

ELECTRONIQUE PRATIQUE

NUMÉRO 183 JUILLET-AOÛT 1994 MJD

LIGNE A RETARD
NUMERIQUE

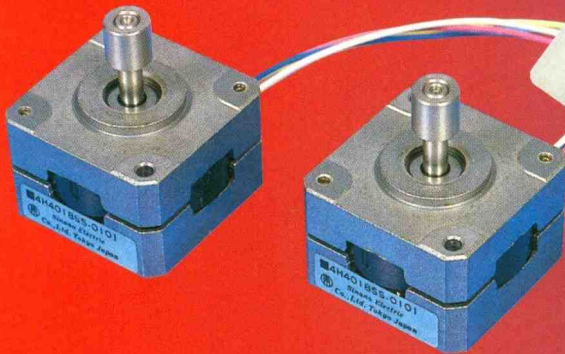


RADIO

SPECIAL 10 MONTAGES EN PLUS

RECEPTION : CB,
OC, FM,
VHF, ETC.

INTERFACE
AU BUS I²C



MESURES DES
IMPEDANCES

DETECTEUR
DE METAUX



T 2437 - 183 - 24,00 F



La Rédaction d'Electronique Pratique décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engagent que leurs auteurs.



« Ce numéro
a été tiré
à 72 100
exemplaires »



Revue Pdf

REALISEZ VOUS-MEME

- 30 **8** Contrôleurs d'intensité
- 36 **13** Les moteurs Pas à Pas
- 70 **45** Détecteur de métaux
- 80 **53** Interface au bus I²C
- 88 **60** Ligne à retard numérique
- 95 **66** Mobile filoguidé
- 101 **71** Luxmètre numérique
- 106 **75** Amplificateur hifi 2 x 15 W
- 110 **77** Module protégé des coupures
- 113 **79** Allumage temporisé

SPECIAL 10 MONTAGES RADIO

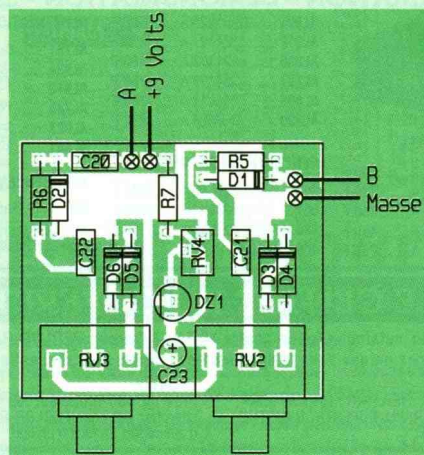
- Recueil de montages : 44 **21** - Récepteur à conversion directe : 46 **23** - Récepteur VHF FM : 49 **26** - Récepteur OC 40/80 mètres : 51 **28** - Prédiviseur 1 GHz : 54 **31** - Mini-récepteur FM : 55 **32** - Mini-générateur synthétisé : 57 **34** - Récepteur de télécommande : 60 **37** - Récepteur FM bande CB : 62 **39** - Mesureur de champ : 64 **41** - TOS-mètre : 66 **43**

PRATIQUE ET INITIATION

- 16 **5** Fiche du TEA 5114
- 17 **6** Fiche du TDA 3810
- 18 **7** Fiche du TDA 7000
- 119 **83** Mesure des impédances
- 123 **87** Fiche du CD 4031
- 125 **89** Fiche du CD 4099
- 128 **91** Fiche de l'AD 7569

DIVERS

- 15 **3** Table des matières
- 19, 20, 117, 118 — Encart Weka
- 130 **93** Le courrier des lecteurs



DOMOTIQUE



PC



ROBOT



RADIO



FICHE TECHN



AUTO



JEUX



MODÉLISME



MESURES



AUDIO



GADGETS



INITIATION



COURRIER



FICHE À DÉCOUPER

TABLE DES MATIERES

du n° 173 (juillet.-août 93) au n° 182 (juin 94)

SEPTEMBRE 1993

N° 173

RÉALISEZ VOUS-MÊME

- 27 Correcteur de fréquences 10 voies
- 33 Labo PC 4, le fréquence-mètre
- 42 Récepteur VHF
- 45 Détecteur de câbles
- 50 Coupleur de batteries
- 55 Détecteur de présence optique
- 63 Sonde voltométrique
- 65 Téléphone visualisé
- 77 Sonde logique 3 états
- 87 Minuterie auto-alimentées
- 91 Dispositif anti-gaspi

MESURE

- 83 Multimètre Altaï M 3830 et M 3850

PRATIQUE ET INITIATION

- 79 Introduction au Grafset
- 95 Robotique vivante
- 105 Fiches à découper
- 110 Un microcontrôleur dans vos montages (le 8052)
- 115 Fiche technique : le CD 4104

OCTOBRE 1993

N° 174

RÉALISEZ VOUS-MÊME

- 32 Voltmètre simple
- 35 Détecteur de fumée
- 41 Testeur de batteries
- 45 Dispositif pour thermostat
- 49 Accès codé au téléphone
- 58 Thermoled
- 63 Compresseur audio
- 87 Déclencheur pour flash
- 89 Temporisateur pour jeux
- 99 Sécurité pour fer à souder

MESURE

- 67 Pince multimètre F11 Chauvin Arnoux

PRATIQUE ET INITIATION

- 69 Robotique vivante
- 77 Un microcontrôleur dans vos montages. La carte de base du 8052 AHB

- 95 Fiches à découper
- 110 L'ABC du triac
- 113 Fiche technique : le CD 4521

NOVEMBRE 1993

N° 175

RÉALISEZ VOUS-MÊME

- 31 Afficheur à écran LCD
- 39 Convertisseur analogique/numérique
- 44 Centrale de dissuasion
- 51 Chasse-taupe
- 57 Roue électronique
- 79 Chenillard sur PC
- 83 Fréquence-mètre à quartz
- 91 Testeur de continuité
- 93 Bascule sensitive
- 99 Récepteur CB original
- 117 Amplificateur pour baladeur

EN KIT

- 95 L'enceinte Audio-Club TOP 18

PRATIQUE ET INITIATION

- 101 Robotique vivante
- 107 Un microcontrôleur dans vos montages
- 113 La compression et l'expansion de signaux audio
- 126 Les filtres pour enceintes acoustiques
- 59 15 fiches composants : L 4960, LS 7223, SLB 0586, MC 1350, NE 602, NE 604, NE 605, SSI 202 P, TCM 5089, SL 490, SL 486, ML 926/27, NE 592, ISD 1016, TDA 2030

DÉCEMBRE 1993

N° 176

RÉALISEZ VOUS-MÊME

- 37 Expansor audio stéréo
- 41 Convertisseur digital/analogique 8 bits
- 45 Décompteur AN 2000
- 51 Simulateur stéréophonique
- 54 Appariement de résistances
- 59 Alimentation pilotée par PC
- 67 Mesures simultanées des tensions

- 71 Etoile de Noël
- 75 Animation lumineuse
- 81 Détecteur d'ordre des phases
- 85 Temporisation pour ventilateur
- 95 Jeu de déduction logique

EN KIT

- 89 Les robots MOVIT

PRATIQUE ET INITIATION

- 33 Un microcontrôleur dans vos montages
- 106 Les circuits d'alimentation

JANVIER 1994

N° 177

RÉALISEZ VOUS-MÊME

- 31 Système de ventilation automatique
- 37 Anti-soulèvement pour automobile
- 43 Testeur de batterie automobile
- 45 Vu-mètre stéréo
- 47 Récepteur 26-28 MHz AM-FM
- 63 Clavier sensitif pour téléphone
- 75 Analyseur logique pour circuits intégrés
- 81 Pour allumer... sonnez
- 85 Emulateur d'EPROM
- 91 Automatisation pour convois ferroviaires

PRATIQUE ET INITIATION

- 35 Potentiomètres électroniques
- 51 Un microcontrôleur dans vos montages. La carte 64 entrées-sorties
- 69 Robotique vivante, un robot animé grâce aux ultrasons
- 102 Les modems et leurs circuits intégrés spécialisés
- 107 Fiches composants : le MC 3362, le MC 145151-2
- 110 Techniques de mesures en régime sinusoïdal
- 113 Fiche composant : le CD 455

FÉVRIER 1994

N° 178

RÉALISEZ VOUS-MÊME

- 27 Wattmètre secteur
- 33 Télécommande infrarouge contrôlée par un PC
- 44 Animation sonore automatique à ISD 1016
- 49 Retard à l'extinction des feux de code
- 67 Matrice d'affichage à 64 DEL programmée par une EPROM
- 77 Analyseur 1 voie pour logique séquentielle
- 87 Indicateur d'état de la charge d'une batterie automobile
- 91 Régulateur de tension à découpage

PRATIQUE ET INITIATION

- 39 Les résistances à coefficient de température négatif, CTN
- 53 Les potentiomètres électroniques (2)
- 56 Mettez un microcontrôleur dans vos montages. Le module clavier et l'écran LCD
- 66 Le générateur haute fréquence ALTAI, le TE 20 D
- 83 Les inductances dans le domaine audio-fréquences
- 102 Les nouveautés ISD : l'ISD 1100
- 106 Les techniques de mesures en régime sinusoïdal (2)

EN KIT

- 75 Le radar dissuasif Lextronic RDH 94
- 95 L'amplificateur à tubes « Live Sound » de TSM

MARS 1994

N° 179

RÉALISEZ VOUS-MÊME

- 28 Une flèche
- 31 Un baromètre
- 37 Une alimentation de puissance
- 43 Un avertisseur de présence
- 49 Un interrupteur magique
- 56 Un encodeur de clavier 16 touches
- 67 Une girouette
- 75 Un répéteur de clignotants
- 79 Un aéthérophone
- 89 Un compteur d'appels téléphoniques

PRATIQUE ET INITIATION

- 59 Mettez un microcontrôleur dans vos montages. Le convertisseur AD/DA
- 99 Les alimentations, les régulateurs
- 106 L'ABC du triac

EN KIT

- 95 Récepteur ondes courtes HR 40

AVRIL 1994

N° 180

RÉALISEZ VOUS-MÊME

- 36 Dispositif K 2000
- 39 Répondeur téléphonique de poche
- 47 Décodeur binaire alphanumérique
- 51 Lampe à éclats pour bicyclette
- 55 Mémoire analogique de type « HOLD » pour multimètres
- 58 Simulateur logique à EPROM
- 61 Bras articulé piloté par un compatible PC
- 75 Avertisseur de défaillance secteur
- 81 Affichage alphanumérique à DEL
- 89 Générateur de signaux programmés par une EPROM
- 97 Convertisseur analogique digital simple

PRATIQUE ET INITIATION

- 44 Potentiomètres électroniques (3)
- 77 Testeurs Chauvin Arnoux CDA 103 et CDA 104
- 103 Calcul des dissipateurs en électronique
- 107 Fiches à découper

EN KIT

- 69 Télécommande téléphonique Velleman

MAI 1994

N° 181

RÉALISEZ VOUS-MÊME

- 31 Interface de liaison Minitel PC pour téléchargement
- 36 Potentiomètres électroniques à MLI
- 39 Générateur de fonctions, signaux carré, triangulaire et sinus

- 46 Robinet à commande électronique
- 50 Télécommande téléphonique à deux canaux
- 60 Moteurs pas à pas
- 65 Mettez un microcontrôleur dans vos montages, le 8052 Basic et le test des circuits logiques
- 74 Régulateur à découpage de la vitesse d'un moteur
- 78 Double chargeur d'accus Cd-Ni 9 V
- 81 Amplificateur stéréo 2 x 15 W
- 87 Etude et réalisation d'un oscillateur à pont de Wien
- 97 Testeur d'amplificateurs opérationnels

PRATIQUE ET INITIATION

- 93 Les alimentations, mise en œuvre des régulateurs de tension et de courant
- 102 L'électricité statique vis-à-vis des composants actifs
- 109 Fiches à découper

JUIN 1994

N° 182

RÉALISEZ VOUS-MÊME

- 29 Table de mixage audio pour sources vidéo
- 36 Régulateur chargeur d'accus Cd-Ni pour panneaux solaires
- 39 Jeux de lumière programmable à EPROM
- 47 Commande ergonomique pour moteurs pas à pas
- 51 Télécommande de trains au standard HO
- 60 Amplificateur booster pour automobiles
- 66 Compteur de taxes téléphoniques
- 79 Alimentation haut rendement pour bougies à filament
- 83 Stéthoscope pour accumulateurs au plomb et Cd-Ni
- 91 Guidage optique d'un mobile

PRATIQUE ET INITIATION

- 74 Introduction au bus I2C
- 89 Potentiomètres électroniques
- 104 Généralités sur les décibels
- 107 Fiches à découper

COMMUTATEUR DE SIGNAUX RVB

Le TEA5114

Thomson

Le TEA5114 est un circuit qui permet la commutation simultanée ou indépendante des trois signaux RVB d'un téléviseur ou magnétoscope. La bande passante élevée et le grand taux de réjection inter-canaux lui donne accès à d'autres applications. Les entrées disposent d'une protection contre les courts-circuits vers la masse ou le + Vcc. Le gain en tension de chaque canal vaut 6 dB (2 fois), les entrées-sorties doivent se rebouclées sur 75 Ω.

Ses principales caractéristiques sont les suivantes :

Alimentation : 9 à 13V.

Consommation : 20 à 40 mA.

Gain en tension des trois canaux à $f = 1 \text{ MHz}$: 6 dB.

Bande passante vidéo : 22 MHz.

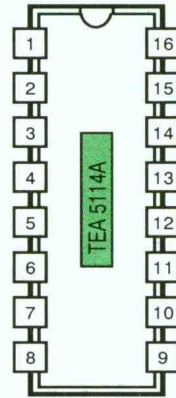
Réjection inter-canaux : 55 dB.

Impédance d'entrée : 10 kΩ.

Impédance de sortie : 30 Ω.

Résistance d'entrée aux broches 8, 10, 12 et 15 : 700 à 1300 Ω.

Niveau haut de commutation : 1 à 4V.

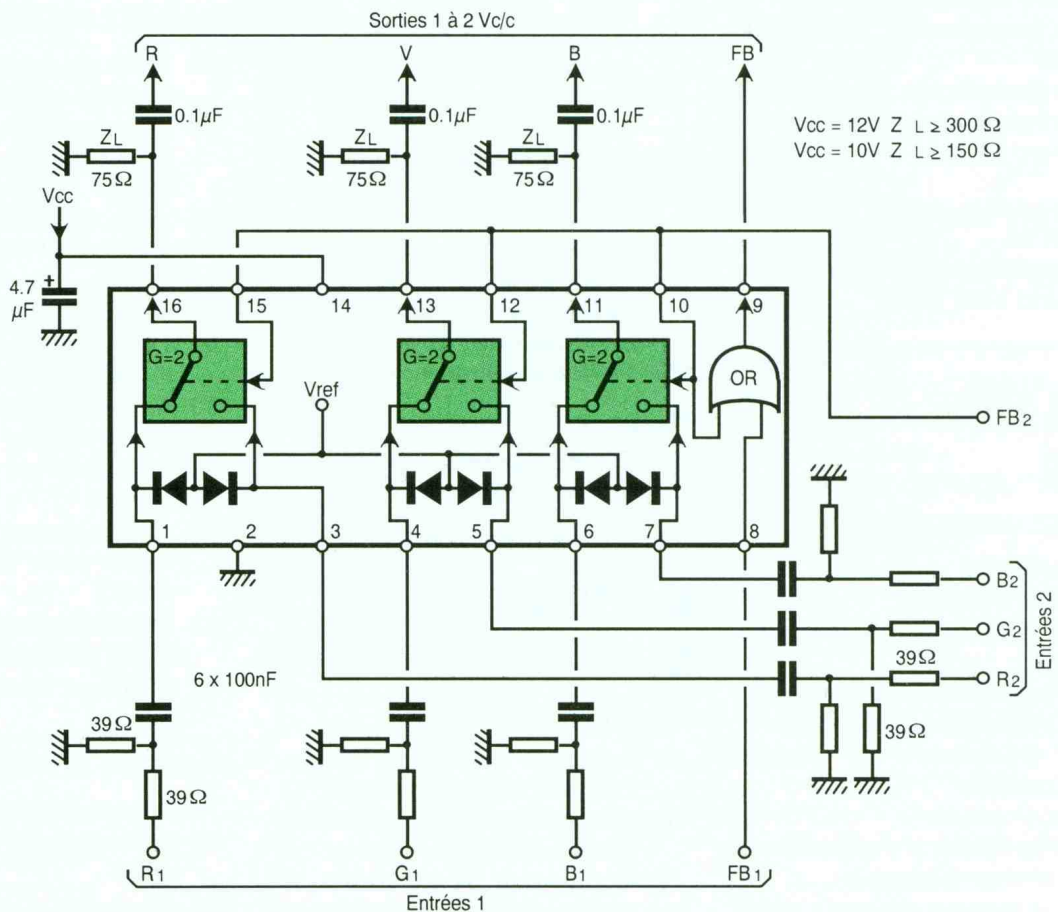


BROCHAGE DU TEA5114

- 1 entrée 1 du signal rouge
- 2 masse
- 3 entrée 2 du signal rouge
- 4 entrée 1 du signal vert
- 5 entrée 2 du signal vert
- 6 entrée 1 du signal bleu
- 7 entrée 2 du signal bleu
- 8 entrée du blanking, effacement ligne ou trame
- 9 sortie du blanking
- 10 commutateur du bleu et du blanking
- 11 sortie du signal bleu
- 12 commutateur du vert
- 13 sortie du signal vert
- 14 alimentation positive
- 15 commutation du rouge
- 16 sortie du signal rouge

Niveau bas de commutation : 0 à 400 mV .

Tension de sortie max : 2Vcc, niveau à partir duquel le gain décroît de 0,5 dB.



SIMULATEUR STEREOPHONIQUE

Le TDA3810

Philips

Ce circuit intégré spécialisé permet de simuler l'effet stéréophonique à partir d'une voie mono ou de créer l'effet spatial sur des canaux mono ou stéréo, il est très utilisé dans les postes radio ou téléviseurs. Deux sorties permettent l'alimentation de DEL qui indiquent le mode de fonctionnement.

Ses principales caractéristiques sont les suivantes :

Alimentation : de 5 à 16 V.

Consommation : 12 mA maximum.

Sensibilité : 2 V.

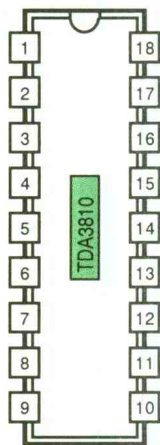
Résistance d'entrée : 50 à 75 k Ω .

Gain en tension : 0 dB.

Séparation des canaux D/G : 70 dB.

Gain en tension en mode spatial : \approx 2 dB.

Courant dans les DEL : 10 mA.

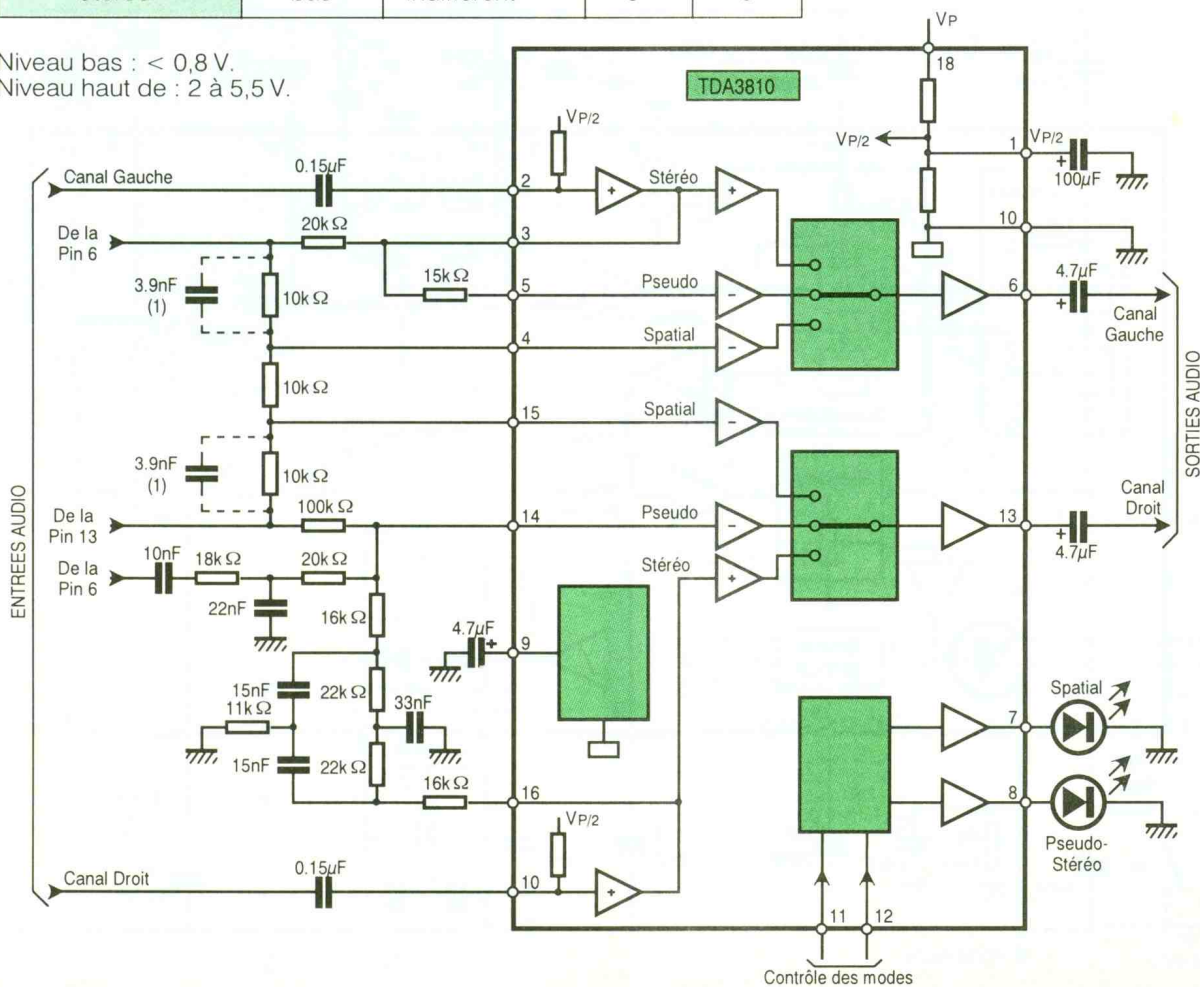


BROCHAGE DU TDA3810

- 1 découplage
- 2 entrée canal gauche
- 3 contre-réaction canal gauche
- 4 contre-réaction canal gauche mode spatial
- 5 contre-réaction canal gauche mode pseudo-stéréo
- 6 sortie canal gauche
- 7 DEL mode spatial
- 8 DEL mode pseudo-stéréo
- 9 découplage
- 10 masse
- 11 sélection des modes
- 12 sélection des modes
- 13 sortie canal droit
- 14 contre-réaction canal droit mode pseudo stéréo
- 15 contre-réaction canal droit mode spatial
- 16 filtre T ponté
- 17 entrée canal droit
- 18 alimentation Vcc

Mode	Broches de contrôle		Sorties DEL	
	11	12	7	8
Pseudo stéréo	haut	bas	0	1
Spatial	haut	haut	1	0
Stéréo	bas	indifférent	0	0

Niveau bas : < 0,8 V.
Niveau haut de : 2 à 5,5 V.



AUDIOWHO RECEPTEUR FM BANDE LARGE

Le TDA7000

Philips

Ce circuit intégré très réputé permet de concevoir un récepteur FM monophonique de faibles dimensions. Le principe retenu utilise une fréquence intermédiaire de 70 kHz avec une boucle à verrouillage de fréquence. La sélectivité FI est obtenue par des filtres actifs à éléments R.C. Le seul réglage est alors celui de l'oscillateur local pour la recherche des stations, un silencieux audio complète le circuit intégré.

Ses principales caractéristiques sont les suivantes :

Alimentation : de 3 à 10 V.

Consommation : 8 mA.

Gamme de fréquences d'utilisation : 1,5 à 110 MHz.

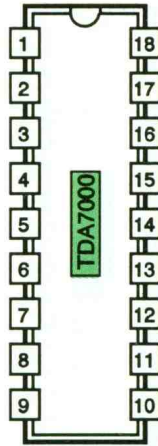
Sensibilité : 1,5 μ V.

Niveau de sortie audio : 75 mV sous 22 k Ω .

Rapport signal sur bruit : 60 dB pour 5 μ V à l'entrée sous 75 Ω .

Amplitude de la tension OL : 250 mV.

Variation de la fréquence avec Vcc : 60 kHz/V.



BROCHAGE DU TDA7000

- 1 mise en/hors circuit du silencieux
- 2 sortie audio
- 3 capacité de la source de bruit
- 4 capacité du filtre de boucle
- 5 alimentation de l'oscillateur.
- 6 circuit accordé de l'oscillateur
- 7 capacité de réaction du premier filtre actif
- 8 capacité du filtre passe-bas
- 9 sortie du premier filtre actif
- 10 entrée du deuxième filtre
- 11 capacité de filtrage
- 12 filtre de sortie
- 13 circuit accordé de l'antenne
- 14 découplage antenne
- 15 découplage du limiteur
- 16 masse
- 17 capacité du démodulateur
- 18 capacité du corrélateur

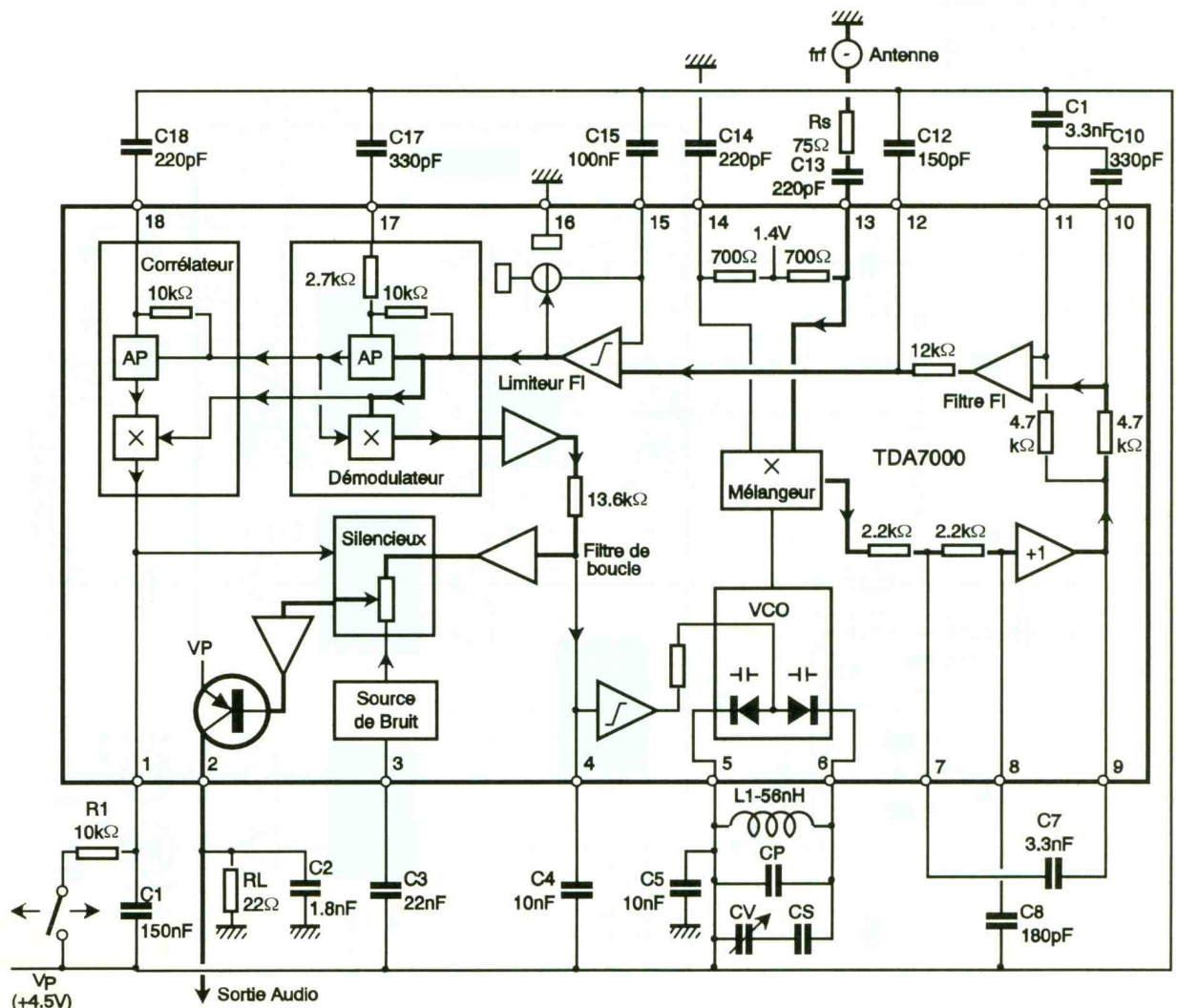
Le schéma représente l'application du TDA7000 en récepteur FM 88 à 108 MHz. L'antenne peut être couplée par un circuit accordé pas trop sélectif.

Gamme d'accord de l'AFC : \pm 300 kHz.

Résistance de charge broche 2 : 22 k Ω à Vcc = 4,5 V, 47 k Ω à Vcc = 9 V.

Courant d'activation du silencieux audio : 20 μ A.

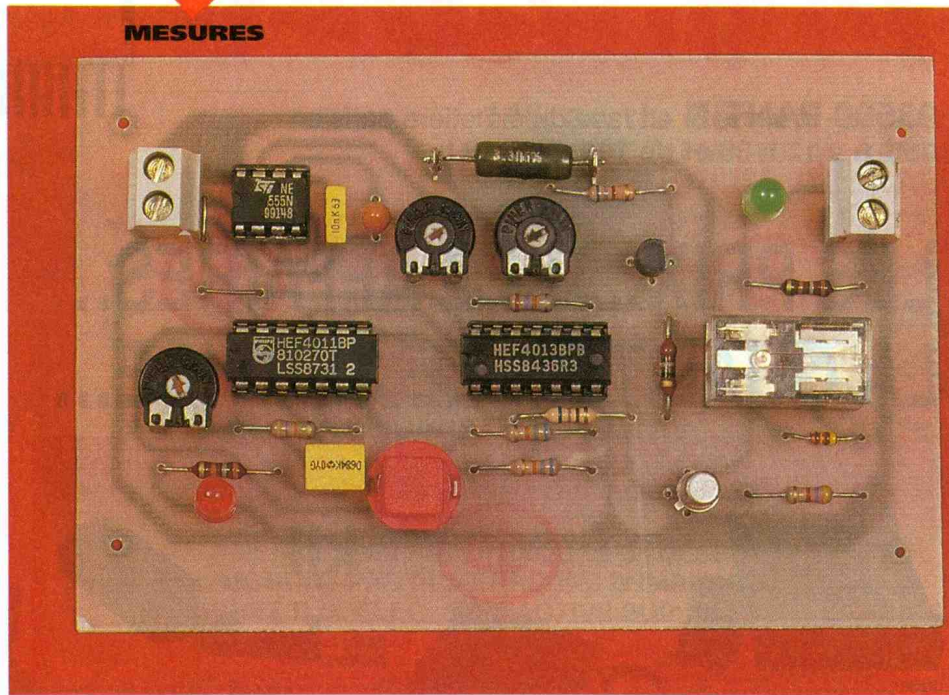
Impédance d'entrée : 700 Ω .





MESURES

Certaines alimentations stabilisées possèdent un dispositif de contrôle de l'intensité débitée ; cette fonction évite le plus souvent la destruction de la maquette testée, la fusion du fusible de protection, s'il existe, et au moins limite l'échauffement des composants en cas de consommation excessive ou de court-circuit.



CONTROLEUR D'INTENSITE

Nous vous proposons de compléter votre matériel par deux dispositifs bien spécifiques : si le premier des modules se contente de signaler une anomalie, le second, lui, agit véritablement comme un disjoncteur électronique, en coupant l'alimentation dès que l'intensité dépasse un seuil pré réglé.

A - Principe de la mesure

Les deux modules proposés sont basés sur le même principe, à savoir la mesure de la chute de tension provoquée par l'intensité débitée à travers une résistance de puissance, un modèle bobiné en l'occurrence. Ce n'est qu'une application fort classique de la célèbre loi d'Ohm :

I en ampères = U en volts divisé par R en ohms

Ces montages pourront sans doute prendre place entre la section d'alimentation d'un montage ou, mieux encore, à l'intérieur d'une alimentation stabilisée traditionnelle. Nous signalons à nos fidèles lecteurs que les modules proposés ont été conçus pour une tension fixe de quelque 12V, mais qu'il est possible de les adapter facilement pour des tensions différentes, à condition de ne pas dépasser la tension d'alimentation maximale supportée par les

quelques circuits intégrés, CMOS en particulier, qu'il ne faudrait pas soumettre à plus de 15V continus. Au-delà, le principe du montage reste applicable, mais une régulation intégrée devra être ajoutée aux deux montages proposés.

