = V_{CC} - \bar{I}_C R_C - g_m R_C \frac{r_\pi}{R_{th} + r_\pi} v_{th} + \frac{\bar{I}_C R_C}{2} \left[\frac{1}{1 + \frac{R_{th} g_m}{\beta}} \right]^2 \left(\frac{v_{th}}{V_T} \right)^2 \quad (2.65)$$

che rappresenta tanto meglio il comportamento dello stadio intorno a \bar{I}_C quanto più l'esponente dell'esponenziale è minore di 1.

Il termine $(V_{CC} - \bar{I}_C R_C)$ rappresenta \bar{V}_{out} , quello che segue è il segnale amplificato pensando valido un circuito equivalente linearizzato intorno a \bar{I}_C (Fig. 2.2) e il terzo termine dà conto dei prodotti delle non linearità. Se v_{th} è una sinusoidale con frequenza compresa in BW, poiché:

$$(v_{th})^2 = \hat{V}_{th}^2 \sin^2 2\pi ft = \hat{V}_{th}^2 \frac{1 - \cos 4\pi ft}{2}$$

si verifica uno spostamento del punto di lavoro e un termine di seconda armonica il cui valore di picco è dato dall'ultimo termine della (2.65) con $\hat{V}_{th}^2/2$ al posto di v_{th}^2 .

Se $\hat{V}_{th} < V_T$ lo spostamento del punto di lavoro causato dalle non linearità risulta esiguo rispetto, per esempio, al termine $\bar{I}_C R_C$, e può quindi essere trascurato.

La (2.65) ci fornisce un elemento assoluto di confronto per decidere se un segnale può essere considerato piccolo. Esso deve infatti essere piccolo rispetto a V_T , tanto più, quanto meno si possono tollerare prodotti di distorsione non lineare. Una tale conclusione poteva essere tirata anche dall'applicazione della (2.15) allo schema di Figura 2.9.a.

Da quanto detto discende che il termine HD2 calcolato dalla scheda .DISTO discussa al Paragrafo 2.5 vale (espresso in rapporto all'ampiezza di prima armonica):

$$HD2 = \frac{1}{4} \frac{\hat{V}_{th}}{V_T} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{th} g_m}{\beta}} \quad (2.66)$$

Il valore delle armoniche di ordine superiore può essere ricavato prolungando lo sviluppo di Taylor (2.65) ai termini di ordine superiore.

Si noti che all'aumentare di R_{th} diminuisce il valore di HD2. Pilotare lo stadio in corrente sembra quindi permettere di migliorarne la linearità. In effetti, siccome il confronto deve essere fatto a parità di dinamica di uscita, l'aumento che si deve conferire a \widehat{V}_{th} per ottenere questo risultato, riporta HD2 al valore precedente.

Interessante è l'esame dell'emitter comune con degenerazione (Fig. 2.48). In questo caso, se si seguisse la stessa linea di ragionamento che ha condotto alla (2.66), si avrebbe:

$$V_{BE} = \overline{V}_{BE} + v_{th} \frac{r_{\pi}}{R_{th} + r_{\pi} + (1 + \beta) R_E} \quad (2.67)$$

quindi:

$$HD2 = \frac{1}{4} \frac{\widehat{V}_{th}}{V_T} \frac{1}{1 + \frac{R_{th} g_m}{\beta} + \frac{(1 + \beta) R_E g_m}{\beta}} \quad (2.68)$$

Sembrerebbe quindi che lo stadio si comporti in maniera più lineare. È pur vero che, contemporaneamente, come mostra la (2.67), è diminuito, con lo stesso denominatore, il termine di fondamentale. Per avere la stessa dinamica in uscita si dovrà quindi aumentare \widehat{V}_{th} del rapporto:

$$\frac{1 + \frac{R_{th} g_m}{\beta} + \frac{(1 + \beta) R_E g_m}{\beta}}{1 + \frac{R_{th} g_m}{\beta}}$$

il che riporta HD2 al valore dato dalla (2.66). La presenza di R_E sull'emitter sembrerebbe quindi non avere effetto sulle distorsioni. Questa conclusione e l'Eq. (2.68) non sono corrette, come si dimostrerà, tornando sull'argomento, al Paragrafo 3.5.

Passando alla connessione a base comune, si deve considerare uno schema del tipo di quello riportato in Figura 2.57, pensando che $v_S = v_{th}$ e $R_S = R_{th}$ per generalizzare le condizioni di lavoro. Poiché $V_{BE} = -V_{EB}$ e la $R_{in} = 1/g_m$, si avrà:

$$V_{out} = V_{CC} - \bar{I}_C R_C + g_m R_C \frac{V_{th}}{1 + R_{th} g_m} +$$

$$- \frac{\bar{I}_C R_C}{2} \left[\frac{1}{1 + R_{th} g_m} \right]^2 \left(\frac{V_{th}}{V_T} \right)^2 \quad (2.69)$$

In questo caso la seconda armonica, a parità di \hat{V}_{th} ha ampiezza minore che nell'emitter comune. Ciò è dovuto alla maggiore facilità con la quale si può comandare lo stadio in corrente, poiché $\frac{1}{g_m} \ll r_\pi$. Nel caso del base comune si ha quindi:

$$HD2 = \frac{1}{4} \frac{\hat{V}_{th}}{V_T} \frac{1}{1 + R_{th} g_m} \quad (2.70)$$

Si passi, per terminare, all'esame dell'emitter follower, cioè di uno schema del tipo di quello mostrato in Figura 2.60. Per esso si ha:

$$V_{out} = V_{th} - I_B R_{th} - V_{BE} = V_{th} - I_B R_{th} - V_T \ln \frac{I_C}{I_S} =$$

$$\cong V_{th} - \frac{I_Q + v_{out}/R_L}{\beta} R_{th} - V_T \ln \frac{I_Q + v_{out}/R_L}{I_S} =$$

$$\cong V_{th} - V_T \ln \frac{I_Q + v_{out}/R_L}{I_S}$$

dove si è fatta l'ipotesi che il guadagno β sia tanto grande da rendere trascurabile il termine contenente I_B .

Per quanto riguarda il termine logaritmico, si noti che $I_Q = \bar{V}_{out} / R_E$. Se il carico R_L coincide con R_E e lo stadio è polarizzato più o meno a $V_{CC}/2$, nella semionda positiva il termine logaritmico varia da $V_T \ln(I_Q/I_S)$ a $V_T \ln(2 I_Q/I_S)$ ossia da \bar{V}_{BE} a $(\bar{V}_{BE} + 18 \text{ mV})$ quando V_{th} varia più o meno di $V_{CC}/2$.

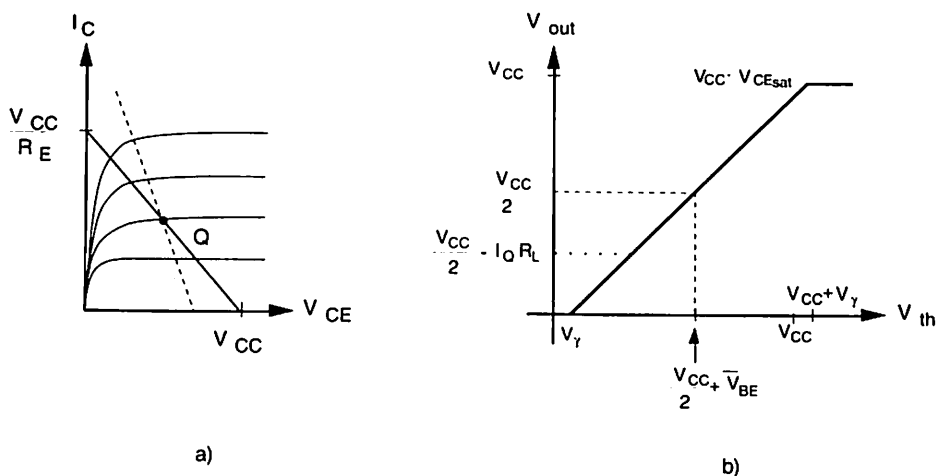


Figura 2.63

Nella semionda positiva, cioè, V_{out} si mantiene sensibilmente uguale a V_{th} e la transcaratteristica è, con buona approssimazione, una retta a 45° fino alla saturazione del BJT.

Nella semionda negativa avviene lo stesso fenomeno fino a quando v_{out} non si avvicina a $-V_{CC}/2$ con il che il logaritmo tende a $-\infty$, ma il modello utilizzato per il transistor perde di validità. Si ottiene complessivamente una transcaratteristica come quella di Figura 2.63.b, cioè una retta a 45° da circa zero a circa V_{CC} .

Se c'è un carico in parallelo a R_E , il carico complessivo R_L risulta minore di R_E . La retta di carico ruota (retta tratteggiata in Fig. 2.63.a) e I_{out}/R_L raggiunge, nella semionda negativa, il valore di I_Q per valori di $|v_{out}| < V_{CC}/2$, cioè per $v_{out} = -I_Q R_L$. Il transistor si interdice e la transcaratteristica satura prima, come mostrato in Figura 2.63.b (linea a punti).

In conclusione:

- Uno stadio a emitter comune è tanto più lineare quanto più il segnale di ingresso è piccolo rispetto a V_T . Ciò significa che, a parità di dinamica di

uscita, sarà più lineare uno stadio che amplifica molto, quindi che abbia valori alti del prodotto $g_m R_L$. Valori grandi di g_m significano valori grandi di I_C e valori grandi di R_L , a parità di g_m , significano valori alti di V_{CC} . In ambedue i casi aumenta la dissipazione nello stadio.

- Uno stadio in base comune si comporta come uno stadio a emitter comune e valgono per esso, quindi, le stesse considerazioni. Le differenze sono che:
 - a) lo stadio a base comune non amplifica in corrente;
 - b) a parità di segnale di ingresso e di prodotto $g_m R_C$ esso genera meno distorsioni di uno stadio a emitter comune.
- Uno stadio a collettore comune non amplifica in tensione, ma genera, a parità di dinamica, distorsioni minori rispetto agli altri due montaggi.

I risultati ottenuti sono legati al fatto che le resistenze in gioco sono componenti ohmici, per i quali cioè resistenza statica e dinamica coincidono.

Si consideri invece lo schema di Figura 2.64, nel quale R_C è stata sostituita con una cella del tipo di quella mostrata in Figura 2.43 formata da due pnp (T1 e T2) supporti uguali.

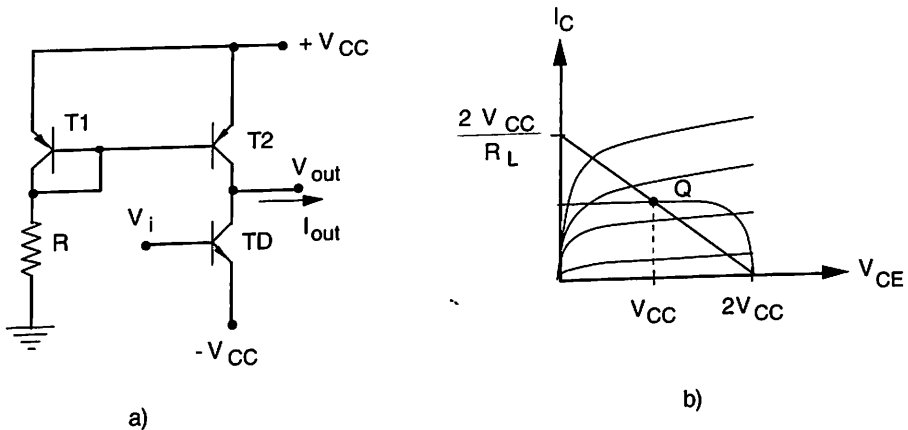


Figura 2.64

Il transistor pilota TD si trova quindi con una situazione di carico statico riportata in Figura 2.64.b e rappresentata dalla curva $I_C - V_{CE}$ di T2 disegnata per la V_{BE} stabilita da:

$$\frac{V_{CC} - |V_{BE1}|}{R} - 2 I_{B1} = \left(1 + \frac{V_{BE1}}{V_{A1}}\right) I_{S1} \exp \frac{V_{BE1}}{V_T} \quad (2.71)$$

Dati i valori normalmente in gioco è quasi sempre valida la Eq. (2.34).

Se V_{A1} è scelto molto maggiore di V_{CC} , la linea di carico, in un tratto di dinamica grande intorno a Q simula la presenza di un generatore di corrente, cioè è quasi orizzontale. In altre parole, per un ampio tratto intorno a Q , TD interpreta il suo carico come se fosse una resistenza r_o connessa a una tensione $V_{A2} = V_{A1} \gg V_{CC}$.

La tensione di riposo V_{out} può essere resa nulla, imponendo una polarizzazione \bar{V}_i tale che:

$$\left(1 + \frac{V_{CC}}{V_{AD}}\right) I_{SD} \exp \frac{\bar{V}_i + V_{CC}}{V_T} = \left(1 + \frac{V_{CC}}{V_{A2}}\right) I_{S2} \exp \frac{V_{BE2}}{V_T} \quad (2.72)$$

In queste condizioni:

$$I_Q \equiv \frac{V_{CC} - |V_{BE1}|}{R}$$

$$V_Q = V_{CC}$$

e si può connettere un carico R_L tra il collettore di TD e massa senza che in esso scorra staticamente corrente. Se il carico $R_L \rightarrow \infty$, siamo nelle condizioni di poter sfruttare un'ampia dinamica di uscita senza produrre eccessive distorsioni. Se R_L assume valori da considerare al finito, allora si può, per esempio, dimensionare la polarizzazione dello stadio in maniera che:

$$I_Q = \frac{V_{CC}}{R_L}$$

ciò che fornisce la retta di carico dinamica di Figura 2.64.b, che è in grado di sfruttare tutta la dinamica a disposizione (generando però più armoniche che nel caso $R_L \rightarrow \infty$).

Sembra quindi logico, per garantire il pilotaggio di un carico R_L con la potenza dovuta, disporre uno stadio emitter comune con carico attivo (Fig.

2.64.a) in cascata con un emitter follower che a sua volta alimenta il carico R_L . Il primo stadio, spesso detto pilota, porta la tensione al livello richiesto dal carico e il secondo fornisce il livello di corrente necessario per soddisfare le esigenze di potenza del carico (v. Par. 1.4), il tutto senza generare eccessive distorsioni.

È questa la linea lungo la quale si studierà il progetto degli stadi di potenza o "finali": si rimanda quindi a quanto esposto al Capitolo 4.

Prima di chiudere diamo una valutazione del rendimento dello stadio pilota di Figura 2.64.a. La potenza fornita allo stadio vale:

$$P_{AI} \cong 2 V_{CC} I_Q + V_{CC} I_Q$$

mentre quella data al carico per eccitazione sinusoidale ha il suo massimo per(*) $R_L = V_{CC}/I_Q$ e vale:

$$P_L = \frac{1}{2} V_{CC} I_Q$$

il che stabilisce un rendimento:

$$\eta = \frac{1}{6} \cong 16,6 \%$$

Inoltre, supponendo che lo stadio debba fornire una corrente I_L , deve essere I_Q almeno pari a I_L : le esigenze del carico dello stadio, cioè, fissano il valore minimo della potenza in esso dissipata una volta fissata V_{CC} . Nell'accoppiamento con lo stadio emitter follower, dunque, sarà bene che quest'ultimo abbia un guadagno in corrente il più grande possibile, in modo che si limiti la potenza dissipata nello stadio pilota che presenta un così basso rendimento. È per questa ragione che, quasi sempre in questa applicazione, il transistor che compone lo stadio (finale) emitter follower è in realtà formato da una coppia di BJT in connessione Darlington.

Concludiamo notando che il prodotto $P_L (HD2)^2$ dà la potenza di seconda armonica dissipata sul carico e così via per le armoniche di ordine superiore. La potenza totale sul carico è quindi:

(*) Si è usata la stessa notazione R_L per indicare il carico visto dallo stadio a emitter comune e quello terminale. Il contesto del discorso dovrebbe eliminare le possibili confusioni.

$$\begin{aligned}
 P_{L_{TOT}} &= P_L + P_L (HD2)^2 + P_L (HD3)^2 + \dots = \\
 &= P_L \left[1 + \sum_{i=2}^{\infty} (HDi)^2 \right]
 \end{aligned}$$

Si definisce distorsione totale armonica (*Total Harmonic Distorsion* = THD), la radice quadrata del termine di sommatoria espresso in % di P_L .

Esempio 2.10.1. Si abbia una sorgente di segnale di tensione con $R_S = 50 \Omega$ e $\hat{V}_S = 0,5 \text{ V}$ in una banda che va da 50 Hz a 10 MHz. Si debba alimentare un carico $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ con una dinamica $V_D = \pm 5 \text{ V}$. Si utilizzi uno stadio cascode.

Uno schema generico dello stadio cascode (anche detto *totem pole*) è mostrato in Figura 2.65: il segnale arriva sulla base di uno stadio a emitter comune che pilota, con il collettore, direttamente l'emitter di un base comune.

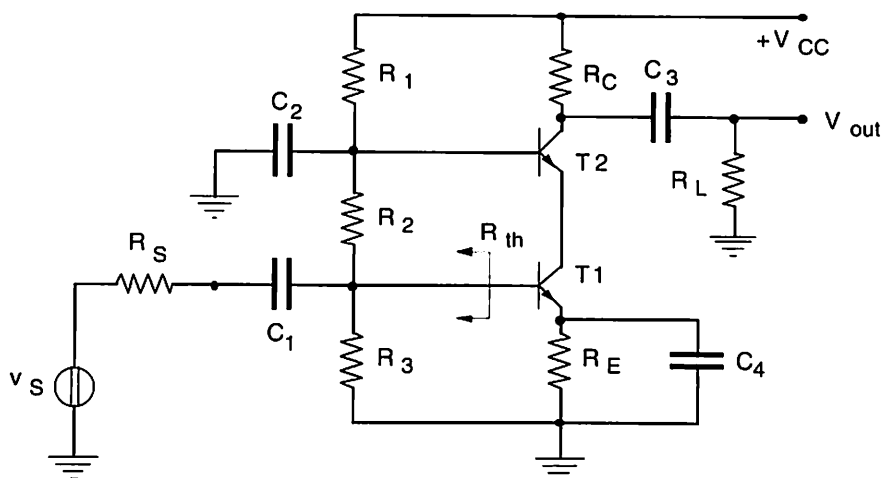


Figura 2.65

Si notino immediatamente due questioni:

1. l'emitter comune lavora al massimo della sua banda passante poiché, essendo caricato con l'ingresso del base comune, la sua amplificazione è pari a uno e l'effetto Miller è minimo;

2. il base comune lavora al massimo della sua banda passante poiché è pilotato da un collettore che ben rappresenta, per un emitter, un generatore di corrente ($r_o \gg 1/g_m$).

Detto questo, si cominci con il determinare le grandezze statiche dello stadio che fissano il suo punto di lavoro. Similmente a quanto è stato fatto nell'Esempio 2.9.1, determiniamo, data la dinamica desiderata, la corrente statica minima che vale:

$$I_{Q\min} = \frac{5}{R_L} = 2,5 \text{ mA}$$

per cui, scelto $I_Q = 5 \text{ mA}$, si ottiene $g_m = 0,192 \text{ A/V}$ e, dalle (2.63) si ricava $R_C > 2\text{k}\Omega$ e si sceglierà $R_C = 2,2 \text{ k}\Omega$ che è il valore commerciale più prossimo. Queste scelte forniscono, assumendo $V_{CC} = 30 \text{ V}$:

$$\bar{V}_{C2} = 30 - 11 = 19 \text{ V}$$

e, lasciando una $\bar{V}_{CE2} = 10 \text{ V}$ e una $\bar{V}_{CE1} = 2 \text{ V}$, rimangono 7 V per la stabilizzazione di I_Q . Per avere una stabilità di I_Q pari al 5% sui soliti 70 °C si ottiene $R_E = 560 \Omega$ che dà una caduta di 2,8 V. Risultano quindi a disposizione ancora 4,2 V. Questi possono essere utilizzati per abbassare la tensione di alimentazione abbassando le potenze dissipate, o per aumentare R_C , con l'intenzione di rendere più simmetrica la dinamica a disposizione. Adottando questo secondo avviso, si ottiene in definitiva:

$$V_{CC} = 30 \text{ V}$$

$$\bar{V}_{C2} \cong 15 \text{ V}$$

$$R_C = 3 \text{ k}\Omega$$

$$\bar{V}_{C1} = 5 \text{ V}$$

$$\bar{V}_{E1} = 2,8 \text{ V}$$

$$\bar{V}_{CE2} = 10 \text{ V}$$

$$\bar{V}_{CE1} = 2,2 \text{ V}$$

Dato che i transistor lavorano al meglio delle loro prestazioni in banda, proviamo a usare il 2N916 che impone $I_B = 5/180 = 28 \mu\text{A}$ e inoltre:

$$r_\pi \cong 1 \text{ k}\Omega$$

$$C_\pi \cong 100 \text{ pF}$$

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{5 \cdot 10^{-3}}{10^{-14}} = 0,7 \text{ V}$$

$$C_{\mu 1} = \frac{5}{\sqrt{1 + \frac{1,6}{0,5}}} = 2,5 \text{ pF}$$

$$C_{\mu 2} = \frac{5}{\sqrt{1 + \frac{9,4}{0,5}}} = 1,1 \text{ pF}$$

Applicando la (2.40) per T1 si ottiene $\omega_{H1} = 2 \times 10^8 \text{ rad/sec}$, mentre la (2.41') fornisce, per T2, $\omega_{H2} = 0,54 \times 10^9 \text{ rad/sec}$: ambedue questi valori sono largamente sufficienti all'impiego proposto per lo stadio.

La rete di polarizzazione sarà formata da tre resistenze la somma delle quali darà:

$$R_1 + R_2 + R_3 = 60 \text{ k}\Omega$$

se si fa scorrere sul partitore una corrente di $0,5 \text{ mA}$, ossia circa 20 volte I_B . Per cui:

$$R_1 = \frac{24,3}{0,5} = 48,6 \text{ k}\Omega \cong 47 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{5,7 - 3,5}{0,5} = 4,4 \text{ k}\Omega \cong 4,7 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{3,5}{0,5} = 7 \text{ k}\Omega \cong 7,1 \text{ k}\Omega$$

A questo punto sorge una nuova questione riguardante il pilotaggio della base di T1 da parte del generatore di segnale. Se infatti calcoliamo il circuito equivalente di Thèvenin di quest'ultimo otteniamo:

$$v_{th} = v_S \frac{R_2 // R_3}{R_S + R_2 // R_3} = v_S \frac{2,8 \text{ k}\Omega}{50 + 2,8 \text{ k}\Omega} \cong v_S$$

$$R_{th} = R_S // R_2 // R_3 \cong R_S$$

e poiché $r_\pi \gg R_S$ tutta la dinamica di ingresso si ritroverà sulla giunzione BE di T1. Ciò è ovviamente non possibile per una dinamica di 500 mV che provocherebbe un'escursione di corrente tale da saturare o interdire lo stadio. L'escursione del segnale sulla giunzione BE di T1 va quindi limitata e per fare questo utilizziamo una degenerazione di emitter. Applicando la (2.67) otteniamo:

$$\hat{V}_{be} = \hat{V}_S \frac{r_\pi}{R_S + r_\pi + (1 + \beta)R'_E} \cong 0,5 \frac{10^3}{50 + 10^3 + 180 R'_E}$$

e, poiché deve essere:

$$\hat{V}_{be} \cdot g_m \cdot R_C // R_L = 5 \text{ V}$$

si ottiene una \hat{V}_{be} di circa 22 mV e:

$$R'_E = 110 \Omega \cong 120 \Omega$$

per cui la $R_E = 560 \Omega$ sarà ripartita in due resistenze da 120 Ω e da 440 Ω . Infine, i condensatori hanno valore:

$$C_1 > \frac{1}{2 \pi 50 R_2 // R_3} = 1,2 \mu\text{F}$$

$$C_2 > \frac{1}{2 \pi 50 R_1 // R_2} = 0,7 \mu\text{F}$$

$$C_3 > \frac{1}{2 \pi 50 (R_C + R_L)} = 0,6 \mu\text{F}$$

$$C_4 > \frac{1}{2 \pi 50 120//440} = 33 \mu\text{F}$$

Ne risulta lo schema finale riportato in Figura 2.66 che presenta un'amplificazione alle frequenze intermedie $A_{V0} \cong (3//2)/0.120 = 10$ e resistenze di ingresso e di uscita che si ricavano da quanto detto all'Esempio 2.7.9. Per quanto riguarda la banda passante, essa è determinata dal più basso tra i poli introdotti rispettivamente da T1 e da T2. Lo stadio a emitter comune, trascurando la presenza della resistenza da 120Ω , taglia a $f_H = 32 \text{ MHz}$, come si ricava dalla (2.40). Lo stadio a base comune è pilotato in corrente, come già detto, e quindi, dall'Esempio 2.9.1, si ottiene $f_H(R_S \rightarrow \infty) = 86 \text{ MHz}$. Come si vede, la banda ottenuta eccede le richieste(*). Ciò può porre problemi di rumore (non in questo caso, dato il livello del segnale) e di stabilità, come sarà discusso a tempo debito.

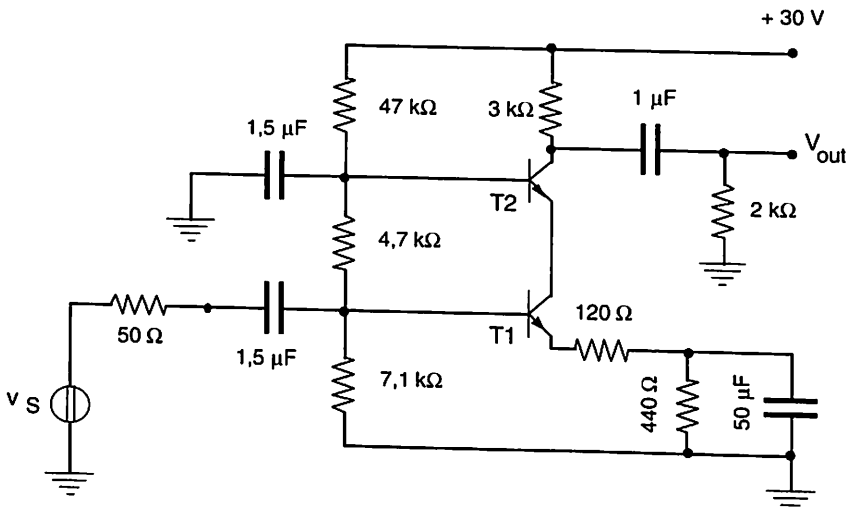


Figura 2.66

(*) La presenza della resistenza da 120Ω non può che aumentare la banda di T1 (v. Par. 3.6).

Passando alle distorsioni, se si calcola mediante le (2.68) il valore della seconda armonica generata dal transistor T1, si ha:

$$HD2_1 = \frac{1}{4} \frac{500 \cdot 10^{-3}}{26 \cdot 10^{-3}} \frac{1}{1 + \frac{50 \cdot 0,192}{180} + 0,192 \cdot 120} = 0,20$$

Una distorsione del 20% può essere considerata inaccettabile nell'applicazione che si intende fare dello stadio: essa sembra dovuta all'escursione che si è permessa per v_{be} , che risulta molto vicina a V_T . Si è già detto che la (2.68) non è corretta e si vedrà nel Paragrafo 3.5 che il valore delle distorsioni prodotte da T1 risulta molto minore proprio grazie alla presenza dei 120 Ohm sull'emitter. Risulterà invece praticamente trascurabile $HD2_2$ poiché T2 è comandato in corrente e quindi $R_{th}g_m \gg 1$ nella (2.70).

2.11 Prodotto guadagno-banda e distorsioni per FET nelle tre connessioni fondamentali

L'uso di FET al posto di BJT in applicazioni analogiche è pratica che sta avanzando non con la rapidità che ci si aspettava: niente a che vedere con l'analogo processo avvenuto in campo digitale dove i vantaggi dati dalla miniaturizzazione dei componenti esclusivamente MOS sono determinanti.

Giocano a sfavore dell'uso dei FET in elaborazioni analogiche le più basse transconduttanze (almeno un ordine di grandezza) a parità di corrente di polarizzazione nei confronti del BJT. Si sarà notato che in molte relazioni compare il prodotto $g_m R_E$ (o $g_m R_{source}$) e che le stesse relazioni ci dicono che lo stadio funziona tanto meglio quanto più questi prodotti sono maggiori di uno. Se g_m cala, si deve aumentare il valore delle resistenze, ciò che non può che esaltare il ruolo di elementi parassiti altrimenti trascurati, aumentare il livello del rumore e costringere ad alimentazioni di valore più elevato con conseguente calo del rendimento.

Per applicazioni di bassa frequenza sono in commercio amplificatori integrati in tecnologia CMOS (C sta per *complementare*), la cui cella amplificatrice fondamentale è mostrata in Figura 2.67, mentre la stessa figura, nella parte b), mostra una realizzazione di principio di uno stadio a source follower che usa transistor n-MOS.

In ambedue i casi il carico dello stadio è costituito da un altro transistor: ciò per realizzare una resistenza (dinamica) di valore elevato quanto serve a compensare il basso valore di g_m , secondo un ragionamento del tutto analogo a quanto detto a proposito della Figura 2.64, senza per questo impegnare un'eccessiva superficie di Si.

C'è poi da notare un'ulteriore complicazione nell'uso dei MOS: essi sono soggetti all'effetto body, cioè la soglia V_T varia al variare della tensione fra bulk e source. Ciò è ben risolto in stadi CMOS per i quali è separabile il bulk dei transistor p-channel, connesso all'alimentazione positiva, da quello degli n-channel, connesso all'alimentazione negativa e ambedue in corto con il proprio source. Meno bene si risolve il problema in stadi tipo quello di Figura 2.67.b che non usano tecnologia CMOS. In questi casi, la Figura 2.8 ci dice che si deve considerare un altro generatore controllato che modella l'effetto body e per il quale $g_{mb} \cong 0,1 g_m$.

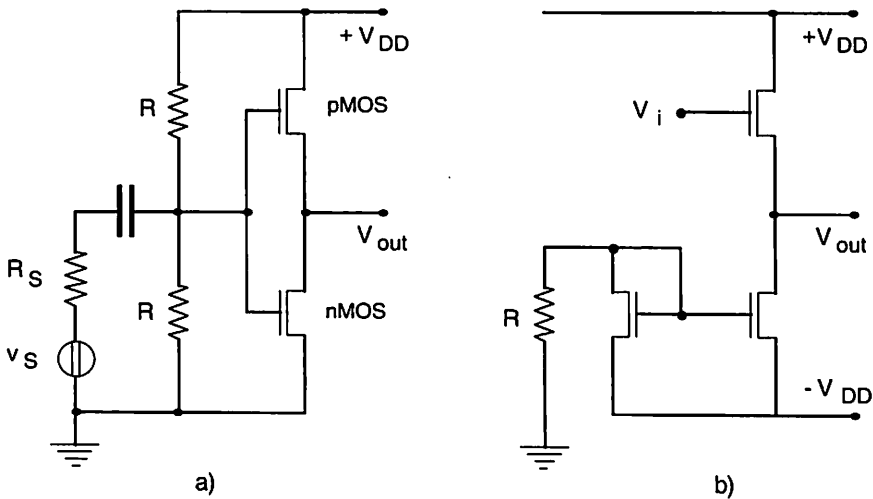


Figura 2.67

Non si tratterà questo argomento, limitandoci a studiare le prestazioni in banda e le distorsioni delle connessioni fondamentali.

2.11.a Stadio a source comune utilizzando un JFET

Il JFET trova applicazione quasi solamente nella configurazione a source comune.

Dal circuito equivalente di Figura 2.7, otteniamo lo schema da risolvere che è mostrato in Figura 2.68.

Applicato il Teorema di Miller a C_{gd} considerando $A_{V0} = -g_m (R_L // r_o)$, si ha:

$$v_{gs} = v_S \frac{1}{1 + s R_S C}$$

$$v_{out} = -g_m v_{gs} \frac{R}{1 + s C_{gd} R}$$

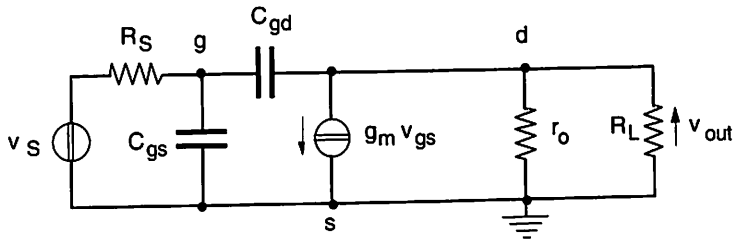


Figura 2.68

dove $C = C_{gs} + C_{gd} (1 - A_{V0})$ e $R = R_L // r_o$. In definitiva, quindi:

$$v_{out} = \frac{A_{V0}}{(1 + s \tau_i)(1 + s \tau_o)} v_S$$

con $\tau_i = R_S C$ e $\tau_o = R C_{gd}$. Se le due costanti tempo sono molto dissimili, possono darsi due casi:

- se $\tau_i > \tau_o$, allora $\omega_H \cong \frac{1}{R_S C}$ e si ha:

$$(|A_{V0}| \cdot \omega_H) \cong \frac{g_m R}{R_S C_{gd} (1 + g_m R)} \cong \frac{1}{R_S C_{gd}} \quad (2.73)$$

- se $\tau_o > \tau_i$, allora $\omega_H \cong \frac{1}{R C_{gd}}$ e si ha:

$$(|A_{V0}| \cdot \omega_H) \cong \frac{g_m R}{R C_{gd}} = \frac{g_m}{C_{gd}} \quad (2.74)$$

Nel caso τ_i e τ_o siano confrontabili, non esiste un polo dominante e la funzione di trasferimento va studiata per esteso.

Per valutare le distorsioni generate dallo stadio, si consideri il modello (1.58). Poiché questo è già in forma polinomiale è sufficiente scrivere:

$$\begin{aligned} I_D &= I_{DSS} \left[1 + \frac{(V_{GS} + v_{gs})^2}{V_P} - \frac{2}{V_P} (V_{GS} + v_{gs}) \right] = \\ &= I_D + g_m v_{gs} - g_{m0} \frac{1}{2} \frac{v_{gs}^2}{V_P} \end{aligned}$$

che fornisce:

$$HD2 = \frac{g_{m0}}{g_m} \frac{1}{2} \frac{\widehat{V}_S^2}{|V_{Pl}|} \frac{1}{\widehat{V}_S} = \frac{1}{4} \frac{1}{1 - \frac{V_{GS}}{V_P}} \frac{\widehat{V}_S}{|V_{Pl}|} \quad (2.75)$$

Il confronto con il BJT è sicuramente favorevole al JFET: infatti V_{GS}/V_P è dell'ordine di 0,5 per garantire la dinamica di ingresso e \widehat{V}_S si deve confrontare con V_P che è dell'ordine del volt e non delle decine di mV.

2.11.b Stadio a source comune utilizzando un MOSFET

Supponendo che l'effetto di g_{mb} sia trascurabile, sia perché di valore minore di g_m sia perché si mantiene $v_{sb} \cong 0$, lo schema equivalente da studiare coincide con quello del JFET e quindi valgono le stesse conclusioni derivate al

punto 2.11.a per quanto riguarda il prodotto amplificazione-banda.

Leggermente diverso è invece il discorso delle distorsioni, dato il differente meccanismo con il quale agisce $V_T^{(*)}$ in confronto con V_P .

Dal modello (1.61) si ricava:

$$I_D = \frac{\beta}{2} [(\overline{V_{GS}} + v_{gs}) - V_T]^2 = \overline{I_D} + g_m v_{gs} + \frac{\beta}{2} v_{gs}^2 \quad (2.76)$$

e quindi:

$$HD2 = \frac{\frac{\beta}{4} \hat{V}_S^2}{g_m \hat{V}_S} = \frac{1}{4 \left(\frac{\overline{V_{GS}}}{V_T} - 1 \right)} \frac{\hat{V}_S}{V_T} \quad (2.77)$$

Ricordando che, in questo caso, $\overline{V_{GS}} > V_T$, valgono considerazioni analoghe a quelle svolte per il caso del JFET. Notare che v_{gs} è stata considerata pari a v_s in quanto, dato che i FET non assorbono corrente di polarizzazione sul gate, è sempre possibile trovare una rete di polarizzazione capace di non disturbare il generatore di segnale.

2.11.c *Stadio a gate comune utilizzando un MOSFET*

Sempre ritenendo trascurabile l'effetto di g_{mb} , lo schema equivalente da risolvere è mostrato in Figura 2.69 (praticamente identico a quello di un JFET).

(*) Quando si parla di MOSFET, si usa il simbolo V_T per la tensione di soglia (*Threshold*). Il contesto vale a dissipare l'ambiguità nei confronti della tensione termica $V_T = (kT)/q$ che si incontra nel modello dei BJT.

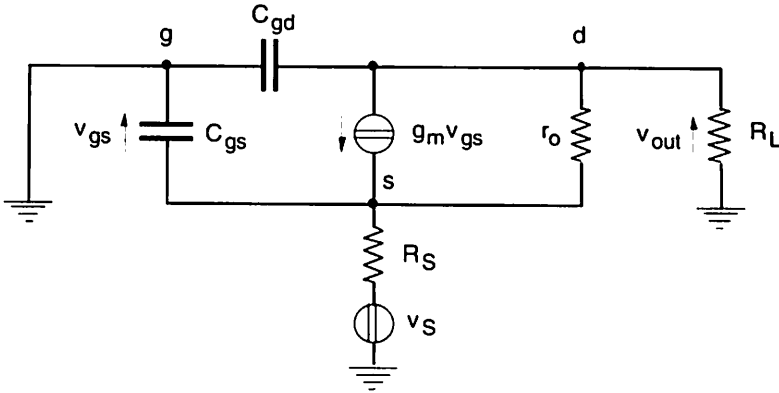


Figura 2.69

L'amplificazione di bassa frequenza si ottiene trascurando la presenza dei condensatori parassiti e si ha, supponendo che $r_o \gg R_S, R_L$ e $1/g_m$:

$$A_{V0} = \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_S}$$

Se si vuole procedere al calcolo completo si incontrano difficoltà che derivano da una certa lunghezza delle espressioni risultanti. Poiché la funzione di trasferimento non presenta zeri, è il caso di approssimare lo studio tramite il metodo delle costanti di tempo.

La resistenza vista da C_{gs} quando C_{gd} è nullo si calcola senza difficoltà e vale:

$$R_{gs} = \frac{R_S}{1 + g_m R_S}$$

nelle solite ipotesi per r_o .

La resistenza vista da C_{gd} quando C_{gs} è nullo vale:

$$R_{gd} = R_L // (r_o + R_S + g_m r_o R_S)$$

Si ha quindi:

$$\omega_H = \frac{1}{C_{gs} \frac{R_S}{1 + g_m R_S} + C_{gd} R_L // (r_o + R_S + g_m r_o R_S)} \quad (2.78)$$

Nei due casi limite di pilotaggio in tensione e in corrente si ottiene:

$$\omega_H (R_S \rightarrow 0) \cong \frac{1}{C_{gd} R_L}$$

e quindi:

$$(A_{V0} \cdot \omega_H)_0 \cong \frac{g_m}{C_{gd}}$$

e:

$$\omega_H (R_S \rightarrow \infty) \cong \frac{1}{C_{gs} \frac{1}{g_m} + C_{gd} R_L}$$

e quindi:

$$(A_{V0} \cdot \omega_H)_\infty \cong \frac{g_m^2 R_L}{C_{gs} + C_{gd} g_m R_L} \cong \frac{g_m}{C_{gd}}$$

Per il calcolo delle distorsioni, procedendo come al solito, si ottiene la (2.76) del punto 2.11.b, ma con la modifica seguente:

$$V_{gs} = - \frac{V_S}{1 + g_m R_S}$$

e quindi:

$$HD2 = \frac{1}{4 \left(\frac{\sqrt{V_{GS}}}{V_T} - 1 \right)} \frac{1}{1 + g_m R_S} \frac{\hat{V}_S}{V_T} \quad (2.79)$$

che, come si poteva prevedere, ha un fattore migliorativo rispetto alla (2.77).

2.11.d Stadio a drain comune (source follower) utilizzando un MOSFET

Lo schema da risolvere, con le solite approssimazioni, è mostrato in Figura 2.70 (e vale praticamente anche per il JFET).

La amplificazione di bassa frequenza vale:

$$A_{V0} = \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L} \quad (2.80)$$

mentre, anche in questo caso, il calcolo completo fornisce relazioni lunghe e difficilmente gestibili. Per avere idea degli ordini di grandezza dei fattori coinvolti, si può usare un ragionamento analogo a quello svolto per l'emitter follower, dal momento che, anche in questo caso, esiste uno zero nella funzione di trasferimento, il valore del quale non può essere considerato infinito.

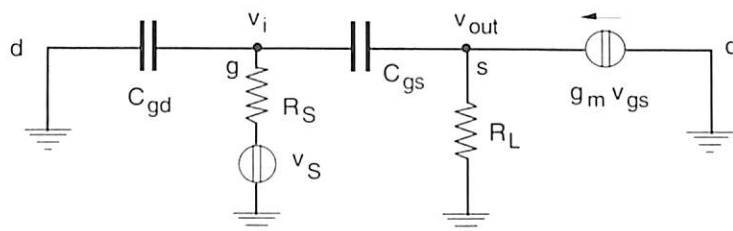


Figura 2.70

Si consideri cioè che lo stadio funziona secondo quanto è richiesto, fino a quando la corrente nel carico arriva in massima parte dal generatore controllato e non dal condensatore C_{gs} . Alla frequenza tale che:

$$v_{gs} \omega C_{gs} = g_m v_{gs}$$

le due correnti sono di pari intensità. Quindi:

$$\omega_H = \frac{g_m}{C_{gs}} \equiv \omega_T$$

come c'era da attendersi poiché la A_{V0} tende a essere unitaria.

Il calcolo delle distorsioni fornisce:

$$v_{out} = R_L (I_D - \bar{I}_D) = g_m R_L (v_S - v_{out}) + \frac{\beta}{2} R_L (v_S - v_{out})^2$$

e quindi:

$$v_{out} = \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L} v_S + \frac{\beta R_L v_S^2}{2(1 + g_m R_L)} \left(1 - \frac{v_{out}}{v_S}\right)^2$$

Poiché, nella BW, l'amplificazione tende a valori prossimi all'unità se R_L non è troppo piccolo, si conclude che l'ampiezza della seconda armonica tende a zero, come c'era da attendersi per analogia con lo stadio emitter follower.

Il pilotaggio del source follower può essere eseguito tramite uno stadio a source comune con carico attivo (generatore di corrente) in drain (v. Fig. 2.71) in tutto analogo a quello di Figura 2.64.

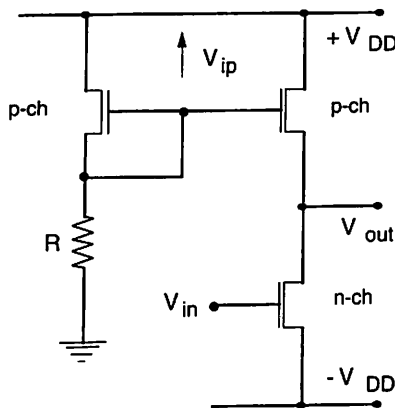


Figura 2.71

Lo stadio pilota produce un basso valore di HD_2 grazie all'alto valore di $g_m R_L$ e al conseguente basso valore di \hat{V}_S/V_T necessario a garantire la dinamica

di uscita, che sarà pari circa a $\pm V_{DD}$. I valori statici dovranno quindi essere scelti in modo che:

$$\frac{\beta_n}{2} (V_{in} - V_{Tn})^2 (1 + \lambda_n V_{DD}) = \frac{\beta_p}{2} (V_{ip} - |V_{Tp}|)^2 (1 + \lambda_p V_{DD})$$

e V_{ip} è dato dalla relazione che fissa la corrente di polarizzazione:

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_{ip}}{R} = \frac{\beta_p}{2} (V_{ip} - |V_{Tp}|)^2 (1 + \lambda_p V_{ip})$$

ammesso che i due transistor a canale p siano uguali. Si noti che, nel montaggio di Figura 2.71, nessun transistor è soggetto a effetto body.

2.12 Considerazioni generali sugli amplificatori

Dopo quanto detto finora riguardo al sistema amplificatore, possiamo condensare le considerazioni svolte in quattro grossi argomenti all'interno dei quali si può trovare ragione per una tipologia degli amplificatori. Questi verranno quindi esaminati come segue.

2.12.a Polarizzazione degli elementi attivi

A questo problema si è dedicato, doverosamente, molto dello spazio di analisi e di progetto delle celle elementari. Il punto di lavoro determina il valore dei componenti che entrano nei circuiti equivalenti e quindi determina direttamente il comportamento dell'amplificatore. Affinché questo comportamento sia il più stazionario e quindi ripetibile possibile, è bene che il punto di lavoro sia stabile con le condizioni di lavoro, in primis la temperatura che influenza il comportamento di tutti i componenti, attivi o passivi che siano.

La determinazione del punto di lavoro ci ha indotto a progettare reti di resistenze o celle che simulino, in certi intervalli delle tensioni in gioco, genera-

tori di corrente: comunque sia, una parte di sistema aggiunta e ausiliaria alla funzione fondamentale, che è quella di amplificare, ma necessaria a questa.

La stabilizzazione del punto di lavoro ci ha indotto a organizzare tale parte di sistema in modo che le variazioni delle grandezze ambientali influissero non più di un tot accettabile sul punto di lavoro: da qui la presenza, per esempio, della resistenza di emitter.

Fatalmente, il complesso della rete di polarizzazione, per il solo fatto di esistere, interagisce col funzionamento dinamico del sistema, oltre a stabilirne il comportamento. La rete di alimentazione di una base o di un gate abbasserà la complessiva resistenza di ingresso dello stadio, mentre la resistenza sull'emitter o su un source abbasserà la dinamica disponibile e il valore dell'amplificazione.

Questo ultimo effetto, se indesiderato, indurrà a utilizzare un condensatore di bypass in parallelo alla resistenza e, dagli esempi svolti, abbiamo visto che si tratta di condensatori di valore tale da doversi realizzare in tecnica elettrolitica o comunque con dielettrici ad alta costante, per ragioni di riduzione delle dimensioni.

Anche i condensatori di disaccoppiamento tra generatore di segnale e ingresso e collettori o drain e basi o gate^(*) sono risultati di valore non certo paragonabile a quelli usualmente ottenibili con giunzioni polarizzate inversamente o con strutture MOS. Ciò induce a riflettere sulla impossibilità di integrare completamente le architetture esaminate, che hanno quindi valore solo per progetti ad elementi discreti.

In altre parole, mentre il progetto e la realizzazione di un transistor bipolare o a effetto di campo non presentano oggi eccessivi problemi, la realizzazione di una resistenza nel Si è un processo che occupa molto più spazio e quello di un condensatore di valore oltre qualche decina di pF è impossibile. Delle induttanze nemmeno a parlarne.

La resistenza sull'emitter per compensare gli effetti della temperatura è necessaria se si vuole bloccare il punto di lavoro. Ma in una cella differenziale del tipo di quella mostrata in Figura 2.44 non c'è bisogno di bloccare il punto di lavoro di T1 se quello di T2 varia come quello di T1. In questo caso,

(*) A parte il diverso valore della tensione statica di un collettore e di una base lungo la catena di amplificazione (e similmente per i FET) i condensatori di disaccoppiamento bloccano le variazioni di V_Q con la temperatura. Queste, come tutti i fenomeni dovuti a scambi termici, hanno contenuto frequenziale che raramente supera l'hertz e cadono quindi al di sotto di f_L . Si rifletta sul fatto che, se non venissero bloccate, il secondo stadio amplificherebbe le variazioni di V_Q del primo stadio e così via. Si capisce quindi come, a questo proposito, il più critico sia per l'appunto lo stadio di ingresso.

infatti, la variazione delle grandezze elettriche indotte in T1 (o in T2) si sottraggono a quelle indotte in T2 (o in T1) per la struttura stessa della cella.

Considerando la cosa da un altro punto di vista, se la variazione di temperatura è la stessa sui due transistor, la cella "vede" le conseguenti variazioni delle grandezze elettriche come segnali di modo comune e ne smorza l'effetto sull'uscita sbilanciata del fattore $R_C/(2 R_E)$. Da qui, si disse anche in sede di commento della Figura 2.44, la necessità di fare $R_E \gg R_C$. Ma si è appena commentata negativamente la eventualità di dover costruire resistenze in Si e resistenze più grandi occupano lunghezze e quindi aree più grandi.

Per farla breve, si può ricorrere a una cella differenziale con carico attivo, del tipo di quella riportata in Figura 2.72, che non solo minimizza il numero delle resistenze da integrare, ma risulta anche autobilanciata, ossia: con lo stesso ingresso sulle due basi le due correnti di collettore sono praticamente identiche perché determinate da uno specchio di corrente e pari a $I_{EE}/2$.

A sua volta R non deve essere eccessivamente grande per limitare I_{EE} a valori usuali in uno stadio di ingresso (v. punto 2.12.d) in quanto la presenza di R_E modifica lo specchio di corrente inferiore, poiché:

$$\bar{V}_{BE6} = \bar{V}_{BE5} - I_{EE} R_E$$

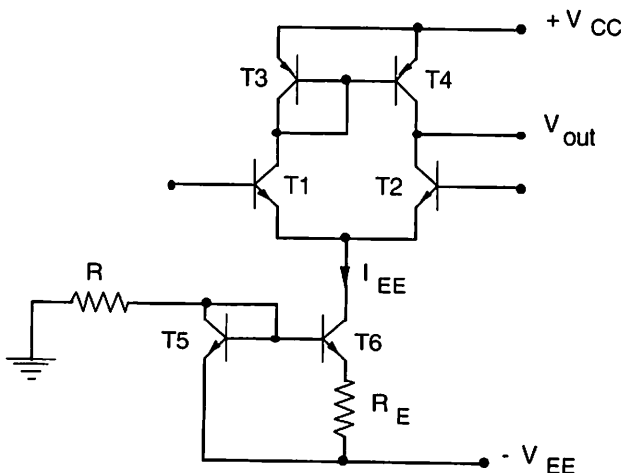


Figura 2.72

Qualche millivolt di caduta su R_E , diminuisce V_{BE6} rispetto a V_{BE5} e, poiché V_{BE} compare a esponente nel determinare la corrente di collettore, ciò provoca una sensibile differenza tra la corrente che scorre in R_E e quella che scorre in R .

Inoltre, la presenza di R_E aumenta (v. Esempio 2.7.9) la resistenza dinamica del ramo di polarizzazione migliorando la reiezione del modo comune come era richiesto.

Si noti però che, in situazione di perfetto bilanciamento della cella, $\bar{V}_{out} = V_{CC} - V_{BE_{on}}$ ($\bar{I}_C = \bar{I}_{EE}/2$). Se la cella che segue quella mostrata in Figura 2.72 deve essere accoppiata senza uso di condensatore, non potrà essere formata da un npn, perché questo non avrebbe la dinamica necessaria per polarizzarsi e funzionare. Ma ben si potrà usare uno stadio formato da pnp (o da p-channel se si è prima usato un n-channel) e così via fino a quando sia necessario. Tale disposizione delle celle farà alternativamente salire e scendere il livello di continua e permetterà, se ben utilizzata (e vedremo degli esempi in seguito) di progettare dei sistemi amplificatori che possono avere un $\bar{V}_i = 0$ e, allo stesso tempo, una $\bar{V}_{out} = 0$, il che risulta molto comodo nelle applicazioni(*).

Un tale accoppiamento tra stadi si dice *in continua* poiché lascia passare segnali anche con contenuto frequenziale contiguo allo zero. Naturalmente, questa caratteristica implica che il secondo stadio amplifichi le derivate del primo, il terzo quelle del primo amplificate dal secondo e quelle del secondo e così via. È evidente che è fondamentale che il primo stadio abbia derivate tanto piccole da risultare in una parte trascurabile della dinamica di uscita dell'amplificatore complessivo.

In conclusione, mentre gli elementi parassiti dei componenti fissano il taglio f_H alle alte frequenze, le reti di polarizzazione, se prevedono condensatori di disaccoppiamento o di bypass, determinano il comportamento dell'amplificatore alle basse frequenze e quindi la frequenza di taglio f_L . L'accoppiamento in continua determina $f_L = 0$.

2.12.b Classificazione degli amplificatori secondo l'intervallo di frequenze di uso

Gli amplificatori possono essere classificati a seconda della dislocazione della loro banda passante.

(*) Si veda l'Esempio 3.4.3 e il Capitolo 5.

Seguendo i diagrammi di Bode delle ampiezze sommariamente riportati in Figura 2.73, si può dire che:

- L'amplificatore cui corrisponde il diagramma «a» potrebbe essere utilizzato in un controllo automatico o in un asservimento, in quanto ha amplificazione di tensione intorno a $10^5 \div 10^6$ e una banda limitata appunto alle frequenze proprie di fenomeni meccanici, chimici, idraulici o comunque macroscopici.
- Il diagramma «b» è proprio di un amplificatore per frequenze acustiche, anche se f_H può essere molto maggiore dei 20 kHz che limitano convenzionalmente questa banda. L'applicazione non ha comunque bisogno di accoppiamento in continua e l'amplificazione di tensione è dell'ordine di 10^3 .
- L'amplificatore cui pertiene il diagramma «c» si dice genericamente «video», per rimarcare il fatto che è in grado di amplificare un segnale video. Esso amplifica anche frequenze comunque basse, come deve essere per un amplificatore che tratti il segnale di una telecamera, visto che l'intensità luminosa è solo positiva e una scena produce quindi un segnale a valor medio non nullo. La sua applicazione non si limita alla TV, ma copre, per esempio, anche la parte in bassa frequenza dei radar e l'amplificatore di un oscilloscopio.

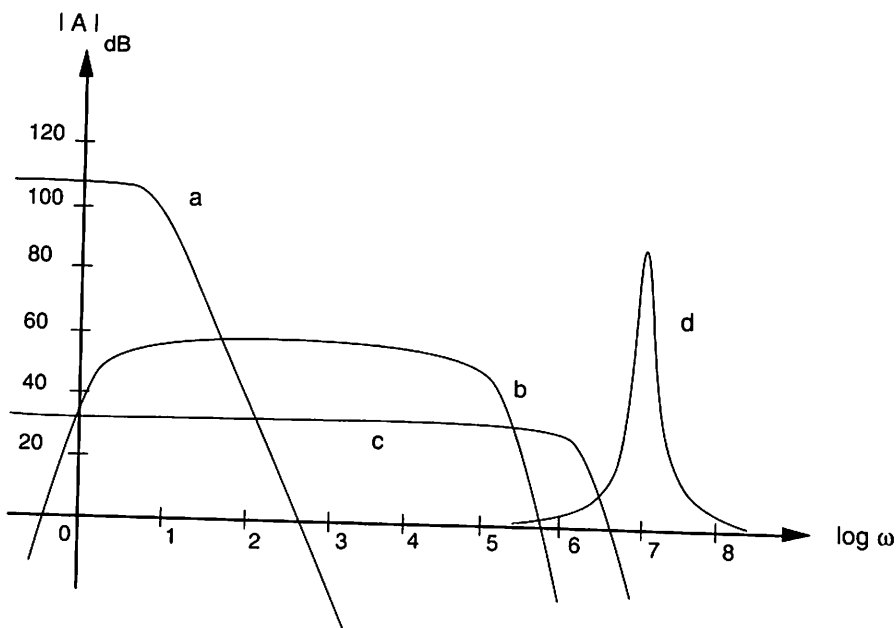


Figura 2.73

- Da ultimo, il diagramma «d» indica un amplificatore con una banda passante molto piccola rispetto alla sua frequenza centrale, o, come si dice, a banda frazionale (FBW = *Fractional Band Width*):

$$FBW = \frac{f_H - f_L}{\frac{f_H + f_L}{2}} \cong \frac{f_H - f_L}{f_H} \quad (2.81)$$

molto piccola o stretta. È questo il tipico stadio per comunicazioni via radio e la forma del suo diagramma è ottenuta dall'uso che si fa in esso di carichi accordati o risonanti, i quali presentano una impedenza sensibilmente diversa da zero solo in un ristretto intervallo di frequenza intorno alla loro frequenza di risonanza.

Nei casi a, b e c la FBW è praticamente pari a 2 e non è valida l'approssimazione adottata nella (2.81): si tratta dei sistemi a banda frazionale grande o larga oggetto di questo volume. Naturalmente possono essere progettati amplificatori che hanno diagrammi diversi da quelli mostrati in Figura 2.73, ma, in tal caso, si parla più propriamente di filtri e, poiché si usano elementi attivi, si dà loro il nome di "filtri attivi".

Le considerazioni svolte valgono qualunque sia la transcaratteristica considerata.

2.12.c *Attribuzione delle funzioni ai vari stadi della catena amplificatrice: funzioni distribuite e funzioni concentrate*

Come è risultato chiaro dallo svolgimento dell'Esempio 2.9.1 quasi mai è possibile soddisfare le esigenze dell'interfaccia di ingresso, dell'elaborazione e dell'interfaccia di uscita con un solo stadio. È per questo che, in genere, si divide un amplificatore in uno stadio di ingresso, uno stadio (o più stadi) amplificante e uno stadio di uscita.

Per commentare il ruolo dello stadio di ingresso è bene ritornare a quanto detto al Paragrafo 1.3. Dovrebbe risultare ora più chiaro il significato delle tre condizioni a), b) e c) ivi enunciate e commentate.

Si può affermare che *la natura della sorgente del segnale di ingresso determina la grandezza di interesse in ingresso e quindi il livello d'impedenza d'ingresso del primo stadio amplificante.*

Analogamente, la natura del carico utilizzatore determina le grandezze di interesse in uscita e il livello d'impedenza di uscita.

Il complesso delle due grandezze di interesse in ingresso e in uscita determina la transcaratteristica di interesse.

In sintesi, nella Tabella 2.1 sono riassunte le quattro possibilità, con relativo valore ottimo ideale, delle impedenze (resistenze) di ingresso e di uscita ed è indicata la transcaratteristica considerata, che chiameremo genericamente amplificazione.

La Tabella 2.1 può dar luogo a un'ulteriore classificazione degli amplificatori. Questa, incrociata con la classificazione descritta al punto 2.12.b, caratterizza già bene il tipo di amplificatore del quale si vuole il progetto, cioè ne descrive buona parte delle specifiche.

Un commento va fatto sul valore della transcaratteristica considerata, cioè sul valore A_v , G_m e così via nell'intervallo $BW = f_H - f_L$. Si è visto, in tutti gli esempi trattati, come fosse non semplice raggiungere proprio il valore della amplificazione richiesta, e perché essa dipende dai parametri dei circuiti equivalenti e quindi dal punto di lavoro, e perché interagisce con le esigenze di polarizzazione e di dinamica dando luogo a procedure di calcolo, non difficili, ma che dovevano richiudersi in maniera auto-consistente.

Tabella 2.1

Ingresso	Uscita	R_{in}	R_{out}	Transcaratteristica	Amplificatore di
Tensione	Tensione	∞	0	A_v	Tensione
Tensione	Corrente	∞	∞	G_m	Transconduttanza
Corrente	Tensione	0	0	R_m	Transresistenza
Corrente	Corrente	0	∞	A_i	Corrente

Sarebbe cioè auspicabile disporre di un metodo che permetta di fissare il valore finale dell'amplificazione in maniera più svincolata dall'architettura del sistema. Tale è il metodo della controeazione al quale si dedicherà il prossimo capitolo.

Si noti infine che il fatto di accoppiarsi correttamente con il carico utilizzatore o con la sorgente del segnale è compito degli stadi di uscita e di ingresso i quali, a questo proposito, svolgono una funzione locale o concentrata. Il raggiungere invece un determinato valore di amplificazione o il limitare la THD è compito di tutta la catena; è, cioè, una funzione distribuita, anche se a essa possono concorrere, in maggior misura, determinate parti della catena.

2.12.d *Prestazione dell'amplificatore rispetto al rapporto segnale-rumore*

Sempre rifacendosi al Paragrafo 1.3, si mise allora in guardia contro il fatto che il segnale poteva risultare confuso, in quanto affetto da rumore.

Si può ora precisare che, se la potenza disponibile(*) di segnale è maggiore di quella del rumore e se la catena di amplificazione non aggiunge a sua volta altro rumore in quantità tale da rendere, a un certo punto dell'elaborazione, le due potenze uguali, il segnale risulterà distinguibile dal rumore. Viceversa l'informazione contenuta nel segnale risulterà perduta, a meno di operazioni di recupero che consistono in complicate procedure di filtraggio sulle quali non intendiamo qui soffermarci.

Contando di tornare su tale argomento, (v. Cap. 6 e Vol. 4, Cap. 8) in un apposito spazio, si vuole soltanto ricordare in questa sede che le resistenze generano rumore proporzionalmente al loro valore ed è anche per questo che ci si è preoccupati di proporre delle celle che facessero uso del più basso valore possibile delle resistenze utilizzate.

Inoltre, i componenti attivi, sede a loro volta di generazione di rumore, hanno un comportamento ottimale per valori delle correnti di collettore o di drain comprese tra 1 e 100 μA . Da qui l'esigenza di disporre di rami di polarizzazione, come quello descritto nella Figura 2.72, che possano generare correnti di quegli ordini di grandezza senza far uso di resistenze di valore eccessivo.

Il rumore è anche proporzionale alla banda di frequenza trattata dal sistema. Un sistema con un diagramma di Bode del tipo d in Figura 2.73 potrà perciò avere una sensibilità fino alla frazione di μV perché limiterà al massimo il rumore ricevuto dall'esterno (e il progetto avrà cura di non sovrapporgli rumo-

(*) Si ricorda che viene definita potenza disponibile di un generatore di ampiezza efficace v_S e resistenza interna R_S la massima potenza attiva da esso erogabile e cioè:

$$P_{av} = \frac{v_S^2}{4 R_S} \cdot$$

re endogenerato). D'altro canto, sarà più difficile ottenere le stesse prestazioni di sensibilità per l'amplificatore video: per esso il progetto del primo stadio sarà dunque cruciale sotto questo punto di vista e ciò aggiunge altre specifiche a quelle già da soddisfare riguardanti l'amplificazione e l'impedenza di ingresso.

Decisiva, a questo proposito, è la tecnologia dei dispositivi, che deve fornire componenti attivi con adeguata capacità di amplificazione e limitata generazione del rumore.

Capitolo 3

Uso della controreazione per il controllo delle prestazioni degli amplificatori

3.1 Introduzione

Negli esempi di analisi e progetto svolti nel capitolo precedente si dovevano rispettare specifiche fissate dalle esigenze dell'applicazione. A causa della difficoltà già commentata (v. punto 2.12.c, per esempio) di organizzare la catena amplificatrice in maniera da colpire contemporaneamente tutti gli obiettivi prefissati, ci si è accontentati spesso di rispettare una versione più blanda delle specifiche.

Per esempio, la resistenza di ingresso doveva essere molto maggiore di R_S , ma che poi fosse dieci o venti volte più grande era una questione determinata dalla comodità della realizzazione e magari dalla necessità di soddisfare esigenze più pressanti, piuttosto che dal voler ottenere un prefissato errore calcolato con l'Eq. (1.2).

Volendo porre la questione in maniera più precisa, si può dire che è molto più semplice dover soddisfare contemporaneamente a condizioni monolaterale, cioè questo maggiore oppure minore di quello, piuttosto che a condizioni bilaterale, cioè questo compreso fra quei due valori o, peggio ancora, a relazioni di uguaglianza.

A guardar bene, però, condizioni monolaterale raramente esistono. Si può, per esempio, pensare che un amplificatore che debba trattare un segnale di contenuto frequenziale che arriva fino a 1 MHz, debba avere una $f_H > 1$ MHz. Sbaglierebbe però chi, per mettersi al sicuro dalle difficoltà di gestione di diverse specifiche contemporanee, puntasse a una f_H diciamo pari a 10 MHz. Ciò provocherebbe immediatamente due fondate critiche delle quali si è fatto più volte cenno.

In primo luogo si userebbero componenti con prestazioni molto migliori di quelle richieste e, quindi, con costi molto più elevati. In secondo luogo, una tale banda passante, inutilizzata dal segnale, sarebbe però utilizzata dal rumore per entrare nella catena di elaborazione in misura maggiore di quanto sarebbe possibile ottenere. In altre parole, ben vengano le condizioni

monolatero, ma siano interpretate con una visione complessiva delle funzioni del sistema e con il buon senso che non deve mai mancare.

Una tecnica che attenua le difficoltà sopra riportate è la *controreazione*. Essa consiste nel controllare che il segnale di ingresso sia una parte f (f sta per *feed-back* = controreazione) del segnale di uscita e che questo rapporto si mantenga il più possibile al variare delle condizioni di lavoro e nel tempo. Se il controllo avviene mediante una architettura circuitale, si parlerà di amplificatori reazionati e la amplificazione della catena si manterrà a un valore pari evidentemente a $1/f$. Quindi, per mantenere stabili le prestazioni dell'amplificatore, ci si dovrà assicurare che il fattore f sia più stabile e affidabile dei valori dei parametri relativi agli altri componenti che costituiscono la catena.

La controreazione permette di raggiungere più facilmente le specifiche fissate per le grandezze di interesse, poiché essa interviene non solo sul valore dell'amplificazione, ma anche su quello di tutte le caratteristiche della catena amplificatrice risultante.

Spesso, per brevità di notazione, si ometterà il pedice "0" nell'indicare le transcaratteristiche di bassa frequenza (per esempio A_{V0} sarà semplicemente A_V) lasciando al contesto la relativa specificazione.

3.2 Il controllo delle funzioni della catena amplificatrice

Si supponga di voler controllare la amplificazione di una catena, qualunque sia la transcaratteristica di interesse. A causa dell'ambiguità con la quale ci si riferisce alle grandezze in gioco (tensione o corrente) nella Figura 3.1 e nel seguito si useranno gli indicatori generici u e y : A e f saranno le transcaratteristiche conseguenti secondo quanto esposto nella Tabella 2.1.

Per raggiungere lo scopo prefissato, alla catena di amplificazione di base la cui transcaratteristica indicheremo con A , si affianca un nuovo blocco di transcaratteristica^(*) f . Questo legge l'uscita di A presentando una resistenza di ingresso R_{y_f} e la fornisce in sottrazione all'ingresso di A uscendo con una resistenza R_{u_f} . La differenza tra la grandezza entrante u_i e quella fornita da f , cioè u_f , genera il segnale di errore $u_e = u_i - u_f$ realmente entrante nella catena A (quindi $y = A u_e$).

(*) Per il momento si riterrà che il blocco f sia composto di sole resistenze.

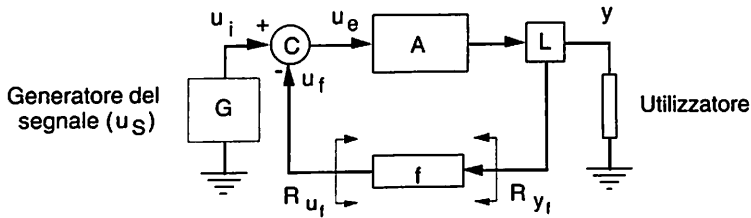


Figura 3.1

Le condizioni sotto le quali si può legare semplicemente l'uscita y all'ingresso sono:

- Il blocco indicato con la transcaratteristica generica A è unidirezionale, cioè in esso un segnale procede solamente dall'ingresso all'uscita.
- Lo stesso dicasi per il blocco indicato con la transcaratteristica generica f . Esso legge la y connettendosi all'uscita di A per mezzo del blocco L , il quale deve essere fatto in modo da non disturbare (caricare) l'uscita di A .
- Nel blocco indicato con C (Comparatore) si perfeziona una sottrazione. Questa funzione deve essere eseguita assicurando che, se u_i e u_f sono numeri reali, u_e deve essere minore di u_i . In altre parole, se tutte le grandezze sono esprimibili con numeri reali in un certo intervallo di frequenze, se $A > 0$ e $f > 0$ allora C eseguirà una sottrazione, mentre se, per esempio, $A > 0$ e $f < 0$, C eseguirà una somma. I segni di A , f e C , intendendo che se $C > 0$ si esegue una somma, viceversa una sottrazione, devono essere quelli indicati nella Tabella 3.1.

Tabella 3.1

A	f	C
+	+	-
+	-	+
-	+	+
-	-	-

La maniera con la quale C opera è questione di architettura circuitale e di eleganza della soluzione adottata. Basti qui menzionare il fatto che in una maglia (o in un nodo) si annulla la somma delle tensioni (correnti) sui rami. Se una di queste è proporzionale a y e mediante un coefficiente negativo si

è operata una sottrazione. Oppure: usando come stadio di ingresso una cella differenziale del tipo mostrato in Figura 2.72, mandando su un ingresso il segnale u_i e sull'altro u_f , si avrà in uscita un segnale pari a $A_d (u_i - u_f)$ se A_d è l'amplificazione differenziale della cella e le u sono tensioni.

- Infine, ritornando al blocco f , questa volta dalla parte di C , u_f deve essere fornita a C indipendentemente dalla realizzazione di quest'ultimo, cioè C deve vedere un generatore ideale di tensione, se u_f è una tensione, un generatore ideale di corrente, se u_f è una corrente.

Quanto detto è riassunto nella Tabella 3.2, dove si sono anche indicati, per le quattro possibilità di u e di y , le transcaratteristiche per A e per f , lo schema equivalente più conveniente da usare per il generatore di segnale e le condizioni ideali per R_{y_f} e R_{u_f} .

Tabella 3.2

u	y	A	R_{y_f}	R_{u_f}	Generatore del segnale	f
V	V	A_V	∞	0	Thèvenin	A_V
V	I	G_m	0	0	Thèvenin	R_m
I	V	R_m	∞	∞	Norton	G_m
I	I	A_I	0	∞	Norton	A_I

Come si vede, se A non è un numero puro, f ha dimensioni inverse a quelle di A .

Le quattro transcaratteristiche controeazionate sono disegnate in Figura 3.2.a, b, c, d^(*) in maniera da rispettare le condizioni poste. L'amplificazione dello stadio con la controeazione vale:

$$A_{f_{\text{tot}}} = \frac{y}{u_S} = g_1(R_S, R_{in_f}) \frac{A}{1 + f A} = g_1(R_S, R_{in_f}) A_f \quad (3.1)$$

(*) La Figura 3.2 si riferisce alla sola parte dinamica dell'amplificatore: si suppone che le questioni di polarizzazione, stabilizzazione, accoppiamenti, alimentazione, dinamica e così via siano state risolte in altra sede. La ragione per la quale è stato scelto il verso indicato per i generatori $G_m v_e$ e $A_I i_e$ sarà chiarita in seguito.

oppure:

$$A_{f_{\text{tot}}} = \frac{y}{u_S} = g_2(R_S, R_{\text{in}f}) \frac{A}{1 + f A} = g_2(R_S, R_{\text{in}f}) A_f \quad (3.2)$$

con:

$$g_1(R_S, R_{\text{in}f}) = \frac{R_{\text{in}f}}{R_S + R_{\text{in}f}} \quad (3.3)$$

nei casi di Figura 3.2.a e b, poiché si ha una partizione di tensione nella maglia di ingresso, e:

$$g_2(R_S, R_{\text{in}f}) = \frac{R_S}{R_S + R_{\text{in}f}} \quad (3.4)$$

nei casi di Figura 3.2.c e d, a causa della partizione di corrente che si opera nel nodo di ingresso.

Dimostrare le (3.1) e (3.2) non è difficile: si svolgerà come esempio il caso della transcaratteristica di tensione. Si ha:

$$v_e + v_f = v_i = v_S \frac{R_{\text{in}f}}{R_S + R_{\text{in}f}}$$

dove $R_{\text{in}f}$ è la resistenza d'ingresso dello stadio controreazionato. Ricavato v_e si ha:

$$v_{\text{out}} = A_V v_e \frac{R_L}{R_L + R_{\text{out}}} = A_V (v_i - f v_{\text{out}}) \frac{R_L}{R_L + R_{\text{out}}}$$

da cui:

$$A_{Vf_{\text{tot}}} = \frac{v_{\text{out}}}{v_S} = \frac{R_{\text{in}f}}{R_S + R_{\text{in}f}} \frac{A_V \frac{R_L}{R_L + R_{\text{out}}}}{1 + f A_V \frac{R_L}{R_L + R_{\text{out}}}} = g_1(R_S, R_{\text{in}f}) A_{Vf}$$

Quindi, nelle (3.1) e (3.2), A rappresenta la transcaratteristica scelta, quando si tenga anche conto della presenza del carico R_L , cioè, nel caso trattato:

$$A = A_V g_2(R_L, R_{\text{out}})$$

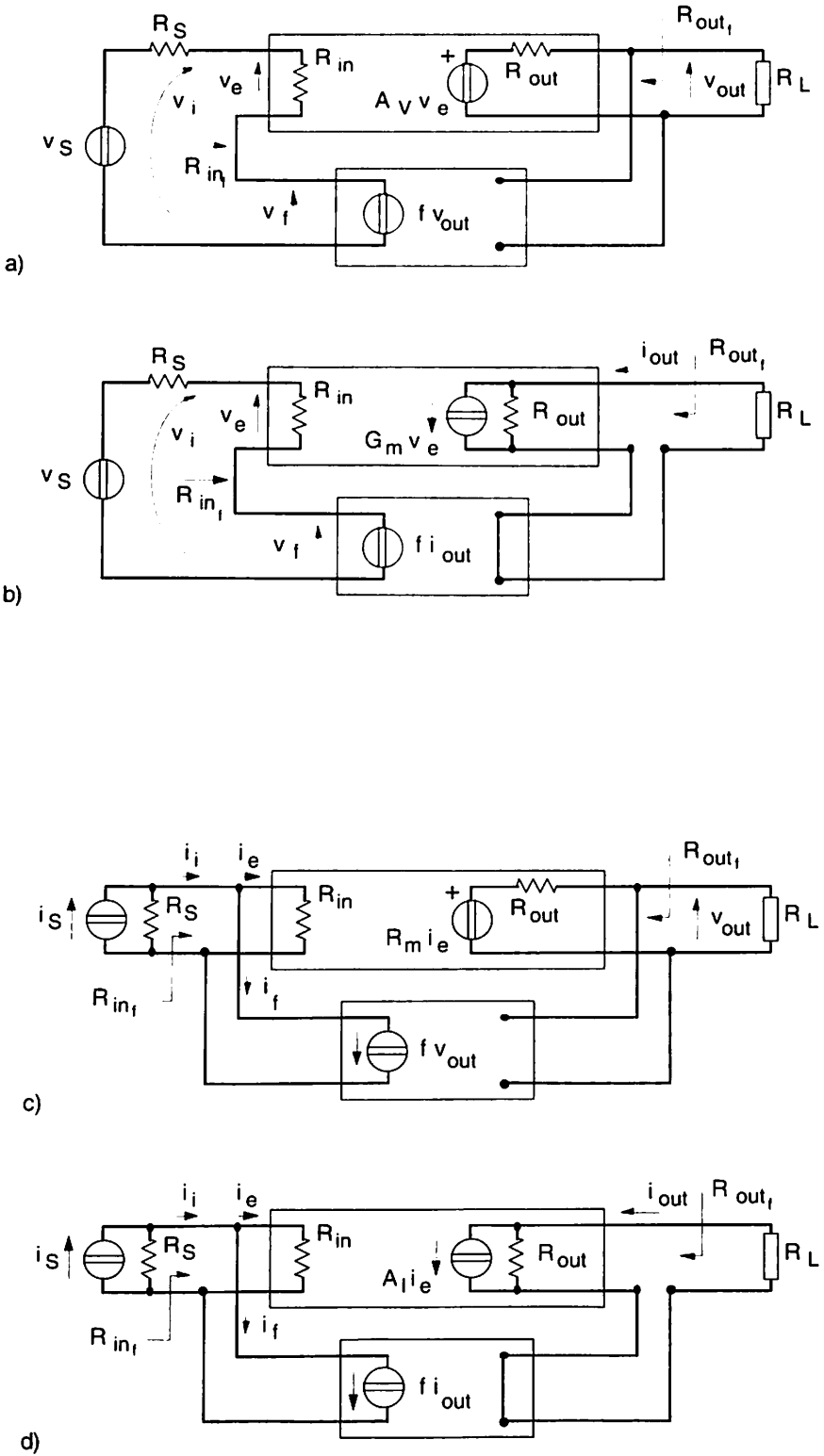


Figura 3.2

Nelle condizioni sopra illustrate si possono quindi tirare le seguenti conclusioni:

- Per le connessioni di Figura 3.2.a, b, c, d si ha, rispettivamente:

$$\begin{aligned}
 A_{Vf \text{ tot}} &= \frac{v_{\text{out}}}{v_S} = \frac{R_{\text{inf}}}{R_S + R_{\text{inf}}} \frac{A_V \frac{R_L}{R_L + R_{\text{out}}}}{1 + f A_V \frac{R_L}{R_L + R_{\text{out}}}} = \\
 &= g_1(R_S, R_{\text{inf}}) \frac{A_V g_2(R_L, R_{\text{out}})}{1 + f A_V g_2(R_L, R_{\text{out}})} = \\
 &= \frac{R_{\text{inf}}}{R_S + R_{\text{inf}}} A_{Vf} \quad (3.5)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 G_{mf \text{ tot}} &= \frac{i_{\text{out}}}{v_S} = \frac{R_{\text{inf}}}{R_S + R_{\text{inf}}} \frac{G_m \frac{R_{\text{out}}}{R_L + R_{\text{out}}}}{1 + f G_m \frac{R_{\text{out}}}{R_L + R_{\text{out}}}} = \\
 &= g_1(R_S, R_{\text{inf}}) \frac{G_m g_1(R_L, R_{\text{out}})}{1 + f G_m g_1(R_L, R_{\text{out}})} = \\
 &= \frac{R_{\text{inf}}}{R_S + R_{\text{inf}}} G_{mf} \quad (3.6)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 R_{mf \text{ tot}} &= \frac{v_{\text{out}}}{i_S} = \frac{R_S}{R_S + R_{\text{inf}}} \frac{R_m \frac{R_L}{R_L + R_{\text{out}}}}{1 + f R_m \frac{R_L}{R_L + R_{\text{out}}}} = \\
 &= g_2(R_S, R_{\text{inf}}) \frac{R_m g_2(R_L, R_{\text{out}})}{1 + f R_m g_2(R_L, R_{\text{out}})} = \\
 &= \frac{R_S}{R_S + R_{\text{inf}}} R_{mf} \quad (3.7)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 A_{If\text{tot}} &= \frac{i_{\text{out}}}{i_s} = \frac{R_s}{R_s + R_{inr}} \frac{A_i R_{out}}{1 + f A_i \frac{R_{out}}{R_L + R_{out}}} = \\
 &= g_2(R_s, R_{inr}) \frac{A_i g_1(R_L, R_{out})}{1 + f A_i g_1(R_L, R_{out})} = \\
 &= \frac{R_s}{R_s + R_{inr}} A_{If} \quad (3.8)
 \end{aligned}$$

- Nelle connessioni di Figura 3.2.a e b la resistenza di ingresso aumenta. Infatti, nei due casi, è:

$$\begin{aligned}
 R_{inr}(a) &= \frac{v_i}{i_i} = \frac{v_e + f v_{\text{out}}}{i_i} = \frac{v_e + f A_V v_e \frac{R_L}{R_L + R_{out}}}{i_i} = \\
 &= R_{in} \left(1 + f A_V \frac{R_L}{R_L + R_{out}} \right) = R_{in} [1 + f A_V g_2(R_L, R_{out})] \quad (3.9)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 R_{inr}(b) &= \frac{v_i}{i_i} = \frac{v_e + f i_{\text{out}}}{i_i} = \frac{v_e + f G_m v_e \frac{R_{out}}{R_L + R_{out}}}{i_i} = \\
 &= R_{in} \left(1 + f G_m \frac{R_{out}}{R_L + R_{out}} \right) = R_{in} [1 + f G_m g_1(R_L, R_{out})] \quad (3.10)
 \end{aligned}$$

- Nelle connessioni di Figura 3.2.c e d la resistenza di ingresso diminuisce. Infatti, nei due casi è:

$$\begin{aligned}
 R_{inr}(c) &= \frac{v_i}{i_i} = \frac{v_i}{i_e + i_f} = \frac{v_i}{i_e + f R_m i_e \frac{R_L}{R_L + R_{out}}} = \\
 &= \frac{R_{in}}{1 + f R_m \frac{R_L}{R_L + R_{out}}} = \frac{R_{in}}{1 + f R_m g_2(R_L, R_{out})} \quad (3.11)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 R_{inr}(d) &= \frac{v_i}{i_i} = \frac{v_i}{i_e + i_f} = \frac{v_i}{i_e + f A_1 i_e \frac{R_{out}}{R_L + R_{out}}} = \\
 &= \frac{R_{in}}{1 + f A_1 \frac{R_{out}}{R_L + R_{out}}} = \frac{R_{in}}{1 + f A_1 g_1(R_L, R_{out})}
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

- Nelle connessioni di Figura 3.2.a e c la resistenza di uscita diminuisce. Infatti, nei due casi, poiché, quando il generatore di segnale è annullato, nella maglia d'ingresso risulta efficace solo il generatore $f v_{out}$, è:

$$\begin{aligned}
 R_{outf}(a) &= \left(\frac{v_{out}}{i_{out}} \right)_{v_s = 0} = \frac{v_{out}}{\frac{v_{out} - A_V v_e}{R_{out}}} = \\
 &= \frac{R_{out}}{1 + f A_V \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}}} = \frac{R_{out}}{1 + f A_V g_1(R_S, R_{in})}
 \end{aligned} \tag{3.13}$$

$$\begin{aligned}
 R_{outf}(c) &= \left(\frac{v_{out}}{i_{out}} \right)_{i_s = 0} = \frac{v_{out}}{\frac{v_{out} - R_m i_e}{R_{out}}} = \\
 &= \frac{R_{out}}{1 + f R_m \frac{R_S}{R_S + R_{in}}} = \frac{R_{out}}{1 + f R_m g_2(R_S, R_{in})}
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

- Nelle connessioni di Figura 3.2.b e d la resistenza di uscita aumenta. Infatti, nei due casi è:

$$R_{outf}(b) = \left(\frac{v_{out}}{i_{out}} \right)_{v_s = 0} = \frac{v_{out}}{G_m v_e + \frac{v_{out}}{R_{out}}} = \frac{v_{out}}{-f G_m i_{out} \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} + \frac{v_{out}}{R_{out}}}$$

dividendo numeratore e denominatore per v_{out} e poiché $i_{out}/v_{out} = 1/R_{outf}$, si ottiene in definitiva:

$$R_{outf}(b) = R_{out} \left(1 + f G_m \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} \right) = R_{out} [1 + f G_m g_1(R_S, R_{in})] \quad (3.15)$$

Similmente:

$$R_{outf}(d) = \left(\frac{v_{out}}{i_{out}} \right)_{i_s = 0} = A_l i_e + \frac{v_{out}}{R_{out}} = - f A_l i_{out} \frac{v_{out}}{R_S + R_{in}} + \frac{v_{out}}{R_{out}}$$

che, riarrangiata, fornisce:

$$R_{outf}(d) = R_{out} \left(1 + f A_l \frac{R_S}{R_S + R_{in}} \right) = R_{out} [1 + f A_l g_2(R_S, R_{in})] \quad (3.16)$$

Le relazioni da (3.5) a (3.16) legano le nuove grandezze, indicate col pedice f , a quelle della catena amplificatrice A e descrivono quindi il controllo che si è operato mediante l'uso della tecnica della controreazione.

Si noti esplicitamente che, per la presenza del blocco f , le R_{in_f} dipendono dalla resistenza di carico dell'amplificatore e , e, simmetricamente, le R_{out_f} dipendono dalla resistenza di sorgente: una tale interdipendenza tra ingresso e uscita non era contemplata nei circuiti equivalenti di Figura 2.10.

Si noti che le relazioni da (3.5) a (3.8) rappresentano le transcaratteristiche caricate, poiché la grandezza di uscita coinvolta è stata rilevata dal blocco f in presenza del carico R_L . Ne consegue che si ottengono gli schemi a transcaratteristica di Figura 3.3, analoghi a quelli di Figura 2.10, ma in presenza di controreazione.

Nel caso si verifichi la condizione più restrittiva e cioè che $R_{out} \ll R_L$ nelle (3.5), (3.7), (3.9), (3.11) e $R_{out} \gg R_L$ nelle (3.6), (3.8), (3.10), (3.12), le rispettive funzioni $g_1(R_L, R_{out})$ e $g_2(R_L, R_{out})$ tendono a 1 e le relazioni si semplificano ulteriormente, poiché la A della (3.1) e (3.2) tende a coincidere con la transcaratteristica dell'amplificatore di base non caricato da R_L .

Infine si tenga presente che, per quanto espresso nella Tabella 3.1, il termine che si somma ad 1 nel denominatore delle (3.1) e (3.2), se si tratta di numeri reali, è sempre > 0 .

3.3 Controllo della funzione amplificazione

Prima di procedere all'esame degli schemi reali che adottano la tecnica della controeazione, sarà bene sottoporre a critica le ipotesi che ne hanno permesso la formalizzazione. Queste possono riassumersi come segue:

- il blocco A e il blocco f devono essere unidirezionali;
- il blocco f deve avere una struttura ideale.

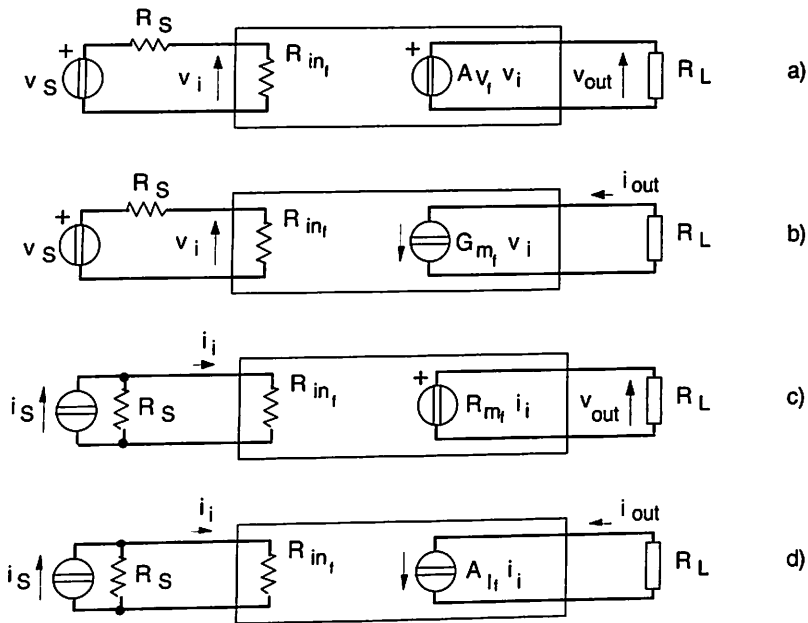


Figura 3.3

Le ipotesi sono evidentemente non vere e possono essere quindi solamente approssimate: resta da vedere come gioca, nelle relazioni poste, questa sorgente di errore.

Il blocco A non sarà unidirezionale a causa, per esempio, della presenza di transistor: nel modello di questi c'è sempre un termine che dà ragione del legame ingresso-uscita nel verso diretto, ma c'è anche un termine che rende conto di un legame in senso inverso. Naturalmente, mentre nel legame diretto l'effetto in uscita è molto più grande della causa generante in ingresso, viceversa avviene quando è il legame inverso a essere chiamato in causa,

come si vede, per esempio, dall'esiguità del valore di C_{μ} nel circuito equivalente di un transistor. Purtroppo, si deve dare un criterio che permetta di accettare o scartare l'approssimazione di unidirezionalità.

Un criterio plausibile è quello che impone al segnale di ritorno, che indicheremo con A_r (r sta per *reverse*, ossia inverso), di essere minore del segnale in ingresso ad A . Ne consegue che, perchè A_r possa essere trascurato, deve essere:

$$A_r < \frac{1}{A} \quad (3.17)$$

Tornando a quanto si disse al Paragrafo 2.5, è evidente che la (3.17) sarà più semplicemente soddisfatta nell'intervallo di frequenze che non facciano ancora entrare in gioco gli elementi parassiti, cioè finché tutti i termini del problema possono essere espressi con numeri reali. Quando ciò non sia possibile, l'esame dovrà divenire più accurato e il rispetto della (3.17) dovrà essere dimostrato (tra i moduli delle A) utilizzando modelli validi nel campo delle frequenze di lavoro.

Spesso, di fronte a valori di A_r che imporrebbero valori troppo bassi, rispetto alle esigenze, di A , si utilizzano tecniche circuitali, sulle quali non ci soffermeremo in questa sede, dette di neutralizzazione, volte, per l'appunto, a contrastare l'effetto di questi veri e propri anelli di reazione (v. par. 4.4 e 4.8, Vol. 2).

Passando a esaminare lo stesso problema in relazione col blocco f , cominciamo col dire che questo è, nella quasi totalità dei casi, una rete passiva, quindi intrinsecamente bidirezionale. Si rifletta però sui seguenti fatti:

- Per essere rete passiva, f avrà una funzione di trasferimento minore in modulo di quella dell'amplificatore.
- Se l'amplificatore è progettato bene, ci si può aspettare che $R_{ur} \ll R_{in}$ per i casi a) e b) e $R_{ur} \gg R_{in}$ per i casi c) e d). Ciò per dire che la parte di segnale raccolta da f nel senso non voluto è addirittura una frazione, tendenzialmente molto minore di uno, del segnale di ingresso.
- Si conclude che, se anche una parte del segnale di ingresso raggiunge l'uscita attraverso f , essa sarà trascurabile rispetto al segnale che raggiunge l'uscita tramite A .

Si può quindi ritenere, senza tema di commettere eccessivi errori, che il blocco f si comporti in maniera unidirezionale.

È invece più difficile ammettere che esso abbia la struttura idealizzata

mostrata nella Figura 3.2.a, b, c e d. La cosa però non costituisce un problema. Infatti:

- Nella Figura 3.2.a si può ammettere che la f abbia una $R_{yf} \neq \infty$ e una $R_{uf} \neq 0^{(*)}$. La prima si può pensare appartenente alla maglia di uscita del blocco A e posta in parallelo alla porta di uscita, mentre la seconda si può pensare appartenente alla maglia di ingresso del blocco A e posta in serie alla porta di ingresso (Fig. 3.4).

Così facendo, con la sola approssimazione di unidirezionalità, si è artificialmente restituita a f una struttura ideale. Le non idealità di f sono state scaricate sul blocco A che va quindi considerato nella sua nuova forma: essa fornisce la nuova A, che chiameremo A', la nuova R_{in} che chiameremo R'_{in} e la nuova R'_{out} , che vanno utilizzate in tutte le relazioni poste nel Paragrafo 3.2.

Dalla Figura 3.4 si ottiene:

$$v'_{out} = A_V v_e \frac{R_{yf}}{R_{out} + R_{yf}}$$

$$v_e = v'_e \frac{R_{in}}{R_{in} + R_{uf}}$$

(*) Per determinare R_{yf} e R_{uf} si ricorre alla regola di composizione dei quadripoli. Nel caso di Figura 3.2.a si devono comporre per somma i parametri $\{h\}$, che, per il quadripolo f , darebbero:

$$v_f = h_{11}i_i + h_{12}v_{out}$$

$$i_2 = h_{21}i_i + h_{22}v_{out}$$

Quindi:

$$R_{uf}(a) = \left(\frac{v_f}{i_i} \right)_{v_{out}=0} \quad R_{yf}(a) = \left(\frac{i_2}{v_{out}} \right)_{i_i=0}$$

Procedendo similmente per gli altri casi (dove rispettivamente si compongono i parametri $\{z\}$, $\{y\}$ e $\{g\}$), possiamo concludere che:

$$\begin{array}{ll} R_{uf}(a) = R_{uf}(v_{out}=0) & R_{yf}(a) = R_{yf}(i_i=0) \\ R_{uf}(b) = R_{uf}(i_{out}=0) & R_{yf}(b) = R_{yf}(i_i=0) \\ R_{uf}(c) = R_{uf}(v_{out}=0) & R_{yf}(c) = R_{yf}(v_i=0) \\ R_{uf}(d) = R_{uf}(i_{out}=0) & R_{yf}(d) = R_{yf}(v_i=0) \end{array}$$

Se valesse effettivamente l'ipotesi di unidirezionalità di f le quattro condizioni su R_{yf} sarebbero superflue.

$$v'_{out} = A'_V v'_e = A_V v'_e \frac{R_{in}}{R_{in} + R_{u_f}} \frac{R_{y_f}}{R_{out} + R_{y_f}}$$

$$A'_V = A_V \frac{R_{in}}{R_{in} + R_{u_f}} \frac{R_{y_f}}{R_{out} + R_{y_f}} = A_V \cdot g_2(R_{in}, R_{u_f}) \cdot g_1(R_{out}, R_{y_f})$$

$$R'_{in} = R_{in} + R_{u_f}$$

$$R'_{out} = R_{out} // R_{y_f}$$

In altre parole, per calcolare il valore di A'_V tenendo in conto l'effetto provocato sull'amplificatore A dalla non idealità del blocco f , si dovrà:

- individuare il blocco f ;
- calcolare R_{u_f} una volta posto $v_{out} = 0$;
- calcolare R_{y_f} aprendo la maglia di ingresso;
- utilizzare la Figura 3.4 per calcolare i nuovi valori di $A'_V v'_e$ del generatore controllato, R'_{out} della resistenza di uscita e R'_{in} di quella di ingresso;
- calcolare il valore f ;
- calcolare A_{V_f} , R_{in_f} e R_{out_f} .

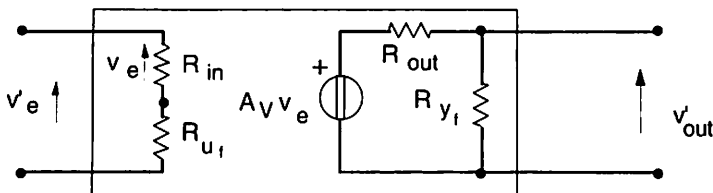


Figura 3.4

Si consideri infine che, se la rete f è progettata bene, essa dovrà tendere ad avere prestazioni ottimali: ciò lascia ben sperare che, nella maggioranza dei casi pratici, le correzioni al valore di A_{V_f} , R_{in_f} e R_{out_f} suggerite dall'esame della Figura 3.4 siano trascurabili, cioè che le relative funzioni g_1 e g_2 siano praticamente pari a 1.

L'esame delle altre tre connessioni si esegue sulla falsariga di quanto detto: l'esposizione sarà perciò fatta in maniera schematica.

- Nella Figura 3.2.b, R_{yf} sarà spostata in serie alla porta di uscita del blocco A determinando una R'_{out} e R_{uf} sarà spostata in serie a R_{in} determinando così R'_{in} . Ciò dà luogo alla nuova configurazione di A mostrata in Figura 3.5, dalla quale si ricava il nuovo generatore controllato:

$$G'_m v'_e = G_m v_e \frac{R_{in}}{R_{uf} + R_{in}} \frac{R_{out}}{R_{yf} + R_{out}} = G_m v_e \cdot g_1(R_{uf}, R_{in}) \cdot g_1(R_{yf}, R_{out})$$

Date le caratteristiche di A e di f, è molto probabile che le correzioni su G_{mf} , R_{inf} e R_{outf} possano essere trascurabili, cioè che le frazioni g_1 siano praticamente unitarie.

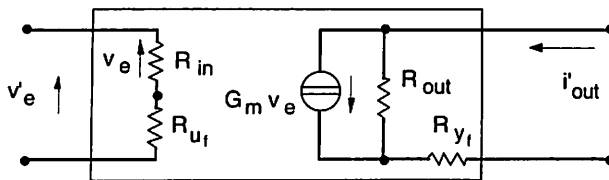


Figura 3.5

- Nella Figura 3.2.c, R_{yf} sarà spostata in parallelo alla porta di uscita di A e R_{uf} sarà spostata in parallelo a R_{in} (Fig. 3.6) e:

$$R'_m i'_e = R_m i_e \frac{R_{uf}}{R_{uf} + R_{in}} \frac{R_{yf}}{R_{yf} + R_{out}} = R_m i_e \cdot g_2(R_{uf}, R_{in}) \cdot g_2(R_{yf}, R_{out})$$

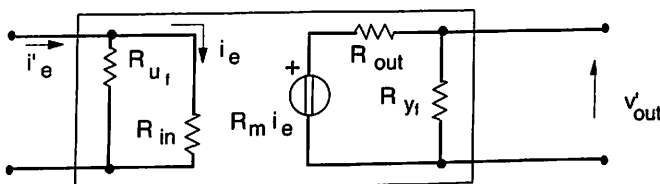


Figura 3.6

Non è difficile che sia $R_{uf} \gg R_{in}$ e $R_{yf} \gg R_{out}$.

- Nella Figura 3.2.d, R_{yf} sarà spostata in serie alla porta di uscita di A e R_{uf} andrà in parallelo a R_{in} (Fig. 3.7).

Valgono le solite considerazioni sulla entità delle correzioni apportate ad A.

In definitiva:

- o il carico operato da f su A è trascurabile,
- oppure il suo effetto può essere agevolmente tenuto in conto;

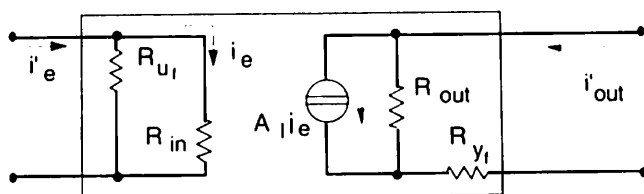


Figura 3.7

varranno sempre, per le amplificazioni con controreazione, le relazioni (3.5), (3.6), (3.7) e (3.8), intendendo di aver eventualmente sostituito A con A', se necessario.

Inoltre, poiché la connessione serie in ingresso fa aumentare R_{inf} rispetto a R_{in} e la connessione parallelo in ingresso fa diminuire R_{inf} rispetto a R_{in} , per le solite considerazioni sul corretto progetto delle interfacce di ingresso (e di uscita) le funzioni g_1 e g_2 di R_S e R_{inf} tenderanno a uno semplificando ulteriormente le quattro relazioni richiamate.

In conclusione, si è riconosciuto che tutte le funzioni g_1 e g_2 hanno facilmente valore praticamente unitario e possono essere eliminate dalle relazioni (3.5) - (3.16): da questo momento useremo quindi una notazione meno pesante, scrivendo A_f per $A_{f_{tot}}$ e facendo coincidere A con la transcaratteristica di interesse. Per esempio, la (3.6) diviene:

$$G_{mf} = \frac{i_{out}}{v_S} = \frac{G_m}{1 + fG_m}$$

e la (3.12) sarà:

$$R_{inf} = \frac{R_{in}}{1 + fA_f}$$

Similmente si opererà per le altre relazioni.

Detto questo, utilizzando per semplicità la forma generica, si ricava la relazione che dà la variazione percentuale di A_f in funzione della variazioni di A e di f , e cioè:

$$\frac{d A_f}{A_f} = d \log A_f = \frac{1}{1 + fA} \frac{d A}{A} - \frac{fA}{1 + fA} \frac{d f}{f} \quad (3.18)$$

La A_f risulta quindi desensibilizzata del fattore $(1 + fA)$, che prende il nome di fattore di desensibilizzazione^(*), rispetto alle variazioni di A , che comprendono le variazioni del comportamento degli elementi attivi per variazione della polarizzazione, delle condizioni climatiche o quant'altro.

Le variazioni dovute a f si ripercuotono praticamente immutate su A_f ; ma f è una rete passiva e non subisce le traversie proprie degli elementi attivi. Si chiarisce a questo punto, almeno in parte, il senso della discussione sulle condizioni monolaterale e bilaterale. Se si vuole ottenere un valore determinato della amplificazione, non serve inseguire la consistenza di un numero elevato di equazioni, ognuna delle quali magari molto semplice. Basta puntare su un valore di A più elevato possibile, compatibilmente con le condizioni nelle quali si lavora, e comunque tale che, una volta applicata la controreazione, sia $fA \gg 1$. In questo caso:

$$A_f \cong \frac{1}{f} \quad (3.19)$$

ciò che determina il valore di f come l'inverso del valore di amplificazione desiderato.

Resta inteso che il tipo di amplificatore in uso e quindi le dimensioni di A (e di f) sono fissate dall'applicazione e cioè dalla natura del segnale e del carico secondo quanto esposto in Tabella 2.1 e a quel proposito commentato. *Di conseguenza rimane fissato dall'applicazione il tipo di schema di controreazione da usare, secondo quanto condensato in Tabella 3.2 e nella Figura 3.2.a, b, c, d.*

Come commento finale alla discussione della transcaratteristica dell'amplificatore controreazionato si può dire quanto segue:

(*) Il prodotto fA prende il nome di *guadagno di anello*, essendo, per l'appunto, il guadagno su un segnale che percorra per una volta l'anello di reazione.

- Il titolo del paragrafo è in qualche misura improprio. Non si tratta infatti di controllare la funzione amplificazione, bensì l'ampiezza del segnale che entra effettivamente in A. Se f_y fosse esattamente uguale a u_i , allora u_e sarebbe esattamente nullo. Ciò sarebbe possibile solo per $A \rightarrow \infty$. Sarà quindi $y \cong (u_i/f)$ e $u_e = (y/A)$ con u_e che tende a zero come $1/A$.
- Dalla (3.18) si ricava che la desensibilizzazione rispetto ad A aumenta all'aumentare di A. Il valore di A è quindi una specifica di progetto diventata monolatera, cioè A deve essere maggiore di quel valore che permette una certa desensibilizzazione o che permette l'approssimazione $A_f \cong 1/f$ a seconda di quale dei due valori è il più grande.

3.4 Controllo della funzione interfaccia di ingresso e di uscita

Nella Tabella 2.1 sono mostrati i valori ottimi ideali delle resistenze di ingresso e di uscita dei quattro tipi di amplificatore che si sono esaminati.

Dalle relazioni relative a R_{in_f} e R_{out_f} per le quattro connessioni di Figura 3.2, si vede che, se si usa in un amplificatore la connessione che stabilizza la caratteristica desiderata, la controreazione spinge le prestazioni dell'amplificatore verso i valori ottimali ideali della resistenza di ingresso e di uscita.

Si può inoltre aggiungere che:

- Nelle relazioni che danno R_{in_f} (a, b, c, d) e R_{out_f} (a, b, c, d) i valori dei parametri che intervengono sono, a rigore, quelli relativi all'amplificatore originario caricato con la rete f, ossia all'amplificatore modificato come nelle Figura 3.4, 3.5, 3.6, 3.7. Valgono ovviamente le considerazioni relative alle approssimazioni che si rendono plausibili per la natura dell'amplificatore di base.
- Queste stesse approssimazioni fanno ritenere spesso assimilabili ad 1 le funzioni g_1 e g_2 contenute nelle varie R_{in_f} e R_{out_f} .
- In definitiva, quando le resistenze (di ingresso o di uscita) diminuiscono, esse vengono divise per il fattore di desensibilizzazione e quando aumentano vengono moltiplicate per il fattore di desensibilizzazione.

Si aggiunge quindi, a quanto detto a proposito delle specifiche sul valore dell'amplificazione, un'ulteriore semplificazione nelle operazioni di progetto. Infatti, la specifica su una resistenza di ingresso o di uscita è sempre monolatera. La possibilità di avere un fattore a moltiplicare o a dividere (secondo la necessità) non può che facilitare le procedure per l'osservanza delle specifiche.

Infine, si considerino le relazioni (3.15) e (3.16) che danno la R_{out_f} nel caso di amplificatori di transconduttanza e di corrente.

Nella nota alla Figura 3.2 si avvertì il lettore sulle ragioni di un verso per i generatori $G_m v_e$ e $A_1 v_e$. In verità, la stessa cosa si poteva dire per il segno positivo degli altri due generatori controllati, ma la scelta sembrava più "naturale", pur essendo anch'essa assolutamente arbitraria. Per farla breve, se per i due generatori di corrente si fosse scelta la freccia verso l'alto, si sarebbe ottenuto, nelle relazioni richiamate, un segno negativo prima di G_m e A_1 .

Ciò indica che la situazione dell'amplificatore non è stabile, che cioè si può avere un segnale di uscita senza un corrispondente segnale di ingresso. Si rifletta, infatti, che, se il senso della corrente fosse opposto a quello indicato, a un aumento di questa, dovuto a una fluttuazione di qualsiasi natura, diminuirebbe i_{out} .

Nel caso di G_m ciò provocherebbe un:

$$v_e = v_i - i_{out} f$$

in crescita che andrebbe ad aumentare ulteriormente il termine $G_m v_e$ e così via. Analogamente, nel caso di A_1 , si aumenterebbe:

$$i_e = i_i - i_{out} f$$

con lo stesso risultato di instabilità.

In ambedue i casi, a ben guardare, non si sarebbero rispettati i dettami contenuti nella Tabella 3.1. È questo il primo esempio di instabilità che può essere causata dall'applicazione della reazione a un sistema che prima era stabile.

Per recuperare stabilità dovrebbe quindi essere, nei due casi, $G_m < 0$ e $A_1 < 0$, ciò che, nelle Figura 3.2.b e d e nelle Figura 3.3.b e d corrisponde a prendere il senso della corrente dei generatori controllati come è stato scelto e a considerare positivi i coefficienti. Dobbiamo quindi concludere che l'uso della reazione può rendere instabile un sistema che non lo era; torneremo su questo argomento nel Paragrafo 3.6.c.

Infine, sarà bene ricordare che le R delle quali si è parlato in questo paragrafo sono resistenze dinamiche, anche se sono state indicate con la lettera maiuscola.

Esempio 3.4.1 Analizzare, alla luce della teoria della controreazione, lo schema dell'Esempio 2.7.9. Lo studio sarà svolto alle frequenze intermedie, per cui le funzioni di amplificazione avranno il pedice "0".

Consideriamo dapprima l'uscita v_{out1} : la resistenza R_E produce una ten-

sione proporzionale alla corrente di uscita e la riporta nella maglia di ingresso. Si vuole quindi ottenere un amplificatore di transconduttanza utilizzando una controreazione corrente-corrente (Fig. 3.8.a, b).

Come si vede dallo schema equivalente, che si rifà a quanto rappresentato in Figura 3.2.b, mentre l'amplificatore A (cioè il transistor) può essere pensato, con buona approssimazione, unidirezionale, non altrettanto si può dire per la rete $f = R_E$.

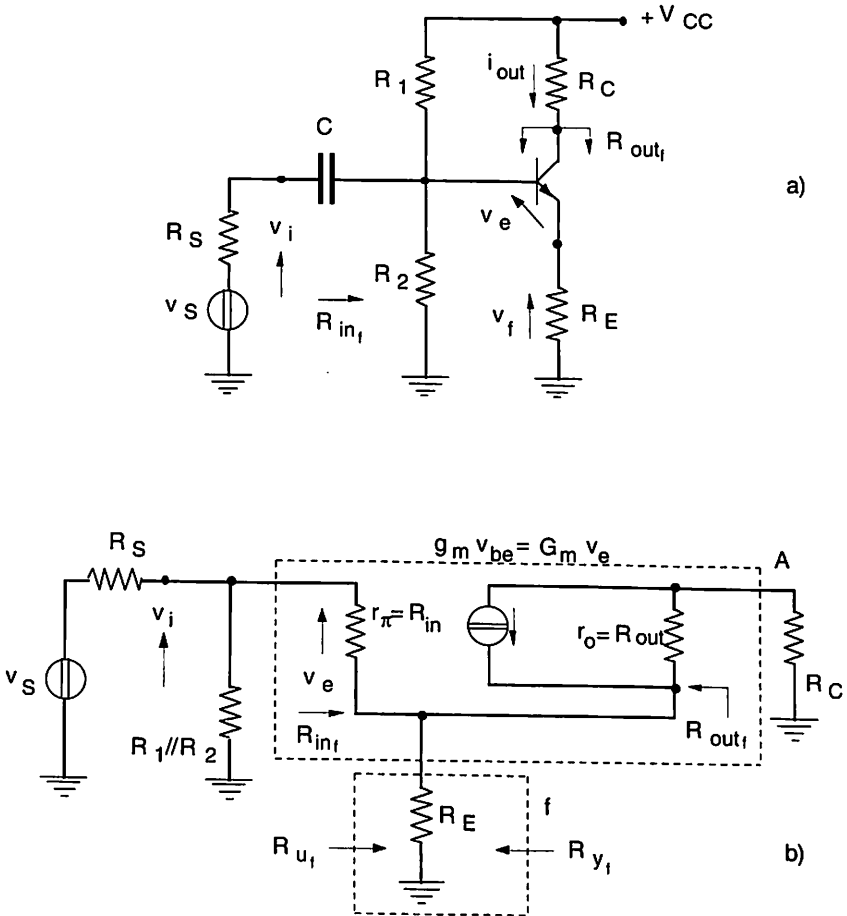


Figura 3.8

Ma il segnale di ingresso che si riflette in uscita è $i_b R_E$ che va paragonato con $\beta i_b R_E$: un grande valore di β giustifica quindi l'approssimazione adottata.

-Applicando quanto detto per arrivare alla Figura 3.5, otteniamo lo schema dell'amplificatore A', modificato con l'effetto di carico della rete f (Fig. 3.9). Da questa si vede che, se $R_E \ll r_\pi$ e $R_E \ll r_o$, le modifiche apportate dal blocco f al blocco A possono essere ignorate.

Ricaviamo il nuovo valore della G_m da utilizzare nelle relazioni (3.6), (3.10) e (3.15).

Si ha, infatti, indicando con R il parallelo $R_1//R_2$:

$$i_{out} = g_m v_{be} \frac{r_o}{R_C + R_E + r_o} = g_m v'_e \frac{r_\pi}{r_\pi + R_E} \frac{r_o}{R_C + R_E + r_o}$$

e quindi:

$$G'_{m0} = g_m \frac{r_\pi}{r_\pi + R_E} \frac{r_o}{R_C + R_E + r_o} \cong g_m$$

$$R'_{out} = r_o + R_E \cong r_o$$

$$R'_{in} = r_\pi + R_E \cong r_\pi$$

$$f = R_E$$

dalle quali relazioni si ottiene:

$$G_{m0f} = \frac{R}{R + R_S} \frac{R_{inf}}{R_S//R + R_{inf}} \frac{g_m \frac{r_\pi}{r_\pi + R_E} \frac{r_o}{R_C + R_E + r_o} \frac{r_o + R_E}{R_C + R_E + r_o}}{1 + R_E g_m \frac{r_\pi}{r_\pi + R_E} \frac{r_o}{R_C + R_E + r_o} \frac{r_o + R_E}{R_C + R_E + r_o}} =$$

$$= \frac{R}{R + R_S} \frac{R_{inf}}{R_S//R + R_{inf}} \frac{\frac{g_m r_\pi}{r_\pi + R_E} \frac{r_o}{R_C + R_E + r_o}}{1 + R_E \frac{g_m r_\pi}{r_\pi + R_E} \frac{r_o}{R_C + R_E + r_o}} =$$

$$= \frac{R}{R + R_S} \frac{R_{inf}}{R_S // R + R_{inf}} \frac{\beta \frac{r_o}{R_C + R_E + r_o}}{r_\pi + R_E \left(1 + \frac{\beta r_o}{R_C + R_E + r_o} \right)}$$

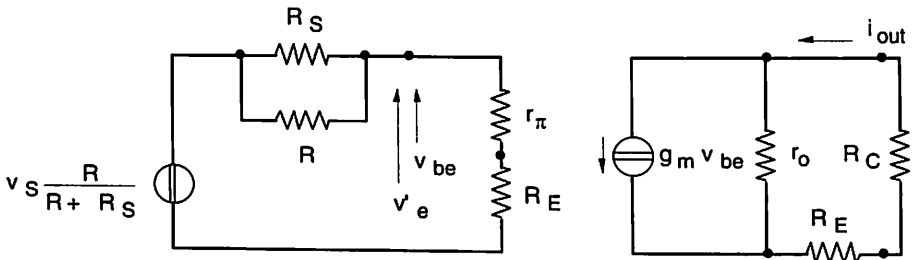


Figura 3.9

Nell'ipotesi che r_o sia di valore tale da rendere pressoché unitaria la frazione dove compare e che $R_S \ll R$, si ottiene:

$$G_{mOf} \cong \frac{g_m}{1 + R_E g_m} \cong \frac{1}{R_E} = \frac{1}{f}$$

Similmente, per le resistenze di ingresso e uscita si ha:

$$R_{inf} = (r_\pi + R_E) \left[1 + g_m \frac{r_\pi}{r_\pi + R_E} \frac{r_o}{R_E + r_o} R_E \frac{r_o + R_E}{R_C + R_E + r_o} \right] \cong$$

$$\cong r_\pi (1 + R_E g_m) = r_\pi + \beta R_E$$

$$R_{outf} = (r_o + R_E) \left[1 + g_m \frac{r_\pi}{r_\pi + R_E} \frac{r_o}{R_E + r_o} R_E \frac{r_\pi + R_E}{R // R_S + r_\pi + R_E} \right]$$

Quest'ultima relazione nel limite delle approssimazioni adottate fornisce:

$$R_{outf} \cong r_o (1 + g_m R_E)$$

I risultati quindi confermano quanto trovato in sede di commento dell'Esempio 2.7.9. Le piccole differenze derivano dall'aver accettato l'ipotesi di unidirezionalità della rete f .

Passando a considerare l'uscita v_{out2} si è in presenza di uno stadio emitter follower: la resistenza R_E produce sia la tensione di uscita che quella di controeazione. Si vuole quindi ottenere un amplificatore di tensione tramite una controeazione tensione-tensione: commenteremo l'applicazione della controeazione su uno schema del tipo di quello mostrato in Figura 2.60, ossia privo della resistenza R_C per le ragioni ivi illustrate. Lo schema con A e f è quello di Figura 3.10.a, mentre lo schema equivalente di A' è rappresentato in Figura 3.10.b, dalla quale si vede la ininfluenza della rete f sull'ingresso di A , mentre la resistenza R_E carica l'uscita.

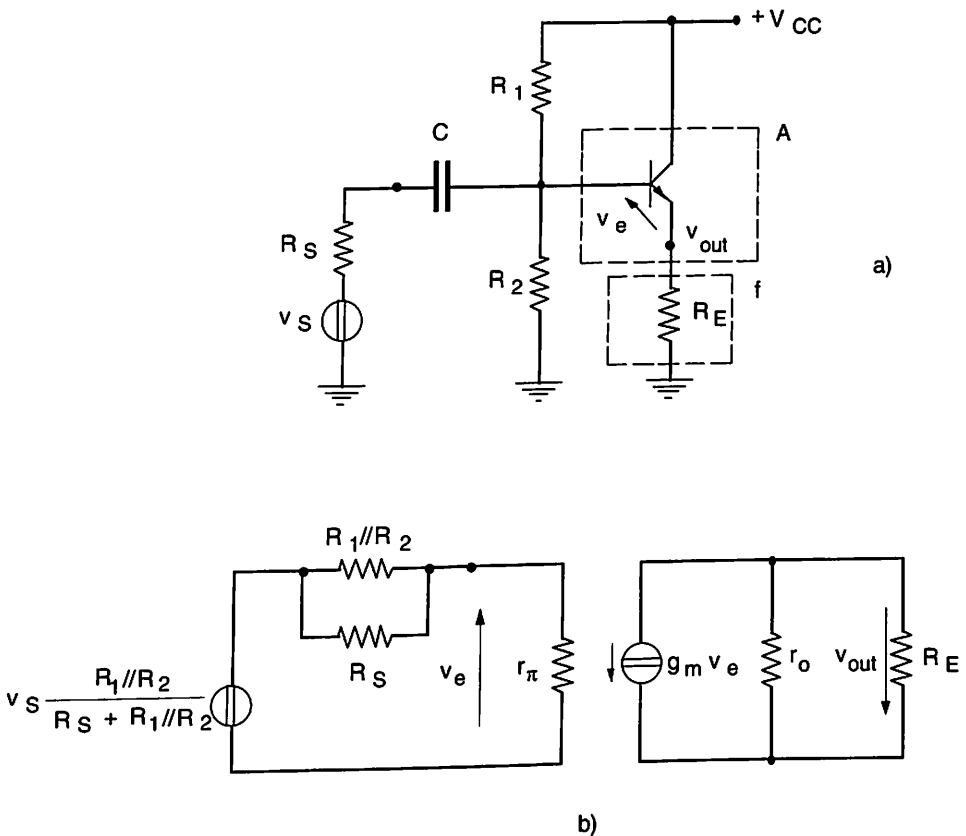


Figura 3.10

Da questo si ricava:

$$A'_{v0} = g_m r_o$$

$$R'_{out} = r_o$$

$$R'_{in} = r_\pi$$

$$f = 1$$



per cui si ottiene dalle (3.5), (3.9) e (3.13):

$$A_{v0f} = \frac{R_{inf}}{R + R_{inf}} \frac{g_m r_o \frac{R_E}{r_o + R_E}}{1 + g_m r_o \frac{R_E}{r_o + R_E}} \cong \frac{g_m R_E}{1 + g_m R_E}$$

$$R_{inf} = r_\pi \left(1 + g_m r_o \frac{R_E}{r_o + R_E} \right) \cong r_\pi (1 + g_m R_E)$$

$$R_{outf} = \frac{r_o}{1 + g_m r_o \frac{r_\pi}{R + r_\pi}} \cong \frac{R + r_\pi}{\beta} \cong \frac{1}{g_m}$$

Le relazioni ricavate confermano quanto già noto per altra via sullo stadio emitter follower. Come al solito, piccole discrepanze, per esempio la compar-
sa di β invece di $(\beta + 1)$, sono dovute all'ipotesi di unidirezionalità di f . Si noti, con riferimento alla Tabella 3.1, che siamo nel caso in cui solo $C < 0$.

Esempio 3.4.2 Si abbia un amplificatore con ingresso differenziale la cui amplificazione differenziale in tensione sia A_d . Si costruisca con questo: a) un amplificatore di tensione che amplifichi 20 un segnale proveniente da una sorgente con $R_S = 10 \text{ k}\Omega$ e abbia una resistenza di ingresso maggiore di $1 \text{ M}\Omega$ e una di uscita minore di 25Ω e b) un amplificatore di transresistenza con $R_{mf} = 10 \text{ k}\Omega$, $R_{inf} < 3 \Omega$ e $R_{outf} < 50 \Omega$.

In questo tipo di applicazione, l'amplificatore differenziale di base viene indicato, nelle figure, come un triangolo con due ingressi e una uscita. Dei due ingressi, uno produce in uscita un segnale in fase con quello a esso

applicato e l'altro produce invece un segnale in controfase; il primo sarà detto ingresso non invertente e sarà indicato con un segno "+" e il secondo ingresso invertente e sarà indicato con un segno "-". Si assumerà nel seguito di esplicitare il segno di A_d .

La resistenza vista tra i due ingressi sarà R_{in} e quella di uscita R_{out} , sicché l'amplificatore ha schema e circuito equivalente linearizzato mostrati in Figura 3.11.a, b.

a) Per ottenere un amplificatore di tensione dal componente proposto si deve utilizzare lo schema di Figura 3.12 (realizzazione dello schema di Figura 3.2.a, di controreazione tensione-tensione) nel quale, per brevità, si sono omesse le alimentazioni.

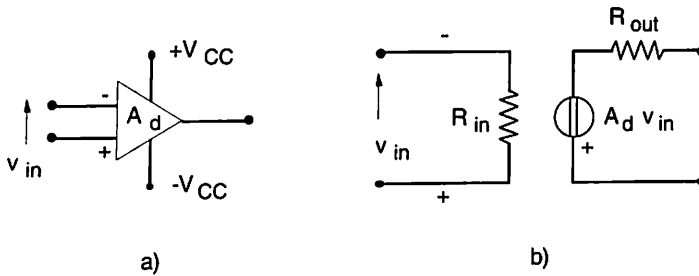


Figura 3.11

Con notazioni ormai consuete si avrà l'amplificatore A' , mostrato in Figura 3.13, con le seguenti caratteristiche:

$$v_e = v'_e \frac{R_{in}}{R_{in} + R_1 // R_2}$$

$$A'_d = A_d \frac{R_{in}}{R_{in} + R_1 // R_2} \frac{R_1 + R_2}{R_{out} + R_1 + R_2}$$

$$R'_{in} = R_{in} + R_1 // R_2$$

$$R'_{out} = R_{out} // (R_1 + R_2)$$

$$f = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

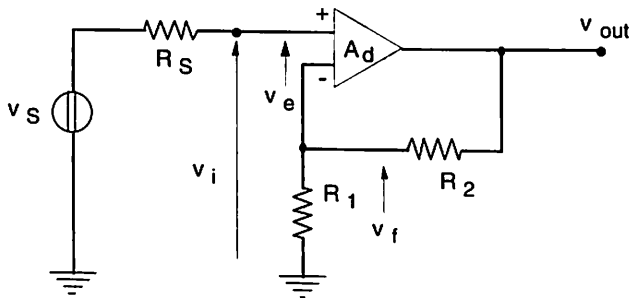


Figura 3.12

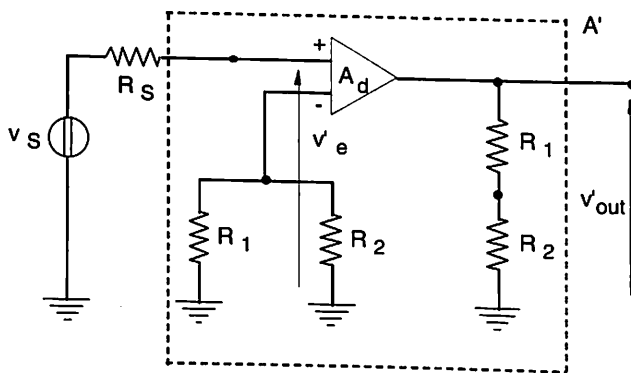


Figura 3.13

Quindi si ottiene, calcolando per una R_L generica:

$$A_{Vf} = \frac{R_{inf}}{R_S + R_{inf}}$$

$$1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{A_d R_{in}}{R_{in} + R_1 // R_2} \frac{R_1 + R_2}{R_{out} + R_1 + R_2} \frac{R_L}{R_{out} // (R_1 + R_2) + R_L}$$

$$R_{inf} = (R_{in} + R_1 // R_2) \left[1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{A_d R_{in}}{R_{in} + R_1 // R_2} \frac{R_1 + R_2}{R_{out} + R_1 + R_2} \cdot \frac{R_L}{R_{out} // (R_1 + R_2) + R_L} \right]$$

$$R_{outf} = \frac{R_{out} // (R_1 + R_2)}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{A_d R_{in}}{R_{in} + R_1 // R_2} \frac{R_1 + R_2}{R_{out} + R_1 + R_2} \frac{R_{in} + R_1 // R_2}{R_{in} + (R_1 // R_2) + R_S}}$$

Per dimensionare la rete di reazione e dare indicazioni sulla scelta o sul progetto dell'amplificatore di base, si cominci, per esempio, con l'esaminare la R_{inf} . Il rapporto $f = R_1 / (R_1 + R_2)$, per ottenere un'amplificazione complessiva pari a 20, dovrà essere dell'ordine di $1/20$ cioè $R_2 / R_1 = 19$. Ciò vuol dire che $R_1 // R_2 \cong R_1$.

Se scegliamo definitivamente $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ ne deriva $R_2 = 19 \text{ k}\Omega$. Nel caso di stadio di ingresso del tipo differenziale utilizzante BJT (Fig. 2.72), la R_{in} è pari a $2 r_{\pi}$: per un β di 200 e una corrente di polarizzazione di collettore \bar{I}_{C1} di $100 \mu\text{A}$, otteniamo $R_{in} = 2\beta/g_m = 2\beta V_T / \bar{I}_{C1} = 2 \times 200 \times 10^4 \times V_T = 104 \text{ k}\Omega$.

Questo sta a dimostrare che $\frac{R_{in}}{R_{in} + R_1 // R_2} \cong 1$. Supponendo che l'ultimo sta-

dio dell'amplificatore sia uno stadio a emitter follower, sarà $R_{out} \cong 1/g_{mout}$. Se la corrente di polarizzazione dello stadio di uscita è almeno di 1 mA , si

ottiene $R_{out} \cong 40 \Omega$ ciò che rende anche $\frac{R_1 + R_2}{R_{out} + R_1 + R_2} \cong 1$. In assenza di

indicazioni su R_L , si suppone (salvo verifica a posteriori) $R_L \gg 40 \Omega$ e quindi anche l'ultima frazione si può ritenere circa pari ad 1. Siamo quindi nelle condizioni in cui il carico della rete f non ha cambiato apprezzabilmente il funzionamento dell'amplificatore di base. Dunque:

$$A_{V_{Of}} \equiv \frac{A_{d0}}{1 + A_{d0} \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \equiv 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$R_{inf} \equiv R_{in} \left(1 + A_{d0} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

$$R_{outf} \equiv \frac{R_{out}}{1 + A_{d0} \frac{R_1}{R_1 + R_2}}$$

(3.20)

Per ottenere la R_{inf} desiderata, A_d dovrà essere maggiore di 200 e $R_{in} > 100 \text{ k}\Omega$, ossia $I_{C1} \leq 100 \mu\text{A}$. Ciò fornirà la R_{outf} desiderata se $R_{out} \leq 250 \Omega$ che è condizione più blanda dei precedenti 40Ω e ancora permette di adottare l'approssimazione allora discussa.

Infine, anche la A_{Vf} , seppure con minore approssimazione, si avvicinerà al valore voluto (per $A_d = 200$ si ottiene 18 e il coefficiente di desensibilizzazione vale 11). Tutte le prestazioni tendono all'ideale al crescere di A_d .

b) Per realizzare l'amplificatore di transresistenza, lo schema diventa quello di Figura 3.14 (realizzazione dello schema di Figura 3.2.c, di controreazione tensione-corrente) nella quale si è rappresentato lo stesso generatore di tensione di segnale con il suo equivalente di Norton.

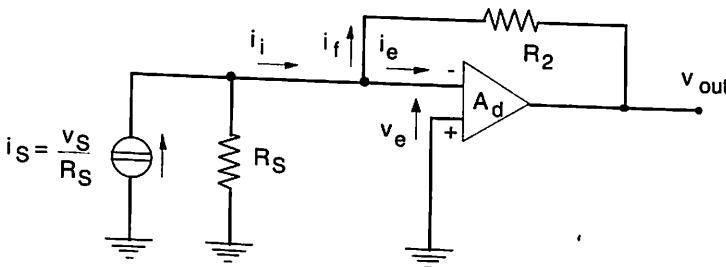


Figura 3.14

Si sottolinea che l'amplificatore di base è lo stesso di quello di Figura 3.12: questa volta si è connesso il generatore alla resistenza R_1 che è stata inglo-

bata in R_S e si è connesso l'ingresso non invertente a massa. Si noti anche che non conosciamo direttamente la R_m dell'amplificatore, ma possiamo risalire a questo parametro poiché:

$$v_{out} = - A_d v_e = - A_d i_e R_{in}$$

e quindi:

$$R_m = - A_d R_{in} \quad (3.21)$$

L'amplificatore A' avrà lo schema di Figura 3.15, dal quale si ricava il valore delle nuove grandezze:

$$i_e = i'_e \frac{R_2}{R_{in} + R_2}$$

$$R'_m = R_m \frac{R_2}{R_{in} + R_2} \frac{R_2}{R_{out} + R_2}$$

$$R'_{in} = R_{in} // R_2$$

$$R'_{out} = R_{out} // R_2$$

$$f = - \frac{i_f}{v_{out}} \cong \frac{i_f}{v_e - v_{out}} = - \frac{1}{R_2}$$

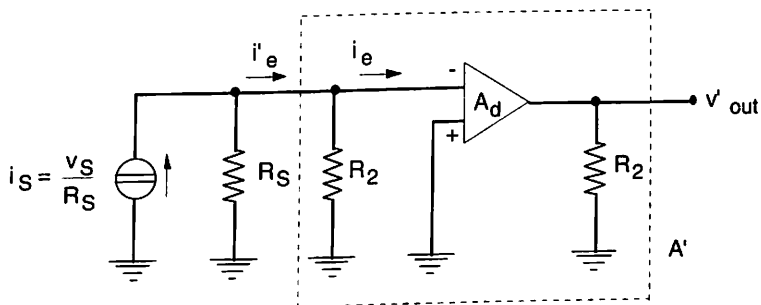


Figura 3.15

Nel calcolo di f si è sfruttato il fatto che $|v_{out}| = |A_d v_e|$ e quindi $|v_e| \ll |v_{out}|$. Si ottiene, calcolando anche in questo caso per una R_L generica:

$$R_{mf} = \frac{R_S}{R_S + R_{inf}} \frac{1 - \frac{1}{R_2} \frac{R_m R_2}{R_{in} + R_2} \frac{R_2}{R_{out} + R_2} \frac{R_L}{R_{out} // R_2 + R_L}}{1 - \frac{1}{R_2} \frac{R_m R_2}{R_{in} + R_2} \frac{R_2}{R_{out} + R_2} \frac{R_L}{R_{out} // R_2 + R_L}}$$

$$R_{inf} = \frac{R_{in} // R_2}{1 - \frac{1}{R_2} \frac{R_m R_2}{R_{in} + R_2} \frac{R_2}{R_{out} + R_2} \frac{R_L}{R_{out} // R_2 + R_L}}$$

$$R_{outf} = \frac{R_{out} // R_2}{1 - \frac{1}{R_2} \frac{R_m R_2}{R_{in} + R_2} \frac{R_2}{R_{out} + R_2} \frac{R_S}{R_{in} // R_2 + R_S}}$$

Cominciando a esaminare le prestazioni dell'amplificatore ancora a partire da R_{inf} , si può subito dire che deve essere $R_2 \cong |R_{mf}| = 10 \text{ k}\Omega$. Sostituendo a R_m la (3.21), il denominatore di R_{inf} diventa:

$$\text{DENOM} = 1 + \frac{1}{R_2} A_d R_{in} \frac{R_2}{R_{in} + R_2} \frac{R_2}{R_{out} + R_2} \frac{R_L}{R_{out} // R_2 + R_L}$$

Con ragionamenti analoghi a quelli precedentemente fatti per l'amplificatore di tensione ($R_{out} \ll R_2$, $R_L \gg R_{out}$), si può dire che non è difficile rendere praticamente unitari i due ultimi fattori, ottenendo in definitiva:

$$\text{DENOM} \cong 1 + \frac{1}{R_2} A_d (R_{in} // R_2)$$

Si ottiene quindi:

$$R_{inf} \cong \frac{R_{in} // R_2}{1 + \frac{A_d}{R_2} (R_{in} // R_2)} \cong \frac{R_2}{A_d}$$

nella quale si riconosce un risultato ottenibile direttamente per applicazione (approssimata) del teorema di Miller a R_2 . Dovrà quindi essere $A_d > 10^4/3 = 3333$.

Riassumendo il risultato delle approssimazioni apportate si può scrivere:

$$\begin{aligned}
 R_{m0f} &= \frac{R_S}{R_S + R_{inf}} \frac{\frac{R_{m0} R_2}{R_{in} + R_2}}{1 - \frac{1}{R_2} \frac{R_{m0} R_2}{R_{in} + R_2}} \cong \frac{-A_{d0} (R_{in} // R_2)}{1 + \frac{1}{R_2} A_{d0} (R_{in} // R_2)} \cong -R_2 \\
 R_{inf} &= \frac{R_{in} // R_2}{1 + \frac{A_{d0}}{R_2} R_{in} // R_2} \cong \frac{R_2}{A_{d0}} \\
 R_{outf} &= \frac{R_{out}}{1 + \frac{A_{d0}}{R_2} R_{in} // R_2} \frac{R_S}{(R_{in} // R_2) + R_S} \cong \frac{R_{out}}{1 + A_{d0} \frac{R_S}{R_2 + R_S}} \quad (3.22)
 \end{aligned}$$

Scegliendo $A_{d0} = 4 \times 10^3$ dovrà essere $R_{in} // R_2 \gg 2,5 \Omega$ ciò che non porta assolutamente problemi. Quindi R_{in} può assumere un'ampia gamma di valori: supponendo di progettartela in modo che sia $R_{in} // R_2 \cong R_2$, il fattore di desensibilizzazione diviene pari sostanzialmente ad A_d , mentre per R_{outf} otteniamo un fattore $(1 + 2 \times 10^3) \cong 2 \times 10^3$ a denominatore, per cui si dovrà scegliere $R_{out} < 100 \text{ k}\Omega$ per rispettare le specifiche. Poiché l'altra condizione utilizzata era $R_{out} // R_2 \cong R_{out}$ ciò non pone ulteriori problemi.

Commenti:

- Nel caso a) era $A > 0$, $f > 0$ e $C < 0$, mentre nel caso b) tutti i tre fattori sono negativi.
- Dai risultati ottenuti si conclude che lo stesso amplificatore di base può essere usato per ottenere un buon amplificatore di tensione e un buon amplificatore di transresistenza. Ciò giustifica il fatto che esistano amplificatori integrati di impiego generale.
- Alcune delle relazioni ottenute usando la teoria della controeazione potevano essere ricavate direttamente dallo schema degli amplificatori. Infatti, considerando l'amplificatore di Figura 3.12 si può dire:

- a) v_e tende a zero come $1/A_d$ (v. commenti al par. 3.3), quindi, se A_d è sufficientemente grande, v_e può essere considerato piccolo rispetto a v_{out} , v_S e v_f ;
- b) poiché la R_{inf} viene aumentata rispetto alla R_{in} , se già è $R_{in} > R_S$, si è giustificati nel ritenere $v_i \equiv v_S$ e:

$$v_f = v_{out} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

- c) si conclude quindi che $v_f \equiv v_S$ e cioè:

$$v_{out} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = v_S$$

che fornisce:

$$v_{out} = v_S \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = v_S \cdot A_{V0f}$$

Un simile procedimento può essere seguito anche per lo schema di Figura 3.14:

- a) v_e tende a zero come $1/A_d$ e lo stesso avviene per $i_e = v_e/R_{in}$;
- b) l'equilibrio delle correnti al nodo di ingresso fornisce quindi:

$$\frac{v_S}{R_S} = - \frac{v_{out}}{R_2}$$

e cioè:

$$v_{out} = - \frac{R_2}{R_S} v_S = - i_S R_{m0f}$$

(3.23)

c) dalla (3.23) si vede che l'amplificatore di transresistenza può essere utilizzato anche per amplificare una tensione v_S . In questo caso, però, il generatore di tensione deve erogare la sua corrente di cortocircuito: se ciò non è possibile, se cioè R_S è così bassa che si darebbe luogo a valori di corrente non plausibili, si deve aggiungere, in serie a v_S , una resistenza che sarà considerata inglobata in R_S .

- A proposito di questa ultima osservazione, si sarà notata la facilità con la quale si ottengono R_{out} dell'ordine dell'Ohm o della frazione di Ohm. La porta di uscita dell'amplificatore (v. Fig. 3.3.a e c) risulta quindi un "buon" generatore di tensione.

Ciò non significa che si possa in realtà usufruire di tutta la potenza disponibile da un tale generatore, cioè se ne possa trarre una corrente pari alla metà della corrente di cortocircuito. Si ricordi, infatti, che gli schemi equivalenti richiamati sono una *rappresentazione* del funzionamento dell'amplificatore. Questo, a sua volta, viene descritto in termini del funzionamento dei suoi componenti. Se si ripercorrono alcuni dei ragionamenti seguiti per svolgere l'Esempio presente, si riconoscerà che si è fatto uso di concetti pertinenti ai circuiti equivalenti per piccoli segnali: le i_{out} dovranno quindi essere variazioni piccole intorno alle I_{out} e ciò chiarisce il limite di validità dei modelli adottati. In definitiva, quindi, il minimo valore di R_L è fissato dalla validità dello schema equivalente usato e ciò vale anche per il minimo valore di R_2 .

- Sia nell'Esempio presente che in quello precedente si è messa in luce la possibilità di analizzare l'amplificatore facendo o no uso della teoria della controeazione. Ciò non deve stupire, poiché trattasi dell'uso di due linguaggi adatti a due diversi livelli di astrazione, come si discusse al Paragrafo 1.1.

Nel livello più basso si vedono i componenti con i loro modelli, mentre nel più alto si vedono aggregazioni dei componenti che rappresentano blocchi funzionali. Va da sé che il secondo livello presuppone una certa quantità di definizioni, regole, convenzioni e quant'altro che sono estranee al primo.

Si ribadisce che la scala dei livelli è costruita sulla base dell'aggregazione di componenti nel passaggio da un livello a un altro e non rappresenta una gerarchia di merito, ma solo di convenienza operativa.

- Lo schema di Figura 3.14, nella versione generalizzata riportata in Figura 3.16, prende il nome di amplificatore operativo, nome che si estende, un po' arbitrariamente, all'amplificatore di base che lo compone.

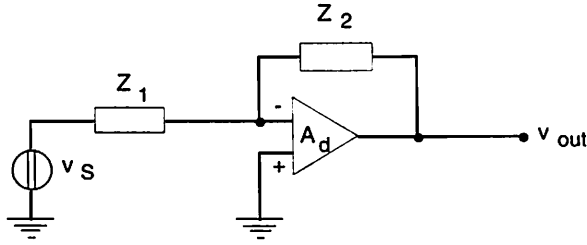


Figura 3.16

La ragione di ciò sta nel fatto che, nelle condizioni ottimali già discusse, lo schema è capace di eseguire operazioni lineari.

- a) *Operazione combinazione lineare.* Si consideri lo schema di Figura 3.17. È evidente che si può scrivere:

$$v_{out} = - \left(\frac{R}{R_1} v_1 + \frac{R}{R_2} v_2 + \dots + \frac{R}{R_n} v_n \right) \quad (3.24)$$

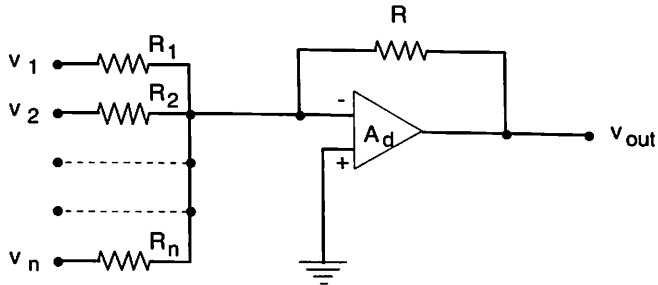


Figura 3.17

- b) *Operazione integrale.* Nello schema di Figura 3.18 si ha:

$$v_{out}(s) = - \frac{1}{s C R} v_s(s) \quad (3.25)$$

che, nel formalismo della trasformata di Laplace, fornisce l'integrale di v_s .

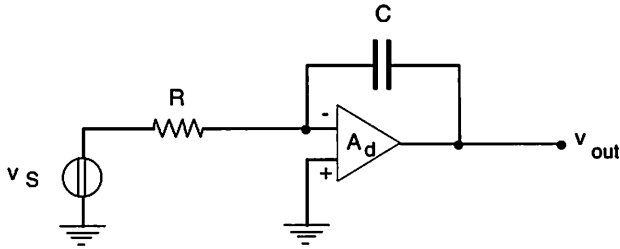


Figura 3.18

c) *Operazione derivata.* Nello schema di Figura 3.19 si ha:

$$v_{out}(s) = -s C R v_S(s) \tag{3.26}$$

che, nel formalismo della trasformata di Laplace, fornisce, la derivata di v_S .

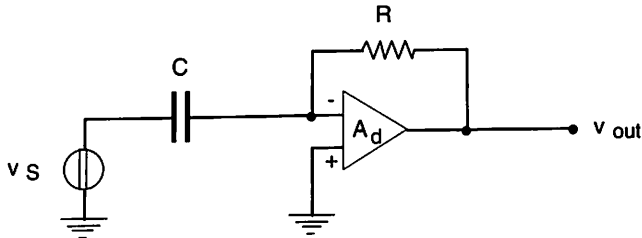


Figura 3.19

d) *Operazione filtraggio.* Questa consiste nel progettare un'amplificazione funzione predeterminata della frequenza. Si consideri lo schema di Figura 3.20, dove H_1 e H_2 sono due generiche reti due porte.

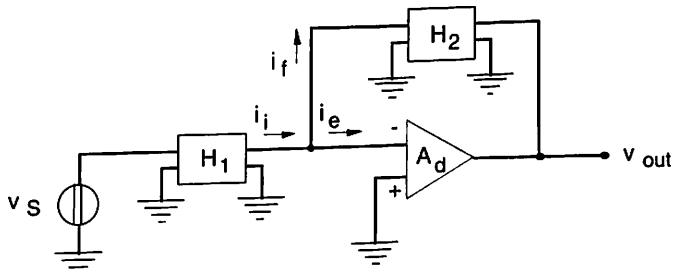


Figura 3.20

Dette y le ammettenze di corto circuito(*) delle reti H, si ha:

$$i_i = -y_{21}^{(1)} v_S$$

$$i_f = y_{12}^{(2)} v_{out}$$

e quindi:

$$v_{out} = -\frac{y_{21}^{(1)}}{y_{12}^{(2)}} v_S$$

Il progetto del filtro è quindi ricondotto al progetto delle due ammettenze di trasferimento.

Un altro schema di costruzione di un filtro è quello indicato in Figura 3.21, dove le Y rappresentano le ammettenze dei relativi rami (la impedenza di sorgente è inglobata in Y_1).

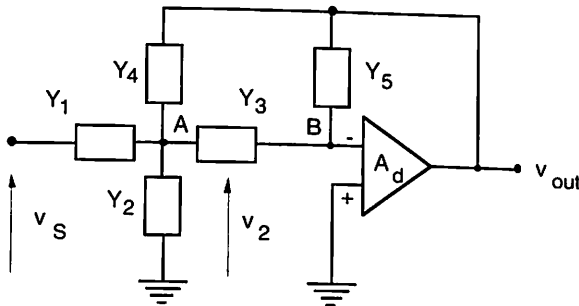


Figura 3.21

Mediante le due equazioni di equilibrio ai nodi A e B e ricordando che $v_B \equiv 0$, si ricava immediatamente che:

(*) Si rammenti che, per la presenza dell'amplificatore, il nodo comune alle due reti H ha una tensione praticamente pari a zero.

$$\frac{V_{out}}{V_S} = - \frac{Y_3 Y_1}{\left[Y_5 \left(1 - \frac{1}{A_d} \right) - \frac{Y_3}{A_d} \right] [Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4] + Y_3 Y_4 + \frac{Y_3^2}{A_d}}$$

dove $A_d = -A_{d0}/(1 + s\tau)$ se si assume un modello a un solo polo per l'amplificatore.

Specializzando le Y si ottengono i vari tipi di filtro.

- Si noti, infine, che lo schema di Figura 3.22 presenta amplificazione di tensione unitaria e R_{in} e R_{out} spinte verso i limiti ideali dal meccanismo della controeazione. Un tale schema prende il nome di inseguitore di tensione (voltage follower).

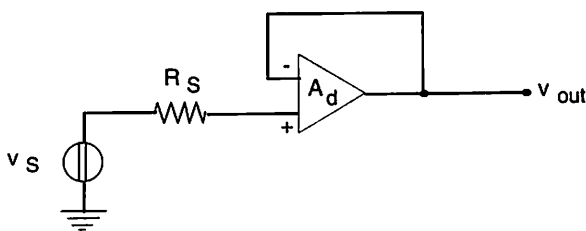


Figura 3.22

Esempio 3.4.3 Si consideri lo schema di Figura 3.23 per il quale $\beta(T_1, T_2) = 200$, $\beta(T_3) = 100$, $I_S = 0,5 \times 10^{-15}$ A per tutti i transistor. Il generatore ha una $R_S = 1 \text{ k}\Omega$ ed è accoppiato in continua. Se la dinamica di ingresso è di $\pm 0,5$ V, si dimensiona l'amplificatore per una amplificazione di tensione pari a 10 su un carico praticamente infinito.

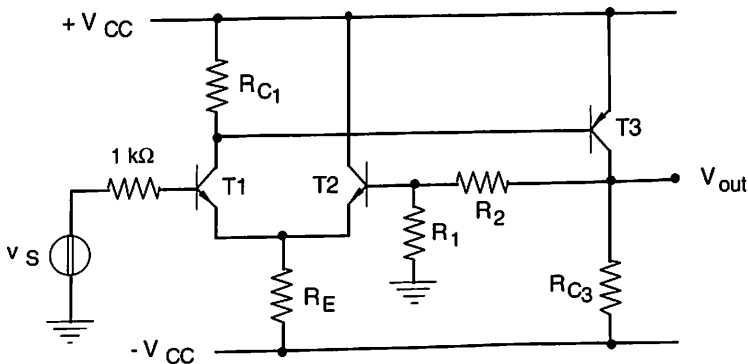


Figura 3.23

Lo schema proposto realizza un amplificatore con reazione tensione-tensione (Fig. 3.2.a): il partitore R_1, R_2 riporta in ingresso una parte della tensione di uscita sottraendola a v_i , come avviene nello schema di Figura 3.12.

La resistenza di ingresso dello stadio, non tenendo conto degli effetti della controreazione, è di $2 r_\pi$ come più volte richiamato. Scegliendo una $I_{C1} = I_{C2} = 200 \mu\text{A}$ si ha $r_\pi = \beta/g_m = 200 \times 26/I_C$ (mA) = $26 \text{ k}\Omega$ più che sufficiente a non disturbare R_S .

Per la I_C fissata, si ha:

$$\bar{V}_{BE_{1,2}} = 26 \cdot 10^{-3} \ln \frac{0,2 \cdot 10^{-3}}{0,5 \cdot 10^{-15}} = 0,69 \text{ V}$$

e quindi:

$$R_E = \frac{-0,69 + V_{CC}}{2 \cdot 0,2 \cdot 10^{-3}} = 13,3 \cong 13 \text{ k}\Omega$$

avendo scelto $V_{CC} = 6 \text{ V}$ che permette la dinamica di $\pm 5 \text{ V}$ in uscita. Deve essere poi:

$$R_{C1} I_{C1} = \bar{V}_{BE3}$$

Il valore \bar{V}_{BE3} stabilisce la corrente su T3 la quale non ha particolari specifiche, avendo fatto l'ipotesi che il carico sia infinito. Una volta fissata la I_{C3} è però fissata R_{C3} . Infatti, se si vuole che il differenziale lavori bilanciato, quindi nel punto di maggiore simmetria nel funzionamento dei due transistor e di maggiore linearità, dovrà essere $\bar{V}_{out} = 0$.

Fissando, per esempio, $I_{C3} = 1 \text{ mA}$, ne consegue $I_{B3} = 10 \mu\text{A} \ll 200 \mu\text{A}$ e $R_{C3} = 6 \text{ k}\Omega \cong 5,6 \text{ k}\Omega$ (valore commerciale) e:

$$\bar{V}_{BE3} = V_T \ln \frac{10^{-3}}{0,5 \cdot 10^{-15}} = 0,74 \text{ V}$$

$$R_{C1} = 3,7 \text{ k}\Omega \cong 3,9 \text{ k}\Omega$$

Questo schema è un esempio di alternanza di npn e pnp per permettere l'accoppiamento in continua e tensioni statiche di ingresso e di uscita intorno allo zero. Le due resistenze del partitore di controeazione(*) vengono scelte $R_2 = 10\text{k}\Omega$ e $R_1 = 1\text{k}\Omega$ per assicurare l'amplificazione voluta. Il loro valore carica però in maniera non trascurabile la porta di uscita dell'amplificatore di base.

In realtà, il progetto di un amplificatore che non debba servire un carico è un puro esercizio di calcolo fine a se stesso. Supponiamo quindi che ci sia da alimentare un carico $R_L = 0,5\text{ k}\Omega$ con la dinamica richiesta. La corrente da erogare avrebbe un valore massimo pari a $I_{L\text{max}} = \pm 5/0,5 = 10\text{ mA}$. Lo schema di Figura 3.23 non sarebbe più adatto allo scopo. Serve uno stadio finale che amplifichi in corrente il segnale che è stato amplificato in tensione. Una tale modifica può essere apportata aggiungendo in cascata uno stadio inseguitore di emitter polarizzato con uno specchio di corrente (carico attivo): si ottiene lo schema di Figura 3.24 e sarà bene scegliere T4 e i transistor dello specchio con una geometria più adatta a uno stadio finale, quindi, per esempio, con $I_{S4} = 10^{-14}\text{ A}$, maggiore di $I_{S1, 2, 3}$.

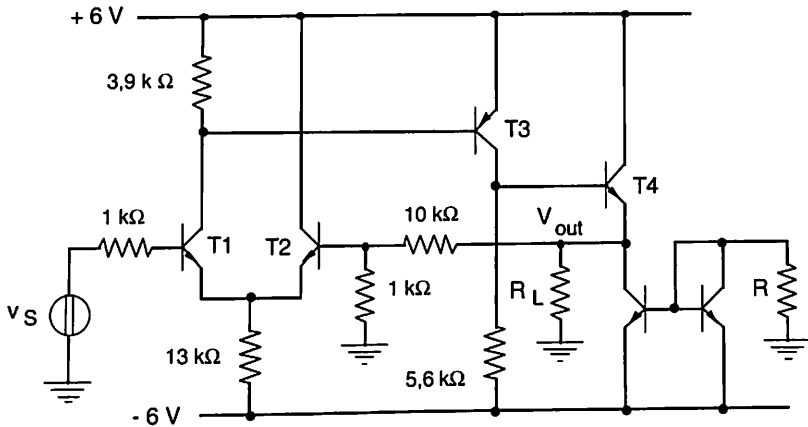


Figura 3.24

(*) Si noti che la reazione agisce anche a frequenza zero: ci si convince, osservando lo schema, che deve essere $V_{out} \equiv 0$ se $V_S = 0$.

Per progettarlo, bisogna partire da R_L e verificare che tutto lo schema risulti in equilibrio elettrico. Si consideri quindi che:

- R va progettata in modo che:

$$\frac{V_{CC} - \bar{V}_{BE4}}{R} = \bar{I}_{C4} > 10 \text{ mA}$$

Scegliendo $\bar{I}_{C4} = 10,5 \text{ mA}$, si ha $\bar{V}_{BE4} = 0,72 \text{ V}$ e $R = 0,5 \text{ k}\Omega$.

- La corrente statica di base di T4, assumendo $\beta = 200^{(*)}$, è pari a $52 \mu\text{A}$, venti volte più piccola di \bar{I}_{C3} che quindi non viene disturbato dalla presenza di T4.
- Nella semionda positiva in uscita, T3 va verso la saturazione e provvede alla corrente massima necessaria alla base di T4, $I_{B4_{\max}} = 52 \mu\text{A} + 10\text{mA}/200 = 102 \mu\text{A}$.
- Nella semionda negativa, T3 va verso l'interdizione, $V_{\text{outmin}} = -5 \text{ V}$, $I_{B4_{\min}} = 2 \mu\text{A}$, $V_{B4_{\min}} = -4,4 \text{ V}$ e $I_{C3} = (-4,4 + 6)/5,6 = 280 \mu\text{A}$.
- In ogni condizione T4 non disturba T3: il progetto degli stadi precedenti può rimanere inalterato.

Con questo montaggio, in mancanza di segnale, non scorre corrente nel carico a meno di quella dovuta al fatto che $\bar{V}_{\text{out}} \neq 0$ per dissimmetrie (v. par. 5.2) o tolleranze nei valori dei componenti.

Si noti che tutte le conclusioni tratte finora non hanno avuto bisogno di considerare il valore della amplificazione di tensione della catena diretta. Infatti, per la linea di progetto seguita, era sufficiente che il prodotto A_{V0} fosse molto maggiore di uno. È ovvio che ora si debba verificare tale ipotesi sottintesa. Si ha:

$$A_{V0} \cong \frac{g_{m1}}{2} R_{L1} g_{m3} R_{L3}$$

(*) Se necessario, T4 può essere una connessione Darlington.

$$g_{m1} = 7,7 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}$$

$$R_{L1} = 3,9 \cdot 10^3 // \frac{100 \cdot 26 \cdot 10^{-3}}{10^{-3}} \cong 1,6 \text{ k}\Omega$$

$$g_{m3} = 38,5 \text{ mA/V}$$

$$R_{in4} \cong 200 \cdot 0,5 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_{L3} \cong 5,6 \text{ k}\Omega$$

Si ottiene:

$$A_{v0} \cong 1300$$

Questo valore fornisce:

$$A_{v0} f = 1300 \cdot \frac{1}{11} \cong 120$$

che risulta molto maggiore di uno.

Esempio 3.4.4 Si riconsideri lo schema a blocchi di un alimentatore rappresentato in Figura 1.8. Risulta ora chiaro che trattasi di un amplificatore con-

troreazionato tensione-tensione, nel quale si controlla che l'uscita V_u sia sempre nel rapporto $1/f$ con la tensione di sorgente.

Una possibile realizzazione dell'alimentatore è mostrata in Figura 3.25 che riporta lo schema (semplificato) di un componente integrato, la cui sigla generale è 723, utilizzabile come regolatore analogamente a come mostrato in Figura 2.9. Il componente è stato già discusso nel suo funzionamento ingressivo commentando la Figura 1.8 e si provvederà ora a esaminarlo, a livello di estrazione più basso, nelle sue parti costituenti.

Per affrontare l'esame di uno schema complesso si deve avere molto chiaro il ruolo delle diverse funzioni: polarizzazione, amplificazione, stabilizzazione e dell'architettura delle celle a esse devolute. È evidente, per esempio, che Q_{11} e Q_{12} formano una cella differenziale di amplificazione di tensione, seguita da un emitter follower (Q_{14} , Q_{15} in connessione Darlington).

Poiché Q_{12} raccoglie una frazione di V_u e Q_{11} prende tensione su uno zener è plausibile ipotizzare fin d'ora che il differenziale e l'emitter follower siano rispettivamente A e 1 di Figura 1.8.

Dalla discussione svolta in chiusura dell'Esempio 2.7.2, risulta chiara la funzione del ramo serie che vede lo zener e il JFET all'estrema sinistra dello schema: la regolazione di uno zener migliora all'aumentare della resistenza R_S di polarizzazione, ma contemporaneamente peggiora il rendimento dell'operazione di regolazione. Il JFET funziona da carico attivo per lo zener, con la sua caratteristica a $V_{GS} = 0$ (Fig. 3.26) e quindi, grazie al valore del λ del suo modello (v. par. 1.11.c), il punto di lavoro dello zener subisce variazioni molto attutite rispetto a quelle impresso da V_{IN} o, se si vuole, il coefficiente H_R vale, dalla (2.23):

$$H_R = r_{z1} \lambda I_{Q1} \quad (3.27)$$

intanto che le variazioni di V_{IN} non sono tali da far uscire Q_1 dalla zona di validità della (1.59). La corrente in Q_2 si ricava da:

$$\frac{6,2 - \bar{V}_{BE2}}{R_1 + R_2} = I_S \exp \frac{\bar{V}_{BE2}}{V_T} = \bar{I}_{C2}$$

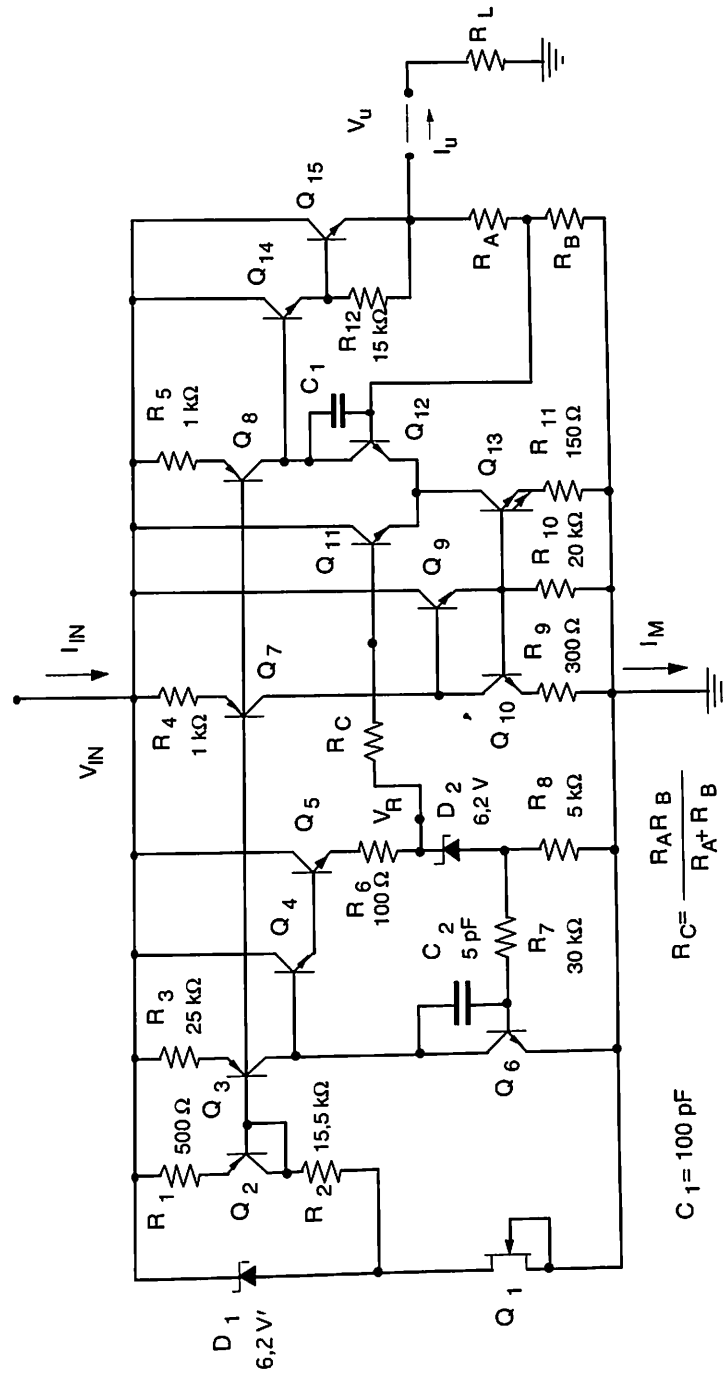


Figura 3.25

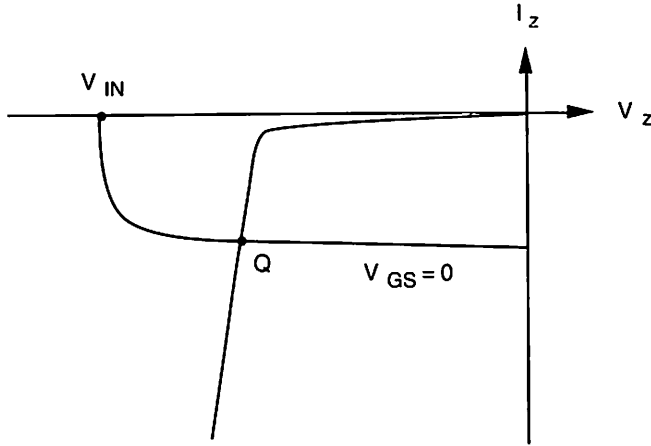


Figura 3.26

e l'approssimazione che consiste nel ritenere nulla la r_{z1} e la I_{B2} giustifica quella di assumere, per avere un'idea dell'ordine di grandezza delle quantità coinvolte, $V_{BE} \cong 0,65V$, con il che:

$$\bar{I}_{C2} \cong 350 \mu A$$

Pur non avendo a disposizione le caratteristiche di D_1 e Q_1 con le quali calcolare I_{z1} , c'è da ritenere che essa abbia valore molto maggiore di I_{C2} , secondo la logica che ha consigliato lo schema di Figura 2.17.