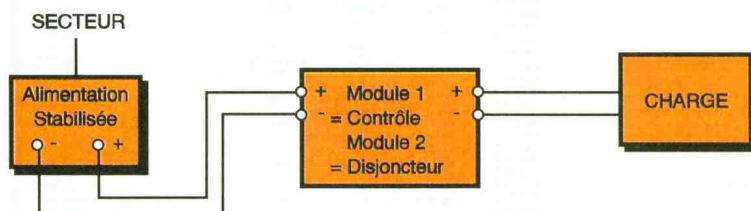
Pour le contrôle de l'intensité, rien de plus facile : une intensité de 1A dans une résistance de 1Ω précise provoquera aux bornes de celle-ci une chute de tension de $U = R \times I = 1V$ exactement. Cette tension rela-

tour du simple oscillateur NE 555, dont la sortie pourra piloter une diode électroluminescente ou un buzzer pour le module 1, ou encore provoquer la mise hors tension de la charge par l'intermédiaire d'un petit relais. Bien entendu, il faudra mettre en mémoire le défaut constaté pour éviter un phénomène de battement désagréable. Il suffit ensuite de prévoir une commande de réarmement et un dispositif de signalisation lumineux.

C'est bien là la fonction d'un véritable disjoncteur électronique !

1

LE PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.



tivement modeste sera exploitée aisément si l'on songe qu'un banal transistor PNP sera passant si le potentiel de la base est inférieur d'environ 0,6V seulement par rapport au potentiel de l'émetteur. Un ajustable monté en potentiomètre permettra un réglage très précis du seuil de fonctionnement et saura adapter la maquette aux divers transistors utilisés. Il ne reste plus qu'à commander une bascule astable construite au-

B - Analyse du schéma électronique

1) Module 1

= contrôleur d'intensité

On trouvera le schéma du contrôleur d'intensité simple à la figure 3. Sur la ligne d'alimentation positive, on devra insérer une résistance de puissance R_1 , un modèle bobiné. Pour une valeur d'environ $0,47\Omega$, une in-

tensité dans la charge de 2 A provoquera aux bornes extrêmes de l'ajustable P₂ une tension U de $0,47 \times 2 = 0,94 \text{ V}$, valeur largement suffisante pour espérer rendre passant le transistor PNP T₁, dont l'émetteur est relié à l'entrée de la résistance chutrice, la base recevant une tension variable à partir du curseur de l'élément ajustable P₂. Pour adapter la valeur de la résistance R₁ à votre cas particulier, sachez qu'il suffit d'environ 0,6 V sur la base de T₁ pour activer le contrôleur. Lorsque ce transistor est passant, c'est-à-dire lorsque la chute de tension à travers R₁ est suffisamment élevée, la broche 7 du circuit astable IC₁ reçoit la tension positive de l'alimentation à surveiller. Ce circuit fort connu délivre sur sa broche 3 un signal carré périodique, non symétrique, dont la fréquence exacte dépend des composants P₁, R₃ et C₂. Nous trouvons en sortie le buzzer et la diode DEL L₁, chargés d'attirer l'attention de l'utilisateur sur l'excès d'intensité dans la charge.

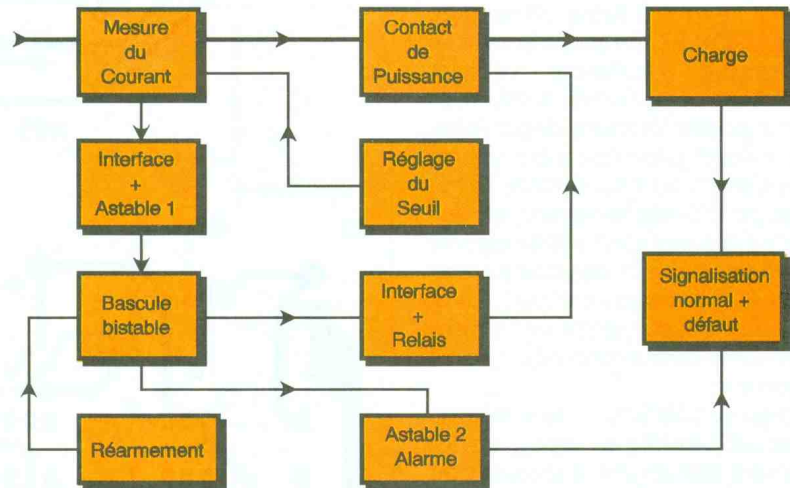
2) Module 2 = disjoncteur électronique

Cette seconde réalisation, plus complexe, est décrite en détail à la **figure 6**. Elle reprend bien entendu le même principe de mesure que précédemment, mais exploite différemment l'excès d'intensité en provoquant instantanément la coupure de la charge trop gourmande. Puisque le cœur du montage est identique, il nous suffit de reprendre le raisonnement à partir de la broche 3 de IC₁. Comme cette borne est haute au repos, c'est-à-dire lorsque l'intensité reste acceptable dans la résistance R₁, il nous faut préalablement inverser le signal à l'aide de la porte NON-ET A. Le circuit intégré IC₃ est une bascule D, que nous exploitons ici en bascule bistable à l'aide des broches 5 (Set = mise à un) et R (Reset = mise à zéro). Les entrées 6 et 4 correspondantes sont forcées à la masse à l'aide des résistances égales R₅ et R₆. Une impulsion positive sur l'entrée S met à l'état haut la sortie 1 correspondant à Q, alors que la sortie Q/ complémentaire passe simultanément à l'état bas.

Dès la validation de l'oscillateur astable IC₁, la première impulsion positive du signal produit aura pour effet de mettre en mémoire cette information et provoquera, via la ré-

sistance R₇ et le transistor T₂, la mise sous tension du petit relais de 6 V. La tension relativement basse de cette bobine est compensée par la mise en série de la résistance R₄, prévue pour adapter exactement la tension de la bobine du relais à l'alimentation choisie. La diode D₁ assure la

protection du transistor T₂ à la coupure; elle empêche les conséquences d'une surtension selfique due à la mise hors tension brutale du relais. Le lecteur aura remarqué en série, après la résistance R₁, un contact normalement fermé et appartenant bien entendu au relais en question. Si ce-

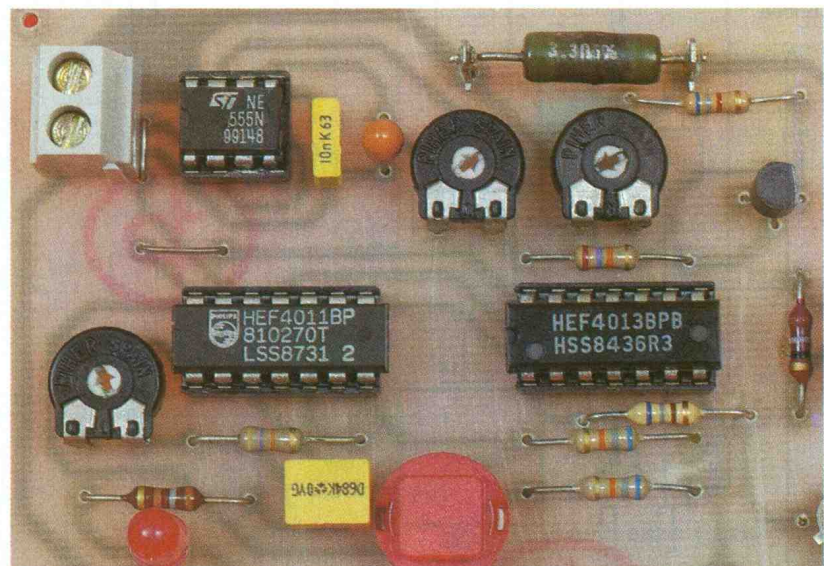
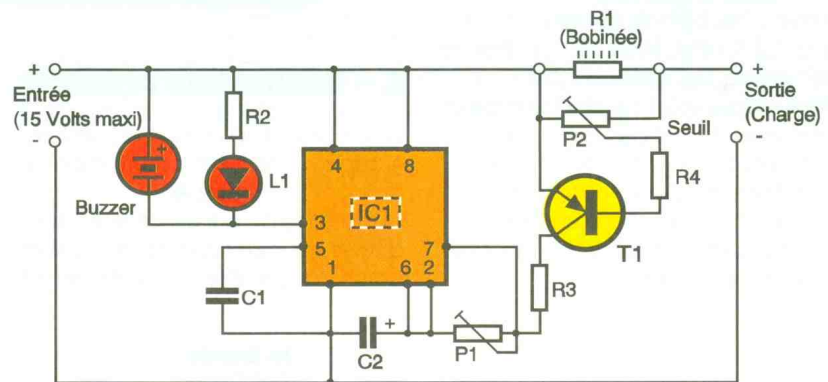


2

LE SYNOPTIQUE DU DISJONCTEUR.

3

LE SCHEMA DU CONTROLEUR D'INTENSITE.

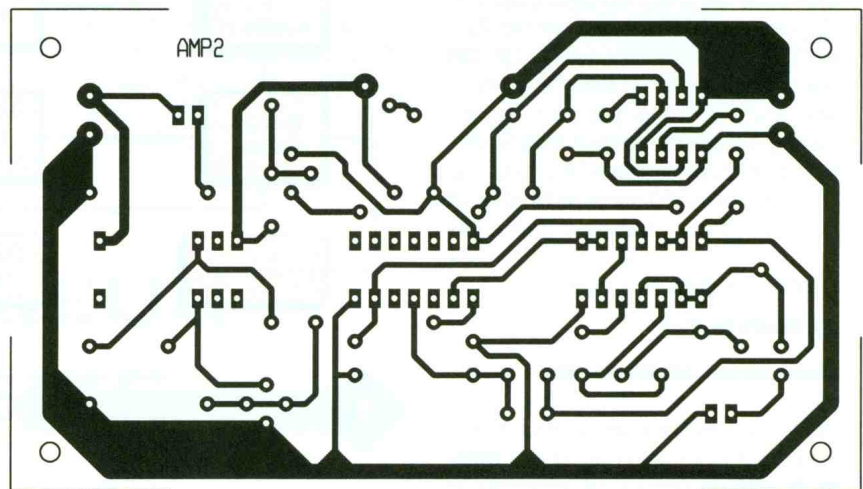
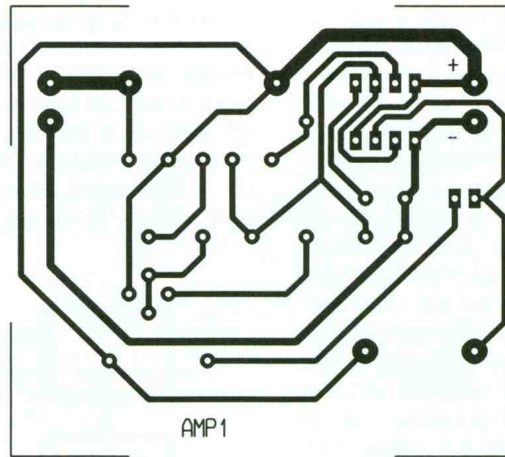


LE MODULE DISJONCTEUR.

lui-ci est commandé, c'est que la sortie Q de IC₃ est à l'état haut et donc que la sortie Q/ est basse. Pour signaler la disjonction du dispositif, il suffira, une fois encore, d'inverser le signal logique à l'aide d'une autre porte NON-ET. On trouve ensuite un classique oscillateur astable, construit cette fois-ci autour des deux portes logiques disponibles. Le circuit proposé sera validé lorsque la broche 6 sera haute. La fréquence délivrée finalement, et destinée à la diode électroluminescente L₁ rouge, dépend des composants P₃ et C₃. La charge se trouve immédiatement déconnectée de l'alimentation et le défaut constaté est de fait supprimé.

Après contrôle, il suffit de remettre la bascule bistable au repos, en actionnant brièvement le poussoir de réarmement activant la broche R. Le contact du relais retombe, et la tension est à nouveau disponible à la sortie du montage, ce que signale la diode DEL verte L₂.

Ce module peut prendre place à l'intérieur du coffret abritant une alimentation stabilisée, et on pourra remplacer l'ajustable P₁ par un potentiomètre actionné de l'extérieur et étalonné. Il n'est pas exclu non plus de prévoir plusieurs résistances R₁ différentes pour autoriser des gammes d'intensité bien précises. Chacun pourra adapter ce montage à ses propres besoins.



C – Réalisation pratique

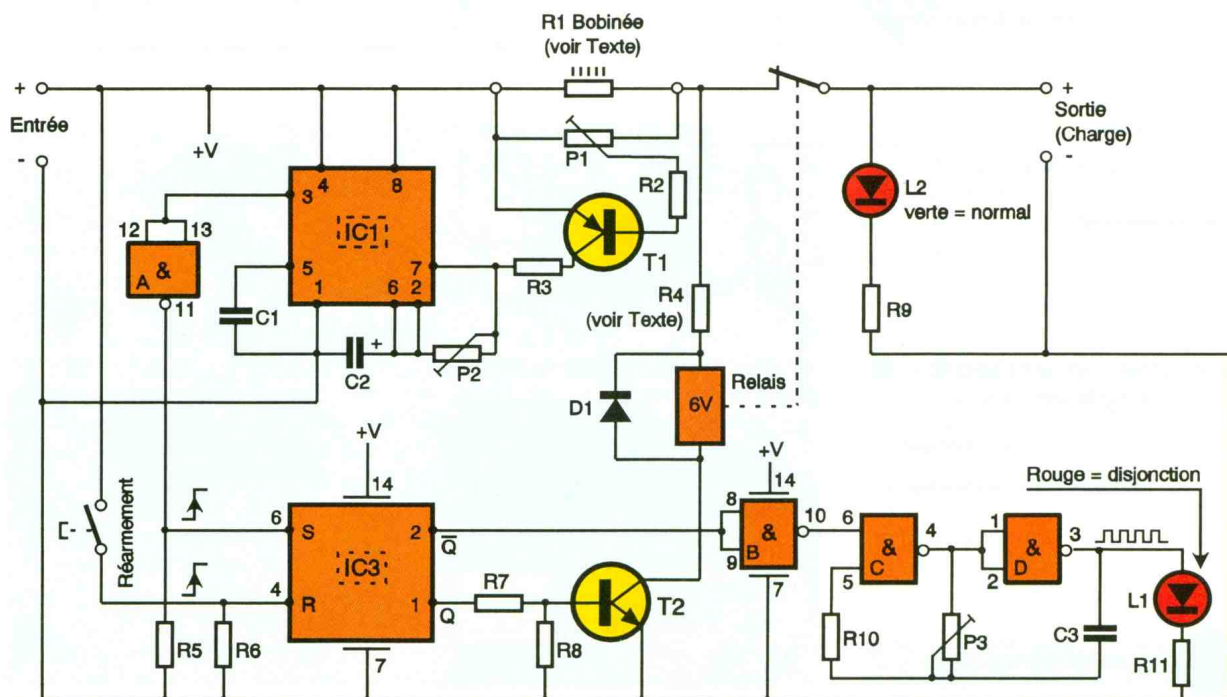
Le module 1, plus simple, sera regroupé sur le petit circuit imprimé proposé à la **figure 4**.

La résistance de puissance R₁ est soudée entre deux picots ou cosses poignard, car elle ne devra jamais

toucher la plaquette d'époxy, en raison de la chaleur non négligeable qu'elle sera amenée à dissiper. Les entrées et sorties de la maquette se

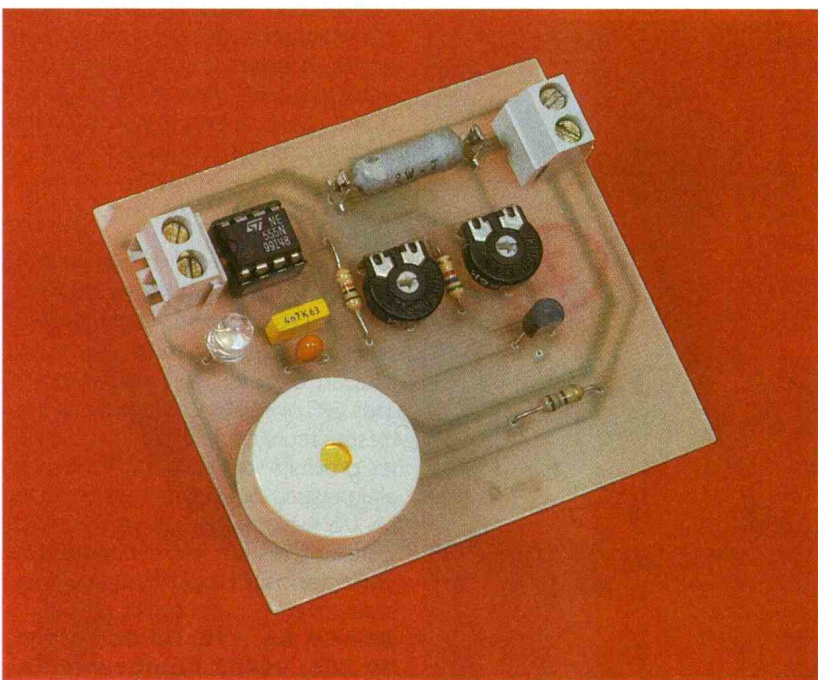
6

LE SCHEMA DU DISJONCTEUR.



5/8 LES IMPLANTATIONS.

feront sur de solides bornes à vis. Le disjoncteur électronique nécessite un circuit imprimé quelque peu plus complexe, donné à la **figure 7** à l'échelle 1. Le procédé de repro-



duction photographique reste le plus apte à donner un résultat correct et surtout une excellente reproductibilité. Les divers circuits intégrés sont montés sur un support, évitant tout excès de chaleur et facilitant une maintenance éventuelle. Si ce module doit être intégré à un boîtier, il conviendra de « sortir » les liaisons vers les deux diodes de signalisation et le poussoir de réarmement. L'ajustable P₁ pourra avantageusement être remplacé par un potentiomètre doté d'un bouton étalonné. Le calcul précis de la résistance chutrice sera le seul point délicat, mais une bonne maîtrise de la loi d'Ohm devrait vous sortir de cette phase théorique primordiale.

Guy ISABEL

LA CARTE DU CONTROLEUR D'INTENSITE.

Liste des composants

Module 1 : contrôleur d'intensité

a) Semi-conducteurs

IC₁ : NE555 oscillateur
astable
T₁ : transistor PNP BC327 ou
équivalent
L₁ : diode électro-
luminescente \varnothing 5 mm

b) Résistances

R₁ : résistance bobinée,
valeur selon intensité à
contrôler (voir texte)
R₂ : 180 Ω (marron, gris,
marron)
R₃ : 10 k Ω (marron, noir,
orange)
R₄ : 5,6 k Ω (vert, bleu, rouge)
P₁ : 10 k Ω ajustable
horizontal, pas de 2,54 mm
P₂ : 470 k Ω ajustable
horizontal, pas de 2,54 mm

c) Condensateurs

C₁ : 4,7 à 10 nF/63 V plastique
C₂ : 2,2 μ F/25 V chimique ou
tantale vertical

d) Divers

Support à souder 8 broches
2 blocs de bornes vissées-

soudées au pas de 5 mm
Buzzer 6 V
Picots à souder

Module 2 : disjoncteur électronique

a) Semi-conducteurs

IC₁ : NE555 oscillateur
astable
IC₂ : portes NAND A, B, C, D
CMOS 4011
IC₃ : double bascule D
CMOS 4013
T₁ : transistor PNP BC327
T₂ : transistor NPN 2N2222
L₁ : diode électro-
luminescente rouge \varnothing 5 mm
(= disjonction)
L₂ : diode électro-
luminescente verte \varnothing 5 mm
(= normal)
D₁ : diode commutation
1N4148

b) Résistances

R₁ : résistance bobinée,
valeur selon intensité à
contrôler (voir texte)
R₂ : 6,8 k Ω (bleu, gris, rouge)
R₃ : 27 k Ω (rouge, violet,
orange)
R₄ : valeur selon tension
d'alimentation et tension
bobine du relais (voir texte)
R₅, R₆ = 68 k Ω (bleu, gris,

orange)

R₇ : 680 Ω (bleu, gris,
marron)
R₈ : 4,7 k Ω (jaune, violet,
rouge)
R₉ : 180 Ω (marron, gris,
marron)
R₁₀ : 47 k Ω (jaune, violet,
orange)
R₁₁ : 180 Ω (marron, gris,
marron)
Ajustables horizontaux, pas
de 2,54 mm
P₁ : ajustable 470 k Ω
P₂ : ajustable 47 k Ω
P₃ : ajustable 100 k Ω

c) Condensateurs

C₁ : 10 à 100 nF/63 V plastique
C₂ : 3,3 μ F/25 V tantale goutte
ou chimique vertical
C₃ : 680 nF/63 V plastique

d) Divers

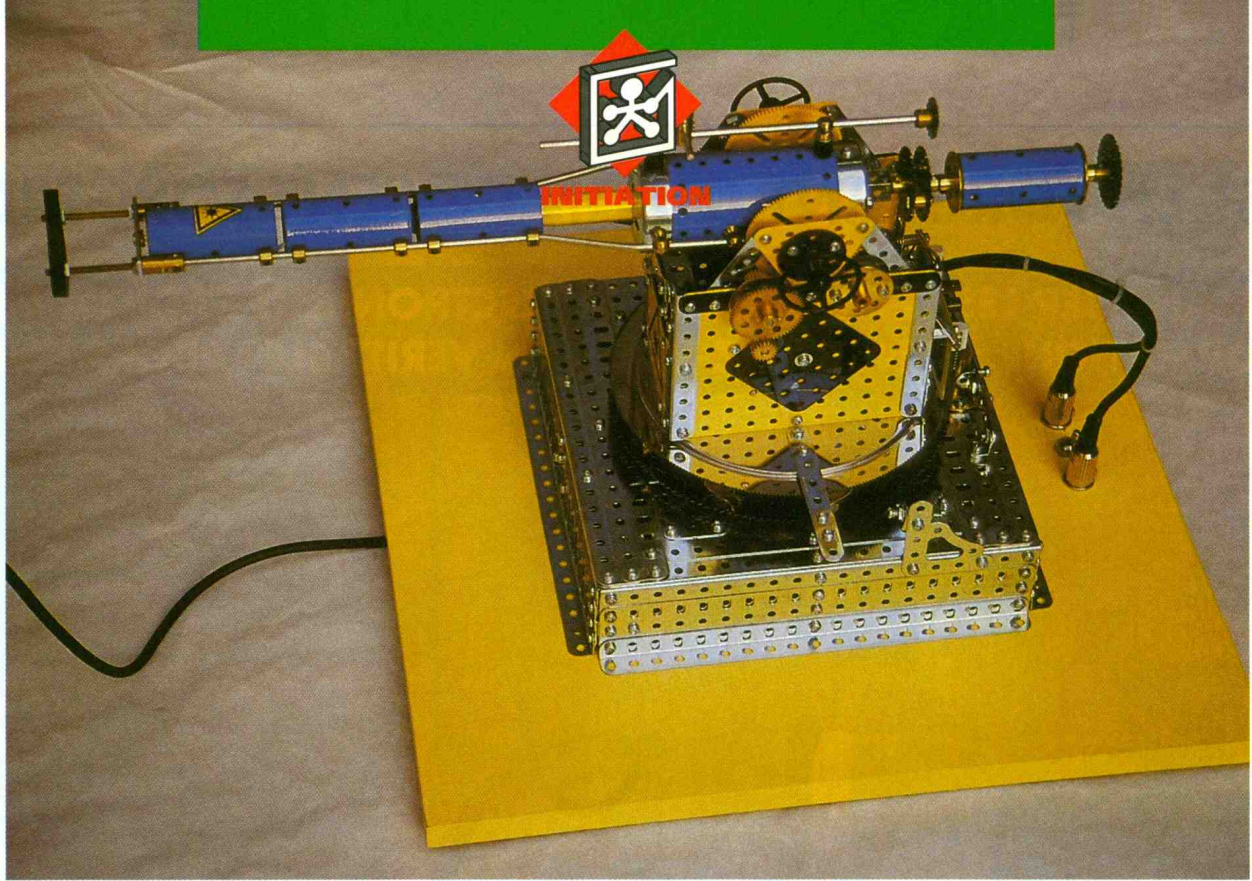
2 supports à souder
14 broches
Support à souder 8 broches
Poussoir rouge à fermeture
pour circuit imprimé
Relais National DIL 16,
2 contacts inverseurs,
bobine 6 V
2 blocs de 2 bornes vissées-
soudées au pas de 5 mm
Picots à souder

LE NOUVEAU CATALOGUE JELT-CM ET LE RESPECT DE L'ENVIRONNEMENT



La présentation des produits s'étend sur les 45 pages du catalogue, l'utilisateur peut, en un tour de main, sélectionner le produit le plus adapté à ses besoins. Cinq grands secteurs y sont abordés : l'industrie, l'électronique, l'informatique et la bureautique, les arts graphiques. La firme JELT-CM commercialise une gamme de plus de 300 références couvrant tous les besoins de sa clientèle dans une multitude de métiers. De plus, la plupart des aérosols sont garantis sans CFC ni HCFC considérés comme destructeurs de la couche d'ozone, les produits sont disponibles auprès d'un réseau de distribution spécialisé. L'équipe technique des bureaux parisiens reste à votre écoute et à votre disposition pour assurer une assistance et vous conseiller.

**JELT-CM SA, 112, bd de Verdun,
BP 306, 92402 Courbevoie Ce-
dex. Tél. : (33-1) 47.88.36.73.**



LES MOTEURS PAS A PAS (3)

Dans les deux parties précédentes, nous avons examiné le principe des moteurs pas à pas et le moyen de les faire fonctionner à l'aide d'une commande manuelle simple. Dans celle-ci, nous allons donner un peu d'intelligence à ces moteurs en réalisant un automate capable d'enregistrer et de restituer ce qu'on lui a inculqué.

Présentation

Les caractéristiques sont intéressantes :

- 8 192 pas de programme.
- Gestion de trois moteurs simultanément (sens et nombre de pas de rotation).
- Possibilité de pause avec remise en fonction externe.
- Recyclage du programme par « RAZ » compteur.

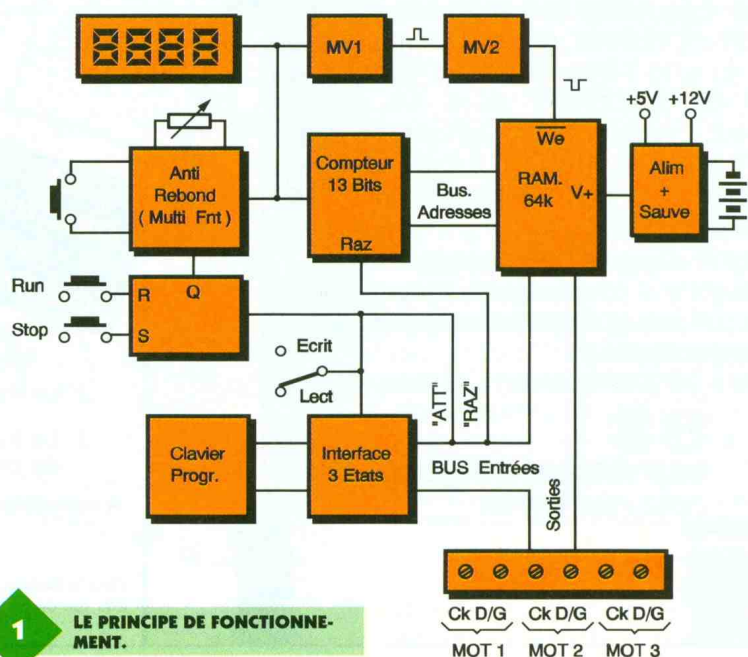
- Mise en mémoire des données pendant de longs mois en cas d'interruption de l'alimentation secteur.
- Aucune informatique nécessaire.
- Coût modéré.

L'organe principal de cet automate est une mémoire statique (RAM) courante et bon marché de 64 Ko, avec toute la circuiterie nécessaire à son adressage et à la sauvegarde de ses données.

Il existe 11 touches, un inverseur et

un potentiomètre dont les rôles sont répartis comme suit :

- 2 touches pour chaque moteur (1 rotation à gauche, 1 rotation à droite), soit en tout 6 touches.
- 1 touche noire d'avance d'adresse multifonction.
- 1 touche « RUN » servant à démarrer la séquence de lecture automatique.
- 1 touche « STOP » servant à l'interrompre.
- 1 touche « RAZ » servant à programmer le Reset automatique du compteur d'adresse.
- 1 touche « ATT » servant à programmer l'arrêt du déroulement du programme.
- 1 inverseur sélectionnant le mode



1

LE PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.

« écriture » ou « lecture » avec allumage en rouge ou vert d'une LED bicolore.

— 1 potentiomètre qui sert à choisir la vitesse d'exécution du programme uniquement dans le mode « lecture ».

Schéma

Le compteur d'adresse et sa commande

La porte (8, 9 et 10) IC₁, avec R₁, R₂ et C₁, permet de réaliser un anti-rebond efficace pour la touche S₉ d'avance compteur. Si l'on maintient S₉ enfoncée plus de deux secondes, R₃ charge C₂ jusqu'au seuil de basculement de 12 (IC₁) et l'oscillateur construit autour de (11, 12, 13) IC₁ démarre à une fréquence dépendant de R₄₃, R₆, R₇ et C₃ pour la lecture et R₅, R₄₃ et C₃ pour l'écriture.

C'est le second inverseur de S₁₂ qui réalise la sélection de ces différentes bases de temps.

Dans le mode écriture, on peut faire varier la fréquence à l'aide du potentiomètre R₇, ce qui permet de choisir la vitesse de rotation des moteurs lors de l'exécution du programme.

Notons l'existence du strap amovible S₁₃ qui shunte R₅ en mode écriture et qui augmente sérieusement la fréquence de l'oscillateur, permettant ainsi de sauter les 8 192 cases mémoires en moins d'une minute. Ce strap n'est utilisé que pour l'initialisation de la mémoire avant une programmation ; nous y reviendrons en détail dans le mode d'emploi.

La sortie de l'oscillateur est mélangée avec l'anti-rebond au niveau de (4, 5, 6) IC₁ et attaque l'entrée d'un compteur binaire à 12 étages : IC₃.

Il se pose alors un petit problème. En effet, il faut 13 bits pour adresser la totalité de ce genre de mémoire. Nous fabriquerons ce 13^e bit à l'aide d'une moitié de la bascule IC₆ câblée en diviseur par deux (Q relié à DATA).

Dispositif de validation du mode écriture

Toutes les entrées adresse de la mémoire (A₀ à A₁₂) sont reliées respectivement aux sorties du compteur d'adresse. La sortie (4) IC₁ attaque un monostable MV₁ réalisé à l'aide d'une moitié de IC₂. Celui-ci est déclenché par le front descendant du signal d'horloge et sa période est fixée par R₈, C₄ à environ 2,2 ms.

Ce même monostable, en retombant à 0, en déclenche un second : MV₂, dont la période fixée par C₅ et R₉ est environ de 1,2 ms. La sortie de celui-

ci attaque directement l'entrée WE de la mémoire IC₄.

Le rôle de ces deux monostables est d'envoyer l'impulsion négative d'enregistrement des données, seulement après que l'adresse ait été sélectionnée avec CS₁ à 0 et CS₂ à 1.

Dans le mode lecture, la broche Reset 13 (IC₂) est forcée à l'état haut et interdit, par là même, toute impulsion en sortie de 9 (IC₂).

Interface des entrées-sorties mémoire

Les entrées-sorties de la mémoire IC₄, au nombre de huit, sont affectées de la façon suivante :

— D₁ et D₆ pour la commande du moteur n° 1 avec : 1 bit pour l'horloge (CK), 1 bit pour le sens de rotation (D/G).

— D₄ et D₇ pour la commande du moteur n° 2.

— D₅ et D₈ pour la commande du moteur n° 3.

— D₂ pour le bit d'interruption (ATT).

— D₃ pour le bit de remise à zéro (RAZ).

Chacune de ces broches de la mémoire est une entrée en mode écriture et devient une sortie en mode lecture. Il n'est, bien entendu, pas question d'appliquer une tension de 5 V sur une sortie à l'état bas en enfonçant par inadvertance une touche du clavier. Cela est le rôle dévolu au circuit IC₅, qui est un octuple driver de bus non inverseur trois états.

A l'aide de deux broches (1, 19) IC₅, on peut isoler les entrées des sorties à la manière d'interrupteurs ouverts ou fermés par deux groupes de quatre portes.

Ces deux broches sont commandées par l'inverseur S₁₂ déjà évoqué précédemment.