Il ramo di Q_2 funziona da specchio per Q_3 , Q_7 e Q_8 secondo le relazioni:

$$\bar{V}_{BE2} + \bar{I}_{C2} \cdot 500 = \begin{cases} \bar{V}_{BE3} + \bar{I}_{C3} \cdot 25 \cdot 10^3 \\ \bar{V}_{BE7} + \bar{I}_{C7} \cdot 10^3 \\ \bar{V}_{BE8} + \bar{I}_{C8} \cdot 10^3 \end{cases}$$

Grazie alla dipendenza esponenziale di I_C da V_{BE} , la differenza tra due V_{BE} è piccola, per transistori uguali (stessa I_S), anche per elevati rapporti delle I_C tra di loro. Cioè si potrà porre:

$$\bar{I}_{C3} \cong \bar{I}_{C2} \frac{500}{25 \cdot 10^3} = 7 \mu\text{A}$$

$$\bar{I}_{C7} = \bar{I}_{C8} \cong \bar{I}_{C2} \frac{500}{10^3} = 175 \mu\text{A}$$

La corrente statica in Q_6 è quindi fissata da Q_3 secondo la (2.72) modificata per la nuova situazione e valgono le seguenti relazioni:

$$\bar{I}_{B4} + I_{S6} \exp \frac{\bar{V}_{BE6}}{V_T} \left(1 + \frac{\bar{V}_{CE6}}{V_A} \right) = 7 \mu\text{A}$$

$$\bar{V}_{BE6} \cong \bar{I}_{z2} R_8$$

$$\bar{I}_{z2} \cong \frac{\bar{V}_{CE6} - \bar{V}_{BE4} - \bar{V}_{BE5} - \bar{V}_{z2}}{R_8} = \beta_4 \beta_5 \bar{I}_{B4} \quad (3.28)$$

La soluzione delle (3.28) permette, tra l'altro, di fissare corrente e tensione di lavoro dello zener e di ricavare R_8 , o viceversa.

Le approssimazioni usate e la laboriosità del calcolo consigliano di ricorrere al programma di simulazione, che esegue i calcoli cercando la convergenza senza semplificare a priori i modelli usati.

Al fine, più limitato, di rendersi conto del funzionamento della sorgente di tensione V_R , si osservi che il complesso Q_3 , Q_6 e Q_4 , Q_5 alimenta D_2 con una tensione costante nella misura in cui rimane costante la corrente erogata da Q_3 . Si opera in maniera difforme da quanto rappresentato in Figura 3.26: invece di mantenere costante il valore della corrente di zener realizzando un generatore di corrente, la si mantiene costante alimentando il diodo con un generatore di tensione. La cella in esame può infatti essere rappresentata, più chiaramente dal punto di vista funzionale, come in Figura 3.27, dove si sono di nuovo mescolati vari livelli di rappresentazione per mettere in luce i ruoli dei diversi componenti.

Si consideri che:

$$r_{\pi 6} = \frac{\beta_6}{7 \cdot 10^{-6}} \cdot 26 \cdot 10^{-3} \cong 400 \text{ k}\Omega$$

supponendo un β_6 pari a 100. Un'eventuale variazione v_{out} in uscita del compound Q_4, Q_5 , si ritrova tutta su R_8 e quindi su V_{BE6} .

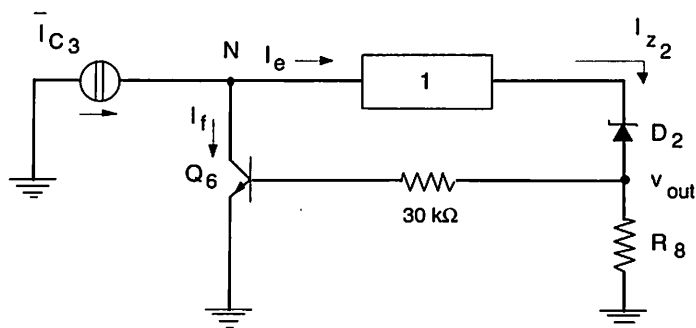


Figura 3.27

L'anello realizza una controreazione che stabilizza la transresistenza, confrontando al nodo N la corrente costante \bar{I}_{C3} con la corrente I_f . Il punto di lavoro della cella è stabilito dalle (3.28) e l'errore a riposo ($\bar{I}_{C3} - I_f$) è pari a \bar{I}_{B4} che, moltiplicata per $\beta_4\beta_5$, stabilisce la corrente \bar{I}_{z2} nello zener.

Si supponga una variazione v_{out} , generata per una qualsivoglia ragione, che tenda ad aumentare la corrente di zener del valore $i_{z2} = v_{out}/R_8$. La corrente I_f subirà una variazione pari a $i_f = g_m v_{out}$ (il tasso di controreazione è quindi pari a g_m), $R_m = v_{out}/i_{in}$ vale $\beta_4\beta_5 R_8$ e si ottiene in definitiva (v. i risultati di par. 3.5):

$$v_{out\text{finale}} = \frac{v_{out}}{1 + g_{m6} \beta_4 \beta_5 R_8}$$

Conseguentemente, $i_{z2\text{finale}}$ sarà pari a i_{z2} diviso per lo stesso denominatore:

$$i_{z2\text{finale}} = \frac{i_{z2}}{1 + g_{m6} \beta_4 \beta_5 R_8}$$

che può risultare di vari ordini di grandezza minore di i_{z2} . La tensione così ricavata da D_2 è posta in serie con V_{BE6} in modo da compensare il coefficiente (evidentemente positivo) di temperatura T_V di D_2 con quello negativo di una V_{BE} . Il sub-sistema finora analizzato rappresenta la sorgente S di Figura 1.8.

Da quanto si è detto, si conclude che il valore di V_R è largamente indipendente dalla tensione di alimentazione del regolatore (V_{IN}), come pure è largamente indipendente da V_{IN} il punto di lavoro dei diversi stadi amplificatori: sono cioè curate quelle condizioni di buon funzionamento che furono discusse al Paragrafo 1.5.b.

Passando all'amplificatore di base, si riconosce subito che il complesso di Q_9 , Q_{10} , Q_{13} e Q_8 serve per polarizzare in situazione bilanciata la cella di amplificazione differenziale. Infatti:

- la corrente in Q_{10} è la stessa che in Q_7 (e in Q_8);
- la presenza di Q_9 permette di trascurare la corrente derivata dal collettore di Q_{10} per alimentare le basi di Q_{10} e Q_{13} ;
- nella maglia delle basi di questi ultimi si ha:

$$V_T \ln 2 \frac{\bar{I}_{C10}}{\bar{I}_{C13}} = 150 (\bar{I}_{C13} - 2 \bar{I}_{C10})$$

poiché il simbolo del transistor Q_{13} , con i due emitter, sta a significare che esso ha una superficie della giunzione base-emitter doppia rispetto a quella di tutti gli altri transistor, quindi anche I_S doppia;

- la relazione posta è rispettata solo se $2 \bar{I}_{C10} = \bar{I}_{C13}$;
- quindi Q_{13} porta il doppio della corrente che scorre in Q_8 e polarizza correttamente la cella differenziale.

La cella differenziale, polarizzata come si è testé determinato, rappresenta il blocco A_V di Figura 1.8 e la sua amplificazione può essere rappresentata dal valore:

$$A_{V0} = \frac{g_{m8}}{2} R_{L12} // R_{outv}$$

con:

$$R_{L12} \cong \beta^2 R_L$$

$$R_{out8} \cong r_{o8} (1 + g_m 10^3)$$

$$R_{out12} \cong r_{o12} \left(1 + g_m \frac{1}{g_m}\right)$$

$$R_{outv} = R_{out8} // R_{out12}$$

Supponendo una $V_A = 100V$ sia per Q_8 che per Q_{12} , si ottiene $R_{out8} = 4,4 M\Omega$, $R_{out12} = 1,14 M\Omega$ e $R_{out8} // R_{out12} \cong 0,9 M\Omega$.

L'anello di reazione lavora nelle peggiori condizioni quando la tensione V_u è la massima possibile (f è minimo) e R_L è la più bassa possibile (I_u è massima). Dalle specifiche dei componenti si ottiene $V_{u\max} = 37 V$ e $R_{L\min} = 250 \Omega$, per cui, con le consuete semplificazioni, si ha:

$$1 + f_{\min} A_{V0\min} = 1 + \frac{V_R}{V_{u\max}} \cdot 3,4 \cdot 10^{-3} \frac{0,9 \cdot 10^6 \beta^2 R_{L\min}}{0,9 \cdot 10^6 + \beta^2 R_{L\min}} = 381$$

supponendo $\beta = 100$.

La R_{out} dello stadio finale senza controreazione è quella di un emitter follower, costituito da due BJT in connessione Darlington, quindi si ha:

$$R_{out} = \frac{\frac{0,9 \cdot 10^6 + r_{\pi 14}}{\beta} + r_{\pi 15}}{\beta} = \frac{0,9 \cdot 10^6}{\beta^2} + \frac{1}{\beta g_{m14}} + \frac{1}{g_{m15}}$$

e, poiché se $g_{m15} = I_{u\max}/V_T$ allora $g_{m14} = I_{u\max}/\beta_{15}V_T$, si ottiene:

$$R_{out} = \frac{0,9 \cdot 10^6}{\beta^2} + 2 \frac{V_T}{I_{u\max}} \cong 90 \Omega$$

Poiché la funzione g_1 che compare nella (3.13) è pari a:

$$\frac{2 r_{\pi}}{R_C + 2 r_{\pi}} = \frac{30 \cdot 10^3}{R_C + 30 \cdot 10^3}$$

e può essere agevolmente resa circa pari a 1, si ha:

$$R_{outf}(\max) = \frac{90 \Omega}{1 + 381} = 0,24 \Omega$$

Commenti:

- Essendo adeguatamente protetto contro le variazioni della tensione V_{IN} (v. par. 1.5.b) grazie alla cura con la quale è stato polarizzato D_1 , lo schema non ha bisogno di circuiti di start-up (Fig. 1.13).
- La potenza dissipata nel regolatore si calcola con la (1.11).
- La risposta in frequenza del regolatore (cioè: quanto rapidamente si adegua V_u a brusche variazioni di I_u ?) può essere calcolata per $\Delta I_u/I_u \ll 1$, ossia per piccoli segnali, sostituendo il relativo circuito equivalente agli elementi attivi e risolvendo la rete risultante. Ci si convince facilmente, applicando i risultati degli Esempi 2.8.1 e 2.9.2, che sarà il differenziale a determinare il valore di f_H .
- Pur avendo eseguito un'analisi abbastanza accurata dello schema, non si è data giustificazione dell'uso di vari componenti. Di alcuni, per esempio R_C , C_1 e C_2 , sarà giustificato l'impiego nelle considerazioni a venire. Per altri, come per esempio R_6 , si dovrebbe seguire il percorso progettuale dell'ideatore del sistema per avere chiara la ragione della sua esistenza. Una tale ignoranza non è dissimile da quella delle ragioni per le quali sono state operate scelte di polarizzazione o di valori: questa difficoltà può descrivere una delle differenze tra progetto proprio e analisi di un progetto altrui.

3.5 Distorsioni in una catena di amplificazione controeazionata

Si prenda in considerazione, dal punto di vista delle distorsioni, lo schema studiato nell'Esempio 3.4.3: è evidente che la scelta della tensione di alimentazione $V_{CC} = \pm 6$ V non permette di considerare la dinamica di uscita $V_D = \pm 5$ V come un piccolo segnale. Lo stadio formato dal transistor T3 ha amplificazione:

$$A_{V03} = -g_m R_L = -\frac{10^{-3}}{26 \cdot 10^{-3}} 5,6 \cdot 10^3 \cong -215$$

per cui il valore di picco del segnale al suo ingresso è pari a 23 mV. Ciò dà luogo a [v. (2.66)]:

$$HD2_3 = \frac{1}{4} \cdot \frac{23}{26} \cdot \frac{1}{1 + \frac{3,9 \cdot 10^3 \cdot \frac{1}{26}}{100}} = 8,8 \%$$

cioè a un valore rispettabile delle distorsioni. A sua volta, la cella differenziale di ingresso ha amplificazione:

$$A_{v01} = - \frac{0,2 \cdot 10^{-3}}{26 \cdot 10^{-3}} \frac{1,6 \cdot 10^3}{2} \cong - 6$$

cioè al suo ingresso c'è una dinamica di 3,7 mV che produce $HD2_1 = 3,5\%$. Per quanto detto al Paragrafo 2.10, supponiamo lo stadio finale esente da distorsioni. La situazione è quella descritta simbolicamente in Figura 3.28: la 2^a armonica dovuta alle non linearità è stata modellizzata con un generatore di tensione che la inserisce nella catena nel punto ove essa viene generata e si è omessa la presenza dello stadio finale.

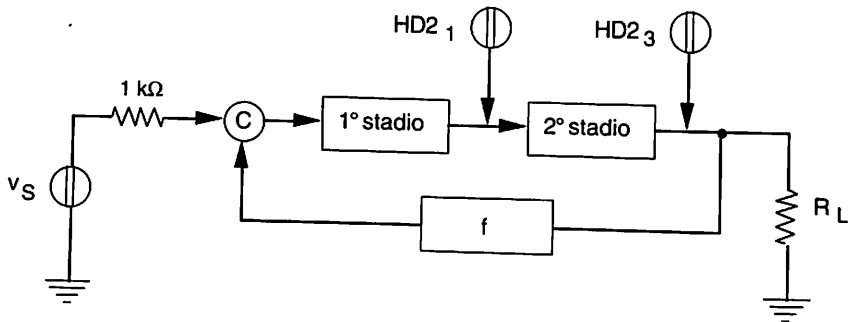


Figura 3.28

Ne consegue che il livello di seconda armonica complessivamente presente sul carico in uscita è:

$$HD2_f = \frac{1}{v_{out3}} \frac{0,088 v_{out3} + 0,035 v_{out1} \cdot A_{v03}}{1 + f A_{v01} A_{v03}} = \frac{0,123}{1 + f A_{v01} A_{v03}}$$

poiché $v_{out1} \times A_{v03} = v_{out3}$.

In definitiva, quindi:

$$HD2_f = (HD2_1 + HD2_3) \frac{1}{1 + f A_{v0}} = \frac{12,3\%}{1 + \frac{1}{11} 1300} \cong 0,1\%$$

nettamente migliorato perché diviso per il fattore di desensibilizzazione, avendo ritenuto applicabili le approssimazioni che permettono di semplificare il valore di A_{Vf} .

Si riprenda ora l'esame delle distorsioni provocate dallo stadio di Figura 2.66. La presenza di R_E rappresenta una controreazione il cui fattore di desensibilizzazione è pari a:

$$1 + g_m R_E = 1 + 0,192 \cdot 120 = 24$$

La seconda armonica prodotta da T1 in assenza di R_E varrebbe:

$$HD2_1 = \frac{1}{4} \cdot \frac{22}{26} \cdot \frac{1}{1 + \frac{50 \cdot 0,192}{180}} = 0,20$$

cioè esattamente pari a quella calcolata utilizzando la Eq. (2.68). Ma la (2.68) non teneva conto della controreazione che riporta indietro a sottrarre non solo la prima armonica, ma anche le successive. Ne consegue che:

$$HD2_{1f} = \frac{0,20}{24} = 0,008$$

Rimangono invece valide le considerazioni allora fatte a proposito di $HD2_2$.

Si può quindi enunciare un risultato generale, del resto noto da un qualunque corso di controlli automatici: *un disturbo viene tanto più attenuato quanto più è generato all'altezza della parte terminale della catena controreazionata*. Non sarà sfuggito che tale risultato è analogo, ed è stato analogamente derivato, a quello ricavato dall'analisi di Figura 3.27.

Tutto ciò è molto vantaggioso: nella parte terminale della catena di amplificazione non sarà possibile trattare i segnali come "piccoli". Pur rimanendo quindi valide la discussione e le conclusioni del Paragrafo 2.10 che valgono a limitare la produzione di distorsioni, l'applicazione della controreazione spinge, anche sul fronte delle distorsioni, le prestazioni dell'amplificatore verso quelle ideali.

Si noti però che tale risultato è stato ottenuto ritenendo istantaneo il comportamento dell'amplificatore. Ciò è ovviamente non vero e le armoniche verranno smorzate con il valore, a quelle frequenze, delle funzioni coinvolte.

3.6 Risposta in frequenza di catene di amplificazione controeazionate

L'analisi in frequenza di un amplificatore controeazionato ricalca quanto detto ai Paragrafi 2.8 e 2.9 che può essere riassunto in ciò che segue. Mediante un metodo di analisi dinamica del sistema si ricava la funzione di trasferimento del blocco A per la transcaratteristica di interesse, cioè la funzione rapporto tra le trasformate di Laplace della grandezza in uscita e di quella in ingresso che si indicherà genericamente con A(s). Se il sistema è lineare o, comunque, se è stato descritto come tale, A(s) sarà un rapporto di polinomi del tipo:

$$A(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (3.29)$$

e il grado di D(s) sarà maggiore di quello di N(s) per rispettare il requisito di fisica realizzabilità del sistema per il quale deve sempre essere:

$$\lim_{s \rightarrow \infty} A(s) = 0$$

Si supporrà che f abbia una risposta istantanea, quindi sia un numero reale, per cui si avrà in definitiva^(*):

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1 + f A(s)} \quad (3.30)$$

Sotto ipotesi quasi sempre verificate, che cioè la regione di convergenza delle trasformate contenga l'asse $j\omega$ (v. Cap. 3, Vol. 4), è possibile studiare la risposta del sistema in regime sinusoidale sostituendo a s la $j\omega$ ed ottenendo:

$$A_f(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 + f A(j\omega)} \quad (3.31)$$

(*) Va da sé che in A(s) si tiene conto dell'effetto caricante di f. L'ipotesi che f sia un numero reale non è poi tanto restrittiva, come sarebbe non difficile dimostrare.

Ciò è equivalente a dire che si rinuncia a studiare la (3.30) su tutto il piano complesso, limitandoci ad esaminarne il comportamento quando ci si muova sull'asse delle ordinate da $\omega = -\infty$ a $\omega = +\infty$. Il modulo e la fase della (3.31) formano le due parti del suo diagramma di Bode, che prende anche il nome di risposta in frequenza dell'amplificatore.

Ci si pone il seguente problema: dato un amplificatore di base del quale si conosca la funzione di trasferimento $A(s)$ che si vuole stabilizzare con un tasso di controeazione f (v. par. 3.3) e rendere più assimilabile a quella di un amplificatore ideale (v. par. 3.4 e 3.5), si vuole sapere:

- Quali sono le modifiche che la controeazione apporta alla risposta in frequenza dell'amplificatore.
- Come cambia la dislocazione dei poli di $A_f(s)$ rispetto a quelli di $A(s)$.
- Alla fine del Paragrafo 3.4 si commentò il segno di un generatore controllato, argomentando che il segno opposto avrebbe provocato instabilità. Questa derivava dall'aver fatto sì che si operasse in realtà una somma, nell'anello di controeazione, invece di una differenza. La situazione che si vuole investigare in questa sede è differente: supposto di aver fatto tutte le connessioni a regola d'arte, esiste la possibilità che i poli di $A_f(s)$ si dislochino nel semipiano delle parti reali positive, anche se $A(s)$ presenta solo poli a parte reale negativa?

A ben guardare le tre questioni poste non sono altro che tre diverse formulazioni dello stesso problema: saranno considerate separatamente sperando di fare maggiore chiarezza.

3.6.a *Risposta in frequenza di un amplificatore controeazionato*

Piuttosto che inseguire una teoria generale su questo argomento, illustriamo alcuni esempi significativi.

Esempio 3.6.1 Supponendo di disporre di un amplificatore con un solo polo, valutare come cambia la sua risposta al variare del tasso f di controeazione.

La funzione di trasferimento dell'amplificatore vale:

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + s\tau} \quad (3.32)$$

considerando in essa contenute sia le modificazioni apportate dal carico della rete f , che il contributo della presenza di un carico utilizzatore R_L . Si avrà quindi:

$$A_f(s) = \frac{\frac{A_0}{1 + s\tau}}{1 + f \frac{A_0}{1 + s\tau}} = \frac{\frac{A_0}{1 + fA_0}}{1 + s \frac{\tau}{1 + fA_0}} \quad (3.33)$$

dove, per rispettare i contenuti della Tabella 3.1, il prodotto $f A_0$ deve essere un numero maggiore di zero.

Si vede quindi che si ottiene (Fig. 3.29) un nuovo amplificatore con amplificazione più bassa nella sua BW, ma con BW più ampia. Precisamente:

- Nelle rispettive BW, a una amplificazione A_0 corrisponde una amplificazione $A_{f0} = A_0 / (1 + f A_0)$.
- Mentre la BW di $A(s)$ ha $f_H = 1 / (2\pi\tau)$, la BW di $A_f(s)$ ha $f_{Hf} = (1 + f A_0) f_H$. Cioè il prodotto GB rimane costante. Per quanto detto al Paragrafo 2.9 questo risultato vale con buona approssimazione anche se l'amplificatore di base ha un polo dominante e l'approssimazione è tanto migliore, quanto più grande è la distanza tra primo e secondo polo.

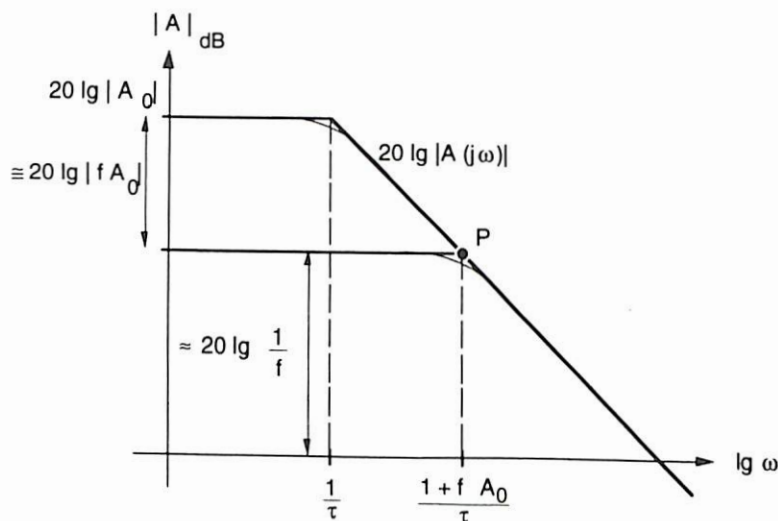


Figura 3.29

- Al tendere di ω all'infinito le due risposte tornano a coincidere in quanto $|A(j\omega)| \rightarrow 0$ e quindi $A_f(j\omega) \rightarrow A(j\omega)$.

- -S: può porre:

$$\lg A_{f0} = \lg A_0 - \lg(1 + f A_0) \cong \lg \frac{1}{f}$$

da cui l'indicazione riportata in Figura 3.29. L'altezza della curva relativa al modulo di $A(j\omega)$ rispetto alla retta $20 \lg (1/f)$ varia quindi come:

$$20 \lg |A(j\omega)| - 20 \lg \frac{1}{f} = 20 \lg |f A(j\omega)|$$

e il punto P in Figura 3.29 individua la frequenza(*) alla quale il guadagno di anello è pari ad 1. Un tale risultato sarà utile in sede di commento del criterio di Nyquist per la stabilità.

Esempio 3.6.2 Ripetere l'Esempio 3.6.1 nel caso in cui l'amplificatore di base abbia due poli.

Sarà quindi:

$$A_f(s) = \frac{A_0}{(1 + s\tau_1)(1 + s\tau_2)} = \frac{A_0}{1 + \frac{f A_0}{(1 + s\tau_1)(1 + s\tau_2)}} = \frac{A_0}{1 + f A_0 + s(\tau_1 + \tau_2) + s^2 \tau_1 \tau_2} \quad (3.34)$$

con $f A_0 > 0$. Calcolando i due nuovi poli si ottiene:

$$s_{f1,2} = \frac{-(\tau_1 + \tau_2) \pm \sqrt{(\tau_1 + \tau_2)^2 - 4 \tau_1 \tau_2 (1 + f A_0)}}{2 \tau_1 \tau_2}$$

I poli si mantengono reali distinti fino a un tasso di controreazione f tale che il discriminante Δ diventi uguale a zero, ossia:

$$\frac{\tau_1 \tau_2 (1 + f A_0)}{(\tau_1 + \tau_2)^2} = 0,25 = Q^2$$

(*) In questo caso la frequenza in questione coincide con f_H

Per valori maggiori di f i poli diventano complessi coniugati e, al variare di f , la loro parte reale rimane costante, mentre cresce la loro parte immaginaria.

La risposta in frequenza dello stadio si ottiene sostituendo $j\omega$ a s e si ha:

$$A_f(\omega) = \frac{A_0}{1 + f A_0 + j\omega(\tau_1 + \tau_2) - \omega^2 \tau_1 \tau_2}$$

che può essere messa sotto la forma:

$$A_f(\omega) = \frac{A_{f0}}{1 + 2j\zeta \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}$$

con $\zeta = 1/(2Q)$ detto fattore di smorzamento e:

$$\omega_0^2 = \frac{1 + f A_0}{\tau_1 \tau_2}$$

detta frequenza di risonanza. La situazione è mostrata in Figura 3.30, dove si riporta l'andamento della risposta in unità normalizzate. Si vede che, all'aumentare di f , l'insorgere di due poli complessi coniugati può creare un picco nella risposta (una risonanza). Quindi, finché uno dei poli si mantiene dominante, si può dare una conclusione analoga a quella tirata per l'Esempio precedente; altrimenti la situazione va risolta caso per caso.

Una misura in grado di identificare in quale situazione ci si trova può far uso dello schema di Figura 2.49, ove però v_s sia un gradino di tensione V . La risposta del sistema^(*) nei tre casi è mostrata in Figura 3.31. Per $\Delta < 0$, si può determinare una sovralongazione nella tensione di uscita che, al diminuire di ζ , assume la forma di una oscillazione smorzata (overshoot).

(*) Il fatto di aver rappresentato tensioni in Figura 3.31 è solo per fissare le idee: le stesse conclusioni valgono qualunque sia la transcaratteristica di interesse e quindi qualunque siano le grandezze di entrata e di uscita.

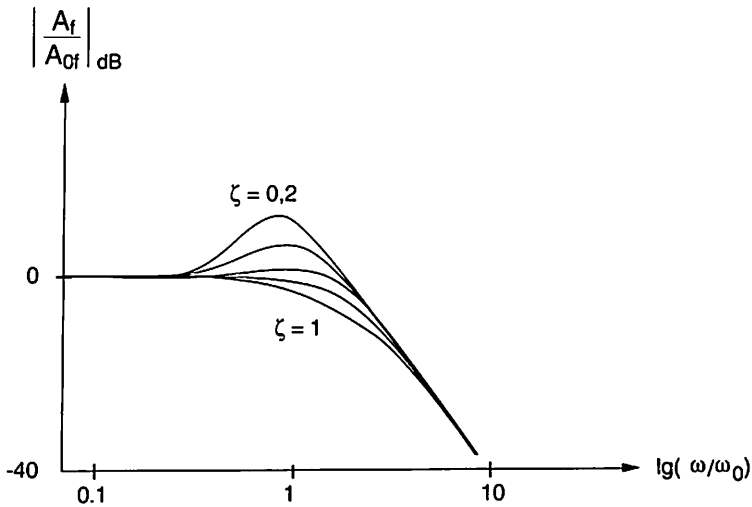


Figura 3.30

Il tempo t_s entro il quale la sovraelongazione si mantiene definitivamente entro un intervallo $\pm\delta$ (per esempio $\pm 5\%$) della tensione finale è detto tempo di assestamento (*settling time*) e misura la rapidità di risposta dell'amplificatore.

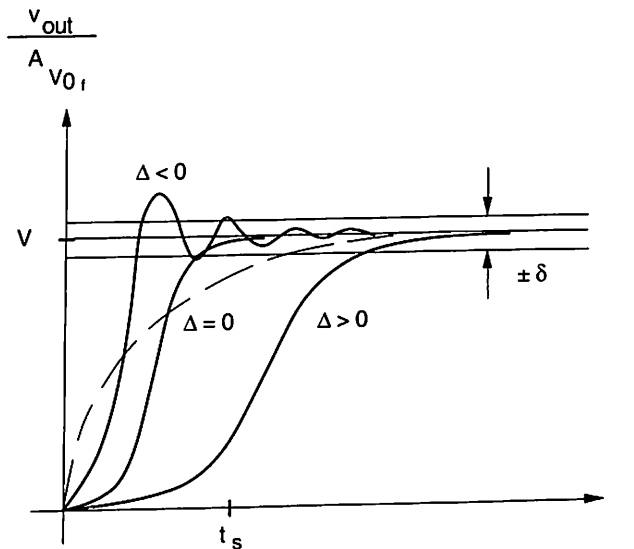


Figura 3.31

Nel caso di $\Delta > 0$ si parla più propriamente di tempo di salita (t_r = rise time) come del tempo necessario per passare dal 10% al 90% della tensione fina-

le. Nel caso di polo unico (curva tratteggiata in Fig. 3.31 e Esempio 3.6.1) il sistema reagisce come una cella RC, quindi:

$$t_r \cong \frac{0,35}{f_H} \quad (3.35)$$

Nel caso di due poli, anche se uno dei due è dominante, la necessità di avere derivata nulla per $t = 0$ rende diverse le due risposte. Nel caso di polo dominante, è ancora applicabile la (3.35) in via approssimata.

Prendendo i valori di un amplificatore integrato commerciale tipo 741, per il quale $f_1 \cong 5$ Hz, $f_2 \cong 2$ MHz e $A_{d0} \cong 2 \times 10^5$, si ottiene che i due poli vengono a coincidere per $f \cong 0.3$ e quindi $A_{vf} \cong 3$. Lo schema da considerare è evidentemente quello di Figura 3.12. Ciò significa che il montaggio di Figura 3.22 dà luogo a overshoot, poiché ivi $f = 1$.

Esempio 3.6.3 Ripetere il calcolo della BW per il caso della Figura 3.14. Considerando l'amplificatore nella veste di Figura 3.16, poiché si dispone della A_d e non della transresistenza dell'amplificatore di base conviene passare per l'equilibrio delle correnti al nodo di ingresso. Si ottiene (non potendo considerare $A_d \rightarrow \infty$):

$$\frac{V_S - V_e}{R_1} = \frac{V_e - V_{out}}{R_2}$$

e poiché:

$$V_e = - \frac{V_{out}}{A_d(s)} \cong 0$$

si ottiene in definitiva:

$$A_{v_f}(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_S(s)} = - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{A_d(s)}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} A_d(s)}$$

cioè una relazione che, a parte la costante moltiplicativa, è identica a quella ottenuta per gli Esempi 3.6.1 e 3.6.2. Valgono quindi considerazioni e conclusioni ivi svolte.

Per dare solo un cenno alla possibile modellizzazione di un amplificatore con due poli, si attira l'attenzione sul fatto che esso è rappresentabile con la catena di Figura 3.32, ove A_{d0} ha $R_{out} = 0$ e $BW = \infty$, il primo amplificatore unitario è ideale, cioè $R_{in} = \infty$, $R_{out} = 0$ e $BW = \infty$, il secondo ha $R_{in} = \infty$, $BW = \infty$ e R_{out} pari alla resistenza di uscita dell'amplificatore. Infine, $R_1 C_1 = \tau_1$ e $R_2 C_2 = \tau_2$ modellizzano i due poli di $A_d(s)$.

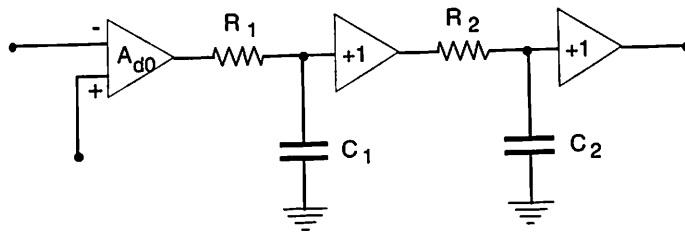


Figura 3.32

Esempio 3.6.4 In tutti gli Esempi trattati, si è supposto che f fosse un numero reale. Supponendo che, in parallelo alle resistenze del partitore utilizzato per realizzare f , siano poste capacità, reali o parassite, come in Figura 3.33, si trovino le condizioni per le quali la partizione continua a essere indipendente dalla frequenza.

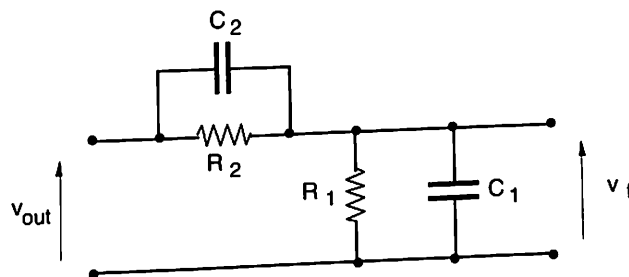


Figura 3.33

Molto succintamente, si ha che:

$$\frac{v_f}{v_{out}} = \frac{R_1 // C_1}{R_2 // C_2 + R_1 // C_1} = \frac{R_1(1 + s R_2 C_2)}{R_1(1 + s R_2 C_2) + R_2(1 + s R_1 C_1)}$$

Evidentemente la dipendenza da s scompare se $R_1 C_1 = R_2 C_2$. Una tale configurazione va sotto il nome di *partitore compensato*.

3.6.b Dislocazione dei poli di un amplificatore controeazionato

Diciamo, preliminarmente, che si parla solo di poli e non anche di zeri, perché, in generale, questi hanno valori talmente alti da intervenire molto oltre il limite della BW dell'amplificatore. Si pensi, per esempio, ai risultati ricavati in Figura 2.51.

Il metodo più espressivo per studiare la dislocazione dei poli di un amplificatore controeazionato è il *luogo delle radici*, cioè il luogo delle soluzioni dell'equazione $1 + f A(s) = 0$, note le soluzioni di $D(s) = 0$, al variare di f .

Le regole per costruire il luogo delle radici (LDR) saranno ritenute note e si daranno, quindi, solo alcuni risultati particolarmente significativi.

Si riprenda in considerazione il caso dell'amplificatore di base con un solo polo. Dalla (3.32) è immediato costruire il LDR come mostrato in Figura 3.34, dalla quale si evince che il tasso di controeazione può essere aumentato a piacere senza che l'amplificatore diventi instabile.

Si supponga ora che, per scelta o per errore, non si sia rispettato il dettato della Tabella 3.1, cioè non si operi una differenza, bensì una somma. La (3.33) diventa:

$$A_f(s) = \frac{A_0}{1 + s\tau} \cdot \frac{1}{1 - f \frac{A_0}{1 + s\tau}}$$

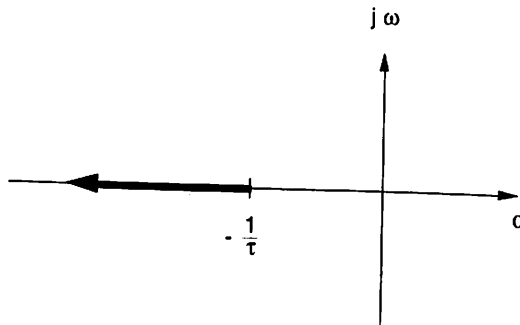


Figura 3.34

Il polo di A_f avrà quindi valore:

$$p_f = \frac{f A_0 - 1}{\tau}$$

chè si sposterà, al variare di f , dalla parte opposta a quanto mostrato in Figura 3.34, determinando l'insorgere di instabilità per $f \geq 1/A_0$ (Fig. 3.35).

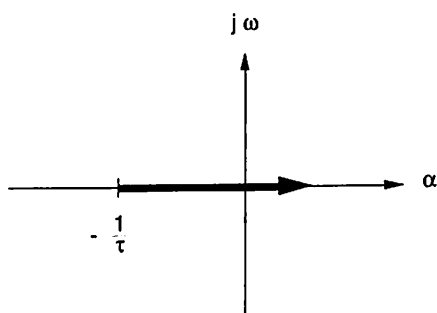


Figura 3.35

Nel caso di due poli la situazione di reazione negativa è mostrata in Figura 3.36 e rende conto di quanto detto nell'Esempio 3.6.2.

Nel caso si sia generata una reazione positiva, la situazione è quella di Figura 3.37. Anche in questo caso l'instabilità insorge per $f = 1/A_0$. Negli esempi trattati, quindi, non si può avere instabilità (in funzionamento lineare), se non si commette l'errore di generare artificialmente una reazione positiva.

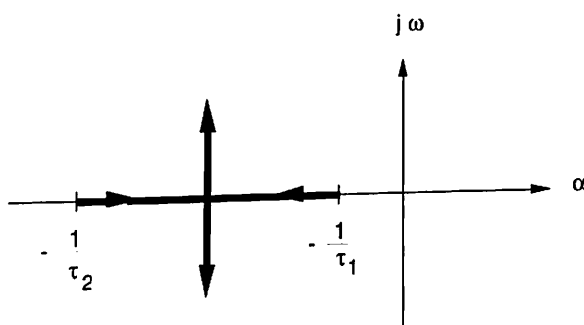


Figura 3.36

Diverso è il caso di un amplificatore di base con tre poli, che non si è trattato al punto 3.6.a per la difficoltà di risolvere in forma chiusa un'equazione di terzo grado.

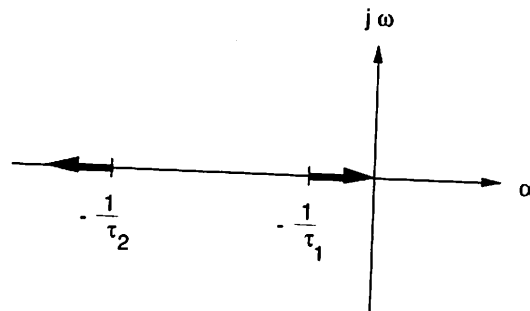


Figura 3.37

Si può comunque dire che una tale equazione può avere tre soluzioni reali o una reale e due complesse coniugate. L'amplificatore di base, se non contiene induttanze, avrà tre poli reali; ciò determina un luogo delle radici come mostrato in Figura 3.38.

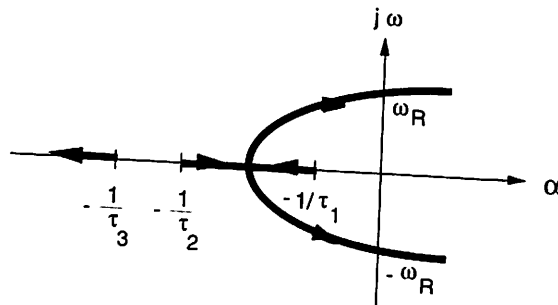


Figura 3.38

In essa si vede che il polo più grande viaggia verso valori sempre maggiori, dando quindi transistori sempre più rapidi e perciò con meno conseguenze. Gli altri due poli si comportano in un primo momento come nel caso illustrato in Figura 3.36, quindi cominciano ad avvicinarsi al semipiano $\alpha > 0$.

Se si riesce a dare quel tasso di controreazione che porta il sistema ad avere due poli immaginari coniugati $\pm j\omega_R$, si è realizzato un oscillatore sinusoidale.

Si noti che, in questo caso, non si è andati contro il dettato della Tabella 3.1: il sistema è potenzialmente instabile, quindi condizionatamente stabile se f è minore del valore che porta i poli a $\pm j\omega_R$.

Esempio 3.6.5 Si studi la risposta al gradino di un amplificatore con un solo polo e con reazione positiva.

La situazione è mostrata in Figura 3.39 dove si è scambiato il ruolo delle entrate, invertente e non invertente, di Figura 3.12 e si è inserita una tensione continua V_R per le ragioni che si diranno.

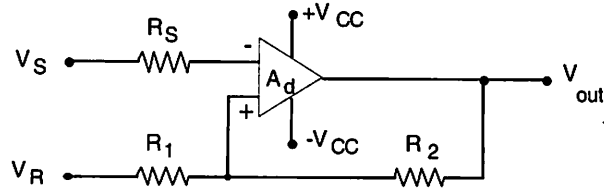


Figura 3.39

Supponendo che l'amplificatore sia alimentato tra $\pm V_{CC}$, la dinamica di uscita sarà $V_{Dout} = V_{out}^{max} - V_{out}^{min} \cong 2V_{CC}$. La dinamica dell'ingresso non invertente varierà da:

$$V_+^{max} = [f V_{out}^{max} + (1 - f) V_R]$$

a:

$$V_+^{min} = [f V_{out}^{min} + (1 - f) V_R]$$

con un'ampiezza $V_D^+ = V_+^{max} - V_+^{min} = f V_{Dout}$.

Supponiamo che $V_{out} = V_{out}^{max}$, la situazione rimane immutata fino a quando V_S non si avvicina a V_+^{max} , rimanendone inferiore, tanto che:

$$(V_+^{max} - V_S) A_d = V_{out}^{max}$$

Oltre questo valore di V_S , la reazione positiva innesca la transizione che porta l'uscita verso V_{out}^{min} . Similmente, se $V_{out} = V_{out}^{min}$, la situazione rimane immutata finché:

$$(V_S - V_+^{min}) A_d = V_{out}^{min}$$

È ovvio che il sistema ha un funzionamento lineare solo nei dintorni di $V_S \equiv V_+^{\max}$, quando $V_{out} = V_{out}^{\max}$ e di $V_S \equiv V_+^{\min}$, quando $V_{out} = V_{out}^{\min}$. In queste zone di funzionamento vale la funzione di trasferimento (3.33) che, per comodità, riscriviamo esplicitando i segni riferiti ai due casi di reazione positiva e negativa (si ricordi che $A_{d0} < 0$)^(*):

$$A_{Vf}(s) = \frac{A_{d0}}{1 + s\tau \pm f A_{d0}}$$

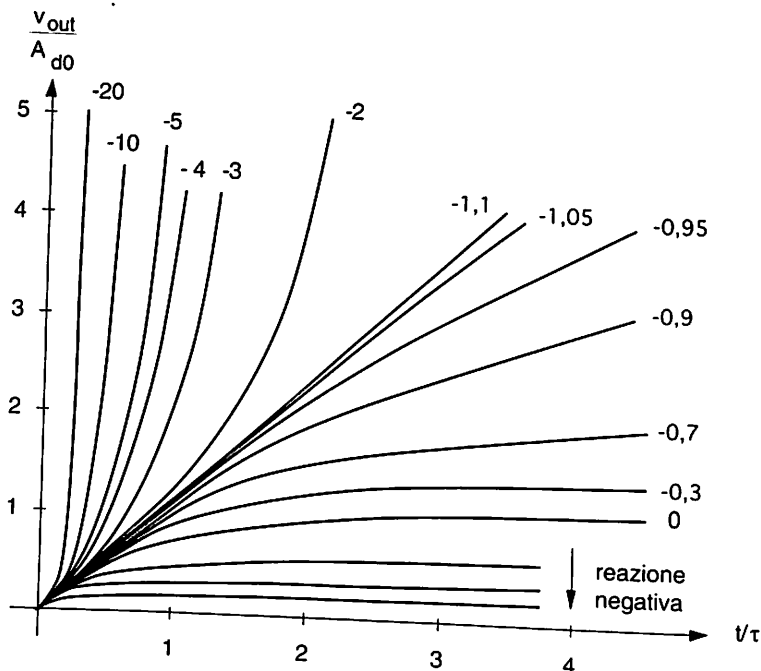


Figura 3.40

Applicando un gradino unitario, la cui trasformata è $1/s$, a questo sistema, si ottiene:

$$V_{out}(t) = \frac{A_{d0}}{1 \pm f A_{d0}} \left[1 - e^{-\frac{1 \pm f A_{d0}}{\tau} t} \right]$$

^(*) Si è nel caso rappresentato dalle Figure 3.34 e 3.35.

che è graficata in Figura 3.40 per vari valori del guadagno d'anello, sia in reazione positiva che negativa.

Si vede come la risposta diventi più veloce al crescere del guadagno d'anello in valore assoluto. Questo sistema può essere usato come comparatore, nel qual caso prende il nome di *trigger di Schmitt*. La maggiore velocità si paga con una isteresi di comparazione (v. Fig. 3.41) pari a $V_+^{\max} - V_+^{\min} = f V_{Dout}$.

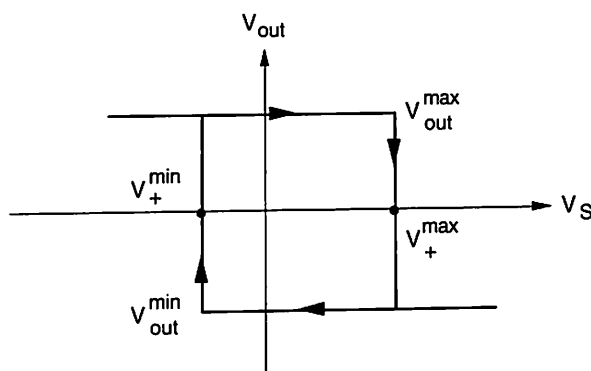


Figura 3.41

L'inserzione di V_R serve per spostare a destra e a sinistra il ciclo di isteresi.

Esempio 3.6.6 Si discuta il luogo delle radici per lo schema di Figura 3.42, che usa un transistor con $\beta = 50$, $C_\mu = 3$ pF, $f_T = 90$ MHz ed è polarizzato per la massima dinamica di uscita.

Si tratta di un amplificatore del quale interessa la transresistenza. La tensione di uscita, tramite R_2 , provoca una corrente di reazione:

$$i_f = \frac{V_i - V_{out}}{R_2}$$

come avviene nello schema di Figura 3.14.

La tensione continua di collettore sarà scelta intorno ai 6 V, quindi:

$$I_C = \frac{12 - 6}{3,9} = 1,5 \text{ mA}$$

$$g_m = 59 \text{ mA/V}$$

$$r_\pi = 850 \Omega$$

$$C_\pi = \frac{59 \cdot 10^{-3}}{2 \pi \cdot 90 \cdot 10^6} \cong 100 \text{ pF}$$

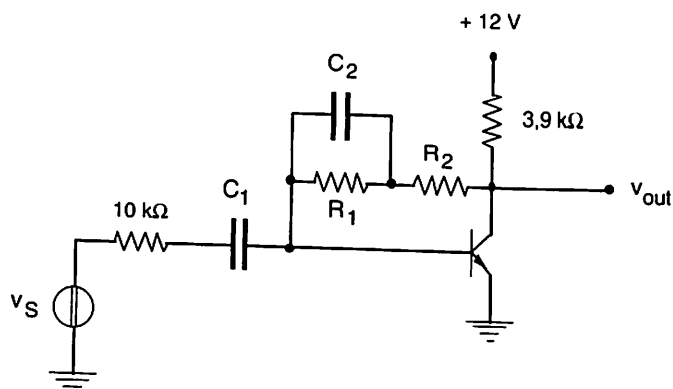


Figura 3.42

La resistenza tra collettore e base dovrà essere:

$$R_{CB} = \frac{6 - \bar{V}_{BE}}{I_B}$$

Poiché non siamo in possesso del dato I_S , usiamo un valore approssimato $\bar{V}_{BE} = 0,65 \text{ V}$ e otteniamo:

$$R_{CB} = \frac{6 - 0,65}{1,5 \cdot 10^{-3}} \beta \cong 180 \text{ k}\Omega$$

Per lavorare con diversi tassi di controreazione si può spezzare la R_{CB} in due parti e bypassare quella che non interessa, come mostrato in Figura 3.42. Per esempio, supponendo $R_1 = 141 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = 39 \text{ k}\Omega$, il circuito equivalente dinamico dell'amplificatore di base con il carico della rete f è mostrato in Figura 3.43.

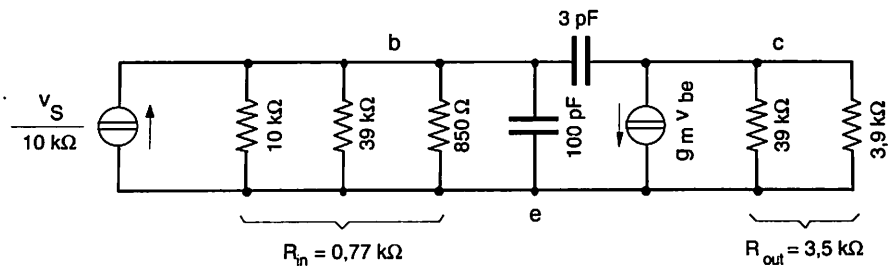


Figura 3.43

Per frequenze minori di f_H , si ha:

$$R_{m0} = \frac{v_{out}}{i_s} = \frac{-g_m \frac{v_s}{10^4} \cdot 0,8 \cdot 3,6 \cdot 10^6}{\frac{v_s}{10^4}} = -1,7 \cdot 10^5 \Omega$$

mentre la risposta dinamica dell'amplificatore di base si ricava risolvendo il sistema:

$$v_{be} \left(\frac{1}{R_{in}} + sC_{\pi} + sC_{\mu} \right) - v_{ce} sC_{\mu} = \frac{v_s}{10^4}$$

$$v_{be} (g_m - sC_{\mu}) + v_{ce} \left(sC_{\mu} + \frac{1}{R_{out}} \right) = 0$$

e vale:

$$R_m(s) = \frac{v_{out}(s)}{i_s(s)} \cong 10^{10} \frac{s - 19,7 \cdot 10^9}{(s + 7 \cdot 10^8)(s + 1,5 \cdot 10^6)} \Omega$$

$$f_H \cong \frac{1,5}{2\pi} \text{ MHz} = 238 \text{ kHz}$$

Poiché:

$$f = -\frac{1}{39 \cdot 10^3} = -2,6 \cdot 10^{-5} \Omega^{-1}$$

ne consegue che:

$$R_{mf} = \frac{R_m(s)}{1 + fR_m(s)} = \frac{10^{10}(s - 19,7 \cdot 10^9)}{s^2 + s(7 \cdot 10^8 + f \cdot 10^{10}) + 10,5 \cdot 10^{14} - f \cdot 19,7 \cdot 10^{19}}$$

In questa relazione, i coefficienti numerici dipendono da R_2 e quindi da f . Se R_2 non assume valori troppo piccoli, il suo effetto sui coefficienti è smorzato dal parallelo con gli 850Ω e con i $3,9 \text{ k}\Omega$. Si può quindi considerare che vari solo f . In questo caso il luogo delle radici è quello mostrato in Figura 3.44.

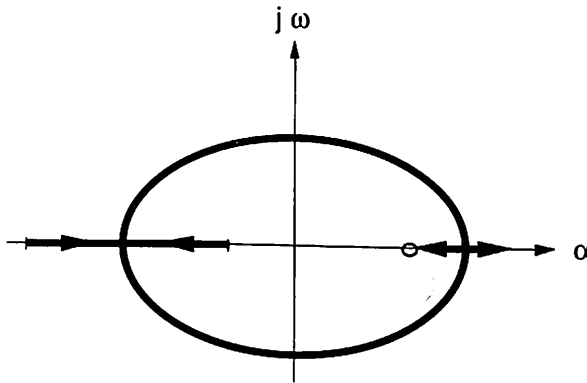


Figura 3.44

Commenti:

- Utilizzando la f determinata dai $39 \text{ k}\Omega$ in controreazione il valore dei poli di R_{mf} risulta:

$$s_{1f} = -9,0 \cdot 10^6 \text{ rad} \cdot \text{sec}^{-1}$$

$$s_{2f} = -6,9 \cdot 10^8 \text{ rad} \cdot \text{sec}^{-1}$$

e si ottiene:

$$f_{Hf} = \frac{9,0}{2\pi} \text{ MHz} = 1,4 \text{ MHz}$$

- I due poli coincideranno per $\Delta = 0$. Se f si mantiene molto minore di 1, ciò avviene per:

$$49 \cdot 10^{16} = 48,2 \cdot 10^{14} - 78,8 \cdot 10^{19} \cdot f$$

che fornisce:

$$f = -0,62 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1}$$

che è ancora molto minore di uno, come si era supposto. Ne risulta che la resistenza di controreazione dovrebbe valere 1,6 k Ω , ma in queste condizioni la R_2 è troppo minore dei 39 k Ω perché seguiti a essere valida la Figura 3.44.

- Se si volesse ottenere un oscillatore, si dovrebbe utilizzare il valore di f che annulla la parte reale dei poli, cioè:

$$f = -\frac{7 \cdot 10^8}{10^{10}} \cong -7 \cdot 10^{-2} \Omega^{-1}$$

Si determina una resistenza di controreazione pari a 14 Ω . A parte il fatto che vale a maggior ragione quanto detto sul valore di R_2 , in queste condizioni il valore di R_{m0} crolla a -13,3 Ω e il guadagno di anello a 0,88. Ciò vuol dire che la corrente di segnale che raggiunge l'uscita attraverso la rete f è confrontabile, se non decisamente maggiore, di quella che arriva attraverso l'amplificatore di base. Cade così una delle ipotesi su cui si basa la teoria: non è quindi possibile ottenere da questo sistema un oscillatore. Il LDR di Figura 3.44 è valido solo nel suo tratto iniziale.

- Si è ottenuto uno zero di valore molto più grande dei poli.

Esempio 3.6.7 Si ripeta l'Esempio 3.6.6 per lo stesso transistor montato come nell'Esempio 2.7.9 e 3.4.1, con $R_E = 100 \Omega$ e polarizzato con la stessa I_C .

Lo schema da studiare è dunque quello di Figura 3.45. Con $I_C = 1,5 \text{ mA}$ si ha $V_{out} \cong 6 \text{ V}$ e sulla R_E cadono 150 mV.

A sua volta è:

$$\bar{V}_{BE} = V_T \ln \frac{1,5 \cdot 10^{-3}}{I_S} = 670 \text{ mV}$$

avendo assunto $I_S = 10^{-14} \text{ A}$, quindi $\bar{V}_B = 820 \text{ mV}$.

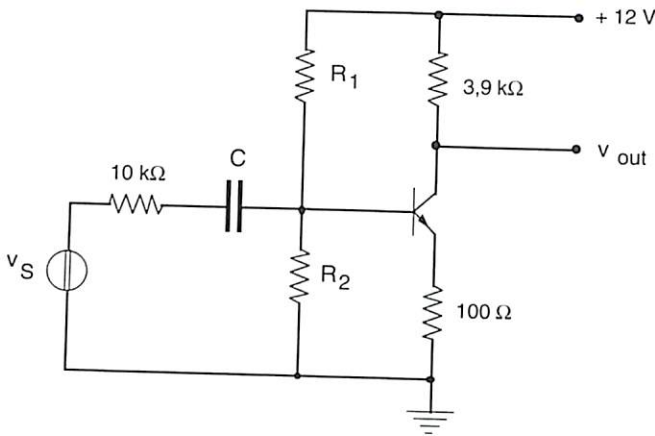


Figura 3.45

Essendo $\bar{I}_B = 30 \mu\text{A}$, si può far scorrere 1 mA nel partitore R_1, R_2 e si ha:

$$R_2 = \frac{820}{1} = 820 \Omega$$

$$R_1 = 11,2 \text{ k}\Omega$$

A causa del valore del β del transistor si è quindi costretti a diminuire molto l'ampiezza del segnale in ingresso, rispetto a quello a disposizione.

Un'alternativa potrebbe essere quella di porre $R_2 = \infty$ e ottenere $R_1 \cong 370 \text{ k}\Omega$ che risolve il problema, ma peggiora la stabilità della polarizzazione.

La soluzione più elegante è sicuramente quella di interporre, tra sorgente del segnale e stadio amplificatore, uno stadio separatore e adattatore di resistenze, cioè un emitter follower.

Eseguiamo dunque il calcolo a scopo dimostrativo e otteniamo in Figura 3.46 il circuito equivalente, come quello della Figura 3.8 e 3.9.

Alle basse frequenze avremo:

$$G_{m0} \equiv g_m \frac{0,07 \cdot 0,85 \cdot 10^3}{1,7 \cdot 10^3} \equiv 2 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}$$

mentre la risposta dinamica dell'amplificatore di base vale:

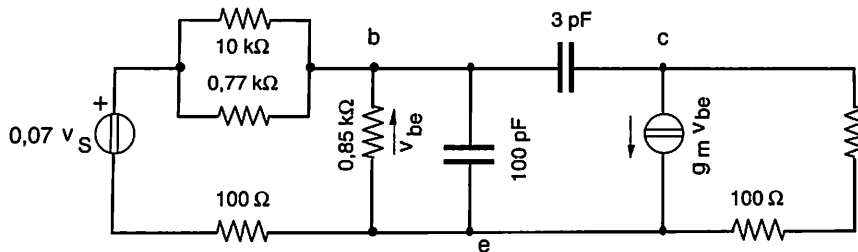


Figura 3.46

$$G_m(s) = + 0,68 \cdot 10^{14} \frac{59 \cdot 10^{-3} - 3 \cdot 10^{-12} s}{(s + 3,3 \cdot 10^6)(s + 0,7 \cdot 10^9)} \text{ A/V}$$

$$f_H \equiv \frac{3,3}{2\pi} \text{ MHz} = 525 \text{ kHz}$$

Poiché $f = 10^2 \Omega$, ne consegue che:

$$G_{mf}(s) = \frac{+ 0,68 \cdot 10^{14} (59 \cdot 10^{-3} - 3 \cdot 10^{-12} s)}{s^2 + s(3,3 \cdot 10^6 + 0,7 \cdot 10^9 - f \cdot 2 \cdot 10^2) + 2,3 \cdot 10^{15} + f \cdot 40 \cdot 10^{11}}$$

Il LDR è evidentemente lo stesso dell'Esempio 3.6.6 con le stesse limitazioni.

Commenti:

- Con $f = 10^2 \Omega$ si ha:

$$s_{1f} = - 5 \cdot 10^6 \text{ rad} \cdot \text{sec}^{-1}$$

$$s_{2f} = - 0,7 \cdot 10^9 \text{ rad} \cdot \text{sec}^{-1}$$

e si ottiene:

$$f_{Hf} = 790 \text{ kHz}$$

- A causa della forte attenuazione in ingresso si ottiene un guadagno di anello pari a 0,2, molto insoddisfacente. Quindi anche il miglioramento della BW è molto scarso.
- Anche in questo caso si può pensare di far oscillare lo stadio posizionando i poli sull'asse immaginario. Per ottenere ciò si deve però avere $R_E = 3,7 \text{ M}\Omega$ con un cambiamento radicale nelle condizioni di polarizzazione dello stadio e nella sua funzione di trasferimento.
- Altri commenti sono analoghi a quelli fatti per l'Esempio 3.6.6.

3.6.c Instabilità di un amplificatore controeazionato

Rimane comunque il problema posto nel Paragrafo 3.6.b: pur non avendo creato anelli di reazione positiva, cioè anelli nei quali si operasse una somma invece di una differenza, si può determinare una situazione di instabilità in quanto i poli dell'amplificatore, all'aumentare del tasso di controeazione f , passano ad avere parte reale positiva.

Negli Esempi 3.6.6 e 3.6.7 ciò era un risultato puramente formale, ma così non era nel caso del LDR relativo a un amplificatore di base con tre poli.

Per rendersi conto di come possa insorgere la instabilità, si consideri lo schema di Figura 3.47 nel quale si è riprodotto lo schema generale di Figura 3.1, ma privandolo del generatore di segnale.

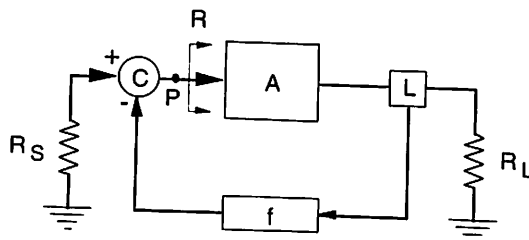


Figura 3.47

Si operi, nel punto indicato con P, un taglio e lo si sistemi nel modo indicato in Figura 3.48, cioè chiudendo a sinistra sulla resistenza (la impedenza, se del caso) che si vede guardando verso destra e ponendo un generatore ideale di tensione v_i a destra.

Se il blocco C è progettato bene ci si convince facilmente, ripercorrendo qualcuno degli Esempi trattati, che la presenza di R_S (o Z_S) non influenza il comportamento dell'anello di reazione.

Se questo è il caso, allora v_i attraverserà A e f e si presenterà su R con ampiezza $-A f v_i$.

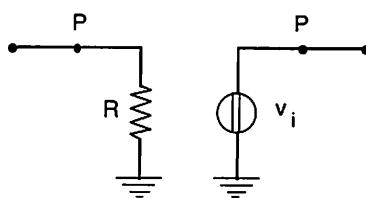


Figura 3.48

Se avviene che:

$$-A f v_i = v_i \quad (3.36)$$

ossia:

$$A f = -1 \quad (3.37)$$

la funzione di trasferimento dell'amplificatore controreazionato andrà a infinito.

Poiché A e, in generale, anche f sono funzioni di s sarà meglio scrivere esplicitamente la (3.37) come:

$$A(s) f(s) = -1 \quad (3.38)$$

che viene detta condizione di Barkhausen.

Se la (3.38) è soddisfatta per valori di s con parte reale negativa ciò significherà che $A_f(s)$ ha poli con parte reale negativa ed è quindi stabile.

Se la (3.38) è soddisfatta per valori di s con parte reale positiva ciò significherà che $A_f(s)$ ha poli con parte reale positiva ed è quindi instabile.

Se la (3.38) è soddisfatta per valori di s immaginari puri, l'amplificatore sarà in realtà un oscillatore sinusoidale, presenterà cioè un comportamento stazionario, ma non statico.

Come possa accadere che sia soddisfatta la (3.38) per una frequenza immaginaria $s = j\omega$ si può intendere analizzando il diagramma di Bode dell'amplificatore a tre poli (v. Fig. 3.49).

Ricordando quanto detto a proposito delle Figure 3.29 e 3.30, si riconosce immediatamente che esiste un tasso di controreazione critico f_{cr} per il quale il guadagno d'anello, alla frequenza ω_{cr} , vale uno in modulo (zero dB) e presenta una fase esattamente di 180° . Ciò significa che si soddisfa la (3.38) per $s = j\omega_{cr}$ e l'amplificatore si trasforma in un oscillatore. Per tassi $f > f_{cr}$ la (3.38) passa ad avere soluzioni con parte reale positiva e l'instabilità si presenta come una sinusoide crescente esponenzialmente nel tempo. Ovviamente, quando l'ampiezza dell'oscillazione avrà coperto la dinamica a disposizione in uscita, la teoria lineare non sarà più valida, ma il sistema rimarrà instabile.

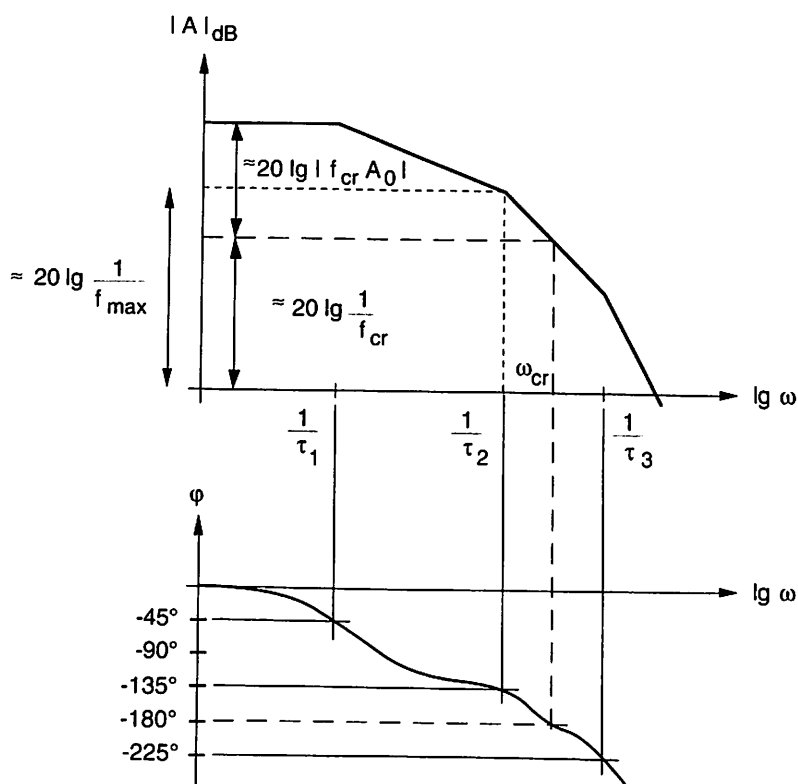


Figura 3.49

Per condensare in un solo grafico le informazioni del diagramma di Bode, si usa spesso il diagramma di Nyquist e il conseguente criterio di stabilità di Nyquist.

Supponiamo di conoscere l'espressione del guadagno di anello; questo, derivando da una teoria lineare, avrà la forma di un rapporto di polinomi in s e cioè:

$$F(s) = f(s) A(s) = k \frac{(s - z_1) \cdots (s - z_m)}{(s - p_1) \cdots (s - p_n)}$$

con $n > m$.

Si consideri, sul piano della variabile complessa s , un generico cammino chiuso γ percorso in senso orario (Fig. 3.50).

Siano z_e e p_e uno zero e un polo generici esterni a γ , mentre z_i e p_i sono interni. Se la variabile s percorre una volta interamente γ , i vettori $(s - z_e)$ ed $(s - p_e)$ non subiscono alterazioni di fase, mentre i vettori $(s - z_i)$ e $(s - p_i)$ ne subiscono una di 2π in senso orario. Corrispondentemente la funzione $f(s) A(s)$ subirà tante rotazioni di 2π in senso orario, quanti sono gli zeri z_i e tante rotazioni di 2π in senso antiorario, quanti sono i poli p_i , comprendendo questi fattorizzati al denominatore.

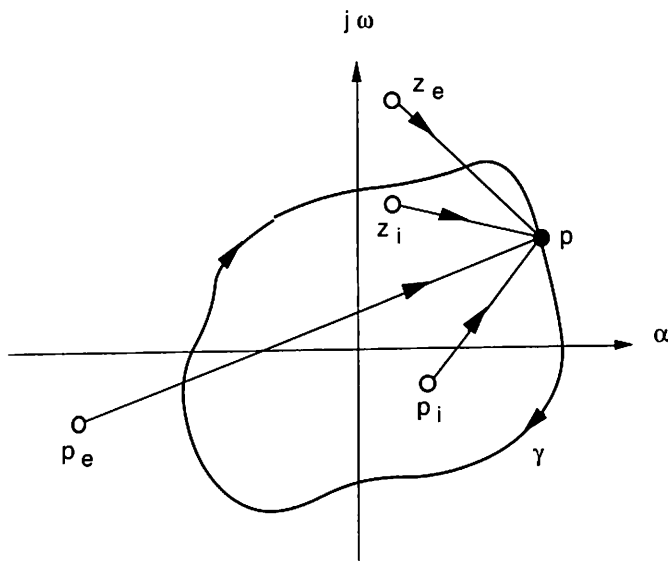


Figura 3.50

Si può scrivere perciò, con ovvio significato dei simboli:

$$\Delta_{\gamma} \phi [f(s) A(s)] = 2\pi [n(z_i) - n(p_i)]_{\gamma}$$

ove $n(z_i)$ e $n(p_i)$ sono rispettivamente il numero di zeri e poli interni a γ e sono state considerate convenzionalmente positive le rotazioni orarie.

Se quindi γ si identifica con l'asse $j\omega$ percorso da $-j\infty$ a $+j\infty$, le rotazioni di 2π in senso orario della funzione danno la differenza tra il numero degli zeri e dei poli con parte reale positiva. Si noti che, siccome per $s \rightarrow \infty$ la funzione tende a zero, tutte le rotazioni avvengono per $-j\infty < s < +j\infty$ e quindi la chiusura del cammino all'infinito non introduce difficoltà di dimostrazione.

Quando la variabile s viaggia sull'asse immaginario ($s = j\omega$), il guadagno dell'anello vale:

$$F(j\omega) = f(j\omega) A(j\omega) \quad (3.39)$$

Usando un piano coordinato con in ascissa la parte reale e in ordinata quella immaginaria del guadagno d'anello, la (3.39) è rappresentata da un vettore variabile con $j\omega$, disegnato in Figura 3.51 per un particolare valore $j\omega^*$ (vettore OB). Questo piano viene detto di Nyquist.

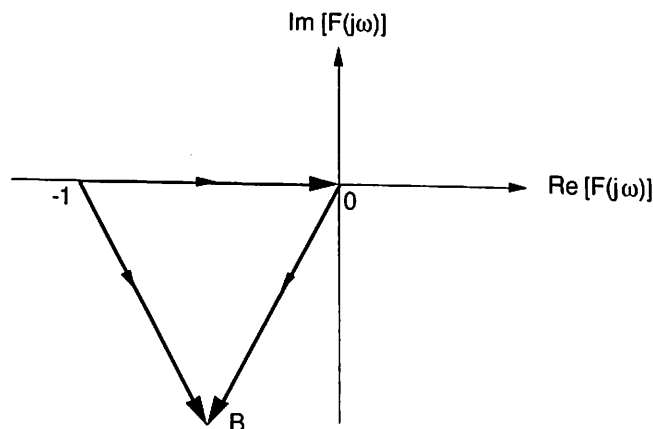


Figura 3.51

Per ovvia costruzione è chiaro che il fattore di desensibilizzazione:

$$1 + f(j\omega^*) A(j\omega^*) \quad (3.40)$$

è pari al vettore che dal punto $(-1, 0)$ va a B. Quindi, al variare di s tra $-j\infty$ e $+j\infty$, una volta disegnata l'evoluzione del vettore $f(j\omega) A(j\omega)$, ossia il luogo di tutti i suoi estremi B al variare di ω , si potrà corrispondentemente ricavare l'evoluzione di $1 + f(j\omega) A(j\omega)$, che è un vettore con gli stessi estremi, ma con partenza dal punto $(-1, 0)$. Il che significa, ricollegandoci a quanto detto prima, che si è interessati alle rotazioni della funzione $f(j\omega) A(j\omega)$ intorno al punto $(-1, 0)$ poiché queste sono legate agli zeri e ai poli instabili (cioè con parte reale positiva) della funzione complessiva $1 + f(s) A(s)$.

In conclusione, per applicare il criterio di Nyquist si deve costruire sul piano di Nyquist il grafico della funzione $f(j\omega) A(j\omega)$ per $j\omega$ che varia da $-j\infty$ a $+j\infty$ e si devono contare le rotazioni, positive in senso orario, che esso fa intorno al punto $(-1, 0)$.

Possono darsi i seguenti tre casi:

1. La funzione compie uno o più giri in senso orario intorno al punto $(-1, 0)$; quando ω va da $-\infty$ a $+\infty$. Esistono sicuramente zeri di $1 + f(s) A(s)$ con parte reale positiva, quindi poli instabili di $A_f(s)$ e l'amplificatore è instabile.
2. La funzione non compie giri intorno al punto $(-1, 0)$; ciò significa che il numero di zeri instabili è pari al numero di poli instabili. Solo se questi non esistono allora l'amplificatore controeazionato è stabile.
3. La funzione compie uno o più giri in senso antiorario intorno al punto $(-1, 0)$; l'amplificatore è stabile solo se questi giri sono pari al numero di poli con parte reale positiva della funzione $1 + f(s) A(s)$.

Il primo caso permette di decidere subito che l'amplificatore controeazionato è instabile. Nei casi 2) e 3) si deve invece conoscere il numero dei poli instabili della funzione $\{1 + f(s) A(s)\}$. Si noti che:

$$F(s) = 1 + f(s) A(s) = 1 + \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{D(s) + N(s)}{D(s)}$$

e quindi i suoi poli coincidono con quelli della sola parte $f(s) A(s)$.

Per applicare il criterio di Nyquist, si deve solo conoscere il numero dei poli

Per ovvia costruzione è chiaro che il fattore di desensibilizzazione:

$$1 + f(j\omega^*) A(j\omega^*) \quad (3.40)$$

è pari al vettore che dal punto $(-1, 0)$ va a B. Quindi, al variare di s tra $-j\infty$ e $+j\infty$, una volta disegnata l'evoluzione del vettore $f(j\omega) A(j\omega)$, ossia il luogo di tutti i suoi estremi B al variare di ω , si potrà corrispondentemente ricavare l'evoluzione di $1 + f(j\omega) A(j\omega)$, che è un vettore con gli stessi estremi, ma con partenza dal punto $(-1, 0)$. Il che significa, ricollegandoci a quanto detto prima, che si è interessati alle rotazioni della funzione $f(j\omega) A(j\omega)$ intorno al punto $(-1, 0)$ poiché queste sono legate agli zeri e ai poli instabili (cioè con parte reale positiva) della funzione complessiva $1 + f(s) A(s)$.

In conclusione, per applicare il criterio di Nyquist si deve costruire sul piano di Nyquist il grafico della funzione $f(j\omega) A(j\omega)$ per $j\omega$ che varia da $-j\infty$ a $+j\infty$ e si devono contare le rotazioni, positive in senso orario, che esso fa intorno al punto $(-1, 0)$.

Possono darsi i seguenti tre casi:

1. La funzione compie uno o più giri in senso orario intorno al punto $(-1, 0)$; quando ω va da $-\infty$ a $+\infty$. Esistono sicuramente zeri di $1 + f(s) A(s)$ con parte reale positiva, quindi poli instabili di $A_f(s)$ e l'amplificatore è instabile.
2. La funzione non compie giri intorno al punto $(-1, 0)$; ciò significa che il numero di zeri instabili è pari al numero di poli instabili. Solo se questi non esistono allora l'amplificatore controeazionato è stabile.
3. La funzione compie uno o più giri in senso antiorario intorno al punto $(-1, 0)$: l'amplificatore è stabile solo se questi giri sono pari al numero di poli con parte reale positiva della funzione $1 + f(s) A(s)$.

Il primo caso permette di decidere subito che l'amplificatore controeazionato è instabile. Nei casi 2) e 3) si deve invece conoscere il numero dei poli instabili della funzione $\{1 + f(s) A(s)\}$. Si noti che:

$$F(s) = 1 + f(s) A(s) = 1 + \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{D(s) + N(s)}{D(s)}$$

e quindi i suoi poli coincidono con quelli della sola parte $f(s) A(s)$.

Per applicare il criterio di Nyquist, si deve solo conoscere il numero dei poli

instabili del guadagno di anello, ciò che semplifica molto la verifica della stabilità del sistema completo.

Si noti infine che, d'ordinario negli amplificatori, la funzione $f(s) A(s)$ è in sé stabile, ossia non presenta poli con parte reale positiva. Il criterio di Nyquist quindi si riduce quasi sempre a verificare se la funzione $f(s) A(s)$ non compia giri intorno a $(-1, 0)$, ossia non abbracci tale punto, per $j\omega$ variabile da $-j\infty$ a $+j\infty$.

Qualche esempio varrà bene a chiarire quanto finora detto.

Esempio 3.6.8 Si consideri la funzione:

$$F(s) = f(s) A(s) = \frac{k}{s(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s)}$$

Sostituendo ad s la variabile $j\omega$, si ottiene:

$$F(j\omega) = f(j\omega) A(j\omega) = \frac{k}{j\omega(1 + \tau_1 j\omega)(1 + \tau_2 j\omega)}$$

il cui grafico sul piano di Nyquist è mostrato in Figura 3.52 per $k > 0$.

Infatti, per $\omega \rightarrow 0^+$, la $F(j\omega) \rightarrow k/(j\omega)$, quindi ad ∞ con fase pari a $-\pi/2$, mentre per $\omega \rightarrow \infty$:

$$F(j\omega) \rightarrow \frac{k}{-j\omega^3 \tau_1 \tau_2}$$

e quindi $F(j\omega) \rightarrow 0$ con fase $-3\pi/2$.

Essendo la fase di $F(j\omega)$ sempre negativa, il diagramma di Nyquist non può che essere quello mostrato.

Per costruire il grafico di $F(j\omega)$ per ω che va da 0^- a $-\infty$, basti considerare che, derivando la $\text{Re}[F(j\omega)]$ dai termini di potenza pari in ω , essa non viene mutata cambiando ω in $-\omega$. Viceversa, la $\text{Im}[F(j\omega)]$, derivando dai termini di potenza dispari, cambia di segno.

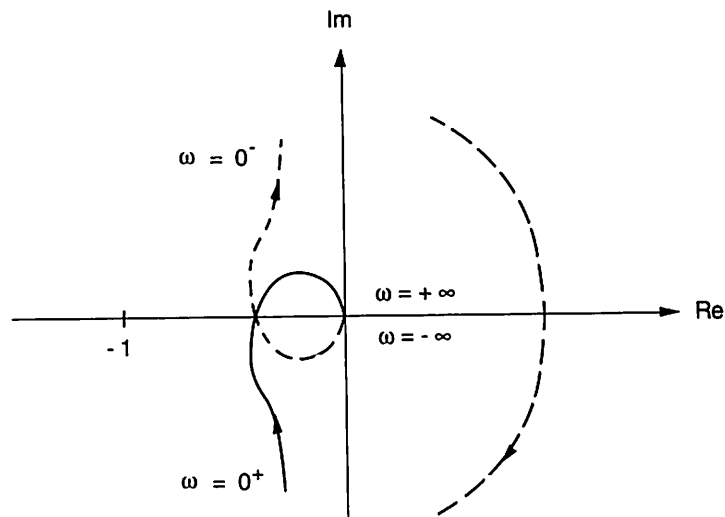


Figura 3.52

Ciò significa che il diagramma di Nyquist da 0^- a $-\infty$ è il *simmetrico*, rispetto all'asse Re, di quello da 0^+ a $+\infty$.

Nel caso mostrato c'è il problema di richiudere il diagramma di Nyquist da 0^- a 0^+ .

Per questo si consideri che, facendo scorrere $j\omega$ da $-\infty$ a $+\infty$ si può passare per lo zero (ove esista un polo) percorrendo l'arco di cerchio mostrato in Figura 3.53 e facendone tendere il raggio a zero. Nel qual caso, la fase di s varia da $-\pi/2$ a $+\pi/2$ e quindi $1/(j\omega)$ ha la fase che varia da $+\pi/2$ a $-\pi/2$ per valori inferiori a $\pi/2$: ossia il diagramma di Nyquist si chiude in senso orario.

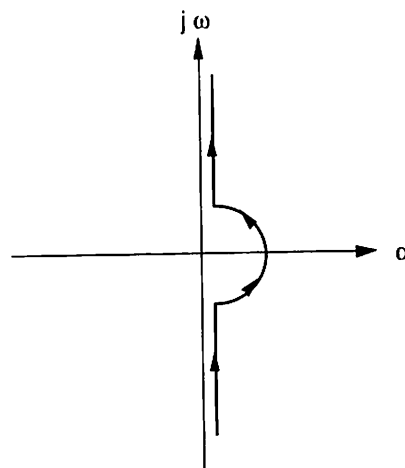


Figura 3.53

Nel caso mostrato in Figura 3.52 il valore di k è abbastanza piccolo, per cui il diagramma di Nyquist non circonda il punto $(-1,0)$. Poiché $F(s)$ non ha poli instabili anche l'amplificatore controreazionato è stabile. Se k fosse stato tanto grande da portare il diagramma al di là del punto $(-1,0)$, la funzione di trasferimento con controreazione avrebbe avuto due poli instabili.

Esempio 3.6.9 Si supponga di avere un amplificatore con un solo polo e di chiuderlo in controreazione con f reale.

Dalla (3.33) si ricava che:

$$F(s) = \frac{f A_0}{1 + s \tau}$$

e:

$$F(\omega) = \frac{f A_0}{1 + j \omega \tau}$$

il cui diagramma di Nyquist è un cerchio (v. Fig. 3.54).

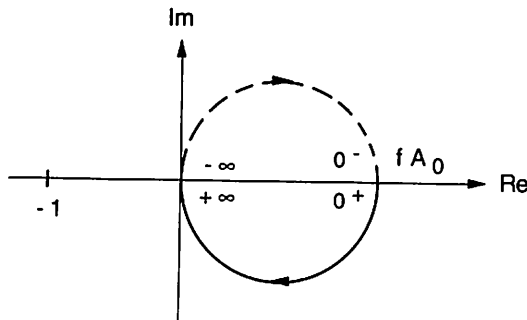


Figura 3.54

In questo caso, quindi, il sistema è senza dubbio stabile. Se si fosse creato un anello di reazione positiva avremmo invece avuto:

$$F(s) = \frac{-f A_0}{1 + s \tau}$$

che fornisce il diagramma di Nyquist di Figura 3.55.

Si vede come in questo caso ci sia instabilità se $fA_0 > 1$: si ritrova un risultato già ottenuto al punto 3.6.b.