Les deux modes sont visualisés par une LED bicolore D₂₁, rouge pour l'écriture, verte pour la lecture. En mode « écriture », l'appui sur la touche S₇ ou S₈ introduit un état haut dans la case mémoire choisie mais il ne se passe rien de plus.

En mode écriture, ces mêmes touches ne sont plus reliées à la mémoire, mais peuvent commander la remise à zéro du compteur d'adresse et stopper l'avance automatique du déroulement du programme en cours.

Les sorties de la mémoire sont, elles, reliées directement aux bornes RAZ, et IC₃ et IC₆ pour D₃, et à (9) IC₇ pour D₇.

Revenons un court instant sur MV₁. La sortie (6) IC₂ est reliée à un circuit différenciateur R₁₀, C₆ qui, inversé par (5, 6) IC₈, fournit une brève im-

pulsion positive aux quatre portes NAND de IC₇ ; à chaque changement d'adresse, ces quatre opérateurs autorisent une impulsion en sortie, seulement si la sortie mémoire correspondante est à l'état haut.

Il s'agit de (1, 2, 3) IC₇ pour la sortie « clock » du moteur n° 1, de (4, 5, 6) IC₇ pour « CK » du moteur n° 2, de (11, 12, 13) IC₇ pour le moteur n° 3 ; la dernière porte (8, 9, 10) IC₇ est dévolue à la remise à zéro de la bascule d'avance automatique du compteur d'adresse.

Chacune de ces portes est inversée par des éléments de IC₈ afin de fournir un état bas au repos sur les sorties du bornier.

S₁₂, par l'intermédiaire de D₁₃, n'alimente le commun des touches de programmation moteurs (S₁ à S₆) que dans le mode écriture, pas de risque de destruction de la mémoire dans ce cas ! D₄ à D₉ servent à aiguiller les états hauts suivant que l'on veut une rotation horaire D/G = 1 ou anti-horaire D/G = 0, avec évidemment toujours un bit d'horloge CK à l'état haut.

R₁₂ à R₁₉ sont des résistances de tirage forçant les entrées à l'état bas quand aucune des touches n'est enfoncée.

Avance automatique et remise à zéro

Une des deux bascules RS d'IC₆ est chargée de commander le démarrage de l'oscillateur d'horloge par l'intermédiaire de R₄₂.

On positionne sa sortie Q à 1 par un appui sur la touche « RUN » S₁₀ ou par shuntage du bornier « EXT ».

Pour l'arrêt, il existe plusieurs possibilités, afin de redresser la mise à haut de (4) IC₆ :

— arrêt par la touche « STOP » S₁₁ et D₁₆ ;

— arrêt par le bit mémoire « ATT » par D₁₅ ;

— arrêt lors de la réinitialisation en même temps que la RAZ générale par D₁₇.

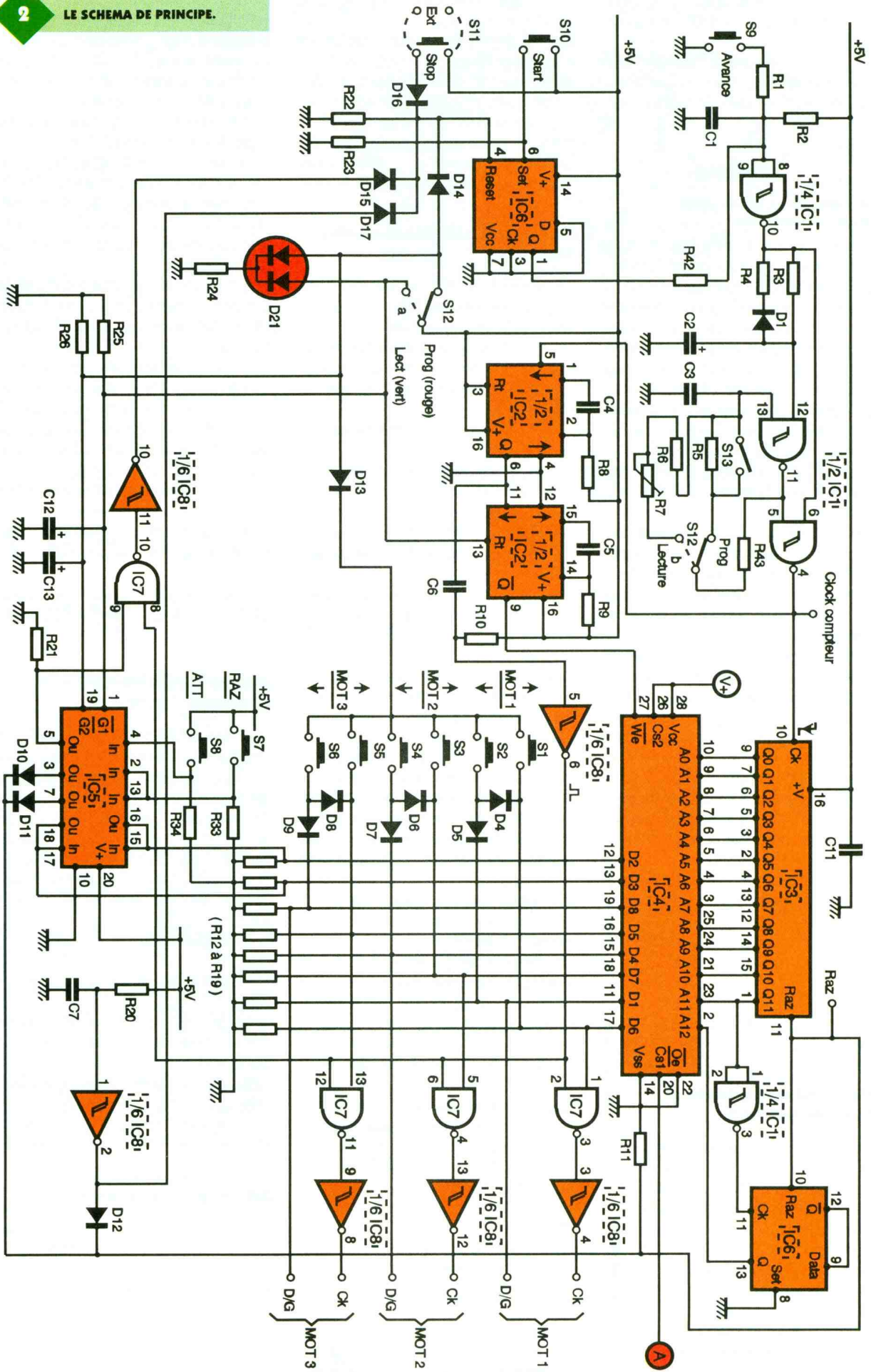
Cette remise à zéro générale est réalisée après une coupure d'alimentation par le réseau R₂₀, C₇ et la porte (1, 2) IC₈ qui fournit une impulsion positive aux bornes « Reset » de IC₃ et IC₆.

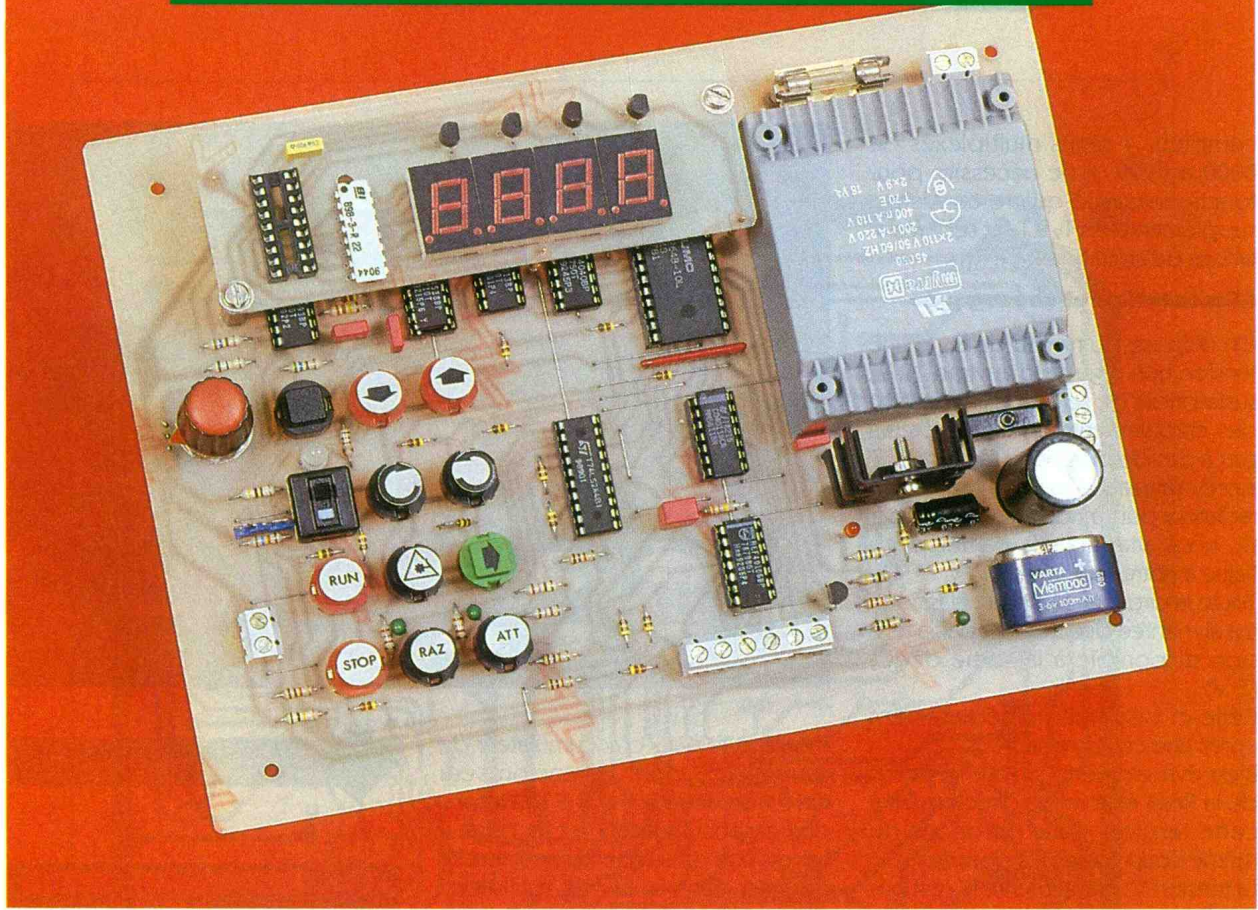
Affichage des adresses

Nous allons tout simplement compter les impulsions d'horloge fournies au compteur d'adresse.

Pour des raisons de simplicité, nous avons, là encore, préféré utiliser un circuit désormais bien connu et disponible : IC₁₀.

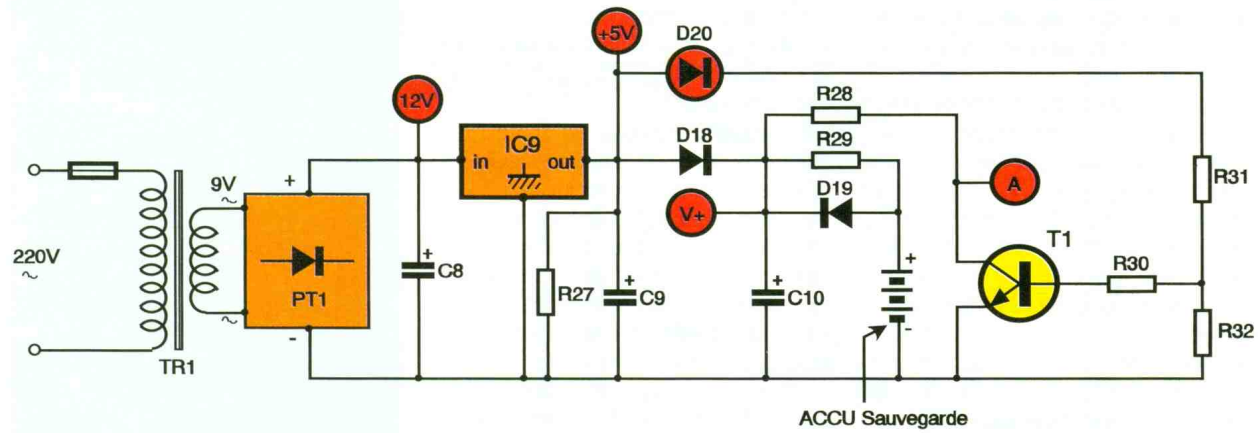
Ce circuit renferme toute la circuiterie nécessaire à la réalisation d'un



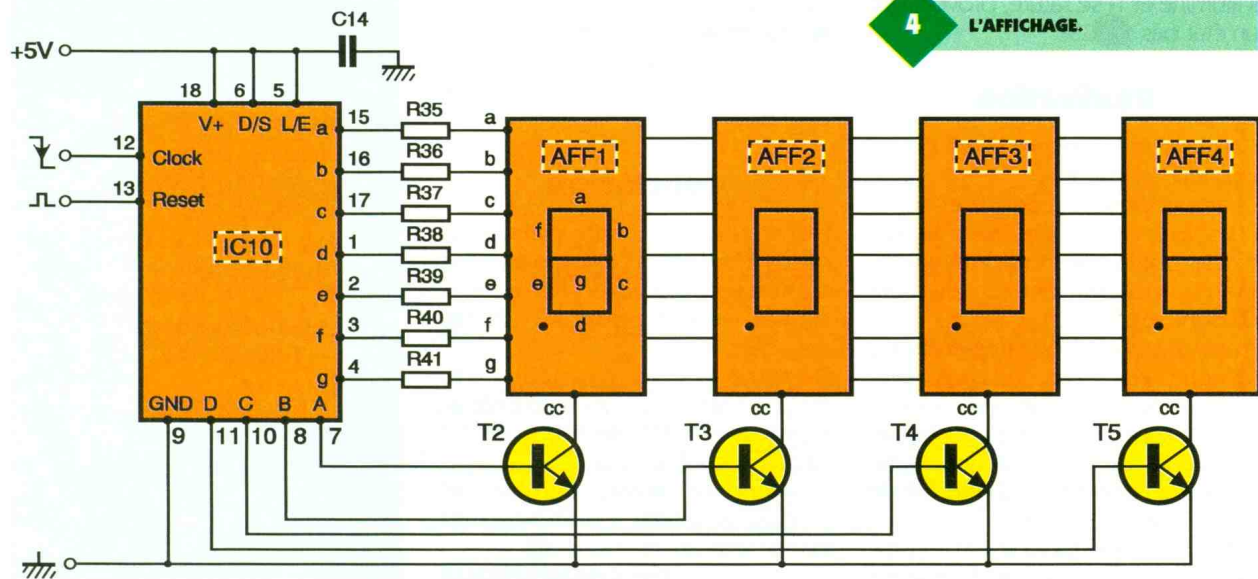


LA CARTE TOUTE MONTEE AVEC SON AFFICHAGE.

3 L'ALIMENTATION.



4 L'AFFICHAGE.



compteur 4 digits multiplexés de 0000 à 9999. Il ne nécessite pour fonctionner que quatre transistors supplémentaires T_2 à T_5 et sept résistances de limitation R_{35} à R_{41} .

Alimentation et sauvegarde

On dispose, au niveau de C_8 , d'une tension non régulée d'environ 12 V, susceptible de servir à l'alimentation des enroulements de trois moteurs pas à pas de puissance moyenne.

Après régulation par IC_9 muni d'un radiateur puis à nouveau filtrage par C_9 , nous attaquons la partie spécifique à notre montage !

Toute la circuiterie logique classique est alimentée directement par la tension disponible à la sortie de IC_9 (5 V).

Celle-ci disparaît immédiatement après une coupure secteur.

Bien évidemment, si l'alimentation de la RAM était reliée directement à cette tension, nous perdriions du même coup toutes les données.

La tension V^+ qui alimente IC_4 est prise directement aux bornes de C_{10} qui reste chargé en cas de coupure (à cause de D_{18}), alors que C_9 est déchargé rapidement.

Un accu de sauvegarde de 3,6 V prend le relais et alimente IC_4 à travers D_{19} , il est rechargé en temps normal par R_{29} .

Dans le même temps, la tension principale qui disparaît bloque rapidement le transistor T_1 à l'aide du réseau diviseur R_{30} , R_{31} , R_{32} alimenté à travers D_{20} . Le blocage de ce transistor fait apparaître un état haut par R_{28} sur l'entrée CS_1 (20) IC_4 et place la mémoire en mode « rétention » des données.

Ce mode de veille est assorti d'une diminution très importante de la consommation propre du circuit IC_4 . Quand le secteur réapparaît, D_{20} s'illumine et T_1 se sature, provoquant un état bas sur CS_1 .

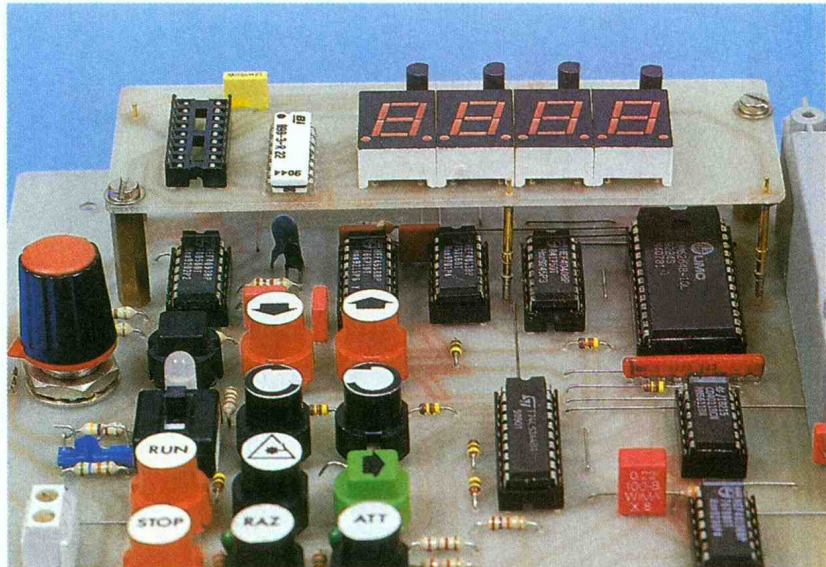
Réalisation

On réalisera en premier lieu le circuit imprimé principal.

Le tracé est assez dense et serré, nous vous conseillons donc la méthode photographique ; de nombreux procédés sont actuellement disponibles.

Après perçage, nous implanterons les nombreux straps. Puis nous poursuivrons par les résistances, condensateurs, supports de circuits intégrés et touches du clavier. Attention de respecter l'orientation du méplat de ces touches.

Enfin, ce sera le tour des gros composants tels que le transformateur



moulé et le pack d'accumulateur de sauvegarde dont la tension sera comprise entre 2,4 et 4,8 V. Notons que cet accumulateur est rechargé à travers une résistance R_{29} qu'il faudra modifier dans le cas de l'utilisation d'une autre référence que celle proposée dans la nomenclature. Avant de disposer les circuits intégrés sur leur support, on vérifiera l'existence de la tension 5 V régulée et celle de 12 V sur le bornier d'alimentation.

Il est temps maintenant de fabriquer le CI du module d'affichage comme précédemment.

On disposera en premier lieu les supports de circuits intégrés puis les afficheurs et les transistors.

Ce petit module, une fois terminé, sera relié au circuit principal par deux colonnettes vissées. On peut à ce moment disposer tous les circuits intégrés restants en terminant avec précautions par la mémoire.

Le fonctionnement doit être immédiat et l'on pourra constater l'incrémentement de l'affichage par l'appui sur la touche noire d'avance des pas. Puis on relie les modules de puissance déjà décrits dans la première partie à l'automate (voir schéma de connexion).

Conclusion

Nous aurions pu faire beaucoup mieux à l'aide d'un « PC », mais nous connaissons l'aversion de certains de nos lecteurs pour ces « boîtes magiques ».

De toute façon, il n'est pas exclu qu'une interface pour micro-ordinateur soit bientôt décrite pour les amateurs d'informatique.

En attendant, profitez bien du côté pédagogique de ce montage et bonne réalisation.

Eric CHAMPLEBOUX

LES TOUCHES DE PROGRAMMATION.

Nomenclature

Résistances (1/4 W)

R_1, R_{42} : 560 Ω (vert, bleu, marron)

R_2 : 560 k Ω (vert, bleu, jaune)

R_3, R_{20} : 330 k Ω (orange, orange, jaune)

R_4, R_{43} : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)

R_5 : 56 k Ω (vert, bleu, orange)

R_6 : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)

R_7 : potentiomètre 1 M Ω linéaire

R_8 : 220 k Ω (rouge, rouge, jaune)

R_9 : 120 k Ω (marron, rouge, jaune)

R_{10} : 100 k Ω (marron, noir, jaune)

$R_{11}, R_{21}, R_{22}, R_{23}, R_{28}$: 27 k Ω (rouge, violet, orange)

$R_{12}, R_{13}, R_{14}, R_{15}, R_{16}, R_{17}, R_{18}, R_{19}$: réseau SIL 8 x 10 k Ω + 1 commun ou 8 résistances 10 k Ω 1/4 W

R_{24}, R_{29} : 220 Ω (rouge, rouge, marron)

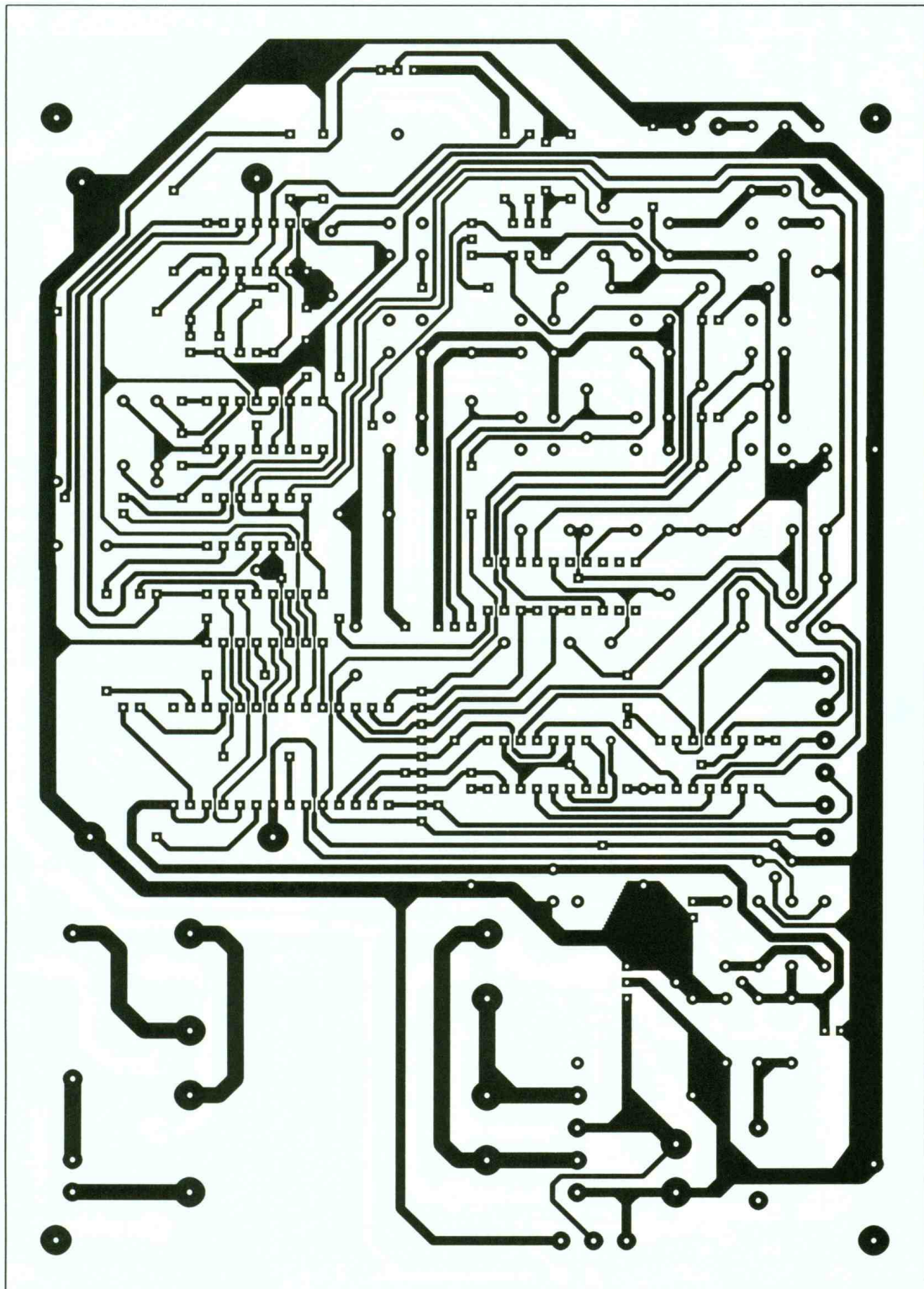
$R_{25}, R_{26}, R_{33}, R_{34}$: 2,7 k Ω (rouge, violet, rouge)

R_{27} : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)

R_{30} : 1 k Ω (marron, noir, rouge)

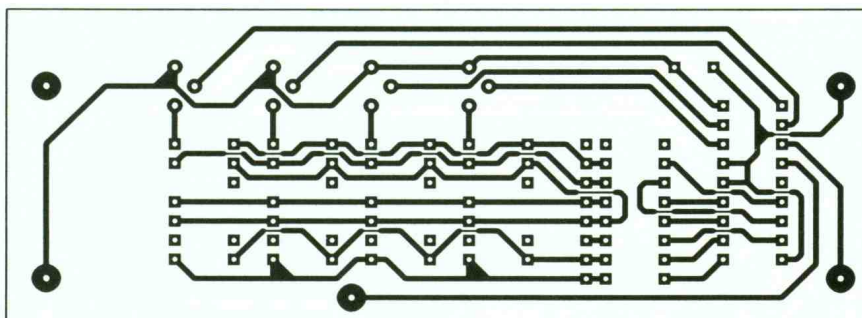
R_{31} : 180 Ω (marron, gris, marron)

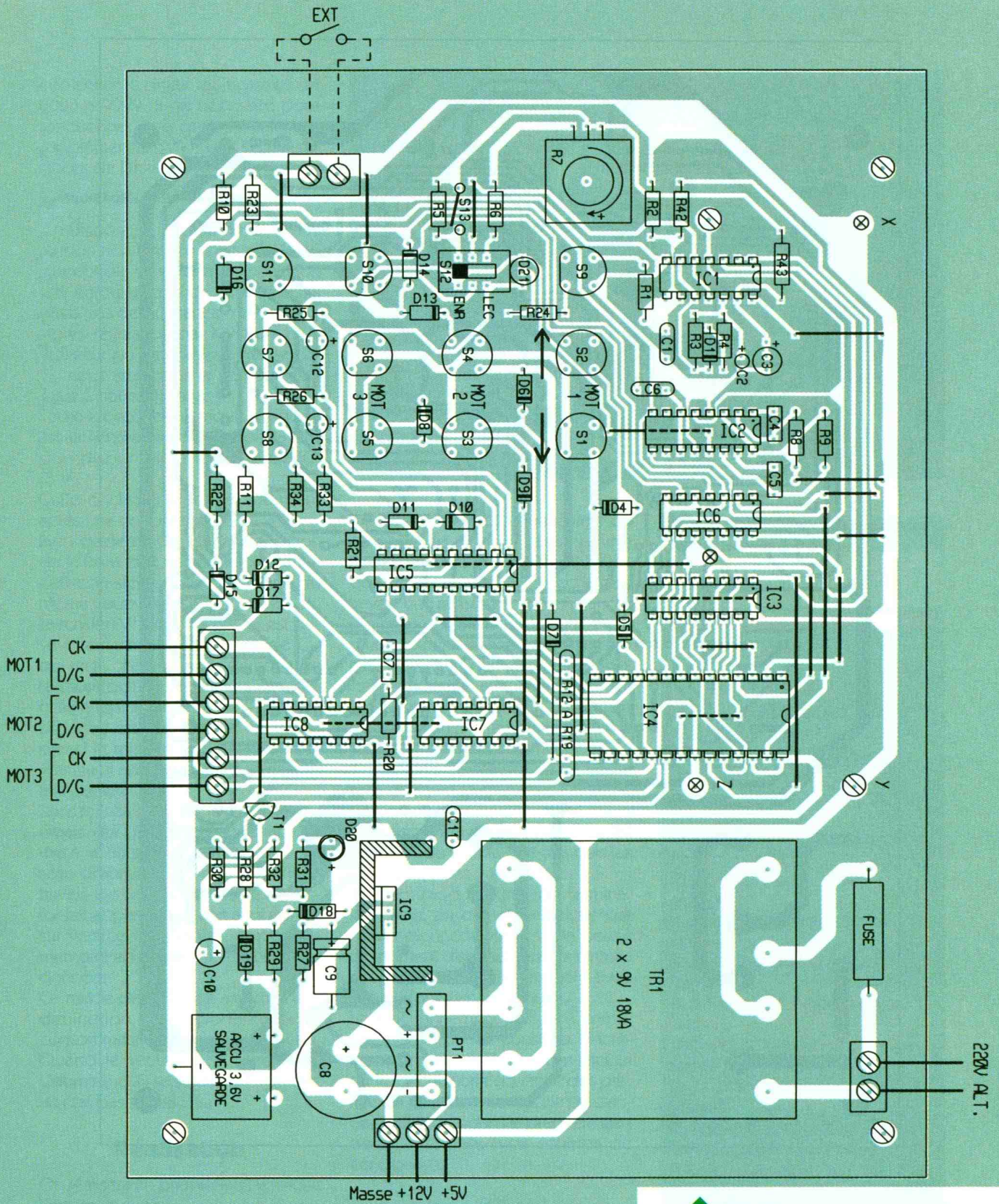
R_{32} : 47 Ω (jaune, violet, noir)



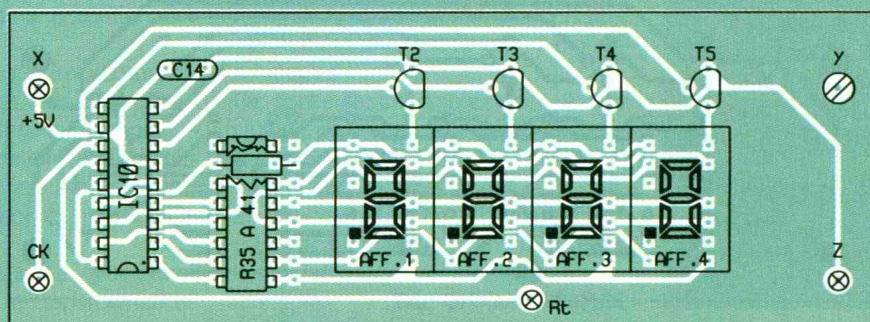
5/6

LES CIRCUITS IMPRIMES.





7/8 LES IMPLANTATIONS DES COMPOSANTS.



R₃₅, R₃₆, R₃₇, R₃₈, R₃₉, R₄₀, R₄₁ :
8 x 22 Ω boîtier céramique en
réseau SIL ou 7 x 22 Ω 1/4 W

Condensateurs

C₁, C₁₁, C₁₄ : 0,1 µF MKT pas
5 mm

C₂, C₁₀, C₁₂, C₁₃ : 1 µF tantale
16 V

C₃ : 3,3 µF tantale 16 V

C₄, C₅, C₆ : 10 nF MKT

C₇ : 220 nF MKT

C₈ : 3 300 µF 25 V chimique
radial

C₉ : 10 µF 63 V chimique axial

Semi-conducteurs

IC₁ : 4093

IC₂ : 4538

IC₃ : 4040

IC₄ : 6264 mémoire RAM
statique 8 x 8 Ko

IC₅ : 74 LS 244

IC₆ : 4013

IC₇ : 4011

IC₈ : 40106

IC₉ : 7805 TO 220 + radiateur
IC₁₀ : MM 74 C926 National
Semiconductor

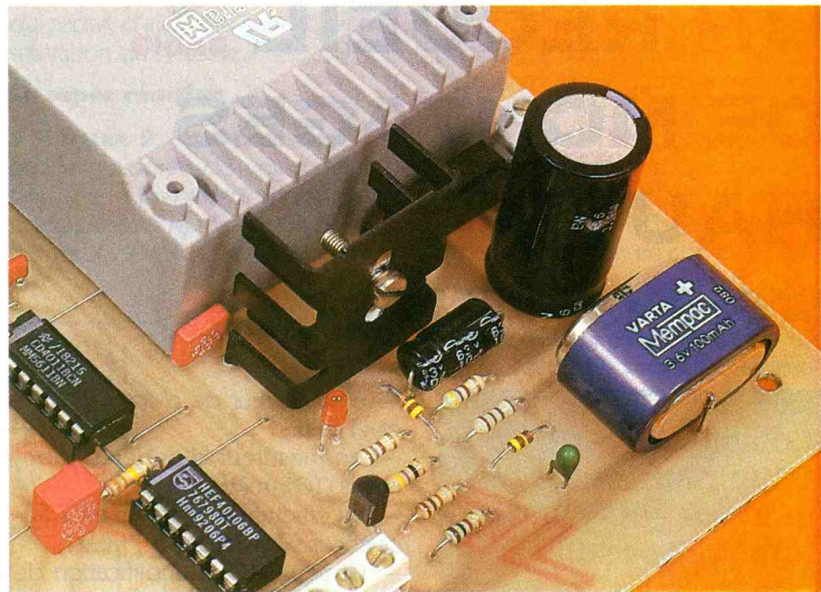
PT₁ : pont 80 V 1,5 A

D₁ à D₁₉ : diodes 1N4148

D₂₀ : DEL ø 3 mm

D₂₁ : diode DEL bicolore
3 pattes

L'APPLICATION DU MONTAGE
SUR UN CANON LASER.



T₁, T₂, T₃, T₄, T₅ : BC 547 +
supports CI
AF₁ à AF₄ : afficheurs DEL
cathode commune, 10,9 mm
type HP 7653 ou autre

Divers

TR₁ : transfo moulé 2 x 19 V
18 VA

1 porte-fusible + fusible
0,16 A

S₁ à S₁₁ : touches Isostat de
couleur (voir photo)

S₁₂ : inverseur bipolaire à
glissière pour CI

L'ALIMENTATION PROTEGEE.

S₁₃ : interrupteur ou strap
amovible

1 bornier 6 contacts

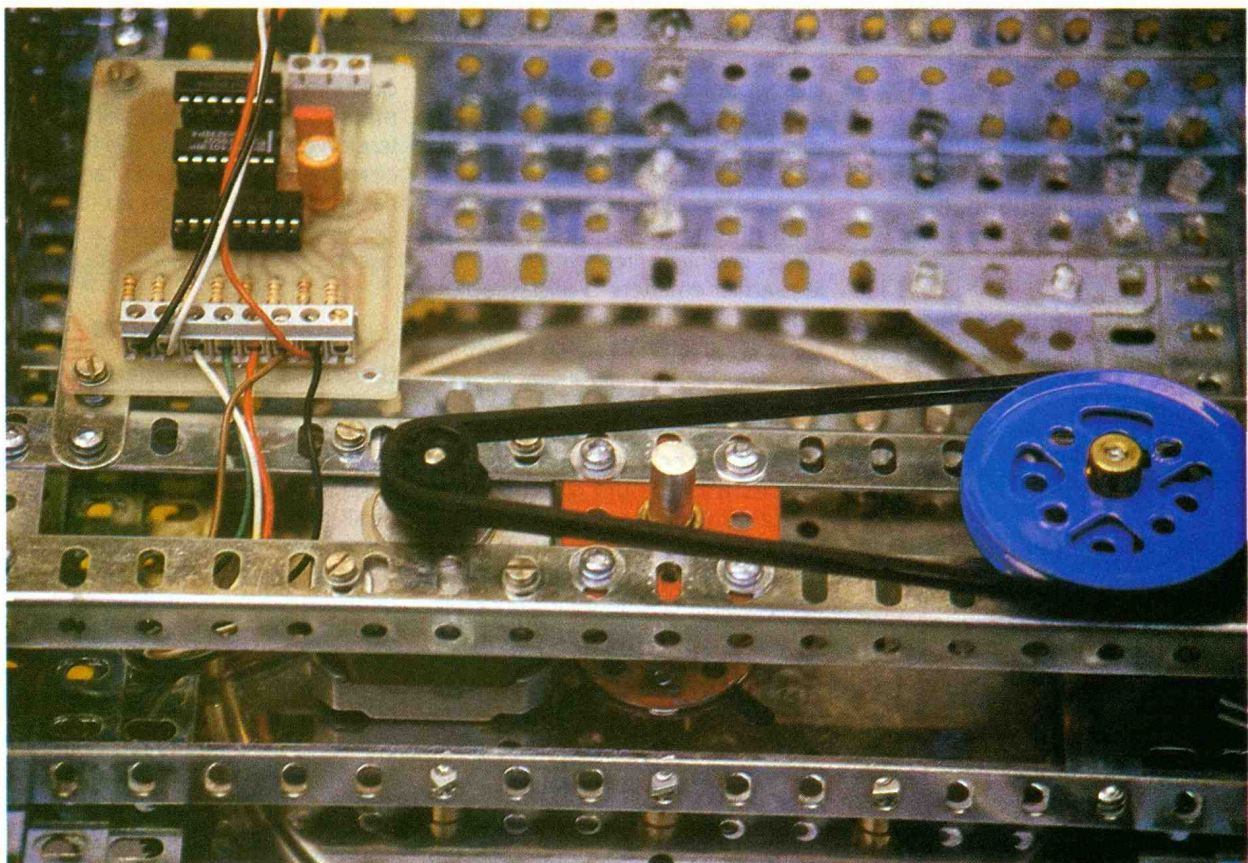
1 bornier 3 contacts

2 borniers 2 contacts

1 batterie CdNi 3,6 V 100 mA
type Mempo Varta ou autre
(2,4 V mini)

1 CI 200 x 160

2 entretoises 20 mm +
supports tulipes à wrapper





UN RECUEIL DE MONTAGES HAUTE FREQUENCE

Comme il est de coutume dans notre numéro de juillet-août, nous proposons à nos lecteurs un certain nombre de réalisations supplémentaires dont ils pourront entreprendre la construction durant ces deux mois de vacances bien méritées.

Cette année 1994, et contrairement à ce qui est fait habituellement, nous avons souhaité que ces montages supplémentaires soient axés autour d'un même sujet dont peu de réalisations sont proposées en cours d'année : la radio. Ces circuits qui vous sont proposés vous permettront ainsi de réaliser :

- un mesureur de champ 27 MHz et 41 MHz ;
- un mesureur d'ondes stationnaires (TOS-mètre) ;
- un émetteur expérimental à fréquences synthétisées (27 MHz) ;
- un récepteur à amplification directe (bande des 40 m) ;
- un récepteur à superréaction de style rétro ;
- un récepteur de télécommande à modulation de fréquence ;
- un récepteur FM (bande 88 MHz-108 MHz) ;
- une sonde pré-diviseur 1 GHz pour fréquencemètre ;
- un récepteur FM en phonie (bande 27 MHz) à quartz ;
- un récepteur VHF FM.

Bref rappel sur les notions de radioélectricité

Historique. En 1865, le physicien anglais James Clerk Maxwell découvre l'existence des ondes électromagnétiques. Il démontra que des vibrations d'une certaine longueur d'onde était à l'origine de la lumière. C'est cette découverte qui sera à l'origine de la TSF. C'est en se basant sur cette théorie qu'un physicien allemand, Heinrich Rudolf Hertz, inventa un résonateur, qui fut le premier émetteur d'ondes radioélectriques. Cette même année, le Français Edouard Branly découvre la radioconduction : il fabrique le tube à limaille. C'est grâce à ce dernier qu'il découvre qu'il est possible de recevoir des ondes radioélectriques émises à plusieurs dizaines de mètres du « récepteur ». En 1894, l'Anglais Oliver Lodge introduit un nouveau principe : la syntonie. Il démontre ainsi que le récepteur doit être en accord avec l'émetteur. En 1895, le Russe Alexandre Popov invente l'antenne. Il découvre qu'en tendant un fil vertical, il peut ainsi décoder les ondes émises par de lointains orages. Puis arrive l'invention de la diode (1905) et celle de la première lampe radio (1906), le poste à galène (cris-

tal de sulfure de plomb, 1910). C'est avec cette dernière invention que naît le début de l'électronique de loisirs. En effet, des centaines de milliers de personnes dans le monde entier fabriquent ainsi leur premier récepteur de radio.

La modulation d'amplitude

Il s'agit d'une émission permettant de véhiculer des informations par variation de la puissance HF émise. La fréquence d'émission, quant à elle, reste constante.

En réception, il suffit donc d'un détecteur à diode pour capter ces variations de puissance. La forme de l'onde HF émise est représentée sur le dessin de la **figure 1**.

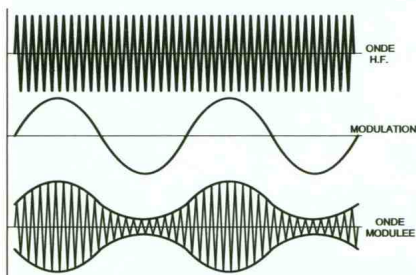
La modulation de fréquence

Cette fois, la puissance d'émission reste constante. C'est une légère variation de la fréquence d'émission qui permet de transmettre les informations. Autour d'une fréquence centrale, qui correspond à la fréquence non modulée, une légère variation est opérée : + 5 kHz ou - 5 kHz maximum pour la FM à bande étroite et + 75 kHz ou - 75 kHz maximum pour la bande FM large de radiodiffusion. A la réception, l'affaire se complique nettement quant à la restitution des informations : cette restitution de la modulation doit faire appel à un discriminateur de fréquence. Pour expliquer simplement ce terme, le discriminateur donnera en sortie une tension correspondante à la fréquence reçue, ce qui a pour résultat une variation de cette tension en fonction des variations de la fréquence. Voir le dessin de la **figure 2**.

Les émetteurs

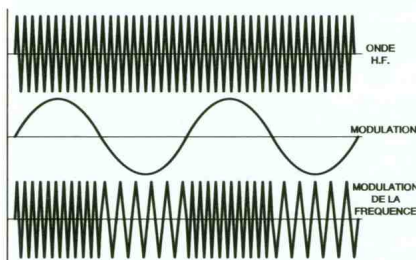
Un schéma type d'émetteur est donné en **figure 3**. C'est ce circuit qui génère l'onde porteuse HF, que l'on pourra, selon le cas, moduler ou non. Le transistor T₁ fonctionne en oscillateur à quartz. Il a son collecteur chargé par un circuit LC accordé sur la fréquence du quartz.

L'enroulement secondaire est couplé plus ou moins fortement avec cette inductance et transmet la faible énergie de l'oscillateur à un second étage centré autour de T₂. Sur son collecteur chargé par un circuit également accordé sur la même fréquence, l'énergie HF amplifiée est récupérée et dispensée à l'antenne par couplage.



1

LA MODULATION D'AMPLITUDE.



2

LA MODULATION DE FREQUENCE.

C'est sur le collecteur de T_2 que sera appliquée la modulation.

Les récepteurs

La détection directe

C'est le plus simple des récepteurs que l'on puisse concevoir. Son schéma est dessiné en **figure 4**.

qui réduit d'autant le gain et évite la saturation du système.

La super réaction

Voir **figure 2**. C'est un système très simple qui donne de meilleurs résultats que le précédent montage. Le principe est de réinjecter dans le transistor de tête une fraction de la

geur qui reçoit également le signal provenant d'un oscillateur dont la fréquence de fonctionnement est celle de la fréquence à recevoir diminuée de 455 kHz; cette dernière valeur est appelée fréquence intermédiaire. La fréquence de battement est alors de 455 kHz puisque le mélangeur donne en sortie la différence des deux fréquences d'entrée. La bande reçue est alors très étroite (en principe, moins de 10 kHz) et la sélectivité bien meilleure. En revanche, nous obtenons une mauvaise réjection de la fréquence image. La fréquence image est la fréquence sur laquelle est réglée le circuit accordé d'entrée diminuée ou augmentée de 910 kHz (2×455 kHz). Ainsi, si notre récepteur est réglé sur la fréquence 27,275 MHz, il pourra tout aussi bien recevoir le signal d'un émetteur fonctionnant sur 28,185 MHz.

Le double changement de fréquence

Il est représenté en **figure 6**. Son fonctionnement repose sur le même principe que le simple changement de fréquence, mais ce récepteur possède deux mélangeurs et fonctionne donc à l'aide de deux fréquences intermédiaires (en principe 10,7 MHz et 455 kHz), ce qui permet une meilleure réjection de la fréquence image puisque celle-ci se voit alors portée à 21,4 MHz.

Les antennes

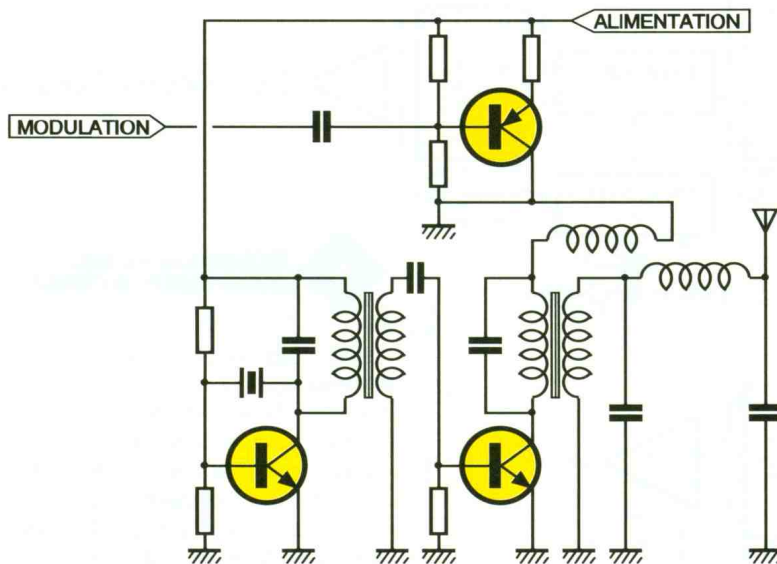
C'est l'élément essentiel au bon fonctionnement d'un circuit HF. Pour que l'antenne fonctionne correctement (mise en vibration), il est nécessaire qu'elle soit accordée sur la fréquence (ou longueur d'onde) qu'elle doit transmettre.

L'antenne d'un émetteur fonctionnant sur la gamme 27 MHz pourrait être un fil de 5,5 m (fonctionnement en demi-onde) tendu à ses extrémités. En réalité, cette longueur devrait être diminuée, suivant la formule $L = 143/f$, avec L en mètres et f en mégahertz.

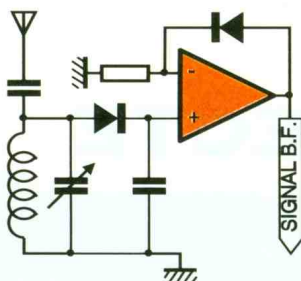
Les antennes fouet dont l'usage est très répandu fonctionnent en quart d'onde (2,75 m pour la bande 27 MHz). Pour un encombrement moindre, on peut raccourcir cette longueur et la compenser par une self placée le plus souvent à la base de l'antenne.

Ajoutons à cela qu'une prise de terre efficace peut considérablement améliorer la réception sur des montages de faible sensibilité.

Nous déconseillons d'utiliser l'une des lignes du secteur EDF (avec un

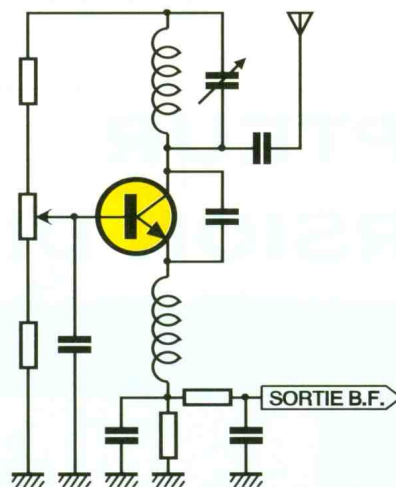


3 UN EMETTEUR AM.



4/5 LA DETECTION DIRECTE ET LA SUPER REACTION.

Un simple circuit LC accordé alimente l'entrée d'un amplificateur opérationnel monté en amplificateur non-inverseur de gain élevé. Son fonctionnement est des plus simples : les faibles tensions HF recueillies par l'antenne sont détectées par la diode D et filtrées. La sortie de circuit parvient à l'AOP dont la résistance de contre-réaction a été remplacée par une diode. Ainsi, lorsque les tensions HF reçues sont faibles, l'AOP fonctionne en boucle ouverte et donne un grand gain puisque la diode ne conduit pas. Au contraire, lorsque le signal capté par l'antenne est important, la tension présente en sortie de l'AOP est supérieure au seuil de conduction de la diode, ce



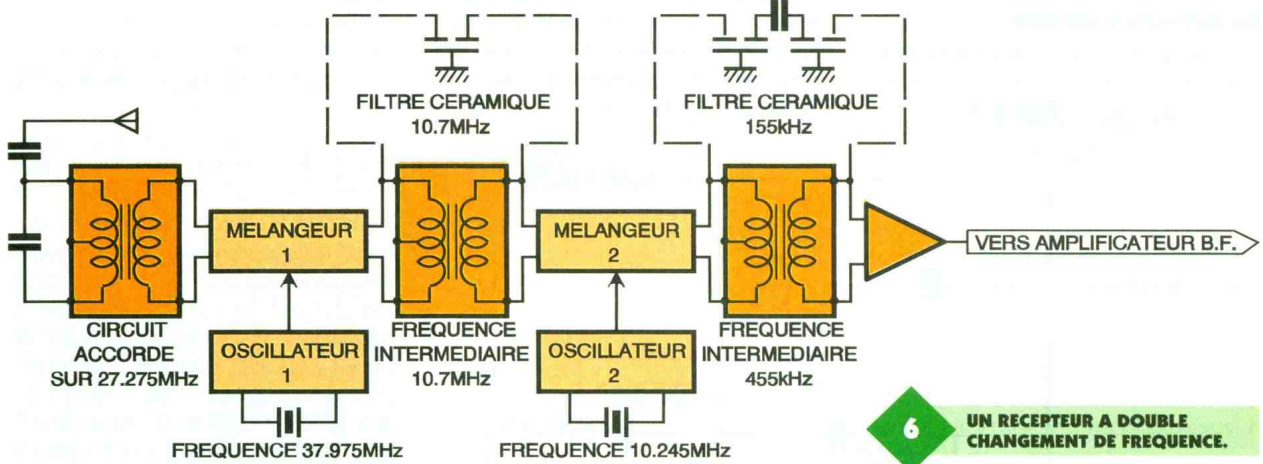
tension de sortie. Mais le système est instable et le réglage délicat. Une résistance ajustable permet de se placer juste avant le point d'accrochage du système.

Le simple changement de fréquence

Une très nette amélioration a été apportée par l'invention du récepteur à simple changement de fréquence ou superhétérodyne. Le principe en est un peu plus complexe. Le dessin donné en **figure 7** montre les différents étages d'un tel récepteur.

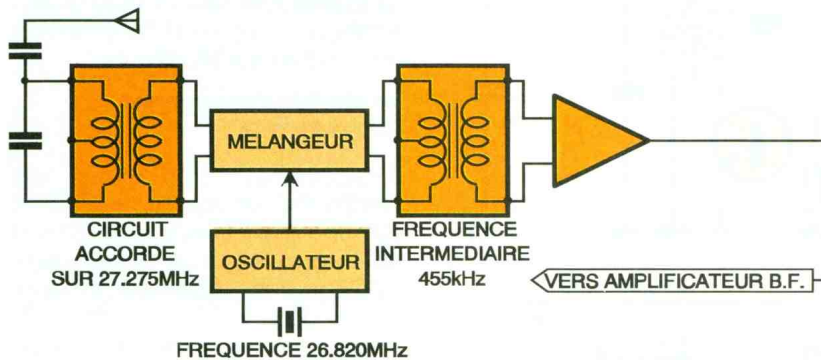
On retrouve toujours le circuit d'entrée passe-bande, mais ensuite, le signal ne subit pas une amplification mais parvient à l'entrée d'un mélan-

Les filtres céramiques peuvent s'employer en remplacement des transformateurs blindés. La sélectivité est alors meilleure, mais la sensibilité diminue.



6

UN RECEPTEUR A DOUBLE CHANGEMENT DE FREQUENCE.



7

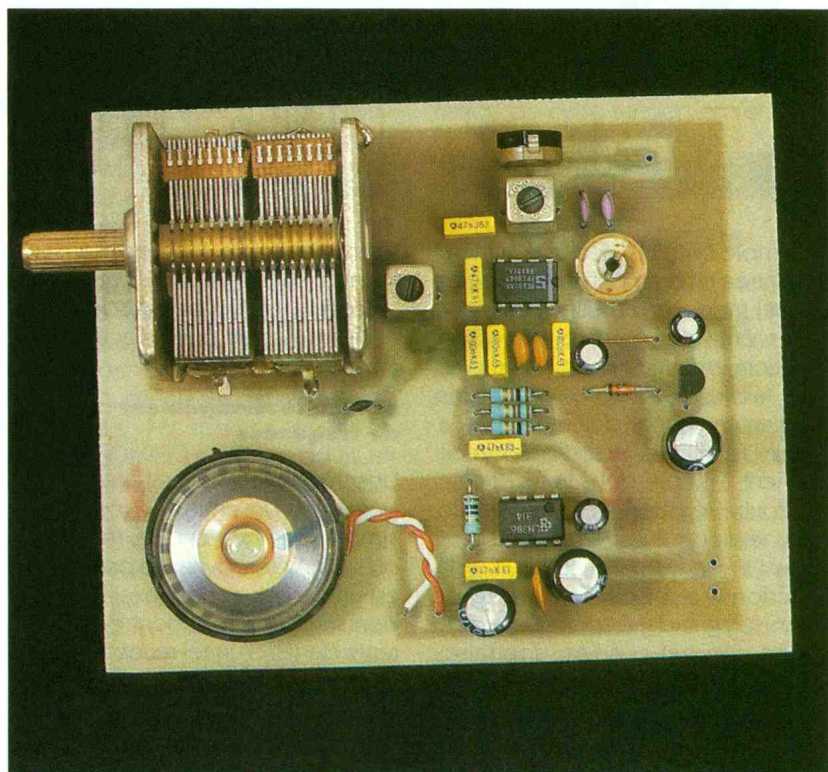
UN RECEPTEUR A SIMPLE CHANGEMENT DE FREQUENCE.

condensateur d'isolement) comme antenne, ce qui se faisait souvent autrefois. Nous le déconseillons d'abord par mesure de sécurité et ensuite parce que les lignes du secteur amènent des parasites de toutes sortes qui amoindrissent la qualité d'écoute du récepteur.

UN RECEPTEUR A CONVERSION DIRECTE

Le récepteur à conversion directe est l'un des plus simples récepteurs que l'on puisse concevoir. Néanmoins, les résultats obtenus sont très corrects pour la simplicité de mise en œuvre de ce style.

Dans le récepteur à conversion directe, la fréquence reçue et la fréquence de l'oscillateur local sont très proches l'une de l'autre, ce qui permet de s'affranchir de toute la chaîne d'amplification de la fréquence intermédiaire. Le signal ainsi récupéré traverse un filtre passe-bas et peut ensuite être appliqué à l'entrée d'un amplificateur BF.



Le schéma de principe

Il est donné en **figure 1**. Le signal capté par l'antenne est appliqué à l'entrée d'un circuit accordé constitué du transformateur TR₁ et des condensateurs C₁, C_{1'} et CV₂. La résistance ajustable RV₁ permet d'atténuer le signal RF si une station trop puissante venait à saturer l'étage d'entrée. Il parvient ensuite aux entrées d'un circuit intégré NE602. Ce dernier est constitué d'un oscillateur et d'un mélangeur.

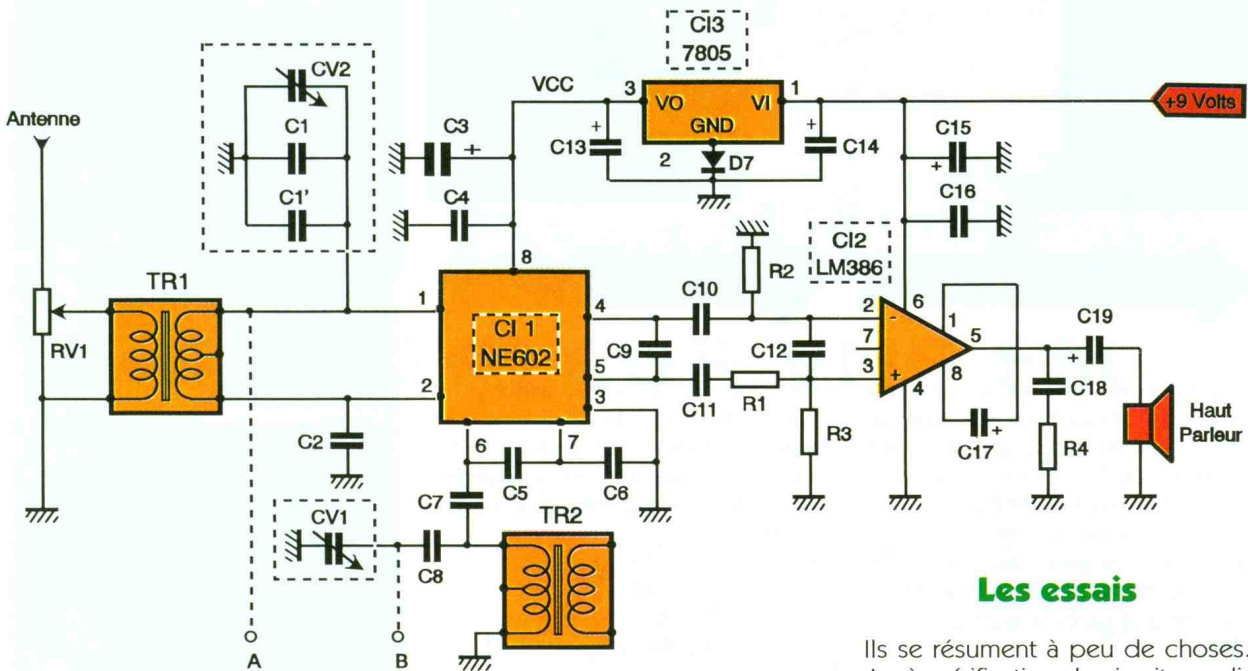
blement le niveau de bruit en ne laissant passer que les fréquences nécessaires. Il ne reste plus qu'à amplifier ce signal, ce qui est fait par le circuit Cl₂, un LM386 qui fournit une puissance suffisante pour une bonne écoute.

Le réglage du circuit accordé d'entrée et de l'oscillateur local sont confiés à des condensateurs variables.

Il est possible d'effectuer ces réglages à l'aide de diodes varicap. Sur la **figure 2** est représentée cette option.

de la **figure 4** et son schéma d'implantation en **figure 5** est l'option possible utilisable avec les diodes varicap.

Si l'on choisit cette solution, il conviendra alors de supprimer sur la platine principale les condensateurs CV₁, CV₂, C₁ et C_{1'}. Ces derniers sont encadrés en ligne pointillée sur la **figure 1**. Le deuxième circuit imprimé sera alors placé sur le circuit principal à la place du condensateur CV₁. Le câblage de ces deux platines ne nécessite pas de commentaires particuliers.

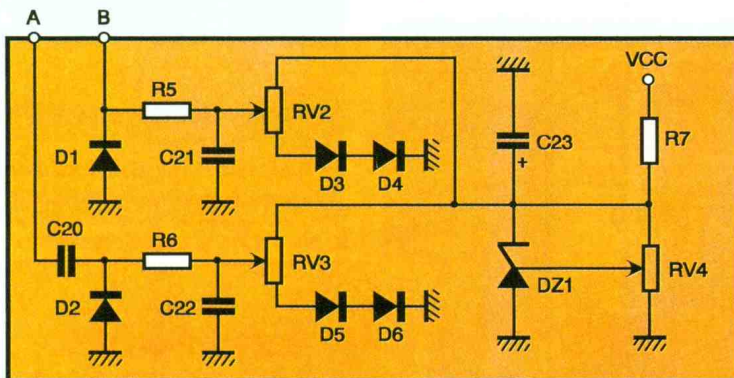


1

LE SCHEMA DE PRINCIPE.

2

COMMENT REMPLACER LES CONDENSATEURS CV₁ ET CV₂.



Aux broches 6 et 7 du circuit sont connectés les condensateurs et le transformateur TR₂ nécessaires au fonctionnement de l'oscillateur. CV₁ permettra la recherche des stations de radiodiffusion.

La sortie du mélangeur s'effectue sur les broches 4 et 5. La fréquence de coupure du filtre passe-bas se situe à 3 000 Hz. Ce filtre réduit considéra-

blement le niveau de bruit en ne laissant passer que les fréquences nécessaires. Elle figure dans l'encadré du bas du schéma. Le réglage sera possible à l'aide de potentiomètres.

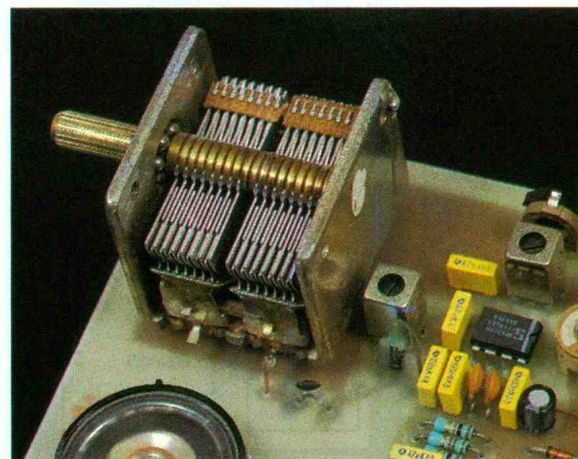
La réalisation

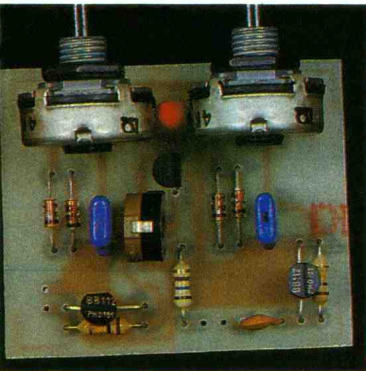
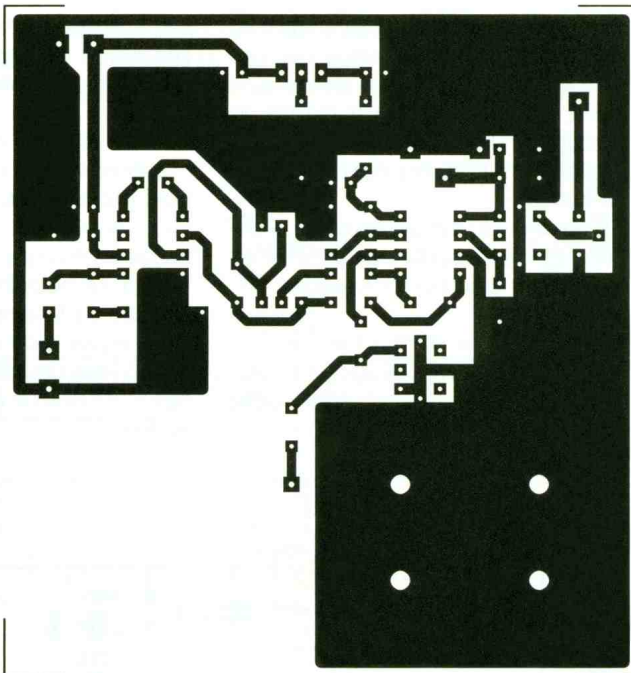
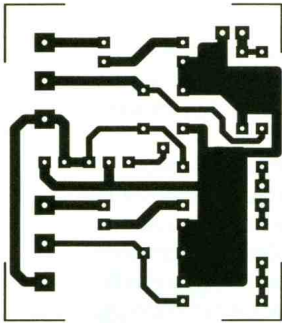
Le circuit imprimé est représenté à la **figure 3**. On utilisera le dessin de la **figure 6** pour l'implantation des composants. Le petit circuit imprimé

Les essais

Ils se résument à peu de choses. Après vérification du circuit, on alimentera le montage. Il conviendra d'abord de régler le noyau des deux transformateurs. Pour cela, on vissera d'abord le noyau de TR₁, après avoir raccorder l'antenne, de manière qu'il ne dépasse plus du capot, les condensateurs ou les potentiomètres RV₂ et RV₃ réglés à mi-course.

LE CONDENSATEUR VARIABLE PEUT ETRE REMPLACÉ PAR LE MODULE A BB112.





UNE REALISATION SIMPLE MAIS EFFICACE.

3/4 DESSINS DES CIRCUITS IMPRIMES.

Ensuite on manœvrera le noyau de TR₂ jusqu'à ce que l'on capte une station. Si l'on ne capte rien, on agira à nouveau sur TR₁ et l'on recommencera la manœuvre précédente. Ensuite, lorsque un signal sera présent, par le réglage des condensateurs ou des potentiomètres, on recherchera d'autres stations.