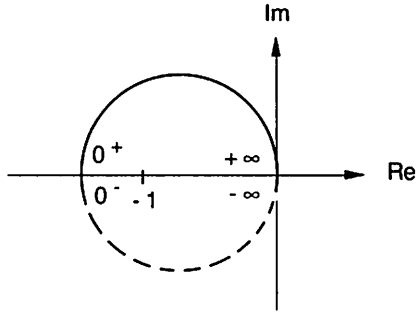


Figura 3.55

Esempio 3.6.10 Sia:

$$F(s) = \frac{k}{(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s)}$$

il cui diagramma di Nyquist è mostrato in Figura 3.56 che corrisponde al caso dell'Esempio 3.6.2.

Questo può essere realizzato come la cascata di due stadi non interagenti, ciascuno portatore di un polo, come mostrato in Figura 3.57, dove A_1 e A_2 hanno poli $-1/\tau_1$ e $-1/\tau_2$, rispettivamente, e $k = f A_{10} A_{20}$.

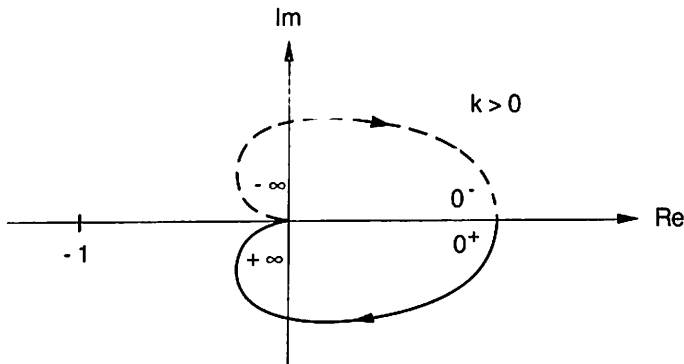


Figura 3.56

Con considerazioni analoghe a quelle fatte nel caso precedente, si vede che, se $k < 0$, la catena chiusa è potenzialmente instabile. Questo può succedere

se si instaura un cammino parassita del segnale che lo porti dall'uscita all'ingresso in condizioni di sommarsi; ciò genera instabilità alla frequenza per la quale le relazioni di fase e ampiezza della catena corredata dal cammino parassita soddisfano le condizioni per l'insorgere della instabilità.

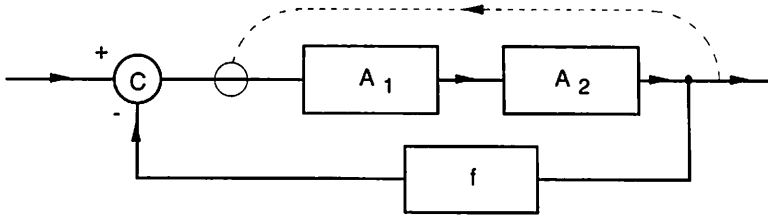


Figura 3.57

Esempio 3.6.11 Sia:

$$F(s) = \frac{k}{\tau s (1 + \tau_1 s)}$$

con $k > 0$.

Il diagramma di Nyquist è mostrato in Figura 3.58 e denota assenza di instabilità.

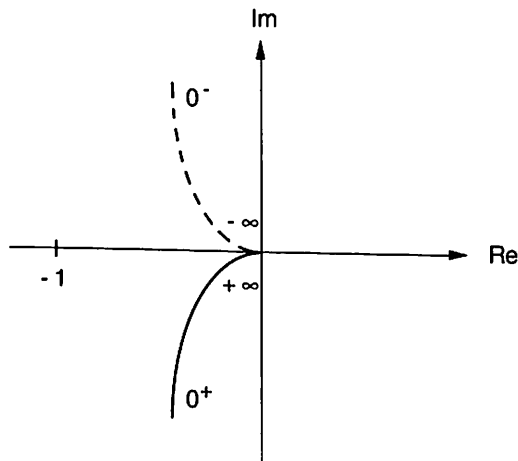


Figura 3.58

Esempio 3.6.12 Sia:

$$F(s) = \frac{k}{(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s)(1 + \tau_3 s)}$$

Si determina la possibilità di instabilità, come mostrato dal diagramma di Nyquist (Fig. 3.59), se il guadagno d'anello è sufficientemente grande, quando la sua fase è 180° .

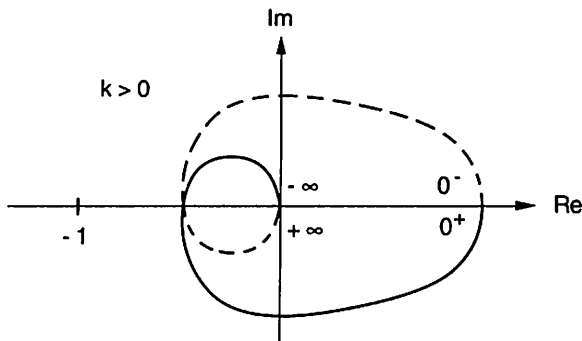


Figura 3.59

Ovviamente si ritrova il risultato discusso a proposito della Figura 3.49.

Per concludere, si supponga di avere il diagramma di Nyquist mostrato in Figura 3.60. Si dice:

- *margin di guadagno* m_g il valore:

$$m_g = 20 \log |F(j\omega_{cr}) A(j\omega_{cr})|$$

quando ω è tale che la fase di $F(j\omega)$ sia pari a 180° (cioè per $\omega = \omega_{cr}$).

Viene convenzionalmente stabilito che, per evitare instabilità, debba essere:

$$m_g \leq -6 \text{ dB}$$

- *margin di fase* m_φ il valore $m_\varphi = 180^\circ - \varphi_1(j\omega)$ ove $\varphi_1(j\omega)$ è la fase di $F(j\omega)$ quando $|F(j\omega)| = 1$. Per sicurezza deve essere $m_\varphi \geq 45^\circ$.

Le quantità m_g e m_φ possono essere rilevate anche dal diagramma di Bode di $F(j\omega)$ come è mostrato in Figura 3.61.

Da quanto detto discende che, nell'esempio di Figura 3.49, se si vuole mantenere un margine di fase di 45° , il massimo tasso di controreazione che si può applicare all'amplificatore è determinato dalla posizione del secondo polo, come mostrato con la linea a tratto piccolo. Ciò è tanto più vero, quanto più il primo e il secondo polo non interagiscono, cioè sono distanti tra di loro.

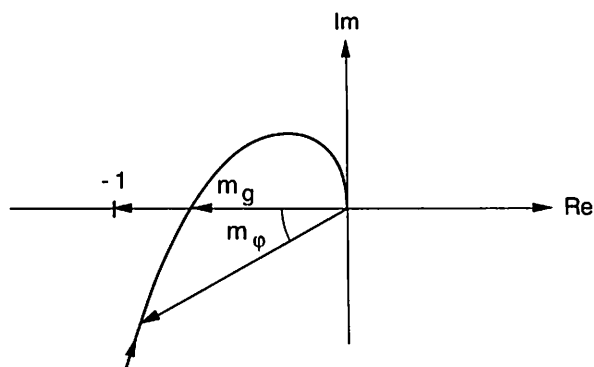


Figura 3.60

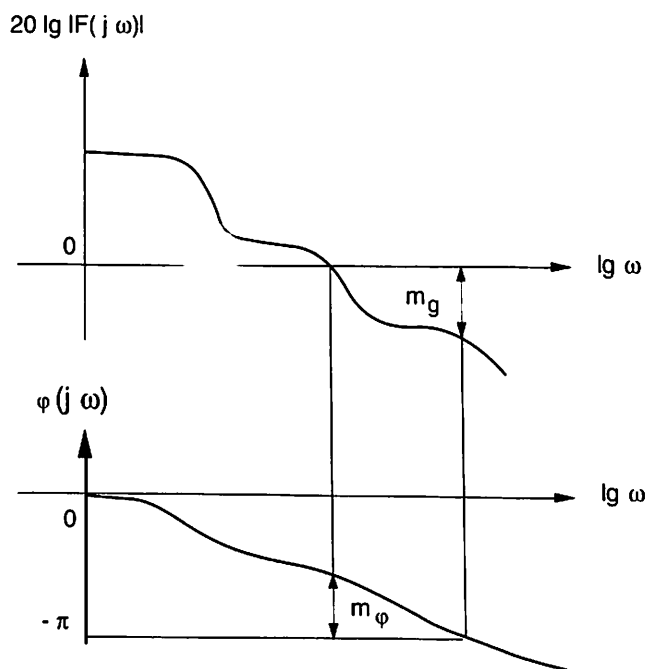


Figura 3.61

3.7 Tecniche di compensazione

Quanto detto al Paragrafo 3.6.c pone il problema di come evitare che il sistema amplificatore entri in instabilità. Si potrebbe pensare di limitare il tasso di controreazione al di sotto del valore f_{cr} , ma ciò non risolverebbe il problema per due ragioni:

- quando A_0 è dell'ordine di $10^3 \div 10^6$ è probabile che si instauri un cammino parassita del tipo di quello commentato nell'Esempio 3.6.10 per il quale il guadagno d'anello è non minore di uno quando la sua fase è 180° ;
- si può essere forzati ad usare un tasso minimo di controreazione per ottenere un certo fattore di desensibilizzazione, oppure una certa resistenza di ingresso, oppure una certa resistenza di uscita.

Al primo caso è difficile dare una soluzione formalizzata. Spesso il cammino parassita si instaura attraverso l'alimentatore che presenta una resistenza di uscita troppo alta. È buona norma separare l'alimentatore dei vari stadi con filtri passa-basso, come mostrato in Figura 3.62, contando sul fatto che A_1 ha bisogno di una dinamica minore di quella necessaria ad A_2 e così via.

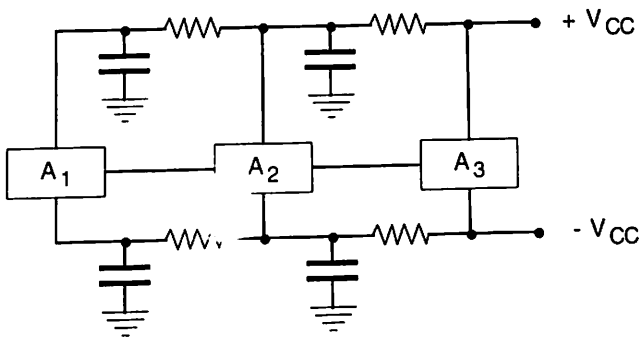


Figura 3.62

Altre volte il cammino parassita si instaura attraverso le connessioni di massa, per cui sarà cura del progettista del montaggio riportare tutti i ritorni di massa in un punto, senza creare lunghe connessioni tra punti che, graficamente, sono da considerarsi tutti allo stesso potenziale.

Infine, ma si sta dando solo cenni di alcuni grossi problemi di realizzazione, standardizzazione e produzione, il posizionamento dei componenti sul piano di montaggio, sia esso macroscopico (PCB = *Printed Circuit Board*, cir-

Le quantità m_g e m_φ possono essere rilevate anche dal diagramma di Bode di $F(j\omega)$ come è mostrato in Figura 3.61.

Da quanto detto discende che, nell'esempio di Figura 3.49, se si vuole mantenere un margine di fase di 45° , il massimo tasso di controreazione che si può applicare all'amplificatore è determinato dalla posizione del secondo polo, come mostrato con la linea a tratto piccolo. Ciò è tanto più vero, quanto più il primo e il secondo polo non interagiscono, cioè sono distanti tra di loro.

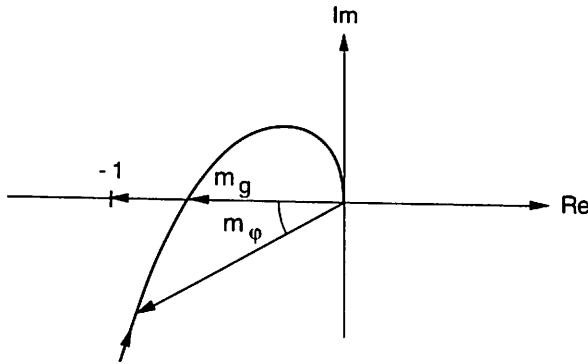


Figura 3.60

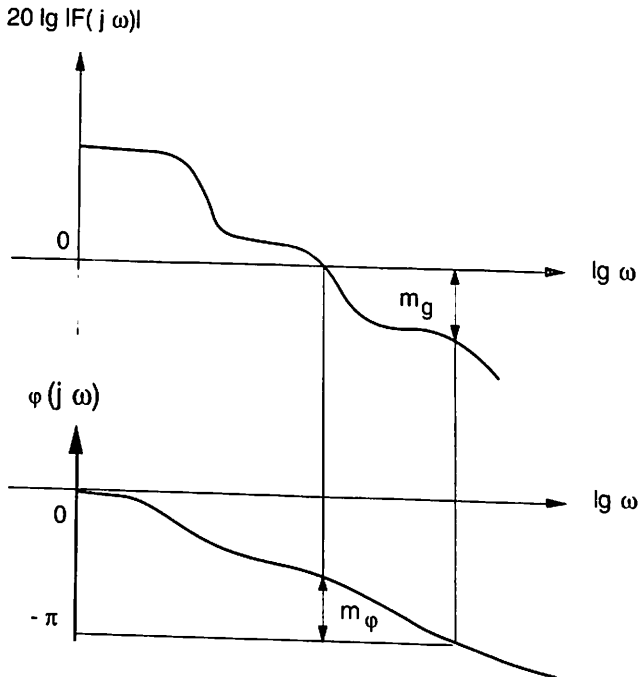


Figura 3.61

3.7 Tecniche di compensazione

Quanto detto al Paragrafo 3.6.c pone il problema di come evitare che il sistema amplificatore entri in instabilità. Si potrebbe pensare di limitare il tasso di controreazione al di sotto del valore f_{cr} , ma ciò non risolverebbe il problema per due ragioni:

- quando A_0 è dell'ordine di $10^3 \div 10^6$ è probabile che si instauri un cammino parassita del tipo di quello commentato nell'Esempio 3.6.10 per il quale il guadagno d'anello è non minore di uno quando la sua fase è 180° ;
- si può essere forzati ad usare un tasso minimo di controreazione per ottenere un certo fattore di desensibilizzazione, oppure una certa resistenza di ingresso, oppure una certa resistenza di uscita.

Al primo caso è difficile dare una soluzione formalizzata. Spesso il cammino parassita si instaura attraverso l'alimentatore che presenta una resistenza di uscita troppo alta. È buona norma separare l'alimentatore dei vari stadi con filtri passa-basso, come mostrato in Figura 3.62, contando sul fatto che A_1 ha bisogno di una dinamica minore di quella necessaria ad A_2 e così via.

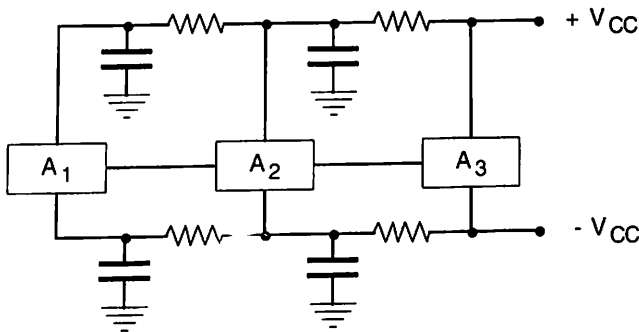


Figura 3.62

Altre volte il cammino parassita si instaura attraverso le connessioni di massa, per cui sarà cura del progettista del montaggio riportare tutti i ritorni di massa in un punto, senza creare lunghe connessioni tra punti che, graficamente, sono da considerarsi tutti allo stesso potenziale.

Infine, ma si sta dando solo cenni di alcuni grossi problemi di realizzazione, standardizzazione e produzione, il posizionamento dei componenti sul piano di montaggio, sia esso macroscopico (PCB = *Printed Circuit Board*, cir-

cuito stampato) o microscopico (IC = *Integrated Circuit*, circuito integrato) crea sempre accoppiamenti capacitivi spuri che instaurano anelli di reazione. Lo studio della dislocazione dei componenti sul piano di montaggio (*layout*) è parte integrante e fondamentale della procedura di progetto. La sua importanza cresce al crescere delle frequenze elaborate dal sistema.

Da questi pochi cenni si comprende che il montaggio è un'arte a sé alla quale, purtroppo, possiamo dedicare in questa sede solo poco spazio.

Se si è invece nella condizione delineata dal caso b), la cosa può essere risolta solo a prezzo di una limitazione della f_H dell'amplificatore di base e quindi della f_{Hf} risultante con un intervento sullo schema che prende il nome di compensazione.

Si consideri, infatti, il caso di un amplificatore di base, per esempio di tensione, a tre poli, che debba essere controeazionato totalmente come in Figura 3.22 e per il quale un tasso di controeazione $f = 1$ sia molto maggiore di f_{cr} per non parlare di f_{max} (v. Fig. 3.49).

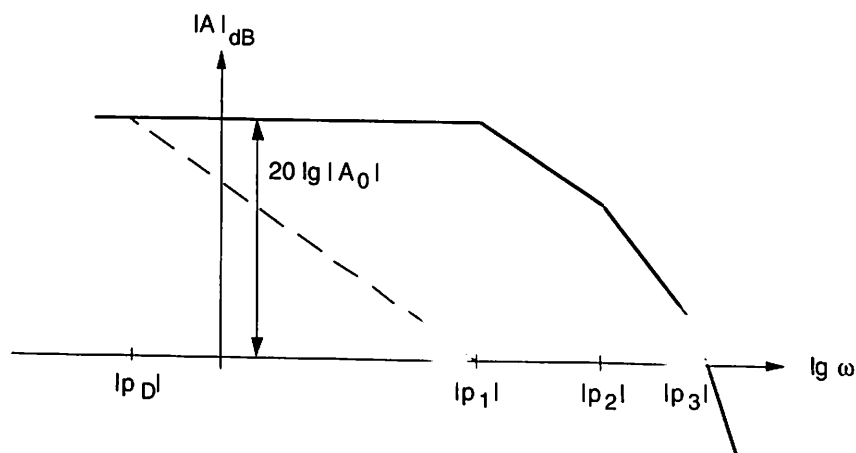


Figura 3.63

La situazione è riportata in Figura 3.63: è evidente che, per poter applicare un tasso di controeazione unitario, si debba inserire un polo tale che la nuova risposta dell'amplificatore incroci l'asse a 0 dB all'altezza del polo $|p_1|$. In questo modo un voltage follower avrà banda passante $|p_1|$ e margine di fase di 45° . Per determinare la posizione di $|p_D|$, si noti che, siccome dopo un

polo la curva di amplificazione scende di 20 dB per decade, si può porre:

$$20 \log \frac{p_1}{p_D} = 20 \log |A_0|$$

e quindi:

$$p_D = \frac{p_1}{|A_0|}$$

Una volta noto il valore di $|p_D|$ che, dato il valore di A_0 è sicuramente dominante rispetto a $|p_1|$, per quanto detto al Paragrafo 2.9, l'intervento sullo schema si riduce all'inserimento di una capacità C_D in un punto dal quale si vede una resistenza abbastanza alta da non costringere ad impiegare valori di C_D scomodi o addirittura non plausibili per ottenere la voluta costante di tempo.

Per fare un esempio, una cella differenziale come quella di Figura 2.44 potrà essere il primo stadio di una catena di amplificazione. Inserendo un condensatore C_D tra i due collettori, ciò equivale a una capacità $C_D/2$ tra ciascun collettore e massa, ossia a una costante tempo circa pari a $C_D R_C/2$ se R_C è il valore delle resistenze che collegano i collettori all'alimentazione e lo stadio successivo non presenta un carico apprezzabile. In un caso come questo, i valori di C_D che si ottengono sono plausibili, ma non sono integrabili.

Alcuni amplificatori integrati, che presentano questa possibilità di compensazione qualora si voglia applicare un $f > f_{cr}$, hanno due piedini dedicati alla connessione di C_D dall'esterno.

Come si vede dalla Figura 3.63 il prezzo pagato in termini di BW è pesante. Da questo punto di vista meglio si comporta una seconda tecnica di compensazione, detta di polo-zero poiché consiste nell'inserire nella catena uno zero di valore pari al primo polo p_1 , in maniera da andare a dominare il secondo polo p_2 .

Non è semplice intervenire sullo schema in maniera tanto precisa da garantire una ragionevole cancellazione di p_1 , ma un risultato ben controllabile si può ottenere con la tecnica che segue.

Da quanto detto al Paragrafo 2.12, in particolare al punto 2.12.c, in una catena di amplificazione si può individuare uno stadio di ingresso, indicato con A_1 in Figura 3.64, uno stadio amplificante A_2 e un finale A_3 .

Un condensatore C posto tra ingresso e uscita di A_2 sarà riportato all'uscita di A_1 moltiplicato per $(1 - A_2)$ e all'uscita di A_2 praticamente moltiplicato per uno.

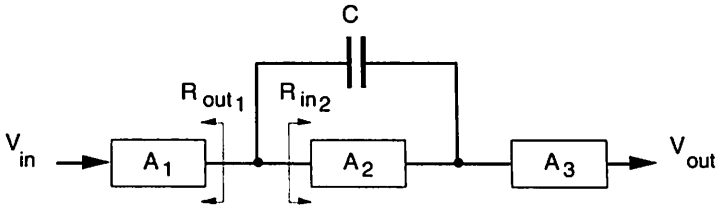


Figura 3.64

Se $R_{out1} \ll R_{in2}$ e se $R_{out1}C(1 - A_2)$ si mantiene molto maggiore delle costanti tempo introdotte da A_1 , si potrà scrivere, per l'amplificazione compensata A_{1C} :

$$A_{1C} \cong A_{10} \frac{1}{1 + s R_{out1} C} \frac{1}{\frac{|A_{20}|}{1 + s \tau_2}} \cong \frac{A_{10} (1 + s \tau_2)}{1 + s C R_{out1} |A_{20}|}$$

se τ_2 è la costante tempo (dominante) introdotta da A_2 . Ne risulta che il prodotto $A_{1C} A_2$ provvederà alla cancellazione del polo dovuto a τ_2 che, presumibilmente, è il polo più piccolo di tutta la catena poiché A_2 è lo stadio cui è devoluto il compito dell'amplificazione.

Il risultato è quindi la cancellazione del polo dovuto a τ_2 e l'inserimento della nuova costante tempo $CR_{out1}A_{20}$ per cui C può essere scelto in maniera che il nuovo polo risulti dominante rispetto al secondo polo (e non al primo, che è stato cancellato) della catena di amplificazione. Ciò può risultare in un notevole aumento della BW a disposizione rispetto a una compensazione a polo dominante, a parità di altre condizioni.

Questa tecnica di compensazione dà conto della presenza della capacità C_1 e C_2 nella Figura 3.25: per i valori mostrati, C_1 non è integrabile mentre C_2 lo è.

Capitolo 4

Stadi finali

4.1 Introduzione

A stretto rigore tutti gli stadi amplificatori possono essere compresi sotto la dizione "amplificatori di potenza" in quanto il rapporto tra la potenza fornita all'utilizzatore e quella del segnale di ingresso è maggiore di uno. Nella pratica, però, si riserva tale denominazione agli stadi che hanno il compito di fornire alla loro uscita il segnale a un livello capace di attuare una determinata funzione che può essere sonora, elettro-meccanica, termica, ecc.

Si sta parlando, quindi, degli stadi che costituiscono l'interfaccia di uscita di una catena amplificatrice.

Come già discusso ai Paragrafi 1.4 e 2.10, assume quindi importanza per questi stadi la valutazione dell'efficienza o rendimento che, come già fu notato nel corso dell'Esempio 2.9.2, deve avere valori tali da non costringere il sistema ad attingere a livelli di temperatura inaccettabili.

Inoltre, dato l'alto costo degli elementi attivi (v. Par. 2.8.a), che cresce con la crescita delle esigenze di qualità e quantità delle prestazioni richieste, si tende a sfruttare al massimo le loro possibilità portandoli a lavorare molto vicino ai limiti di sicurezza. Assume così importanza il verificare che in nessun caso durante il funzionamento, l'elemento attivo vada a lavorare in condizioni che ne causino la distruzione.

Si studiano quindi dispositivi circuitali atti a proteggere i componenti più costosi e più esposti dal punto di vista della sicurezza.

Nel seguito si considereranno solo amplificatori di potenza per applicazioni audio o video, non essendo gli altri tipi (per esempio, servo-amplificatori, oppure amplificatori per trasmettitori radio) oggetto di queste note.

Inoltre, poiché si è già verificato che uno stadio di classe A, cioè con i transistor polarizzati in zona attiva, ha un rendimento inaccettabilmente basso, si investigheranno soprattutto le proprietà di stadi in classe B o AB.

4.2 Problemi generali inerenti l'uso di transistor di potenza

Il transistor di potenza deve poter essere sottoposto al massimo della tensione con la quale si alimenta la catena di amplificazione.

Affinché un BJT possa sopportare alte tensioni di collettore, bisogna mantenere bassa la conducibilità della base e dello stesso collettore, per mantenere bassi i campi di giunzione.

Ciò aumenta sia la resistenza di base (r_b in Fig. 2.6), che quella di saturazione e, ovviamente, questi effetti non sono desiderati. Inoltre, una maggiore penetrazione del campo nella base costringerà a basi più lunghe, peggiorando il guadagno α e il tempo di transito τ_F .

Le alte correnti, necessarie per attuare la funzione di uscita, tendono ad abbassare l'efficienza di emitter, ciò che induce ad aumentare la sezione delle giunzioni con conseguente aumento delle capacità parassite e quindi con diminuzione della frequenza f_T .

In un MOS di potenza l'alto valore delle tensioni di drain produce inusuali penetrazioni della zona di svuotamento (giunzione drain-bulk) entro la regione di canale. Questo dovrà quindi essere progettato di lunghezza adeguata in modo da separare le regioni di drain e di source: si aumenterà, quindi, non solo il tempo di transito delle cariche, ma anche le capacità geometriche, a cominciare da quelle di gate.

Nei componenti discreti, per asportare sotto forma di calore l'energia dissipata alla giunzione base-collettore o nella zona di drain, si fa in modo di formare la giunzione o il drain su un sostegno di rame, che rappresenta generalmente l'involucro del transistor, che a sua volta viene posto a stretto contatto con un eventuale dissipatore^(*) di calore (*heat-sink*).

Nei componenti integrati può insorgere un ulteriore problema. Se, infatti, il primo stadio è la sorgente di più intensa dissipazione di potenza, nonostante il Si sia un buon conduttore di calore, si può creare un gradiente termico che interessa il chip lungo linee che partono dalla regione dei transistor finali e arrivano fino allo stadio iniziale. Può quindi succedere che i due transistor dello stadio differenziale di ingresso si trovino a diversa temperatura dando così luogo a un segnale differenziale che sarà amplificato da tutta la catena.

(*) In questa disposizione il case fa anche da reoforo del collettore e quindi un sottile strato isolante, ma buon conduttore di calore (mica con grasso), viene interposto tra transistor e heat-sink per non cortocircuitare a massa il collettore.

Nel caso di un circuito integrato il problema dello smaltimento del calore non si discosta molto da quanto precedentemente discusso. Quindi, in ambedue i casi, vale quanto detto ai parr. 1.5.c e 1.8.

Ciò limita, in ultima analisi, l'amplificazione massima che un integrato può dare, una volta progettato il layout.

Le caratteristiche del transistor di potenza vengono fornite dal costruttore in varie forme. A volte si hanno le curve $(I_C, V_{CE})_{I_B}$ oppure $(I_C, V_{CE})_{V_{BE}}$ e le curve $(I_B, V_{BE})_{V_{CE}}$, ma spesso le informazioni sono limitate alla tensione sostenibile di picco V_p , alla corrente di picco I_p , alla massima tensione continua applicabile, alla potenza ricavabile in uscita P_{out} , al minimo carico pilotabile espresso in Ohm, al valore medio $h_{FE} = I_C/I_B$ nell'intervallo $0 \div I_p$ o a una parte di queste caratteristiche.

Un parametro importante ovviamente è il guadagno di corrente, che viene spesso fornito in grafici in funzione di I_C (v. Fig. 4.1).

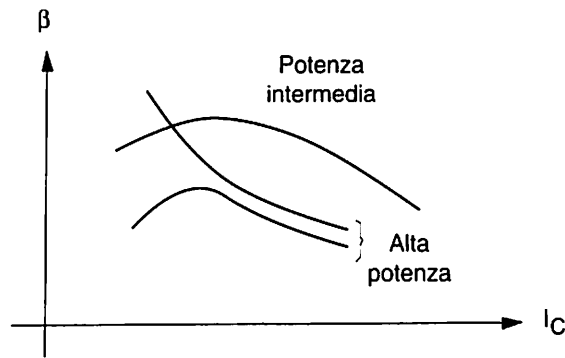


Figura 4.1

Come si vede dal grafico (indicativo), nei transistor di potenza β dipende da I_C più marcatamente che nei transistor di segnale.

4.3 Lo stadio a simmetria complementare

Lo stadio finale di un amplificatore di potenza per frequenze audio e video è quasi sempre formato da due transistor complementari (NPN-PNP oppure n-channel-p-channel), viene detto complementare e lavora in classe B o AB.

In stadi di questo genere i transistor sono polarizzati intorno ai valori $V_{BE} = 0$ o $V_{GS} = V_T$ (tensione di soglia), in maniera che a riposo scorra una corrente di collettore o di drain praticamente nulla (molto più piccola della massima corrente che lo stadio dovrà erogare).

Pensando, per il momento, a stadi composti da BJT, si consideri la Figura 4.2 nella quale sono mostrate tre possibili realizzazioni di uno stadio finale.

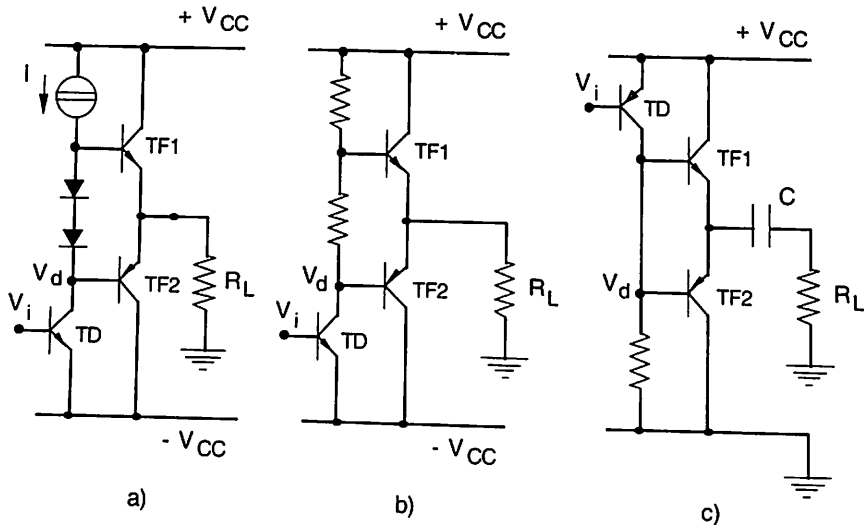


Figura 4.2

Nella figura è disegnato, per completezza, anche un possibile schema dello stadio immediatamente precedente, cioè del pilota. Il transistor NPN finale sarà attivo per la parte positiva del segnale di pilotaggio, mentre quello PNP lo sarà per la parte negativa

Nella configurazione a) il generatore di corrente può essere realizzato con un carico attivo (v. i commenti alla Fig. 2.64). I diodi servono a fornire una caduta di tensione che sposta il punto di lavoro dei due transistor verso la zona attiva. Se il valore della corrente I e le caratteristiche dei diodi sono scelti oculatamente, i due finali saranno polarizzati più o meno a V_{γ} . Ciò impedisce che ci sia un intervallo di tensione di pilotaggio, cioè da 0 a $\pm V_{\gamma}$, entro il quale lo stadio non risponde perché i transistor non sono usciti dall'interdizione.

È evidente cioè che, in assenza di una tale caduta, per esempio nella connessione di Figura 4.2.c, lo studio relativo alla Figura 2.63 fa concludere che si ottiene una transcaratteristica come mostrato in Figura 4.3 (tratto continuo), dove in ascissa si è posta la tensione di pilotaggio V_d e si è esaltato il valore di V_{γ} rispetto ai plausibili valori di V_{CC} .

Ciò dà luogo a una non linearità che produce una certa percentuale di armoniche, più alta per segnali a bassa dinamica. Questa distorsione, detta

di *cross-over*, può essere attenuata con l'uso di un anello di controreazione come discusso al Paragrafo 3.5, ma un più accurato progetto dello stadio, impiegante due diodi scelti col criterio illustrato sopra, vale a cancellare quasi completamente la non linearità (Fig. 4.3, linea tratteggiata).

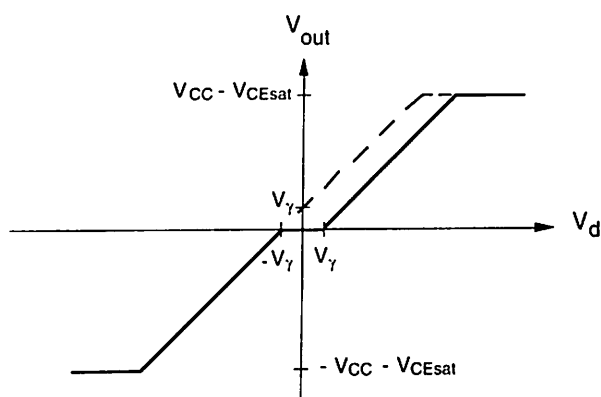


Figura 4.3

La cura posta nella polarizzazione può essere indice di un amplificatore di elevate prestazioni. Ciò giustifica, per esempio, l'uso di due alimentatori, uno positivo e uno negativo o, come si dice, di una alimentazione bilanciata, in modo da portare la tensione statica di uscita intorno allo zero, il che rende possibile l'accoppiamento in continua al carico.

La tensione statica di uscita è poi mantenuta a zero contro tutte le cause di variazione, tramite un anello di controreazione, come si è discusso in merito all'Esempio 3.4.3. Non è, anzi, infrequente l'uso di un tasso di controreazione molto più alto a frequenza zero che non nell'intervallo delle frequenze di lavoro, situazione realizzata con due anelli di controreazione differenziati a seconda delle frequenze in gioco (v. Par. 4.6).

Studiamo le condizioni di lavoro dei transistor dello schema di Figura 4.2.a, cominciando dalla coppia connessa al carico R_L .

Se lo stadio è ben polarizzato, la tensione statica di uscita si situa intorno allo zero e in R_L non scorre corrente in assenza di segnale. Nei transistor scorre una corrente praticamente nulla corrispondente alle tensioni V_{BE} stabilite dai diodi appena sopra la soglia V_{γ} .

La condizione di lavoro dell'NPN (per il PNP il discorso è duale) è mostrata in Figura 4.4.a.

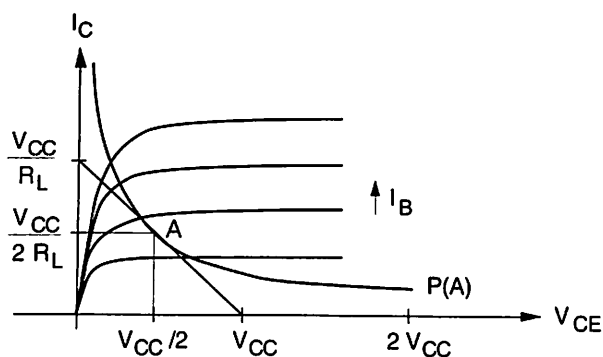


Figura 4.4.a

A riposo, esso si trova nel punto $(V_{CC}, 0)$. In presenza di segnale e nella sua parte positiva, varrà la retta di carico determinata da R_L , mentre nella parte negativa il punto di lavoro si sposterà lungo l'asse $I_C = 0$ da V_{CC} a $2V_{CC}$. Ciascun transistor dovrà essere, quindi, in grado di sostenere tutta la tensione di alimentazione.

Per costruzione, l'iperbole:

$$I_C V_{CE} = P(A) = \frac{V_{CC}}{2 R_L} \cdot \frac{V_{CC}}{2} = \frac{V_{CC}^2}{4 R_L}$$

È tangente alla retta di carico nel suo punto di mezzo, A. È questo il punto nel quale il transistor dissipa la massima potenza *istantanea*. Se il segnale di pilotaggio non comprende la frequenza nulla, il transistor non si ferma in A, ma ci passa venendo da e andando verso punti appartenenti a iperboli che corrispondono a una potenza inferiore a $P(A)$. La potenza media dissipata dal transistor è quindi inferiore a $P(A)$. Ci si domanda: come si deve scegliere la massima potenza media dissipabile dal transistor per sfruttarne al meglio le prestazioni? Si risponderà a questa domanda al Paragrafo 4.4.

La condizione di lavoro del transistor pilota è invece in classe A, poiché esso deve fornire amplificazione di tensione (lo stadio che segue ha amplificazione unitaria) sia nella parte positiva che in quella negativa del segnale. La massima corrente che si può fornire all'NPN finale è pari alla I di polarizzazione quando il pilota sia portato all'interdizione (semionda positiva per il finale). Quindi dovrà essere:

$$I \geq \frac{I_{L_{\max}}}{\beta_{\text{fin}}} \equiv \frac{V_{L_{\max}}}{\beta_{\text{fin}} R_L} \equiv \frac{V_{CC}}{\beta_{\text{fin}} R_L}$$

Quando il pilota va verso la saturazione (semionda negativa per il finale), la corrente che lo attraversa vale al massimo:

$$I + \frac{V_{L_{\max}}}{\beta_{\text{fin}} R_L} \equiv \frac{2 V_{CC}}{\beta_{\text{fin}} R_L}$$

e deve risultare non maggiore della corrente I_{sat} (di saturazione).

La condizione di lavoro (retta di carico dinamica) del pilota è quindi rappresentabile come in Figura 4.4.b: la linea di carico statica è praticamente orizzontale per il punto di lavoro Q (v. Par. 2.10 e, in particolare, la Fig. 2.64). Si riconoscerà che:

- Il guadagno di corrente del finale determina la potenza $P(\text{TD})$ dissipata nel pilota a riposo, che è circa pari a:

$$P(\text{TD}) = V_{CC} \cdot \frac{V_{CC}}{\beta_{\text{fin}} R_L}$$

Per abbassare $P(\text{TD})$ si fa spesso uso di transistor finali in connessione Darlington.

- La dinamica del segnale sul collettore di TD è pari a quella di uscita, cioè circa $\pm V_{CC}$. Non è quindi possibile considerarla un piccolo segnale e il pilota sarà il maggior produttore di distorsioni di tutta la catena.
- La resistenza di carico dinamica vista da TD è valutabile pari a $\beta_{\text{fin}} R_L$: per ridurre le distorsioni introdotte da TD, β_{fin} deve essere adeguatamente grande (v. Par. 2.10).
- Infatti, sulla base di TD il segnale ha una dinamica pari circa a:

$$\frac{\pm V_{CC}}{\beta_{\text{fin}} R_L} = \frac{\pm V_{CC} V_T}{\beta_{\text{fin}} R_L}$$

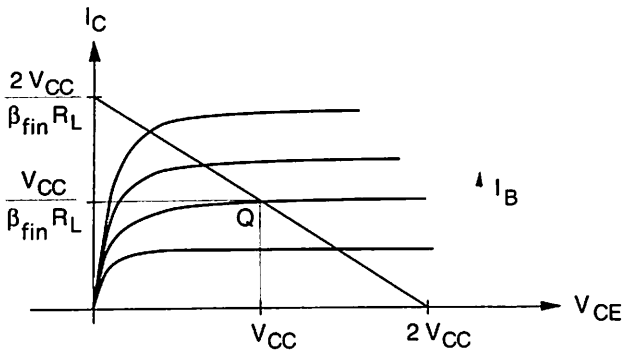


Figura 4.4.b

Tornando alle architetture dello stadio finale, si può notare che le configurazioni b e c di Figura 4.2 sono meno sofisticate della a e quindi non sempre impiegano due alimentatori. Si giustifica così la presenza del condensatore di accoppiamento mostrato nella Figura 4.3.c: l'uscita dell'amplificatore non risulta staticamente a zero. Il condensatore di accoppiamento ha anche un'altra funzione. Si supponga di usare una sola alimentazione positiva e che in ingresso sia applicato un segnale sinusoidale. Nella semionda positiva il transistor NPN è portato in conduzione e provvede a regolare la corrente che l'alimentatore fornisce al carico, mentre il PNP è interdetto e non interviene affatto. Nella semionda negativa, invece, succede esattamente l'opposto: l'NPN è interdetto ed è il PNP a lavorare. Ma in questa condizione l'alimentatore è sconnesso dal carico e non fornisce più corrente: il condensatore a fungere da alimentatore, sfruttando la carica in esso accumulata. Va da sé che il corretto funzionamento dello stadio richiede che, nel periodo di tempo di una semionda, la tensione del condensatore, pari, a riposo, più o meno alla metà del valore dell'alimentazione, non vari apprezzabilmente. Ciò è equivalente a porre l'usuale condizione sul taglio alle basse frequenze, ossia $1/(\omega_B C) \ll R_L$, ove ω_B è la pulsazione più bassa che lo stadio deve trattare.

Nella Figura 4.5, sono mostrati due esempi di finale che usano connessioni *compound* (Darlington).

La soluzione a) è l'usuale connessione Darlington per un emitter follower. Il secondo transistor è un componente di elevata potenza, mentre il primo tratta una potenza più o meno b volte più bassa. Questa diversità si riflette nel diverso valore della V_{BE} e dell'escursione termica dei due transistor.

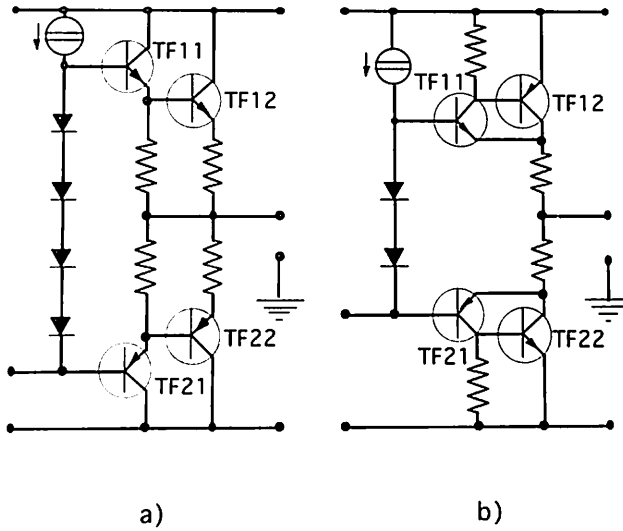


Figura 4.5

I quattro diodi devono quindi essere tra di loro differenti e dovrebbero anche subire una differente escursione termica, ciò che rende difficile il loro accoppiamento con le giunzioni che devono essere controllate.

La soluzione b) presenta migliori caratteristiche, sia perché c'è necessità di un solo diodo per ogni coppia di transistor, sia perché, essendo il secondo transistor completamente controreazionato dal primo, si assicura la stabilità dello stadio per variazioni termiche della corrente statica nell'elemento di uscita.

Infatti, se, per qualunque ragione, la corrente di TF12 aumenta, si genera una tensione sulla sua resistenza di collettore che fa diminuire la V_{BE} di TF11 contrastando l'aumento che ha innescato il processo (e dualmente per la coppia TF21,22).

Si riporta di seguito, succintamente, il circuito equivalente di bassa frequenza per piccoli segnali (Fig. 4.6) per la coppia TF11,12 di Figura 4.5.b e il calcolo dei fattori di amplificazione e delle impedenze di ingresso e di uscita. Con l'esponente P si sono indicate le grandezze relative al transistor di maggior potenza.

$$i_1 = \frac{V_S - V_{out}}{r_\pi + R_S}$$

$$i_2 = -\beta i_1$$

$$i_c = i_1 + \beta i_1 - \beta^P i_2 = i_1 (1 + \beta + \beta^P)$$

$$v_{out} = i_c R_L = \frac{v_S - v_{out}}{r_\pi + R_S} (1 + \beta + \beta \beta^P) R_L$$

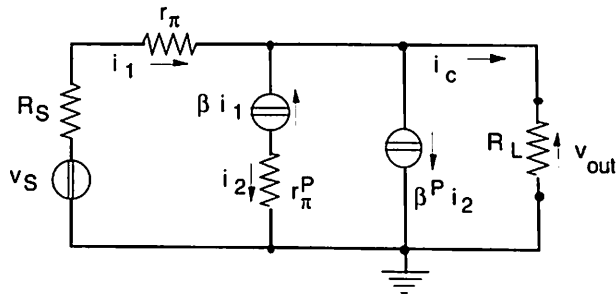


Figura 4.6

da cui:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_S} = \frac{1 + \beta + \beta \beta^P}{1 + \frac{1 + \beta + \beta \beta^P}{r_\pi + R_S} R_L} R_L$$

$$G_m = \frac{i_c}{v_S} = \frac{1 - A_V}{r_\pi + R_S} (1 + \beta + \beta \beta^P)$$

$$R_{in} = \frac{r_\pi}{1 - A_V}$$

$$R_{out} = \frac{r_\pi + R_S}{1 + \beta + \beta \beta^P}$$

Come si vede, il funzionamento è sostanzialmente quello di un voltage follower. Il calcolo è eseguito su un circuito equivalente per piccoli segnali: data la discussione relativa alla Figura 2.63, esso può essere considerato valido anche per segnali che invadono la dinamica a disposizione.

Una versione MOSFET degli schemi di Figura 4.3 può essere quella di Figura 4.7, che prende le mosse da quanto detto a proposito della Figura 2.71.

La tensione V_{ip} di polarizzazione sarà scelta in modo che la corrente che scorre nella maglia del pilota, cioè:

$$\bar{I}_1 = \bar{I}_2 = \bar{I}_3 = \bar{I}_4$$

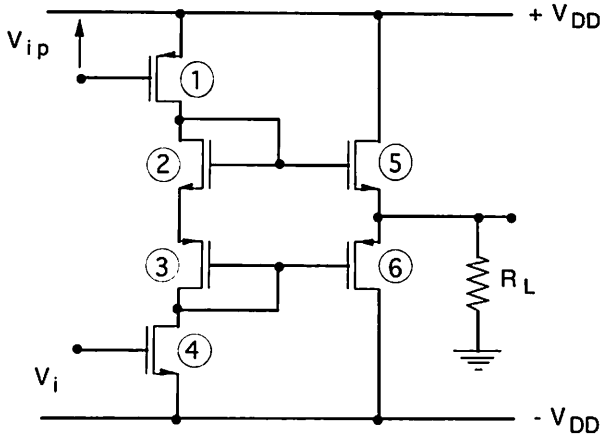


Figura 4.7

sia tale che:

$$I_2 = \frac{\beta_2}{2} (V_{T5}^+ - V_{T2})^2$$

$$\bar{I}_3 = \frac{\beta_3}{2} (|V_{T6}|^+ - |V_{T3}|)^2$$

$$I_4 = \frac{\beta_4}{2} (V_i - V_{T4})^2$$

se è possibile trascurare la correzione dovuta al λ . Con V_{T5}^+ e $|V_{T6}|^+$ si è indicata una maggiorazione delle tensioni di soglia dei componenti 5 e 6. In queste condizioni i MOS 5 e 6 sono polarizzati in classe AB. La loro funzione di source follower non è però efficace come quella di un emitter follower poiché un MOS può contare su valori di g_m più bassi, a meno di non aumentare a dismisura il rapporto W/L , ciò che aumenta le capacità geometriche parassite con effetti negativi sulle BW.

Dati i valori plausibili di R_L , non si assicura quindi un'amplificazione praticamente unitaria. Non solo non si sfrutta la dinamica a disposizione, ma si producono distorsioni di seconda armonica che devono essere corrette con la controeazione. Si noti, infine, che la dinamica possibile è minore di quella

a disposizione di una quantità pari alla somma delle due soglie V_{T5} e $|V_{T6}|$ che è maggiore della somma delle tensioni di saturazione dei BJT.

Da quanto detto discende che l'uso di MOS di potenza si limita^(*) alle applicazioni di bassa frequenza (tipicamente servo amplificatori, inverter, ecc.) che vanno sotto il nome generico di elettronica industriale e che usufruiscono del basso livello di potenza dissipata in tutti gli stadi tranne che nel finale.

4.4 Il rendimento dello stadio in classe B (o AB)

Nel corso del Paragrafo 2.10 l'esame dello stadio in classe A di Figura 2.64 aveva posto in luce l'esiguità del rendimento ottenuto. Similmente, nell'Esempio 2.9.2 si era sottolineato l'ottenimento di una efficienza ancora più bassa. Tutto ciò non aveva destato soverchie preoccupazioni, eccetto nel caso che si trattasse di procedere a un progetto in silicio.

Negli stadi finali, la quantità di energia per unità di tempo mediata verso il carico ripropone il problema con ben altri ordini di grandezza delle quantità coinvolte: il rendimento, cioè, assume valore di parametro essenziale di progetto.

Da ciò l'abbandono dello stadio in classe A e l'uso di quello in classe B o AB discusso nel Paragrafo 4.3.

Si noti preliminarmente che, in assenza di segnale, lo stadio in classe B non dissipa potenza e quello in classe AB ne dissipa una quantità che può essere molto piccola rispetto alla potenza da fornire al carico. Uno stadio in classe A dissipa costantemente una potenza pari a $V_{CC}I_Q$ (o $2V_{CC}I_Q$ in alimentazione bilanciata) divisa tra carico statico e transistor, che diminuisce, quando c'è segnale, della quantità fornita al carico dinamico.

Ciò rappresenta un indubbio vantaggio a favore del classe B, ma ha anche un rovescio della medaglia. Mentre, infatti, nel classe A il valore medio della corrente derivata dall'alimentazione è costante, nel classe B esso dipende dal livello del segnale. Si provoca quindi una caduta di tensione sulla resistenza di uscita dell'alimentatore proporzionale proprio al livello del segnale, cioè si porta il segnale sul terminale di alimentazione. Questo fatto determina uno di quei cammini parassiti ai quali si è accennato al Paragrafo 3.7. Sarà quindi buona norma adottare precauzioni del tipo di quelle descritte dalla Figura 3.62.

Il rendimento dello stadio può essere calcolato riferendoci a una delle sue due sezioni, data la simmetria del comportamento.

(*) Come al solito, questi giudizi sono validi qui e ora.

Supponendo un ingresso sinusoidale e detta P_L la potenza media fornita al carico, supposto resistivo, una sezione fornisce:

$$\frac{1}{2} P_L = \frac{1}{2} \frac{\hat{I}_{out}}{\sqrt{2}} \frac{\hat{V}_{out}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{4} \hat{I}_{out} \hat{V}_{out} = \frac{1}{4} \frac{\hat{V}_{out}^2}{R_L}$$

Riferendosi alla situazione di carico rappresentata in Figura 4.4.a, si ha che il valore massimo di tale potenza vale circa:

$$\frac{1}{2} P_{Lmax} = \frac{1}{4} \hat{I}_{out,max} \hat{V}_{out,max} = \frac{1}{4} \frac{V_{CC}^2}{R_L} \quad (4.1)$$

Detta P_{AI} la potenza fornita dall'alimentatore, nella semionda in questione esso erogherà:

$$\frac{1}{2} P_{AI} = \frac{1}{T} V_{CC} \int_0^{T/2} \hat{I}_{out} \sin \omega t \, dt = V_{CC} \frac{\hat{I}_{out}}{\pi}$$

Il rendimento risulta quindi:

$$\eta = \frac{\pi \hat{V}_{out}}{4 V_{CC}} \quad (4.2)$$

ed è massimo quando $\hat{V}_{out} = V_{CC}$. Il valore ottenibile di 78,5% è decisamente maggiore di quanto può fornire uno stadio in classe A, come attestato dagli esempi svolti in precedenza.

Interessante è vedere come varia, con l'ampiezza del segnale, la potenza media dissipata da una sezione. Per differenza si ha:

$$P_D = \frac{1}{2} (P_{AI} - P_L) = V_{CC} \frac{\hat{V}_{out}/R_L}{\pi} - \frac{\hat{V}_{out}^2}{4 R_L} \quad (4.3)$$

Questa ha un massimo per:

$$\frac{dP_D}{d\hat{V}_{out}} = \frac{V_{CC}}{\pi R_L} - \frac{\hat{V}_{out}}{2R_L} = 0$$

cioè quando:

$$\hat{V}_{out} = \frac{2}{\pi} V_{CC} \quad (4.4)$$

ossia per \hat{V}_{out} pari a $0,64V_{CC}$.

Ciò è conseguente a quanto rappresentato in Figura 4.4.a, dove si vede che per $\hat{V}_{out} < V_{CC}/2$ o $\hat{V}_{out} > V_{CC}/2$ il punto di lavoro del transistor transita in zone distanti dall'iperbole P(A). Il massimo della potenza media dissipata da una sezione del finale si ottiene calcolando la (4.3) nel valore (4.4) e si ha:

$$P_{D_{max}} = \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} = \frac{4}{\pi^2} \frac{V_{CC}^2}{4 R_L} \cong 0,4 \cdot \frac{1}{2} \cdot P_{L_{max}} = 0,2 \cdot P_{L_{max}} \quad (4.5)$$

Si ottiene di conseguenza che: *per regolare una potenza media massima $P_{L_{max}}$ su un carico R_L , basta utilizzare un transistor in grado di dissipare, in media, il 20% di $P_{L_{max}}$, con evidente risparmio tecnico ed economico.*

Se si fa la scelta di utilizzare un tale transistor, questo sarà portato, durante l'evoluzione del segnale, in punti al di fuori della SOA: P(A) (v. Fig. 4.4.a) è infatti pari a $\frac{1}{2} P_{L_{max}}$. Come si disse allora, ciò che conta è la potenza media, la quale arriva al massimo a $0,2 P(A)$. Tuttavia, la frequenza più bassa contenuta nel segnale (ω_B) mantiene il transistor in punti al di fuori della SOA per tempi che possono risultare pericolosi. Un criterio da adottare è quello di verificare che $T_B/2$ non superi un certo limite: si tornerà su questo argomento al Paragrafo 4.8.

4.5 Studio di un amplificatore da 10 W

La Figura 4.8 mostra lo schema di un amplificatore audio da 10 W proposto dalla Motorola.

I transistor utilizzati sono:

- Q_1 MPS 6571
- Q_2 MPS 6575
- Q_3 MPS 6563
- Q_4 MJE 521
- Q_5 MJE 371
- D_1 MZ 2360

Le caratteristiche di funzionamento dell'amplificatore sono riassunte nei seguenti dati:

- $P_{Lmax} = 10 \text{ W}$ con $R_L = 16 \Omega$;
- THD = 1% a 10 W;
- dinamica di ingresso: $\pm 0,1 V_{eff}$;
- resistenza di ingresso minima: 250 k Ω ;
- BW: $f_L = 40 \text{ Hz}$ e $f_H = 40 \text{ kHz}$;
- corrente di alimentazione in assenza di segnale: 45 mA;
- corrente di alimentazione a 10 W: 390 mA.

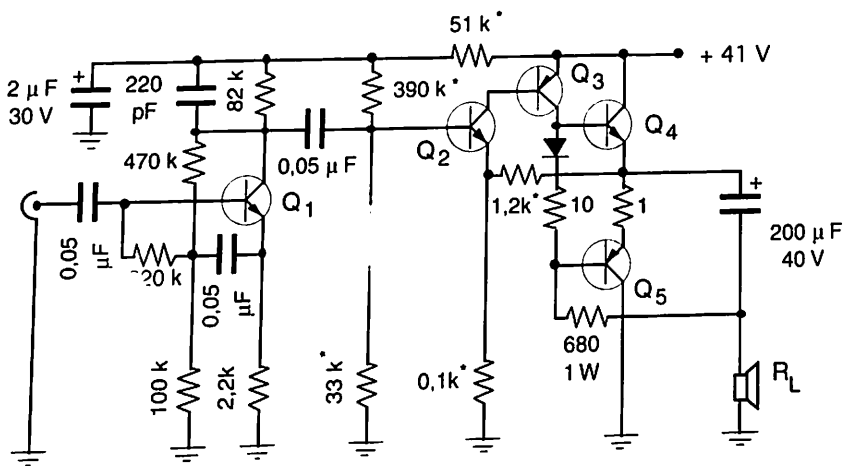


Figura 4.8

Inoltre si fa presente che tutte le resistenze sono da 1/2 W al 10%, tranne quelle segnate con asterisco, che sono al 5%.

Il preamplificatore (Q_1) è un semplice stadio con degenerazione di emitter e bootstrap (0,05 mF dall'emitter) per aumentare l'impedenza di ingresso. L'amplificazione è circa 10 [circa $(82//33//390)/2,2$] e i 220 pF in parallelo al

carico di collettore introducono il polo dominante con taglio intorno ai 40 kHz.

Il gruppo $51k^{(*)} - 2\mu F$ disaccoppia l'alimentazione del preamplificatore da quella del finale fissando la tensione di alimentazione di Q_1 a un valore pari a $(41 - \bar{I}_1 \cdot 51 k)$ dove \bar{I}_1 è la corrente media assorbita dal primo stadio e dalla rete di polarizzazione del secondo stadio.

Il pilota (Q_2, Q_3) produce ulteriore amplificazione ed è sede di controreazione del tipo tensione-tensione realizzata tramite il partitore $1,2k - 0,1k$ (al 5%). La controreazione fissa anche il punto di lavoro in continua confrontando la tensione di base di Q_2 ottenuta dal partitore $33k-390k$ (al 5%) con quella statica di uscita ripartita secondo il tasso di controreazione:

$$f = \frac{100}{1200 + 100}$$

L'amplificazione dello stadio Q_2, Q_3, Q_4 e Q_5 è quindi in totale circa $1/f = 13$. Ciò fornisce un'amplificazione complessiva pari circa a 130.

Il finale è uno stadio complementare ad alimentazione sbilanciata. La dinamica di uscita può essere calcolata come segue.

Per la semionda positiva si ha, al massimo:

$$V_{\max}^+ = V_{CC} - V_{CE3}^{\text{sat}} - V_{BE4}$$

mentre per quella negativa si ha (come valore minimo, del resto irraggiungibile perché Q_5 , come Q_4 , non può arrivare mai a saturazione per la presenza di una resistenza o di Q_3 tra base e collettore):

$$V_{\max}^- = -V_{CE5}^{\text{sat}} + I_{L\max} R_E$$

Il valore della dinamica (tensione picco-picco) di uscita è quindi:

$$V_D = V_{\max}^+ - V_{\max}^- = V_{CC} - (V_{CE3}^{\text{sat}} + V_{BE4}) - (-V_{CE5}^{\text{sat}} + I_{L\max} R_E)$$

che, sostituendo valori plausibili, fornisce:

$$V_D = 41 - (0,5 + 0,7) - (1 + 1,12 \cdot 1) = 37 \text{ Volt}$$

(*) Usiamo per brevità la notazione k in luogo di kΩ.

che è commisurata alla esigenza di avere intorno a 18 V di picco sul carico per ottenere 10 W.

Ancora qualche considerazione è necessaria sul pilota. Durante la semionda negativa in ingresso, Q_3 tende verso la saturazione e trascina quindi base ed emitter di Q_4 verso il valore V_{max}^+ . Ponendo in ingresso una semionda positiva, Q_3 tende invece verso la interdizione assorbendo la corrente di base di Q_5 che, a sua volta, tende verso la saturazione, stabilendo così ai capi del carico la tensione V_{max} .

Si è già discussa al Paragrafo 4.3 la situazione del pilota: Q_3 funziona in classe A e la sua corrente di polarizzazione di collettore deve essere almeno pari al valore di picco che esso deve fornire al finale. Detta R_D la resistenza sul collettore di Q_3 , deve essere:

$$R_D = \frac{V_{CC}/2}{I_{L_{max}}} \beta_{min} \cong R_L \beta_{min}$$

cioè il carico statico deve essere pari a quello visto verso i finali in presenza di segnale. Supponendo che $\beta_{min} = 40$ per $I_C \cong 1$ A, si ha:

$$R_D = 640 \text{ Ohm}$$

che è consistente con i 680 Ω dello schema.

Questo valore, fissato per le esigenze dei finali, determina la potenza P_3 dissipata a riposo dall' stadio pilota:

$$P_3 \cong V_{CC} \cdot I_Q = V_{CC} \cdot \frac{V_{CC}/2}{R_D} = \frac{V_{CC}^2}{2 R_D} = \frac{V_{CC}^2}{2 \beta_{min} R_L} \cong \frac{4 P_{L_{max}}}{\beta_{min}} \cong 1 \text{ W}$$

della quale metà si dissipa su R_D e metà nel transistor.

Si noti che R_D è connessa al carico utilizzatore: ciò realizza un bootstrap^(*) che aumenta il valore dinamico di R_D facendo così in modo che Q_3 abbia in collettore un carico statico e dinamico praticamente immutato. Ciò evita che il pilota perda dinamica generando un'eccessiva quantità di distorsioni.

(*) Questa parola è sinonimo di utilizzazione del Teorema di Miller. Il valore dinamico di R_D è infatti pari a $680/(1 - A_V)$ con $A_V \approx 1$, in questo caso.

In Figura 4.9 è riportata la potenza fornita dall'alimentatore (P_{AI}) e la potenza dissipata P_D in funzione della potenza di uscita. È evidente il classico funzionamento del classe B, con il massimo di P_D e il rendimento massimo a piena potenza.

4.6 Studio di un amplificatore da 60 W

La Figura 4.10 mostra un altro schema di amplificatore di potenza (da 60 W) della Motorola del quale sono elencati gli elementi attivi:

Q_1	MD 8002	Q_5	MM 4006
Q_2	MD 8002	Q_6	MJ 2941
Q_3	MM 4009	Q_7	MJ 2841
Q_4	MM 3006	D	MZ 2361

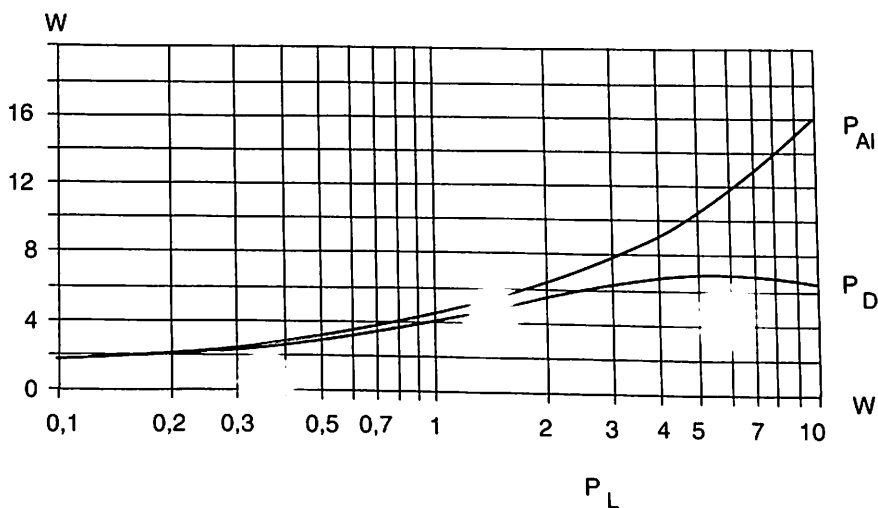


Figura 4.9

L'analisi procede con gli stessi criteri del caso precedente e quindi se ne esporranno solo i punti salienti.

Il preamplificatore (Q_1, Q_2) è uno stadio differenziale invertente disaccoppiato dinamicamente dalla alimentazione negativa tramite il gruppo $7,5k - 5\mu F$.

Il pilota (Q_3) presenta una compensazione del tipo zero-polo e la sua resistenza di carico R_D è progettata come già detto:

$$R_D = \frac{V_{CC}}{I_{L \max}} \beta_{\min} = R_L \cdot \beta_{\min}$$

con β_{min} pari al prodotto dei β_{min} dei due transistor che formano il semistadio complementare. Per la corrente $I_{Lmax} = 3,9 \text{ A}$ si ha $\beta_{min} = 20 \times 50 = 1000$, per cui si ottiene: $R_D = 8000 \text{ Ohm}$.

Questa resistenza è stata divisa in due in serie da 3,9k e una di queste è stata connessa a bootstrap sul carico tramite il condensatore da $100\mu\text{F}$. La potenza P_3 dissipata a riposo dallo stadio pilota è quindi:

$$P_3 = \frac{2 V_{CC} I_{Lmax}}{\beta_{min}} \cong \frac{4 P_{Lmax}}{\beta_{min}}$$

Il calcolo del secondo termine fornisce 280 mW, mentre quello del terzo dà 240mW. Ciò significa che non si sfrutta tutta la dinamica ($\pm 36\text{V}$), ma ci si limita a un'escursione massima di $\pm 31\text{V}$ per non creare eccessive distorsioni.

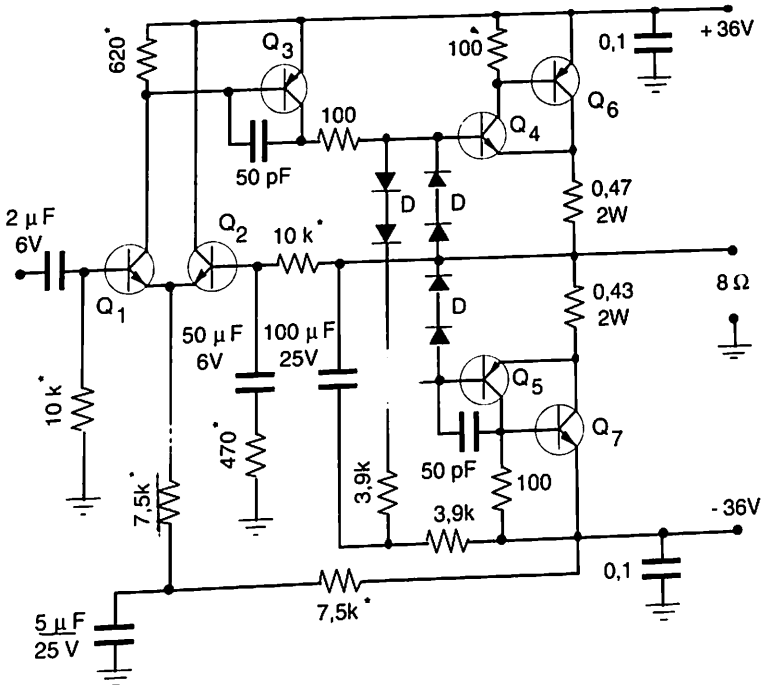


Figura 4.10

La serie dei quattro diodi serve per protezione contro il corto circuito in uscita come sarà discusso nel Paragrafo 4.7.

La controeazione tensione-tensione è realizzata dal partitore $10k-0,47k$ (al 5%) che fissa quindi l'amplificazione a:

$$A_{Vf} \cong \frac{1}{f} = \frac{10^4 + 470}{470} \cong 22$$

Contemporaneamente, la presenza del condensatore da $50\mu F$ nella rete di controeazione fa sì che il tasso di controeazione in continua sia praticamente unitario (la base di Q_2 è connessa staticamente all'uscita tramite $10k$): il valore statico di V_{out} sarà quindi circa zero.

In Figura 4.11.a è mostrata la corrente statica di alimentazione in funzione della tensione di alimentazione. In Figura 4.11.b sono riportate la potenza in continua (P_{Al}) e dissipata (P_D), in funzione della P_L , dalle quali si può ricavare il rendimento.

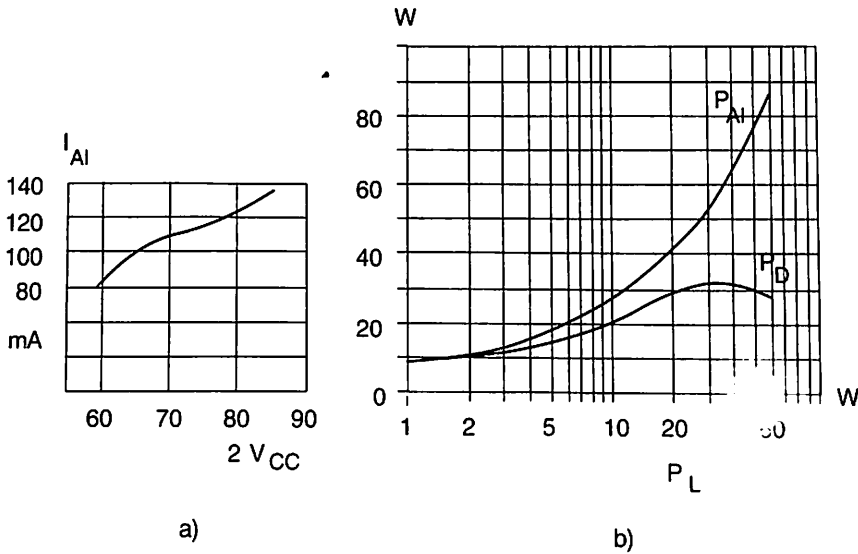


Figura 4.11

4.7 Protezioni

Si è accennato, nel paragrafo precedente, alla presenza di diodi di protezione. Essi entrano in gioco, limitando la corrente di uscita, quando il carico R_L scende sotto un determinato valore. La Figura 4.12 riproduce la parte essenziale dello stadio finale.

Supponendo che R_L tenda a zero, si vede che nella semionda positiva D_1 e D_3 si trovano in serie tra di loro e connessi tra la base di Q_4 e l'uscita. La corrente di corto circuito sarà perciò limitata al valore V_D/R_E come mostra il grafico di Figura 4.13.

Nella semionda negativa D_1 e D_2 operano in modo analogo per il transistor Q_5 .

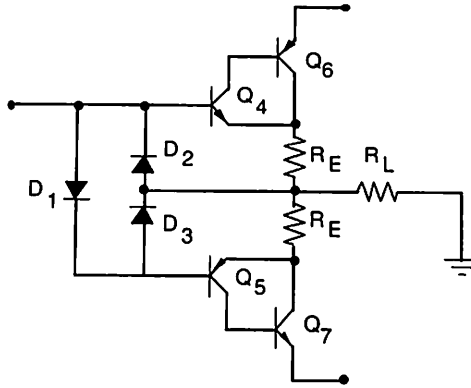


Figura 4.12

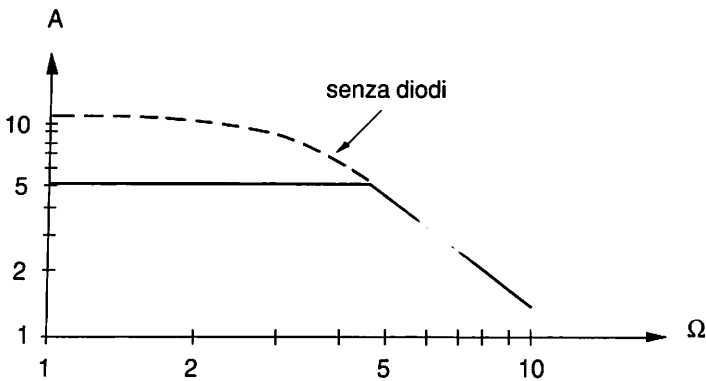


Figura 4.13

4.8 Analisi dei limiti di sicurezza dei transistor di potenza

Le caratteristiche commerciali dei transistor di potenza forniscono anche l'indicazione dei limiti di tensione e corrente di collettore e di temperatura della giunzione CB al di sotto dei quali è garantito il funzionamento corretto del

componente e al di sopra dei quali esso, mediamente, si danneggia in maniera irreparabile. Sulle caratteristiche di uscita (V_{CE} , I_C) viene disegnata la S.O.A. (v. Fig. 1.44).

Nella condizione di equilibrio termico, la potenza P_D dissipata dal transistor deve essere pari alla potenza P_R rimossa, secondo quanto stabilito con la (1.20). Ciò deve valere anche nella condizione estrema, cioè:

$$P_{D_{\max}} = \frac{T_{j_{\max}} - T_{a_{\max}}}{\theta_{jc} + \theta_{ca}} = P_{R_{\max}}$$

La P_D istantanea può assumere anche valori maggiori di quella massima media, ma solo per brevi periodi di tempo, come schematicamente rappresentato in Figura 4.14. A questo ci si riferiva nel Paragrafo 4.4 a proposito della verifica da fare su $T_B/2$ che deve essere compatibile con le informazioni fornite dalla Figura 4.14 (in scala bilogarithmica).

I valori di θ_{jc} vanno da 1000 °C/W per piccoli transistor di segnale, fino a frazioni di °C/W per transistor di potenza.

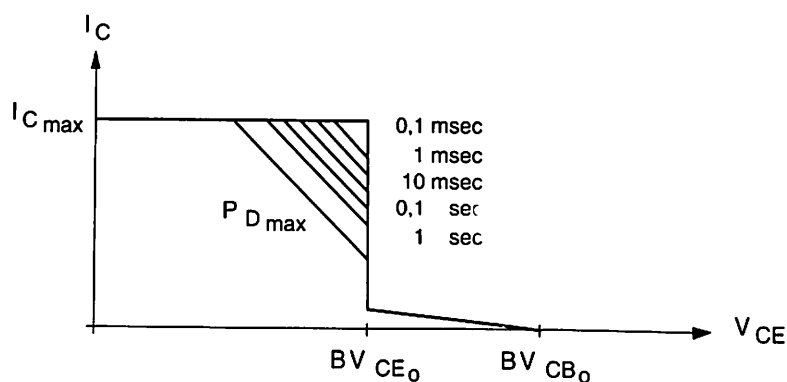


Figura 4.14

Vale, naturalmente, quanto detto nella discussione a proposito delle Figg. 1.15 e 1.16, che rappresenta, però, solo una linea di progetto di prima approssimazione. Infatti sono state fatte tacitamente due assunzioni:

- Che P_D fosse un parametro imposto dalle sole esigenze di amplificazione e quindi indipendente da T_j , mentre, poiché I_C è una funzione della temperatura, sarà anche $P_D = P_D(T_j)$.

b) Che si fosse in condizioni di regime con una P_D sostanzialmente fissa nel tempo.

Si noti per esempio che, nel caso di uno stadio in classe AB, la ipotesi b) non può sussistere essendo P_D funzione del livello di segnale di ingresso.

Considerando dapprima la condizione di riposo (assenza di segnale), avremo:

$$P_D \cong \bar{V}_{CE} [\bar{I}_C + \Delta I_C(T_j)]$$

ove, ovviamente, deve essere nota la funzione $\Delta I_C(T_j)$. Per l'equilibrio deve essere $P_D = P_R$, ossia:

$$T_j = T_a + \theta_{ja} \bar{V}_{CE} [\bar{I}_C + \Delta I_C(T_j)]$$

Il valore di $\theta_{jamax} = \theta_{jc} + \theta_{camax}$ ricavato tramite la (1.20), considerando cioè P_D pari solo al prodotto $\bar{V}_{CE} \bar{I}_C$, può non essere più adeguato. Esso sarà quindi preso come valore approssimato di partenza per calcolare T_j di riposo, che è bene sia il più possibile vicina a T_a compatibilmente con esigenze economiche e di ingombro del sistema refrigerante. All'occorrenza, si dovrà diminuire θ_{ja} migliorando la refrigerazione. Se ciò non è possibile, si deve scegliere un altro transistor con minore θ_{jc} .

Nella Figura 4.15 sono riportati schematicamente P_D e P_R e si vede che, dei due punti di equilibrio $P_D = P_R$, il punto A è di equilibrio stabile, mentre B è instabile. Infatti, a un aumento di T_j nell'intorno di A, corrisponde una $P_D < P_R$ e quindi il transistor tende a freddarsi, tornando verso A.

Il calcolo del valore di θ_{ja} è equivalente al tracciare quella retta P_R , a partire da T_a , che determina un corretto posizionamento di A e fornisce quindi P_{DA} .

Esaminiamo ora, specificamente per uno stadio in classe AB, la stabilità termica in condizioni dinamiche, ossia in presenza di segnale.

Nella Figura 4.16 sono riportate due curve di $P_D(T_j)$, relative alla situazione di assenza (1) e di presenza (2) del segnale a un certo livello. Sarà bene, nel caso di classe AB, che la curva (2) sia relativa al livello del segnale che provoca la P_{Dmax} per ragioni di sicurezza.

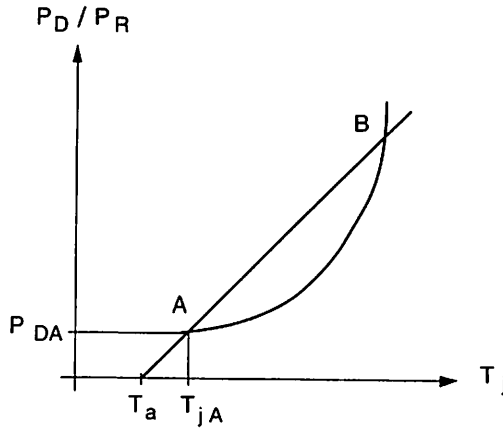


Figura 4.15

In partenza, come si è visto, il transistor si trova nel punto di lavoro A. Una volta dato segnale, esso si porta in B (la T_j non può variare istantaneamente) e quindi, a misura che il transistor si scalda, il punto di lavoro scivola lungo la curva (2) fino a P_{D2} che è di nuovo stabile.

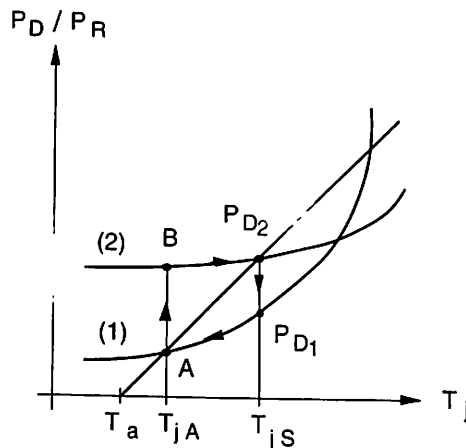


Figura 4.16

Se T_{jS} è minore di T_{jmax} il transistor lavora ancora entro limiti ammissibili.

Quando si toglie segnale, il transistor si porta nel punto P_{D1} e, se $P_{D1} < P_{D2}$, il transistor si fredda e il suo punto di lavoro scivola di nuovo verso A recuperando così una posizione stabile.

Se, invece, succede il caso schematizzato nella Figura 4.17 in cui, alla temperatura T_{jS} , $P_{D2} < P_{D1}$ si vede che, quando viene tolto segnale, il transistor si porta in un punto instabile e quindi tende a temperature T_j maggiori di quelle ammissibili.

Un tale tipo di instabilità si può avere se la rapidità con cui i diodi di polarizzazione si freddano è maggiore di quella con cui si raffredda la giunzione BE una volta tolto il segnale. A ciò si può ovviare ponendo una piccola resistenza in serie agli emitter dei finali. Si ha infatti:

$$P_{D1} = \bar{V}_{CE} [\bar{I}_C + \Delta I_C(T_j)]$$

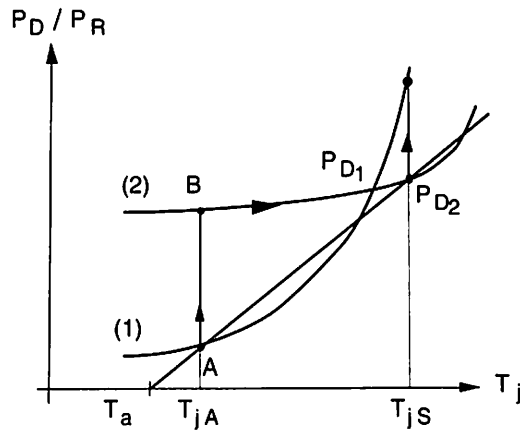


Figura 4.17

D'altra parte la ΔI_C vale:

$$\Delta I_C(T_j) \cong \frac{\Delta V_{BE}}{R_E} = \frac{\Delta T_j \cdot 2 \text{ mV}/^\circ\text{C}}{R_E} \cong \frac{P_{D2} \theta_{ja} \cdot 2 \text{ mV}/^\circ\text{C}}{R_E}$$

Per quanto detto a proposito della Figura 4.17, affinché non si abbia instabilità deve essere:

$$P_{D2} > P_{D1} = \bar{V}_{CE} \left(\bar{I}_C + \frac{P_{D2} \theta_{ja} \cdot 2 \text{ mV}/^\circ\text{C}}{R_E} \right)$$

e quindi:

$$R_E > \frac{P_{D2} \bar{V}_{CE} \theta_{ja} \cdot 2 \text{ mV}/^\circ\text{C}}{P_{D2} - \bar{V}_{CE} \bar{I}_C}$$

Nel caso di un finale a connessione Darlington la R_E va sostituita con $R_E(\beta + 1)$ e, considerando inoltre che $\bar{I}_C \bar{V}_{CE} \ll P_{D2}$, si ottiene:

$$R_E > \frac{\bar{V}_{CE} \theta_{ja} \cdot 2 \text{ mV}/^\circ\text{C}}{\beta + 1}$$

Quanto discusso giustifica la presenza delle due resistenze R_E nella Figura 4.12 e delle resistenze da 0,47 e 0,43 Ω nella Figura 4.10.