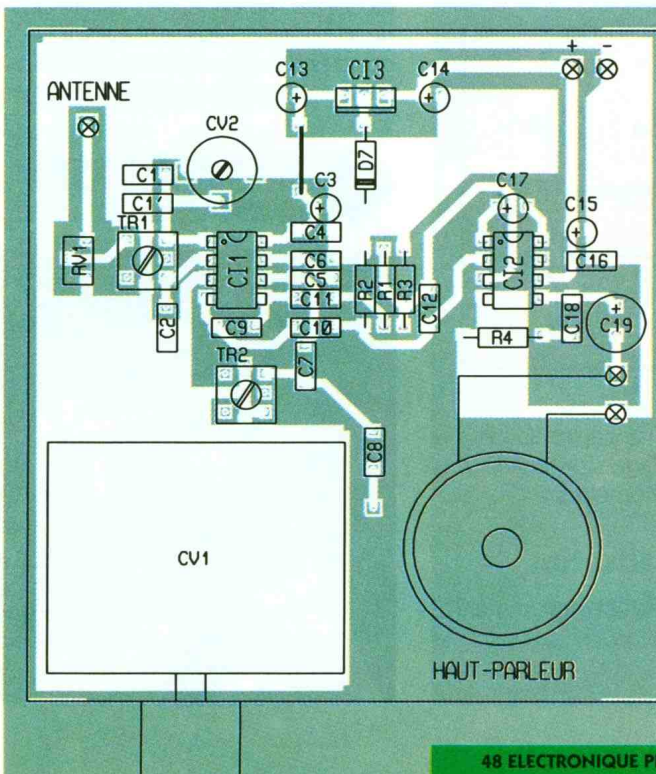
Note

Ce récepteur est en mesure de capter les émissions de la bande des 40 ou 80 mètres. Avec la valeur des composants indiqués dans la no-

menclature, il sera réglé sur 40 mètres. Si l'on désire changer de bande, il faudra se servir des indications ci-dessous donnant la nouvelle valeur des composants qu'il faudra modifier.

- 80 mètres : C₅ : 1 nF
- C₆ : 1 nF
- C₇ : 470 pF
- C₈ : 270 pF.

5/6 IMPLANTATION DES COMPOSANTS.



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Circuits intégrés

- CI₁ : NE602
- CI₂ : LM386
- CI₃ : 7805 ou 78L05

Semi-condensateurs

- D₁, D₂ : diode varicap BB112 (voir texte)
- D₃, D₄, D₅, D₆ : 1N4148
- DZ₁ : TL431CLP
- D₇ : 1N4148

Résistances

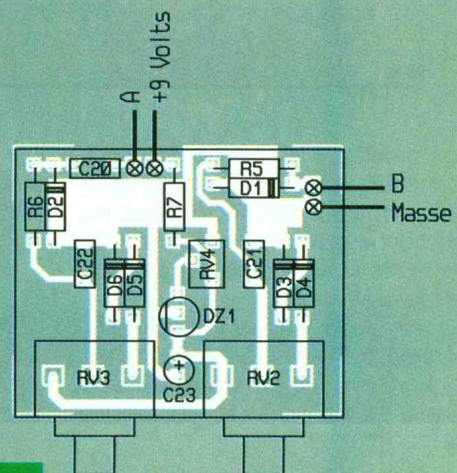
- R₁ : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
- R₂, R₃ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R₄ : 10 Ω (marron, noir, noir)
- R₅, R₆ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
- R₇ : 560 Ω (vert, bleu, marron)
- RV₁, RV₄ : résistances ajustables 10 kΩ
- RV₂, RV₃ : potentiomètres 10 kΩ courbe A

Condensateurs

- C₁, C₁ : 100 pF
- CV₁ : condensateur variable 365 pF
- CV₂ : condensateur ajustable 6 pF à 60 pF
- C₂, C₉, C₁₂, C₁₈ : 47 nF
- C₃, C₁₃, C₁₇ : 10 μF 16 V
- C₄, C₁₀, C₁₁, C₁₆, C₂₁, C₂₂ : 100 nF
- C₅, C₆ : 330 pF (voir texte)
- C₇, C₈ : 120 pF (voir texte)
- C₁₄, C₁₅ : 100 μF 16 V
- C₁₉ : 220 μF 16 V
- C₂₀ : 100 pF (voir texte)
- C₂₃ : 22 μF 16 V

Divers

- 2 transformateurs 10,7 MHz Toko ou autres
- 1 haut-parleur 8 Ω 250 mW





RADIO

C'est un récepteur permettant l'écoute des stations émettant en modulation de fréquence en bande étroite. Outre le fait qu'il permet de recevoir une bande de fréquence non dépourvue d'intérêt, ce montage sera intéressant à réaliser puisqu'il utilise un circuit intégré contenant tout ce qui est nécessaire à la conception d'un récepteur à double changement de fréquence.



UN RECEPTEUR VHF FM

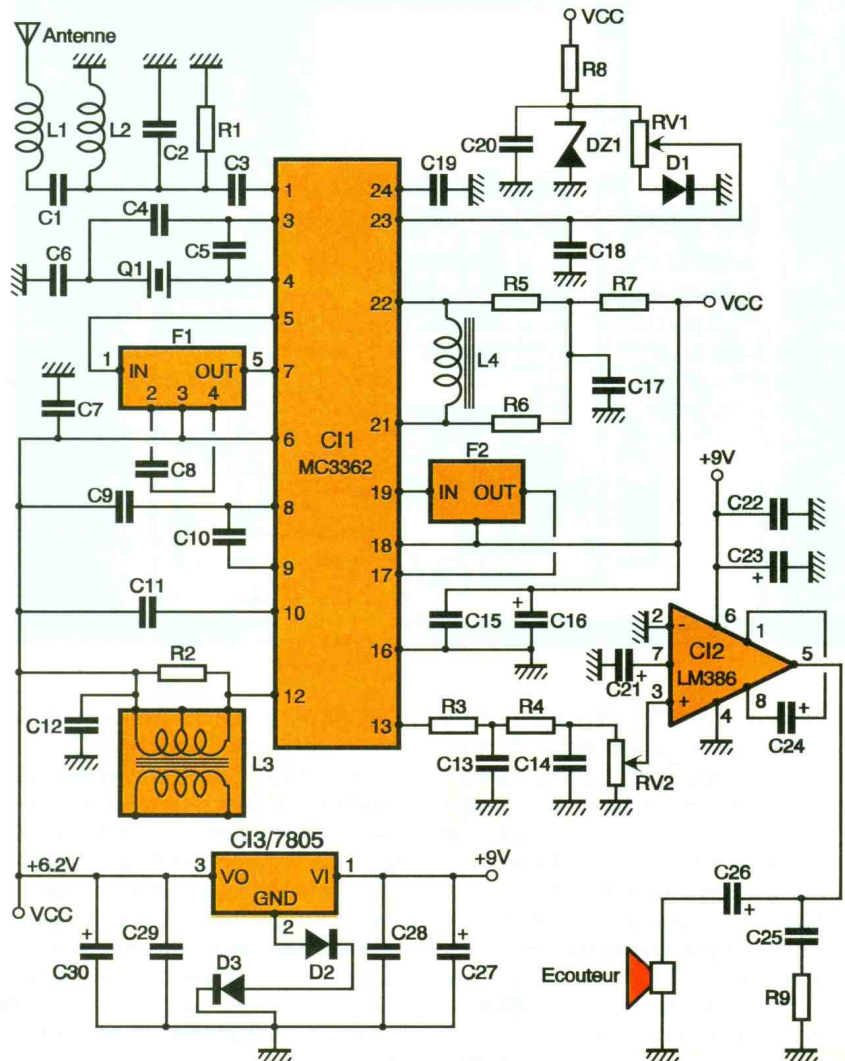
Le schéma de principe

Il est donné en **figure 1**.

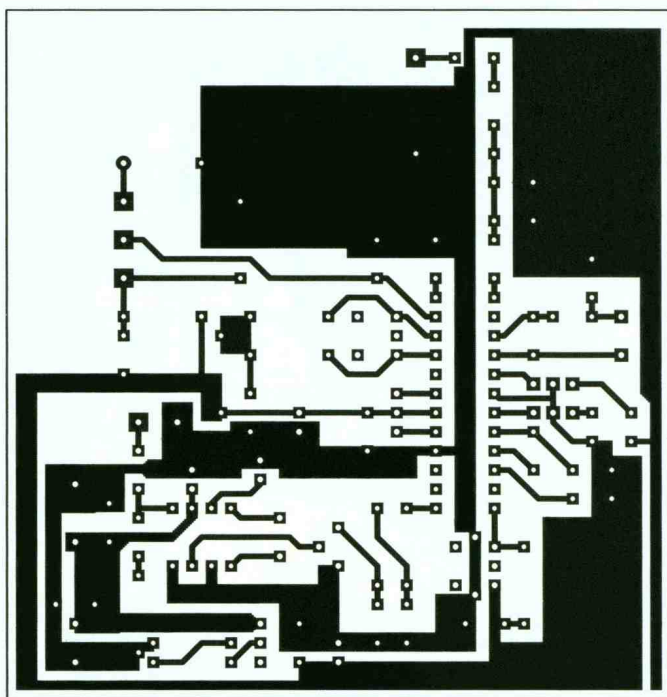
Notre récepteur utilise un circuit intégré qui peut fonctionner de 100 kHz à 200 MHz, le MC 3362 qui peut être alimenté entre + 2V et + 7V, sous une consommation maximale de 7 mA. Il dispose de deux oscillateurs locaux puisqu'il permet le double changement de fréquence.

Les signaux HF captés par l'antenne parviennent au filtre passe-bande d'entrée. Un signal de 1 μ V est nécessaire pour disposer de 200 mV de sortie BF. Il parvient au mélangeur interne et, grâce à l'oscillateur, il est transposé en une fréquence intermédiaire de 10,7 MHz. Cet oscillateur est variable par manœuvre du potentiomètre RV1. En effet, la broche 23 du MC 3362 est la broche de commande d'une varicap interne qui permet, par l'application d'une tension plus ou moins élevée, d'opérer une variation de la fréquence de fonctionnement de l'oscillateur interne. Ce signal FI, disponible sur la broche 19, est envoyé dans un filtre céramique (F2, 10,7 MHz).

A nouveau disponible, il est réinjecté en broche 17 vers le second mé-

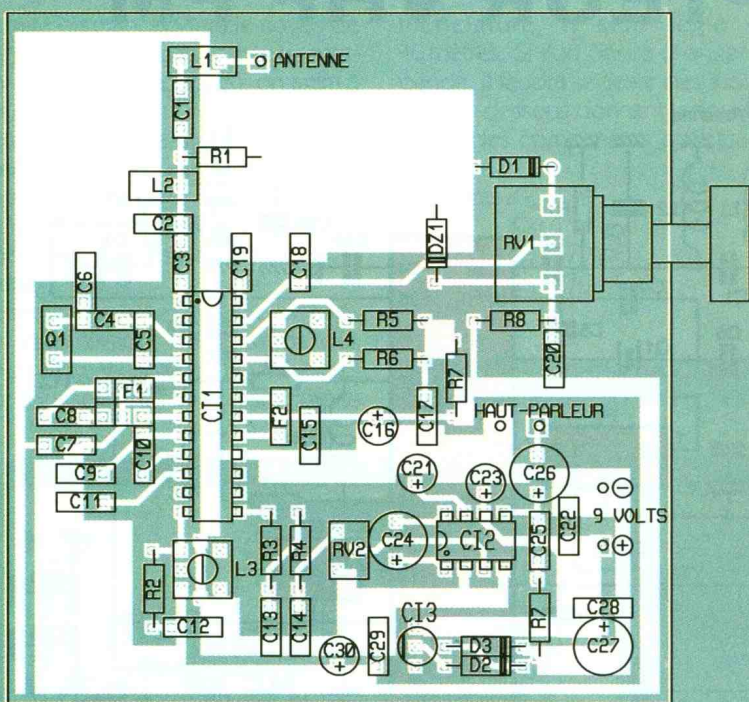


1 LE SCHEMA DE PRINCIPE.



2/3

LE CIRCUIT IMPRIME ET L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.



languer. Le deuxième oscillateur fonctionnant à une fréquence de 10,245 MHz, la fréquence intermédiaire qui en ressort est fixée à 455 kHz. Ce signal est appliqué à un second filtre céramique (455 kHz, F₁) qui fixe la largeur de bande à 10 kHz. Il arrive enfin aux amplificateurs limiteurs avant de passer dans le démodulateur FM. On dispose en sortie de ce dernier du signal BF qui sera alors appliqué à l'amplificateur basse fréquence constitué d'un circuit intégré

LM 386. En sortie, un petit écouteur piézo pourra être branché. Le MC 3362 nécessite une tension régulée pour fonctionner correctement. Cette dernière a été fixée à 6,2V par le truchement d'un régulateur de tension + 5V dont le niveau de sortie a été fixé à 6,2V en insérant deux diodes dans sa ligne de masse. La ligne d'alimentation est correctement découplée afin d'écartier le risque d'un quelconque accrochage.

La réalisation

Le circuit imprimé a son dessin représenté en **figure 2**. Le schéma d'implantation est, quant à lui, dessiné en **figure 3**. Il ne faudra pas se servir de support pour le circuit intégré MC 3362.

Deux des inductances seront à réaliser soi-même :

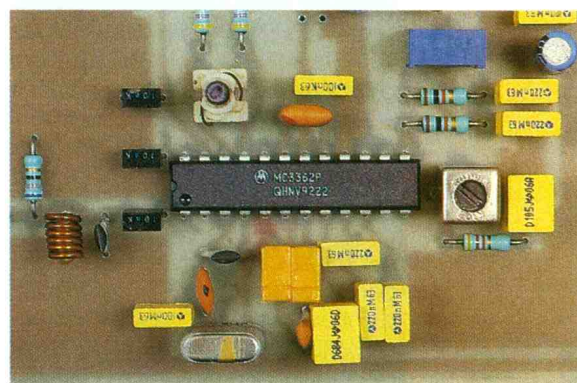
— L₂, de 20 nH, sera réalisée en bobinant cinq spires de fil 9/10 sur un diamètre de 3 mm.

— L₄, de 85 nH, sera réalisée sur un mandrin Neosid 7V1K-F100 dont on ne montera pas le capot. Elle comprendra quatre spires de fil 10/100. RV₁ sera un potentiomètre et non une résistance ajustable, ce qui facilitera les réglages.

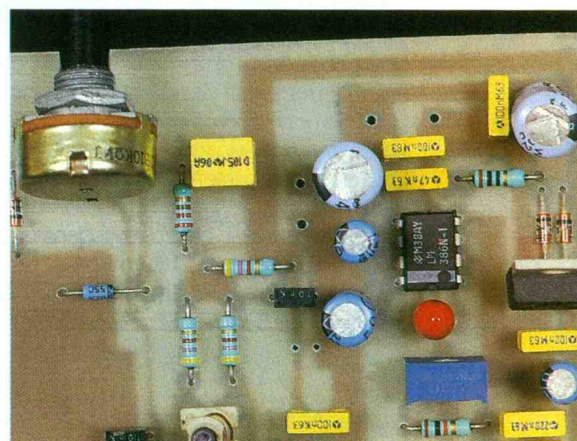
Les réglages sont très simples. Le curseur de RV₁ sera positionné du côté de la diode D₁, ce qui donnera une tension de 0,7V sur son curseur. Le réglage de L₄ permettra de se caler au début de la bande. On cherchera une station, puis on réglera le noyau de L₃, afin d'obtenir le maximum de niveau sonore.

Voir liste des composants page 53

LE CIRCUIT D'ENTREE ET L'OSCILLATEUR.



LA SECTION AUDIO.





RADIO



UN RECEPTEUR OC 40 ET 80 METRES

Nous avons souhaité incorporer dans ce recueil de montages HF une réalisation que l'on rencontrait couramment dans les années 1970. Nous avons tenu à utiliser les mêmes composants qui étaient commercialisés à l'époque. Le résultat en est un récepteur sensible à superréaction à l'allure quelque peu rétro.

Tous les composants que nous avons utilisés pour reproduire cette maquette sont encore distribués par certains revendeurs. Il est de toute façon vivement recommandé d'utiliser les transistors et les diodes cités dans la nomenclature. Ce sont des modèles anciens au germanium, et la maquette avait, à l'époque, été étudiée pour ces types précis de transistors et fonctionnait d'une manière très satisfaisante.

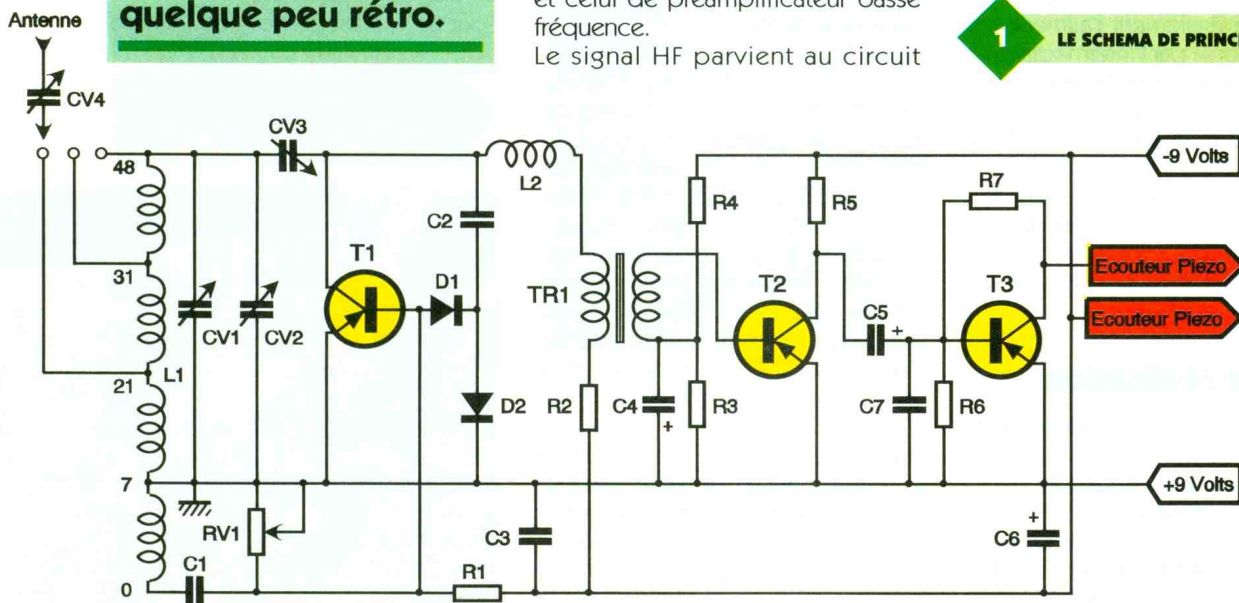
Le schéma de principe

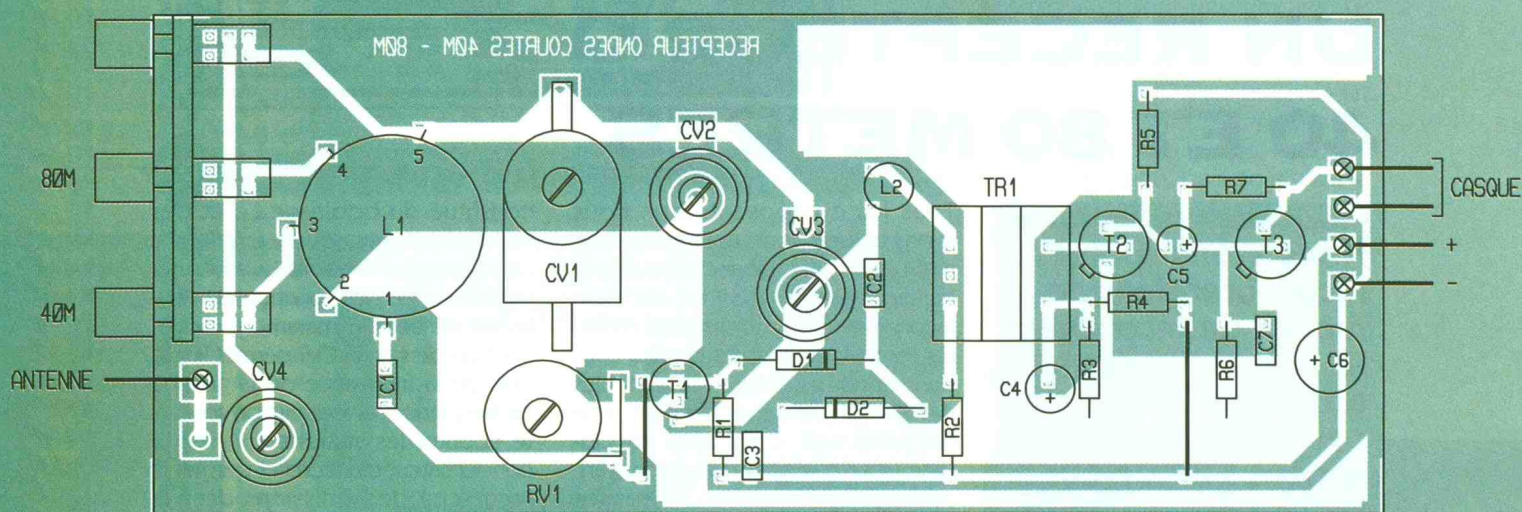
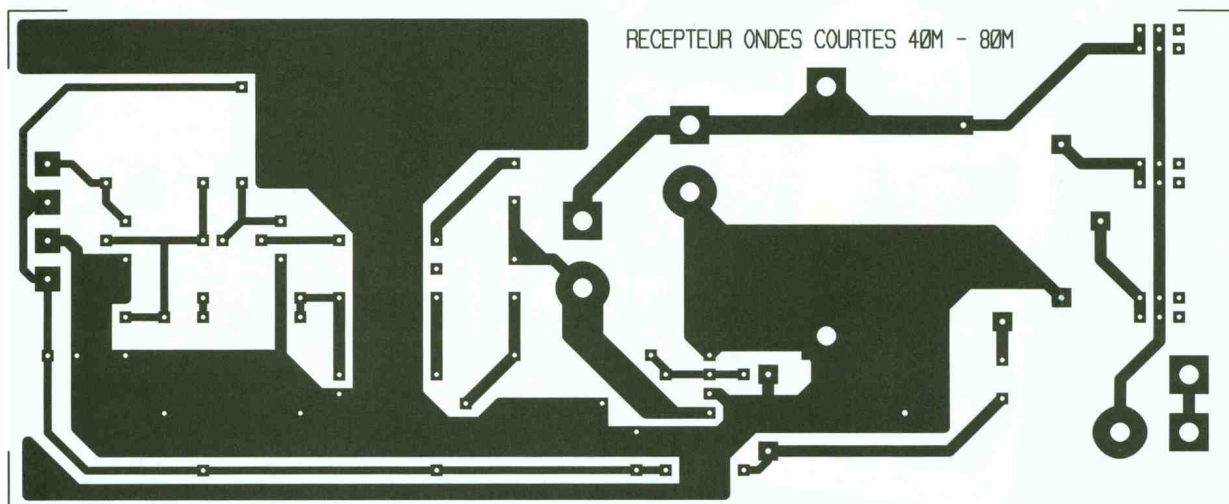
Il est représenté par le dessin de la **figure 1**. Le transistor T₁ est monté en détecteur à superréaction. Il joue deux rôles : celui d'amplificateur HF et celui de préamplificateur basse fréquence. Le signal HF parvient au circuit

constitué du bobinage L₁, et des condensateurs CV₁ et CV₂. Le condensateur variable CV₄ permet de rechercher, en fonction de l'antenne utilisée, le maximum de réception de signal. CV₁ permet le câlage de la fréquence de la gamme de fréquence sur laquelle on souhaite écouter les stations. CV₂ est le condensateur d'accord et permet la recherche des émissions dans la gamme souhaitée. CV₃ est le condensateur de réaction. Il permet, par son réglage, l'entretien des oscillations haute fréquence du transistor T₁.

Le signal basse fréquence est prélevé sur le collecteur de T₁ à l'aide d'une bobine de choc qui bloque

1 LE SCHEMA DE PRINCIPE.





2/3 LE CIRCUIT IMPRIME ET L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

tous les résidus de HF. Il parvient ainsi au primaire du transformateur TR₁ qui assure également l'alimentation du transistor T₁ par l'intermédiaire de la résistance R₂. La polarisation de la base de T₂ est assurée également par l'enroulement secondaire, via R₃, R₄ et C₄. Le signal basse fréquence est alors disponible sur le collecteur de T₃ et pourra alimenter soit un casque d'impédance 2 000 Ω, soit un écouteur piézo.

La réalisation

Le circuit imprimé est donné en **figure 2** et le schéma de l'implantation est dessiné en **figure 3**. Avant de commencer le câblage, il conviendra de réaliser l'inductance L₁. Pour cela, il faudra disposer d'un morceau de tube PVC de 25 mm de

diamètre (tube pour passage de fils électriques). Il faudra commencer par percer un trou de 8/10 mm à 5 mm du tube. Le fil émaillé de 8/10 mm qui sera utilisé pour la confection de la bobine sera passé dans ce trou (de l'extérieur vers l'intérieur), en le laissant dépasser de 10 cm, ce qui le bloquera et facilitera l'enroulement. Il faudra ensuite bobiner 48 spires en laissant un espace entre les spires correspondant à 6,5 spires par centimètre. Arrivé dans le haut de la bobine, repercer un second trou et passer à nouveau le fil vers l'intérieur en le tirant vers le bas. Les prises intermédiaires seront faites à partir du bas en comptant 7 spires, 21 spires et 31 spires. Pour cela, on percera un trou de 8/10 mm entre les spires et au niveau de chaque prise intermédiaire. Il suffira ensuite de gratter l'émail et de souder un fil de même nature que celui du bobinage, en le passant à chaque fois vers l'intérieur (voir photographie) et en le tirant ensuite vers le

bas. Les transistors étant des types au germanium, et ces derniers supportant très mal les excès de température, ils conviendra de laisser dépasser au minimum 1,5 cm de leurs pattes au-dessus de la platine. Pour ce qui est des essais, il faudra

LES COMPOSANTS UTILISES DONNENT UN ASPECT RETRO AU MONTAGE.



positionner les condensateurs à mi-course, et manoeuvrer la résistance P_1 et le condensateur CV_3 de manière à percevoir un souffle dans l'écouteur. La recherche des stations émettrices pourra alors débiter.

Ce circuit nécessite une antenne assez longue (environ 10 mètres) et une prise de masse efficace. Dans ces conditions, on peut espérer capter de nombreuses stations de radio-diffusion.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

T_1 : AF117, AF127, AF125
 T_2 : AC125
 T_3 : AC126
 D_1, D_2 : OA79, OA81, OA85

Résistances

R_1 : 220 k Ω (rouge, rouge, jaune)
 R_2 : 270 Ω (rouge, violet, marron)
 R_3 : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
 R_4 : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
 R_5, R_6 : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)
 R_7 : 47 k Ω (jaune, violet, orange)
 RV_1 : résistance ajustable 50 k Ω

Condensateurs

C_1 : 270 pF
 C_2 : 220 pF
 C_3 : 4,7 nF
 C_4, C_5 : 10 μ F 16 V
 C_6 : 100 μ F 16 V
 C_7 : 47 nF
 CV_1 : 100 pF ajustable céramique
 CV_2 : 20 pF ajustable cloche
 CV_3 : 3 pF à 30 pF cloche
 CV_4 : 6 pF à 60 pF cloche

Selfs

L_1 : (voir le texte)
 L_2 : 100 μ H
 TR_1 : transfo BF TRS11

RECEPTEUR VHF FM (SUITE)

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS DU RECEPTEUR VHF FM

Circuits intégrés

CI_1 : MC 3362P2
 CI_2 : LM 386
 CI_3 : régulateur 7805 ou 78L05

Semi-conducteurs

DZ_1 : zener 5,6 V
 D_1, D_2, D_3 : 1N4148

Résistances

R_1 : 68 Ω (bleu, gris, noir)
 R_2 : 47 k Ω (jaune, violet, orange)
 R_3, R_4, R_7 : 10 k Ω (marron, noir, orange)
 R_5, R_6 : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)
 R_8 : 47 Ω (jaune, violet, noir)
 R_9 : 10 Ω (marron, noir, noir)
 RV_1 : potentiomètre 10 k Ω courbe A
 RV_2 : résistance ajustable 20 k Ω

Condensateurs

C_1 : 6,8 pF
 C_2, C_5 : 68 pF
 $C_3, C_{17}, C_{18}, C_{19}$: 10 nF
 C_4 : 120 pF
 $C_6, C_{15}, C_{22}, C_{28}, C_{29}$: 100 nF
 C_7 : 680 nF
 C_8 : 56 pF
 $C_9, C_{10}, C_{11}, C_{13}, C_{14}$: 220 nF
 C_{12}, C_{20} : 1 μ F
 C_{16} : 1 μ F/16 V tantale goutte
 C_{21}, C_{23} : 220 μ F/16 V
 C_{24}, C_{30} : 10 μ F/16 V
 C_{25} : 47 nF
 C_{26} : 1 000 μ F/10 V
 C_{27} : 47 μ F/16 V

Divers

F_1 : filtre SFE 10,7 MHz
 F_2 : filtre SFZ 455 kHz
 L_1 : 100 nH Néosid
 L_2, L_4 : voir texte
 L_3 : pot Toko 455 kHz
 $LMC 4102$ (noir)
 1 écouteur piézo

NOUVELLES REFERENCES TOKO

La firme Toko préconise l'utilisation des nouveaux pots FI 455 kHz LMC-10735A à 10737B, en rem-

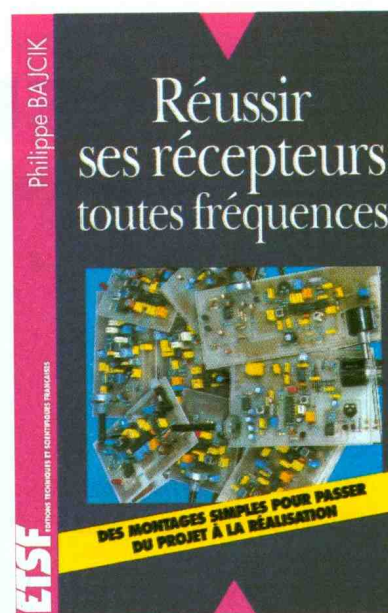
placement des références LMC-4100 A à 4102A:

LMC 4100A \rightarrow A7MCS 10736A

LMC 4101A \rightarrow A7MCS 10737A

LMC 4102A \rightarrow A7MCS 10735A

Le facteur de surtension passe de 105 à 70.



REUSSIR SES RECEPTEURS TOUTES FREQUENCES

PH. BAJCIK

Cet ouvrage se propose de décrire la réalisation de récepteurs AM, FM et BLU. Les gammes de fréquences couvertes vont des ondes courtes à la limite basse des UHF, 450 MHz. Les composants mis en œuvre restent d'un approvisionnement facile puisqu'ils sont disponibles dans le commerce. Les inductances, toujours inévitables, ont été réalisées grâce à des pots blindés prêts à l'emploi ou avec des valeurs courantes en éléments moulés ou enroulés à l'aide de fil de cuivre enroulé sur la queue d'un foret.

Un grand nombre d'aspects de la radio sont ici abordés tant sur le plan pratique que théorique. Ce dernier constitue une part non négligeable du livre; une mise en condition théorique des phénomènes radio-électriques permet d'avoir une meilleure compréhension lors de la réalisation des montages.

Toutefois, le lecteur qui ne souhaite pas pousser les investigations plus loin que la bonne soudure des composants pourra sans difficultés monter ses récepteurs. La description des circuits intégrés spécialisés, utilisés tout au long du livre, prend une large place au sein de l'ouvrage ainsi qu'une approche pratique des bases fondamentales pour l'élaboration d'un récepteur.

Distribution Bordas, tél.: 46.56.52.66.

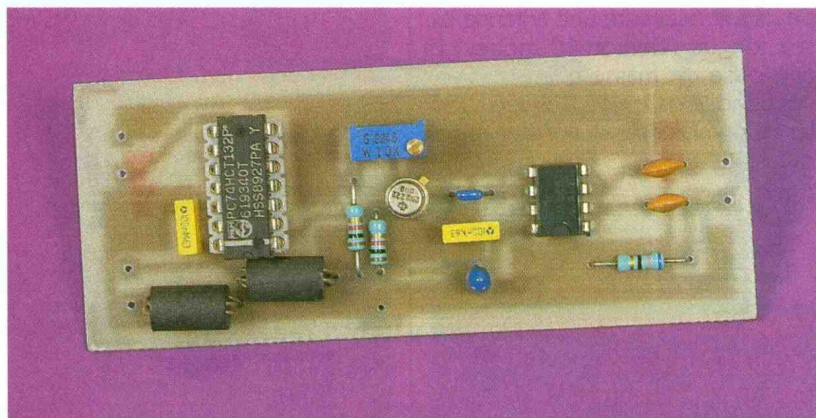


RADIO

UN PREDIVISEUR UHF

Lorsqu'il désire mesurer une fréquence de haute valeur, l'amateur électronicien se heurte souvent à la limitation de la bande passante de son fréquences-mètre, bande passante atteignant 100 MHz ou 200 MHz, quand ce n'est pas 50 MHz. S'il désire mesurer une fréquence supérieure, il doit alors disposer d'un petit module que l'on appelle prédiviseur UHF.