4.9 Analisi dell'effetto del carico sui finali

Anche la qualità del carico utilizzatore (resistivo o reattivo) influisce sul permanere o meno delle condizioni di lavoro dei finali all'interno della SOA.

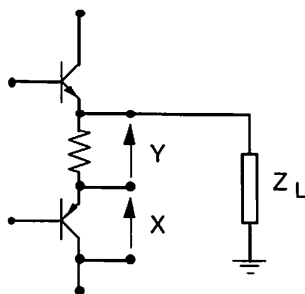


figura 4.18

Tale effetto può essere evidenziato connettendo lo stadio finale all'entrata X e Y di un oscilloscopio, secondo quanto indicato in Figura 4.18. Sulla X andrà un segnale pari alla V_{CE} e sulla Y un segnale proporzionale a I_C . Sullo schermo dell'oscilloscopio si otterrà quindi la rappresentazione della linea di carico del transistor (PNP nel caso mostrato).

Se la Z_L è puramente resistiva (R_L), la linea di carico è una retta come è mostrato nella Figura 4.19.a che è un oscillogramma ricavato dall'amplificatore di potenza da 10W esaminato al Paragrafo 4.5, per un carico finale di 16 Ω e una frequenza di 1 kHz.

Per frequenze più basse, dell'ordine della decina di Hz, comincia a farsi sentire l'impedenza capacitiva del condensatore di accoppiamento. Ciò distorce la linea di carico secondo quanto mostrato in Figura 4.19.b e c relative a un segnale di ingresso di 140 mV e di 230 mV di picco, rispettivamente.

Per verificare che il transistor non si danneggi, si deve riportare la linea di carico sulle caratteristiche di uscita (si noti la scala logaritmica di Fig. 4.19.d) e assicurarsi che essa non esca dalla SOA o ne esca per tempi tanto brevi da non essere pericolosi.

Nella Figura 4.20 sono riportati gli oscillogrammi relativi alla V_{CE} e alla I_C in funzione del tempo nelle condizioni: a) di carico resistivo (a una frequenza di 1 kHz) in funzionamento lineare (140 mV di picco); b) idem, ma saturato (230 mV di picco); c) di carico capacitivo (a una frequenza di circa 60 Hz) in regime saturato, unitamente ai relativi prodotti $V_{CE}(t) I_C(t)$ che forniscono punto per punto la potenza istantanea dissipata dai transistor. Dalla Figura 4.20.c si deduce il tempo t_{eq} durante il quale il componente deve dissipare una potenza istantanea fuori SOA e che può risultare pericolosa.

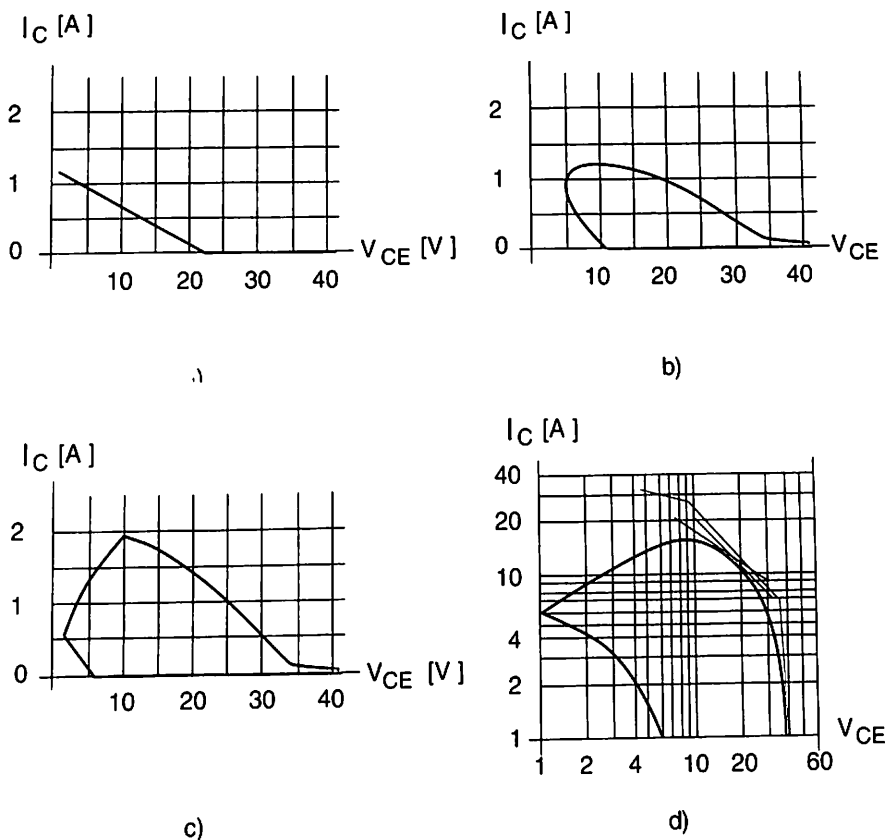
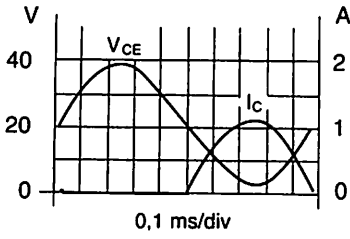
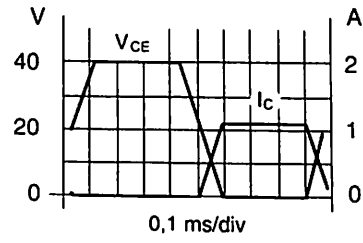


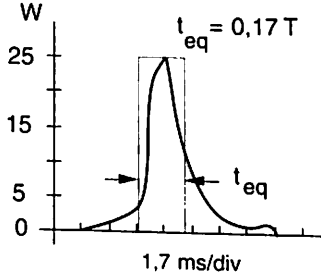
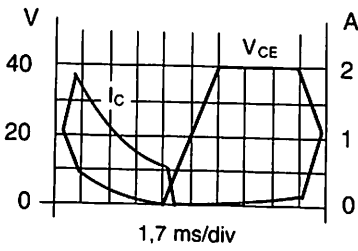
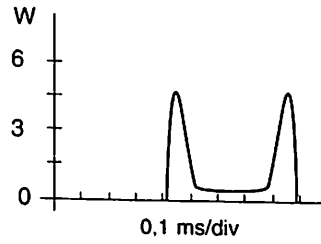
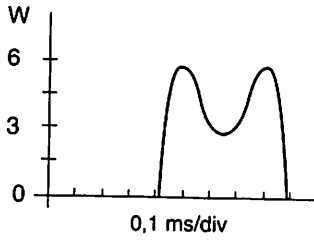
Figura 4.19



a)



b)



c)

Fig. 4.20

Capitolo 5

Amplificatori integrati

5.1 Introduzione

Nel Capitolo 2 si è ampiamente sottolineata l'importanza di un corretto accoppiamento dell'amplificatore sia verso la sua interfaccia di ingresso che verso quella di uscita.

Risultò allora chiara la supremazia del comportamento della cella differenziale di amplificazione come stadio di ingresso, mentre, considerando quanto fu stabilito in merito alla generazione di distorsioni e alla luce di quanto detto anche al Capitolo 4 sul problema del pilotaggio del carico utilizzatore, si deve convenire sulla inevitabilità dell'inseguitore di emettitore (eventualmente nella configurazione *push-pull* complementare) nel ruolo di stadio finale.

Tutte queste topologie permettono (anche questo si è largamente commentato nei capitoli precedenti) l'eliminazione, senza eccessive difficoltà architettoniche, dei condensatori di by-pass e di accoppiamento tra stadi, impossibili da ottenere in versione integrata.

Inoltre, è stato più volte messo in luce che il funzionamento delle celle cruciali per il corretto comportamento della catena di amplificazione era tanto migliore quanto più si rispettavano condizioni di simmetria, ossia di uguaglianza geometrica (per esempio, aree di giunzione), strutturale (per esempio valori di drogaggio o tensioni di soglia) e termica (uniformità della temperatura), tra componenti sia attivi che passivi.

Per finire con queste considerazioni di riepilogo, si rammenti quanto fu detto al Paragrafo 2.12 in merito alla possibilità di ottenere i valori necessari delle correnti di polarizzazione anche senza usare resistenze tali da dover occupare grandi aree di Si in un eventuale processo di integrazione.

In conclusione, quindi: a) l'assenza di grandi capacità e resistenze nelle architetture utilizzate e b) la richiesta di simmetrie, rispettivamente consentono e impongono l'integrazione dei componenti della catena di amplificazione entro la stessa matrice di silicio.

Nasce così l'amplificatore integrato, cioè un componente che da solo riassume la quasi totalità delle funzioni della catena di amplificazione con eccezione di:

- L'eventualità di dovergli premettere uno stadio di ingresso specialmente studiato per le esigenze della sorgente del segnale.
- L'eventualità di doverlo dotare di uno stadio di potenza aggiuntivo necessario per soddisfare le necessità di pilotaggio del carico utilizzatore.
- La necessità di controeccitarlo nella maniera suggerita dall'applicazione.
- La necessità di fornirgli l'alimentazione.

L'architettura che sarà assunta come riferimento per quanto si dirà è mostrata in Figura 5.1.a. In essa i generatori di corrente modellizzano rami di polarizzazione, mentre il funzionamento delle varie parti può facilmente essere desunto da quanto detto a proposito della Figura 2.72, dell'Esempio 3.4.3 e degli stadi finali nel Capitolo 4.

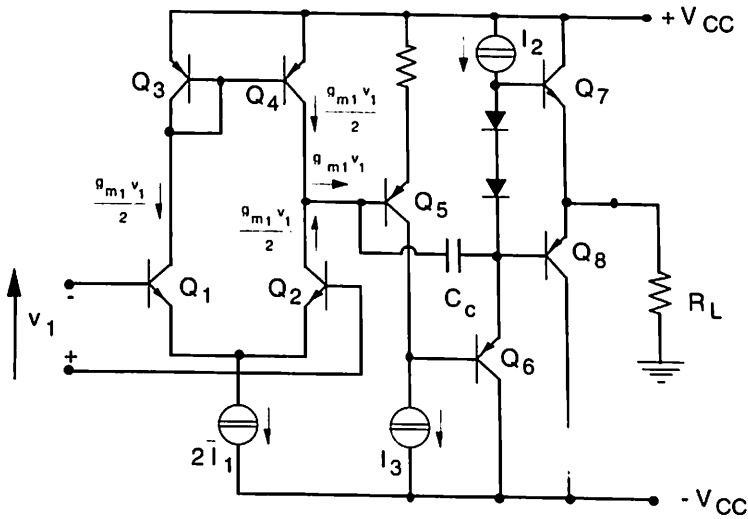


Figura 5.1.a

Procedendo a una rapida analisi del funzionamento dell'integrato, possiamo dire che:

- Un segnale, applicato al terminale d'ingresso designato con il segno meno, (più, non) viene invertito in uscita.
- Posto il segnale v_1 in ingresso, supponendo lo stadio simmetrico, si provoca sul collettore di Q_1 una corrente pari a:

$$i_{c1} = \frac{g_{m1} v_1}{2}$$

mentre su Q_2 si ha una $i_{c2} = -i_{c1}$.

- Al nodo di uscita confluiscono i_{c2} e i_{c4} che è pari a i_{c1} per l'azione di specchio tra Q_3 e Q_4 . Per l'equilibrio deve quindi uscire una corrente pari a:

$$i_{b5} = g_{m1} V_1$$

- Ne risulta un'amplificazione di transconduttanza pari a g_{m1} .
- La corrente i_{b5} entra nella base di Q_6 moltiplicata per β_5 e Q_6 pilota la coppia complementare Q_7Q_8 .
- Su R_L si avrà una tensione pari a:

$$V_{out} = -g_{m1} \cdot V_1 \cdot \beta_5 \cdot \beta_6 \cdot \beta_{7,8} \cdot R_L$$

- L'amplificazione A_{d0} vale quindi:

$$|A_{d0}| = g_{m1} \cdot \beta_5 \cdot \beta_6 \cdot \beta_{7,8} \cdot R_L$$

In Figura 5.1.b è mostrata l'architettura di base di un amplificatore integrato che usa transistor MOSFET e che può essere completato dallo stadio finale di Figura 4.7. Per la similitudine con la versione a BJT possono essere svolte su di esso considerazioni analoghe alle precedenti.

Le differenze tra le due tecnologie si riflettono anche sulle prestazioni dei componenti integrati, ma stanno via via scomparendo, specie se si adottano tecnologie miste, che però sono più costose.

Nel seguito, il dispositivo integrato sarà analizzato a prescindere dalla tecnologia usata nella sua costruzione: qualora sorgesse la necessità di rimarcare le differenze, queste verranno esplicitate.

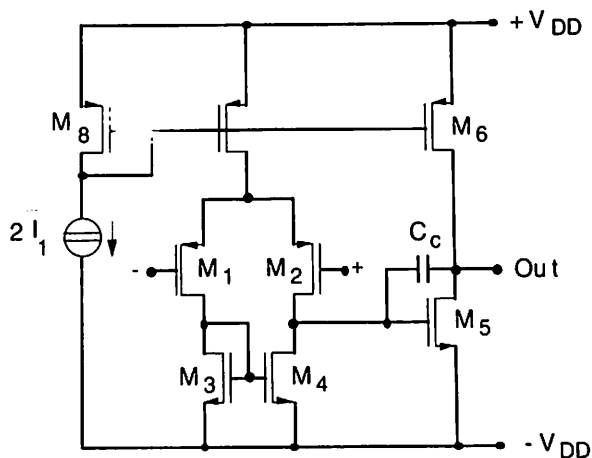


Figura 5.1.b

L'Esempio 3.4.2 e i commenti a esso seguiti hanno messo in luce la possibilità di utilizzare un amplificatore con ingresso differenziale e uscita sbilanciata-

ta in una vasta gamma di applicazioni, nelle quali i risultati si avvicinavano tanto più all'idealità quanto più l'amplificazione A_d e la R_{in} tendevano a infinito e R_{out} tendeva a zero^(*). Quanto allora detto a commento delle Figure 3.16 ÷ 3.21 ha infine chiarito la ragione del nome di amplificatore operazionale (*op-amp*) che questi componenti prendono nella pratica corrente.

Concludiamo perciò col dire che considereremo ideale un op-amp (integrato) che abbia:

- $A_d \rightarrow \infty$ e conseguentemente $BW \rightarrow \infty$;
- $A_c \rightarrow 0$;
- $R_{in} \rightarrow \infty$;
- $R_{out} \rightarrow 0$;
- $NF \rightarrow 0$ dB;

e perfetta simmetria nello stadio di ingresso. Ciò comporta che per tensione differenziale nulla in ingresso si ottenga la tensione nominale di riposo in uscita. È molto frequente che le architetture usate consentano di ottenere $\bar{V}_{out} = 0$, quando la tensione di riposo di modo comune in ingresso, V_c (v. Par. 5.4), è pari anch'essa a zero e questi valori sono compresi nella dinamica ammissibile. In altre parole, ingressi e uscita possono lavorare tutti a tensione statica intorno allo zero.

In definitiva, un modello dell'amplificatore integrato ideale può essere quello di Figura 5.2.

Naturalmente, l'abbandono di una o più condizioni di idealità influisce sulla qualità del modello utilizzato, ossia sulla sua fedeltà nella descrizione delle prestazioni dell'amplificatore. Lo studio degli effetti delle non idealità permetterà di dare criteri secondo i quali seguire o meno a utilizzare il modello ideale o solo parte di esso.

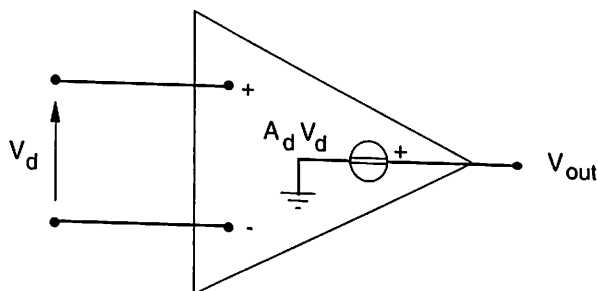


Figura 5.2

(*) In un amplificatore differenziale occorrerebbe considerare l'amplificazione di modo comune A_c : è evidente che essa è stata considerata nulla negli esempi trattati finora. Lo stesso dicasi per la generazione di rumore all'interno dell'amplificatore.

La maggior parte degli amplificatori integrati oggi in commercio presenta caratteristiche che tendono ad avvicinarsi a quelle del modello ideale prima descritto, privilegiando ora questo ora quel parametro. Con essi si costruiscono stadi amplificatori di tensione o di transresistenza: l'analisi che segue si riferirà a questi due casi con il nome rispettivamente di stadio non invertente e stadio invertente (v. Es. 3.4.2).

5.2 Mancanza di simmetria: gli errori di *off-set*

La caduta dell'ipotesi di simmetria rende impossibile considerare uguali le V_{BE} dei transistor della cella differenziale quando il carico attivo a specchio di corrente (v. Fig. 5.1) forza le due correnti di collettore a essere uguali.

Questa dissimetria viene considerata dall'amplificatore come un segnale differenziale. Il fenomeno può essere modellato come una tensione $V_{OS} = V_{BE1} - V_{BE2}$ (tensione di *off-set*) disposta nella maglia di ingresso di una cella differenziale simmetrica. Inoltre, le due correnti di polarizzazione, I_1 e I_2 , possono essere diverse perché diversi sono i β dei transistor della cella.

Lo schema da studiare è quindi quello di Figura 5.3, dove, oltre a quanto già commentato:

- R_1 e R_2 sono le resistenze che stabiliscono l'amplificazione dello stadio.
- R_3 ha una funzione che risulterà chiara nel seguito.
- Si definisce corrente di polarizzazione:

$$I_{BIAS} = \frac{I_1 + I_2}{2}$$

e corrente di *off-set*:

$$I_{OS} = I_1 - I_2$$

Per calcolare la V_{out} dovuta a queste non idealità, si procede alla sovrapposizione degli effetti provocati da V_{OS} e I_{OS} , poiché questi si supporranno tanto piccoli da non far uscire di linearità l'amplificatore.

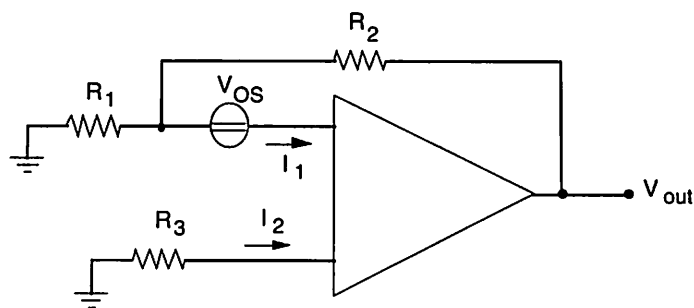


Figura 5.3

Perché si annulli la tensione in ingresso dovuta a V_{OS} (si noti che non si è abbandonata l'ipotesi che $A_d \rightarrow \infty$, quindi la tensione all'ingresso dell'amplificatore deve tendere a 0), dovrà essere^(*):

$$V_{out}^V \frac{R_1}{R_1 + R_2} = V_{OS} \quad (5.1)$$

La tensione sull'ingresso non invertente dovuta alla corrente di polarizzazione è pari a $-I_2 R_3$ e tale dovrà essere la tensione anche sull'ingresso invertente. L'equilibrio delle correnti al nodo richiede che:

$$\frac{V_{out}^I + I_2 R_3}{R_2} = I_1 - \frac{I_2 R_3}{R_1}$$

e quindi:

$$V_{out}^{OS} = V_{out}^V + V_{out}^I = V_{OS} \frac{R_1 + R_2}{R_1} + R_2 \left(I_1 - I_2 \frac{R_3}{R_1} \right) - I_2 R_3 \quad (5.2)$$

Possono farsi due scelte:

- Per $R_3 \rightarrow 0$ si ha:

(*) Poiché non è, a priori, noto il segno di V_{OS} e I_{OS} , le relazioni vanno intese come valutazione dell'entità degli errori risultanti.

$$V_{out}^{OS} \cong V_{OS} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + R_2 I_1$$

- per $R_3 \cong R_1 // R_2$, si ha:

$$V_{out}^{OS} \cong V_{OS} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + R_2 I_{OS}$$

Commenti:

- La necessità di polarizzare lo stadio di ingresso non permette accoppiamenti in alternata del tipo mostrato in Figura 5.4.a, poiché nella base dell'ingresso non invertente non scorrerebbe corrente di polarizzazione^(*). La disposizione corretta è quella di Figura 5.4.b. Sarebbe, invece, in linea di principio possibile accoppiare in alternata l'ingresso invertente.

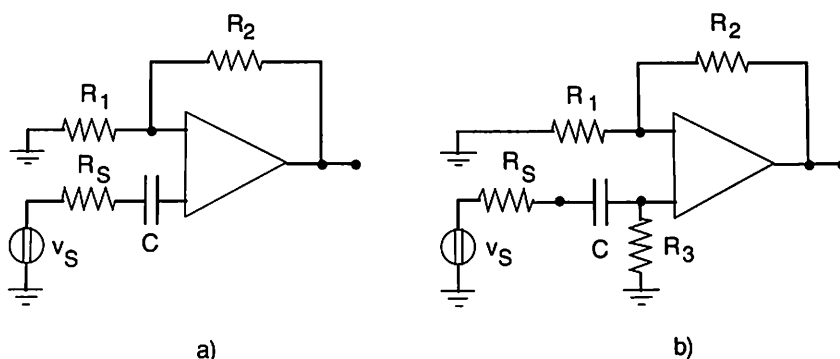


Figura 5.4

- Comunque si scelga il valore di R_3 , l'errore è sempre proporzionale ad R_2 . Ciò significa che:
 - a) l'amplificazione di uno stadio non invertente è limitata dal massimo valore di V_{out}^{OS} che si può tollerare in uscita;
 - b) la resistenza di ingresso di uno stadio invertente ($R_{inf} \cong R_1$) è limitata dal massimo valore accettabile di V_{out}^{OS} , una volta fissata l'amplificazione che si vuole ottenere.

(*) Nel caso di entrate a FET questo problema sembrerebbe inesistente. In realtà, sarà sempre necessaria una resistenza, detta di leakage, verso massa per non permettere alle cariche di accumularsi nelle capacità e di generare così tensioni che portino il componente a lavorare in condizioni non ammesse o addirittura pericolose per la sua integrità.



- Alcuni schemi suggeriscono la possibilità di annullare gli effetti di V_{OS} sommando in ingresso un'opportuna tensione continua. Spesso non è però il valore di V_{out}^{OS} a dare fastidio nell'applicazione, ma la sua variabilità con la temperatura, la tensione di alimentazione e via dicendo. La rete utilizzata per ricavare la tensione di compensazione avrà in generale un comportamento con la temperatura diverso da quello di V_{OS} e il risultato potrà perfino essere peggiore del difetto cui si voleva ovviare. Si deve quindi selezionare il componente che presenta dissimmetrie di valore accettabile per l'applicazione e verificare che queste si mantengano tali in tutto il suo campo di uso.
- L'errore di off-set, a meno che non porti l'amplificatore fuori dinamica, non è importante a frequenze non contigue a $\omega = 0$. Se si possono usare condensatori di disaccoppiamento, è piuttosto da verificare che il valore assoluto delle resistenze scelte non sia tale da generare un livello di rumore inaccettabile (v. Cap. 6).

Esempio 5.1.1 Si consideri l'amplificatore di Figura 5.3 con $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ e $R_3 = R_1 // R_2 \cong 9 \text{ k}\Omega$ e si ricavi l'errore di off-set per alcuni componenti commerciali:

1. L'amplificatore serie 741 con $V_{OSmax} = 6 \text{ mV}$ e $I_{OSmax} = 200 \text{ nA}$, fornisce un valore $V_{out}^{OS} = 86 \text{ mV (max)}$.
2. L'amplificatore serie 356A (ingresso a JFET) con $V_{OSmax} = 2 \text{ mV}$ e $I_{OSmax} = 10 \text{ pA}$, fornisce $V_{out}^{OS} = 22 \text{ mV (max)}$.
3. L'amplificatore serie 155 (ingresso a JFET) con $V_{OSmax} = 5 \text{ mV}$ e $I_{OSmax} = 20 \text{ pA}$, fornisce $V_{out}^{OS} = 55 \text{ mV (max)}$.
4. L'amplificatore serie 11C (ingresso a BJT super- β) con $V_{OSmax} = 0,8 \text{ mV}$ e $I_{OSmax} = 20 \text{ pA}$, fornisce $V_{out}^{OS} = 6,5 \text{ mV (max)}$.

La diversità delle prestazioni fornite dai vari componenti riguardo all'errore di off-set sono il risvolto del fatto che in essi si sono privilegiati altri aspetti del progetto rispondenti ai diversi problemi che si incontrano nelle applicazioni. Per esempio, componenti con ingresso a JFET, potranno presentare valori più bassi di A_d rispetto a quelli con ingresso a BJT, ma avranno slew-rate (v. Par. 5.5) più alto.

5.3 Non idealità dei parametri A_d , R_{in} , R_{out} e BW

Cominciamo l'analisi aggiungendo qualche commento ulteriore a quanto stabilito al Paragrafo 3.4 e, in particolare, nell'Esempio 3.4.2. In quest'ultimo, si

sono esplicitate tutte le relazioni che hanno poi condotto, date come possibili alcune approssimazioni, alle relazioni semplificate (3.20) per l'amplificatore non invertente e alle (3.22) per l'amplificatore invertente.

Per applicazioni a frequenze sensibilmente diverse da zero, si può notare che, per quanto riguarda la R_{in} , nel caso della (3.20) essa è al minimo pari a Z_{in} anche quando A_d tende a zero. Poiché l'ingresso di un op-amp può essere modellizzato più precisamente con il parallelo tra una R_{in} (da 1 a 10^6 M Ω) e un C_{in} (dell'ordine del picofarad) è immediato verificare il limite di frequenza oltre il quale bisogna tenere in conto un'impedenza complessa in ingresso e rivedere contemporaneamente le approssimazioni prima richiamate.

Nel caso delle (3.22), l'impedenza vista dal generatore di segnale cresce al decrescere di A_d con la frequenza, prima che la C_{in} faccia sentire il suo effetto: il generatore vedrà quindi un misuratore di corrente sempre meno perfetto e ciò mette in discussione, anche in questo caso, le approssimazioni fatte. In ambedue i casi, tenere in conto questi effetti non presenta alcuna difficoltà.

Passando alla funzione di trasferimento, si consideri la prima delle (3.22) e la si traduca in amplificazione di tensione. Si avrà:

$$A_{Vf} = \frac{R_{mf}}{R_1} = - \frac{1}{R_1} \frac{R_1}{R_1 + \frac{R_2}{A_d}} \frac{A_d R_2}{1 + A_d}$$

avendo posto $R_S = R_1$ e $R_{in} // R_2 \equiv R_2$. Svolgendo i passaggi e trascurando i termini in A_d^{-2} , si ottiene:

$$A_{Vf} = - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{A_d}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} A_d} \quad (5.3)$$

cioè una funzione di trasferimento la cui parte variabile con la frequenza è identica alla prima delle (3.20).

Supponendo quindi di poter modellizzare A_d con due poli, cioè:

$$A_d(s) = \frac{A_{d0}}{(1 + s \tau_1)(1 + s \tau_2)} \quad (5.4)$$

come è quasi sempre possibile, dati i componenti in commercio, si ha, detto $G_{Vf}(s)$ la parte variabile con la frequenza nella (5.3):

$$G_{Vf}(s) = \frac{G_{Vf0}}{1 + k s (\tau_1 + \tau_2) + k s^2 \tau_1 \tau_2} \quad (5.5)$$

dove:

$$G_{Vf0} = \frac{A_{d0}}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} A_{d0}} \cong \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

$$k = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} A_{d0}} = \frac{G_{Vf0}}{A_{d0}} \cong \frac{R_1 + R_2}{A_{d0} R_1}$$

La (5.5) è in tutto analoga alla (3.34). Nel caso di componenti di impiego generale il rapporto τ_1/τ_2 è dell'ordine di 10^5 , per cui, risolto il denominatore della (5.5), si ottiene:

$$s_{1,2} = \frac{-1 \pm \sqrt{1 - 4 \tau_2 / (k \tau_1)}}{2 \tau_2} \quad (5.6)$$

Assumendo che uno dei due poli: s_1 dominante s_2 di due ottave (quattro volte) maggiore dell'altro, si ottiene che ciò avviene fino a che:

$$k > \frac{25 \tau_2}{4 \tau_1}$$

Sempre riferendoci a componenti di impiego generale che presentano valori di A_{d0} dell'ordine di $10^5 - 10^6$, otteniamo:

$$\frac{R_1 + R_2}{R_1} > 6$$

Si può quindi concludere che la posizione di polo dominante può essere mantenuta fino a guadagni in tensione (nei due casi) dell'ordine della decina, nel qual caso si ottiene:

$$f_{Hf} \equiv \frac{f_1 A_{d0}}{\frac{R_1 + R_2}{R_1}}$$

dove $f_1 = 1/(2\pi\tau_1)$ è la frequenza di taglio dell'amplificatore di base.

Il valore di k per il quale i due poli coincidono è pari a:

$$k \equiv \frac{4\tau_2}{\tau_1}$$

che, con i valori già usati, fornisce $\frac{R_1 + R_2}{R_1} \cong 4$. Amplificazioni di valore minore di quello stabilito da questo rapporto, in particolare il caso del voltage follower (Fig. 3.22), danno luogo all'insorgere di sovraelongazioni (*overshoot*). Tutto ciò conferma quanto commentato alla fine dell'Esempio 3.6.2.

5.4 Non idealità del parametro A_c

Si supponga che sia $A_c \neq 0$. In questo caso si usa descrivere la prestazione dell'amplificatore dando il rapporto di reiezione di modo comune (CMRR: *Common Mode Rejection Ratio*) definito come:

$$\text{CMRR} = 20 \lg \frac{A_d}{A_c} \quad (5.7)$$

che, per i componenti usualmente in commercio, varia tra 50 e 120 dB. Per esaminare l'effetto di un CMRR non infinito si seguirà la via di un esempio tipico. Si consideri lo schema di Figura 5.5.

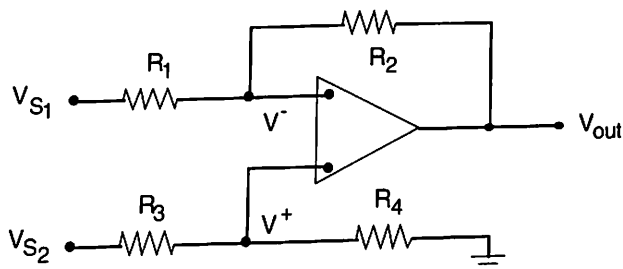


Figura 5.5

Mantenendo per il momento l'assunzione di un'amplificazione ideale ($A_d \rightarrow \infty$ e $A_c = 0$) si ha, con le solite approssimazioni:

$$V_{out} = -V_{S1} \frac{R_2}{R_1} + V_{S2} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (5.8)$$

Posto:

$$V_d = V_{S2} - V_{S1}$$

$$V_c = \frac{V_{S2} + V_{S1}}{2}$$

$$V_{out} = A_{cf} V_c + A_{df} V_d$$

si ottiene:

$$A_{cf} = \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1(R_3 + R_4)}$$

$$A_{df} = \frac{1}{2} \left[\frac{R_2}{R_1} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right] \quad (5.9)$$

Le (5.9) forniscono in definitiva il CMRR dovuto alla rete di resistenze:

$$CMRR_R = 20 \lg \frac{A_{df}}{A_{cf}} = 20 \lg \frac{1}{2} \frac{R_1 R_4 + R_2 R_3 + 2 R_2 R_4}{R_1 R_4 - R_2 R_3} \quad (5.10)$$

Dalla (5.10) si conclude che esiste un'amplificazione di modo comune dovuta al non perfetto equilibrio dei due termini a denominatore ($R_1 R_4 \neq R_2 R_3$).

Detto k il rapporto nominale $R_2/R_1 = R_4/R_3$ e α la tolleranza dei valori delle resistenze, la condizione peggiore si ha quando:

$$R_1 = R(1 + \alpha)$$

$$R_2 = k R(1 - \alpha)$$

$$R_3 = R(1 - \alpha)$$

$$R_4 = k R(1 + \alpha)$$

per cui si ottiene:

$$\text{CMRR}_R \cong 20 \lg \frac{k+1}{4 \alpha}$$

Considerando ora il caso reale di A_d finita e $A_c \neq 0$, si può scrivere:

$$\begin{aligned} V^- &= V_{\text{out}} \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_{S1} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\ V^+ &= V_{S2} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \end{aligned} \quad (5.11)$$

e, pertanto, si avrà:

$$V_{\text{out}} = A_d (V^+ - V^-) + A_c \frac{V^+ + V^-}{2} \quad (5.12)$$

Sostituendo nella (5.12) i valori (5.11) si ottiene:

$$\begin{aligned} V_{\text{out}} &= \left\{ V_c \left[A_d \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} + \frac{A_c}{2} \frac{R_1 R_4 + R_2 R_3 + 2 R_2 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \right] + \right. \\ &+ V_d \left. \left[\frac{A_d}{2} \frac{R_1 R_4 + R_2 R_3 + 2 R_2 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} + \frac{A_c}{4} \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \right] \right\} \cdot \\ &\cdot \left[1 + (A_d - \frac{A_c}{2}) \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right]^{-1} \end{aligned} \quad (5.13)$$

Detto:

$$a = R_1 R_4 + R_2 R_3 + 2 R_2 R_4$$

$$b = R_1 R_4 - R_2 R_3$$

si ha che:

$$\text{CMRR}_{\text{TOT}} = \frac{1}{\frac{A_d b + \frac{A_c}{2} a}{2} + \frac{A_c b}{4}} = \frac{\frac{2b}{a} + \frac{A_c}{A_d}}{1 + \frac{A_c b}{A_d 2a}}$$

dove $\frac{A_c}{A_d} \ll 1$ e $b \rightarrow 0$ per ottenere un buon $CMRR_R$, Eq. (5.10). In definitiva si ha, detto $CMRR_A$ il contributo dovuto all'amplificatore:

$$\frac{1}{CMRR_{TOT}} \cong \frac{1}{CMRR_A} + \frac{1}{CMRR_R} \quad (5.14)$$

dove i $CMRR$ sono evidentemente espressi in valore proprio (non in dB). Si conclude quindi che le due cause di non idealità si compongono secondo la (5.14) dalla quale si ricava che il risultato finale viene determinato dal più piccolo (e peggiore) dei due valori.

5.5 La condizione di saturazione e la velocità di commutazione

La transcaratteristica tensione-tensione di bassa frequenza di un op-amp è dominata dal comportamento del differenziale di ingresso (v. Fig. 5.1) per cui si può prevedere un andamento del tipo mostrato in Figura 5.6, dove si sono trascurati gli errori di off-set e altri effetti secondari. L'amplificatore integrato fornisce, dipendendo dal tipo, un'amplificazione (la derivata della transcaratteristica per $V_d = 0$) che varia tra 10^4 e 10^7 : conseguentemente si passerà dalla situazione di saturazione per valori negativi alla saturazione per valori positivi in un intervallo di V_d che al massimo vale qualche millivolt.

La non linearità della caratteristica, dovuta soprattutto al pilota e al finale, viene attutita dal meccanismo della controreazione, come discusso al Paragrafo 3.5.

Nella zona di saturazione l'amplificatore può essere modellizzato in uscita come un generatore di tensione pari alle tensioni di saturazione, che generalmente non si discostano molto da quelle di alimentazione.

È interessante studiare il comportamento dell'amplificatore quando una tensione a gradino in ingresso sia in condizione di provocarne la saturazione. In questo caso, data la situazione di non linearità, non è possibile porre in relazione banda passante e tempo di salita. All'interno del componente le capacità presenti nello schema, sia quelle intenzionali che quelle parassite, devono cambiare il loro stato di carica facendo affidamento sulla massima corrente a loro disposizione.

Per esempio, nello schema di Figura 5.1 la capacità C_c , che realizza la compensazione polo-zero, può contare su una corrente massima stabilita dal ramo di polarizzazione dello stadio di ingresso.

Definiamo velocità di commutazione o *slew rate* (SR) la massima rapidità con la quale la tensione di uscita dell'op-amp si adegua alle variazioni della tensione di ingresso quando queste sono tali da far uscire l'amplificatore dai limiti di funzionamento lineare.

Riferendoci a quanto rappresentato in Figura 5.7:

$$SR = \left. \frac{\Delta V_{out}}{\Delta t} \right|_{\max} \quad (5.15)$$

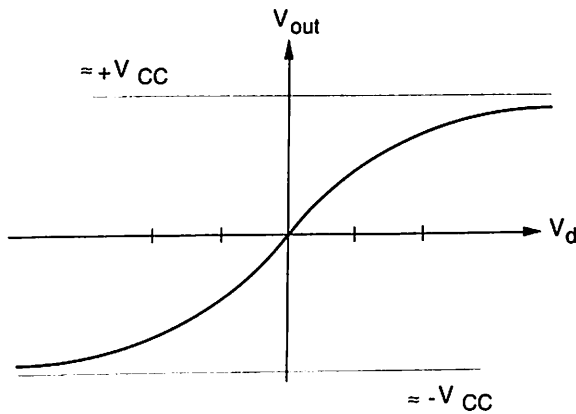


Figura 5.6

ossia il massimo valore che può assumere il rapporto tra la variazione di V_{out} da zero al valore di saturazione (e viceversa) e il tempo impiegato.

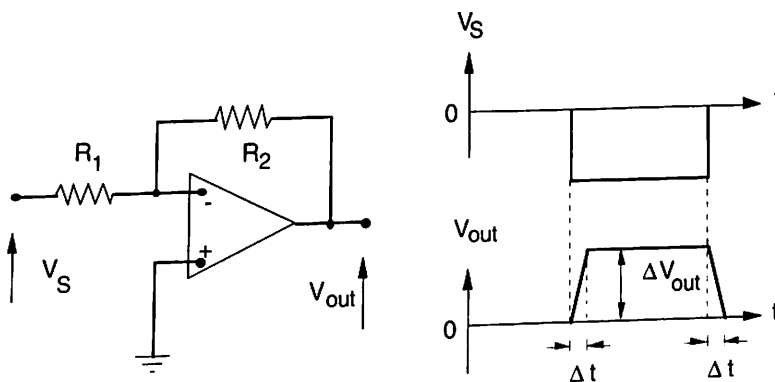


Figura 5.7

È interessante vedere quali sono i parametri da cui dipende SR e le possibilità di migliorare la prestazione dell'op-amp a questo riguardo. Dedurremo queste informazioni considerando lo schema della Figura 5.1.a.

Analizziamo dapprima il comportamento dell'amplificatore per piccoli segnali. Nella Figura 5.8 si è condensato nel generatore di corrente il primo stadio e nel simbolo di amplificatore lo stadio intermedio (di amplificazione). Alle alte frequenze, quando il ruolo di C_c diventa preponderante, l'amplificazione assume la forma:

$$|A_V(\omega)| = \left| \frac{V_{out}(\omega)}{V_1(\omega)} \right| = \frac{g_{m1}}{\omega C_c} \quad (5.16)$$

dove $g_{m1} = I_1/V_T$.

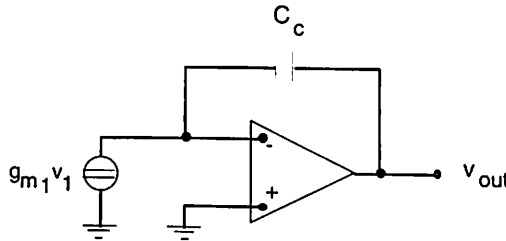


Figura 5.8

La pulsazione ω_u alla quale il guadagno è pari ad 1 è quindi:

$$\omega_u = \frac{g_{m1}}{C_c} \quad (5.17)$$

Nel caso del 741 (o LM101) $I_1 \cong 9 \mu\text{A}$, $C_c \cong 25 \text{ pF}$, sicché si ottiene:

$$f_u \cong 2 \text{ MHz}$$

Tornando al calcolo dello SR, si comandi l'op-amp con un segnale di ingresso del tipo di quello mostrato in Figura 5.7, il cui tempo di salita sia praticamente nullo, il che significa molto inferiore allo SR stesso. Supponendo $I_2 \gg I_1$, si ha:

$$\text{SR} = \left. \frac{\Delta V_{out}}{\Delta t} \right|_{\max} = \frac{I_1}{C_c} \quad (5.18)$$

Sempre per il 741, il calcolo fornisce $SR \cong 0,4 \text{ V}/\mu\text{sec}$. Il valore di SR può utilmente essere posto in relazione al comportamento dell'op-amp per piccoli segnali tramite la (5.17), ottenendo:

$$SR = \frac{\omega_u \bar{I}_1}{g_{m1}} = \omega_u V_T \quad (5.19)$$

Il valore dato dalla (5.19) può essere determinato con misure sull'ingresso e sull'uscita dell'amplificatore.

Si vede che, per il tipo di op-amp esaminato, l'unico modo per migliorare SR è aumentare ω_u .

5.5.a La massima tensione indistorta di uscita

Supponiamo di mettere in ingresso dell'op-amp un segnale sinusoidale e domandiamoci quale è il massimo valore di ω che permette di ottenere in uscita una riproduzione indistorta del segnale di ingresso. Poiché deve essere $V_{out} = \hat{V}_{out} \sin \omega t$, derivando otteniamo:

$$\frac{d V_{out}}{d t} = \omega \hat{V}_{out} \cos \omega t$$

che ha un massimo per $\cos \omega t = 1$ e fornisce $\left. \frac{d V_{out}}{d t} \right|_{\max} = \omega \hat{V}_{out}$.

Ciò è il valore massimo di ω per cui il segnale di uscita risulta indistorto è pari a:

$$\omega_{\max} = \frac{1}{\hat{V}_{out}} \left. \frac{d V_{out}}{d t} \right|_{\max} = \frac{1}{\hat{V}_{out}} SR \quad (5.20)$$

ed è quindi in stretta relazione con lo slew-rate. Per il 741, se si vuole ottenere $V_{out} = 10 \text{ V}$, la f_{\max} risulta:

$$f_{\max} = \frac{\omega_{\max}}{2 \pi} \cong 6,5 \text{ kHz}$$

che è molto bassa se si confronta con $f_u = 2 \text{ MHz}$ relativa al regime di piccoli segnali.

In conclusione: se si mantiene uno stadio di ingresso del tipo di quello di Figura 5.1, poiché g_{m1}/I_1 è una costante, l'unico modo di migliorare SR è aumentare ω_u , ciò che rappresenta un procedimento costoso. Meglio ricorrere a componenti per i quali il rapporto analogo a g_m/I_C assume valori più convenienti.

Con uno stadio di ingresso a JFET si ha, con ovvio significato dei simboli:

$$g_m = \frac{2}{|V_p|} \sqrt{|I_{DSS} I_D|}$$

che, per $\bar{V}_{GS} \cong 0$ fornisce:

$$\left| \frac{g_m}{I_D} \right| \cong \frac{2}{|V_p|}$$

Si ottiene così un miglioramento di SR, a parità di ω_u , dato da:

$$\frac{\text{SR (JFET)}}{\text{SR (bipolare)}} = \frac{|V_p|}{2 V_T}$$

che, per un $|V_p| = 2 \text{ V}$, risulta di circa 4.

La caratteristica dei JFET di avere una minore g_m a parità di corrente statica si risolve quindi in un miglioramento dello SR.

5.6 Il comparatore integrato

Nel Paragrafo 3.6, Esempio 3.6.5, si definì il funzionamento di un comparatore analogico. Si vuole ora riprendere l'argomento e, alla luce di quanto detto sul comportamento degli amplificatori integrati, precisare le modalità del loro impiego e le limitazioni delle loro prestazioni quando vengano usati come comparatori. Non si esaminerà il caso di presenza di reazione positiva per non avere a che fare con l'isteresi di comparazione mostrata in Figura 3.4.1, ma quanto si dirà è facilmente estendibile al caso richiamato.

Il comparatore integrato è sostanzialmente un op-amp del quale sono state particolarmente curate alcune caratteristiche di funzionamento quali la banda passante e lo SR. I livelli delle tensioni in uscita vengono resi compatibili con ingressi digitali, per esempio quelli della famiglia CMOS o ECL.

Il comparatore è l'elemento di confine tra l'elaborazione analogica e quella digitale. Esso è sempre presente nei convertitori analogico-digitale e in quelli digitale-analogico. Dovendo quindi presentare, come si è detto, una compatibilità verso ingressi digitali, la tensione di off-set, le cui cause sono analoghe a quelle discusse per gli amplificatori per impieghi lineari, viene più specificamente definita come segue: *la tensione che si deve applicare tra gli ingressi per portare l'uscita a un determinato valore, funzione della temperatura, tale da rappresentare la soglia di scatto, convenzionalmente assunta, della famiglia di compatibilità a quella temperatura.*

Per i comparatori la tensione di off-set è dell'ordine di pochi millivolt.

Poiché il componente deve sostenere ai suoi ingressi una tensione decisamente diversa da zero, è importante fornire l'indicazione della massima tensione applicabile. Questa può essere data tramite la Figura 5.9, nella quale la poligonale racchiude la zona dei valori massimi ammissibili, mentre l'area tratteggiata rappresenta la zona nella quale si garantisce il corretto funzionamento dell'integrato.

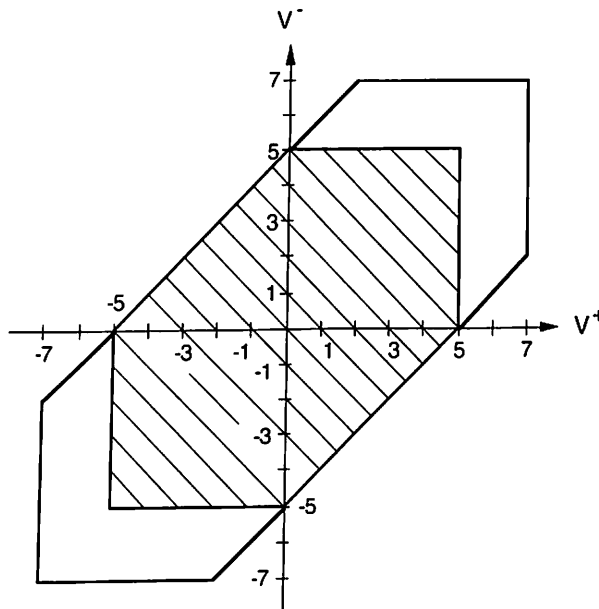


Figura 5.9

È importante considerare l'effetto della resistenza della sorgente del segnale sull'operazione di comparazione.

Si supponga, cioè, di essere nella situazione rappresentata in Figura 5.10, nella quale v_S è un generatore di tensione, linearmente variabile col tempo, che porti gradualmente V^- a superare $V^+ = V_R$ come mostrato in Figura 5.11.

Le due linee tratteggiate intorno a V_R delimitano i valori di V^- entro i quali l'integrato funziona da amplificatore, con amplificazione dell'ordine di 10^4 . Al crescere di V_S , l'integrato permane nella condizione di amplificatore per un intervallo di tempo Δt . Può esistere un cammino parassita di reazione positiva, che porta il componente a oscillare durante Δt , dando cioè luogo a una transizione anomala. È intuitivo che, più si allunga Δt , più è probabile che ciò accada.

A questo proposito va considerato l'effetto della resistenza interna della sorgente di segnale. Infatti, la tensione realmente applicata al piedino invertente non è V_S , ma $V_S - R_S I^-$ se con I^- si indica la corrente che il generatore deve erogare.

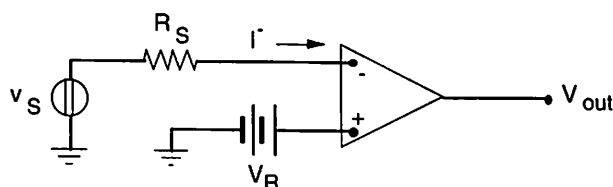


Figura 5.10

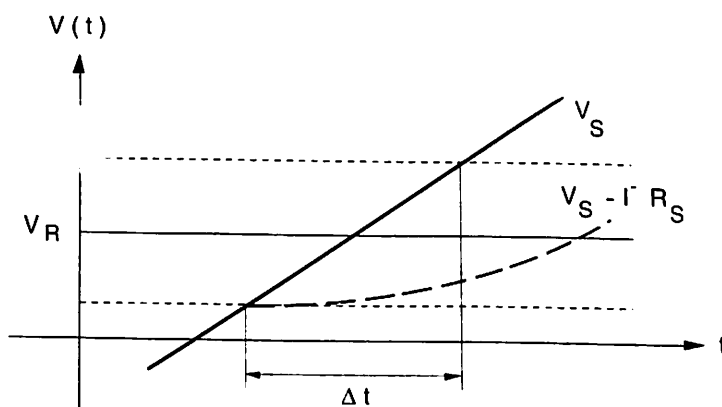


Figura 5.11

Questa corrente passa da un valore praticamente nullo (prima della transizione) a quello di saturazione delle basi del primo stadio differenziale e que-

sto fa sì che si allunghi il tempo Δt come è schematicamente mostrato in Figura 5.11 (curva tratteggiata).

Ne deriva l'opportunità che R_S sia la minore possibile in modo da non dare luogo a questo effetto non voluto. La differenza di comportamento di un comparatore comandato con la stessa V_S , ma con due diverse R_S è mostrata in Figura 5.12.

Infine, sempre allo scopo di limitare al massimo la possibilità di cammini spuri di reazione positiva, si consiglia di disaccoppiare il componente dalle alimentazioni, disponendo due condensatori da 0,1 μF tra la massa e un punto quanto più possibile vicino ai piedini di alimentazione dell'integrato (v. Fig. 5.13).

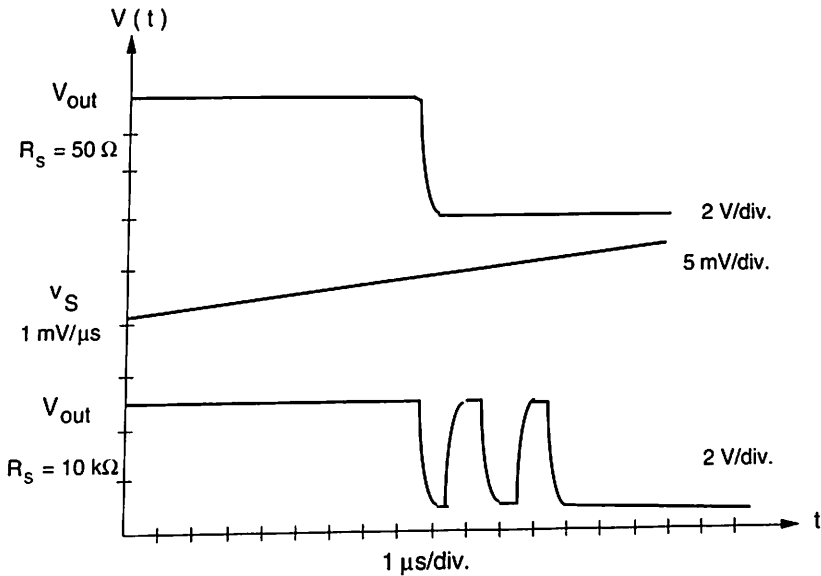


Figura 5.12

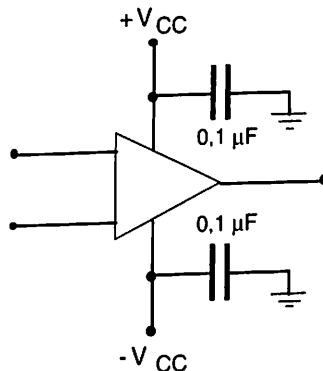


Figura 5.13

5.7 Esempi di applicazione di integrati lineari

In questo paragrafo si passeranno in rassegna alcune applicazioni degli amplificatori integrati, mettendo in luce le limitazioni introdotte dalla non idealità dei componenti.

5.7.a Operazione integrale

In sede di commenti all'Esempio 3.4.2 si è vista la possibilità di eseguire l'integrale di una tensione v_S [v. Eq. (3.25)] con un amplificatore le cui prestazioni fossero considerate ideali.

Supponiamo ora di utilizzare un componente reale che possa essere modellizzato con una funzione di trasferimento a un solo polo:

$$A_d(s) = \frac{-A_{d0}}{1 + s\tau_1}$$

Con riferimento alla Figura 3.18(*) si avrà:

$$\frac{v_S - v^-}{R} = (v^- - v_{out}) sC$$

la quale, una volta sostituito v^- con $v_{out}/A_d(s)$ fornisce il diagramma di Bode delle ampiezze mostrato in Figura 5.1 dove:

$$\omega_{1f} = \frac{1}{R C A_{d0}} \quad \omega_{2f} = A_{d0} \frac{1}{\tau_1} \quad (5.21)$$

La banda passante dell'integratore è quindi quella compresa tra i valori (5.21).

Una prima considerazione da fare è che aumentando A_{d0} e diminuendo τ_1 , cioè aumentando il prodotto guadagno-banda del componente, si migliorano le prestazioni dell'integratore sia alle alte che alle basse frequenze.

(*) È ovvio che si potrebbe usare le (3.22) o, meglio, le relazioni più generali che le hanno derivate per approssimazione. Risulta comunque più immediato il procedimento qui suggerito.

In secondo luogo, per diminuire la ω_{1f} , ciò che equivale a dire che si vuole che l'operazionale riesca a integrare su intervalli di tempo più lunghi, si possono aumentare sia R che C. Il valore massimo di R è però quello per cui R diventa comparabile con la resistenza di ingresso dell'integrato, o per il quale gli errori di off-set divengono inaccettabili. Ciò limita in pratica R al valore di 1 M Ω . Dal canto suo, C soffre una limitazione dovuta alla sua resistenza di perdita R_p , che, a parità di altre condizioni, cresce al crescere del valore della capacità. Raramente si usano condensatori integratori di valore maggiore di 1 μ F. È ovvio che, per un funzionamento corretto, deve essere:

$$\frac{1}{2 \pi f_{1f} C} \ll R_p$$

Si esamineranno ora due applicazioni dell'integratore.

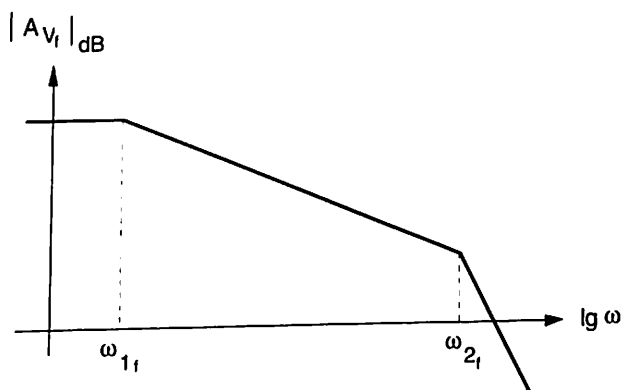


Figura 5.14

5.7.a.1 Il generatore di rampa di tensione (generatore di Miller)

Per rampa di tensione si intende una tensione che varia nel tempo con legge lineare. Si consideri preliminarmente il circuito di carica di un condensatore C attraverso una resistenza R alimentato da una tensione costante V.

Si avrà:

$$V_c(t) = V^\infty + (V^0 - V^\infty) e^{-t/\tau} = V(1 - e^{-t/\tau})$$

con ovvio significato dei simboli e se $V_c(0) = V^0 = 0$. Tale funzione è ovviamente lontana dall'approssimare un andamento lineare, ma è anche vero che

una tale approssimazione è tanto migliore quanto più ci si limita a considerare valori di $V_c(t)$ vicini a $V_c(0)$.

Infatti, per $t \ll \tau$, possiamo approssimare $V_c(t)$ con il suo sviluppo in serie arrestato al primo ordine ottenendo:

$$V_c(t) \cong \frac{V}{RC} t$$

È anzi significativo dare una idea della linearità della forma d'onda generata, fornendo un errore di linearità così definito:

$$\varepsilon_1 = \frac{\dot{V}_c(t=0) - \dot{V}_c(t=T)}{\dot{V}_c(t=0)} \quad (5.22)$$

ove il punto indica la differenziazione rispetto al tempo e T è l'istante, a partire da $t = 0$, al quale arrestiamo la carica di C . Nel caso del semplice circuito RC, con facili passaggi, si ottiene:

$$\varepsilon_1 = \frac{V_c(t=T)}{V}$$

La rampa di tensione sarà quindi tanto meglio approssimata quanto più la tensione del condensatore sarà piccola rispetto al valore asintotico V , ciò che è del tutto equivalente a dire: quanto più T sarà minore della costante tempo $t = RC$.

Detto questo, consideriamo l'integratore del quale la Figura 5.15 mostra il circuito equivalente. Si è considerata la resistenza di ingresso dell'amplificatore molto maggiore di R .

Se l'ingresso è una tensione costante di valore V a partire da $t = 0$, l'uscita approssimerà una rampa, pari all'integrale di V nel tempo.

Per calcolare l'ordine di grandezza dell'errore di linearità, si consideri che, alla fine del fenomeno, ossia a condensatore carico al valore asintotico, non scorre in esso alcuna corrente: la tensione ai suoi capi sarà dunque circa $-A_{d0}V$ (la rampa è negativa perché l'integratore inverte).

Del resto, molto prima di arrivare a tale valore, l'amplificatore avrà raggiunto il valore di saturazione in uscita, che supporremo pari al valore dell'alimentazione (V_{CC}) negativa, stabilendo così il valore massimo che la rampa può assumere. Avremo cioè:

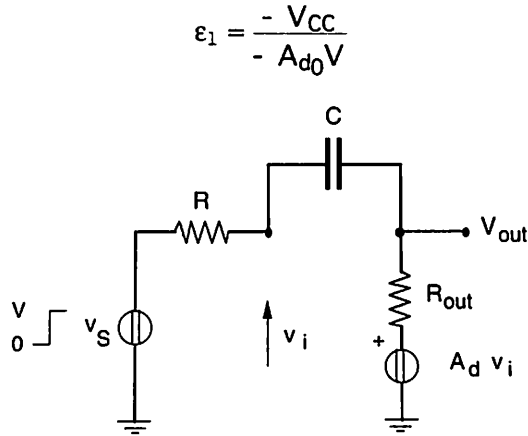


Figura 5.15

e quindi, come c'era da attendersi, piccoli errori di linearità richiedono amplificazioni molto elevate, essendo V_{CC} e V dello stesso ordine di grandezza.

La rapidità con cui la rampa sale è data da:

$$\dot{V}_C(t) = -\frac{V}{RC}$$

e deve essere ovviamente minore dello slew-rate dell'amplificatore.

Applicando il Teorema di Miller all'integratore (Fig. 5.16), possono essere fatte due considerazioni interessanti.

La prima consiste nel notare che la rampa in uscita presenta un gradino iniziale.

Infatti, per $t = 0$, si ha che:

$$v_i(t = 0^+) = V \frac{R_{out} / (1 - A_d)}{R + R_{out} / (1 - A_d)} \cong \frac{V R_{out}}{-A_d R}$$

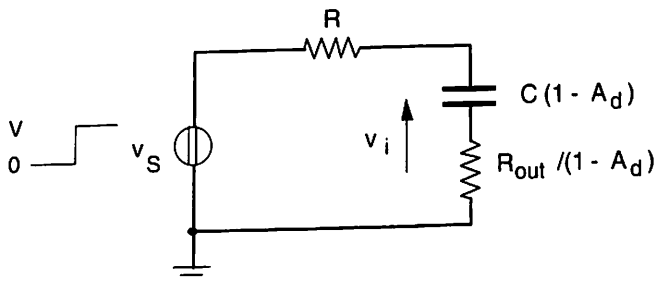


Figura 5.16

Siccome tra $t = 0^-$ e $t = 0^+$ la tensione del condensatore non può variare, si dovrà avere:

$$v_{out}(t = 0^+) = v_i(t = 0^+)$$

e quindi comparirà in uscita una rampa che presenterà per $t = 0$ una distorsione (v. Fig. 5.17, esagerata per ragioni di chiarezza) tanto più piccola quanto più l'amplificatore avrà una resistenza di uscita bassa ed un'amplificazione alta.

In secondo luogo si noti che, trascurando la resistenza $R_{out}/(1 - A_d)$, il circuito di ingresso è formato da un condensatore $C(1 - A_d)$ che si carica verso V tramite R . La costante tempo è dunque circa $(R C |A_d|)$. Grazie alla presenza di A_d , vale sempre lo sviluppo in serie della legge di carica arrestato al primo ordine:

$$v_i(t) = \frac{V}{R C |A_d|} t$$

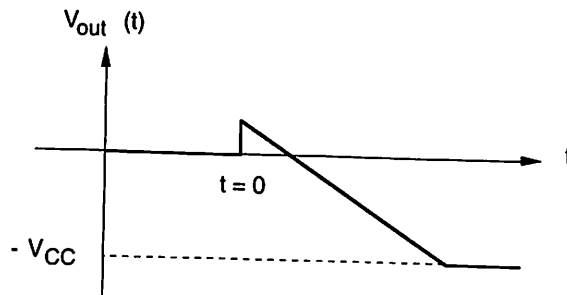


Figura 5.17

Questo segnale, amplificato di un valore A_d , riproduce in uscita la rampa. In altre parole, la presenza dell'op-amp consente di ottenere un condensatore equivalente di grandezza tale che sia sempre, per i tempi di interesse, $t \ll \tau$.

5.7.a.2 Il generatore di rampa a gradini (stair-case generator)

Si consideri il circuito di Figura 5.18.a, che viene comandato con un generatore di impulsi rettangolari negativi di ampiezza $-V$ (v. Fig. 5.18.b).

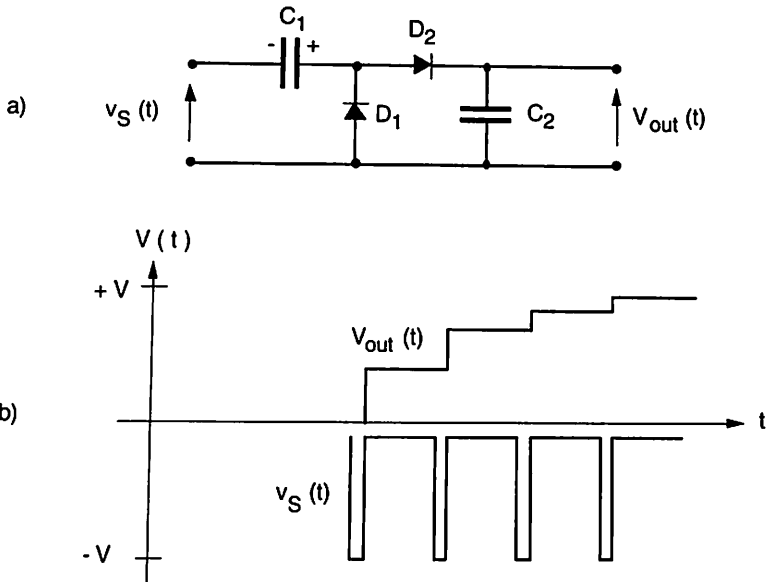


Figura 5.18

Al sopraggiungere del primo impulso, D_1 , che funziona come fu illustrato al Paragrafo 2.7, Esempio 2.7.3, scatta caricando C_1 con le polarità indicate. Terminato l'impulso, scatta D_2 connettendo in serie C_1 e C_2 . Considerando i diodi ideali, se, all'istante $t = 0$, C_2 è scarico, alla fine del primo impulso esso avrà una tensione pari a:

$$V_{out}(n = 1) = V \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

Gli impulsi successivi caricheranno ancora C_2 , ma il trasferimento di carica tra C_1 e C_2 sarà sempre minore mano a mano che V_{out} aumenta. Non è difficile dimostrare che vale la relazione:

$$V_{out}(n + 1) = V_{out}(n) + [V - V_{out}(n)] \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

La rampa a gradini non è dunque costituita da gradini tutti uguali, ma si può dimostrare che essa approssima una salita esponenziale con un interpolatore di ordine zero. La uguaglianza dei gradini viene recuperata se la tensione di C_2 non varia apprezzabilmente, nelle successive cariche, rispetto a V e quindi se si aumenta C_2 rispetto a C_1 .

Ciò può essere ottenuto montando C_2 come nell'integratore, secondo lo schema di Figura 5.19. Si produce in uscita una serie di gradini di ampiezza praticamente costante e pari a:

$$\Delta V_{\text{out}} = - \frac{C_1}{C_2} V$$

e la rampa a gradini è, con ottima approssimazione, lineare (sale esponenzialmente verso il valore A_{d0} V).

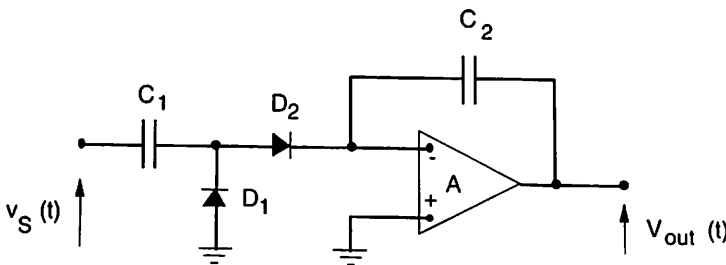


Figura 5.19

Per il buon funzionamento del circuito, il progetto deve rispettare, tra le altre, le seguenti condizioni:

- V deve essere molto maggiore delle cadute sui diodi.
- I diodi devono avere una resistenza inversa tanto elevata che la scarica dei condensatori tra un impulso e l'altro è trascurabile rispetto all'errore tollerabile nel mantenimento dei valori costanti di tensione.
- Per la stessa ragione deve essere molto elevata la impedenza di ingresso dell'op-amp (meglio dunque un ingresso su FET).
- Il tempo in cui si carica C_1 deve essere trascurabile rispetto alla durata dell'impulso, mentre quello in cui si carica C_2 deve essere trascurabile rispetto all'intervallo tra due impulsi.
- I condensatori devono avere adeguato isolamento.
- L'amplificazione A_{d0} deve essere, come di consueto, la maggiore possibile.

5.7.b Operazione derivata

Facendo seguito allo schema di Figura 3.19 e procedendo in maniera del tutto analoga a quanto fatto nel caso dell'integratore, si ottiene che la composizione

della funzione di risposta della rete differenziatrice esterna e di quella del circuito integrato dà luogo a una funzione di trasferimento complessiva del tipo:

$$A_{Vf}(s) = \frac{-s R C A_{d0}}{s^2 \tau_1 R C + s \tau_1 + A_{d0}} \quad (5.23)$$

Sorge quindi il problema di controllare il discriminante del polinomio denominatore, in modo che la risposta non presenti overshoot. Per fare questo, si consideri lo schema di Figura 5.20, che usa due op-amp in cascata.

Il primo viene utilizzato sia come elemento per inserire una controreazione globale attraverso la resistenza R_4 , sia per fornire, eventualmente, una certa amplificazione. Il secondo è il differenziatore vero e proprio.

L'amplificazione del primo stadio può essere ritenuta indipendente dalla frequenza fino a oltre 1 MHz con i valori delle resistenze mostrati.

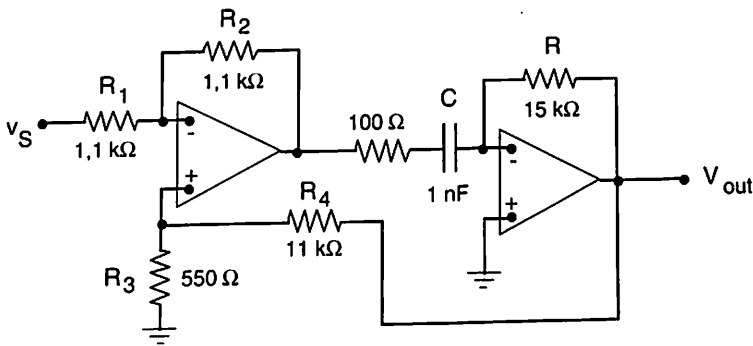


Figura 5.20

Il fattore di controreazione globale f è dato da:

$$f = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{R_3}{R_3 + R_4}$$

La funzione di trasferimento $D_f(s)$ del differenziatore completo vale:

$$D_f(s) = \frac{\frac{R_2}{R_1} s R C}{s^2 \frac{\tau_1 R C}{A_{d0}} + s \left(f R C + \frac{\tau_1}{A_{d0}} \right) + 1}$$

Si vede quindi che il controllo del valore di f ha l'effetto di variare il coefficiente del termine di primo grado a denominatore. Ciò permette agevolmente di portare il circuito in condizioni di smorzamento critico, ossia di scegliere f in modo che sia:

$$\left(f R C + \frac{\tau_1}{A_{d0}} \right)^2 = \frac{4 \tau_1 R C}{A_{d0}}$$

che, nel caso dei valori di Figura 5.20, fornisce $f = 0,1$ e permette di dimensionare i componenti.

In Figura 5.21 sono mostrate le risposte misurate nel caso si usino integrati 741:

- la curva a) mostra l'errore del modulo della $A_{VF}(j\omega)$ rispetto al differenziatore ideale;
- la curva b) mostra come l'ottimizzazione del valore di f renda trascurabile l'errore su $D_f(s)$ fino a frequenze intorno ai 100 kHz.

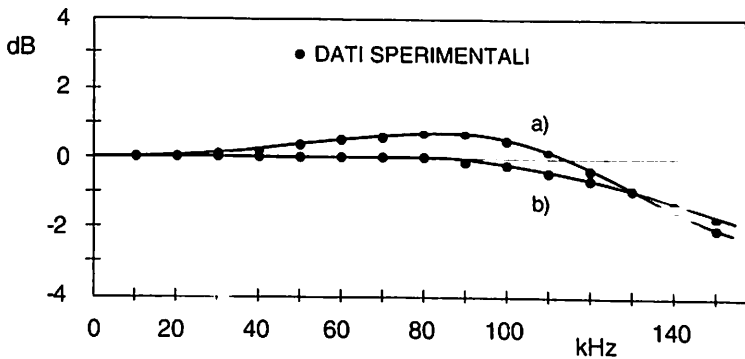


Figura 5.21

5.7.c Filtri attivi

Si riconsideri quanto detto a proposito della Figura 3.21 e lo si specializzi per ottenere un filtro passa-basso.

Dalla Figura 5.22, imponendo l'equilibrio delle correnti ai due nodi, si ottiene la funzione di trasferimento, la quale, posto:

$$1 - \frac{1}{A_d} = 1 + \frac{1 + s \tau_1}{A_{d0}} = 1 + \alpha_0 + \frac{s}{\omega_T}$$

dove con ω_T si è indicato il prodotto guadagno-banda (GB) del

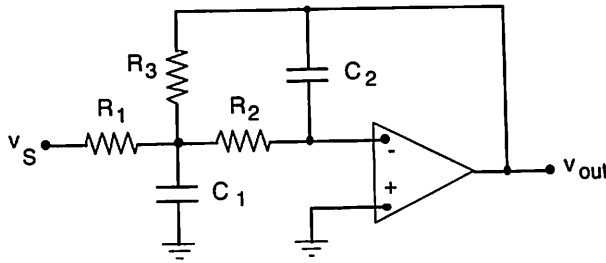


Figura 5.22

componente, può scriversi come segue:

$$\begin{aligned} \text{DENOM} &= s^2 \left(1 + \frac{1}{\omega_T R_2 C_2} \right) + s \left[\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_3 C_1} + \right. \\ &+ \frac{\alpha_0}{R_2 C_2} + \frac{1}{C_1 C_2} \left(\frac{1}{R_2 R_3} + \frac{1}{R_1 R_2} \right) \frac{1}{\omega_T} \left. + \right. \\ &+ \left. \frac{1}{R_2 R_3 C_1 C_2} + \frac{\alpha_0}{C_1 C_2} \left(\frac{1}{R_2 R_3} + \frac{1}{R_1 R_2} \right) \right] \\ A_{Vf}(s) &= - \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2 \text{ DENOM}} \end{aligned}$$

Scelto l'intercetto in maniera che sia:

$$\omega_T \gg \frac{1}{R_2 C_2}$$

$$\alpha_0 \ll 1$$

$$\omega_T \gg \frac{1}{R_2 C_2} \left(\frac{1}{R_3 C_1} + \frac{1}{R_1 C_1} \right) \quad (5.24)$$

la risposta del filtro diventa:

$$A_{Vf}(s) \cong - \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \frac{1}{s^2 + \frac{s}{C_1} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) + \frac{1}{R_2 R_3 C_1 C_2}}$$

cioè essa è determinata solamente da componenti esterni all'amplificatore.

Quindi, una volta fissati i valori dei poli del filtro passa basso che si vuole ottenere, si sceglie il componente in modo che le condizioni (5.24) siano soddisfatte.

Similmente, per un passa-banda si ha lo schema di Figura 5.23 e, procedendo al solito modo, si ottiene:

$$\begin{aligned} \text{DENOM} = s^2 & \left[1 + \frac{1}{\omega_T} \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} \right) \right] + \frac{s}{R_3} \left[\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \right. \\ & \left. + \alpha_0 \left(\frac{R_3}{R_1 C_1} + \frac{R_3}{R_2 C_1} \right) \right] + \frac{1}{R_3 C_1 C_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \end{aligned}$$

$$A_{V_f}(s) = \frac{-\frac{s}{R_1 C_1}}{\text{DENOM}}$$

Scelto:

$$\begin{aligned} \omega_T & \gg \frac{1}{C_1 R_1 // R_2} \\ \alpha_0 & \ll 1 \end{aligned}$$

la risposta diviene funzione della sola circuiteria esterna all'integrato e si può procedere analogamente a quanto fatto per il passa-basso.

I casi del passa-alto e del passa e arresta banda si possono trattare alla stessa maniera.

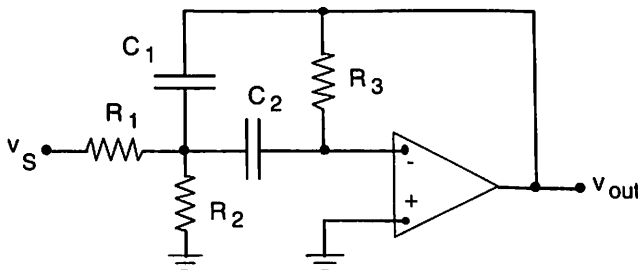


Figura 5.23

5.7.d Sorgente integrata di tensione

Si consideri lo schema riportato in Figura 5.24, rappresentante un componente integrato, del quale l'amplificatore A_d è una parte, che costituisce una sorgente-termometro.

Il suo funzionamento può essere rapidamente illustrato considerando che:

- Le due resistenze R_3 e $4R_3$, per la presenza dell'amplificatore, sono sottoposte alla stessa tensione, ragione per cui, se in $4R_3$ scorre \bar{I}_1 , in R_3 scorre $4\bar{I}_1$.
- L'area della giunzione base-emitter di T1 è 4 volte quella di T2. Ne consegue una differenza:

$$\Delta \bar{V}_{BE} = \bar{V}_{BE2} - \bar{V}_{BE1} = V_T \ln 16 = 72 \text{ mV}$$

a temperatura ambiente.

- Ne deriva $\bar{I}_1 = 72 \text{ mA}$, valore fissato dalla scelta di R_1 .
- Quindi:

$$V_{TEMP} = 5 \frac{\Delta \bar{V}_{BE}}{R_1} R_2 \cong 2,1 \cdot T \text{ mV}$$

rappresenta una tensione linearmente variabile con la temperatura assoluta, quindi usabile come termometro.

- Infine, poiché:

$$V_A = \bar{V}_{BE2} + V_{TEMP}$$

se le variazioni di V_{BE2} con la temperatura sono compensate da quelle di V_{TEMP} , ciò che si ottiene scegliendo accuratamente i valori del rapporto R_2/R_1 , si ha in uscita una tensione di sorgente indipendente dalla temperatura e pari a:

$$V_R = V_A \frac{R_4 + R_5}{R_5}$$

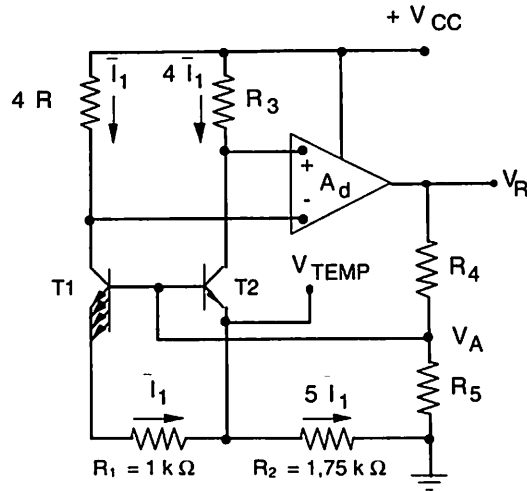


Figura 5.24

Tutto quanto detto è tanto più vero quanto più sono verificate ipotesi che abbiamo sottinteso e in particolare:

- che T1 e T2 siano alla stessa temperatura;
- che i rapporti tra le resistenze siano quelli detti e si mantengano tali al variare della temperatura;
- che le giunzioni abbiano la geometria ipotizzata.

Queste condizioni fruiscono in maniera positiva della tecnica integrata. Si riconoscerà anche la insensibilità alla sorgente alle variazioni di V_{CC} nei limiti in cui siano rispettati i rapporti tra le resistenze, $A_d \rightarrow \infty$ e si rimanga nel campo dei valori di alimentazione che ancora assicurano il funzionamento dei vari componenti.

Si lascia al lettore la verifica della correttezza dei collegamenti tra i collettori di T1 e T2 e gli ingressi invertente e non invertente dell'amplificatore.

5.8 Il modello dell'amplificatore integrato

Il modello dell'amplificatore integrato è reso complesso dal fatto che si deve tener conto di un numero rilevante di fattori dovuti al numero rilevante di componenti in gioco. Per maggiore chiarezza conviene dividere l'esame del modello in tre parti.

5.8.a Modello in continua

È quello usato, per esempio, per calcoli del tipo di quelli svolti al Paragrafo 5.2 e può essere rappresentato come in Figura 5.25 dove, oltre a simboli ormai noti, A_{c0} rappresenta il valore della amplificazione di modo comune a frequenza nulla.

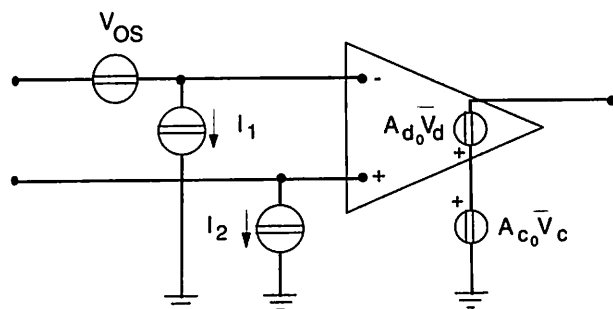


Figura 5.25

5.8.b Modello per il segnale

È quello utilizzato nei calcoli dinamici, cioè per ottenere amplificazioni, bande passanti, impedenze di ingresso e di uscita e quant'altro del genere.

Può essere del tipo mostrato in Figura 5.26, dove v_n^2 e i_n^2 sono generatori di rumore la cui origine e presenza saranno giustificate nel Capitolo 6, R_{ind} (spesso abbreviata in R_{in}) è la resistenza dinamica a un ingresso differenziale, R_{inc} è la resistenza dinamica a un ingresso di modo comune (in generale è $R_{inc} \gg R_{ind}$), C_{in} la capacità di ingresso e il resto dei simboli è noto.