C'est tout simplement un circuit chargé de prédiviser le signal à mesurer par une certaine valeur, et d'amener ainsi celui-ci à une fréquence pouvant être acceptée par le fréquences-mètre.



— gamme de fréquence mesurable de 30 à 1 000 MHz.

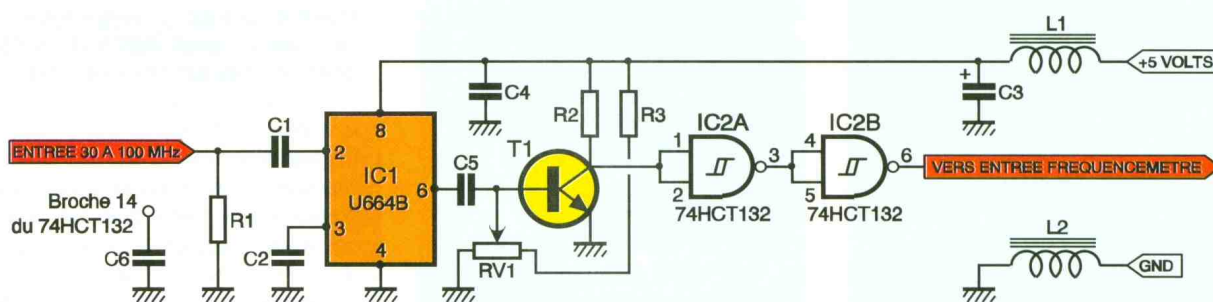
Ce circuit possède en interne un étage d'entrée symétrique (broches 2 et 3) et un diviseur logique par 64, en sorties symétriques (broches 6 et 7). Le signal à mesurer parvient au travers d'un condensateur de 1,5 nF à l'entrée 2 du U664B, l'autre entrée étant reliée à la masse par un condensateur de même valeur. Le signal pré-divisé sort en broche 6 et alimente la base du transistor T₁, un 2N2222, dont la polarisation de la base peut être modifiée pour amener ce dernier juste au seuil de conduction. Le signal remis en forme attaque deux portes de IC₂, un 74HCT132 (triggers).

Peu de choses sont à signaler sur le câblage si ce n'est que le U664B ne devra pas être placé sur un support, mais soudé directement sur le circuit imprimé.

Les réglages et les essais

Ils se résument à peu de choses. Alimenter le circuit et brancher la sortie sur l'entrée du fréquences-mètre. Injecter un signal de fréquence 40 MHz à l'entrée de la sonde d'une amplitude de 10 mV. Agir sur RV₁ de manière à obtenir un affichage de la fréquence stable. La sonde est alors prête à l'emploi.

Pour ce qui est, par exemple, de la



Le schéma de principe

Il est donné en **figure 1**. Le cœur de ce montage est le circuit intégré U664B. C'est un circuit prédiviseur par 64, qui accepte des signaux d'une fréquence aussi élevée que 1 GHz (1 000 MHz). Ses caractéristiques sont éloquentes :

- signaux d'entrée pouvant atteindre 300 mV ;
- sensibilité d'entrée meilleure que 10 mV pour une gamme de fréquence comprise entre 80 et 1 000 MHz ;

Deux condensateurs, C₃ et C₄, découplent la ligne d'alimentation positive. L'alimentation de ce module sera confiée à un dispositif externe qui devra fournir une tension de + 5V. Deux selfs de choc (modèle VK200) bloquent d'éventuels retour de HF.

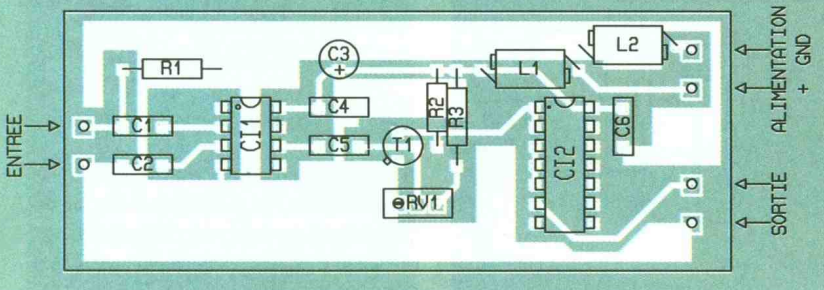
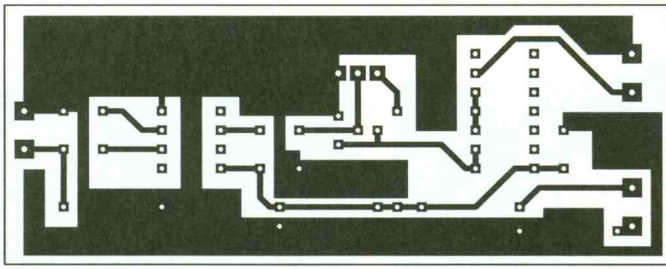
La réalisation

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 2** et l'on utilisera le dessin de la **figure 3** pour l'implantation des composants.

1

LE SCHEMA DE PRINCIPE.

mesure de la fréquence d'émission d'un émetteur, le prélèvement du signal peut s'effectuer à l'aide d'un morceau de câble de 50 Ω dont l'une des extrémités ira à l'entrée de la sonde et dont l'autre extrémité sera munie de quelques spires de fil 10/10 de mm placées entre l'âme centrale du câble et le fil de tresse (masse). Il suffira d'approcher ce dispositif de l'émetteur pour pou-



2/3

LE CIRCUIT IMPRIME ET SON IMPLANTATION.

voir prélever une partie de la puissance émise et lire ainsi la fréquence d'émission.

Signalons que le résultat lu sur le fréquencemètre nécessitera une petite multiplication par 64 : par exemple, si la fréquence lue est de 15 120 kHz, la fréquence sera de : $15\ 120 \times 64 = 967\ 680$ kHz, soit 967,680 MHz.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Circuit intégré

IC₁ : U664B

IC₂ : 74HCT132

Semi-conducteurs

T₁ : 2N2222, BC550C, BC237

Résistances :

R₁ : 68 Ω (bleu, gris, noir)

R₂, R₃ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)

RV₁ : 10 kΩ ajustable multitours

Condensateurs

C₁, C₂ : 1,5 nF

C₃ : 10 μF/16 V tantale goutte

C₄, C₆ : 100 nF

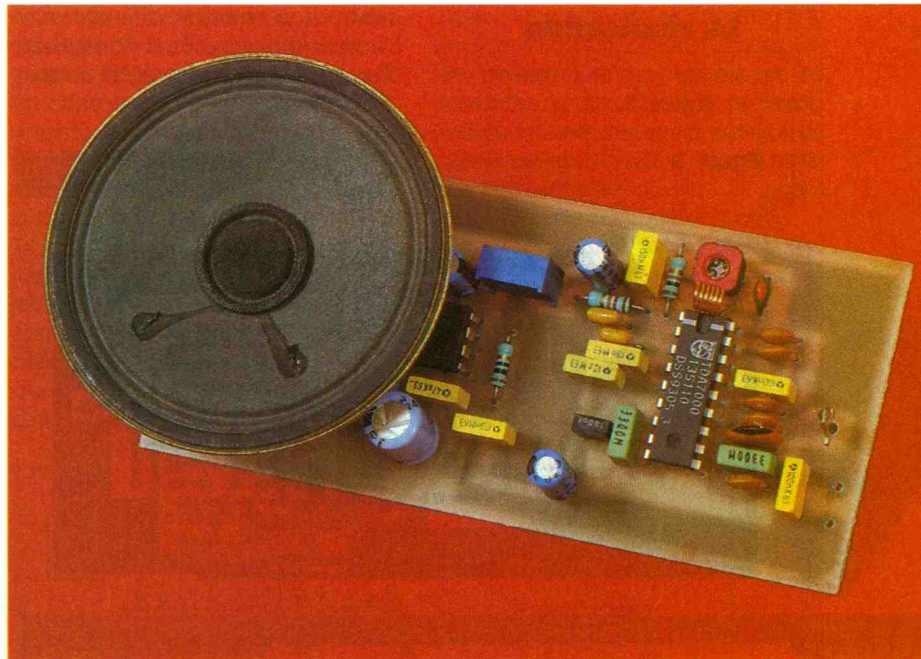
C₅ : 470 pF

Divers

L₁, L₂ : self de choc VK200

UN MINI-RECEPTEUR FM

Ce petit récepteur de la bande FM permet l'écoute des stations émettant entre 88 MHz et 108 MHz. Malgré tout, l'emploi d'un circuit intégré comportant tous les éléments du récepteur a permis de loger également sur la platine de 100 x 50 mm l'amplificateur BF ainsi que le haut-parleur.



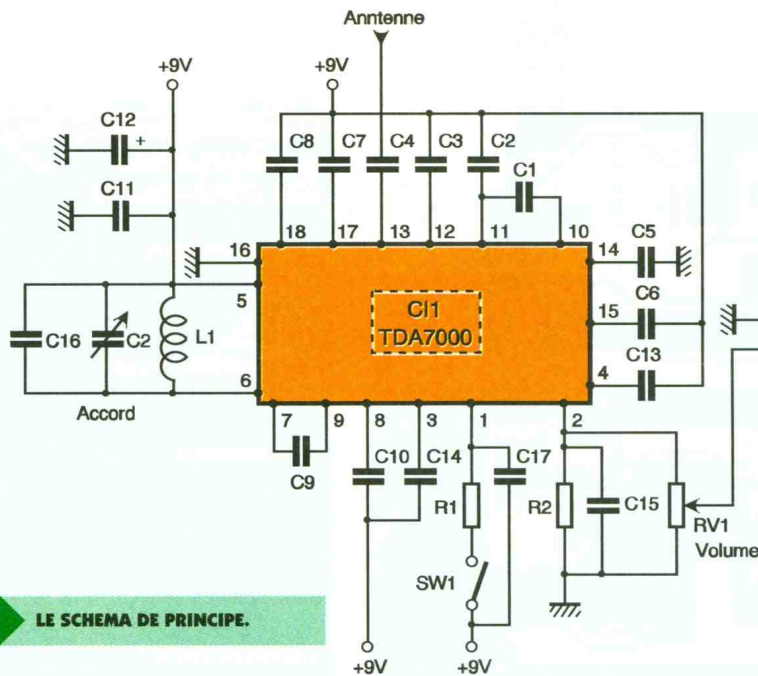
La série des circuits intégrés TDA70XX est déjà relativement ancienne mais toujours largement distribuée. Ils contiennent tout ce qui est nécessaire à la réalisation d'un récepteur d'excellente qualité : l'étage d'entrée HF, le mixeur, l'oscillateur local, l'amplificateur de fréquence intermédiaire ainsi que son limiteur, le démodulateur de phase et le circuit de silence. Ils peuvent fonction-

ner sous une tension d'alimentation pouvant varier entre 2,7V et 10V, et consomment un courant maximal de 10 mA.

Le récepteur

Le schéma de principe est donné en **figure 1**. Le circuit accordé est connecté aux broches 4 et 5. La manœuvre du condensateur ajustable

C₂ permettra la recherche des différents émetteurs opérant sur la bande FM. C'est par cette broche 4 que le circuit intégré est alimenté. C₁₂ et C₁₆ découplent la tension d'alimentation. Divers condensateurs servent à déterminer la sélectivité de la chaîne d'amplification FI. La résistance R₃, lorsqu'elle est connectée à la ligne d'alimentation positive, met hors service le circuit de silence. Le signal



1

LE SCHEMA DE PRINCIPE.

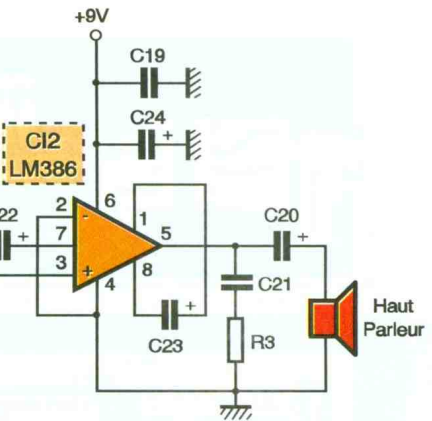
HF reçu par l'antenne est transmis au récepteur par l'intermédiaire du condensateur C_5 . Le signal BF disponible sur la broche 2, filtré par la résistance R_2 et le condensateur C_{15} , est disponible sur le curseur de la résistance RV_1 qui déterminera le volume sonore. Ce signal est ensuite appliqué à l'entrée d'un amplificateur intégré LM 386 qui fournit une puissance suffisante pour une écoute confortable.

La réalisation

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 2**. On se reportera au schéma d'implantation représenté en **figure 3** afin de réaliser le câblage.

Le câblage débutera par la mise en place du TDA7000T. Il sera soudé directement sur la carte, sans support. Puis, on procédera à la soudure des autres broches en ne les chauffant pas trop longtemps. On vérifiera ensuite qu'aucun court-circuit n'existe entre les broches.

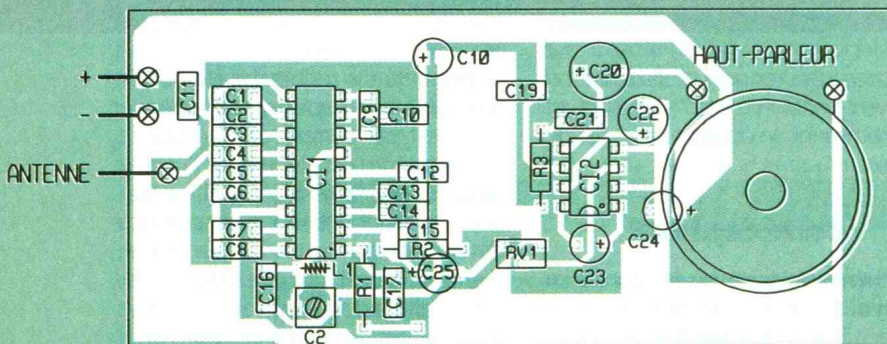
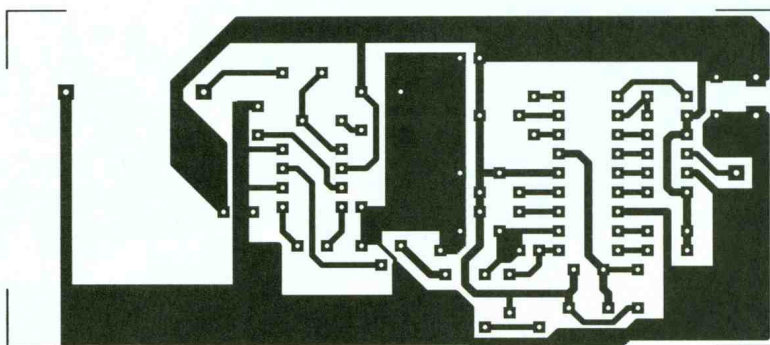
On pourra ensuite implanter les autres composants. Les essais se résument à peu de choses, puisqu'il n'y a qu'un réglage à effectuer : celui du condensateur variable qui permettra la recherche des stations. L'antenne pourra être constituée d'un simple morceau de fil souple



d'une longueur de 1 mètre. A la mise sous tension, et si le circuit de silence est hors service, on doit percevoir un souffle assez violent. On vérifiera que par la manœuvre de C_2 , des stations peuvent être captées. Pour conclure, signalons que le montage peut être alimenté entre 5V et 9V.

2/3

LE CIRCUIT IMPRIME ET SON IMPLANTATION.



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Circuits intégrés

C1 : TDA 7000

C2 : LM 386

Résistances

R1 : 10 k Ω (marron, noir, orange)

R2 : 22 k Ω (rouge, rouge, orange)

R3 : 10 Ω (marron, noir, noir)

RV1 : 20 k Ω ajustable

Condensateurs

C1, C7, C9 : 330 pF

C2 : 10 pF à 60 pF ajustable

C3 : 150 pF

C4, C5, C8 : 220 pF

C6, C11, C19 : 100 nF

C10 : 180 pF

C12, C13 : 10 nF

C14 : 22 nF

C15 : 1,8 nF

C16 : 22 pF

C18 : 47 μ F/10 V

C17 : 150 nF

C18 : 1 000 μ F/10 V

C19, C21 : 220 μ F/10 V

C20 : 47 nF

C22, C23, C24, C25 : 10 μ F/10 V

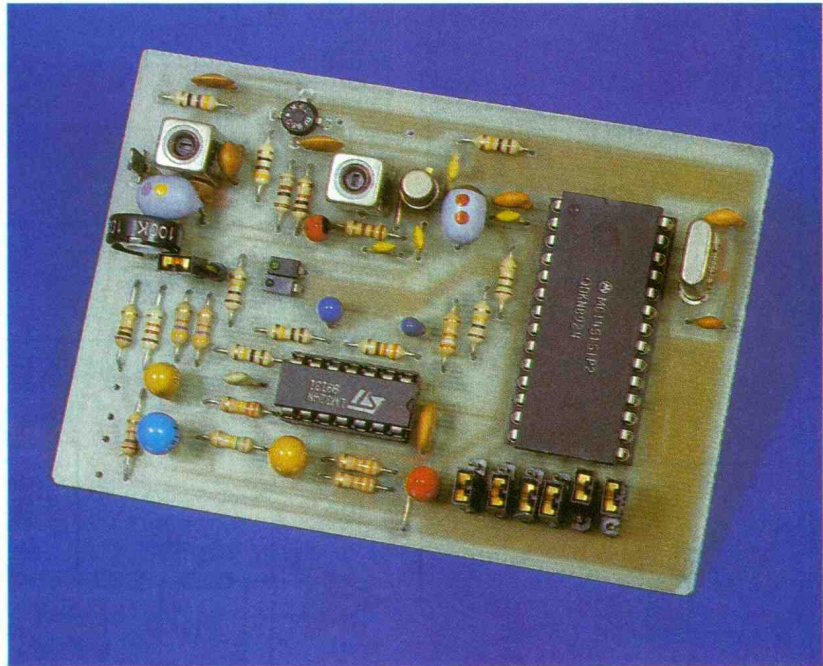
Divers

L1 : self 56 nH, 5,5 spires sur \varnothing 3 en l'air, longueur de 4 mm, placée à 4 mm au dessus du circuit imprimé
Haut-parleur 8 Ω 0,25 W



RADIO

Ce type de montage, bien que restant de portée restreinte, peut rendre de précieux services : surveillance d'une chambre d'enfant, sonorisation par microphone sans fil, interphone sans fil, etc. De plus, il n'emploie que des composants largement distribués par les revendeurs de composants électroniques.



UN MINI-GENERATEUR AM/FM 27 MHz

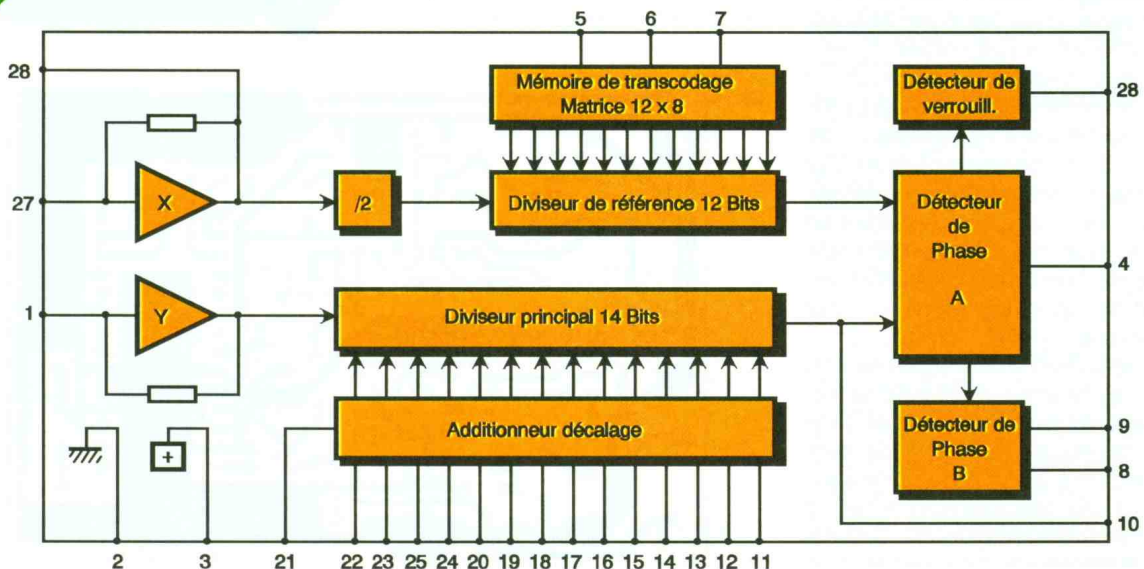
Le schéma de principe

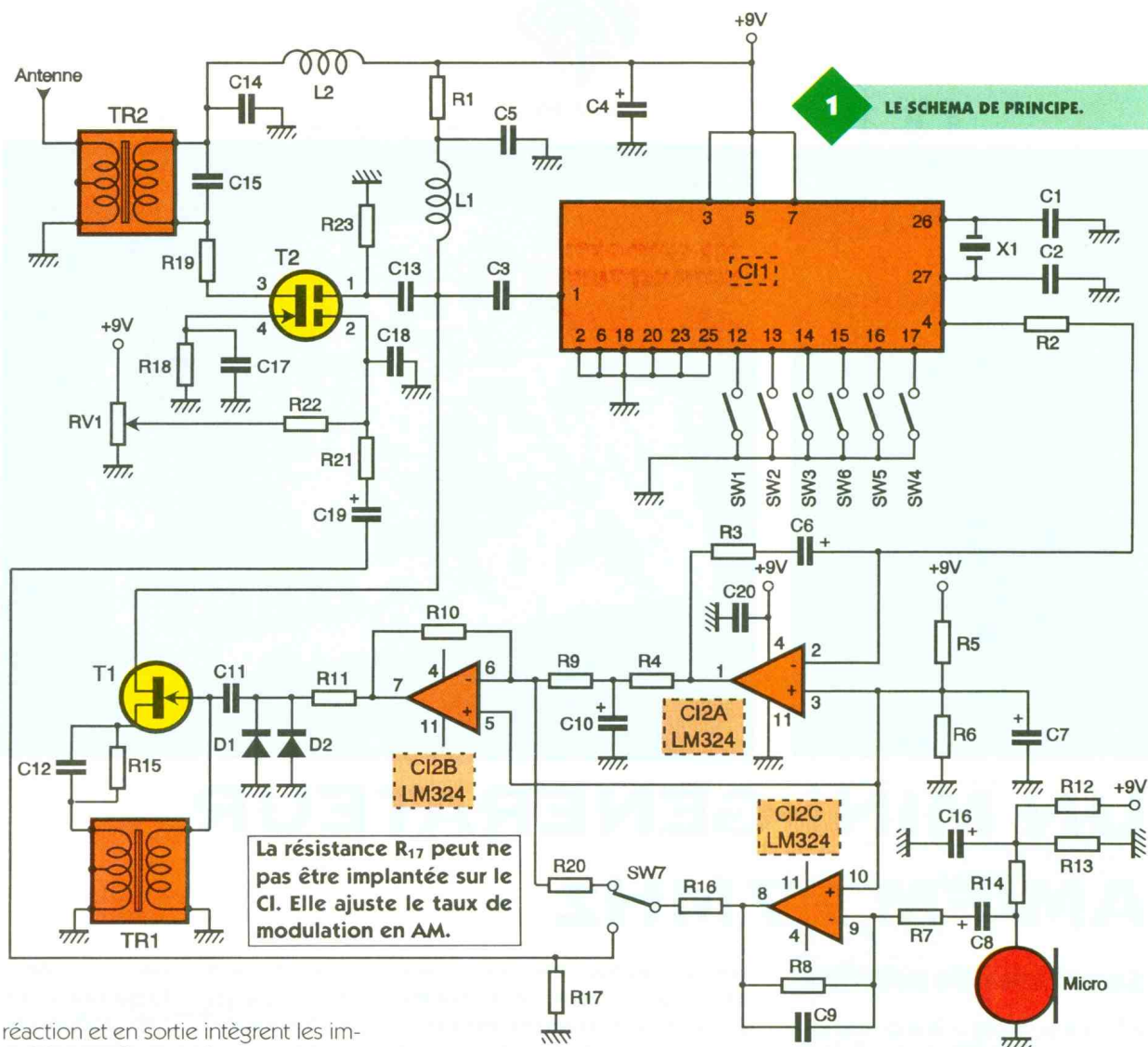
La fréquence d'émission pourra être choisie parmi les 40 canaux de la Citizen Band, et ce par simple implantation de cavaliers. Si cela a été rendu possible, c'est par l'emploi d'un circuit intégré spécialisé dans la synthèse de fréquence, le MC 145141, qui est un diviseur programmable. Son schéma interne est donné en figure 1. Son mode de fonctionne-

ment est relativement simple. Sans entrer dans le détail, ce qui sortirait du cadre de la présente rubrique, signalons cependant que ce circuit est composé : d'un diviseur de référence à 12 bits qui fournit une fréquence stable puisqu'il est commandé par un oscillateur à quartz ; d'un diviseur programmable à 14 bits sur lequel agira la programmation des switches ; d'un comparateur de phase à deux entrées qui compare la fréquence de sortie du diviseur de référence et la fréquence du diviseur programmable : si le comparateur détecte une différence

entre ces deux signaux d'entrée, il délivre une série d'impulsions qui, une fois intégrées et transformées en une tension continue, agiront sur un oscillateur contrôlé par tension (VCO) externe, qui modifiera la fréquence d'émission. On obtient ainsi une fréquence très stable. Le schéma de principe de notre circuit est donné en figure 2. On retrouve le 145151 dont nous venons de parler. Les impulsions de sortie du comparateur de phase parviennent à l'entrée de Cl_{2A} , un amplificateur opérationnel de type LM 324. Les réseaux RC placés dans la contre-

2 LE SYNOPTIQUE DU MC 145151.





réaction et en sortie intègrent les impulsions et les transforment en une tension continue qui parvient à l'entrée d'un second AOP, configuré en amplificateur sommateur. La deuxième entrée de ce dernier est reliée au préamplificateur de microphone. Sa sortie est reliée au VCO dont la fréquence de travail peut être modifiée par les diodes varicap insérées dans la grille du transistor 2N4416, monté en oscillateur Hartley. La réaction provoquant la mise en oscillation de l'ensemble est assurée par un transformateur Toko de type 113CN2 K509DZ. Le signal de sortie est prélevé sur le drain du FET et est, d'une part, réinjecté dans le diviseur programmable pour comparaison, et, d'autre part, commande le transistor d'émission de l'onde HF, un BF960. Ce dernier a son drain chargé par un circuit accordé, un transformateur également de type 113CN2K509DZ. L'une de ses grilles reçoit le signal provenant du VCO. Lorsque l'émission se fera en FM, le signal issu du préamplificateur moduera la fréquence du VCO qui sera appliquée à cette grille ; l'autre grille sera connectée à la sortie du préamplificateur de modulation lorsque l'émission s'effectuera en modulation d'amplitude. Le passage d'un

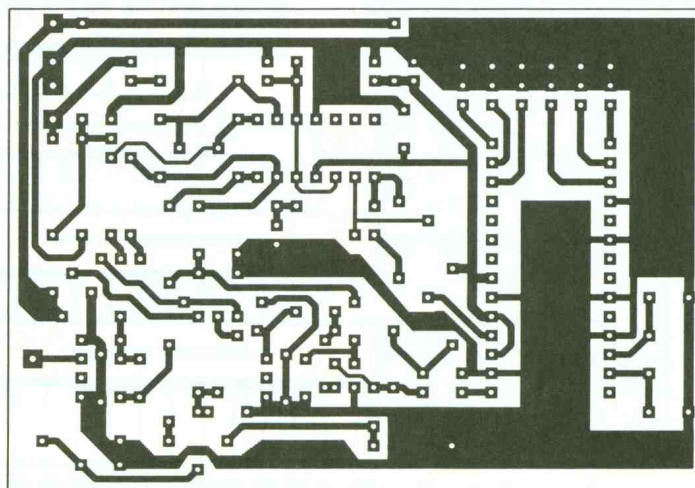
mode à l'autre se fera par la manœuvre de l'inverseur SW7.

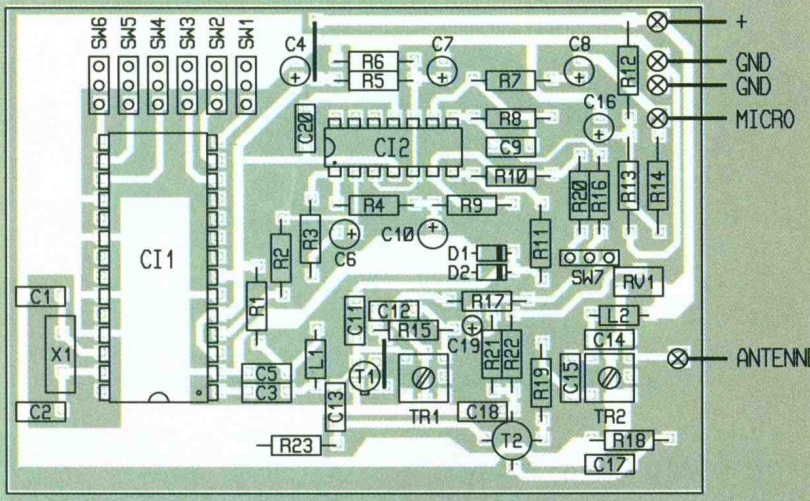
La réalisation

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 3**. Le dessin de l'implantation des composants est, quant à lui, représenté en **figure 4**. Les deux circuits intégrés Cl₁ et Cl₂ seront placés sur des supports. On respectera les précautions d'usage

pour la soudure des FET T₁ et T₂ et des diodes varicaps D₁ et D₂. Les selfs de 2,2 μH et 4,7 μH seront du type surmoulées. Il conviendra de bien respecter le type des deux transformateurs TR₁ et TR₂. Un autre modèle entraînerait le non-fonctionnement du circuit. Même chose

3 LE CIRCUIT IMPRIME.





4 L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

pour les transistors T_1 et T_2 . Pour ce qui est du circuit intégré CI_2 , un quadruple amplificateur opérationnel quelconque peut convenir, à condition bien entendu que le brochage corresponde. Le microphone prévu pour être connecté au circuit est de type à électret. Ce modèle doit être alimenté et les composants nécessaires à cette alimentation sont prévus sur la

LA SECTION AMPLI/MODULATEUR AM.



platine. Un modèle dynamique peut également être connecté: dans ce cas, les trois résistances et le condensateur doivent être supprimés, et le gain de CI_{2C} peut être augmenté par modification de la valeur de la résistance de contre-réaction (augmentation). Tous les condensateurs chimiques seront des modèles au tantale de forme goutte, ce qui nécessite un minimum de place pour leur implantation.

Les essais et les réglages

Après avoir dûment vérifié les soudures et la bonne orientation des composants polarisés, on pourra mettre le montage sous tension à l'aide d'une pile de 9V. Il faudra avoir au préalable positionné les cavaliers SW_1 à SW_6 suivant les indications du tableau de la figure 5, afin d'obtenir la fréquence d'émission souhaitée. Pour le réglage, un multimètre suffit. En le connectant sur la broche 7 du circuit intégré CI_2 , on manœuvrera le noyau du transformateur TR_1 de manière à obtenir une tension d'environ + 5V. Ensuite, à l'aide d'un récepteur réglé sur la fréquence d'émission du circuit, il faudra régler le noyau du transformateur TR_2 de façon à obtenir la meilleure réception possible. On procédera à ce réglage en éloignant le récepteur à chaque fois que l'on aura retouché le noyau.

Patrice OGUIC

PROGRAMMATION DES BROCHES

Canal	Fréquence	17	16	15	14	13	12
11 FM	27085	0	1	0	1	0	0
19 AM	27185	0	1	1	1	1	0

LA PROGRAMMATION DES FREQUENCES.

LISTE DES COMPOSANTS

Circuits intégrés
IC₁ : MC145151
IC₂ : LM324

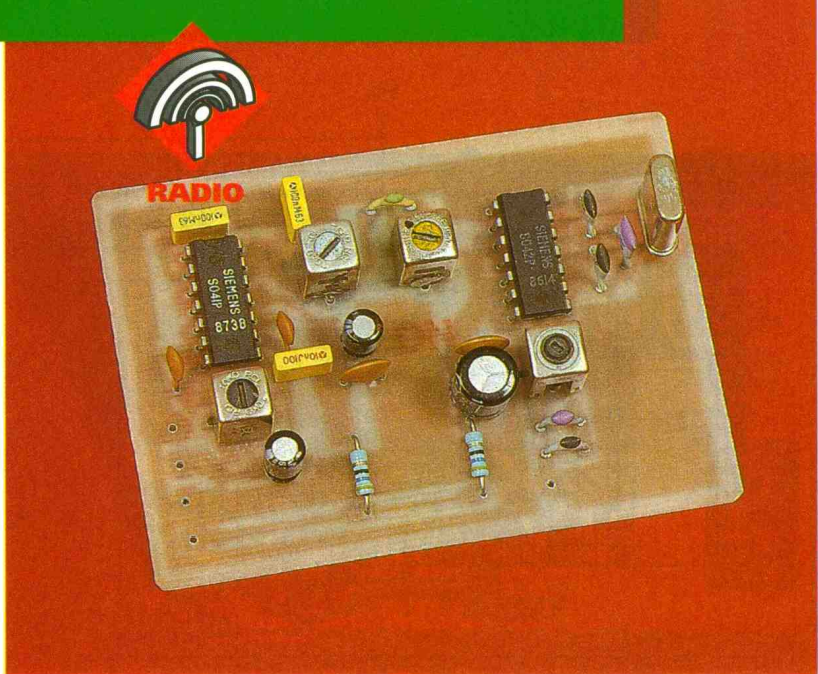
Semi-conducteurs
T₁ : 2N4416
T₂ : BF960
D₁, D₂ : diodes BB 105 G

Résistances
R₁ : 150 Ω (marron, vert, marron)
R₂, R₉, R₁₀, R₁₁, R₁₇ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
R₃ : 39 kΩ (orange, blanc, orange)
R₄ : 330 Ω (orange, orange, marron)
R₅, R₆ : 33 kΩ (orange, orange, orange)
R₇ : 150 kΩ (marron, vert, jaune)
R₈ : 330 kΩ (orange, orange, jaune)
R₁₂ : 27 kΩ (rouge, violet, orange)
R₁₃ : 12 kΩ (marron, rouge, orange)
R₁₄ : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
R₁₅ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
R₁₆, R₂₀ : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
R₁₈, R₁₉ : 47 Ω (jaune, violet, noir)
R₂₁ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R₂₂ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
R₂₃ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
RV₁ : ajustable 100 kΩ verticale

Condensateurs
C₁ : 22 pF
C₂, C₃ : 82 pF
C₄ : 10 μF 16 V tantale goutte
C₅, C₉, C₁₁, C₁₂, C₁₃ : 1 nF
C₆ : 0,33 μF 16 V tantale goutte
C₇, C₈, C₁₆ : 22 μF 16 V tantale goutte
C₁₀ : 3,3 μF 16 V tantale goutte
C₁₄, C₁₇, C₁₈ : 10 nF
C₁₅ : 56 pF
C₁₉ : 2,2 μF 16 V tantale goutte

Divers
X₁ : quartz 10,24 MHz
1 micro à électret
2 113 CN2K509 DZ
L₁ : self 2,2 μH
L₂ : self 4,7 μH
SW₁ à SW₇ : 7 picots à souder + 7 cavaliers

La bande 27 MHz, de plus en plus délaissée par les radio-modélistes, en grande partie à cause de l'occupation de cette bande par la CB, a été remplacée depuis quelques années par la bande 41 MHz, nettement plus calme.



UN RECEPTEUR DE TELECOMMANDE 41 MHz

C'est pourquoi nous vous proposons la réalisation d'un tel récepteur, qui pourra servir de récepteur d'appoint pour un modèle réduit, si le premier récepteur de l'ensemble radio est déjà installé dans un autre modèle.

Le schéma de principe

Il est donné en **figure 1**. Comme on le voit, il brille par sa simplicité puisqu'il ne fait appel qu'à deux circuits intégrés. C'est un récepteur à simple changement de fréquence. Le SO42P est un modulateur équilibré qui comporte en interne trois paires de transistors et qui peut fonctionner jusqu'à 200 MHz. Deux des transistors constituent l'oscillateur à quartz qui fonctionne sans aucun bobinage, avec seulement trois condensateurs. Le signal HF d'entrée capté par l'antenne est appliqué sur les bases des paires de transistors restantes.

Leurs émetteurs reçoivent les oscillations du quartz et l'on obtient en sortie la différence de la fréquence du signal reçu par l'antenne et de la fréquence de fonctionnement de l'oscillateur à quartz. Cette différence est égale à 455 kHz et constitue la fréquence intermédiaire.

Le circuit accordé d'entrée est une bobine blindée accordée par un condensateur. Ce condensateur aura une valeur de 15 pF pour la bande 41 MHz et une valeur de 27 pF si l'on souhaite faire fonctionner le montage dans la bande 27 MHz. La sortie du signal FI est disponible sur la broche 2 du SO42P et parvient à l'entrée d'un filtre de bande constitué par TR₂, TR₃ et le condensateur C₈. Le signal disponible sur le secondaire de TR₃ attaque un circuit intégré de type SO41P, qui remplit les fonctions d'amplificateur limiteur et de démodulateur FM. Le signal FI est amplifié par six étages différentiels montés en

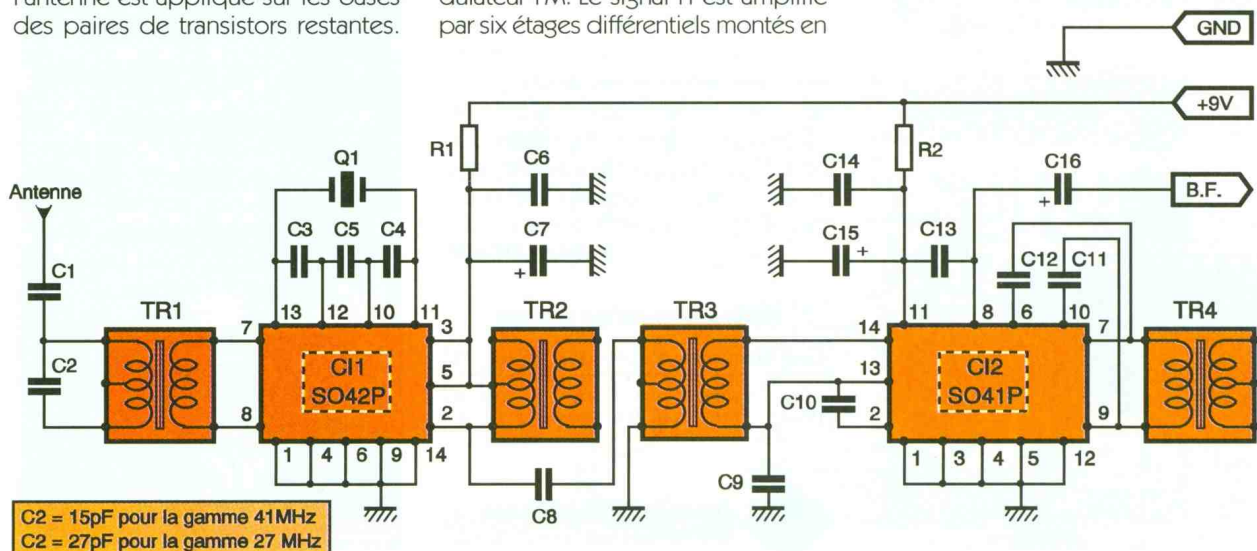
série. A la sortie de cette chaîne amplificatrice, le signal alimente plusieurs paires de transistors montés en différentiels, après être passé dans le filtre 455 kHz, le transformateur TR₄. Le signal BF est disponible sur la broche 8 du circuit intégré. A cet endroit, on peut connecter un écouteur piézo, ce qui rendra de grands services lors des réglages.

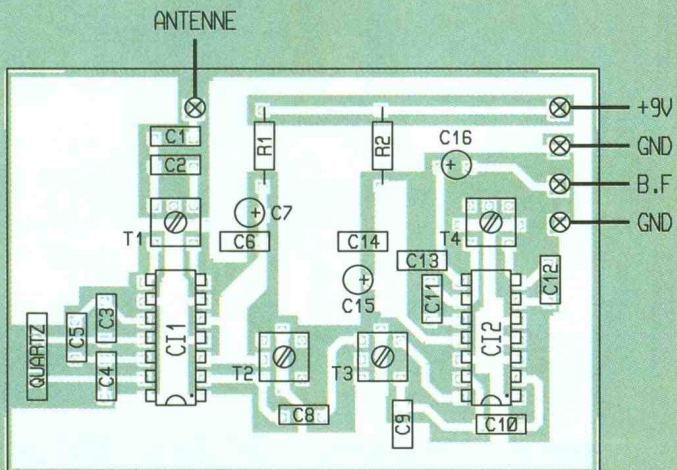
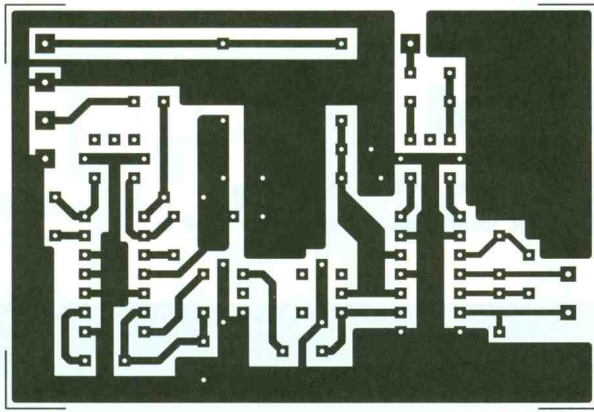
Aucun risque d'accrochage n'est à craindre, le montage étant d'un fonctionnement très stable.

La réalisation

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 2** et celui de l'implantation l'est en **figure 3**.

1 LE SCHEMA DE PRINCIPE.





La mise en place des composants débutera par celle des transformateurs blindés, puis tous les composants passifs seront soudés. Les deux circuits intégrés seront placés en dernier lieu.

Il ne faudra pas les mettre sur des supports, mais les souder directement en respectant les précautions d'usage : attendre quelques secondes entre chaque soudure de broche afin que la chaleur ait le temps de se dissiper.

Cela fait, on vérifiera le câblage avant de mettre le récepteur sous tension, un écouteur piézo connecté entre la masse et le - du condensateur C₁₆.

2/3

LE CIRCUIT IMPRIME ET SON IMPLANTATION.

Un fort bruit de souffle doit se faire entendre.

On placera l'émetteur à deux ou trois mètres et l'on réglera dans l'ordre : le noyau de TR₁, ceux de TR₂ et de TR₃, et enfin celui de TR₄, de manière à entendre la modulation basse fréquence de l'émetteur. Cela fait, on éloignera ce dernier et l'on finira les réglages.

Ces opérations seront répétées jusqu'à obtenir la plus grande portée possible.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Circuits intégrés

C₁ : SO42P
C₂ : SO41P

Résistances

R₁, R₂ : 56 Ω (vert, bleu, noir)

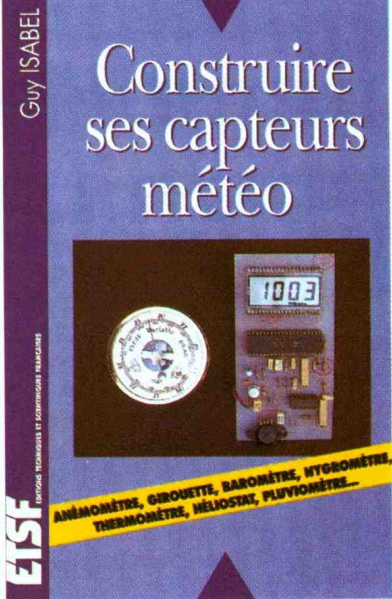
Condensateurs

C₁, C₃, C₄ : 12 pF
C₂ : 15 pF
C₅ : 56 pF
C₆, C₉, C₁₀, C₁₄ : 100 nF

C₇ : 100 μF 16 V
C₈ : 4,7 nF
C₁₁, C₁₂ : 220 pF ou 270 pF
C₁₃ : 10 nF
C₁₅ : 10 μF 16 V
C₁₆ : 2,2 μF 16 V

Divers

TR₁ : transformateur Toko 113CN2K159DZ
TR₂ : transformateur Toko LMC 4100 jaune
TR₃ : transformateur Toko LMC 4101 blanc
TR₄ : transformateur Toko LMC 4102 noir



CONSTRUIRE SES CAPTEURS METEO

GUY ISABEL

Depuis toujours, le temps qu'il fait ou qu'il fera a alimenté les conversations de nos concitoyens. Les rhumatismes des uns se mêlent aux moisons des autres. L'homme s'intéresse naturellement aux phénomènes météorologiques qu'il ne maîtrise pas du tout et qu'il redoute parfois.

Nous vous proposons dans cet ouvrage de construire, à peu de frais, des capteurs spécialisés, mesurant les grandeurs météorologiques les plus caractéristiques : température, vitesse et direction du vent, pression atmosphérique, taux d'humidité, pluviométrie et même heures d'ensoleillement.

Chaque chapitre fait l'objet d'une description détaillée pour sa réalisation et l'exploitation des valeurs qu'il contrôle. Vous pourrez constituer une véritable petite station météo et, qui sait, vous livrer bientôt à de savantes prédictions fondées sur les statistiques de vos relevés.

Distribution Bordas, tél. : 46.56.52.66.

ETSF

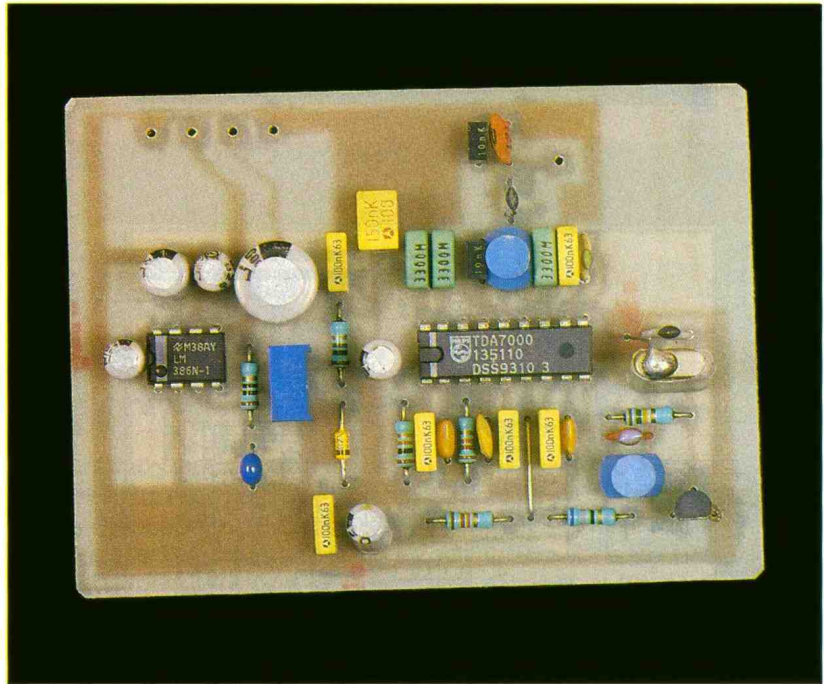
recherche auteurs dans l'électronique de loisir
Ecrire ou téléphoner à :
B. FIGHIERA
2 à 12, rue de Bellevue
75019 Paris
Tél. : (1) 44 84 84 84



RADIO

RECEPTEUR FM POUR LA BANDE CB...

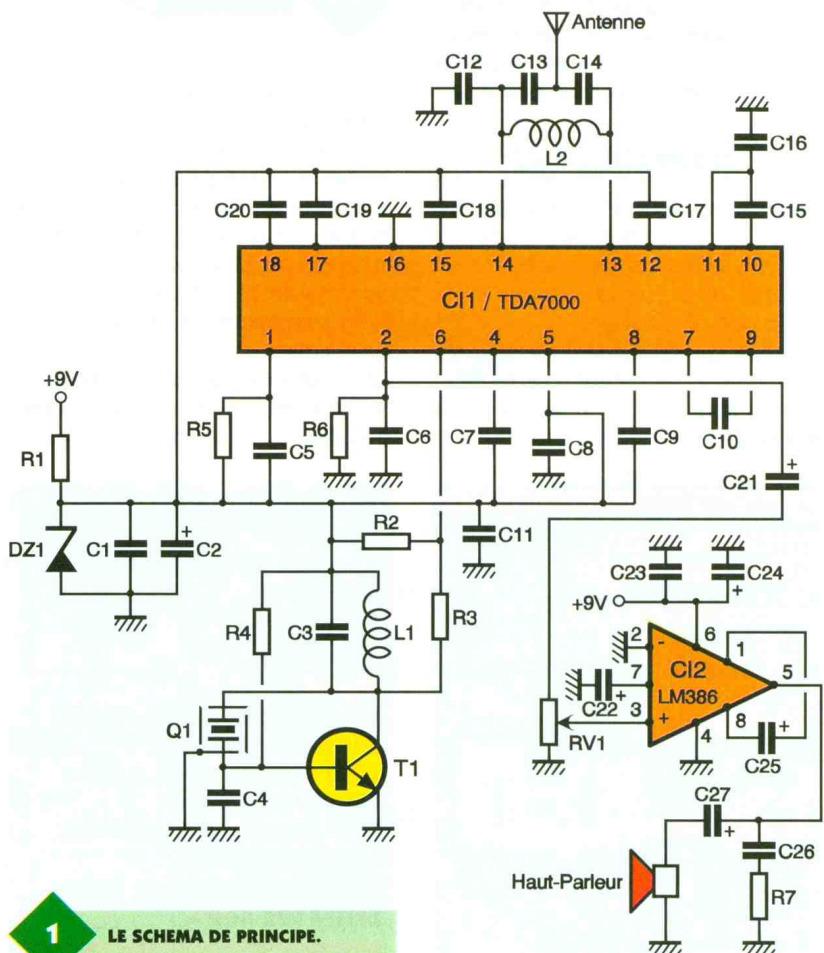
Encore un ! pourrait-on penser. Il utilise en effet le circuit intégré TDA7000, circuit très connu pour ses performances dans la construction de récepteurs simples de la bande FM 88 MHz à 108 MHz.



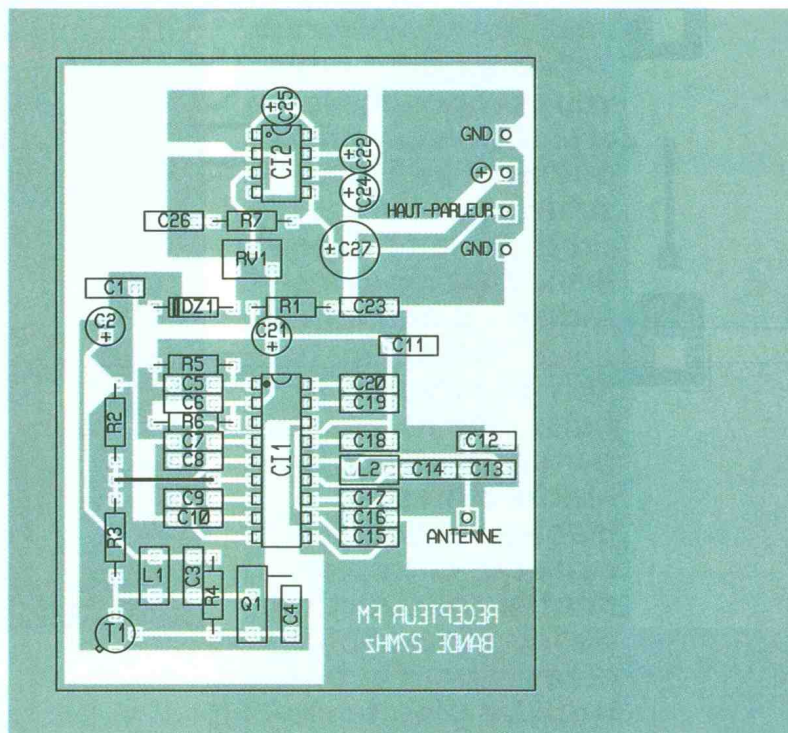
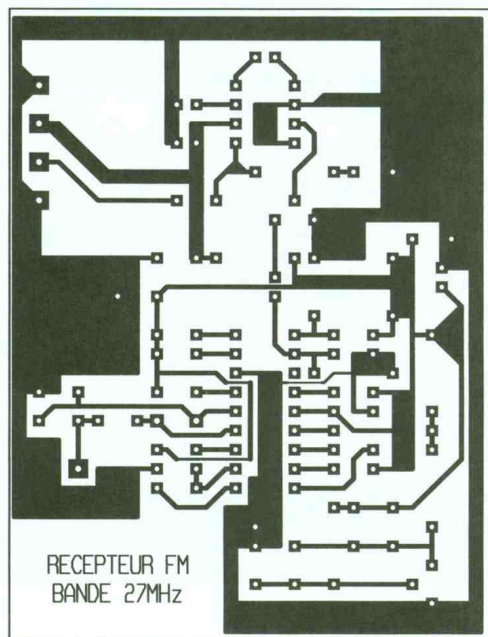
Seulement, si la bande de radiodiffusion FM possède une excursion en fréquence de 150 kHz (75 kHz de part et d'autre de la fréquence centrale), il en va tout autrement pour la FM de la CB puisque celle-ci est en bande étroite (5 kHz). Il sera donc nécessaire de modifier quelque peu le schéma valable pour la FM en bande large.

Le schéma de principe

Il est donné en **figure 1**. C'est sur le circuit accordé composé des condensateurs C₁₃ et C₁₄ que provient le signal capté par l'antenne. Ce dernier parvient ainsi à la broche 13 du TDA7000. La fréquence intermédiaire a été fixée à 3 kHz. Afin d'obtenir cette fréquence, un oscillateur à quartz constitué par T₁ et ses composants périphériques fournissent un signal dont la fréquence d'oscillations sera inférieure de 3 kHz à celle reçue par le circuit accordé d'entrée. Ce quartz, contrairement aux récepteurs à FI de 455 kHz nécessitant un quartz de fréquence inférieure (fo - 455 kHz), sera un quartz pour émetteur mais dont la fréquence de vibrations sera modifiée par le condensateur C₄. Ces oscillations seront disponibles aux bornes de l'inductance L₁ et parviendront au mélangeur interne. La FI est alors amplifiée par deux amplificateurs opérationnels contenus dans le



1 LE SCHEMA DE PRINCIPE.



2/3 LE CIRCUIT IMPRIME ET L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

TDA7000 qui jouent également le rôle de filtres de bande. Les condensateurs C₉, C₁₀, C₁₅, C₁₆ et C₁₇ constituent avec les résistances internes interconnectant ces amplificateurs des filtres de bande actifs. Le signal arrive enfin au démodulateur qui est traité afin que le circuit restitue le message basse fréquence. Ce dernier peut ainsi être transmis à l'amplificateur de 250 mW constitué par le LM386, qui fournira un niveau suffisant pour une écoute satisfaisante sur un petit haut-parleur. L'ajustable RV₁ permet de régler le niveau sonore.

VUE SUR L'OSCILLATEUR A QUARTZ.



La réalisation

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 2**. Le schéma de l'implantation des composants est donné en **figure 3** et sera utile lors du câblage. Il ne faudra pas utiliser de support pour le TDA7000. En revanche, le LM386 pourra en être muni. Les selfs L₁ et L₂ seront des modèles que l'on

trouve facilement chez les revendeurs. Il est prévu une connexion du boîtier métallique du quartz au - alimentation (GND). Pour cela, il suffira de souder à l'emplacement prévu sur le circuit imprimé un petit morceau de fil de câblage ou une queue de résistance et de le souder rapidement et directement sur le capot du quartz.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Circuits intégrés
 CI₁ : TDA7000
 CI₂ : LM386

Semi-conducteurs
 T₁ : 2N2369
 DZ₁ : zener 6,2 V

Résistances
 R₁ : 100 Ω (marron, noir, marron)
 R₂ : 12 kΩ (marron, rouge, orange)
 R₃ : 68 Ω (bleu, gris, noir)
 R₄ : 150 kΩ (marron, vert, jaune)
 R₅ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
 R₆ : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)
 R₇ : 10 Ω (marron, noir, noir)

RV₁ : résistance ajustable 20 kΩ

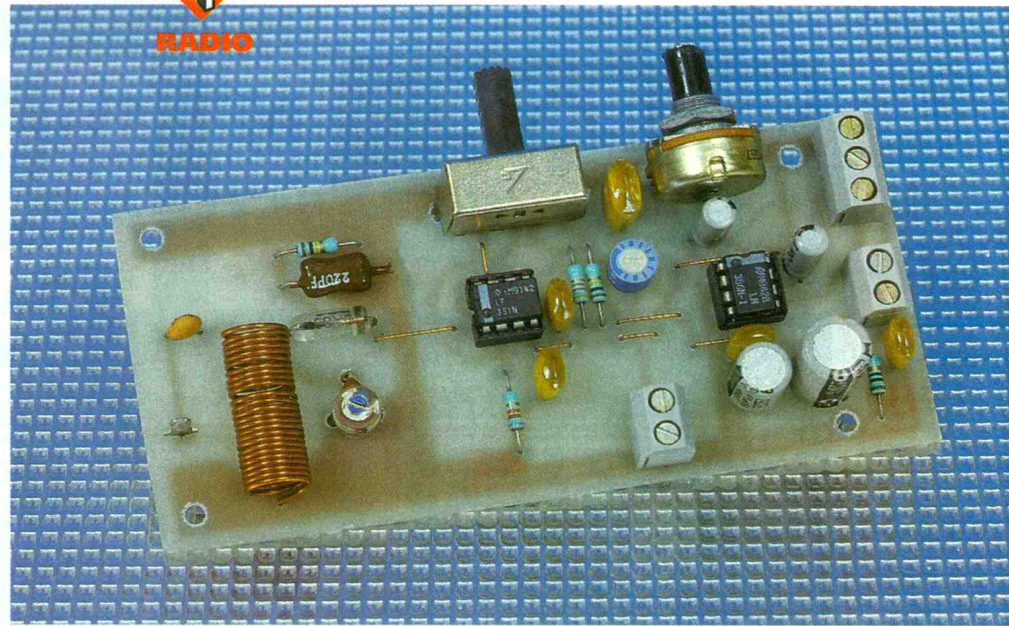
Condensateurs
 C₁, C₈, C₁₀, C₁₆, C₂₃ : 100 nF
 C₂, C₂₂, C₂₄ : 220 µF 16 V
 C₃ : 33 pF
 C₄ : 22 pF
 C₅, C₁₁ : 150 nF
 C₆, C₉ : 2,2 nF
 C₇, C₁₅ : 4,7 nF
 C₁₃ : 120 pF
 C₁₄ : 47 pF
 C₁₇, C₁₉, C₂₀ : 3,3 nF
 C₁₂, C₁₈ : 10 nF
 C₂₁ : 1 µF 16 V
 C₂₅ : 10 µF 16 V
 C₂₆ : 47 nF
 C₂₇ : 1 000 µF 10 V

Divers
 L₁, L₂ : 1 µH Neosid ou autres
 1 quartz bande 27 MHz
 1 haut-parleur 8 Ω 0,25 W
 1 support de circuit intégré 8 broches



RADIO

L'appareil dont nous vous proposons la réalisation est pratiquement indispensable pour qui pratique la télécommande de modèles réduits. Il permet en effet d'apprécier (et non de mesurer) la puissance HF émise par un émetteur. Il rendra d'inestimables services à ceux qui entreprennent la construction de leurs ensembles d'émission-réception. De plus, la modulation de l'onde porteuse pourra être écoutée sur un petit haut-parleur.



UN MESUREUR DE CHAMP

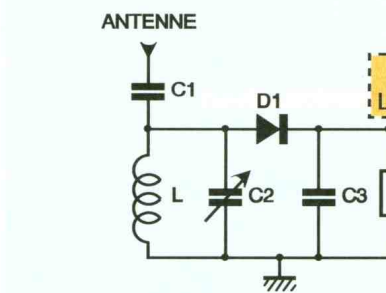
Le schéma de principe

Il est donné en **figure 1**. Il est à la fois d'une grande simplicité et d'une grande efficacité. La bobine L et le condensateur ajustable C₂ constituent un circuit qui pourra être accordé de 25 MHz à environ 45 MHz,

peut varier de 1 à 10 par pas de 5. Cela permet, dans le cas d'émetteurs de faible puissance, de disposer en sortie d'un niveau suffisant pour alimenter l'instrument de mesure. Ce dernier pourra être un galvanomètre ou un multimètre. Le signal disponible en sortie de C₁

La réalisation

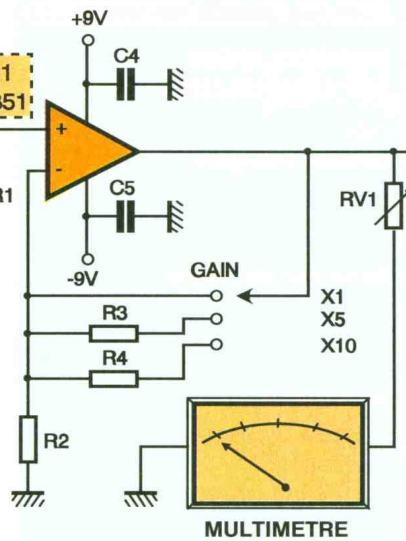
Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 2**. Tous les composants sont fixés sur la platine (commutateur et potentiomètre), ce qui évite d'avoir à se servir de fils de câblage. Pour l'implantation, on utilise-



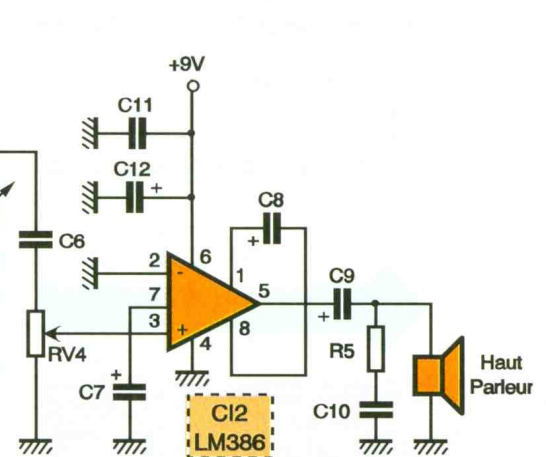
1

LE SCHEMA DE PRINCIPE.

et qui couvre donc la bande de fréquence la plus employée en modélisme (41 MHz) ainsi que toute la bande CB. Les ondes captées par l'antenne sont transmises à ce circuit par l'intermédiaire d'un condensateur C₁ de 12 pF. Les tensions HF sont ensuite redressées et filtrées par diode et condensateur et parviennent à l'entrée non-inverseuse d'un amplificateur opérationnel C₁, de type LF 351. Le gain de cet amplificateur



alimente également l'entrée d'un amplificateur BF intégré, C₁₂, un LM 386. Le niveau d'entrée de ce dernier est réglable par le potentiomètre RV₄. La puissance de sortie est largement suffisante pour disposer d'une écoute confortable du signal de modulation de l'onde porteuse.



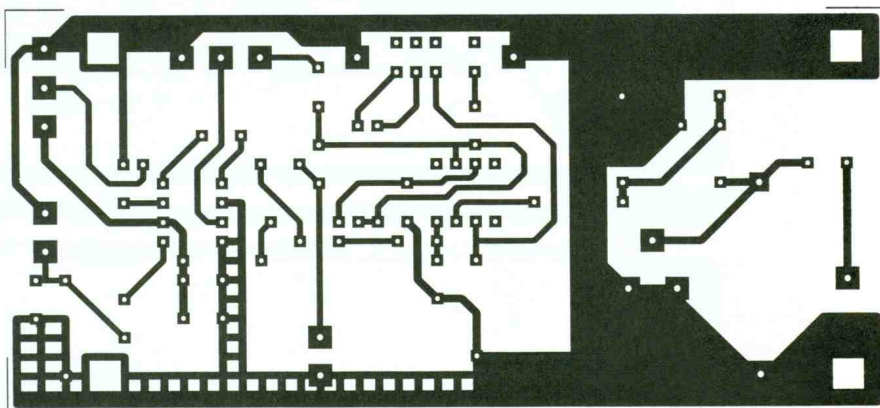
ra le dessin qui est donné en **figure 3**. Les deux circuits intégrés seront placés sur des supports. Ne pas oublier les sept straps. La bobine L et le condensateur C₂ sont soudés sur le circuit imprimé. Si l'on devait changer la fréquence d'accord du circuit, cela pourra être effectué en prati-

2

LE CIRCUIT IMPRIME.

quant un petit trou dans le coffret qui abritera le montage, suffisant pour le passage d'un tournevis.