Anche R_{inc} e R_{out} sono in realtà funzioni della frequenza, ma raramente questo si prende in considerazione. Spesso, nei calcoli, si usa un modello semplificato rispetto a quello di Figura 5.26, dipendendo dalle condizioni sotto le quali ha luogo l'applicazione.

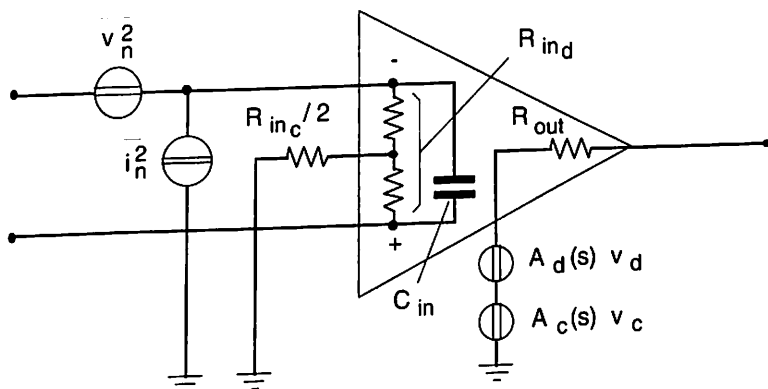


Figura 5.26

5.8.c Modello per la simulazione

Il programma di simulazione usa un modello capace di descrivere la funzione svolta dal componente integrato. La considerazione del modello per la simulazione dell'op-amp ci dà l'occasione per descrivere un'altra scheda di SPICE, quella del subcircuito, o macromodello. Il programma ha la possibilità di considerare uno schema dichiarato precedentemente come un oggetto di libreria e di richiamarlo quando è necessario specificandone le sole connessioni con il resto del sistema.

Nel caso dell'op-amp il macromodello verrà inserito nello schema generale utilizzando le sue connessioni significative definite secondo la seguente dichiarazione:

```
.SUBCKT  NOME IN+   IN-   V+   V-   OUT
SCHEMA
.MODEL . . .
. . .
.MODEL . . .
.END
```

dove, oltre ai simboli già noti:

- IN+ è il nodo dell'ingresso non invertente;
- IN- è il nodo dell'ingresso invertente;
- V+ è il nodo dell'alimentazione positiva;
- V- è il nodo dell'alimentazione negativa;
- OUT è il nodo di uscita;
- SCHEMA sta per il file di dichiarazione dello schema del componente integrato;
- le varie schede .MODEL sono i modelli dei componenti attivi compresi nello schema.

L'ordine dei nodi non è sovvertibile.

Per cogliere la caratteristica fortemente non lineare dello stadio di ingresso, il macromodello di op-amp^(*) riconoscibile da SPICE prevede di dividere l'amplificatore in due parti: il differenziale di ingresso e la parte restante, come mostrato in Figura 5.27, dove si è rappresentato (Fig. 5.27.a) un integrato che non prevede carichi attivi sui transistor dello stadio di ingresso. La parte restan-

(*) Per un'informazione più completa sul macromodello si rimanda all'articolo originale: Boyle et al., *Macromodeling of Integrated Circuit Operational Amplifier*, IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. SC-9, n. 6, Dec. 1974.

te del modello (Fig. 5.27.b) considera l'effetto del modo comune con il generatore controllato $g_c v_e$, riporta allo stadio intermedio l'uscita v_{outd} del differenziale, contando su una adeguata impedenza di ingresso dello stadio successivo, tramite $g_a v_{outd}$ e connette C_c alla Miller per simulare la compensazione della risposta in frequenza. Quindi $g_b v_a$ simula lo stadio finale che è limitato in dinamica da $(V_{CC} - V_C - V_{D3})$ a $(-V_{EE} + V_E + V_{D4})$ tramite i diodi D_3 e D_4 .

Il generatore controllato v_{out} e i diodi D_1 e D_2 limitano la corrente in uscita al valore $I_{max} = V_{D1,D2}/R_{SC}$ e simulano la protezione.

Non sempre gli integrati reali presentano schemi che possono essere messi in relazione immediata con il macromodello proposto: ogni buon manuale di SPICE consente di fornire comunque al programma le informazioni, desunte da quanto dichiarato dal costruttore (o da semplici misure), che, una volta elaborate, si traducono nei termini riassunti nella Figura 5.27.

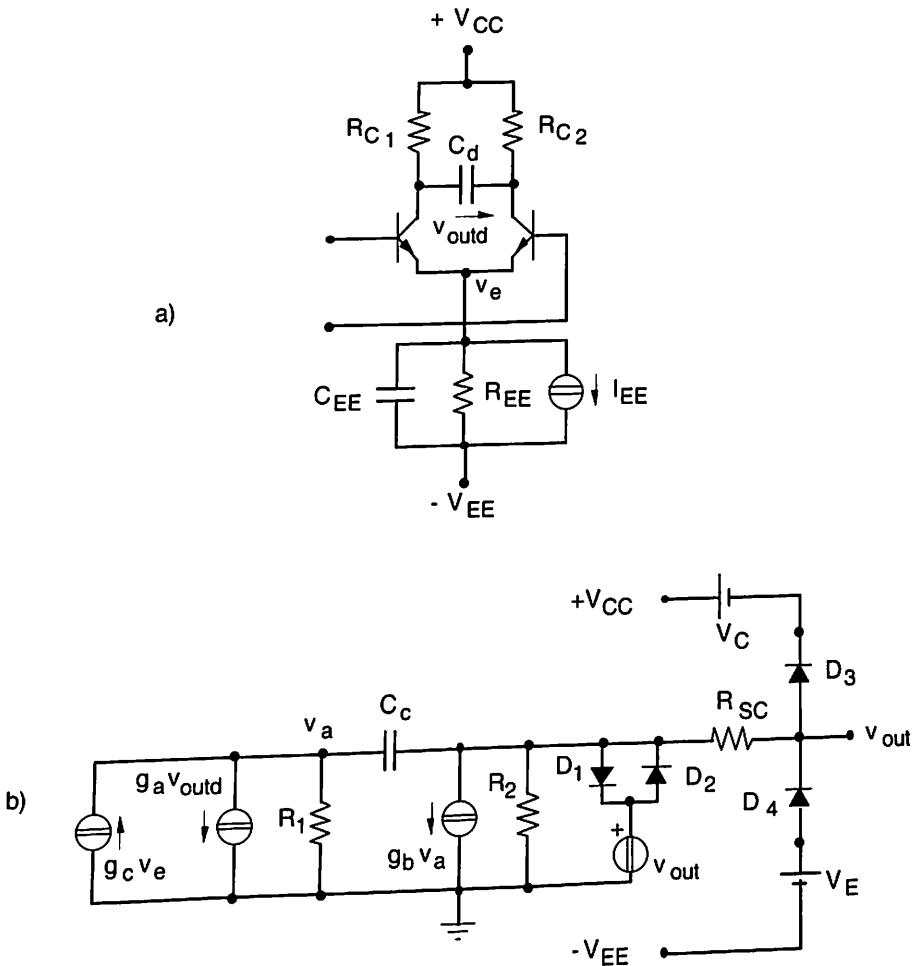


Figura 5.27

Capitolo 6

Il rumore negli amplificatori

6.1 Introduzione

Il termine *rumore* viene usato in generale per ogni tipo di segnale che compare a ogni qualsivoglia porta di un sistema elettronico e che sia "altro" dal segnale che ci si aspetta a quella porta e per il quale il sistema è stato progettato.

Nella qualifica di rumore entrano anche tutti quei segnali che provengono da altre apparecchiature, per esempio per irradiazione, oppure che siano generati da una parte del sistema su un'altra. Classici di questo secondo tipo sono l'accoppiamento per capacità parassite di due piste di un circuito stampato, l'accoppiamento di due stadi amplificatori attraverso la resistenza interna dell'alimentatore comune e il disturbo generato da un cattivo filtraggio della frequenza di rete da parte dell'alimentatore stesso. La caratteristica di questo tipo di rumore risiede nel fatto di poter essere eliminato, almeno in linea di principio. Ci riferiremo a esso col nome più appropriato di *disturbo*.

Esistono invece altre sorgenti di rumore i cui effetti, pur potendo, in qualche maniera, essere minimizzati, non possono però essere resi piccoli a piacere e non a scapito del funzionamento (annullando, per esempio, il coefficiente di amplificazione) del sistema stesso. Si tratta di fenomeni dovuti alla costituzione intima della materia che si presenta come un sistema a molti corpi (atomi, elettroni, ecc.) a una temperatura $T > 0$ K, il cui stato può essere descritto solo con processi aleatori.

Per comodità di rappresentazione si darà di questi fenomeni un modello circuitale sotto forma di un generatore casuale di tensione o di corrente: il valore medio della grandezza generata sarà sempre nullo e il generatore sarà definito con il suo valore quadratico medio.

Il presente Capitolo tratta di questo tipo di rumore, cui ci riferiremo genericamente col termine *rumore* senza altre specificazioni. Era a esso che si alludeva con le considerazioni introduttive del Paragrafo 1.3.

6.2 Le sorgenti di rumore

Del rumore che si manifesta intrinsecamente nel sistema, studieremo solo tre diversi contributi: il "rumore termico" altrimenti detto "rumore Johnson", il "rumore shot" o "rumore Shottky" e il "rumore flicker" o "rumore 1/f".

6.2.a Il rumore termico

Il rumore termico viene generato dall'agitazione termica dei portatori di carica in un conduttore che abbia una resistenza R e sia a temperatura assoluta T . Più precisamente, anche se in maniera qualitativa, si può dire che il rumore Johnson accompagna la conduzione della corrente nei solidi quando il meccanismo prevalente di contrasto al trasporto è l'urto dei portatori liberi con gli atomi del reticolo cristallino.

In queste condizioni vale la relazione di Nyquist:

$$\overline{e_n^2} = 4 k_B T B R \quad (6.1)$$

che fornisce il valore quadratico medio della tensione di rumore generata dalla resistenza R a temperatura T (k_B è la costante di Boltzmann) nella banda di frequenze B . Ai fini della generazione di rumore termico, quindi, è come se una resistenza presentasse un generatore di tensione di rumore in serie, il cui valore quadratico medio è dato dalla (6.1), oppure avesse in parallelo un generatore di corrente di rumore di valore:

$$\overline{i_n^2} = \frac{4 k_B T B}{R} \quad (6.1')$$

Nel caso del rumore termico il generatore fornisce una tensione (corrente) ai morsetti che è un segnale aleatorio, in particolare appartenente a un processo gaussiano, a valore atteso nullo e con spettro di densità di potenza uniforme in B (rumore bianco in B).

Il rumore è in genere dato in $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ o $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ($\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$) e può essere direttamente ricavato da grafici come quello di Figura 6.1.

Più in generale si può dire che ogni impedenza complessa Z genera rumore termico il cui valore quadratico medio per Hz (l'asterisco indica la densità di potenza) è pari a:

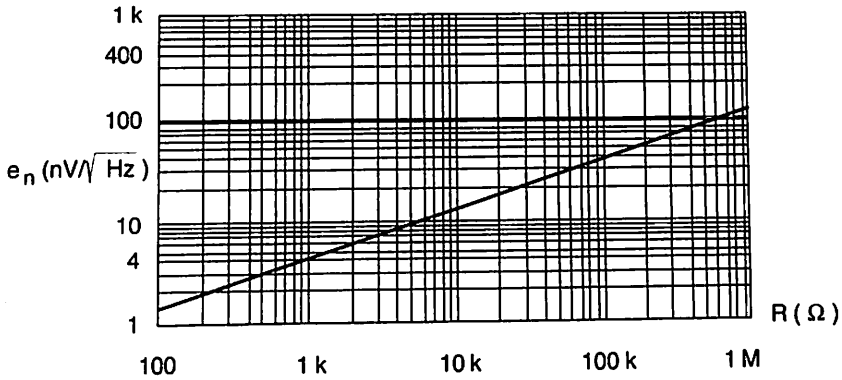


Figura 6.1

$$\overline{e_n^2}^* = [4 k_B T \operatorname{Re} Z(\omega)] \text{ V}^2/\text{Hz}$$

Ne segue che una pura reattanza non genera rumore termico.

6.2.b Il rumore shot

Per dare, anche di questo secondo contributo, una descrizione qualitativa, ma posta in relazione con un fenomeno fisico ben preciso, si dirà che il rumore shot accompagna la conduzione di corrente nei solidi quando il meccanismo di contrasto prevalente è la esistenza di una barriera di potenziale. Tipico è il caso di una giunzione p-n. Fenomenologicamente, si può dire che la corrente che scorre attraverso la barriera, anche se dal punto di vista macroscopico ha un valore determinato, è in realtà il risultato del moto di un numero molto elevato di portatori di carica. Il numero di questi che attraversa la barriera a un dato istante subisce delle fluttuazioni che rendono il valore della corrente una funzione aleatoria del tempo, con valore medio pari alla corrente \bar{I} .

Dato un ramo che collega il nodo A col nodo B di una rete, nel quale scorre una corrente media \bar{I} che attraversa una (o più) barriera di potenziale, il rumore shot a essa associato può essere modellato con un generatore di corrente di rumore (Fig. 6.2), in parallelo al ramo, di valore quadratico medio pari a:

$$\overline{i_n^2} = 2 q \bar{I} B \quad (6.2)$$

dove q è il valore della carica dell'elettrone.

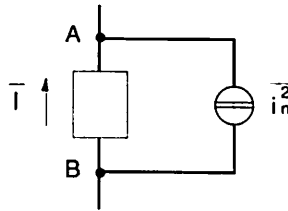


Figura 6.2

Il rumore shot viene dato in $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ ed anche esso risulta gaussiano e bianco. La Figura 6.3 mostra l'andamento della (6.2) in funzione della corrente di perdita del gate di un JFET per frequenze comprese tra zero e 50 kHz.

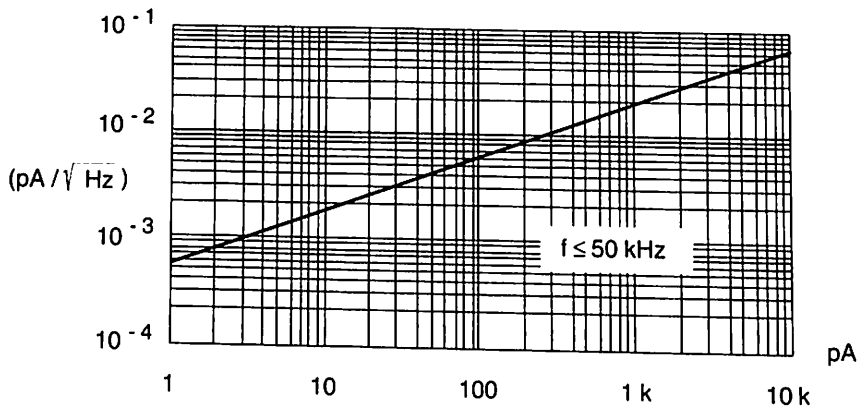


Fig. a 6.3

6.2.c Il rumore flicker

Il rumore flicker ha una densità di potenza approssimativamente variabile come $1/f$ e la sua causa sembra risiedere in meccanismi di intrappolamento e rilascio di portatori di carica da parte di centri di attrazione (impurezze, distorsioni del reticolo cristallino, ecc.). L'andamento in frequenza del rumore flicker è ben rappresentato dalla relazione:

$$i_n^2 = K_F \frac{I^{A_F}}{f} \quad (6.3)$$

dove K_F e A_F sono due coefficienti che variano a seconda del componente in studio e I è la corrente media.

Nella scelta di un dispositivo è importante il valore f_{nc} della frequenza alla quale la potenza di rumore flicker eguaglia quella dei contributi termico e shot, detta *noise corner frequency*.

6.2.d Conclusioni

La caratterizzazione di un sistema elettronico può quindi essere fatta seguendo due obiettivi:

- caratterizzazione dal punto di vista del segnale, che è quanto è stato fatto nei capitoli precedenti;
- caratterizzazione dal punto di vista del rumore, che è quanto si farà nel presente capitolo.

A seconda di quale delle due caratterizzazioni si esegue è possibile individuare scomposizioni diverse del circuito originale.

Quando in un sistema si valuta l'effetto del segnale in transito, si individua un verso di percorrenza: una porzione del sistema avrà funzioni di accesso all'elaborazione, un'altra funzioni di uscita (v. Fig. 1.2).

Quando si prende in considerazione il rumore, i punti di accesso diventano molteplici, ognuno localizzato in corrispondenza del singolo generatore di rumore.

Al fine di valutare il rapporto tra segnale e rumore in una generica sezione del sistema è conveniente disporre di un'unica rappresentazione del sistema, valida sia per il segnale che per il rumore. È per questa ragione che si affronta il problema di ridurre un sistema multiporte a una o due sole porte.

Per quanto detto al punto precedente, alle frequenze inferiori a f_{nc} prevale il rumore flicker, mentre per $f > f_{nc}$ prevale la somma del rumore termico più il rumore shot.

6.3 Il modello rumoroso degli elementi attivi

Un resistore da 1 k Ω produce, a temperatura di 300 K, un valore quadratico medio del rumore di circa $16 \times 10^{-18} \text{ V}^2$ per unità di banda (per Hz) e una corrente da 1 mA corrisponde a un valore della (6.2) pari a $3,2 \times 10^{-16} \text{ A}^2/\text{Hz}$. Il

valore di questi numeri conferma quanto si disse al Paragrafo 1.3, che cioè le questioni inerenti al rumore interessano solamente l'interfaccia d'ingresso del sistema complessivo, dove il segnale è ancora tanto piccolo da rischiare di venir confuso, se non addirittura cancellato, dal rumore.

Si comprende quindi che il modello rumoroso degli elementi attivi può benissimo essere il completamento con i generatori di rumore del modello per piccoli segnali: la presenza dei generatori di rumore è in rapporto con i fenomeni che si svolgono all'interno del componente.

Prima di entrare nella descrizione di questi modelli è bene notare una semplice regola di composizione dei generatori di rumore. Si supponga di avere due resistori in parallelo, ciascuno dei quali corredato con il suo generatore dato dalla (6.1'), come mostrato(*) in Figura 6.4.

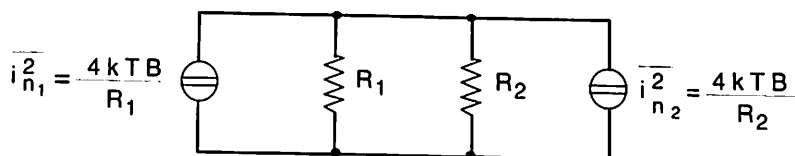


Figura 6.4

Nel parallelo $R_1//R_2$ scorre, istante per istante, la corrente somma $i_{n1} + i_{n2}$ il cui valore quadratico medio è dato da:

$$\overline{i_n^2} = (\overline{i_{n1} + i_{n2}})^2 = \overline{i_{n1}^2} + \overline{i_{n2}^2} + 2 \overline{i_{n1} i_{n2}} \quad (6.4)$$

Se i due processi sono incorrelati, l'ultimo termine della (6.4) si spezza nel prodotto dei due valori medi, che sono nulli e quindi il valore quadratico medio della somma è pari a:

$$\overline{i_n^2} = \frac{4kTB}{R_1} + \frac{4kTB}{R_2} = 4kTB \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \quad (6.5)$$

cioè alla corrente di rumore quadratica media erogata da un resistore pari al parallelo dei due.

(*) Si userà per semplicità la notazione k per k_B .

- Dualmente avviene per la somma di due tensioni di rumore generate da due resistenze in serie.

Consideriamo ora una situazione più generale, quella cioè di un quadripolo. Ai fini della trattazione dei contributi di rumore, si può pensare di aggiungere (Fig. 6.5) tante porte ausiliarie (oltre quelle di ingresso e di uscita) per ciascuna delle cause di generazione di rumore. Di queste si ha il valore quadratico medio della tensione o corrente e il coefficiente di correlazione con tutti gli altri generatori. La parte non esplicitata del quadripolo è evidentemente non rumorosa.

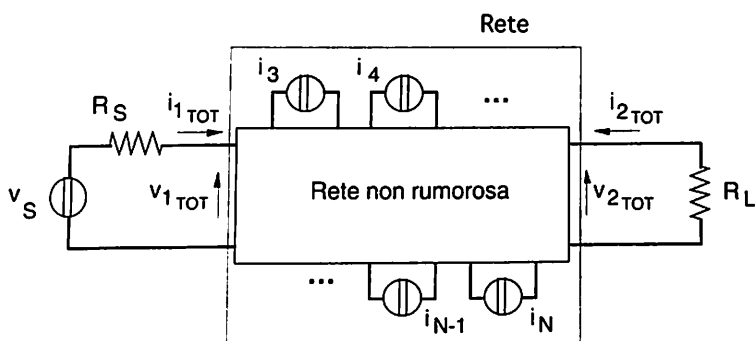


Figura 6.5

L'ipotesi di incorrelazione tra i generatori di rumore non è sempre vera negli elementi attivi, in quanto esistono legami tra le grandezze elettriche che si sviluppano ai loro terminali. Dal semplice esempio di Figura 6.4 alla sua generalizzazione in Figura 6.5, si comprende che qualsiasi tentativo di composizione dei generatori di rumore può portare a calcoli molto complessi e che questi si semplificano non poco nell'ipotesi di incorrelazione tra i generatori. Nel seguito, tranne osservazione esplicita in contrario, si supporrà sempre valida l'ipotesi di non correlazione, quindi sempre valida la regola (6.5) che si esprime in breve dicendo che *il rumore si somma sempre in potenza*.

Si farà inoltre uso di un Teorema, dovuto a Haus e Adler^(*), che afferma che una rete del tipo di quella mostrata in Figura 6.5 è riconducibile a una rete due porte (Fig. 6.6) nella quale il contributo di tutte le sorgenti di rumore, che nella Figura 6.5 sono state rappresentate da generatori di corrente, viene concentrato in due generatori di corrente di rumore $\overline{i_1^2}$ e $\overline{i_2^2}$ in parallelo alle porte rispettivamente di ingresso e di uscita.

(*) Haus H. A., Adler R. B., *Circuit theory of linear noisy networks*. Wiley and Sons, Technology Press of M.I.T. and Chapman Hall, 1959.

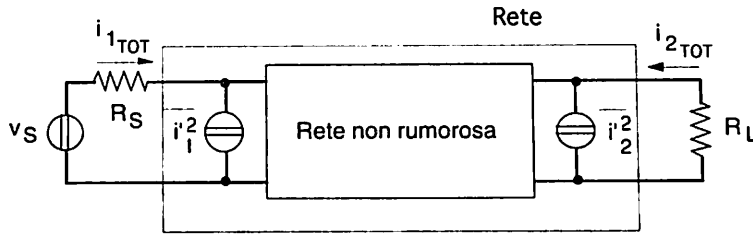


Figura 6.6

A costo di appesantire il discorso, è però bene chiarire fino in fondo il significato delle Figure 6.5 e 6.6.

Nella Figura 6.5 le grandezze indicate col pedice TOT indicano la somma della parte dovuta al rumore e di quella dovuta al segnale. Quindi:

$$i_{1TOT} = i_{1n} + i_1 \quad V_{1TOT} = V_{1n} + V_1$$

$$i_{2TOT} = i_{2n} + i_2 \quad V_{2TOT} = V_{2n} + V_2$$

dove con il pedice n si è indicata la parte della grandezza di interesse dovuta al rumore. È chiaro che i_{1n} è il contributo a i_{1TOT} proveniente da tutti i generatori di rumore i_3, i_4, \dots, i_N e analogamente dicasi per i_{2n}, V_{1n} e V_{2n} , mentre i contributi deterministici provengono solo da v_S .

La Figura 6.6 significa quindi che, per la stessa rete non rumorosa, v_S, R_S e R_L determinano le grandezze i_1, i_2, v_1 , e v_2 e il calcolo si deve eseguire pensando assenti i_1^2 e i_2^2 . Viceversa, la coppia di generatori stocastici determina l'ampiezza delle correnti e delle tensioni di rumore nella rete, generate dalla rete stessa. Il calcolo si deve eseguire cortocircuitando v_S .

Res: inteso che:

- Poiché la rete è stata supposta lineare, tutte le grandezze stocastiche saranno a valor medio nullo.
- Il calcolo delle grandezze stocastiche può essere eseguito utilizzando le solite tecniche (maglie, nodi, ecc.) poiché le leggi di Kirchhoff non smettono di essere valide.
- Al termine del calcolo si dovrà passare ai valori quadratici medi delle grandezze ottenute, per i quali si ha la regola di composizione (6.4).
- Il rapporto tra segnale e rumore sarà ottenuto sotto forma di rapporto di potenze (S/N) e sarà funzione anche di R_S e R_L , che, a loro volta, generano rumore Johnson.

La dimostrazione del passaggio dalla Figura 6.5 alla Figura 6.6 è la seguente. Per la rete di Figura 6.5 possiamo scrivere:

$$\begin{cases} V_{1\text{TOT}} = Z_{11} i_{1\text{TOT}} + Z_{12} i_{2\text{TOT}} + Z_{13} i_3 + \dots + Z_{1N} i_N \\ \dots \\ V_{N\text{TOT}} = Z_{N1} i_{1\text{TOT}} + Z_{N2} i_{2\text{TOT}} + Z_{N3} i_3 + \dots + Z_{NN} i_N \end{cases} \quad (6.6)$$

Ridurre la Figura 6.5 alla Figura 6.6, significa tentare di ridurre la (6.6) alla:

$$\begin{cases} V_{1\text{TOT}} = Z_{11} (i_{1\text{TOT}} + i'_1) + Z_{12} (i_{2\text{TOT}} + i'_2) \\ V_{2\text{TOT}} = Z_{21} (i_{1\text{TOT}} + i'_1) + Z_{22} (i_{2\text{TOT}} + i'_2) \end{cases} \quad (6.7)$$

e dare una procedura per calcolare i nuovi contributi i'_1 e i'_2 , allo scopo di avere lo stesso modello di sistema sia per il segnale che per il rumore^(*), cioè per utilizzare nell'un caso e nell'altro gli stessi parametri impedenza, come nella (6.7).

Le grandezze i'_1 e i'_2 sono la composizione dei contributi i_x^y delle correnti di rumore delle porte $y = 3, 4, \dots, N$ alle porte $x = 1, 2$, cioè:

$$\begin{cases} i'_1 = i_1^3 + i_1^4 + \dots + i_1^N \\ i'_2 = i_2^3 + i_2^4 + \dots + i_2^N \end{cases} \quad (6.8)$$

e quindi, per la uguaglianza tra (6.6) e (6.7) deve essere:

$$\begin{cases} Z_{11} i_1^3 + Z_{12} i_2^3 = Z_{13} i_3 \\ Z_{21} i_1^3 + Z_{22} i_2^3 = Z_{23} i_3 \end{cases}$$

e così via fino alla porta N. Generalizzando, si può scrivere:

(*) Si sarà notato che non si è mai segnato il verso nei generatori di rumore. Di essi, infatti, poiché rappresentano un processo stocastico, possono essere definite solo grandezze statistiche, come è, per l'appunto, il valore quadratico medio. In questa ottica, la rappresentazione (6.7) non è fisica, ma puramente simbolica e strumentale; sovrappone cioè gli effetti del segnale e quelli del rumore grazie alla linearità del sistema sotto esame.

$$\begin{cases} z_{11}i_1^k + z_{12}i_2^k = z_{1k}i_k^k \\ z_{21}i_1^k + z_{22}i_2^k = z_{2k}i_k^k \end{cases} \quad (6.9)$$

con k compreso tra 3 e N . Risolvendo il sistema si ha:

$$\begin{cases} i_1^k = \frac{1}{|z|} i_k^k |z'_{k1}| \\ i_2^k = \frac{1}{|z|} i_k^k |z''_{k2}| \end{cases} \quad (6.10)$$

dove:

$$|z| \text{ è il determinante di } \begin{vmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{vmatrix}$$

$$|z'_{k1}| \text{ è il determinante di } \begin{vmatrix} Z_{1k} & Z_{12} \\ Z_{2k} & Z_{22} \end{vmatrix}$$

$$|z''_{k2}| \text{ è il determinante di } \begin{vmatrix} Z_{11} & Z_{1k} \\ Z_{21} & Z_{2k} \end{vmatrix}$$

Una volta calcolate le (6.10), si può ottenere il valore dei generatori equivalenti della Figura 6.6 dalla (6.8) sommando i valori quadratici medi dei vari contributi.

Il Teorema di Haus e Adler permette quindi di considerare tutti i contributi di rumore concentrati (Fig. 6.7.a) sulle due sole porte di entrata e di uscita. Poiché, come si è già sottolineato, la porta critica è quella dove il segnale è minore, e quindi l'entrata, è comodo ridurre ulteriormente la rappresentazione fino ad avere solo generatori di rumore in ingresso (Fig. 6.7.b), ciò che favorirà il confronto con il livello di potenza del segnale in arrivo.

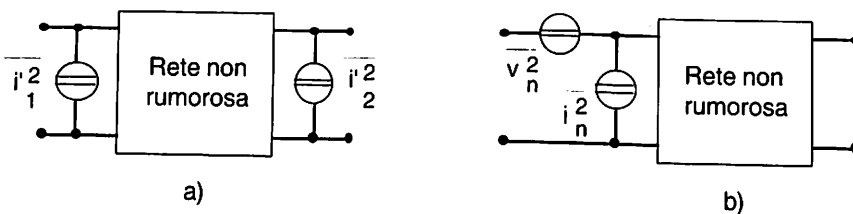


Figura 6.7

La presenza del generatore di tensione e di quello di corrente nella Figura 6.7.b tiene conto del fatto che la rete genera rumore sia quando l'ingresso è in corto che quando esso rimane aperto.

La equivalenza tra i sistemi di Figura 6.7.a e b può essere ottenuta imponendo che essi si comportino nella stessa maniera in uscita quando:

- Ambedue le porte di ingresso sono in corto circuito e la porta di uscita è lasciata aperta. In questo caso, con ovvia simbologia:

$$\begin{cases} v_2^a = \frac{i'_2}{y_{22}} \\ v_2^b = v_n \frac{y_{21}}{y_{22}} \end{cases}$$

e quindi, perché le due tensioni di uscita siano uguali, deve essere:

$$v_n = \frac{i'_2}{y_{21}} \quad (6.11)$$

- Ambedue le porte di ingresso sono lasciate aperte così come le porte di uscita. In questo caso si ha:

$$\begin{cases} v_2^a = \frac{y_{11} i'_2 - y_{21} i'_1}{y_{11} y_{22} - y_{21} y_{12}} \\ v_2^b = \frac{-y_{21} i_n}{y_{11} y_{22} - y_{21} y_{12}} \end{cases}$$

e quindi:

$$i_n = i'_1 + i'_2 \frac{y_{11}}{y_{21}} \quad (6.12)$$

Le (6.11) e (6.12) sono sufficienti a caratterizzare la rete se è possibile adottare l'ipotesi di non correlazione tra le varie sorgenti.

In definitiva:

- Le proprietà della rete in ordine al rumore, cioè $\overline{v_n^2}$ e $\overline{i_n^2}$ (o $\overline{i_1'^2}$ e $\overline{i_2'^2}$), il valore del segnale v_S , la sua resistenza di sorgente R_S , la struttura della rete cioè R_{in} , R_{out} , A e BW e, infine, R_L determineranno le prestazioni del

- sistema riguardo al rumore e, in particolare, il rapporto tra potenza del segnale e potenza del rumore.
- Il calcolo di $\overline{v_n^2}$ e $\overline{i_n^2}$ risulta laborioso: nel Paragrafo 6.6 si fornirà un metodo per la loro misura.

6.3.a *Il modello rumoroso del diodo*

Dalla Figura 1.36 si evince che il diodo presenta un generatore di rumore Johnson determinato da R_s . Con questo si compone un generatore di rumore shot e di rumore flicker determinato da \bar{I}_D , per cui il modello rumoroso del diodo è mostrato in Figura 6.8 dove:

$$\overline{i_n^2} = 2 q \bar{I}_D B + \int_B K_F \frac{\bar{I}_D^{A_F}}{f} df \tag{6.13}$$

Si noti esplicitamente che le resistenze mostrate in Figura 1.37 derivano dal voler fornire uno schema che abbia un comportamento vicino al modello matematico (1.47). Non essendo resistori fisici esse non generano rumore Johnson e il contributo del componente al rumore è già contemplato, nel modello, dalle sorgenti shot e flicker.

Tra i quattordici parametri che definiscono per SPICE il modello del diodo, come menzionato nel Paragrafo 1.11.a, sono contenuti anche K_F e A_F (per default $K_F = 0$ e $A_F = 1$).

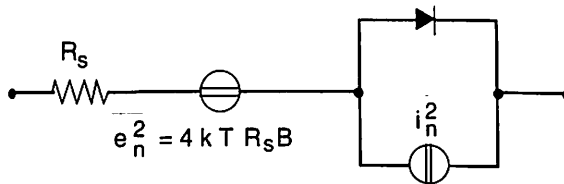


Figura 6.8

6.3.b *Il modello rumoroso del BJT*

Con ragionamenti analoghi a quelli svolti nel punto precedente si può dire, con riferimento al modello di Figura 2.6:

- Il resistore fisico r_b genera rumore Johnson.
- Il resistore fisico r_c genera rumore Johnson, ma quello generato da r_b è amplificato dal transistor. In genere si ritiene r_c non rumorosa.
- Il rumore generato da r_e viene amplificato, ma, essendo r_e di valore almeno di un ordine di grandezza più basso di r_b , tale contributo può essere quasi sempre trascurato.
- In parallelo tra b' ed e c'è un generatore shot-flicker pari a:

$$\overline{i_b^2} = 2 q I_B B + \int_B K_F \frac{I_B^{A_F}}{f} df \quad (6.14)$$

- In parallelo tra c ed e c'è un generatore shot pari a:

$$\overline{i_c^2} = 2 q I_C B \quad (6.15)$$

- Debbono essere considerati i generatori relativi alla resistenza di sorgente R_S e a quella del carico R_L .

In definitiva il circuito equivalente rumoroso del BJT è mostrato in Figura 6.9.

Tra i 40 parametri che definiscono per SPICE il modello del BJT (v. Par. 1.11.b) sono contenuti anche K_F e A_F con i soliti valori di default.

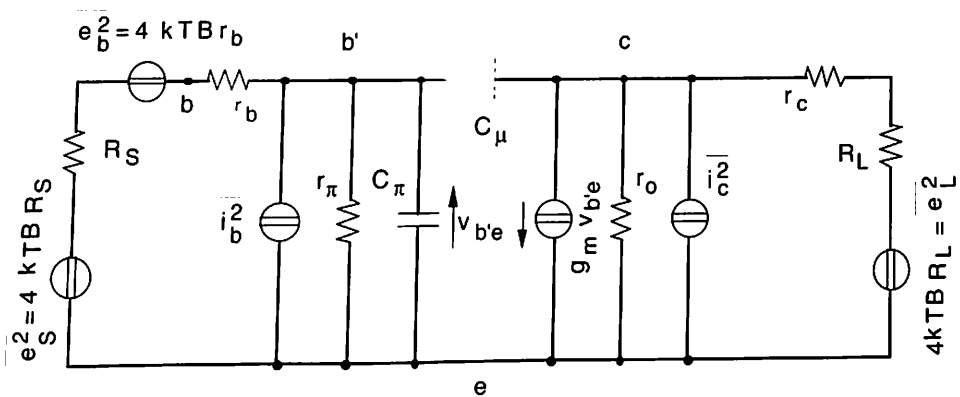


Figura 6.9

Per ridurre lo schema di Figura 6.9 a quello di Figura 6.7.a e quindi b, calcoliamo le grandezze di interesse, considerando la situazione all'interno della BW e cioè trascurando la presenza di C_π e C_μ . Avremo:

$$Z_{11} = r_b + r_\pi$$

$$Z_{12} = 0$$

$$Z_{21} = g_m r_o r_\pi$$

$$Z_{22} = r_o$$

$$|z| = r_o(r_b + r_\pi)$$

Quindi, sostituendo a $\overline{e_b^2}$ l'equivalente di Northon $i_b^2 = e_b^2 / r_b^2$ si ha:

$$Z_{13} = \left(\frac{V_1}{i_3} \right)_{i_{i \neq 3} = 0} = r_b$$

$$Z_{23} = \left(\frac{V_2}{i_3} \right)_{i_{i \neq 3} = 0} = 0$$

$$Z_{14} = \left(\frac{V_1}{i_4} \right)_{i_{i \neq 4} = 0} = r_\pi$$

$$Z_{24} = \left(\frac{V_2}{i_4} \right)_{i_{i \neq 4} = 0} = g_m r_\pi r_o$$

$$Z_{15} = \left(\frac{V_1}{i_5} \right)_{i_{i \neq 5} = 0} = 0$$

$$Z_{25} = \left(\frac{V_2}{i_5} \right)_{i_{i \neq 5} = 0} = r_o$$

Applicando le (6.10) si ottiene:

$$i_1^3 = \frac{1}{r_o(r_b + r_\pi)} \frac{e_b}{r_b} \begin{vmatrix} r_b & 0 \\ 0 & r_o \end{vmatrix} = \frac{e_b}{r_b + r_\pi} \equiv \frac{e_b}{r_\pi}$$

$$i_1^4 = \frac{1}{r_o(r_b + r_\pi)} i_b \begin{vmatrix} r_\pi & 0 \\ g_m r_\pi r_o & r_o \end{vmatrix} \equiv i_b$$

$$i_1' = \frac{1}{r_o (r_b + r_\pi)} i_c \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ r_o & r_o \end{vmatrix} = 0$$

$$i_2' = \frac{1}{r_o (r_b + r_\pi)} \frac{e_b}{r_b} \begin{vmatrix} r_b + r_\pi & r_b \\ g_m r_o r_\pi & 0 \end{vmatrix} \cong -g_m e_b$$

$$i_2' = \frac{1}{r_o (r_b + r_\pi)} i_b \begin{vmatrix} r_b + r_\pi & r_\pi \\ g_m r_o r_\pi & g_m r_o r_\pi \end{vmatrix} \cong 0$$

$$i_2' = \frac{1}{r_o (r_b + r_\pi)} i_c \begin{vmatrix} r_b + r_\pi & 0 \\ g_m r_o r_\pi & r_o \end{vmatrix} = i_c$$

quindi, dalle (6.8):

$$i_1' = \frac{e_b}{r_\pi} + i_b$$

$$i_2' = i_c - g_m e_b \quad (6.16)$$

Infine, applicando le (6.11) e (6.12) si ottiene:

$$v_n = \frac{i_2'}{g_m} = \frac{i_c}{g_m} - e_b$$

$$i_n \cong i_b + \frac{i_c}{\beta} \quad (6.17)$$

Lo stesso risultato è ottenibile se si paragonano le prestazioni del circuito di Figura 6.9 con quello di Figura 6.10 dove si è usata la rappresentazione di Figura 2.3. Nelle condizioni di corto circuito in uscita ($R_L = 0$) e lasciando aperto il circuito di ingresso, si avrà che la corrente i_{cc} di corto circuito vale (Fig. 6.9):

$$i_{cc} = g_m v_{be} + i_c = g_m i_b r_\pi + i_c$$

- Nelle stesse condizioni, il circuito di Figura 6.10 fornisce:

$$i_{cc} = g_m r_{\pi} i_n$$

Mantenendo $R_L = 0$, ma cortocircuitando gli ingressi, si ha (Fig. 6.9):

$$i_{cc} = g_m e_b + i_c$$

e (Fig. 6.10):

$$i_{cc} = g_m v_n$$

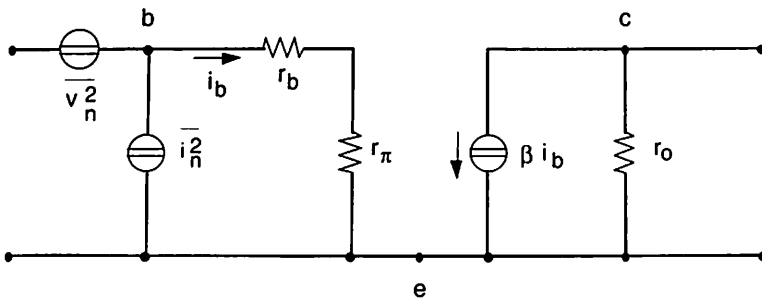


Figura 6.10

Si ottiene quindi:

$$\overline{v_n^2} = \frac{\overline{i_c^2}}{g_m^2} + \overline{e_b^2} = \frac{2 q B V_T^2}{I_C} + \dots$$

$$\overline{i_n^2} = \overline{i_b^2} + \frac{\overline{i_c^2}}{\beta^2} = \frac{2 q B I_C}{\beta(0)} + \int_B K_F \frac{I_B^{A_F}}{f} df + \frac{2 q B I_C}{\beta^2} \tag{6.18}$$

per le ipotesi fatte di incorrelazione^(*) tra i generatori.

(*) Non si sia tratti in inganno dalla esistenza della relazione $I_C = \beta I_B$. Le fluttuazioni della I_B sono governate da una giunzione polarizzata direttamente; quelle di I_C dal meccanismo di attraversamento, da parte di cariche minoritarie, della regione di base e dalla successiva loro raccolta a opera del collettore. Pur esistendo quindi tra i due fenomeni un coefficiente di correlazione diverso da zero, esso non è necessariamente unitario.

Commenti:

- Le (6.18) confermano che i generatori sono tanto più incorrelati, quanto più il guadagno dello stadio è alto.
- Quando, all'aumentare della frequenza, il valore di β scende (v. Par. 2.4.b.1), il contributo di i_c^2 al rumore aumenta. Supponendo prevalenti i rumori di tipo shot, risulta significativa quella frequenza f_c alla quale:

$$\lim_{f \rightarrow \infty} 2 q \bar{I}_C \frac{1}{|\beta(j\omega)|^2} \cong 2 q \bar{I}_C \frac{f_T^2}{f^2}$$

diviene pari a quello delle medie frequenze e cioè al valore (6.18):

$$2 q \left[\bar{I}_B + \frac{\bar{I}_C}{\beta^2(0)} \right] \cong 2 q \bar{I}_B$$

Ricavando f_c , si ottiene:

$$f_c = f_T \left(\frac{\bar{I}_B}{\bar{I}_C} \right)^{1/2} = \frac{f_T}{\sqrt{\beta(0)}} \quad (6.19)$$

Oltre f_c il rumore generato all'interno dei BJT sale in maniera tale da rendere problematico continuare ad usare transistor a doppia giunzione.

6.3.c Il modello rumoroso del JFET e del MOSFET

Con riferimento al modello di Figura 2.7, che supporremo valido anche per un MOS, si può concludere:

- Tra gate e source ci sarà un generatore shot determinato dalla corrente media di gate \bar{I}_G . Dati i valori presumibili di questa, il contributo del generatore viene quasi sempre trascurato a meno che la sorgente di segnale non abbia impedenza di uscita dell'ordine dei $10^9 \Omega$.
- Dato il carattere resistivo del canale esso genera rumore Johnson accom-

pagnato da flicker. Si può dimostrare che il canale equivale, ai fini della generazione di rumore termico, a una resistenza pari a $3/(2 g_m)^{(*)}$.

In definitiva il circuito equivalente rumoroso del JFET è quello di Figura 6.11 ove:

$$\overline{i_g^2} = 2 q I_G B$$

$$\overline{i_d^2} = 4 k T B \frac{2 g_m}{3} + \int_B K_F \frac{\overline{I_D}^{A F}}{f} df \tag{6.20}$$

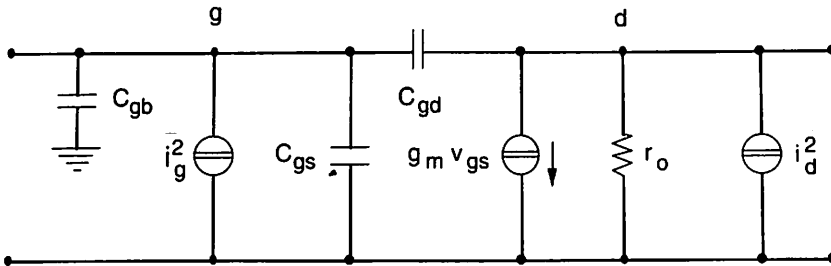


Figura 6.11

Il programma di simulazione prevede i due parametri K_F e \dots e i loro soliti valori di default. Essendo già nella forma di Figura 6.7.a è immediato ripor-tarsi, nella banda passante del FET (dove $\dots = 0$), alla rappresentazione di Figura 6.7.b. Si ha pertanto:

$$\overline{v_n^2} = \frac{\overline{i_d^2}}{g_m^2}$$

$$\overline{i_n^2} = \overline{i_g^2} \tag{6.21}$$

(*) Il rumore flicker è causato dalla presenza di trappole nell'interfaccia Si-SiO₂ e nello stesso corpo del Si. Quanto si va dicendo è tratto da Robinson F.N.H., *Noise and Fluctuations in Electronic Devices and Circuits*, Clarendon Press, Oxford, 1974.

Commenti:

- Le (6.20) mostrano che, rispetto alla (6.14) e (6.15) si ha un netto miglioramento nel generatore di ingresso dato il valore di \bar{I}_G .
- Contemporaneamente, dato il più basso valore del g_m di un FET rispetto a quello di un BJT, può assumere maggior peso il generatore di uscita.
- La tecnologia tende a curare molto la qualità dei materiali e del processo di fabbricazione in modo da tenere basso il valore di K_F .
- Il comportamento al rumore con la frequenza si ricava dal fatto che $Y_{11} \cong j \omega C_{gs} + j \omega C_{gd}$ e quindi, dalla (6.12):

$$i_n = i_g + \frac{j \omega C_{gs} + j \omega C_{gd}}{g_m} i_d =$$

$$= i_g + \frac{i_d}{A_1(\omega)}$$

Anche in questo caso c'è un aumento di i_n con la frequenza, ma partendo da valori più bassi che in un BJT. Con la frequenza aumenta la correlazione tra v_n e i_n .

6.3.d Punto di lavoro e rumore equivalente in ingresso

Dall'esame delle (6.18) si traggono utili conseguenze per progettare il punto di lavoro di un BJT in uno stadio di ingresso:

- v_n somma un termine (e_b^2) che dipende dalla tecnologia del transistor e uno inversamente proporzionale a \bar{I}_C ;
- i_n diminuisce al diminuire di \bar{I}_B e \bar{I}_C , fino al punto in cui β non comincia ad assumere valori sensibilmente minori del suo massimo (v. Fig. 1.45).

Il punto di lavoro del transistor dovrà essere scelto rispettando il compromesso tra il valore di v_n e quello di i_n , tenendo presente la dipendenza di β da \bar{I}_C . Inoltre, si dovrà considerare anche il valore di R_S confrontandolo con quello della resistenza di ingresso R_{in} : se $R_S < R_{in}$, avrà più effetto v_n di i_n , viceversa se $R_S > R_{in}$.

Si consideri, poi, che la diminuzione di g_m con \bar{I}_C incide negativamente su tutte le altre prestazioni dello stadio a cominciare dall'amplificazione. È evidente che, caso per caso, occorre la verifica di costi e benefici: in genere, un buon compromesso si ottiene per $10 \mu A < \bar{I}_C < 100 \mu A$.

In un FET g_m diminuisce se polarizziamo il FET nei pressi dell'interdizione. Poiché v_n è inversamente proporzionale a g_m , converrà usare una V_{GS} più alta possibile compatibilmente con il livello di potenza statica dissipabile nel componente.

C'è comunque da fare una considerazione valida in generale: che cioè la rete di polarizzazione del componente non deve contenere resistori di valore tale da generare rumore in quantità inaccettabile, cosa tanto più negativa in quanto la rete è situata in ingresso e quindi interviene laddove il segnale è più piccolo. Ciò coincide con l'esigenza, espressa al Tabella 2.12.a, che sconsiglia l'uso di resistenze di valore elevato negli integrati per non occupare troppa superficie di Si. Ne consegue che è buona norma utilizzare, anche nelle reti di polarizzazione (del tipo di quelle mostrate in Fig. 2.72), transistor ad alto guadagno per abbassare il valore dei generatori equivalenti di rumore e valori più bassi possibile delle tensioni di alimentazione per diminuire il valore delle resistenze a parità di corrente.

6.3.e Il rumore negli amplificatori con controreazione

La questione del rumore negli amplificatori con controreazione è contemporaneamente di grande importanza e di scarso valore concettuale.

È di grande importanza perché, come si è affermato al Paragrafo 3.1, è estremamente raro che un amplificatore a grande banda frazionale sia pensato privo di rete di controreazione. Non aggiunge però nulla a quanto non sia già stato detto, poiché basterà considerare il contributo al rumore della rete di controreazione con i metodi e le tecniche finora illustrate. In altre parole, il circuito equivalente per piccoli segnali di un amplificatore controreazionato è una rete lineare che, per quanto possa essere complessa, si tratta con le usuali regole e non presenta quindi novità concettuali.

Ciò che si vuole fare in questo paragrafo è mettere in luce gli effetti che l'applicazione della controreazione ha su un amplificatore già di per sé caratterizzato dalla coppia $\overline{v_n^2}, \overline{i_n^2}$.

Se il quadripolo di reazione fosse ideale, niente cambierebbe nelle prestazioni dell'amplificatore in ordine al rumore. Infatti, consideriamo i due casi di reazione di tensione o di corrente in ingresso, riportati in Figura 6.12.a e b rispettivamente: la parte a) si può riferire a una lettura della tensione o della corrente in uscita e similmente la parte b), ma ciò non coinvolge le considerazioni che stiamo per fare.

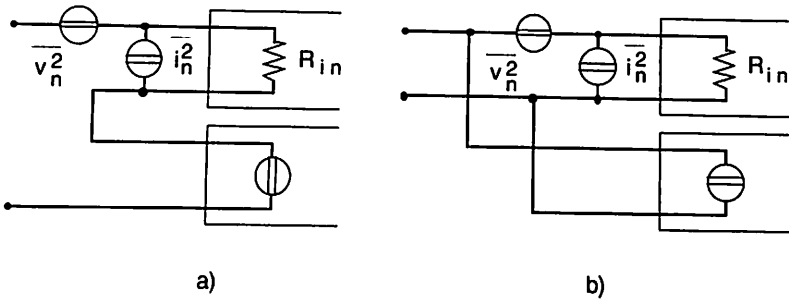


Figura 6.12

Se gli schemi di Figura 6.12.a e b devono essere equivalenti a quelli di Figura 6.13.a e b rispettivamente, dovrà essere uguale il comportamento degli schemi quando si mettano gli ingressi in corto o si lascino aperti.

In altre parole, nelle due condizioni sopra citate, il valore del rumore su R_{in} dovrà essere lo stesso. Ciò porta a concludere che è sempre:

$$\begin{aligned} \overline{v_n^2} &= \overline{v_{nf}^2} \\ \overline{i_n^2} &= \overline{i_{nf}^2} \end{aligned} \tag{6.22}$$

Poiché la riduzione del guadagno dello stadio riguarda sia il segnale che il rumore, il loro rapporto non viene variato.

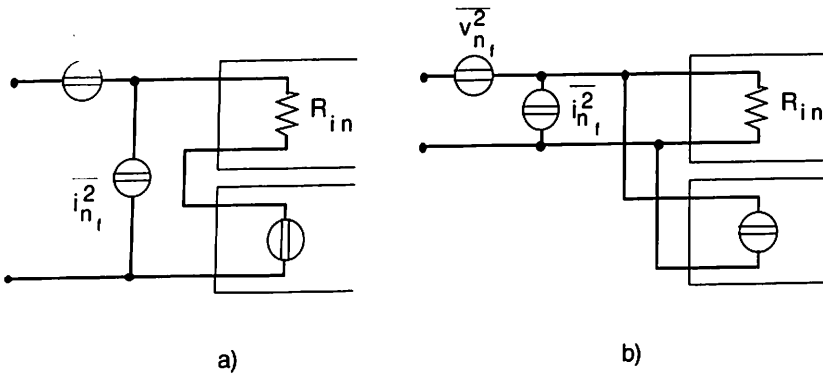


Figura 6.13

Se una condizione ideale non migliora i risultati, una reale non può che peggiorarli. Infatti, nella Figura 6.12.a comparirà una resistenza R in serie al gene-

ratore di reazione, le modalità di calcolo della quale sono state discusse al Paragrafo 3.3. Ciò provoca che, ponendo in corto gli ingressi, si debba avere:

$$v_n \frac{R_{in}}{R + R_{in}} + v_R \frac{R_{in}}{R + R_{in}} + i_n R_{in} // R = v_{nf} \frac{R_{in}}{R + R_{in}}$$

dove $\overline{v_R^2} = 4kTRB$. Con i terminali aperti avremo: $i_n R_{in} = i_{nf} R_{in}$, per cui si può concludere che:

$$\begin{aligned} \overline{v_{nf}^2} &= \overline{v_n^2} + \overline{i_n^2} R^2 + 4kTRB \\ \overline{i_{nf}^2} &= \overline{i_n^2} \end{aligned} \quad (6.23)$$

Analogamente, per il caso di Figura 6.12.b, che presenterà una resistenza R in parallelo al generatore di reazione, avremo, con gli ingressi in corto:

$$v_n = v_{nf}$$

mentre con i terminali aperti avremo:

$$(i_n + i_R) R // R + v_n \frac{R_{in}}{R + R_{in}} = i_{nf} (R_{in} // R)$$

per cui si può concludere che:

$$\overline{v_{nf}^2} = \overline{v_n^2} \quad (6.24)$$

$$\overline{i_{nf}^2} = \overline{i_n^2} + \overline{i_R^2} + \frac{\overline{v_n^2}}{R^2} \quad (6.24')$$

dove:

$$\overline{i_R^2} = \frac{4kTB}{R}$$

Commenti:

- Quando si controelegna riportando una tensione in ingresso, si abbia cura di utilizzare una rete f che produca una R piú piccola possibile.
- Quando si controelegna riportando una corrente in ingresso, si abbia cura di utilizzare una rete f che produca una R piú grande possibile.
- In altre parole, ci si deve avvicinare il piú possibile alla situazione ideale.
- La condizione della maglia d'uscita non interessa perché il rumore ivi generato compete con un segnale giú amplificato.

Con la stessa filosofia che ci ha guidato nell'esame della prestazione al rumore degli stadi controelegnati si esaminerà il comportamento delle due connessioni mancanti: base (gate) comune ed emitter follower.

6.3.f Rumore nello stadio a base (gate) comune

Nel caso del base comune (Fig. 6.14), si conclude immediatamente che:

$$\begin{aligned} \overline{v_{nB}^2} &= \overline{v_n^2} \\ \overline{i_{nB}^2} &= \overline{i_n^2} \end{aligned} \tag{6.25}$$

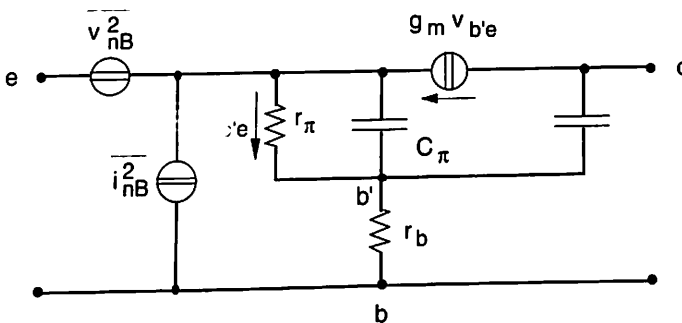


Figura 6.14

confrontandone il comportamento con lo schema di Figura 6.10 e ponendo gli ingressi in corto e a circuito aperto.

La prestazione dei due stadi rispetto al rumore endogeno è identica: per esempio, nell'emitter comune con entrata in corto ($R_S \rightarrow 0$) $\overline{v_n^2}$ genera

corrente su $r_{\pi} = \beta/g_m$ e poi questa corrente viene amplificata per β , mentre nel base comune, nelle stesse condizioni, $\overline{v_n^2}$ genera corrente su $R_{in} \equiv 1/g_m$, la quale corrente non viene amplificata ($\alpha \equiv 1$).

Però, mentre il generatore di corrente di rumore della resistenza di carico o dell'ingresso del secondo stadio si riflettono all'ingresso di un emitter comune divisi per β , come mostra la (6.18), essi si rifletteranno senza attenuazione all'ingresso di un base comune poiché $\alpha \equiv 1$.

Questa caratteristica rende il base comune meno adatto dell'emitter comune per essere utilizzato come preamplificatore (o condizionatore del segnale, v. Par. 1.3). Conclusioni analoghe possono essere tratte per stadi a gate comune, che quindi non verranno presi specificamente in considerazione.

6.3.g Rumore in uno stadio emitter follower

Dato che lo stadio è controreazionato in tensione in ingresso, dalle (6.23), poiché, in questo caso, $R = 0$ (v. Fig. 3.10), si ottiene:

$$\overline{v_{nf}^2} = \overline{v_n^2}$$

$$\overline{i_{nf}^2} = \overline{i_n^2}$$

C'è però ancora da considerare il rumore generato dalla resistenza R_L in quanto l'amplificazione di tensione è unitaria. Riferendoci alla Figura 6.15, che modella lo stadio in istudio, si può calcolare il contributo da sommare ai generatori di ingresso per tenere in conto il rumore prodotto da R_L . Ponendo in corto i terminali di entrata si annulla l'effetto di $\overline{i_n^2}$ e si ha, in serie con $\overline{v_n^2}$, un contributo $\overline{v_{R_L}^2}$ pari a:

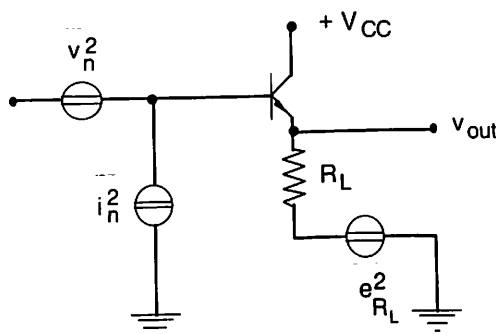


Figura 6.15

$$v_{R_L} = e_{R_L} \cdot \frac{e_{R_L}}{R_L + \frac{1}{g_m}} R_L = \frac{e_{R_L}}{1 + g_m R_L} \cong \frac{e_{R_L}}{g_m R_L}$$

e quindi:

$$\overline{v_{R_L}^2} = \frac{4 k T B}{g_m^2 R_L} \quad (6.26)$$

Con i terminali di entrata aperti si calcola invece il generatore equivalente $i_{R_L}^2$ in parallelo a i_n^2 . Si ottiene:

$$i_{R_L} \beta = \frac{\sqrt{4 k T R_L B}}{R_L}$$

e quindi:

$$\overline{i_{R_L}^2} = \frac{4 k T B}{\beta^2 R_L} \quad (6.27)$$

se $R_L \gg 1/g_m$.

Commer

- Per i valori di g_m per i quali le (6.18) vengono in qualche maniera minimizzate, il contributo della (6.26) tende a non poter essere trascurato a meno che R_L non abbia valori molto grandi.
- Per la presenza di β^2 la (6.27) fornisce generalmente un contributo trascurabile rispetto agli altri in gioco.
- Analogamente a quanto succede nel base comune, qualunque generatore di tensione di rumore dello stadio successivo viene riportato immutato in ingresso, quindi è bene evitare l'uso dell'emitter follower come condizionatore di segnale^(*).

(*) Nell'Esempio 2.9.2 la dinamica di ingresso non sconsigliava perentoriamente l'uso di un emitter follower come preamplificatore. Se così fosse stato, si sarebbe dovuto ricorrere a uno stadio controeazionato in tensione in ingresso per disaccoppiare la sorgente dall'elaborazione del suo segnale.

- Uno stadio source follower vedrebbe queste caratteristiche negative esaltate dal più basso valore ottenibile per g_m .

6.3.h Rumore in uno stadio differenziale

Si è insistito più volte sulle caratteristiche positive dello stadio differenziale usato come stadio di ingresso di un amplificatore. Purtroppo, altrettanto non si può dire per quanto riguarda le sue prestazioni al rumore, il che sconsiglia di usarlo come stadio condizionatore a basso rumore.

Poiché devono essere ripetuti ragionamenti ormai familiari, si esporranno schematicamente le ragioni che conducono alla conclusione detta.

Riferendosi allo schema di Figura 6.16 si può quindi dire che:

- Si possono trascurare i generatori di rumore associati alle resistenze di carico, in quanto lo stadio è amplificante.
- Si sono usati carichi passivi perché producono rumore in quantità minore che non il complesso di elementi che formano il carico attivo.
- Il rumore generato dalla sorgente di I_{EE} viene visto dallo stadio come un segnale di modo comune. Per minimizzarne gli effetti sull'uscita, conviene che questa sia ancora bilanciata, come indicato.
- I generatori di corrente i_n^2 possono essere spezzati in due, secondo quanto mostrato nella Figura 6.16', con correlazione completa fra i componenti della coppia. Ma, ancora una volta, i generatori che interessano direttamente gli emitter rappresentano una sollecitazione di modo comune e quindi, grazie anche all'uscita bilanciata, possono essere eliminati.

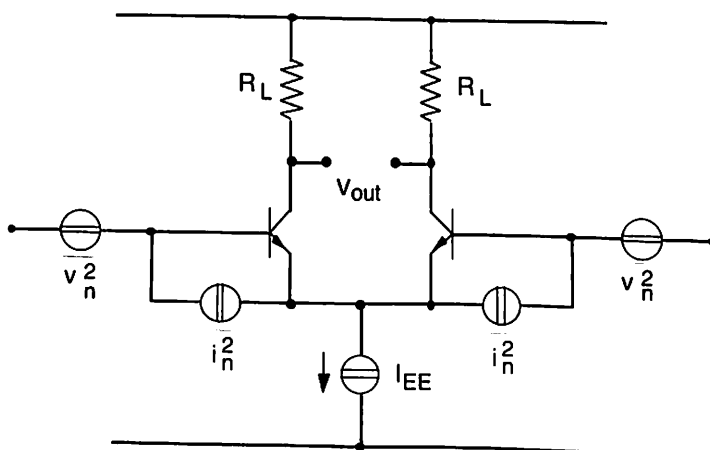


Figura 6.16

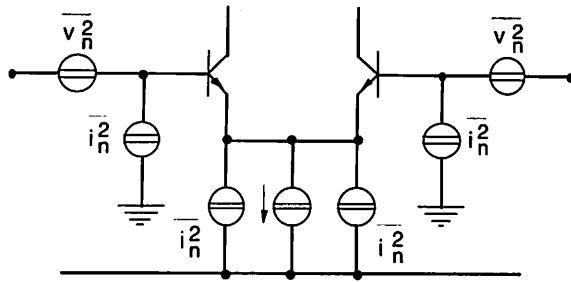


Figura 6.16'

- Quanto detto è vero se lo stadio è esattamente simmetrico, cosa che, per quanto ampiamente discusso al Capitolo 5, non è ottenibile che come approssimazione. Si noti che la situazione di eccitazione (segnale) sulle due basi è spesso decisamente dissimmetrica, cioè le due basi sono chiuse su resistenze differenti.
- Si può comunque concludere che, poiché il differenziale ha due sorgenti di rumore (due transistor) e una amplificazione pari a quella di un solo transistor, esso è svantaggiato rispetto a unostadio a emitter (source) comune.

6.4 Minimo segnale rivelabile

Con la tecnica di riportare in ingresso tutti i contributi alla generazione di rumore, un quadripolo generico può essere caratterizzato come in Figura 6.17 dove sono state messe in luce le condizioni di chiusura in ingresso e in uscita.

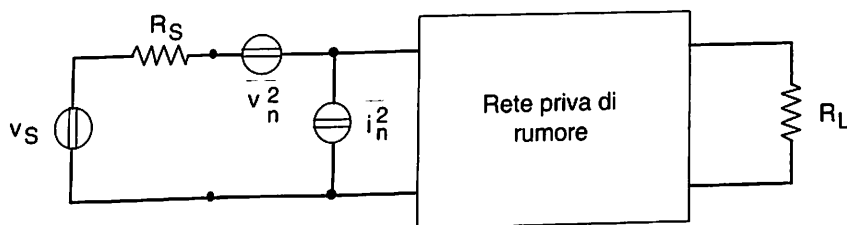


Figura 6.17

Se i due generatori equivalenti di ingresso sono incorrelati la tensione di rumore quadratica media totale a vuoto in ingresso vale:

$$\overline{v_{nTOT}^2} = 4 k T R_S B + \overline{v_n^2} + R_S^2 \overline{i_n^2} = 4 k T B (R_S + R_{eq}) \quad (6.28)$$

dove i contributi dei due generatori equivalenti sono calcolati sulla BW del quadripolo che è stata indicata sinteticamente con B e R_{eq} è detta resistenza equivalente di rumore. Si noti che R_{eq} dipende anche dalle condizioni di chiusura del quadripolo, cioè da R_S .

Il minimo segnale rivelabile è quello che ha un'ampiezza almeno pari a quella (6.28) del rumore^(*) e questo, a meno che non si proceda a tecniche di filtraggio che presuppongono ulteriori informazioni sul segnale e/o sul rumore, è un risultato di carattere generale. Come corollario di ciò, il minimo segnale rivelabile aumenta quanto più si stringe B fino al valore della banda occupata dal segnale.

Nei sistemi a piccola (stretta) banda frazionale si sfrutta quanto ora illustrato per ottimizzare l'operazione di ricezione. Si supponga di avere un segnale confinato in un intorno $\Delta\omega$ di ω_0 e di volerlo rivelare applicandolo a un ramo risonante serie come mostrato in Figura 6.18.

La frequenza di risonanza del ramo sia $\omega_0 = (LC)^{-1/2}$ e si raccolga la tensione a regime ai capi del condensatore con un voltmetro ideale.

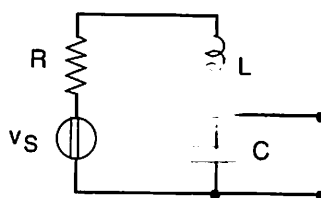


Figura 6.18

La tensione sul condensatore vale:

(*) Più precisamente ciò significa che un segnale con l'ampiezza (6.28) se esaminato dal quadripolo di Figura 6.17, cioè da un sistema con banda B, e che riceve il segnale da un generatore con resistenza di uscita R_S , risulta indistinguibile dal rumore.

$$v_C = \frac{v_S}{j \omega_0 R C}$$

e quindi:

$$\overline{|v_C|^2} = \frac{1}{2} \hat{V}_S^2 Q^2 = S$$

ove Q è il fattore di merito del ramo risonante (v. Cap. 1, Vol. 2) e vale:

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 R C} \equiv \frac{\omega_0}{\Delta\omega}$$

La resistenza R genera rumore il quale produrrà sul condensatore una densità di potenza pari a:

$$G_C(f) \equiv \frac{1}{\omega_0^2 R^2 C^2} 4 k T R$$

che corrisponde a una potenza integrale su $\Delta\omega$ pari a:

$$N = \frac{4 k T}{\omega_0^2 R C^2} \frac{\omega_0}{Q} = \frac{4 k T}{C}$$

Il rapporto tra potenza di segnale e potenza di rumore vale quindi:

$$\frac{S}{N} = \frac{1/2 \hat{V}_S^2 Q^2}{\frac{4 k T}{C}} = \frac{1/2 \hat{V}_S^2}{4 k T R \Delta\omega}$$

La condizione ottima è quindi che $\Delta\omega$ sia esattamente pari alla banda occupata dal segnale.

In altre parole, al restringersi della banda passante centrata intorno alla frequenza da rivelare, mentre la potenza del segnale resta immutata, quella

di rumore, essendo la sua densità di potenza costante con ω , tende a zero. Nel caso si sia in presenza di un disturbo fortemente selettivo con un'alta densità di potenza nell'intorno della frequenza di segnale (per esempio, due trasmissioni radio su portanti di frequenza molto prossima) non c'è altro modo di discriminare il segnale dal disturbo se non cambiando la frequenza del segnale stesso.

Per segnali con contenuto frequenziale contiguo allo zero, non è pensabile l'uso di un circuito risonante per ridurre la B. In questo caso si usano delle tecniche di rivelazione capaci di estrarre un segnale periodico dal rumore a patto di allungare di molto il tempo di elaborazione.

Si espongono brevemente quella dell'integratore box-car e dell'amplificatore lock-in che si basano sulla conoscenza a priori del fatto che il segnale è periodico di periodo noto e che segnale e rumore sono incorrelati. Per maggiori dettagli si veda il Capitolo 4 del Volume 4b.

6.4.a // box-car

Si debba rivelare un segnale $x(t)$ periodico, di forma peraltro qualsiasi e di periodo T . Si supponga possibile generare un impulso, di durata τ e della stessa cadenza del segnale, posizionabile ovunque all'interno del periodo T . Se τ è molto piccolo rispetto al periodo della componente di Fourier situata al limite superiore della banda occupata dal segnale, è corretto concludere che entro τ il segnale rimane costante.

Se l'impulso di durata τ viene usato per comandare una porta analogica (per esempio un ponte di diodi), all'uscita di questa si avrà un segnale fatto di impulsi periodici di periodo T , di durata τ e di ampiezza pari a $x(nT + \Delta t)$ con n un numero naturale qualsiasi e Δt compreso tra 0 e T .

L'informazione, ossia l'ampiezza del segnale all'istante di apertura della porta, è contenuta anche nel valore medio degli impulsi, che vale:

$$\bar{V} = \frac{\tau}{T} x(nT + \Delta t)$$

e che può essere rivelato inviando la sequenza di impulsi in un filtro passa basso la cui frequenza di taglio f_H sia molto minore della frequenza $1/T$ della prima armonica degli impulsi. Lo schema a blocchi del box-car è rappresentato in Figura 6.19. Variando il ritardo Δt si ricostruisce il segnale $x(t)$ punto per punto.

Si comprende come il miglioramento del rapporto S/N sia dovuto al fatto di aver legato l'informazione (valore del segnale al tempo $nT + \Delta t$) a un valore di tensione continua e ciò permette di operare la rivelazione con un filtro passa basso (si pensi per semplicità a una cella RC) la cui banda passante può in principio essere resa piccola a piacere.

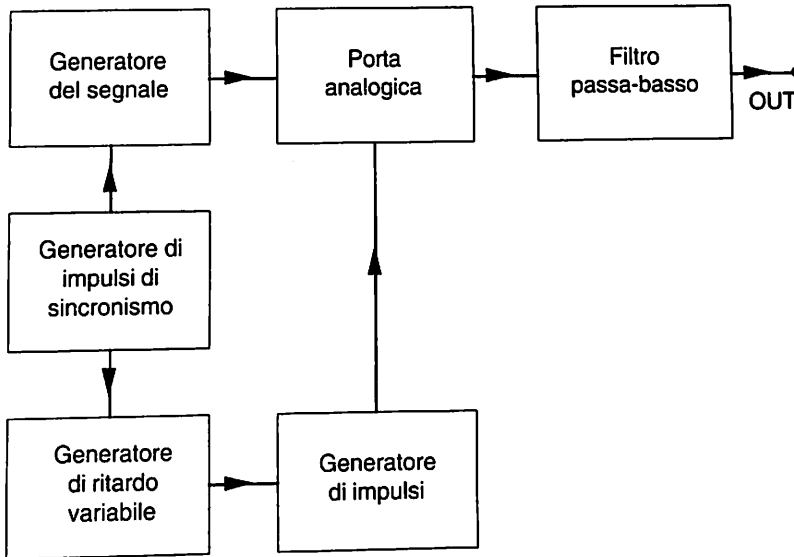


Figura 6.19

Ne deriva σ^2 , poiché l'uscita del filtro impiega un tempo dell'ordine di $1/f_H$ per adeguarsi al valore di regime, più si vuole migliorare il rapporto S/N più si deve allungare il tempo della misura. Ciò può essere considerato come un risvolto del Principio di Indeterminazione.

6.4.b L'amplificatore lock-in

L'integratore box-car sfrutta in sostanza la cross-correlazione tra un segnale e un impulso entrambi con lo stesso periodo di ripetizione. In segnale è peraltro confuso col rumore^(*) per cui anche quest'ultimo subisce il processo di cross-correlazione con l'impulso.

(*) Anche se non esplicitamente, si sta facendo l'ipotesi che il rumore sia additivo al segnale.

Ma mentre questa cross-correlazione dà risultato nullo, quella col segnale fornisce giusto il suo valore all'istante di apertura della porta analogica. Tutto ciò è soggetto alla condizione che l'integrale di cross-correlazione sia correttamente eseguito, in particolare che il tempo di integrazione sia infinito.

In realtà il massimo tempo di integrazione (v. Par. 5.7.a) è proprio dell'ordine dell'inverso della frequenza di taglio del filtro e si comprende quindi come sia legato al valore di f_H il miglioramento del rapporto S/N.

Con tecnica analoga, l'amplificatore lock-in rivela il risultato di una cross-correlazione tra segnali sinusoidali secondo lo schema di Figura 6.20. In esso, al moltiplicatore arriva un segnale sinusoidale generato localmente e il segnale periodico da rivelare, ossia tutte le sue componenti di Fourier.

All'uscita del moltiplicatore avremo quindi, per ogni componente, due termini sinusoidali le cui frequenze saranno la somma e la differenza della frequenza propria e di quella dell'oscillatore locale.

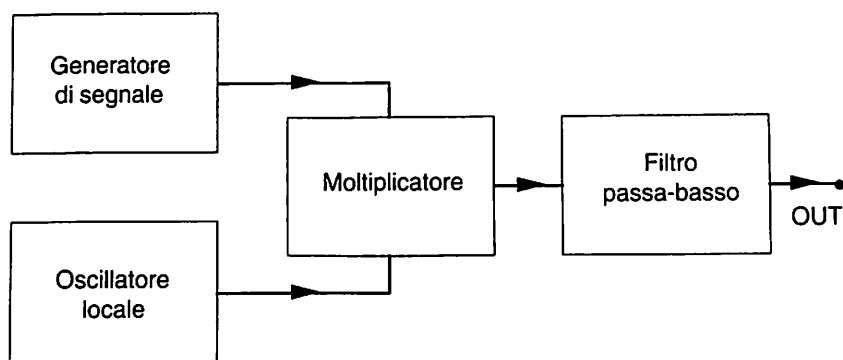


Figura 6.20

Nel caso in cui una delle componenti di Fourier sia sincrona con il segnale dell'oscillatore locale, la frequenza differenza sarà nulla e all'uscita del moltiplicatore avremo una componente continua legata al prodotto delle ampiezze delle due sinusoidi sincrone e al coseno del loro sfasamento, più una componente a frequenza doppia di quella locale che verrà eliminata dal filtro tanto meglio quanto più sarà stretta la sua banda passante.

Valgono considerazioni analoghe a quelle fatte per il box-car rispetto al tempo necessario per la misura, con una maggiore evidenza della necessità che i due segnali siano davvero sincroni, necessità che nel box-car si traduce nel sincronismo tra la cadenza di apertura della porta e quella del segna-

le. Tornano cioè, anche in questo caso, quelle esigenze di sincronizzazione discusse nel Paragrafo 1.6.

Per un segnale periodico è quindi evidente, da quanto detto, come il lock-in sia in grado di rivelarne le componenti armoniche, di farne cioè l'analisi di Fourier. È anche chiaro quindi come il lock-in, fornendo punto per punto il valore del segnale nel dominio della frequenza, sia il duale del box-car che fornisce punto per punto il valore del segnale nel dominio del tempo.

Supponiamo infine che il segnale da rivelare non sia periodico, ma sia, per esempio, rappresentato da un livello di continua. Nel caso del box-car non c'è altro da fare che inviarlo alla porta analogica e sincronizzare il solo generatore di impulsi.

Viceversa, nel caso del lock-in si deve prima provvedere a traslare la frequenza del segnale da zero a un valore generabile dall'oscillatore locale, mediante un'operazione di modulazione di ampiezza. Saranno quindi rivelabili segnali quasi continui il cui livello vari in tempi molto maggiori di $1/f_H$.

6.5 Fattore di rumore di un quadripolo

La potenza disponibile (P_{av}) da un generatore è la potenza massima che esso può trasferire a un carico. La potenza disponibile da un generatore di resistenza interna R_S e di tensione efficace(*) v_{eff} è pari a:

$$P_{av} = \frac{v_{eff}^2}{4R_S}$$

(*) Si ricordi che, se il generatore fornisce tensione $v(t)$, la sua tensione efficace o valore quadratico medio è:

$$v_{eff}^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt$$

che, nel caso $v(t)$ sia sinusoidale, fornisce:

$$v_{eff}^2 = \frac{\hat{V}^2}{2}$$

La potenza realmente trasferita a un carico R_L vale:

$$P_L = P_{av} \frac{4 \alpha}{(1 + \alpha)^2} = P_{av} M \quad (6.29)$$

dove $\alpha = R_S/R_L$ e M è detto fattore di disaccoppiamento.

Dato un quadripolo si definisce suo guadagno disponibile:

$$G_{av} = \frac{P_{av}^{out}}{P_{av}^{in}} \quad (6.30)$$

cioè il rapporto tra la potenza disponibile in uscita dal quadripolo quando questo è alimentato da un generatore di resistenza R_S e la potenza disponibile dal generatore stesso. È bene chiarire quanto detto con un esempio elementare. Si consideri il quadripolo di Figura 6.21 costituito dalla sola resistenza R . Si ha:

$$P_{av}^{out} = \frac{v_{S,eff}^2}{4 (R_S + R)}$$

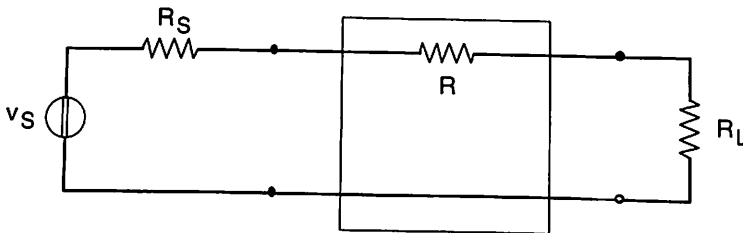


Figura 6.21

e quindi sarà:

$$G_{av} = \frac{R_S}{R_S + R}$$

Risulta quindi chiaro che G_{av} dipende dal quadripolo e da R_S , ma non è necessariamente il guadagno che il quadripolo presenta nelle sue reali condizioni di lavoro.

Infine, dalla definizione di G_{av} , discende che, se abbiamo più quadripoli in cascata, il G_{av} complessivo è il prodotto dei singoli G_{avi} poiché $P_{av_i}^{out} = P_{av_{i+1}}^{in}$.

Tutto ciò premesso e indicando con l'asterisco la densità di potenza (potenza per unità di banda passante) si definisce fattore di rumore F di un quadripolo a una certa frequenza f il rapporto tra la densità di potenza di rumore disponibile in uscita alla frequenza f e la parte di questa generata da una resistenza a temperatura (standard) $T_0 = 290$ K connessa alla porta di ingresso. Si ha cioè:

$$F(f) = \frac{N_{av}^{*out}}{G_{av}(f) k T_0} = \frac{S_{av}^{*in} / (k T_0)}{S_{av}^{*out} / N_{av}^{*out}} \tag{6.31}$$

dove le N^* e le S^* rappresentano la densità di potenza rispettivamente di rumore e di segnale. Il fattore di rumore $F(f)^{(*)}$ è quindi pari al rapporto tra i rapporti S^*/N^* in ingresso e in uscita: esso fornisce una stima del comportamento del quadripolo in ordine al rumore. Il suo valore minimo (quadripolo privo di rumore) è 1 (0 dB).

Per la misura di $F(f)$ non è necessario porsi sempre nelle condizioni di carico adattato. Infatti, misurata la N^{*out} e la S^{*out} su un certo carico, nota R_S e quindi S_{av}^{*in} si ha:

$$\frac{N_{av}^{*out}}{S_{av}^{*out} k T_0} = \frac{N_{av}^{*out} M^{out}}{S_{av}^{*in} M^{out} k T_0} = F(f) \tag{6.32}$$

Il fattore di rumore medio su un intervallo di frequenza Δf si definisce come:

$$\bar{F} = \frac{1}{\Delta f} \int_{\Delta f} F(f) df = \frac{1}{k T_0 \Delta f} \int_{\Delta f} \frac{N^{*out}}{g_{av}(f) M^{out}(f)} df \tag{6.33}$$

(*) $F(f)$ è spesso detto fattore di rumore "spot".

Se Δf coincide con la banda passante B del quadripolo sulla quale $G_{av}(f) M^{out}(f)$, detto anche *guadagno di trasduzione* G_T (v. Par. 4.3, Vol. 2), può essere considerato costante, avremo^(*):

$$\bar{F} = \frac{N^{out}}{G_T k T_0 B} = \frac{S_{av}^{in}/(k T_0 B)}{S^{out}/N^{out}} \quad (6.34)$$

Consideriamo ora due quadripoli in cascata caratterizzati rispettivamente da \bar{F}_1 e G_{1av} , \bar{F}_2 e G_{2av} sulla loro banda passante. Ai terminali di uscita avremo una potenza di rumore disponibile pari a:

$$N_{2av}^{out} = \bar{F}_1 k T_0 B G_{1av} G_{2av} + (\bar{F}_2 - 1) k T_0 B G_{2av}$$

e quindi, dalla definizione di fattore di rumore, si ottiene il fattore di rumore complessivo che è pari a:

$$\bar{F}_{1,2} = \bar{F}_1 + \frac{\bar{F}_2 - 1}{G_{1av}} \quad (6.35)$$

Generalizzando la (6.35) per n stadi in cascata, avremo:

$$\bar{F}_{1,2,\dots,n} = \bar{F}_1 + \frac{\bar{F}_2 - 1}{G_{1av}} + \frac{\bar{F}_3 - 1}{G_{1av} G_{2av}} + \dots \quad (6.35')$$

Si vede, quindi, che particolare cura deve essere posta affinché lo stadio di ingresso abbia una \bar{F}_1 più piccola possibile, unitamente a una G_{1av} più grande possibile per ottimizzare le prestazioni della catena di amplificazione nei confronti della generazione di rumore.

(*) I simboli senza asterisco indicano i valori delle grandezze integrati sulle bande di interesse.

6.6 Il rumore in un amplificatore

Dalla Figura 6.17, dalla definizione di fattore di rumore e poiché $P_{av}^{*out} = P_{av}^{*in} G_{av}$ discende che:

$$F(f) = \frac{4 k T_0 R_S + \overline{i_n^2} R_S^2 + \overline{v_n^2}}{4 R_S} \frac{1}{k T_0} = 1 + \frac{\overline{v_n^2} + \overline{i_n^2} R_S^2}{4 k T_0 R_S} \quad (6.36)$$

dove si sono utilizzate tutte grandezze "spot" omettendo, per comodità di rappresentazione, gli asterischi. Derivando rispetto ad R_S e ponendo uguale a zero si ottiene il valore di R_{Sopt} per cui $F(f)$ ha un minimo:

$$R_{Sopt} = \sqrt{\frac{\overline{v_n^2}}{\overline{i_n^2}}} \quad (6.37)$$

Per questo valore di R_S i due generatori contribuiscono in egual misura alla rumorosità della rete e si ottiene un valore di $F(f)$ pari a:

$$F_{min} = 1 + \sqrt{\frac{\overline{v_n^2} \overline{i_n^2}}{2 k T_0}} \quad (6.38)$$

I costruttori di componenti attivi in particolare amplificatori integrati, forniscono le informazioni relative alle prestazioni a rumore dando i valori di $F(f)$ in un certo numero di frequenze, con una certa R_S , oppure di $\overline{v_n^2}$ (a volte tradotto in R_n , cioè in un valore di resistenza che produce un rumore Johnson pari a $\overline{v_n^2}$), oppure di $\overline{i_n^2}$ oppure ancora di R_{Sopt} . Dal gruppo di dati forniti e dalle (6.36), (6.37) e (6.38) si è in grado di ricavare i valori delle grandezze mancanti.

In mancanza di dati, ha una certa importanza descrivere, anche se sommariamente, i metodi di misura di $\overline{v_n^2}$ e $\overline{i_n^2}$ e della figura di rumore.

Per la misura di $\overline{v_n^2}$ si usa il circuito di Figura 6.22'. Le condizioni di corto circuito, per cui $\overline{i_n^2}$ è inefficace, possono essere realizzate scegliendo $R_S \ll R_{Sopt}$. La misura procede come di seguito elencato:

- a) Con v_s sconnesso si misura la tensione di rumore di uscita $\sqrt{v_{nout}^2}$ su B, dove B è la banda passante del filtro.
- b) Connesso v_s si aggiusta l'attenuatore in modo da avere un'uscita v_{out} che sia, per esempio, 40 dB più alta della precedente lettura e si determina il valore del segnale v_{in} in A. Si ha quindi:

$$\sqrt{v_n^2} = \sqrt{v_{nout}^2} \frac{v_{in}}{v_{out}} \quad (6.39)$$

poiché v_{out}/v_{in} rappresenta il guadagno del quadripolo sotto misura. Il voltmetro misura il valore efficace della tensione di uscita (RMSV = *Root Mean Square Voltmeter*).

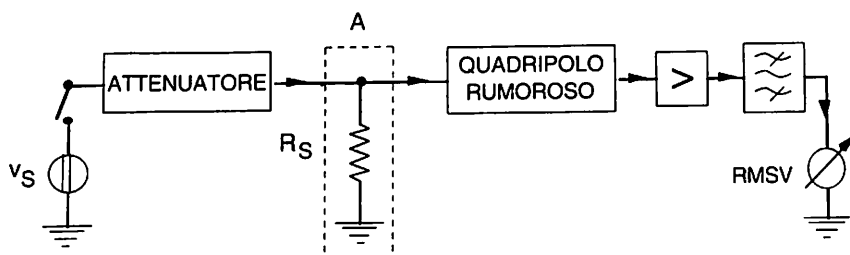


Figura 6.22'

La misura di $\sqrt{i_n^2}$ si effettua sostituendo la parte entro il quadro tratteggiato (resistenza parallelo) con una resistenza serie, facendo $R_s \gg R_{Sopt}$, ma tale che:

$$i_n^2 \gg 4 k T B R_s$$

La procedura di misura è in tutto simile al caso precedente. Per la (6.35) gli eventuali stadi seguenti a quello sotto esame hanno poco effetto sulla lettura finale.

Per la misura della figura di rumore si descriverà un metodo basato sulla

seguente considerazione. Dalla (6.36) discende che, per definizione, la figura di rumore può essere interpretata come il seguente rapporto:

$$F(f) = \frac{N_{av\ sorg}^* + N_{av\ ampl}^*}{N_{av\ sorg}^*}$$

con evidente significato dei simboli. Il numeratore è di facile misura, poiché rappresenta la densità di rumore totale in uscita divisa per l'opportuno guadagno. Più difficile è la misura del denominatore per la debolezza delle potenze coinvolte.

Si rifletta però che il denominatore rappresenta la potenza di rumore generata dalla resistenza di sorgente, quindi linearmente variabile con la temperatura. Supponiamo di porre in ingresso al quadripolo sotto misura un diodo del quale si possa variare la corrente di polarizzazione. Il diodo produrrà rumore shot proporzionale a detta corrente, cosicché si potrà fargli produrre una quantità di rumore pari a quella sviluppata da una resistenza a temperatura $T_L = 300\text{ K}$ e $T_H = 10\ 000\text{ K}$. La potenza di rumore misurata all'uscita del quadripolo nei due casi individuerà la retta di Figura 6.22" la cui intercetta sull'asse delle ordinate fornisce $N_{av\ ampl}^*$.

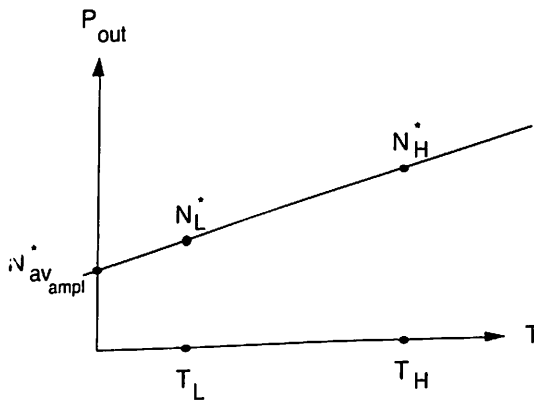


Figura 6.22"

La figura di rumore sarà quindi pari a:

$$F(f) = \frac{N_L^*}{N_H^* - N_L^*} \cdot \frac{T_H - T_L}{T_L}$$

6.7 Il contributo di rumore della resistenza di sorgente

Limitarsi a considerare il fattore di rumore come unico parametro per individuare le prestazioni dell'amplificatore nei confronti del rumore può portare a conclusioni errate.

Si consideri, infatti, un amplificatore che deve amplificare 100 volte un segnale generato su una resistenza $R_S = 10 \text{ k}\Omega$ in una banda di frequenza che si estende da 10 Hz a 10 kHz.

Il componente amplificante sia l'integrato lineare LF356 i cui generatori equivalenti di rumore valgono, praticamente in tutta la banda considerata utile:

$$v_n = 12 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$i_n = 0,01 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$$

Il valore di $R_{S\text{opt}}$ in questa situazione è pari a $1,2 \text{ M}\Omega$ e un tale valore di resistenza genera un rumore pari a $140 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ a temperatura standard. La resistenza propria della sorgente genera invece un rumore pari a $12 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

Supponiamo di usare l'LF356 nella connessione non invertente: nel caso che si voglia minimizzare F si dovrà connettere in serie al generatore e al piedino non invertente una resistenza di valore praticamente pari a $1,2 \text{ M}\Omega$.

Trascurando il rumore generato dalla rete di controreazione (v. Par. 6.3.e), ammesso che ciò sia possibile dati i valori delle resistenze usate, possiamo calcolare il rumore totale di ingresso e il fattore di rumore dell'amplificatore. Si avrà:

$$\overline{v_n^2} = (140 \cdot 10^{-9})^2 + (12 \cdot 10^{-9})^2 + (0,01 \cdot 10^{-12})^2 \cdot 1,44 \cdot 10^{12} \cong$$

$$\cong 2 \cdot 10^{-14} \text{ V}^2/\text{Hz}$$

da cui, moltiplicando per la banda passante, si ottiene un contributo di $14 \text{ }\mu\text{V}$.

Corrispondentemente, dalla (6.36) si ha (esprimendo F in dB):

$$F = 10 \lg \left[1 + \frac{(12 \cdot 10^{-9})^2 + (0,01 \cdot 10^{-12})^2 \cdot 1,44 \cdot 10^{12}}{2 \cdot 10^{-14}} \right] \cong 0,06 \text{ dB}$$

Se avessimo invece mantenuto la sola resistenza da 10 k Ω della sorgente, si sarebbe ottenuto un contributo di rumore sulla banda passante pari a 1,7 μ V, pur con un fattore di rumore pari a 3 dB.

Risulta chiaro quindi come il fattore di rumore sia solo una misura del rumore generato dall'amplificatore, relativamente a un dato valore della resistenza di sorgente. Non risulta quindi sempre corretto aggiungere resistenza in serie alla sorgente per realizzare la R_{Sopt} . Pur essendo infatti vero che il fattore di rumore dell'amplificatore in questo modo migliora, si deve sempre considerare il rumore risultante in ingresso se si vuole avere un giusto criterio di progetto per un amplificatore a basso rumore. In altre parole, non è solo la degradazione del rapporto S/N a dover essere considerata, ma anche il suo valore in ingresso, perché non ha alcun senso prevenire la degradazione di un rapporto S/N già di per sé troppo piccolo.

6.8 Sorgenti non resistive

Una sorgente di segnale puramente resistiva è spesso un'astrazione oppure un'approssimazione valida in un determinato intervallo di frequenza. È bene quindi trattare, anche se brevemente, il caso di sorgente che presenti una impedenza decisamente funzione della frequenza. Un esempio numerico varrà infine a chiarire molti dei concetti fin qui esposti.

6.8.a Sorgente capacitiva

Una sorgente capacitiva, per esempio un trasduttore ceramico o un fotodiodo, può essere rappresentata dal circuito equivalente di Figura 6.23 in cui C_S è la capacità propria della sorgente, C_p è la somma di tutte le capacità parassite, compresa la capacità di ingresso dell'amplificatore e R è la resistenza su cui si chiude il trasduttore, che può essere il parallelo della sua resistenza di perdita e della resistenza di ingresso dell'amplificatore. L'impedenza vista ai capi di una tale sorgente, detta C la somma di C_S e C_p , ha una parte reale pari a:

$$\operatorname{Re}Z(\omega) = \frac{R}{1 + \omega^2 R^2 C^2} \quad (6.40)$$

e un modulo pari a:

$$|Z(\omega)| = \frac{R}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}} \quad (6.41)$$

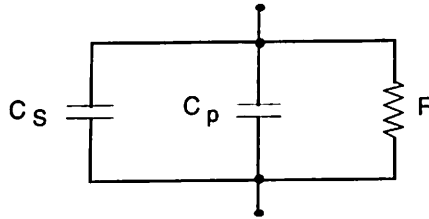


Figura 6.23

Nella Tabella 6.1 viene riportata la sintesi del calcolo necessario per ottenere il contributo di rumore della sorgente capacitiva nei due casi in cui $R = 1$ e $10 \text{ G}\Omega$. Si vede come il contributo di rumore divenga più basso con la resistenza più alta: ciò è logico se si considera che la (6.40) mostra come $\text{Re}|Z(\omega)|$ diminuisca all'aumentare di R .

6.8.b Sorgente induttiva

Il circuito equivalente di una sorgente induttiva è mostrato in Figura 6.24.a ove L_S , C_S e R_S sono relativi alla sorgente, C_A è la somma delle capacità parassite e di ingresso dell'amplificatore e R_A la sua resistenza di ingresso.

L'analisi viene semplificata se si passa dal ramo R_S , L_S serie a quello R_p , L_p parallelo ricordando che (v. Par. 3.1, Vol. 2):

$$R_p = Q^2 R_S$$

$$L_p = L_S$$

se $Q = \omega L_S / R_S$ è maggiore di 10.

Ci si riconduce così a un circuito equivalente RLC parallelo (Fig. 6.24.b) in cui:

$$R = R_A // R_p$$

$$L = L_S$$

$$C = C_S + C_A$$

Tabella 6.1

$\Delta f(\text{Hz})$ f Centro (Hz)	25÷50 37,5	50÷100 75	100÷200 150	200÷400 300	400÷800 600
B (Hz)	25	50	100	200	400
R=1 G Ω					
Re(Z) (Ω)	74,2M	19,6M	4,98M	1,25M	0,31M
Z (Ω)	272M	140M	70,6M	35,4M	17,7M
e_{nz} (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	1100	560	280	140	71
v_{nz} (μV)	5,5	3,96	2,8	1,98	1,42
v_{nz}^2 (μV^2)	30,2	15,7	7,84	3,92	2,0
R=10 G Ω					
Re(Z) (Ω)	8M	2M	0,5M	125k	31,3k
Z (Ω)	283M	141M	70,8M	35,4M	17,7M
e_{nz} (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	320	180	90	45	23
v_{nz} (μV)	1,6	1,3	0,9	0,64	0,46
v_{nz}^2 (μV^2)	2,56	1,62	0,81	0,41	0,21
B (Hz)	800	1600	3200	6400	7200
R=1 G Ω					
Re(Z) (Ω)	78k	19k	4,9k	1,22k	420
Z (Ω)	8,8M	4,4M	2,2M	1,1M	650
e_{nz} (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	36	18	9	4,5	2,8
v_{nz} (μV)	1,02	0,72	0,51	0,36	0,24
v_{nz}^2 (μV^2)	1,04	0,52	0,26	0,13	0,06

$$(\sum v_{nz}^2)^{1/2} = 7,9 \mu\text{V}$$

R=10 G Ω					
Re(Z) (Ω)	7,8k	2k	500	122	42
Z (Ω)	8,8M	4,4M	2,2M	1,1M	650k
e_{nz} (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	11,4	5,8	2,9	1,4	0,84
v_{nz} (μV)	0,32	0,232	0,16	0,112	0,07
v_{nz}^2 (μV^2)	0,103	0,054	0,025	0,013	0,005

$$(\sum v_{nz}^2)^{1/2} = 2,4 \mu\text{V}$$

Un tale circuito presenta ai suoi capi una impedenza la cui parte reale è:

$$\operatorname{Re} Z(\omega) = \frac{R X_L^2 X_C^2}{(R X_L + R X_C)^2 + X_L^2 X_C^2}$$

e il cui modulo vale:

$$|Z(\omega)| = \frac{R X_L X_C}{\sqrt{(R X_L + R X_C)^2 + X_L^2 X_C^2}}$$

Nella Tabella 6.2 è riportata la sintesi del calcolo necessario a ottenere il contributo di rumore di una testina magnetica da giradischi le cui caratteristiche sono: $L_S = 0.75 \text{ H}$, $R_S = 1.13 \text{ k}\Omega$ e $C_S \cong 0$, caricata con un ingresso tale che $C_A = 250 \text{ pF}$ e $R_A = 47 \text{ k}\Omega$, sia nel caso che l'amplificatore presenti una banda piatta, sia in presenza di equalizzazione tipo RIAA.

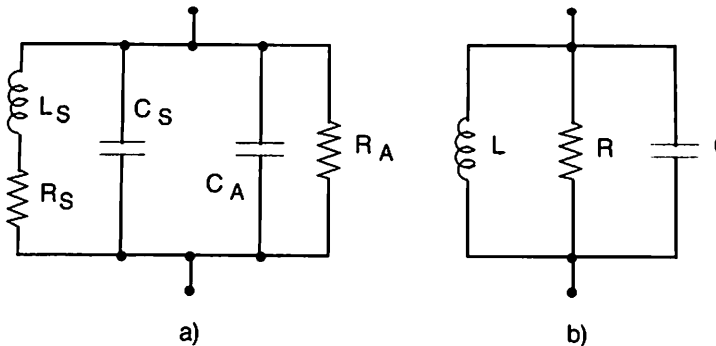


Figura 6.24

6.9 Il progetto di un amplificatore a basso rumore

Si è già visto con la (6.35) che in una catena di amplificazione il primo stadio gioca un ruolo dominante nella determinazione delle prestazioni complessive in ordine al rumore.

Si deve quindi progettare il preamplificatore in modo che esso presenti il minimo fattore di rumore e il massimo guadagno compatibilmente con le altre specifiche da soddisfare. Nella Figura 6.25 sono confrontati i fattori di rumore di un JFET con quello di due BJT in una banda di 200 Hz intorno ad 1 kHz.

Tabella 6.2

Df(Hz) f Centro (Hz)	25÷50 37,5	50÷100 75	100÷200 150	200÷400 300	400÷800 600
B (Hz)	25	50	100	200	400
$Q=(\omega L_S/R_S)$	0,156	0,313	0,625	1,25	2,5
Q^2	0,0244	0,098	0,391	1,56	6,25
$1+Q^2$	1,0244	1,098	1,391	2,56	7,25
$(1+Q^2)/Q^2$	42	11,24	3,56	1,64	1,16
$R_P (\Omega)$	1,16k	1,24k	1,57k	2,9k	8,2k
$L_P (H)$	31,5	8,43	2,67	1,23	0,87
$R_P/R (\Omega)$	1,13k	1,21k	1,52k	2,74k	7k
$X_L (\Omega)$	7,42k	3,97k	2,52k	2,32k	3,28k
$X_C (\Omega)$	17M	8,48M	4,24M	2,12M	1,06M
$Re(Z) (\Omega)$	1,11k	1,11k	1,11k	1,15k	1,26k
$ Z (\Omega)$	1,12k	1,15k	1,3k	1,77k	2,97k
$e_{nz}(nV/\sqrt{Hz})$	4,24	4,24	4,24	4,31	4,51
$v_n (nV)$	21,2	30	42,4	61	90,2
$v_n^2 (nV^2)$	449,4	900	1798	3721	8136
A^2	63,0	29,5	10,7	3,85	1,66
$A^2 v_n^2 (nV^2)$	28,3k	26,6k	19,2k	13,2k	13,5k
B (Hz)	800	1600	3200	6400	7,2k
$Q=(\omega L_S/R_S)$	5	10	20	40	68,4
Q^2	25	100	400	1600	4678,6
$1+Q^2$	26	101	401	1601	4679,6
$(1+Q^2)/Q^2$	1,04	1,01	1,0	1,0	1,0
$R_P (\Omega)$	29,4k	114k	454k	1,8M	5,29M
$L_P (H)$	0,78	0,76	0,75	0,75	0,75
$R_P/R (\Omega)$	18,	32,9k	42,6k	45,8k	46,6k
$X_L (\Omega)$	5,88k	11,45k	22,6k	45,2k	77,2k
$X_C (\Omega)$	0,53M	0,265M	0,133M	66,3k	38,8k
$Re(Z) (\Omega)$	1,73k	3,86k	12,4k	41,5k	34k
$ Z (\Omega)$	5,59k	11,7k	24,4k	43,6k	40,1k
$e_{nz}(nV/\sqrt{Hz})$	5,29	7,9	14,2	26	23,5
$v_n (nV)$	149,6	316	803	2080	1994
$v_n^2 (nV^2)$	22,4k	99,9k	645k	4,33M	3,98M
A^2	0,85	0,49	0,154	0,043	0,019
$A^2 v_n^2 (nV^2)$	19k	48,9k	99,3k	186k	76k
$(\sum v_n^2)^{1/2} = 3 \mu V$ senza equalizzazione					
$(\sum A_n ^2 v_n^2)^{1/2} = 0,73 \mu V$ con equalizzazione RIAA					

Si vede come il JFET presenti una R_{Sopt} molto elevata e ciò è dovuto al fatto che esso ha un generatore equivalente di corrente di rumore molto bassa, come si è commentato nel Paragrafo 6.3.c.

Il progetto del preamplificatore sarà eseguito utilizzando in ingresso uno stadio a JFET. Esso dipende tuttavia dal tipo di sorgente di segnale e saranno quindi esaminati separatamente i tre casi.

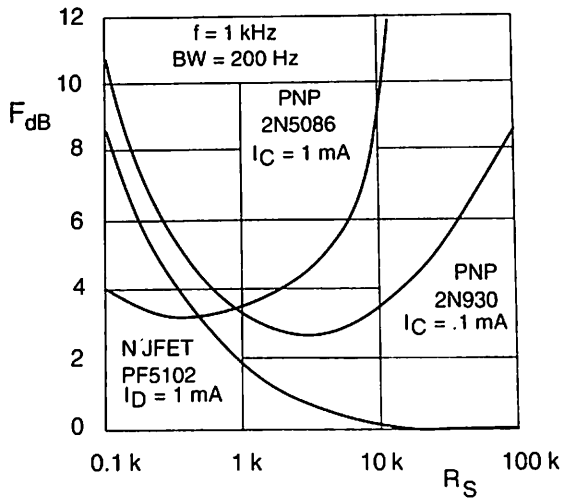


Figura 6.25

6.9.a Sorgente resistiva

I preamplificatori per sorgente resistiva sono tipicamente amplificatori di tensione con resistenza di ingresso fissa e capacità d'ingresso che deve essere controllata in relazione al taglio alle alte frequenze.

Con riferimento alla Figura 6.23 e con ovvio significato dei simboli si ha:

$$C_{in} \cong C_{gd} \left(1 + \frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S} \right) + C_{gs} \frac{1}{1 + g_m R_S}$$

Nello schema la R_S può essere, in tutto o in parte, bypassata con un condensatore, la qual cosa mantiene la funzione di tutta la R_S rispetto alla polarizzazione dello stadio, aumenta l'amplificazione e attenua il generatore di rumore di

R_S . La parte di R_S attiva per il segnale serve per diminuire C_{in} e stabilizzare A_V ; la solita valutazione tra costi e benefici varrà a determinare la decisione.

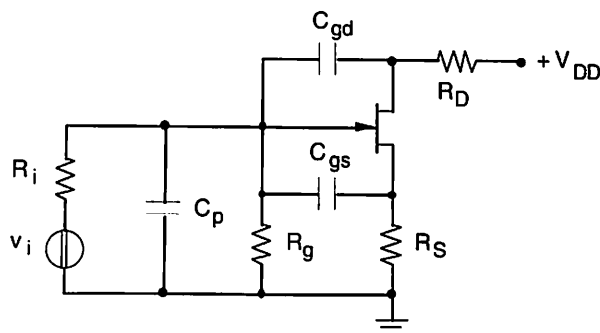


Figura 6.26

Se è richiesta una bassa capacità di ingresso si può usare uno stadio in cascode che consente di limitare C_{in} pur mantenendo alto il guadagno.

Una volta fissata la capacità di ingresso si può passare al calcolo del rumore totale generato dal preamplificatore basandosi sul circuito di Figura 6.27 dove sono mostrate tutte le sorgenti di rumore presenti.

Detta A_V l'amplificazione in tensione dello stadio, il minimo segnale rivelabile vale, applicando la (6.28):

$$v_{nTOT}^2 = e_{nig}^2 + e_n^2 + \frac{e_{ns}^2}{g_m^2 R_S^2} + \frac{e_{nD}^2}{A_V^2} + i_n^2 (R_i // R_g)$$

dove e_{nig}^2 è il rumore generato dal parallelo $R_i // R_g$ e si è usato la (6.26) e la (6.27) considerando che il guadagno in corrente tende a infinito. Poiché, come è stato già detto, il contributo di i_n risulta spesso trascurabile, se A_V è sufficientemente maggiore di uno si ottiene:

$$v_{nTOT}^2 \cong e_{nig}^2 + e_n^2 + \frac{e_{ns}^2}{g_m^2 R_S^2}$$

La scelta del componente è quindi ulteriormente condizionata dal massimo rumore cui esso può dar luogo.

6.9.b Sorgente capacitiva

Il circuito equivalente, compresi i generatori di rumore, dell'ingresso di un JFET alimentato da una sorgente capacitiva è mostrato in Figura 6.28 ove i simboli hanno significato ovvio.

Detta C la somma di tutte le capacità in parallelo si ha:

$$\overline{v_{nTOT}^2}^* = \overline{e_n^2}^* + (\overline{i_n^2} + \overline{i_g^2})^* \frac{R_g^2}{1 + \omega^2 R_g^2 C^2}$$

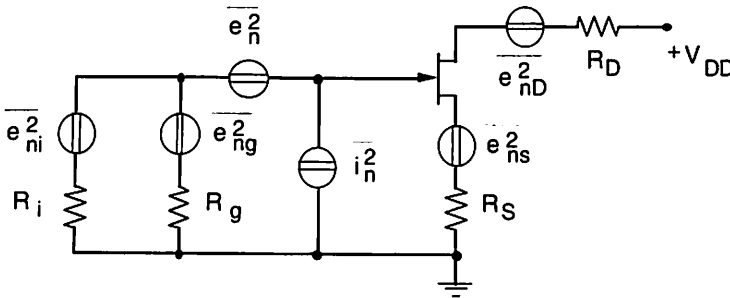


Fig. 6.27

dove con $\overline{v_{nTOT}^2}^*$ si è indicato il valore quadratico medio del rumore per unità di banda (*spot*). Per ottenere il minimo segnale rivelabile si deve eseguire una integrazione del tipo di quella riportata in Tabella 6.1. Il risultato va confrontato con l'ampiezza del segnale, che vale:

$$|e_i| = |i_i| \sqrt{\frac{R_g^2}{1 + \omega^2 R_g^2 C^2}}$$

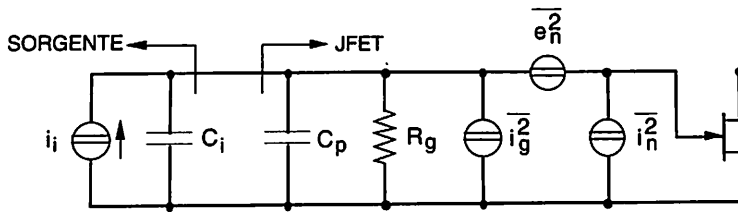


Figura 6.28

6.9.c Sorgente induttiva

Il rumore in ingresso sarà massimo quando l'induttanza risuona con la capacità totale $C = C_i + C_p$ (v. Fig. 6.29).

Detta Z il parallelo di X_L , X_C e Q^2R_i , si ha:

$$\overline{v_{nTOT}^2}^* = \overline{e_n^2}^* + \left(\overline{i_n^2} + \overline{i_g^2} \right)^* |Z//R_g|^2$$

Spesso i_n è trascurabile rispetto agli altri contributi, ma questo non semplifica molto l'espressione. La valutazione del minimo segnale rivelabile dal preamplificatore è un calcolo abbastanza complesso e richiede la integrazione a tratti (v. Tab. 6.2).

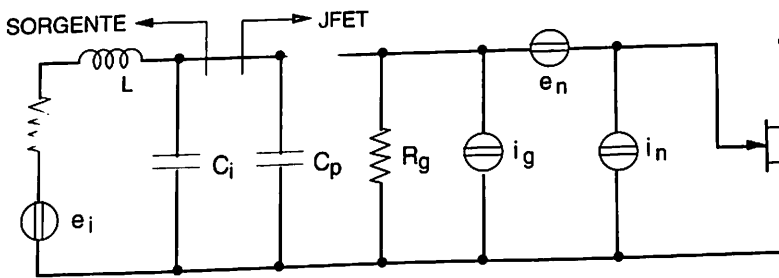


Figura 6.29

Per concludere questo argomento, si consideri la Figura 6.30 che mostra il contributo di rumore di amplificatori integrati comparato con quello di un JFET.

Il confronto suggerisce di usare il JFET come preamplificatore e l'integrato come secondo stadio, in uno schema come quello rappresentato in Figura 6.31.

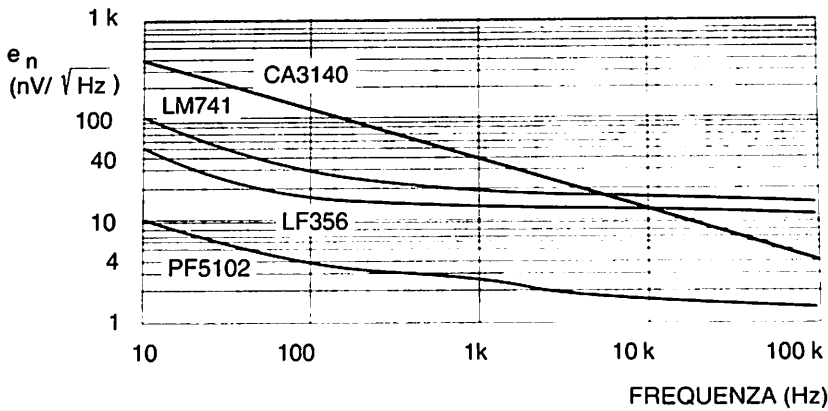


Figura 6.30

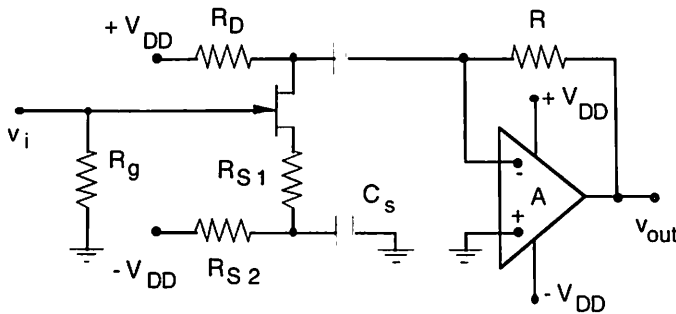


Figura 6.31

6.10 La scheda .NOISE

Il programma di simulazione permette di valutare il livello di rumore a una porta di uscita, una volta che siano stati specificati i comportamenti al rumore dei componenti usati. Ciò significa che sono stati specificati, nelle dichiarazioni .MODEL, i coefficienti che si riferiscono alla generazione di rumore, definiti nel Paragrafo 6.3. Il programma considera le resistenze rumorose per default.

L'analisi al rumore si esegue con la scheda .NOISE la cui dichiarazione è:

```
.NOISE V(N1, N2) SOURCENAME INTERVALLO
```

dove:

- V specifica che si vuole la tensione di rumore tra i nodi $N1$ e $N2$. Se $N2$ è la massa, allora il simbolo può essere omissivo.
- `SOURCENAME` è una sorgente indipendente di tensione o di corrente, precedentemente definita, che dichiara la porta che si considera come ingresso alla quale il programma riferirà il rumore equivalente sotto forma del generatore equivalente definito dalla Eq. (6.28).
- `INTERVALLO` specifica su quale banda si deve procedere al calcolo di V , che sarà comunque eseguito entro i valori specificati nella scheda `.AC` che deve sempre precedere la `.NOISE`.

La presentazione dei risultati avviene con le schede `.PRINT` e `.PLOT` che vanno specificate come segue:

<code>.PRINT</code>	<code>NOISE</code>	<code>OUTPUT</code>
<code>.PLOT</code>	<code>NOISE</code>	<code>OUTPUT</code>

dove, a parte quanto già noto, `OUTPUT` può essere:

- `ONoise` per il rumore all'uscita ($N1$, $N2$);
- `INoise` per il rumore all'ingresso `SOURCENAME`;
- `DB(ONoise)` e `DB(INoise)` che servono per esprimere in dB rispetto a $1 \text{ V} / \sqrt{\text{Hz}}$ i risultati ottenuti.

Appendice

A1. Premessa

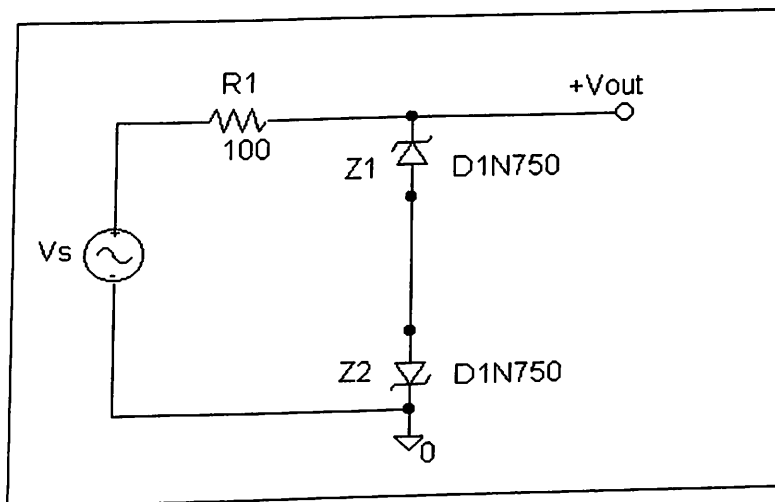
In questa Appendice si riportano, in maniera molto schematica e con commenti ridotti al minimo, esempi di simulazione, eseguita su PSPICE EVAL 8.0, di alcuni schemi studiati nel testo.

Si noteranno delle discrepanze tra quanto descritto dallo studio ivi eseguito e quanto, invece, prodotto dal programma di simulazione. Ciò è spesso dovuto alla maggiore sofisticazione dei modelli usati da quest'ultimo e alla maggiore precisione dei calcoli eseguiti dal calcolatore rispetto a quelli, di approssimazione più rozza, sviluppati nel testo.

Alle volte, invece, le discrepanze derivano dall'aver simulato situazioni leggermente diverse da quelle prima descritte. Inoltre si sono spesso usati componenti di libreria che non coincidevano con quelli ipotizzati prima. Non si è ritenuto di doverli cambiare: trovare le ragioni di diversità e concordanze è, infatti, un ottimo esercizio e lo si consiglia al lettore.

D'altra parte, il valore di puro esempio degli schemi trattati non avrebbe giustificato un'elaborazione più approfondita.

A2. Schema dell'Esempio 2.7.1



* Schematics Netlist *

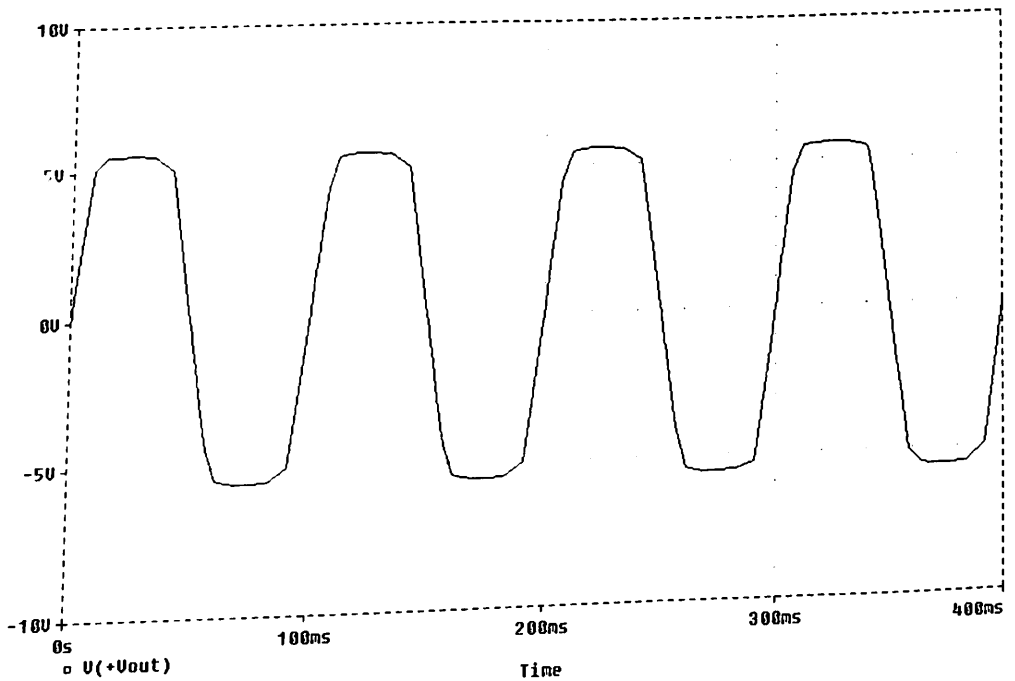
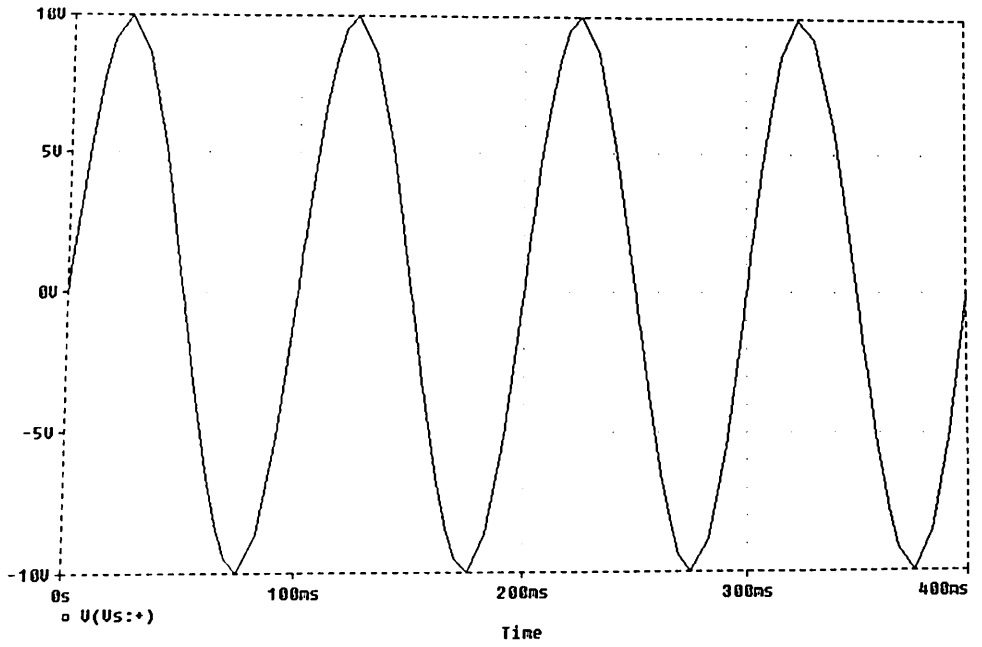
```
R_R1      $N_0001 +Vout  100
V_Vs      $N_0001 0 DC 0
+SIN 0 10 10h 0 0 0
D_Z2      $N_0002 0 D1N750
D_Z1      $N_0002 +Vout D1N750
```

** Analysis setup **

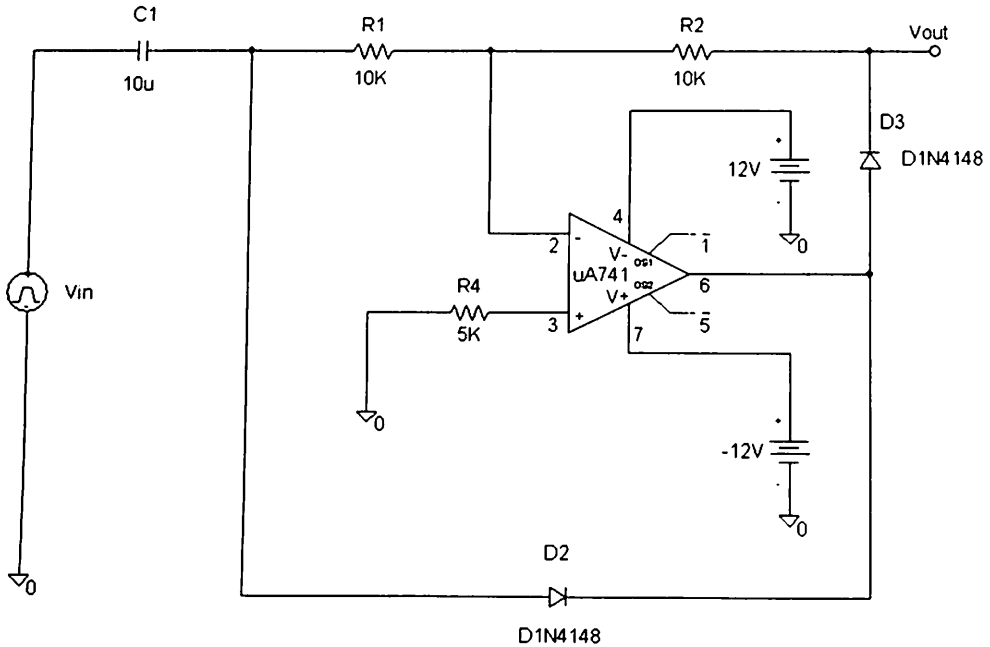
```
.tran 20m 400ms
```

```
.END
```

```
          D1N750
IS  880.500000E-18
ISR  1.859000E-09
BV   4.7
IBV  .020245
NBV  1.6989
IBVL 1.955600E-03
NBVL 14.976
RS   .25
CJO 175.000000E-12
VJ   .75
M    .5516
TBV1 -21.277000E-06
```



A3. Schema dell'Esempio 2.7.3



* Schematics Netlist *

```

D_D3      $N_0001 Vout D1N4148
D_D2      $N_0002 $N_0001 D1N4148
R_R1      $N_0002 $N_0003 10K
R_R2      $N_0003 Vout 10K
X_U1      $N_0004 $N_0003 $N_C  ; $N_0006 $N_0001 uA741
R_R4      0 $N_0004 5K
C_C1      $N_0009 $N_0002 10u
V_Vin     $N_0009 0 DC 0
+PULSE 1V -1V 1u 1u 1u 1m 2m
V_V4      $N_0005 0 12V
V_V3      $N_0006 0 -12V

```

** Analysis setup **

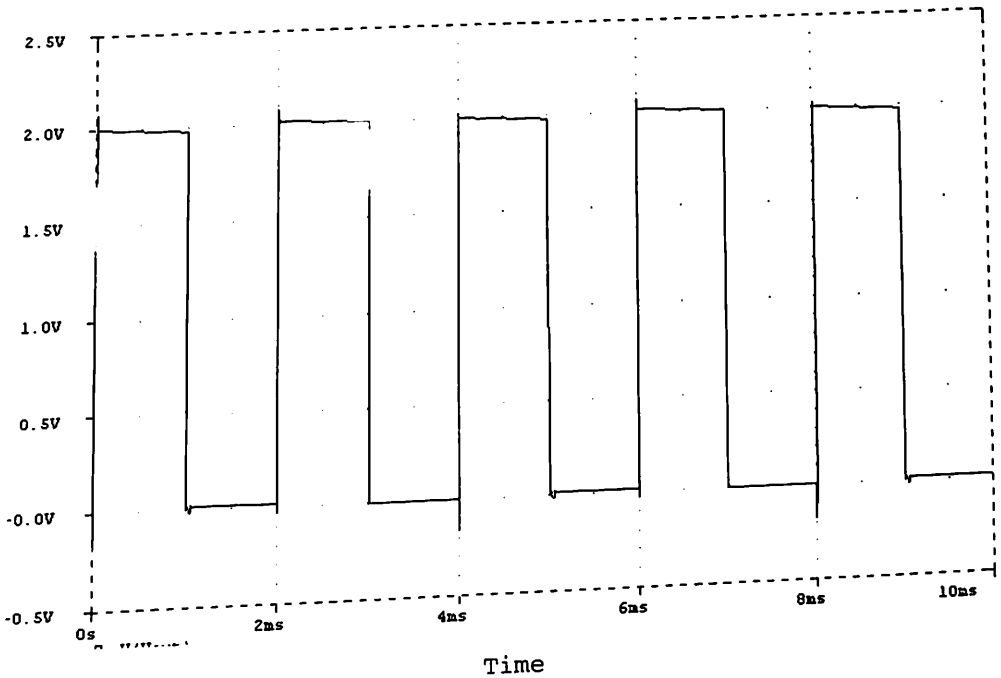
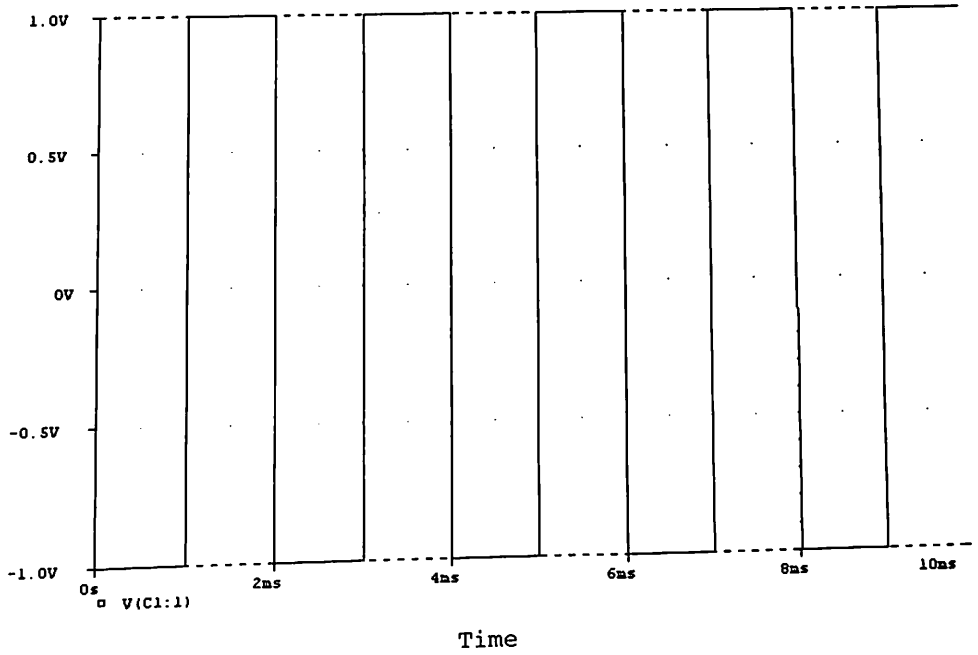
```
.tran 0.1ms 10ms
```

```
.OP
```

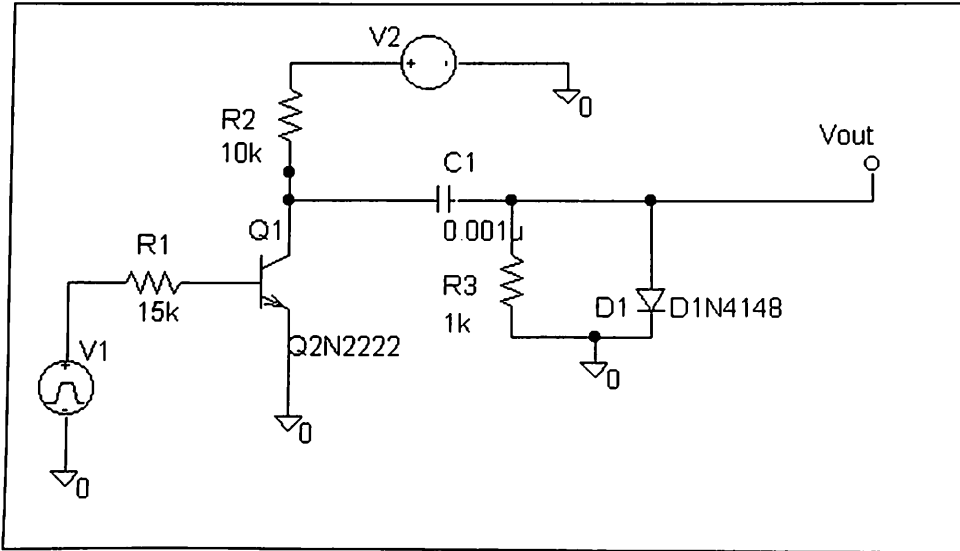
```
.END
```

```

D1N4148          X_U1 .dx
IS              100.000000E-15    800.000000E-18
BV              100
IBV            100.000000E-15
RS              16
TT              12.000000E-09
CJO            2.000000E-12
    
```



A4. Schema della Fig. 2.39



* Schematics Netlist *

```

Q_Q1      $N_0002 $N_0001 0 Q2N2222
R_R3      0 Vout 1k
D_D1      Vout 0 D1N4148
R_R1      $N_0003 $N_0001 15k
C_C1      $N_0002 Vout 0.001u
V_V1      $N_0003 0
+PULSE 0v 1v 0 0 0 0.1m 0.2m
V_V2      $N_0004 0 DC 10v
R_R2      $N_0002 $N_0004 10k
    
```

** Analysis setup **

```
.tran 5u 1000us
```

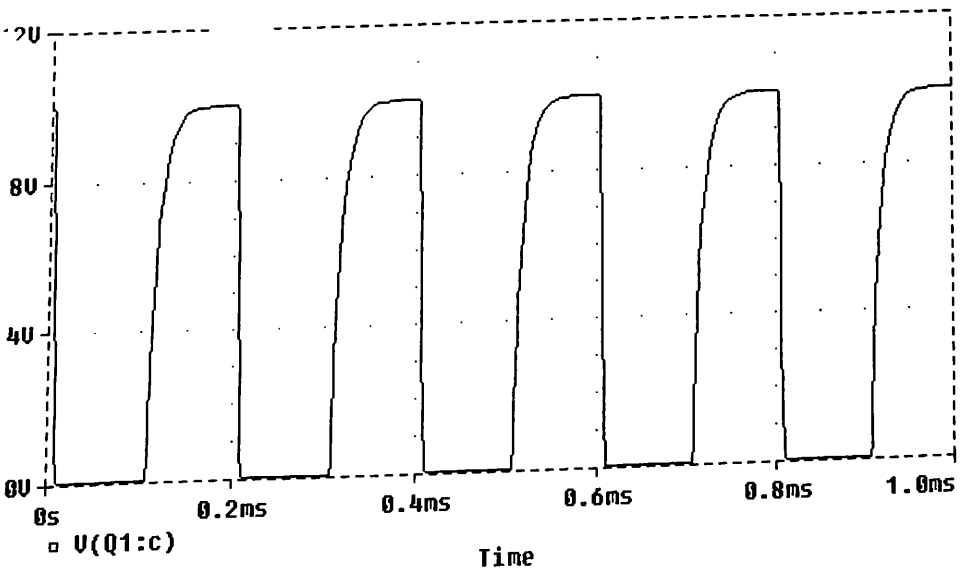
.END

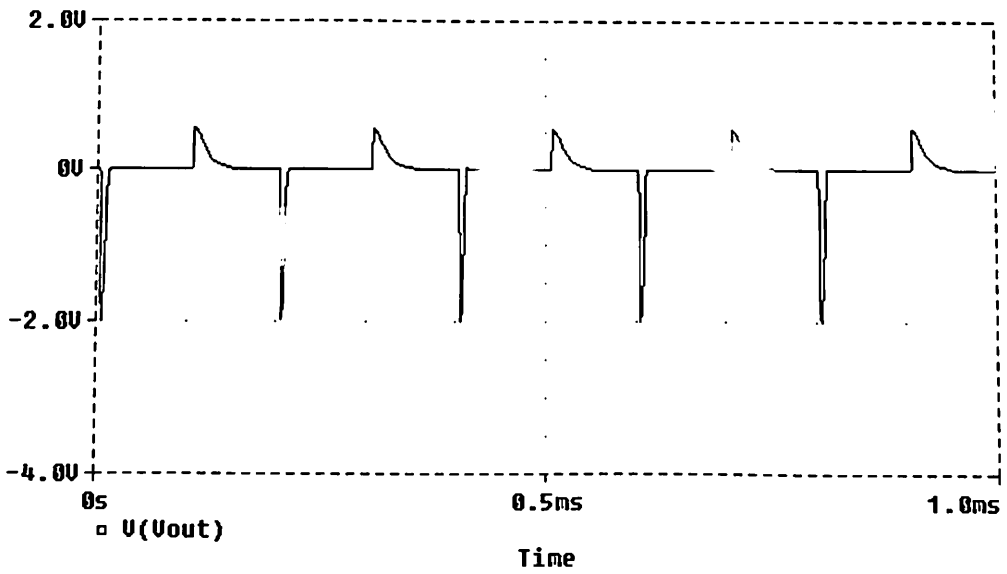
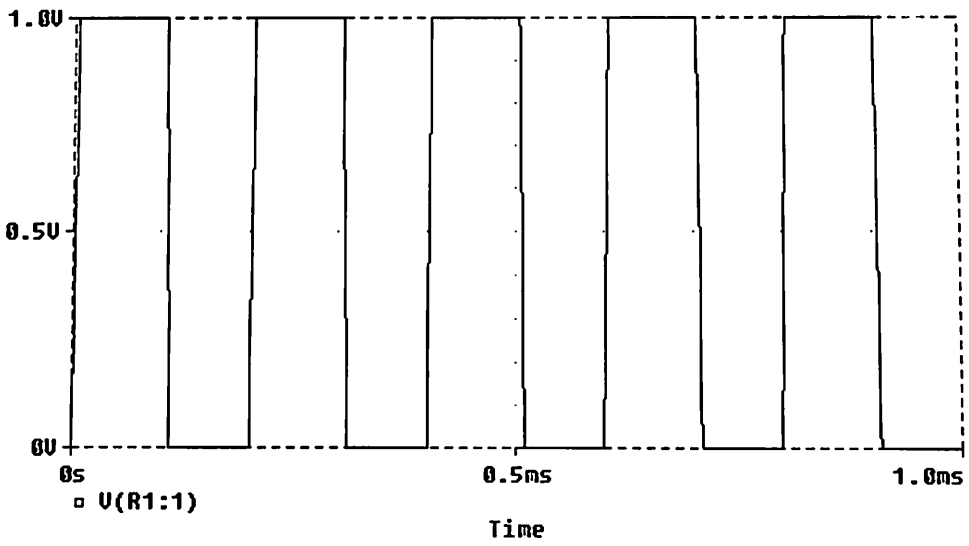
```

Q2N2222
NPN
IS 14.340000E-15
    
```

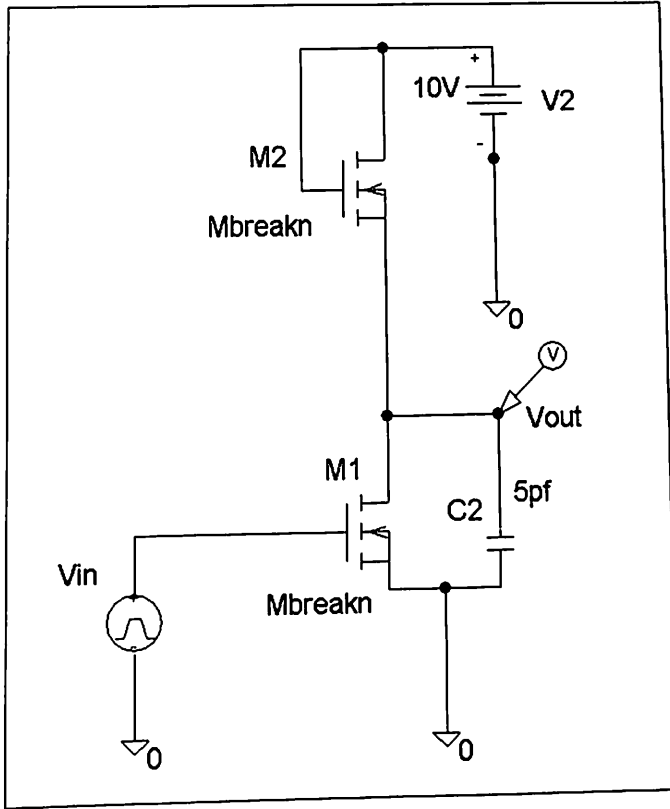
```

BF 255.9
NF 1
VAF 74.03
IKF .2847
ISE 14.340000E-15
NE 1.307
BR 6.092
NR 1
RB 10
RC 1
CJE 22.010000E-12
MJE .377
CJC 7.306000E-12
MJC .3416
TF 411.100000E-12
XTF 3
VTF 1.7
ITF .6
TR 46.910000E-09
XTB 1.5
    
```





A5. Schema della Fig. 2.40.b



* Schematics elist *

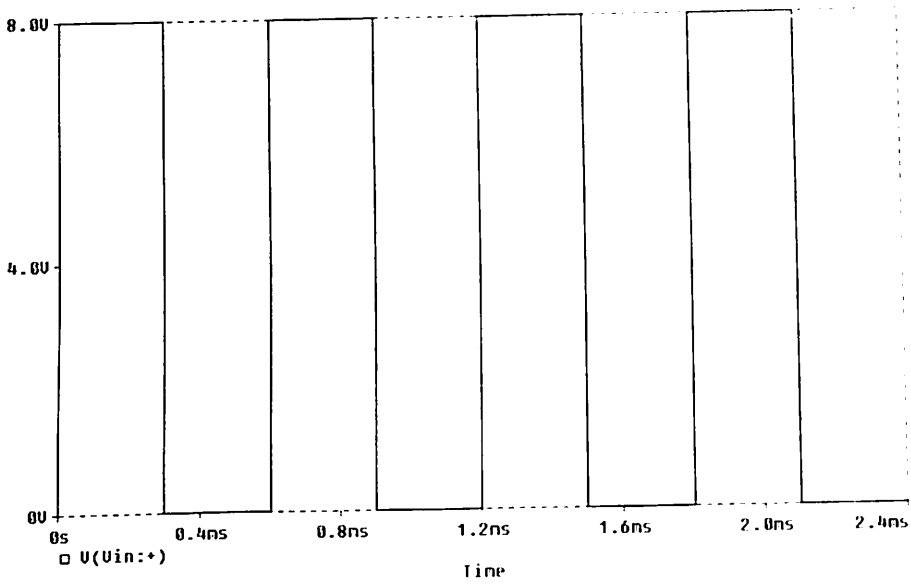
```

V_Vin          $N_0001 0 DC 0
+PULSE 0V 8V 0 100n 100n 300u 600u
C_C2          0 Vout 5pf
V_V3          $N_0002 0 10V
M_M2          $N_0002 $N_0002 Vout Vout Mbreakn
+ L=5u
+ W=1u
M_M1          Vout $N_0001 0 0 Mbreakn
+ L=1u
+ W=5u
.model Mbreakn NMOS (vto=2)
    
```

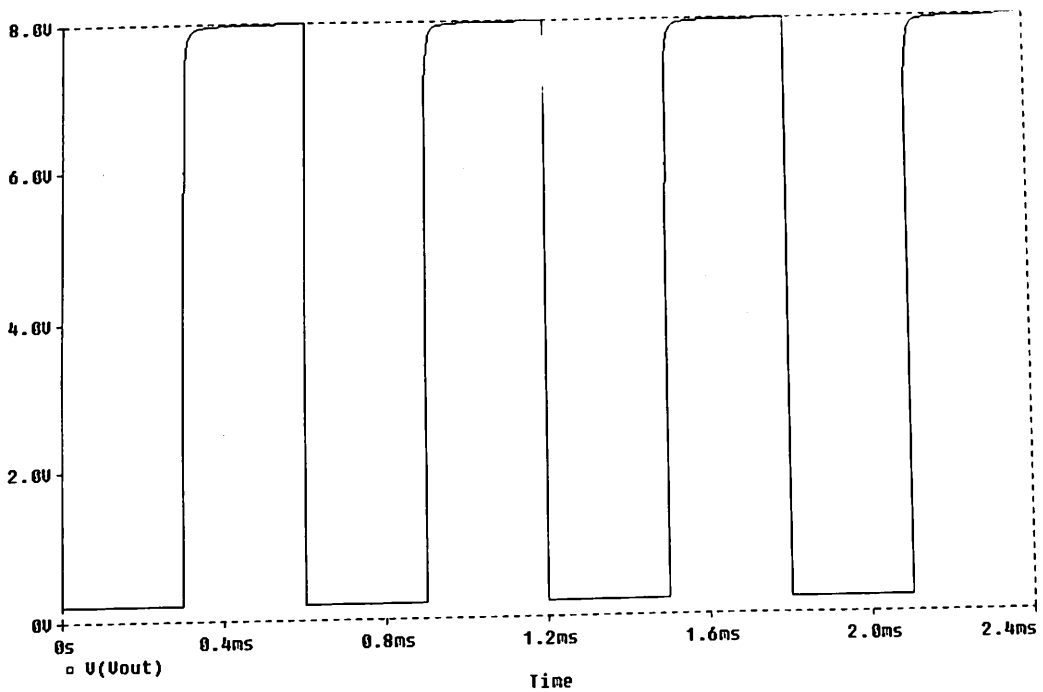


```

** Analysis setup **
.tran 10ns 2400us
.END
    
```



Andamento del segnale di uscita nel Caso di beta diversi

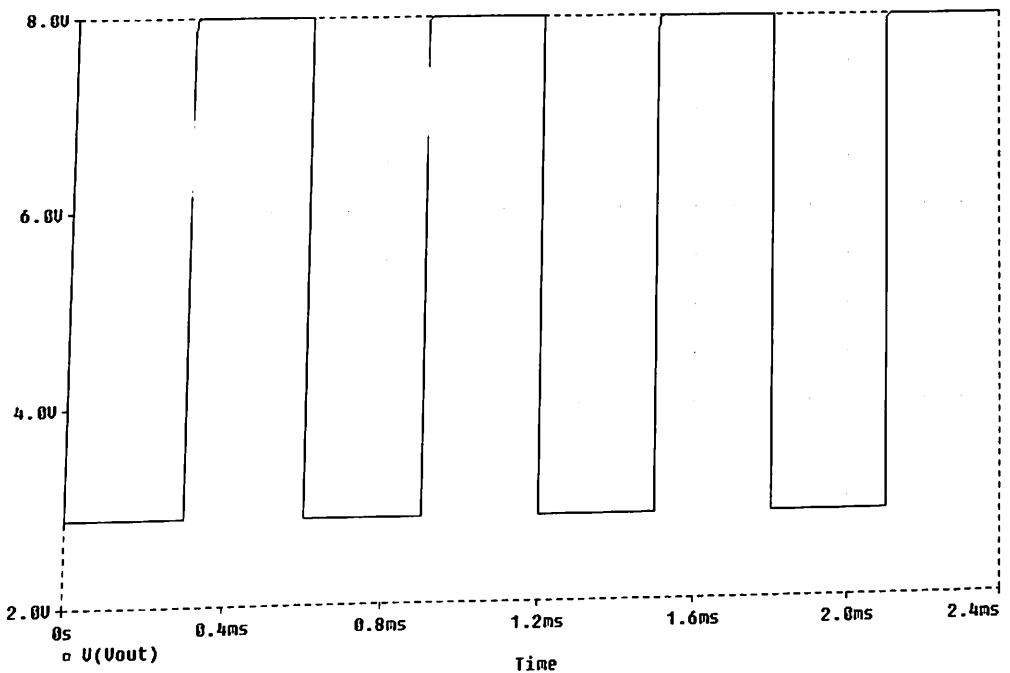


* Schematics Netlist *

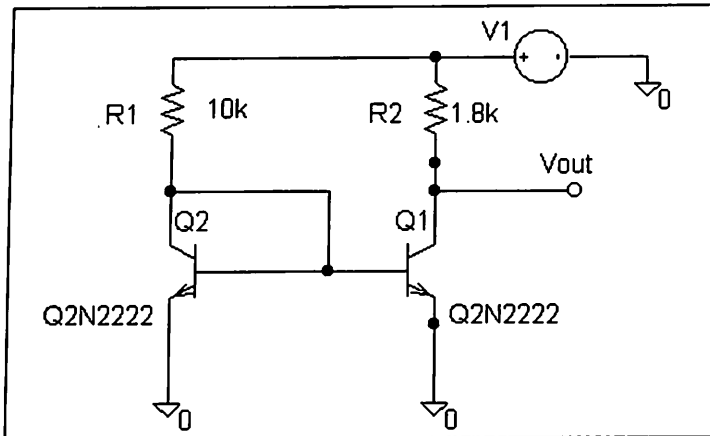
```
V_Vin          $N_0001 0 DC 0
+PULSE 0V 8V 0 100n 100n 300u 600u
C_C2          0 Vout 5pf
M_M1          Vout $N_0001 0 0 Mbreakn
+ L=1u
+ W=5u
V_V2          $N_0002 0 10V
M_M2          $N_0002 $N_0002 Vout Vout Mbreakn
+ L=1u
+ W=5u
.model Mbreakn NMOS (vto=2)

** Analysis setup **
.tran 10ns 2400us
.END
```

Andamento del segnale di uscita nel Caso di beta uguali:



A6. Schema della Fig. 2.43



* Schematics Netlist *

```

Q_Q2      $N_0001 $N_0001 0 Q2N2222
Q_Q1      Vout $N_0001 0 Q2N2222
V_V1      $N_0002 0 DC 12v
R_R1      $N_0001 $N_0002 10k
R_R2      Vout $N_0002 1.8k

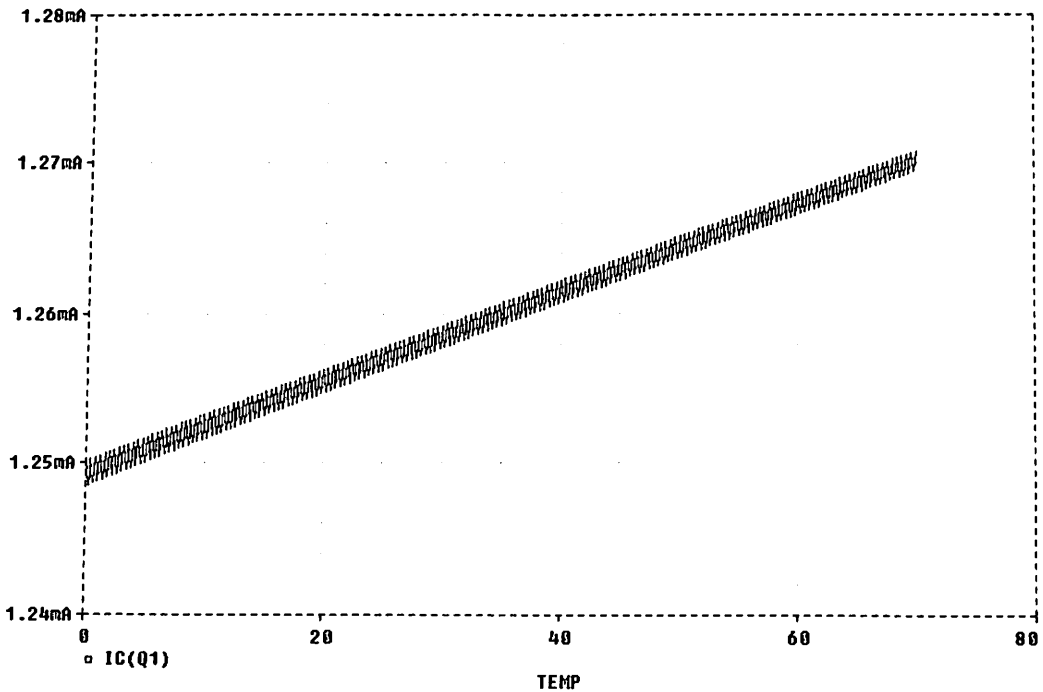
```

** Analysis setup **

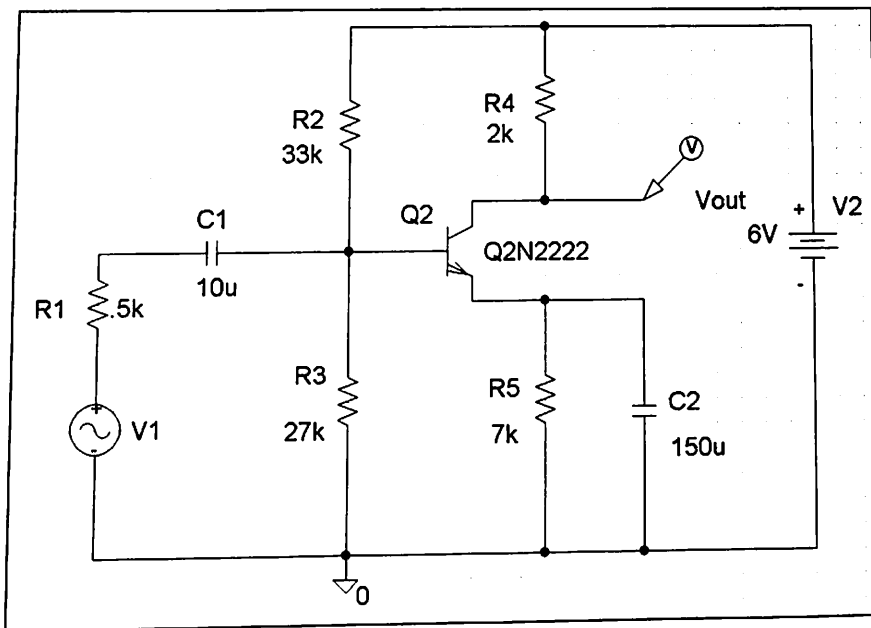
```

.DC LIN TEMP 0 70 0.1
.END

```



A7. Schema dell'Esempio 2.8.1



Schematics Netlist *

```

C_C1      $N_0001 $N_0002 10u
C_C2      $N_0003 0 150u
R_R5      0 $N_0003 *
R_R3      0 $N_0002 .27k
R_R4      Vout $N_0004 2k
R_R2      $N_0002 $N_0004 33k
Q_Q2      Vout $N_0002 $N_0003 Q2N2222
V_V2      $N_0004 0 6V
R_R1      $N_0005 $N_0001 .5k
V_V1      $N_0005 0 DC 0 AC 1
+SIN 0 10mV 50kh 0 0 0

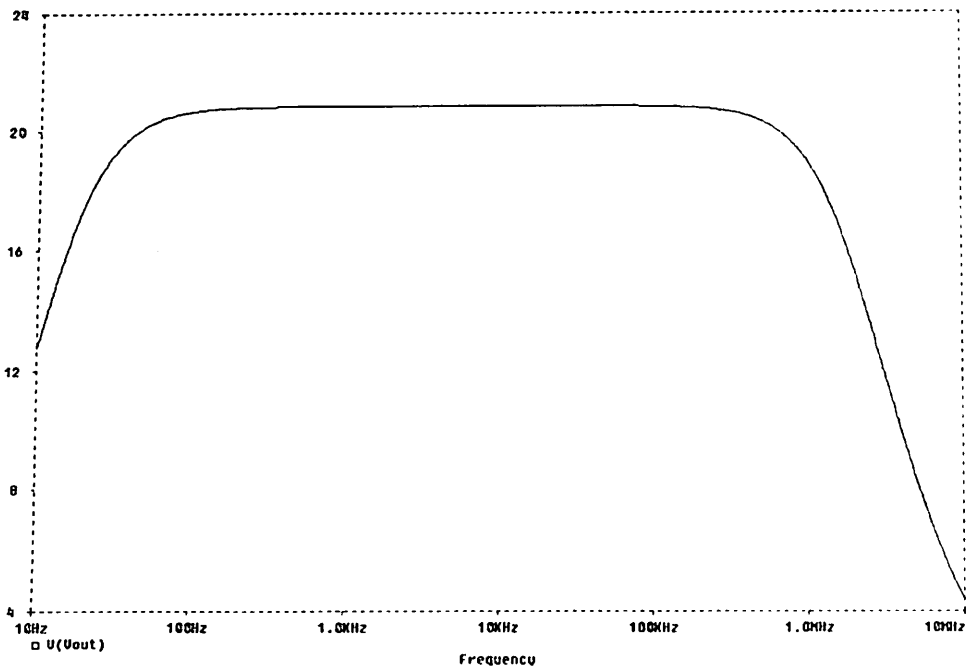
```

** Analysis setup **

```

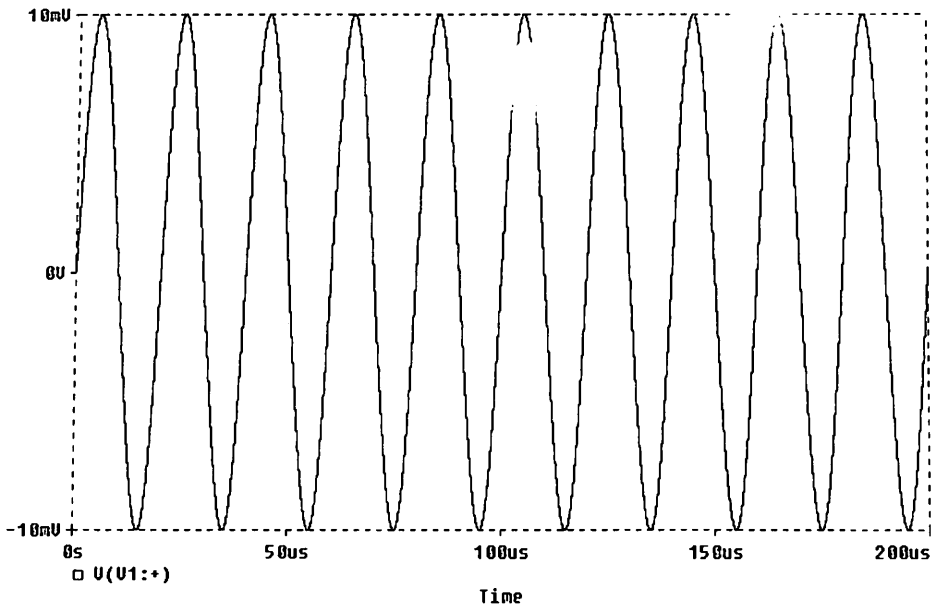
.ac DEC 101 10 0.01g
.tran 2us 200us

```

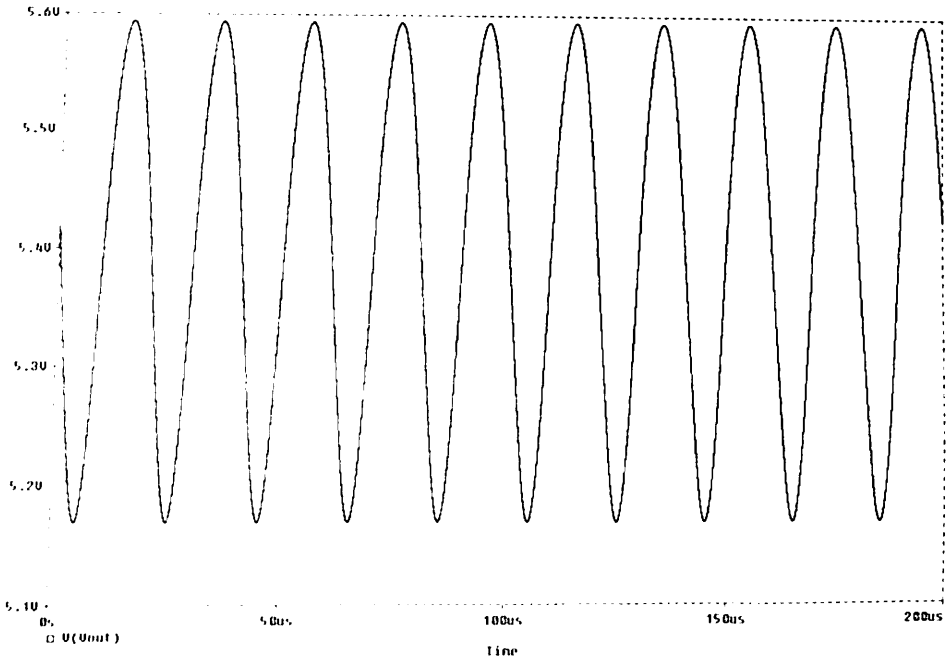


Si noti che le ordinate del diagramma di Bode non sono in dB.

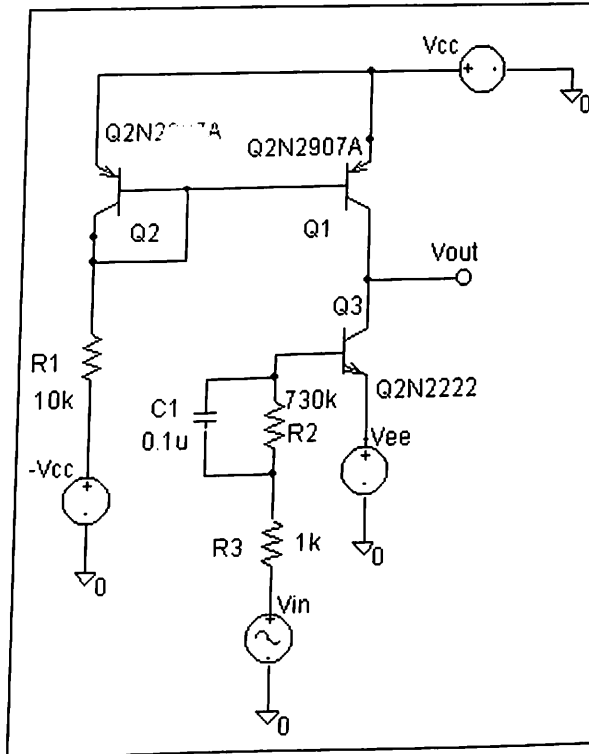
Vin:



Vout :



A8. Schema della Fig. 2.64



* Schematics Netlist *

```

Q_Q3      Vout $N_0001 $N_0002 Q2N2222
V_Vcc     $N_0003 0 DC 6v
V_-Vee    $N_0002 0 DC -6v
C_C1      $N_0001 $N_0004 0.1u
R_R1      $N_0006 $N_0005 10k
V_-Vcc    $N_0006 0 DC -6v
R_R2      $N_0004 $N_0001 730k
Q_Q2      $N_0005 $N_0005 $N_0003 Q2N2907A
Q_Q1      Vout $N_0005 $N_0003 Q2N2907A
R_R3      $N_0007 $N_0004 1k
V_Vin     $N_0007 0 AC 0.001v
+SIN 0v 0.001v 100k 0 0 0

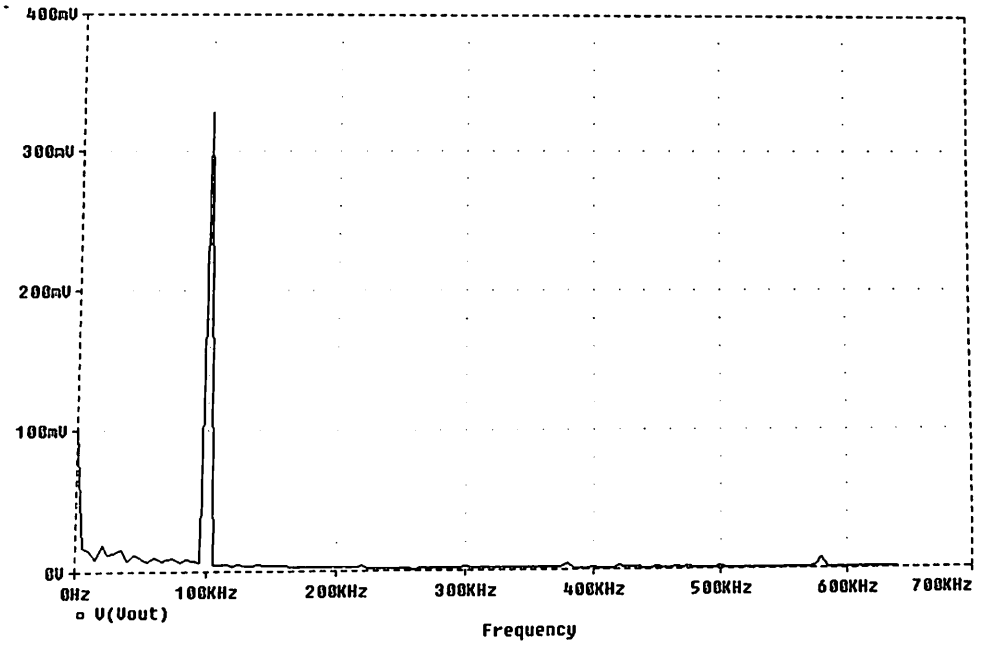
```

** Analysis setup **

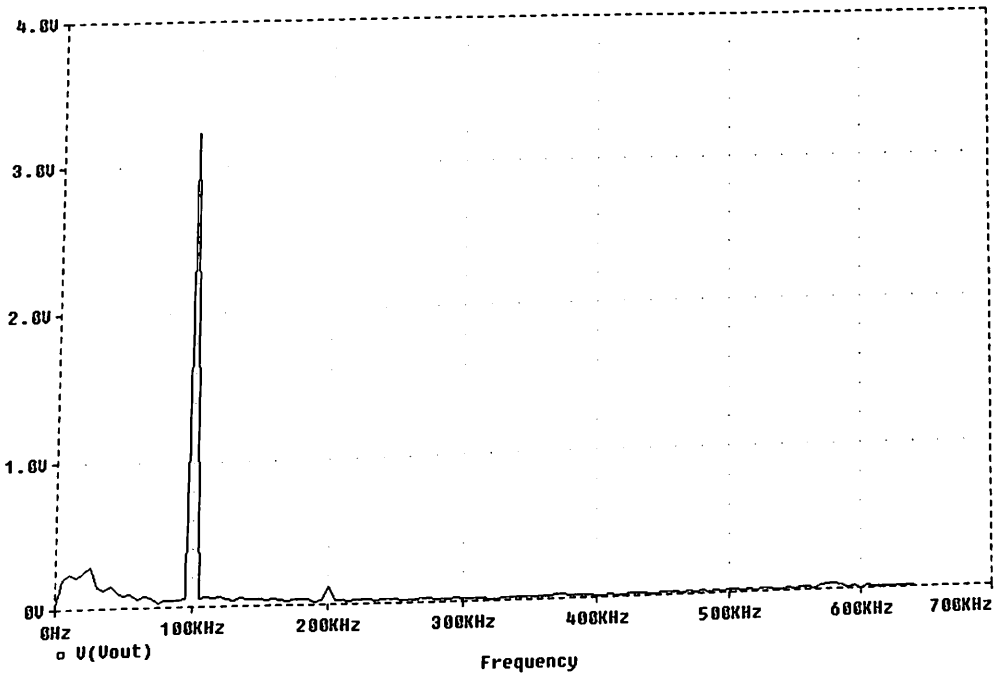
```
.tran 2u 200u
```

```
.END
```

	Q2N2222	Q2N2907A
	NPN	PNP
IS	14.340000E-15	650.600000E-18
BF	255.9	231.7
NF	1	1
VAF	74.03	115.7
IKF	.2847	1.079
ISE	14.340000E-15	54.810000E-15
NE	1.307	1.829
BR	6.092	3.563
NR	1	!
RB	10	.
RC	1	.715
CJE	22.010000E-12	19.820000E-12
MJE	.377	.3357
CJC	7.306000E-12	14.760000E-12
MJC	.3416	.5383
TF	411.100000E-12	603.700000E-12
XTF	3	1.7
VTF	1.7	5
ITF	.6	.65
TR	46.910000E-09	111.300000E-09
XTB	1.5	1.5

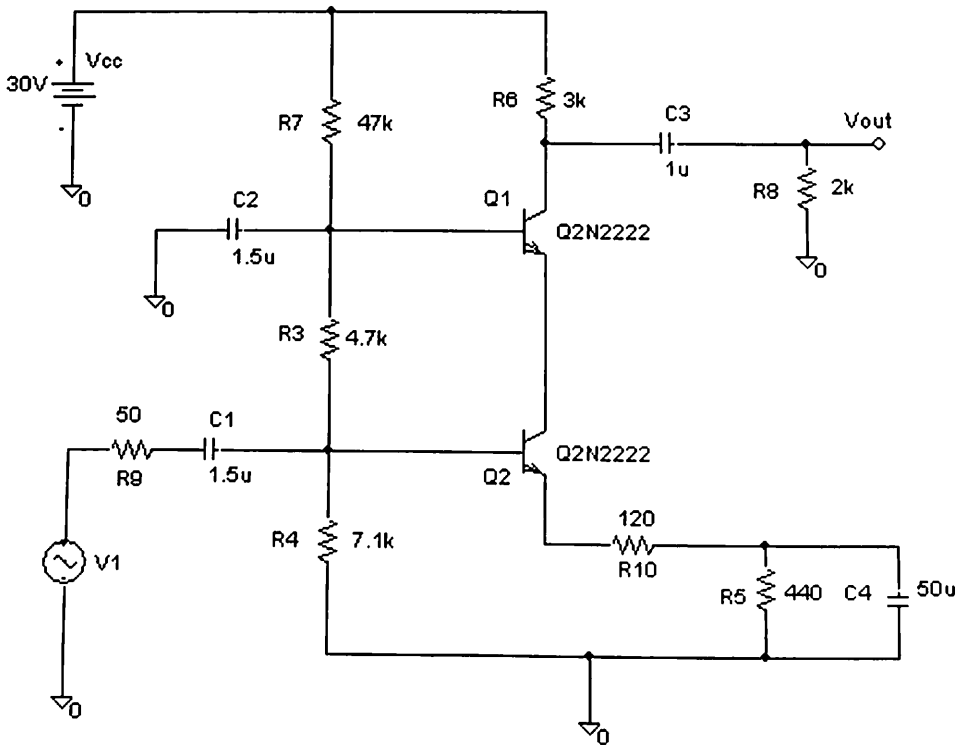


Distorsione armonica con ingresso di 1 mV



Distorsione armonica con ingresso di 10 mV

A9. Schema della Fig. 2.66



*Schematics Netlist *

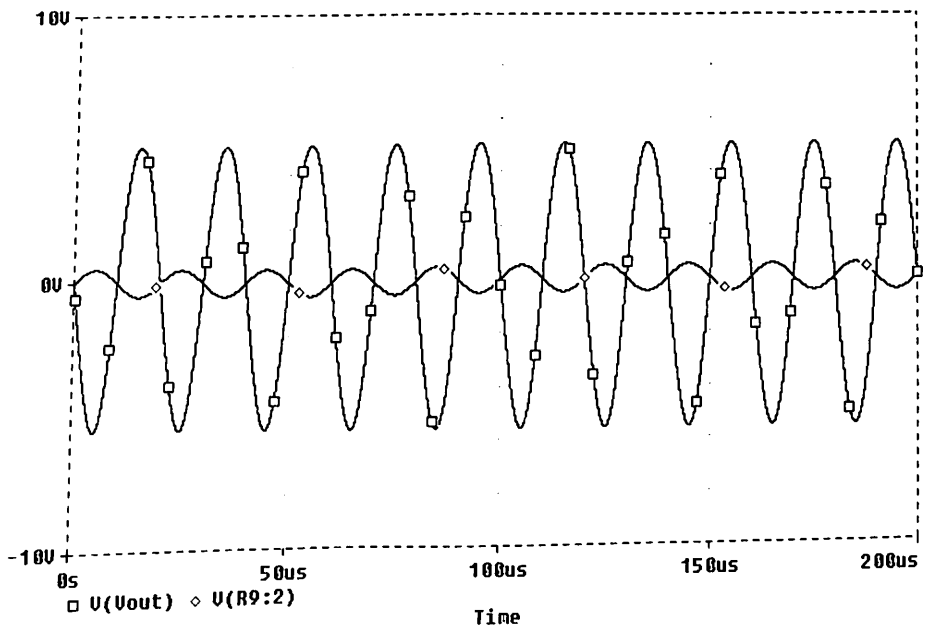
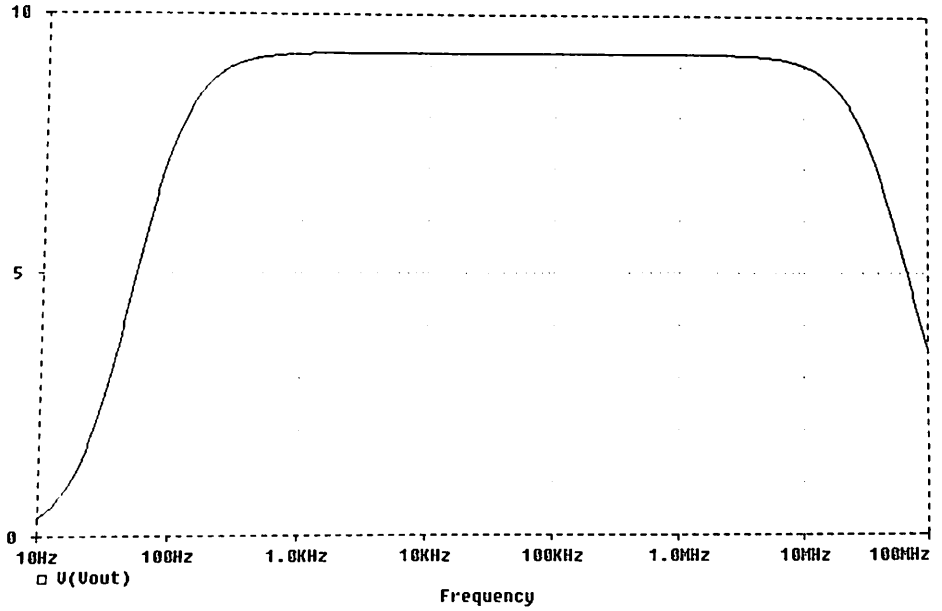
```

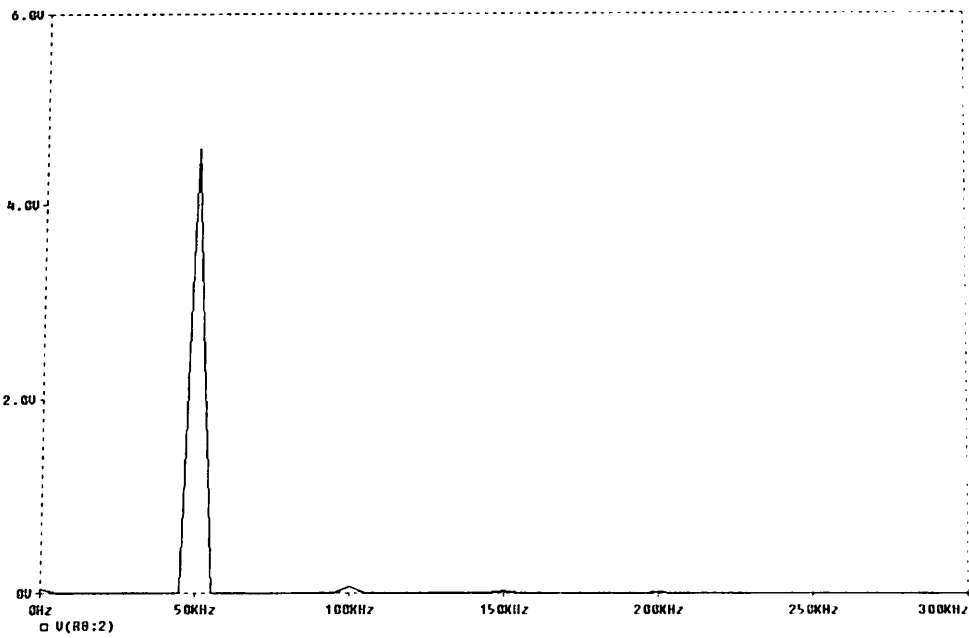
R_R6      $N_0002 $N_0001  3k
R_R7      $N_0001 $N_0003  47k
V_Vcc     $N_0001 0 30V
C_C1      $N_0004 $N_0005  1.5u
R_R9      $N_0004 $N_0006  50
R_R4      0 $N_0005  7.1k
R_R10     $N_0008 $N_0007  120
R_R5      0 $N_0008  440
C_C4      0 $N_0008  50u
Q_Q2      $N_0009 $N_0005 $N_0007 Q2N2222
Q_Q1      $N_0002 $N_0003 $N_0009 Q2N2222
R_R3      $N_0005 $N_0003  4.7k
C_C2      0 $N_0003  1.5u
C_C3      $N_0002 Vout  1u
R_R8      0 Vout  2k
    
```



```
V_V1          $N_0006 0 DC 0 AC 1v  
+SIN 0 .5 50k 0 0 0
```

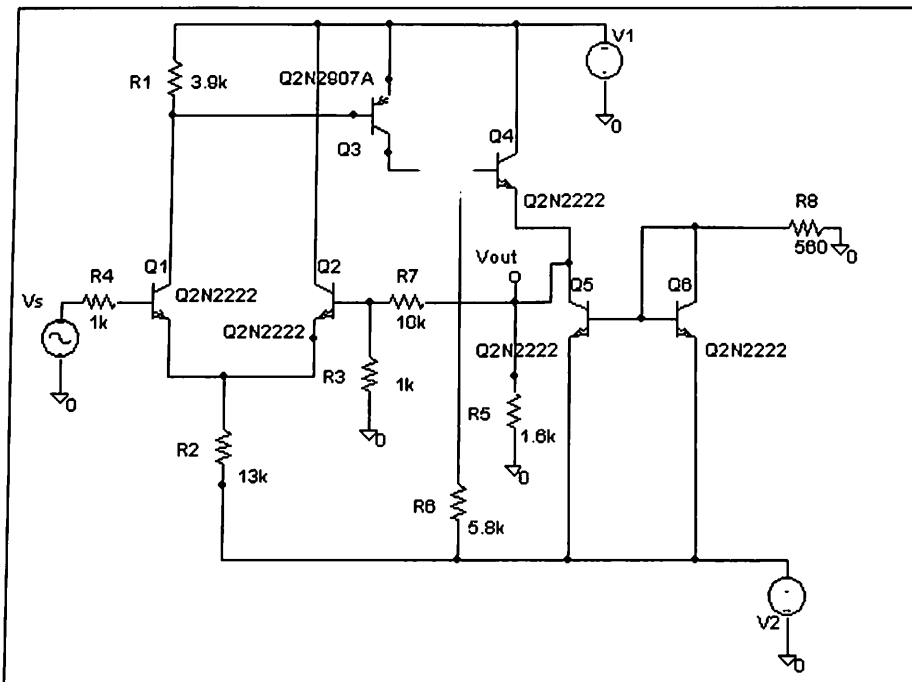
```
** Analysis setup **  
.ac DEC 101 10 10000K  
.tran/OP 0.005us 200us 0 0.005us
```



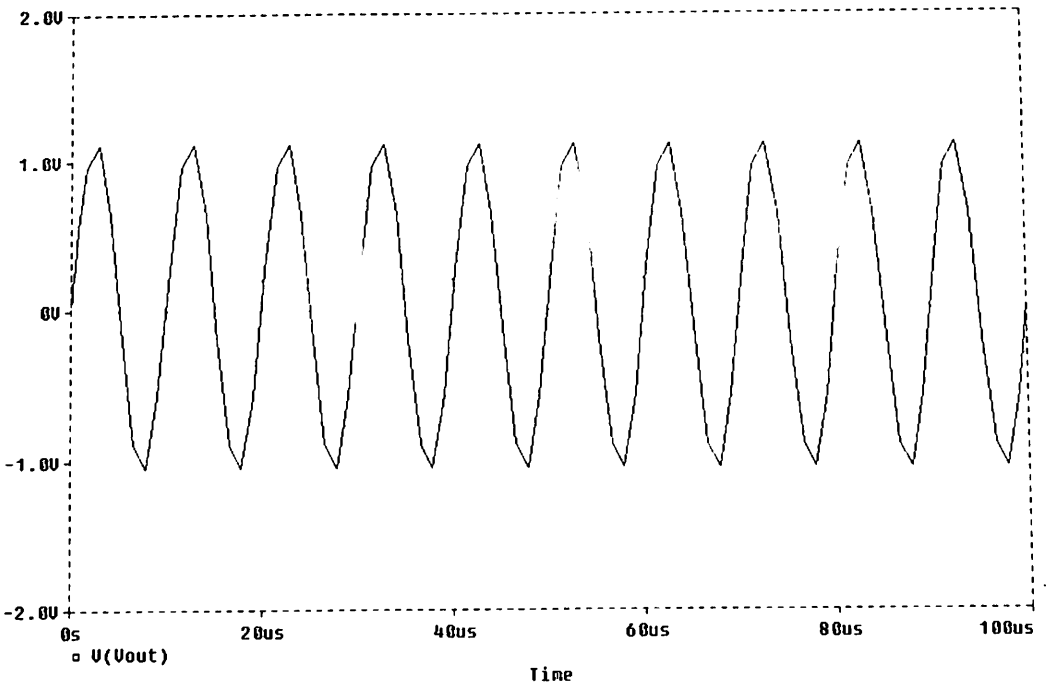
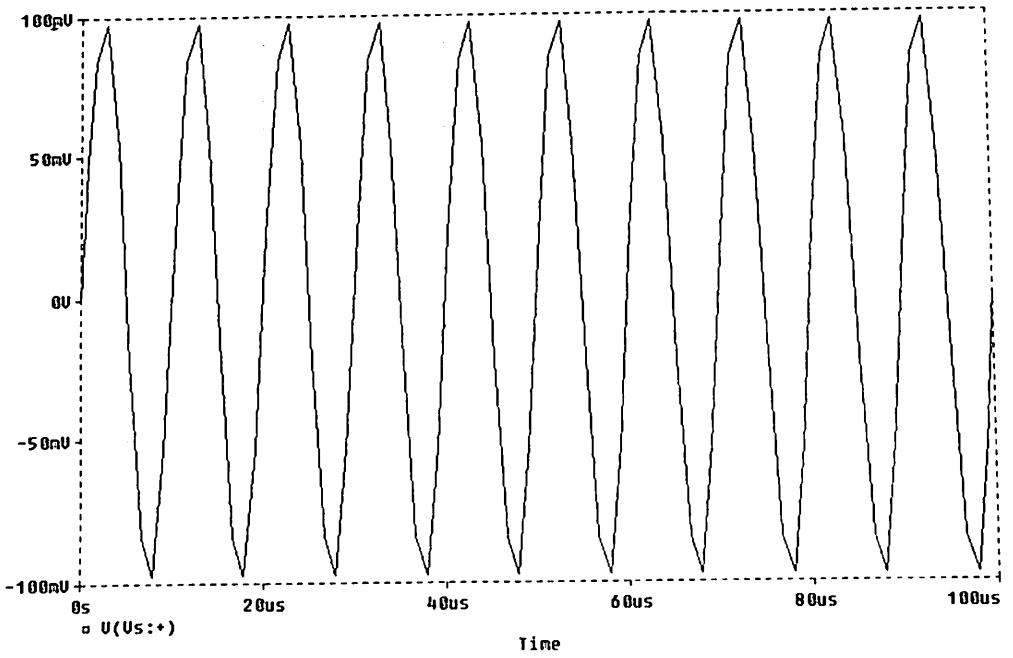


Distorsione Armonica

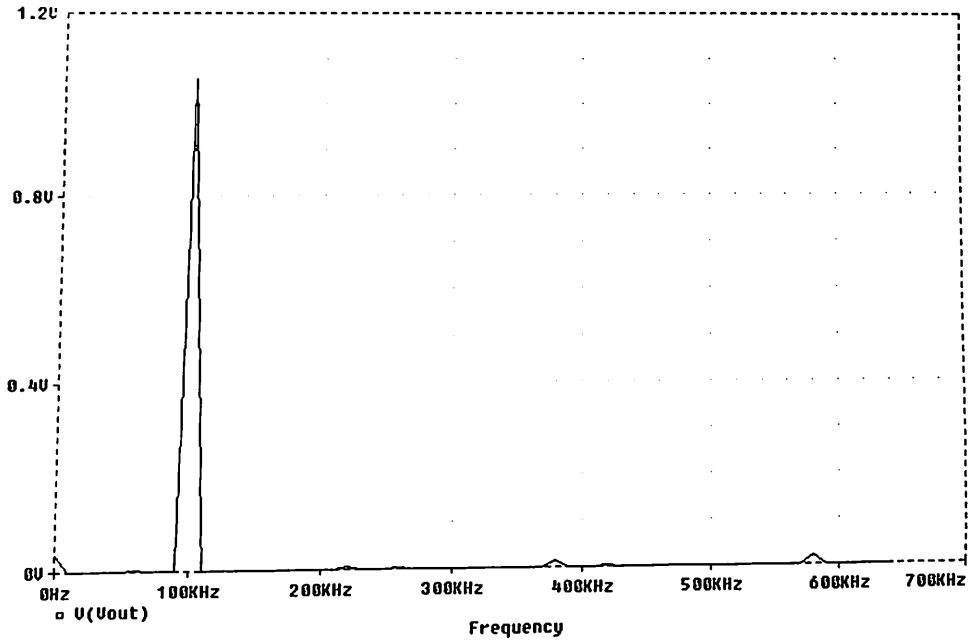
A10. Schema della Fig. 3.24



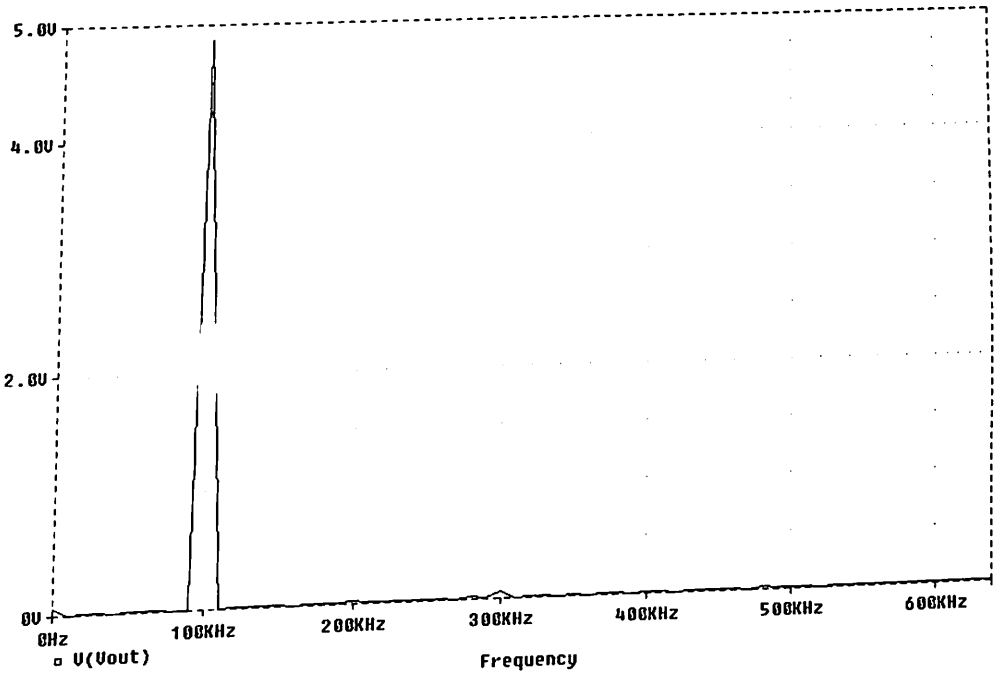
```
* Schematics Netlist *
Q_Q2      $N_0002 $N_0001 $N_0003 Q2N2222
Q_Q4      $N_0002 $N_0004 Vout Q2N2222
Q_Q5      Vout $N_0005 $N_0006 Q2N2222
Q_Q6      $N_0005 $N_0005 $N_0006 Q2N2222
V_V1      $N_0002 0 DC 6V
V_V2      0 $N_0006 DC 6V
R_R7      $N_0001 Vout 10k
R_R8      $N_0005 0 560
R_R1      $N_0007 $N_0002 3.9k
Q_Q1      $N_0007 $N_0008 $N_0003 Q2N2222
R_R2      $N_0006 $N_0003 13k
R_R3      0 $N_0001 1k
R_R5      0 Vout 1.6k
R_R6      $N_0006 $N_0004 5.8k
Q_Q3      $N_0004 $N_0007 $N_0002 Q2N2907A
R_R4      $N_0009 $N_0008 1k
V_Vs      $N_0009 0 AC 0.1V
+SIN 0V 0.1V 100k 0 0 0
** Analysis setup **
.ac DEC 10 10 10000k
.noise V([Vout]) V_vs
.tran 1us 100us
.END
```



Si noti l'amplificazione fissata dal tasso di controreazione.

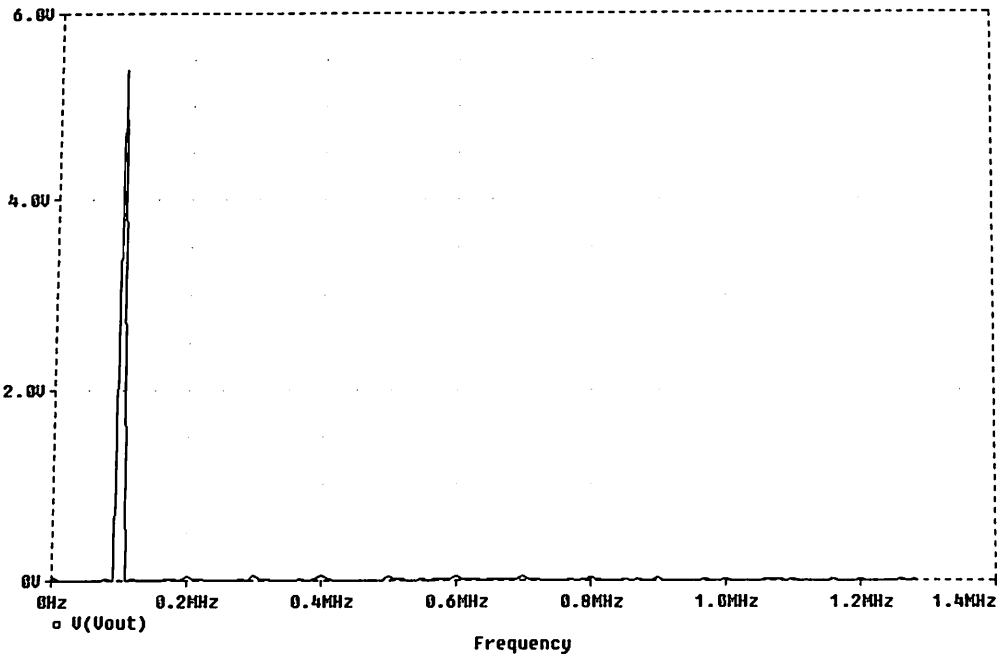


$V_s \text{ max} = .1 \text{ V}$

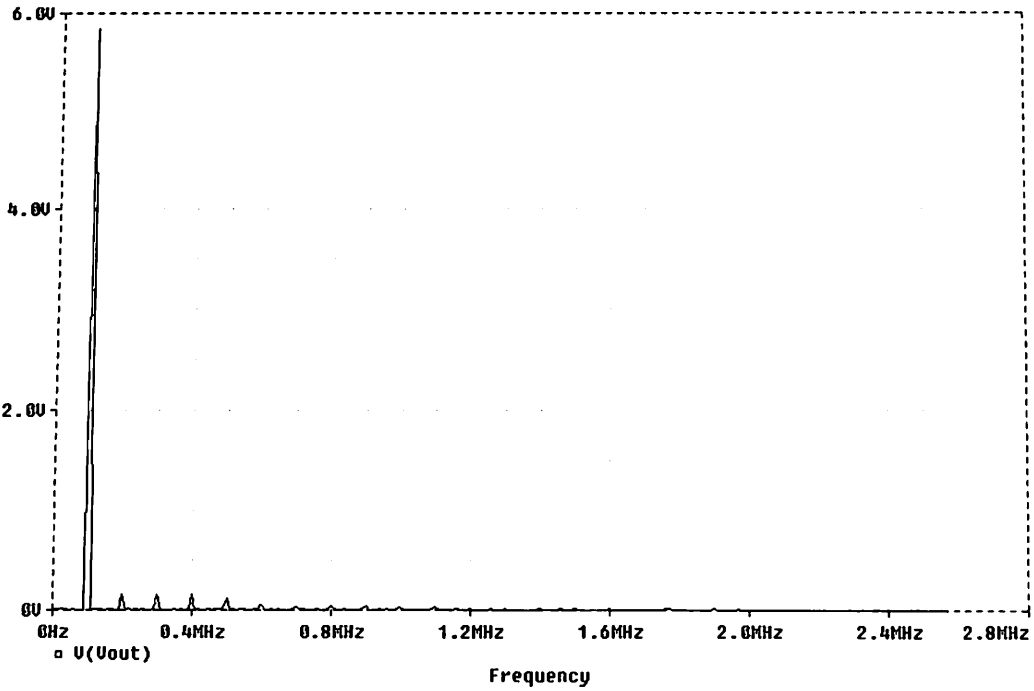


$V_s \text{ max} = .45 \text{ V}$

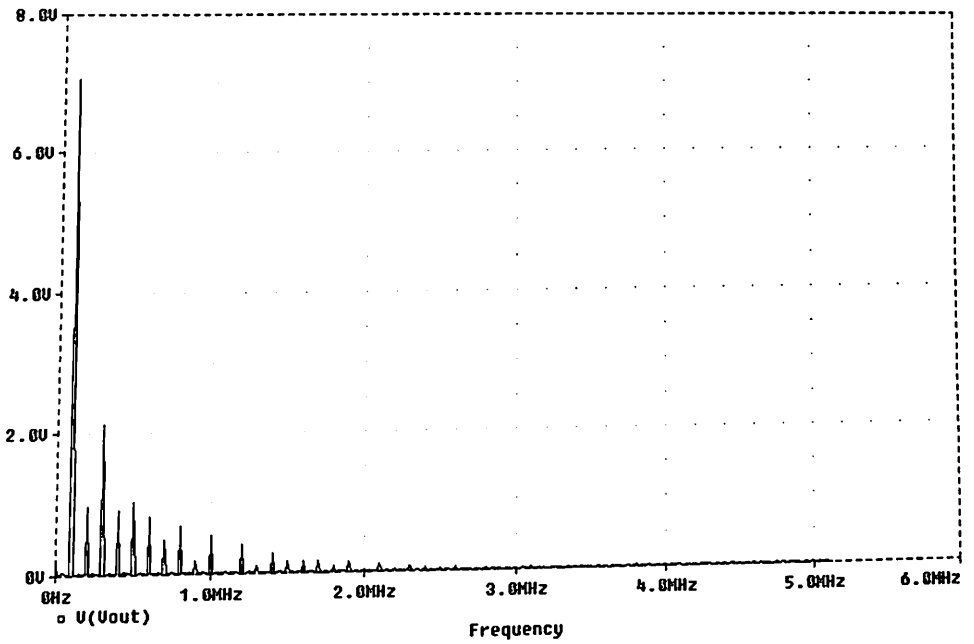
La distorsione armonica è praticamente assente grazie alla presenza della controreazione, anche nel caso di ampia dinamica.



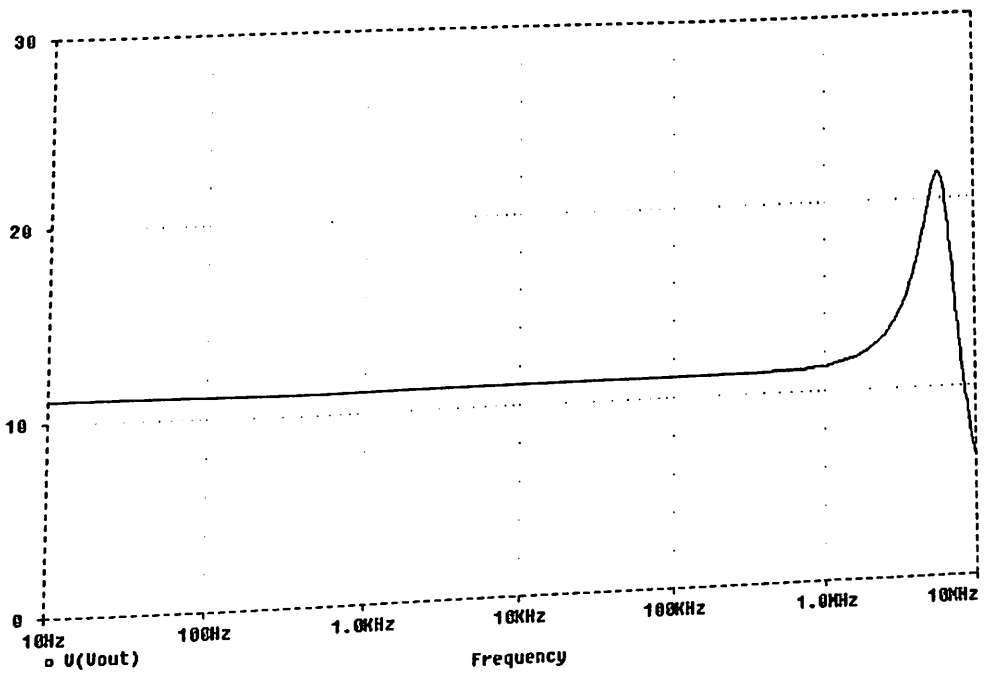
$V_s \text{ max} = .5V$



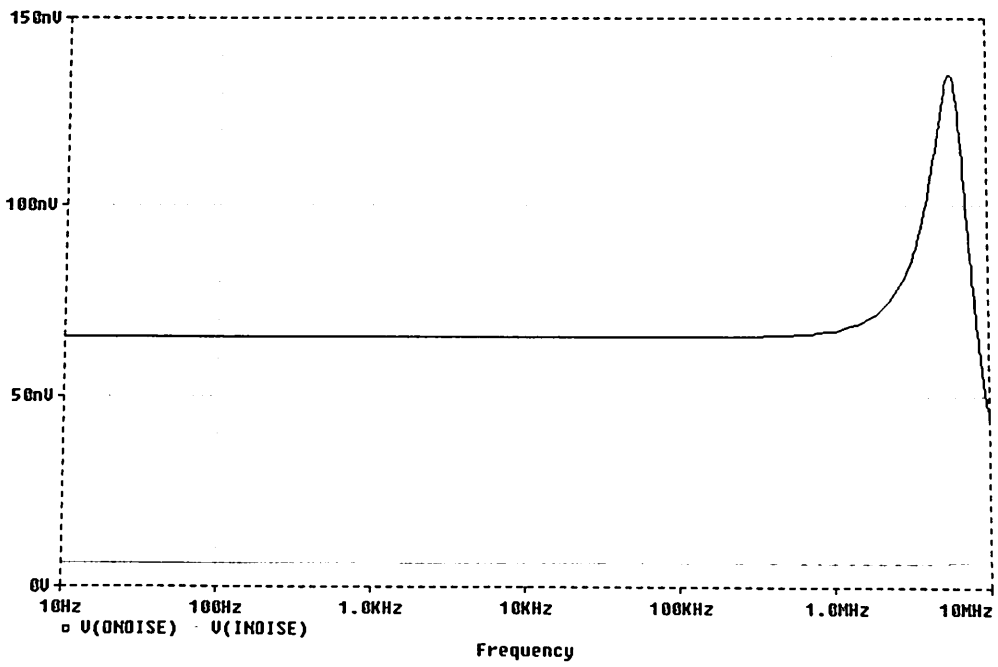
$V_s \text{ max} = .55V$



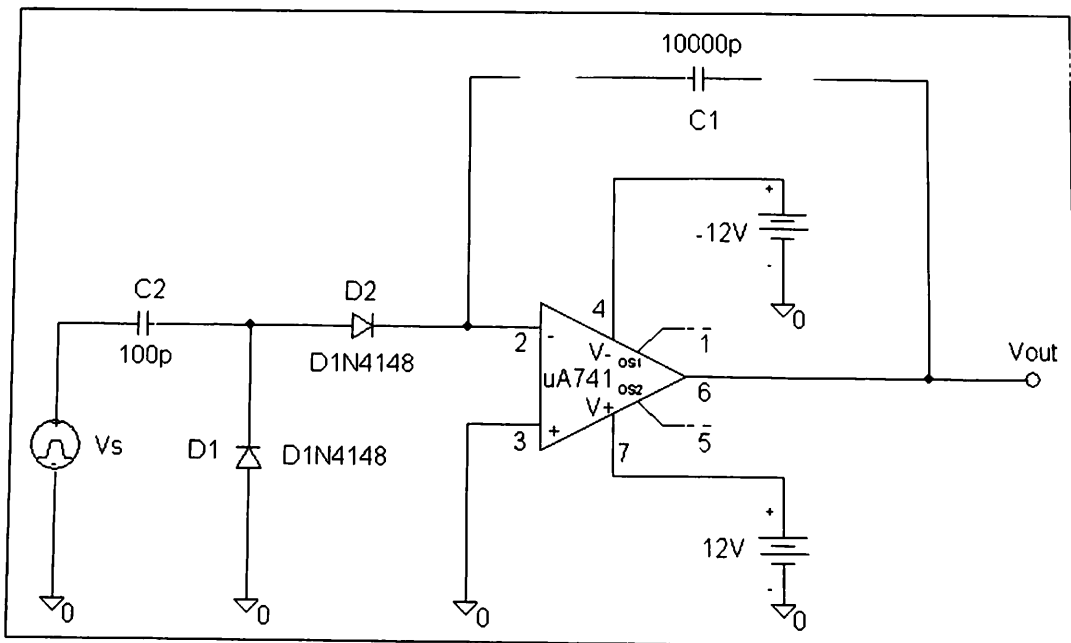
$V_s \text{ max} = 5V$



La presenza della risonanza dà ragione dei condensatori di compensazione, per esempio nello schema di Fig. 4.10.



A11. Schema della Fig. 5.19



* Schematics Netlist *

```

V_V1          $N_0001 0 -12V
C_C2          $N_0002 $N_0003 100p
V_Vs         $N_0002 0
+PULSE -5 0 0 1u 1u 50u 150u
D_D1          0 $N_0003 D1N4148
D_D2          $N_0003 $N_0004 D1N4148
V_V2          $N_0005 0 12V
X_U1          0 $N_0004 $N_0005 $N_0001 Vout uA741
C_C1          Vout $N_0004 10000p

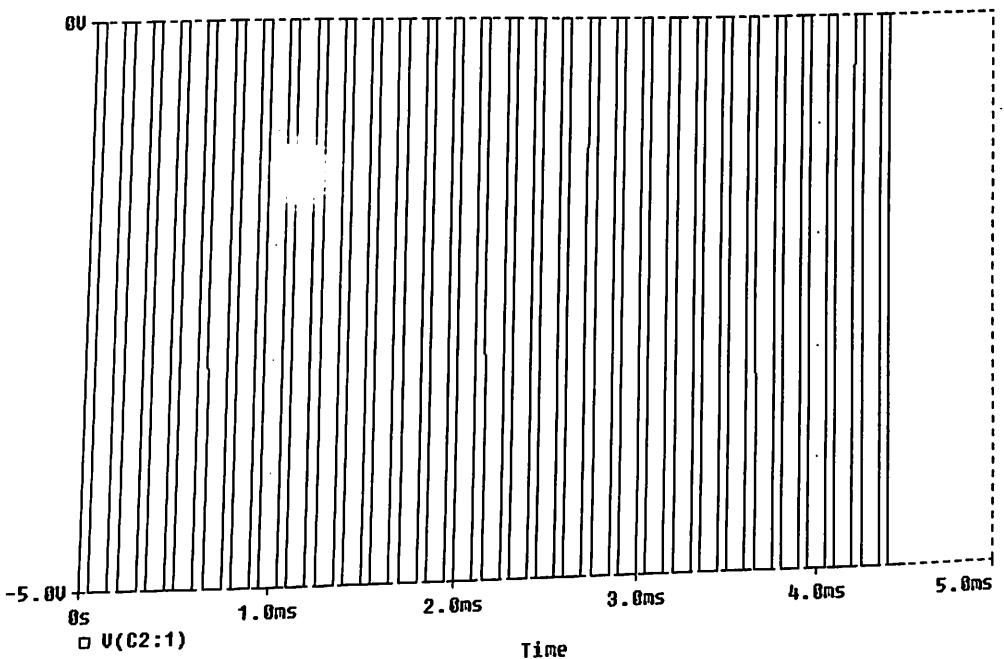
```

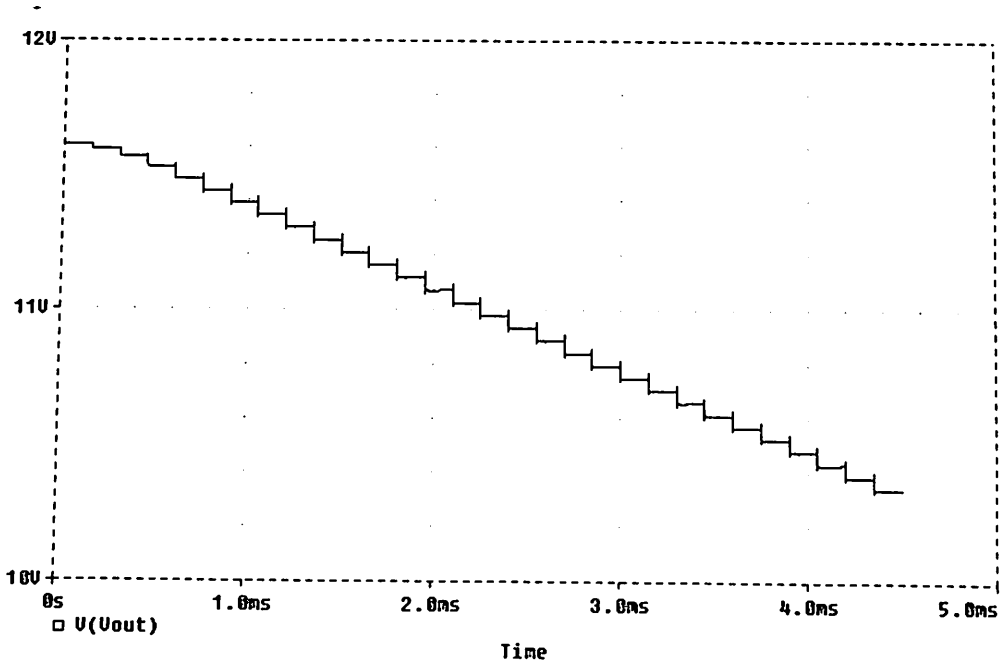
** Analysis setup **

```

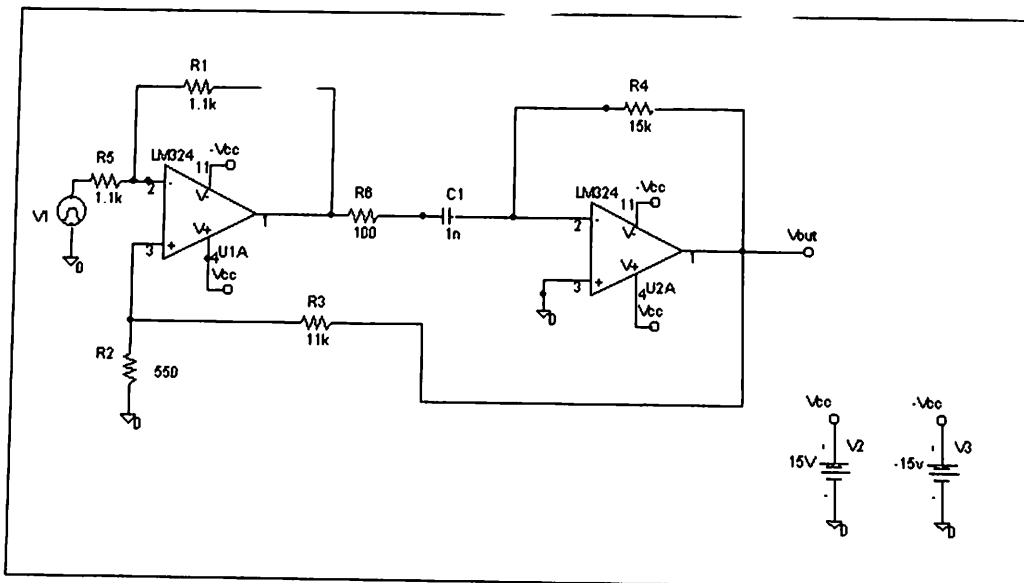
.tran 10us 4500us 0 1us

```





A12. Schema della Fig. 5.20



* Schematics Netlist *

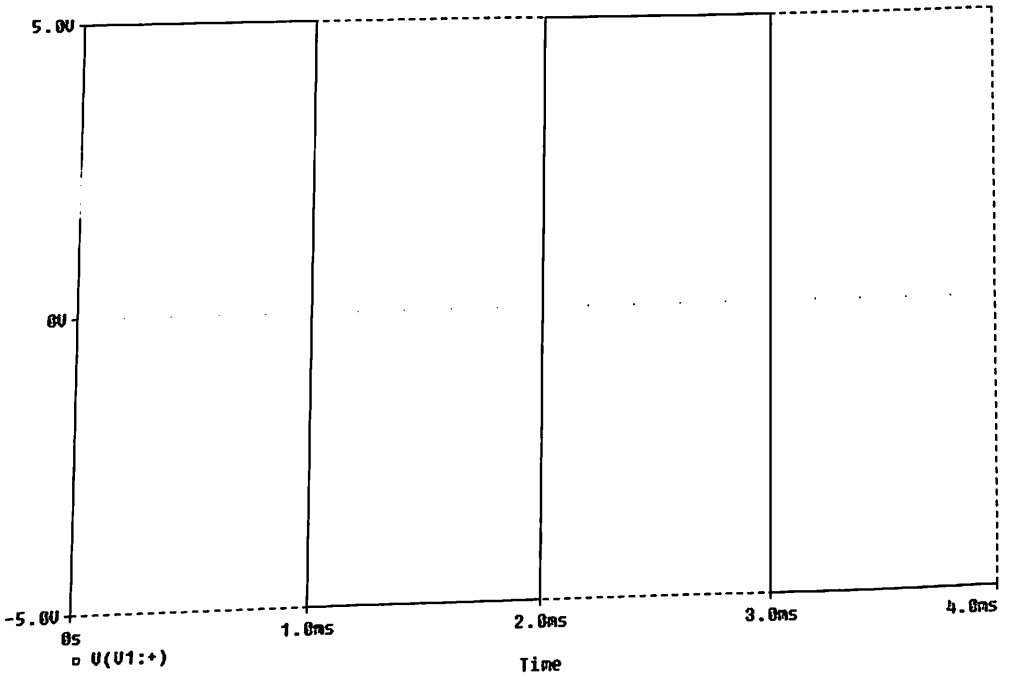
```

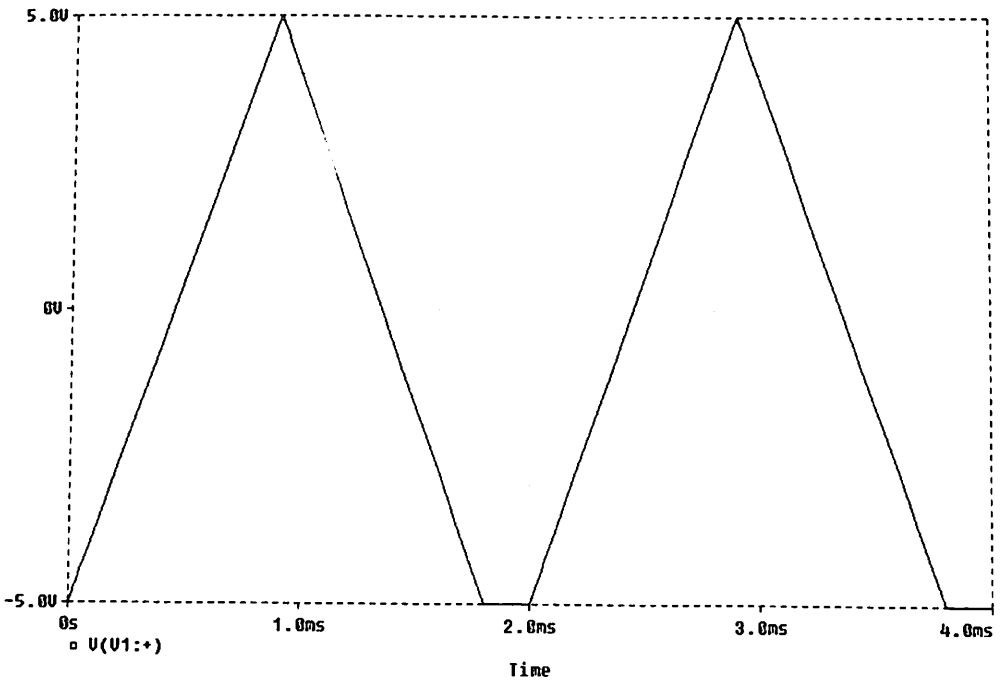
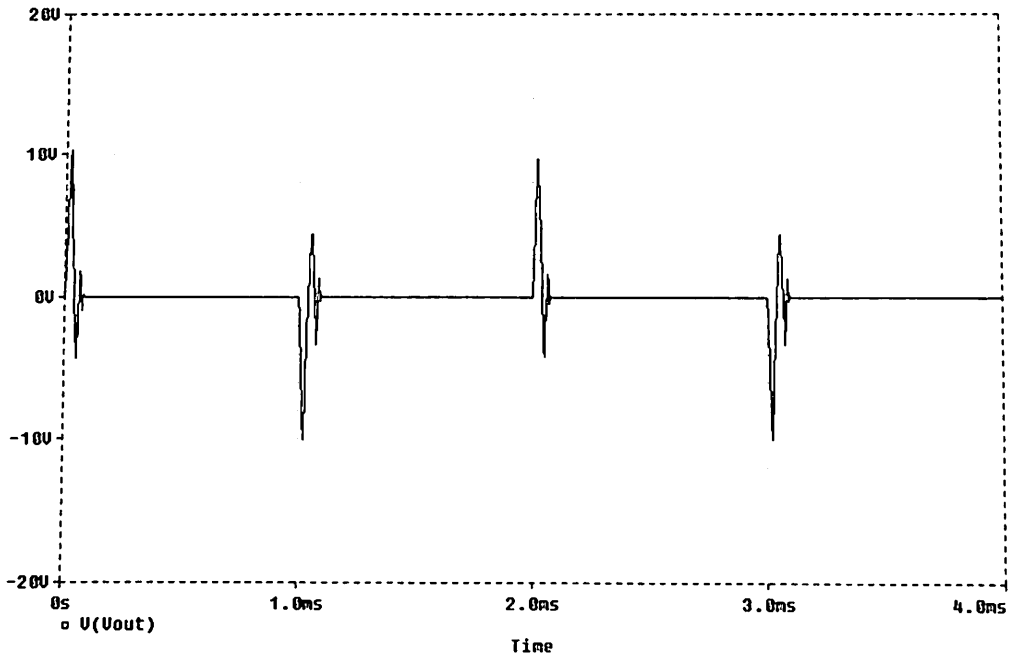
C_C1          $N_0001 $N_0002  1n
X_U1A         $N_0004 $N_0005 Vcc -Vcc $N_0003 LM324
X_U2A         0 $N_0002 Vcc -Vcc Vout LM324
R_R2          $N_0004 0  550
R_R1          $N_0005 $N_0003  1.1k
R_R6          $N_0003 $N_0001  100
R_R4          $N_0002 Vout  15k
V_V2          Vcc 0 15V
V_V3          -Vcc 0 -15v
R_R5          $N_0006 $N_0005  1.1k
V_V1          $N_0006 0 DC 0v
+PULSE -5V 5V 0 0 0 1m 2m
R_R3          $N_0004 Vout  11k
    
```

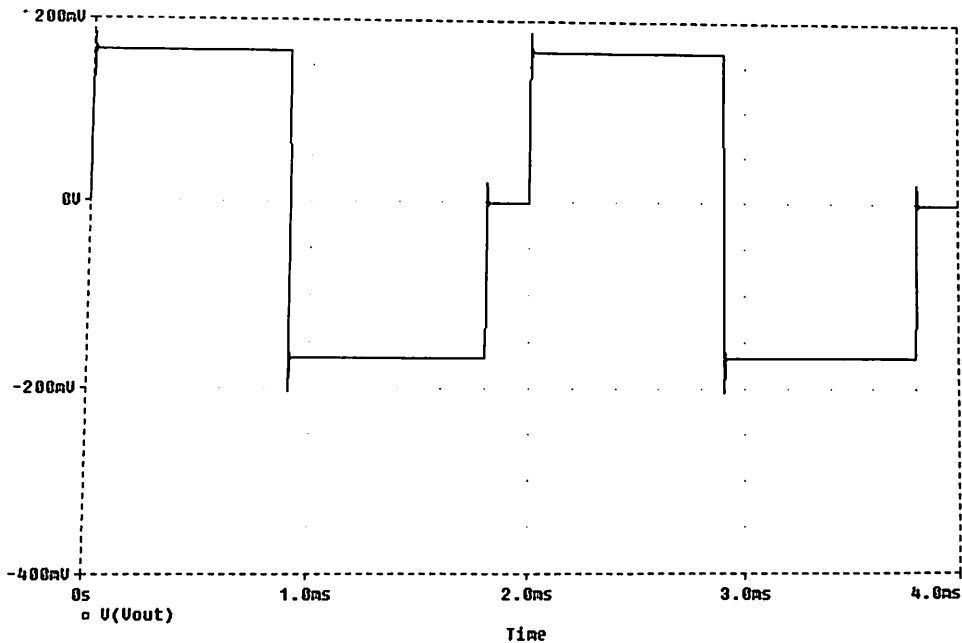
** Analysis setup **

.tran 1u 4m

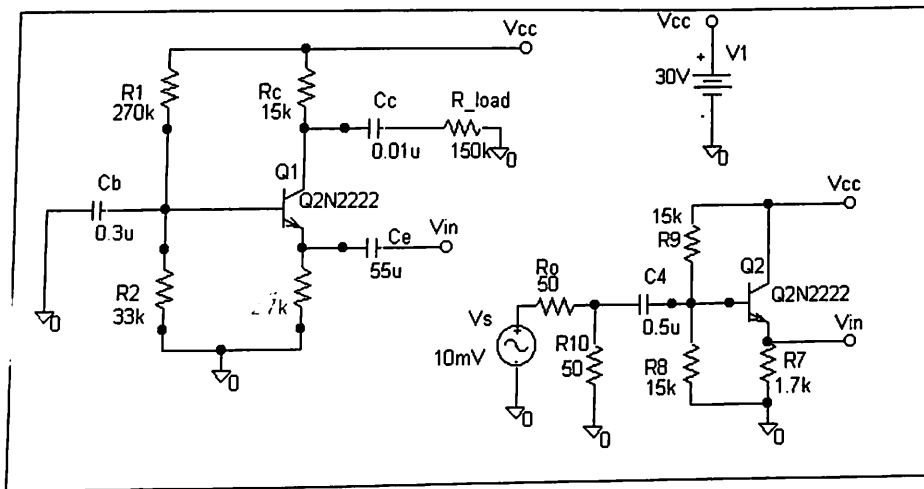
.END







A13. Schema della Fig. 2.59



* Schematics Netlist *

```

Q_Q1      $N_0002 $N_0001 $N_0003 Q2N2222
C_Cb      0 $N_0001 0.3u
V_V1      Vcc 0 30V
R_R2      0 $N_0001 33k
    
```

```

R_Re      0 $N_0003  2.7k
R_Rc      $N_0002 Vcc  15k
R_R1      $N_0001 Vcc  270k
R_R10     0 $N_0004  50
R_R8      0 $N_0005  15k
R_R9      $N_0005 Vcc  15k
V_Vs      $N_0006 0 DC 0V AC 10mV 0
C_Ce      $N_0003 Vin  55u
R_R7      0 Vin  1.7k
R_Ro      $N_0004 $N_0006  50
C_C4      $N_0004 $N_0005  0.5u
Q_Q2      Vcc $N_0005 Vin Q2N2222
C_Cc      $N_0002 $N_0007  0.01u
R_R_load  $N_0007 0  150k

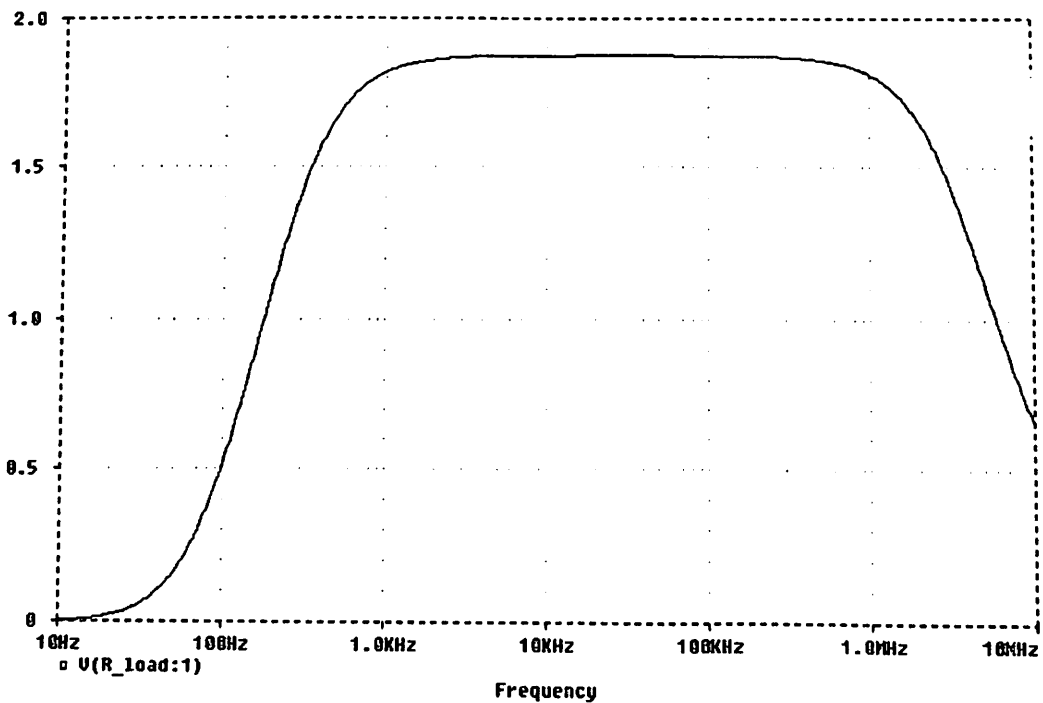
```

** Analysis setup **

```
.ac DEC 101 10Hz 10MegHz
```

```
.END
```

Diagramma di Bode



Indice analitico

A

- Adler:
 - Haus e, 399
 - rumore rappresentazione di Haus e, 399
- affidabilità, 7, 9, 38, 51, 54
- alimentatore, 4, 21, 23-40, 70, 124, 173, 202, 279-287
- ampi segnali, analisi dinamica per, 139-157, 171
- amplificatore/i:
 - a basso rumore, 433
 - circuito equivalente (*vedi anche* modello)
 - compensazione degli, 326
 - controreazionati, banda passante degli, 292, 362-365
 - di tensione, 262-275
 - di transconduttanza, 257-262
 - di transresistenza, 262
 - differenziale, 33, 70, 162, 230, 262, 275-279, 362-365, 418
 - instabilità negli, 310-322
 - integrato, 355
 - banda, 362-365
 - compensazione, 328
 - corrente di polarizzazione in ingresso, 355, 368
 - derivatore, 274, 382
 - errori di off-set, 382
 - ingressi: invertenti e non, 257-262, 383
 - integratore, 274, 376-388
 - modello ideale, 358
 - modello in continua, 389
 - modello per la simulazione, 390
 - modello per piccoli segnali, 389
 - operativo, 376, 389
 - resistenza di ingresso, 353, 360
 - resistenza di uscita, 354, 362-365
 - risposta in frequenza, 290-298
 - rumore, 429
 - scostamenti dal comportamento ideale, 359-362
 - sommatore, 263
 - invertente, 263
 - non invertente, 263
 - rumore negli, 237
- amplificazione di modo:
 - comune, 368
 - differenziale, 262, 362, 362-365

analisi:

- col metodo delle costanti di tempo, 187-194
 - dinamica per ampi segnali, 139-157, 171
 - lineare, 111
- anello, controreazione guadagno di, 249-256
- arico induttivo, 139-144
- ASIC, 6, 59
- attuatore (*vedi anche* utilizzatore)
- avviamento (*start-up*), circuito di, 33

B

banda:

- frazionale (FBW), 235
 - passante, 174, 186, 233-235
 - degli amplificatori controreazionati, 292, 362-365
 - poli coincidenti, 188
 - poli non coincidenti, 189
- Barkhausen, condizione di, 311
- base comune (BC), 194-203, 211
- distorsioni, 211
 - risposta in frequenza, 194-203
 - rumore, 415
- BC, base comune, 194-203, 211
- BJT (*vedi anche* transistor bipolare)
- bootstrap*, 343
- box-car*, 422

C

CAD, 6, 53

- capacità (*vedi anche* modello del condensatore):
- base-collettore, 107, 178-186, 195, 328
 - base-emettitore, 112, 178-186, 182, 195, 328
 - collettore-substrato, 112, 178-186, 182
 - della regione di svuotamento, 80
 - di compensazione, 326
 - di diffusione, 80
 - di Miller (*vedi anche* teorema di Miller)
 - di transizione (*vedi anche* della regione di svuotamento)
 - elementi parassiti della, 64
 - *gate-drain*, 90, 109, 225-230
 - *gate-source*, 90, 109, 225-230

- *gate*-substrato, 90, 109, 225-230
 - caratteristica di trasferimento (*vedi anche* transcaratteristica)
 - carico:
 - accoppiato:
 - a trasformatore, 144-145
 - tramite condensatore, 148-151
 - attivo:
 - amplificatore differenziale, 232, 355
 - amplificatore EC, 214
 - su MOSFET, 151-154
 - capacitivo, 146-148
 - effetto del carico sui finali, 352-354
 - regolazione rispetto al, 24-30
 - sui finali, carico effetto del, 352-354
 - cascode, 216-221
 - case* (*vedi anche package*)
 - catena, fattore di rumore di una, 428
 - circuito/i:
 - di avviamento (*start-up*), 33
 - di commutazione, 139-157
 - equivalente:
 - del diodo, 100-102
 - di un amplificatore operazionale (*vedi anche* amplificatore operazionale)
 - di un JFET, 109
 - di un MOSFET, 110
 - di un quadripolo, 103
 - di un transistor bipolare (BJT), 102-109
 - integrati:
 - polarizzazione dei, 359
 - resa nella produzione dei, 53
 - clamping* (*vedi anche* inseritore di livello continuo)
 - classe AB, B (*vedi anche* stadi di uscita)
 - clipper* (*vedi anche* tosatore)
 - CMOS, 53
 - coefficiente:
 - di regolazione, 126
 - di riflessione, 68
 - collettore comune (CC), 32, 162-167, 203-207, 262-264
 - configurazione, 170, 257
 - distorsioni, 213
 - risposta in frequenza, 203-207
 - rumore, 404
 - commutazione:
 - circuiti di, 139-157
 - velocità di, 369
 - comparatore, 49, 300, 372-375
 - effetti della resistenza di sorgente sul, 374
 - compensazione:
 - capacità di, 326
 - degli amplificatori, 326
 - componenti:
 - comportamento statico e dinamico dei, 94
 - effetti dell'invecchiamento dei, 37-40
 - comportamento:
 - ideale, amplificatore integrato scostamenti dal, 359-362
 - statico e dinamico dei componenti, 94
 - condensatore:
 - carico accoppiato tramite, 148-151
 - modello del, 63
 - condizione di Barkhausen, 311
 - conduttanza mutua, 103
 - controreazione:
 - amplificazione con, 243-244
 - banda passante, 291-298
 - configurazioni, 245-248
 - desensibilizzazione delle funzioni di guadagno, 253-254
 - effetto:
 - di carico della rete di reazione, 249, 297
 - sulle distorsioni, 287-289
 - sulle impedenze di ingresso e di uscita, 245-248, 249-256
 - guadagno di anello, 249-256
 - rumore effetto della, 409, 412
 - coppia differenziale (*vedi anche* amplificatore differenziale)
 - correlazione, tra generatori di rumore, 397
 - corrente:
 - di un transistor, guadagno di, 89, 104
 - specchio di, 159, 282
 - costanti di tempo, 187
 - analisi col metodo delle, 187-194
 - calcolo delle, 191
 - criterio di Nyquist per la stabilità (*vedi anche* Nyquist)
 - cross-over*, 330
- ## D
- Darlington, connessioni (*compound*), 286, 334
 - densità di potenza, 45
 - derivatore, 274, 382
 - diagramma di Nyquist (*vedi anche* Nyquist)
 - differenziale (*vedi anche* amplificatore)
 - dinamica, 20
 - diodo:
 - a giunzione (*vedi anche* modello del)
 - circuito equivalente del, 100-102
 - modello del, 76-92
 - rumore nel, 404
 - Zener, modello del, 81
 - dissipazione di potenza (*vedi anche* potenza dissipata)
 - distorsione/i:

- armonica, 123
- controeazione effetto sulle, 287-289
- di attraversamento dello zero (*cross-over*), 331
- negli stadi a FET e a MOSFET, 224-230
- nello stadio:
 - - BC, 207-216
 - - CC, 207-216
 - - EC, 207-216
- riduzione per effetto della retroazione, 287-289

E

Ebers e Moll:

- in zona attiva, modello di, 84
- modello di, 86
- modello ed equazioni, 84

effetti dell'invecchiamento dei componenti, 37-40

elaboratore del segnale, 48-54

elementi parassiti:

- del JFET, 90, 109, 222-224

- del transistoro:

- - bipolare, 107
- - MOS, 110
- dell'induttanza, 64
- della capacità, 64
- della resistenza, 62

elettromigrazione, 38

emettitore comune (EC), 178-186

- distorsioni, 210
- risposta in frequenza, 180-186
- rumore, 405

emitter follower (*vedi anche* collettore comune)

errore/i:

- di lettura, 15
- di off-set, 359
- probabilità di, 51

F

fase, margine di, 321-322

fattore di rumore, 425

- di una catena, 428
- *spot*, 424

FBW, banda frazionale, 235

filtro/i:

- adattato, 43, 47
 - attivi, 274, 384
- flicker* (*vedi anche* rumore)

frequenza:

- amplificatore integrato risposta in, 290-298
- di taglio, 184, 188, 365
- di transizione, 108, 109, 110
- risposta in, 294

funzioni:

- concentrate e distribuite, 235
- di guadagno, controeazione desensibilizzazione delle, 253-254

G

generatore/i:

- di rampa:
 - - a gradini, 380, 380
 - - di tensione, 377, 377
- di rumore equivalenti in ingresso, 397, 399
- di tensione (*vedi anche* sorgente di tensione)
- dipendenti, modello dei, 70-74
- equivalenti, rumore calcolo dei, 397-403
- indipendenti, modello dei, 70-73

Giacoletto, modello di, 107

guadagno:

- d'anello, 255-256
- di corrente di un transistoro, 89, 104, 328
- margine di, 322

Gummel e Poon, modello di, 87

H

Haus e Adler, 399

- rumore rappresentazione di, 399

I

impedenza/e:

- di ingresso, 14
- - e di uscita, controeazione effetto sulle, 245-248, 249-256
- di uscita, 21

induttanza (*vedi anche* modello dell'induttore):

- elementi parassiti dell', 64
- induttore, modello dell', 63
- informazione, 3

ingresso, impedenza di, 14

inseritore di un livello continuo, 129

instabilità negli amplificatori, 310-322

integratore, 275, 376-377

interfaccia:

- di ingresso (*vedi anche* trasduttore)
- di uscita (*vedi anche* utilizzatore)

interruttore, 155

J

JFET (*vedi anche* transistoro a effetto di campo):

- circuito equivalente di un, 109
- e nei MOSFET, rumore nei, 409
- elementi parassiti del, 90, 109, 222-224
- modello:

- - del, 88-90
- - per piccoli segnali del, 109
- Johnson (*vedi anche* rumore termico)

L

- lavoro, punto di, 17, 96
- limiti di sicurezza dei transistori di potenza, 347
- linea di trasmissione, 65-70
 - modello della, 66
- linearità, 96
- livello continuo, inseritore di un, 129
- lock in*, 423
- luogo delle radici, 298-310
 - per una funzione di trasferimento a:
 - - due poli, 298-310
 - - due poli e uno zero, 298-310
 - - tre poli, 298-310
 - - un polo, 298-310

M

- margine:
 - di fase, 321-322
 - di guadagno, 322
- matched filter* (*vedi anche* filtro adattato)
- messaggio, 4
- Miller:
 - generatore di (*vedi anche* generatore di rampa di tensione e di rampa a gradini; teorema di Miller e capacità di Miller)
 - teorema di, 183, 215
- miniaturizzazione, 51, 53
- minimo segnale rivelabile, 419-425
- modello, 59-62
 - a parametri h del transistor bipolare, 106
 - dei generatori:
 - - dipendenti, 70-74
 - - indipendenti, 70-73
 - del condensatore, 63
 - del diodo, 76-92
 - - Zener, 81
 - del JFET, 88-90
 - del MOSFET, 90-92
 - del transistor:
 - - a effetto di campo (a giunzione = JFET), 91
 - - bipolare (BJT), 82-88
 - - MOSFET, 90
 - dell'induttore, 63
 - dell'operazionale (*vedi anche* amplificatore operazionale)
 - della linea di trasmissione, 66
 - della mutua induttanza, 65
 - della resistenza, 63
 - di Ebers e Moll, 86

- - in zona attiva, 84
- di Giacoletto, 107
- di Gummel e Poon, 87
- dinamico, 87, 95, 97, 171
- ed equazioni Ebers e Moll, 84
- per piccoli segnali del:
 - - JFET, 109
 - - transistor bipolare, 103
 - - transistor MOSFET, 110
- statico, 29, 61, 95, 98, 126
- MOSFET (*vedi anche* transistor MOSFET):
 - carico attivo su, 151-154
 - circuito equivalente di un, 110
 - modello del, 90-92
 - rumore nei JFET e nei, 409
 - stadi di uscita a, 336-337
- MTBF, 39
- MTTR, 39
- mutua induttanza, modello della, 65

N

- Nyquist, 313-314

O

- off-set* (*vedi anche* errori di tensione)
 - tensione di, 359, 373
- operazionali, rumore negli, 429
- orgente induttiva, 434

P

- package (case)*, 54
- parametri h del transistor bipolare, modello a, 106
- partitore compensato, 297
- phase splitter*, 169
- polarizzazione:
 - degli stadi amplificatori, 230-230c
 - dei circuiti integrati, 359
 - in ingresso, amplificatore integrato corrente di, 355, 368
- polo dominante, 182, 294, 325
- potenza:
 - di uscita nel classe B, 338-340
 - disponibile, 424
 - dissipata, 22, 27, 36, 127, 215, 347-352
 - - massima, 348
 - media massima, 21, 340
 - rimossa, 36, 348
- prodotto guadagno banda, 184, 221-230, 291-293
- protezione, 22, 346-347
 - contro la sovratensione, 142
 - degli stadi di uscita, 346-347
- punto di lavoro, 17, 96
- push-pull* (*vedi anche* stadi di uscita)

Q

quadripolo, circuito equivalente di un, 103

R

radici:

- luogo delle, 298-310
- per una funzione di trasferimento a:
 - - due poli e uno zero, luogo delle, 298-310
 - - due poli luogo delle, 298-310
 - - tre poli luogo delle, 298-310
 - - un polo luogo delle, 298-310

rampa:

- a gradini, generatore di, 380
 - di tensione, generatore di, 377
- rapporto di reiezione di modo comune, 365-368

reazione (*vedi anche* controreazione)

regolatore di tensione, 30-40, 108, 279-287

regolazione:

- coefficiente di, 126
 - rispetto al carico, 24-30
 - rispetto alla temperatura, 35-37
 - rispetto alla tensione di linea, 30-40
- reiezione di modo comune, rapporto di, 365-368

rendimento, 26, 127

- dello stadio:
 - - CC, 205
 - - EC, 215
 - - in classe B, 338

resa nella produzione dei circuiti integrati, 53

resistenza:

- di sorgente:
 - - rumore della, 429
 - - sul comparatore effetti della, 374
- elementi parassiti di, 62
- modello della, 63
- termica, 35, 348

resistori, rumore nei, 395

rete di reazione, controreazione effetto di carico della, 249, 297

retroazione (*vedi anche* controreazione):

- distorsione riduzione per effetto della, 287-289

ricevitore ottimo, 41

riflessione, coefficiente di, 68

risposta:

- impulsiva, 43
- in frequenza, 294

rumore:

- $1/f$ (*vedi anche* rumore flicker)
- bianco, 46
- calcolo dei generatori equivalenti, 397-403
- cifra di (*vedi anche* fattore di)

- da una sorgente:
 - - capacitiva, 433
 - - induttiva, 434
- della resistenza di sorgente, 429
- effetto della controreazione, 412
- equivalente di ingresso, 399, 411
- fattore di, 425, 425
- figura di (*vedi anche* fattore di)
- flicker, 396
- gaussiano, 42
- generatori di, 394
- Johnson (*vedi anche* rumore termico)
- modelli, 397
- negli amplificatori, 237
- negli operazionali, 429
- nei JFET e nei MOSFET, 409
- nei resistori, 395
- nei transistori bipolari, 404
- nei trasduttori, 16
- nel diodo, 404
- nel transistore:
 - - a effetto di campo (a giunzione = JFET), 409
 - - bipolare, 405
 - - MOSFET, 410
- nello stadio:
 - - a gate comune, 415
 - - a source comune, 410
 - - BC, 415
 - - CC, 415
 - - differenziale, 418
 - - EC, 405
- rappresentazione di Haus e Adler, 399
- resistenza equivalente di, 420
- shot, 395
- Shottky (*vedi anche* rumore shot) sorgente di, 394
- spot, fattore di, 424
- termico, 394
- totale in ingresso, 420

S

salita, tempo di, 296

Schmitt (*vedi anche* comparatore)

segnale:

- elaboratore del, 48-54
 - sorgente di, 18
- sensore (*vedi anche* trasduttore)
- shot (*vedi anche* rumore)
- simmetria complementare, stadio di uscita, 329
- sincronizzazione, 5
- sincronizzazione, 40-48
- sistema elettronico, 1-5, 5-13
- slew rate, 369
- effetto su segnali sinusoidali, 369

- SOa, 86
 sorgente:
 – capacitiva, 433
 – – rumore da una, 433
 – di rumore, 394
 – di segnale, 18
 – di tensione, 387
 – induttiva, rumore da una, 434
 – resistiva, 420, 426, 429, 432
 – rumore della resistenza di, 429
 – sul comparatore effetti della resistenza di, 374
 sovratensione, protezione contro la, 142
 specchio di corrente, 159, 282
 squadratore, 121
 stabilità (*vedi anche* Nyquist)
 stabilizzatore di tensione (*vedi anche* regolatore di tensione)
 stabilizzazione del punto di lavoro, 157
 stadio/i:
 – a FET e a MOSFET, distorsione negli, 224-230
 – a *gate* comune, rumore nello, 415
 – a *source* comune, rumore nello, 410
 – amplificatori, polarizzazione degli, 230-238
 – BC:
 – – distorsione nello, 207-216
 – – rumore nello, 415
 – CC:
 – – distorsione nello, 207-216
 – – rendimento dello, 205
 – – rumore nello, 415
 – di uscita:
 – – a MOSFET, 336-337
 – – a simmetria complementare, 329
 – – effetti dei carico, 352-354
 – – in classe AB, 330
 – – in classe B, 338
 – – protezione degli, 346-347
 – differenziale, rumore nello, 418
 – EC:
 – – distorsione nello, 207-216
 – – rendimento dello, 215
 – – rumore nello, 405
 – in classe B, rendimento dello, 338
stair case generator (*vedi anche* generatore di rampa a gradini)
 tensione, sorgente di, 387
- T**
 taglio, frequenza di, 184, 188, 365
 temperatura, regolazione rispetto alla, 35-37
 tempo:
 – calcolo delle, costanti di, 191
 – costanti di, 187
 – di salita, 296
 – di transito, 81, 86, 108, 360
- tensione:
 – amplificatore di, 262-275
 – di linea, regolazione rispetto alla, 30-40
 – di *off-set*, 359, 373
 – regolatore di, 30-40, 108, 279-287
 teorema di Miller, 183, 215
 termico (*vedi anche* rumore)
 tosatore, circuito, 122
 transcaratteristica, 111, 235-237
 transconduttanza, amplificatore di, 257-262
 transistor/i:
 – a effetto di campo (a giunzione = JFET):
 – – modello del, 91
 – – rumore nel, 409
 – bipolare/i, 54
 – – BJT, circuito equivalente di un, 102-109
 – – BJT, modello del, 82-88
 – – elementi parassiti del, 107
 – – modello a parametri h del, 106
 – – modello del, 83
 – – modello per piccoli segnali del, 103 (*vedi anche* modello di Giacioletto)
 – – modello statico per grandi segnali (*vedi anche* modello di Ebers e Moll e modello di Gummel e Poon)
 – – rumore nel, 404, 405
 – di potenza, limiti di sicurezza dei, 347
 – guadagno di corrente di un, 89, 104, 328, 328
 – MOS, elementi parassiti del, 110
 – MOSFET, 54
 – – modello del, 90
 – – modello per piccoli segnali del, 110
 – – rumore nel, 410
 transito, tempo di, 81, 86, 108, 360
 transizione, frequenza di, 108, 109, 110
 transresistenza, amplificatore di, 262
 trasduttore/i, 4, 13-17
 – rumore nei, 16
 trasformatore, carico accoppiato a, 144-145
 traslazione di livello, 129
 trasmissione:
 – linea di, 65-70
 – modello della linea di, 66
 trigger di Schmitt (*vedi anche* comparatore)
 unidirezionalità, 240, 250
 uscita, impedenza di, 21
 utilizzatore, 4, 18-23
- V**
varactor, 80
 velocità di commutazione, 369
 VLSI, 6, 59
- Z**
 Zener (*vedi anche* diodo Zener)

1 • ELETTRONICA APPLICATA a cura di Piero Marietti

Questo libro nasce come testo di elettronica per gli studenti di Ingegneria e di Fisica, ma ha l'ambizione di rappresentare qualcosa di più di uno strumento da esame.

La sua ragione d'essere sta nel tentativo di recuperare il rapporto tra il sistema e quello che, un po' erroneamente, va sotto il nome di circuito.

Lo studio dell'Elettronica Applicata alla luce del fatto che nessuna sua parte è progettabile, cioè sintetizzabile, se si recidono i suoi legami con il sistema al quale essa appartiene, è l'elemento di novità che si porta all'attenzione del lettore.

I Docenti che volessero adottare il libro per le loro lezioni, possono utilizzare le trasparenze delle figure, ricostruite mediante il materiale che sarà loro fornito, a richiesta, su supporto magnetico.

Piero Marietti è Ordinario di Elettronica Applicata nel Dipartimento di Ingegneria Elettronica dell'Università di Roma "La Sapienza" e ha responsabilità scientifica del Centro Studi Giorgio Barzilai. Ha cominciato la sua attività di ricercatore con studi di struttura della materia che, in seguito, ha abbandonato per dedicarsi all'ideazione e alla costruzione di circuiti elettronici in tutte le gamme di frequenza e di sistemi per la strumentazione e il controllo.

ISBN 88-408-1250-4



9 788840 812502

C.E.A.
Al pubblico

33€