Les essais se résument à peu de choses. Il faudra bien évidemment disposer d'un petit émetteur. L'alimentation de la platine s'effectue à l'aide de deux piles de 9V. Cette dernière connectée au montage et l'émetteur en marche, on agira sur le condensateur ajustable C_2 , de préférence à l'aide d'un tournevis en plastique. Parvenu à l'accord, l'instru-



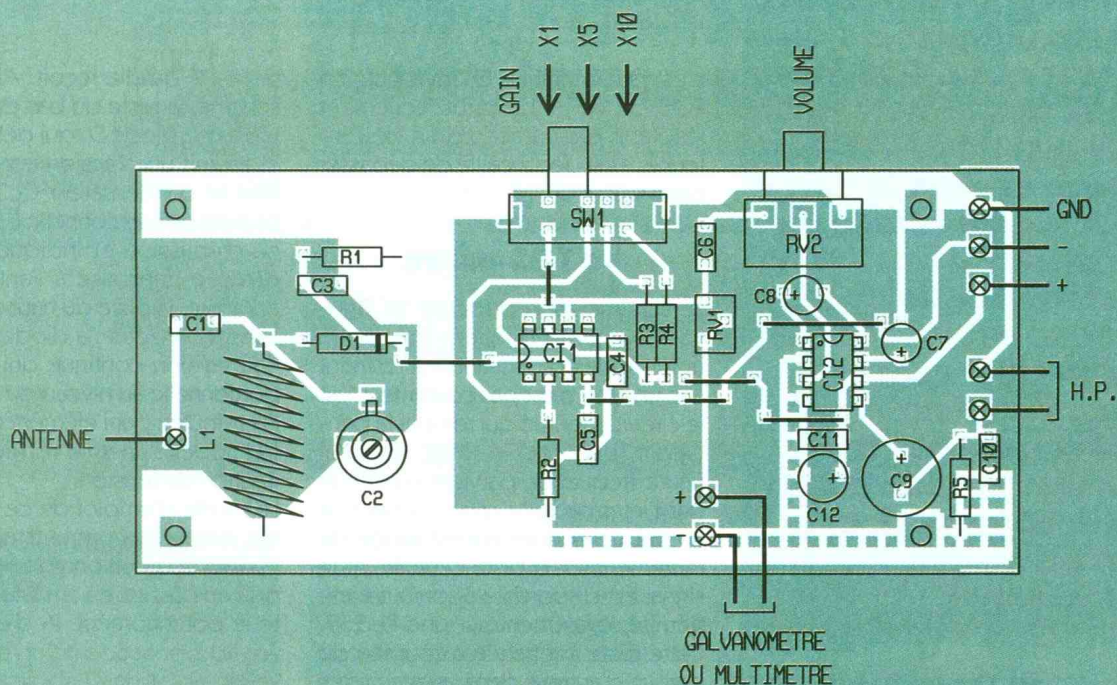
ment de mesure déviara plus ou moins, selon la puissance de l'émetteur. Au besoin, augmenter le facteur d'amplification de CI_1 au moyen du commutateur de gammes.

Si l'émetteur utilisé est un émetteur

de radiocommande, on devra percevoir la basse fréquence de modulation de l'onde porteuse, ainsi qu'un changement de tonalité (pas toujours évident) lorsque les manches seront manœuvrés.

3

L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Circuits intégrés

CI_1 : LF351

CI_2 : LM 386

Semi-conducteurs

D_1 : OA95, OA85, OA81

Résistances

R_1, R_4 : 100 k Ω (marron, noir, jaune)

R_2 : 12 k Ω (marron, rouge, orange)

R_3 : 47 k Ω (jaune, violet, orange)

R_5 : 10 Ω (marron, noir, noir)

RV_1 : 4,7 k Ω résistance ajustable verticale

RV_2 : 10 k Ω potentiomètre, courbe logarithmique (B)

Condensateurs

C_1 : 12 pF

C_2 : 2 pF/22 pF, condensateur ajustable

C_3 : 220 pF

C_4, C_5, C_{10}, C_{11} : 47 nF

C_6 : 220 nF

C_7 : 100 μ F/16 V

C_8 : 10 μ F/16 V

C_9 : 1 000 μ F/10 V

Divers

2 supports de circuit intégré

8 broches

1 commutateur 3 positions

1 haut-parleur 8 Ω

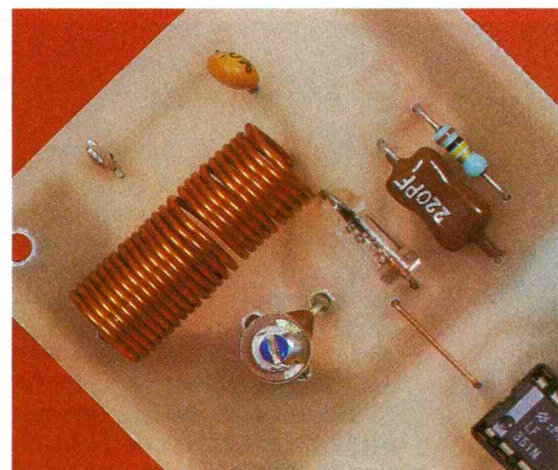
1 galvanomètre 500 μ A

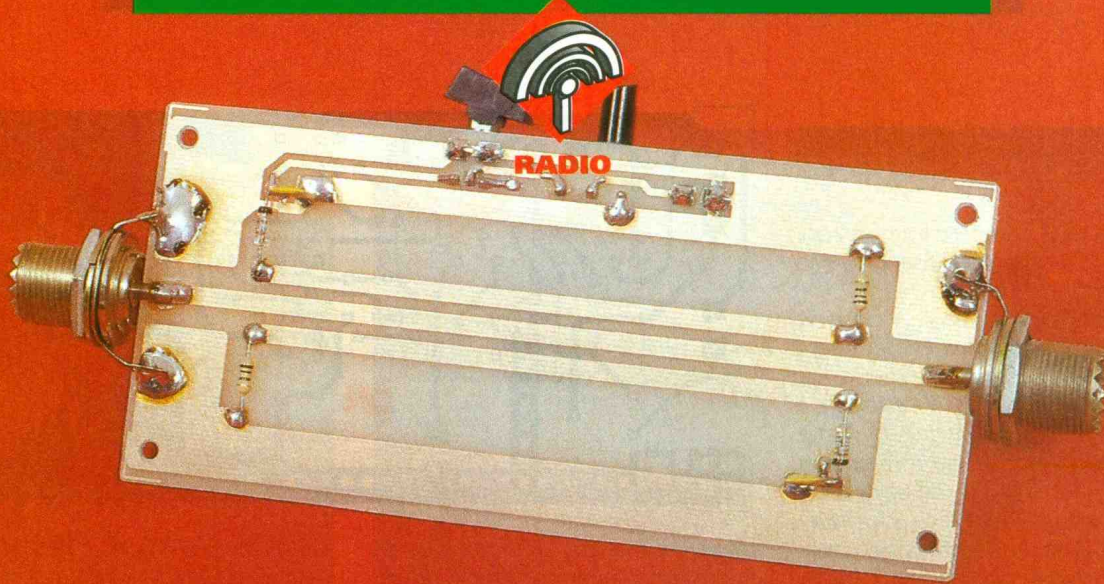
2 borniers à vis 2 points

1 bornier à vis 3 points

1 picot à souder

VUE SUR LA BOBINE L_1 .





Tous les adeptes des radiofréquences savent qu'un TOS élevé est très néfaste pour la qualité de l'émission et pour la durée de vie de l'étage de puissance final d'une station radio. Il est donc nécessaire de surveiller constamment ce Taux d'Ondes Stationnaires à l'aide du petit montage dont nous proposons la réalisation.

TOS-METRE

n'est jamais atteint. En revanche, un TOS de 1,1 à 1,5 peut facilement s'obtenir par un accord fin de l'antenne. Il est déconseillé de dépasser cette valeur de 1,5.

Le TOS-mètre

Le schéma est représenté en figure 1. Comme on peut le voir, le nombre de composants est restreint car, une fois n'est pas coutume, c'est le circuit imprimé qui remplit la principale fonction. En effet, le signal haute fréquence parvient au circuit par l'intermédiaire d'un connecteur PL 259. Ce connecteur est soudé directement sur la piste centrale, et le signal est disponible à son autre extrémité, également sur une PL 259. Cette piste centrale est couplée de part et d'autre à deux autres pistes de même largeur dans lesquelles elle induit une petite partie des ten-

sions HF qu'elle reçoit. Ainsi, sur le schéma, la piste du bas est connectée à une diode D_1 qui détecte la HF et fournit une tension continue que filtre le condensateur C_1 . Cette tension est proportionnelle à la puissance d'émission et indique l'énergie **directe** transmise à l'antenne. Au contraire, la piste du haut sur laquelle est connectée la diode D_2 fournit une tension continue qui sera proportionnelle au niveau de puissance HP refoulée par l'élément rayonnant. On appelle énergie **réfléchie** cette fraction de tension.

Le mode d'emploi de ce circuit est très simple. Le commutateur SW1 sera d'abord positionné sur « directe », puis en passant en émission, on ajuste le potentiomètre P_1 d'étalonnage

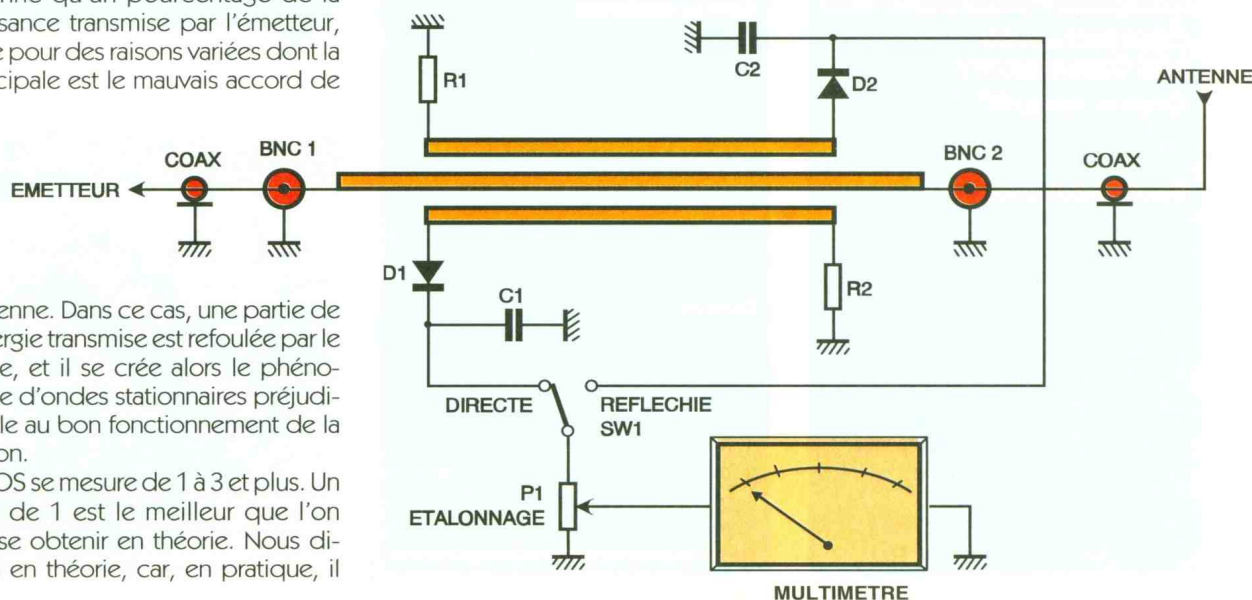
Dans une installation radio d'émission (-réception), l'antenne ne rayonne qu'un pourcentage de la puissance transmise par l'émetteur, et ce pour des raisons variées dont la principale est le mauvais accord de

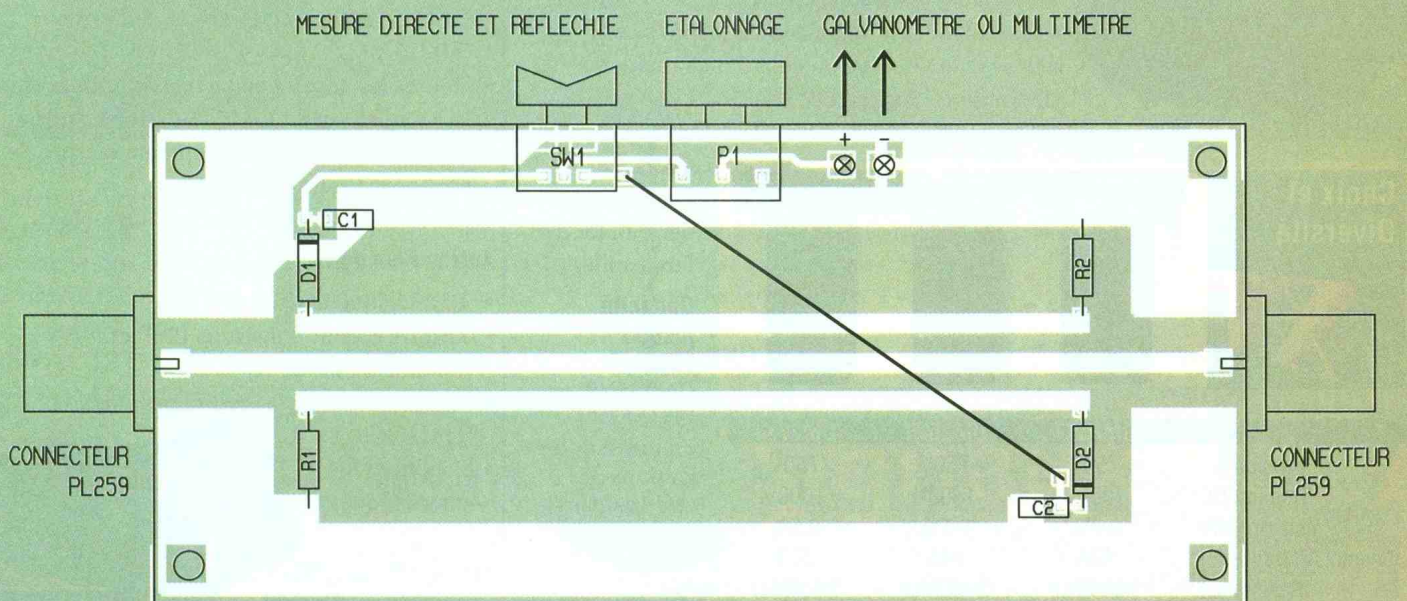
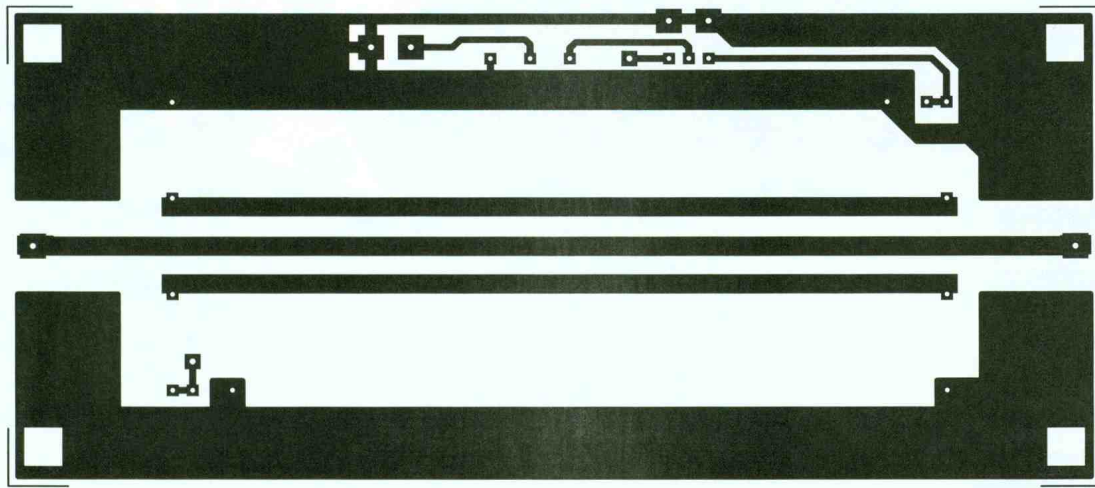
l'antenne. Dans ce cas, une partie de l'énergie transmise est refoulée par le câble, et il se crée alors le phénomène d'ondes stationnaires préjudiciable au bon fonctionnement de la station.

Le TOS se mesure de 1 à 3 et plus. Un TOS de 1 est le meilleur que l'on puisse obtenir en théorie. Nous disons en théorie, car, en pratique, il

1

LE SCHEMA.





2/3

LE CIRCUIT IMPRIME ET L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

de manière qu'on obtienne la déviation maximale de l'aiguille du galvanomètre.

On passe ensuite en position « réfléchi ». Si le TOS est correct, l'aiguille du galvanomètre ne devra pratiquement pas bouger.

Réalisation

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 2**. Le tracé des pistes devra absolument être respecté car c'est de lui que dépendra le bon fonctionnement du circuit. On se servira du dessin d'implantation donné en **figure 3** afin de mener à bien le câblage.

Les connecteurs PL 259 seront directement soudés sur le circuit imprimé. Les diodes D_1 et D_2 seront des modèles au germanium qui pourront être choisis parmi des types aussi variés que OA95, OA85, OA81, AA119, AA143. Les condensateurs

seront des modèles céramiques. Le strap reliant D_2 à l'inverseur SW1 passera en dessous des pistes et ne devra pas être plaqué contre le circuit imprimé. Tous les composants seront soudés côté cuivre.

Pour conclure, signalons que le galvanomètre pourra être remplacé par un multimètre à aiguille.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

D_1, D_2 : diodes germanium
OA95, OA85, OA81, AA143,
AA119

Condensateurs

C_1, C_2 : 1,5 nF

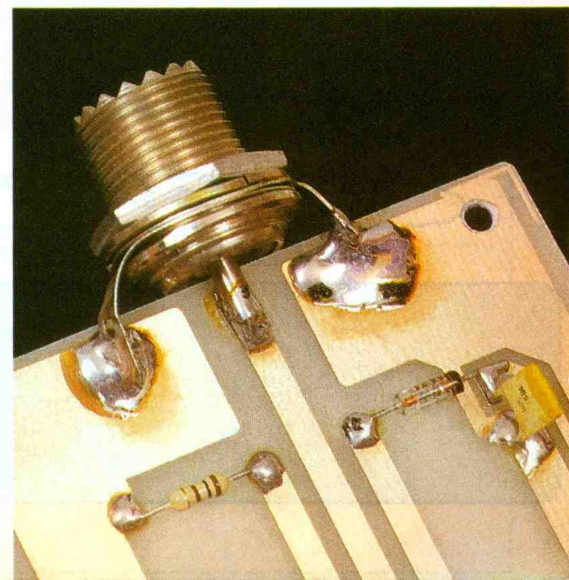
Résistances

R_1, R_2 : 100 Ω (marron, noir,
marron)
 P_1 : potentiomètre 1 k Ω
courbe linéaire (A)

Divers

2 connecteurs PL 259
1 inverseur pour circuit
imprimé
1 galvanomètre 100 μ A
(facultatif)

VUE DETAILLEE DE LA FACE CUIVREE.





GADGETS



Le détecteur de métaux que nous vous proposons de mettre au point à l'issue de cette description rassemble un grand nombre de fonctions que l'on trouve dans les montages les plus performants du commerce.

Les principes mis en jeu lui confèrent une excellente sensibilité, une très bonne stabilité, des réglages relativement aisés à effectuer (même pour le profane), le tout s'accompagnant d'une discrimination des métaux ferreux et non ferreux. Si l'on ajoute à ces performances que la tête de détection n'est constituée que d'une seule bobine, donc très facile à réaliser, cela devrait inciter le lecteur à se lancer dans sa réalisation sans l'ombre d'une hésitation.

I - Principe physique mis en œuvre

Le principe physique mis en œuvre dans la détection de métaux est la variation de l'inductance d'une bobine liée à la modification de la répartition des lignes d'induction produites par celle-ci en présence d'un matériau magnétique.

On trouve dans tous les livres de physique traitant du magnétisme que le champ magnétique créé par une bobine plate parcourue par un courant I a pour valeur en son centre : $B = 2 \pi \cdot 10^{-7} \cdot N \cdot I / R$. Les lignes d'induction ont la répartition homogène de la figure 1a, et le flux traversant

cette même bobine s'exprime par la formule $\Phi = BNS = 2 \pi \cdot 10^{-7} \cdot N^2 SI / R$, valeur qui s'exprime aussi en fonction de l'inductance de la bobine par $\Phi = L \cdot I$. Ces deux égalités conduisent à la valeur de l'inductance d'une bobine plate :

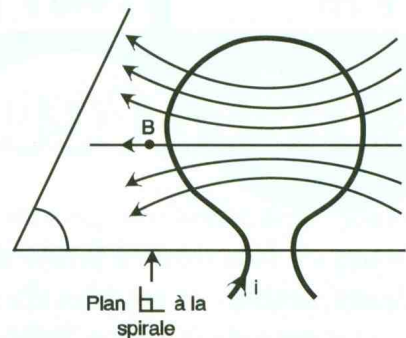
$$L_0 = 2 \pi \cdot 10^{-7} \cdot N^2 S / R$$

Cette formule n'est applicable que dans le vide ou dans l'air, car si l'on approche de cette bobine un matériau magnétique, les lignes d'induction sont plus ou moins canalisées par ce matériau, comme le montre la figure 1b. Il s'ensuit une modification du flux Φ traversant la bobine qui devient $\Phi' = \mu \Phi$, le coefficient μ s'appelant perméabilité magnétique relative du matériau. L'inductance L_0 de la bobine est elle aussi multipliée par le coefficient μ et devient $L = \mu L_0$ suivant la nature du matériau, ferromagnétique (fer, nickel) ou diamagnétique (cuivre, aluminium, etc.), la valeur de μ est supérieure ou inférieure à 1. L'inductance de la bobine peut donc augmenter ou diminuer. Pour mettre en évidence cette variation de l'inductance du bobinage, celui-ci est utilisé comme élément réactif dans un oscillateur L-C dont on mesure les variations de fréquence pour mettre en évidence la proximité d'un objet métallique.

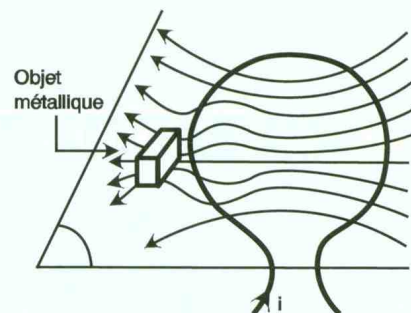
L'emploi d'oscillateurs sinusoïdaux, pour lesquels la fréquence vérifie généralement la formule :

$$F = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}}$$

DETECTEUR DE METAUX A PLL



1a LES LIGNES D'INDUCTION.



1b EFFET DES METAUX SUR LES LIGNES D'INDUCTION.

permet de faire la différence entre les métaux ferromagnétiques et les autres.

Malheureusement pour les chercheurs de trésors, la variation de L , et donc de F , en présence d'objets métalliques est d'autant plus faible que l'objet est petit (cas des pièces de monnaie) et plus éloigné de la

bobine. Dans la majeure partie des cas, on obtient des variations relatives de fréquence comprises entre 10^{-4} et 10^{-3} (soit une variation de 1 à 10 Hz pour un oscillateur travaillant à 10 kHz) très difficiles à mettre en évidence directement.

II – Principe de fonctionnement du détecteur de métaux

De nombreuses astuces ont été mises au point au fur et à mesure que la technologie et surtout l'intégration des composants évoluait. La solution que nous avons adoptée fait appel au phénomène de battement avec un oscillateur ultra-stable (condition impérative de succès) suivi d'un démodulateur fréquence-tension à PLL. La **figure 2** montre que la fréquence $F_0 = 2048$ Hz délivrée par l'oscillateur à quartz est soustraite de la fréquence de l'oscillateur où intervient la bobine de détection fonctionnant à $F_e = 2078$ Hz. La fréquence de battement a pour valeur : $F_{bat} = F_e - F_0 = 30$ Hz.

Si, en raison de l'approche d'un objet métallique, la fréquence F_e vient à augmenter de 0,5 Hz ($F'_e = 2078,5$ Hz, soit une variation relative $\delta F/F = 0,025\%$), la variation de la fréquence de battement $F_{bat} = F'_e - F_0 = 30,5$ Hz est aussi de 0,5 Hz, mais cette valeur correspond maintenant à une variation relative de 1,5% ($100 \times 0,5/30$). Cette translation de fréquence s'accompagne d'un gain de 60 par rapport à la valeur de départ.

Il suffit alors de convertir cette variation de fréquence, beaucoup plus facile à mettre en évidence techniquement, en une variation de tension dont le signe nous renseignera sur la nature de l'objet détecté.

III – Schéma synoptique

La **figure 3** met en évidence un nombre important de fonctions élémentaires correspondant au principe détaillé ci-dessus. Que le lecteur se rassure tout de suite, il y aura heureusement moins de circuits intégrés que de fonctions présentes.

Le premier bloc fonctionnel (en haut à gauche) est un oscillateur sinusoïdal dont la bobine de la tête de détection constitue l'élément réactif. Un condensateur variable de quelque 100 nanofarads (oui vous lisez bien 100 nF) permet d'ajuster la valeur de la fréquence F_e exactement à 2078 Hz.

Le second oscillateur, qualifié de local (comme dans les récepteurs à

changement de fréquence, car situé dans le boîtier, donc plus près de l'opérateur), délivre pour sa part des signaux carrés dont la fréquence $F_0 (= 2048$ Hz) est stabilisée pour un résonateur céramique.

Les deux signaux précédents sont appliqués à un modulateur à découpage, suivi d'un filtre passe-bande réglé sur la différence des fréquences $F_{bat} = (F_e - F_0) = 30$ Hz. La tension présente à la sortie de ce filtre passe-bande est de forme bien sinusoïdale compte tenu de la sélectivité de celui-ci.

La conversion fréquence-tension est assurée par une PLL (un 4046) qui utilise un diviseur par 16 dans sa boucle de retour. Cette astuce permet de faire fonctionner le VCO interne à une fréquence égale à 16 x F_{int} autorisant l'emploi de potentiomètres de valeur raisonnable.

La tension de sortie de ce convertisseur est filtrée par un filtre passe-bas avant d'être appliquée capacitivement à un amplificateur. Ce choix est rendu nécessaire par le fait que la tension de sortie du filtre interne à la PLL est loin d'être continue mais plutôt triangulaire. Le couplage capacitif permet à l'amplificateur de n'agir que sur les variations de tension associées aux variations de fréquence liées à la proximité d'un objet métallique. L'opérateur est renseigné sur la présence d'un objet par la déviation d'un galvanomètre associée à un bipsonore.

On évite la détection d'objets fantômes liée à d'inévitables mouvements de la tête de détection en traitant le signal précédent par un comparateur à fenêtre dont la sortie alimente un générateur de bips sonores. Les bips avertissent l'opérateur de la présence d'un objet, ce qui évite d'avoir à regarder en permanence le cadre du galvanomètre qui indique, par le sens et l'importance de sa déviation, la nature et le volume ou la proximité de celui-ci. Un bloc alimentation délivre les différents potentiels nécessaires au fonctionnement des circuits intégrés logiques et analogiques.

IV – Schémas des différentes fonctions

a) L'oscillateur sinusoïdal (fig. 4)

C'est un oscillateur sinusoïdal L-C à résistance négative qui remplit cette fonction. L'élément inductif « L » est la bobine de détection. Le réglage de P_1 agit sur la capacité équivalente ($C = C_1 \times (1 + R_b/R_a)$) du condensateur présent entre la borne non-in-

verseuse de C_{1c} et la masse. Cette solution permet d'ajuster exactement la fréquence F_e à 2078 Hz. Le réglage de P_2 assure la compensation exacte de la résistance de la tête de détection afin de rendre sinusoïdal le signal de sortie que l'on prélève sur l'entrée non-inverseuse de C_{1c} .

b) L'oscillateur local (fig. 5)

Celui-ci fait appel à un 4060 (C_{15}) associé à un quartz de 32,8 kHz. On prélève le signal de fréquence $F_0 = 2048$ Hz sur la sortie Q_4 qui assure la division par 16 de la fréquence du quartz.

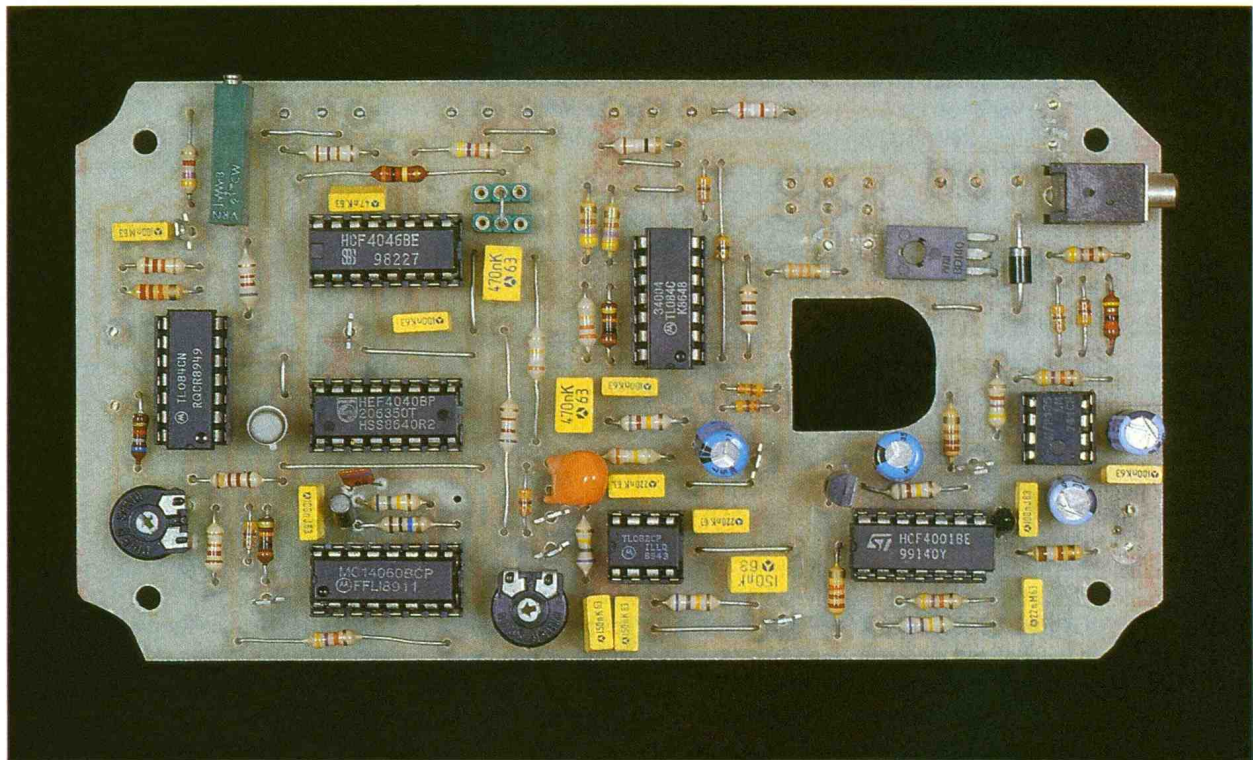
c) Le mélangeur (fig. 5)

On obtient la différence des fréquences F_e et F_0 en appliquant celles-ci aux deux entrées du modulateur à découpage constitué de C_{4a} et T_1 . L'état bloqué ou passant de T_1 fait varier l'amplification apportée par C_{1a} de +1 à -1. On démontre mathématiquement que ce découpage correspond à la présence de signaux de fréquences ($F_{bat} = F_e - F_0 = 30$ Hz) et ($F_e + F_0 = 4126$ Hz) à la sortie de C_{1a} . L'AOP C_{2a} étant câblé en filtre sélectif accordé sur ($F_e - F_0$), la composante « somme » ($F_e + F_0$) est éliminée du signal de sortie de C_{2a} . L'ajustable P_3 permet de centrer exactement le filtre sur la fréquence intermédiaire F_{bat} . La diode D_2 et le condensateur C_4 ne sont ici que pour convertir le signal F_{bat} en une tension continue qui sera maximale lorsque le filtre sera correctement réglé.

d) Le convertisseur fréquence-tension (fig. 6)

Après avoir subi un filtrage passe-bas supplémentaire (par $R_{14}-C_5$) qui élimine d'éventuels résidus de « HF », le signal F_{bat} est injecté sur l'entrée $SIGN_{in}$ (pin14) de la PLL. Le signal d'erreur présent à la sortie du comparateur de phase 1, qui – rappelez-le – est un OU EXCLUSIF, est filtré par le passe-bas $R_{17}-C_7$ avant d'attaquer l'entrée VCO_{in} (pin9). Cette entrée peut recevoir indifféremment les tensions + VCC, - VCC ou le signal de sortie du filtre, suivant la position d'un strap prévu pour faciliter les réglages du VCO.

Les composants déterminant les fréquences extrêmes du VCO sont $R_{15} + P_4$ pour F_{min} et $R_{16} + P_5$ pour F_{max} , le tout associé à C_6 . L'utilisation de C_{14} (un 4040) entraîne une division par 16 de la fréquence du VCO qui travaille par conséquent à 480 Hz (16×30 Hz). Cette solution permet d'employer des potentiomètres de



leur valeur non prohibitive pour ajuster les fréquences extrêmes. Comme il est nécessaire d'amplifier les variations du signal de commande du VCO pour détecter les très faibles variations de fréquence liées à la proximité d'objets métalliques, on commence par filtrer énergique-

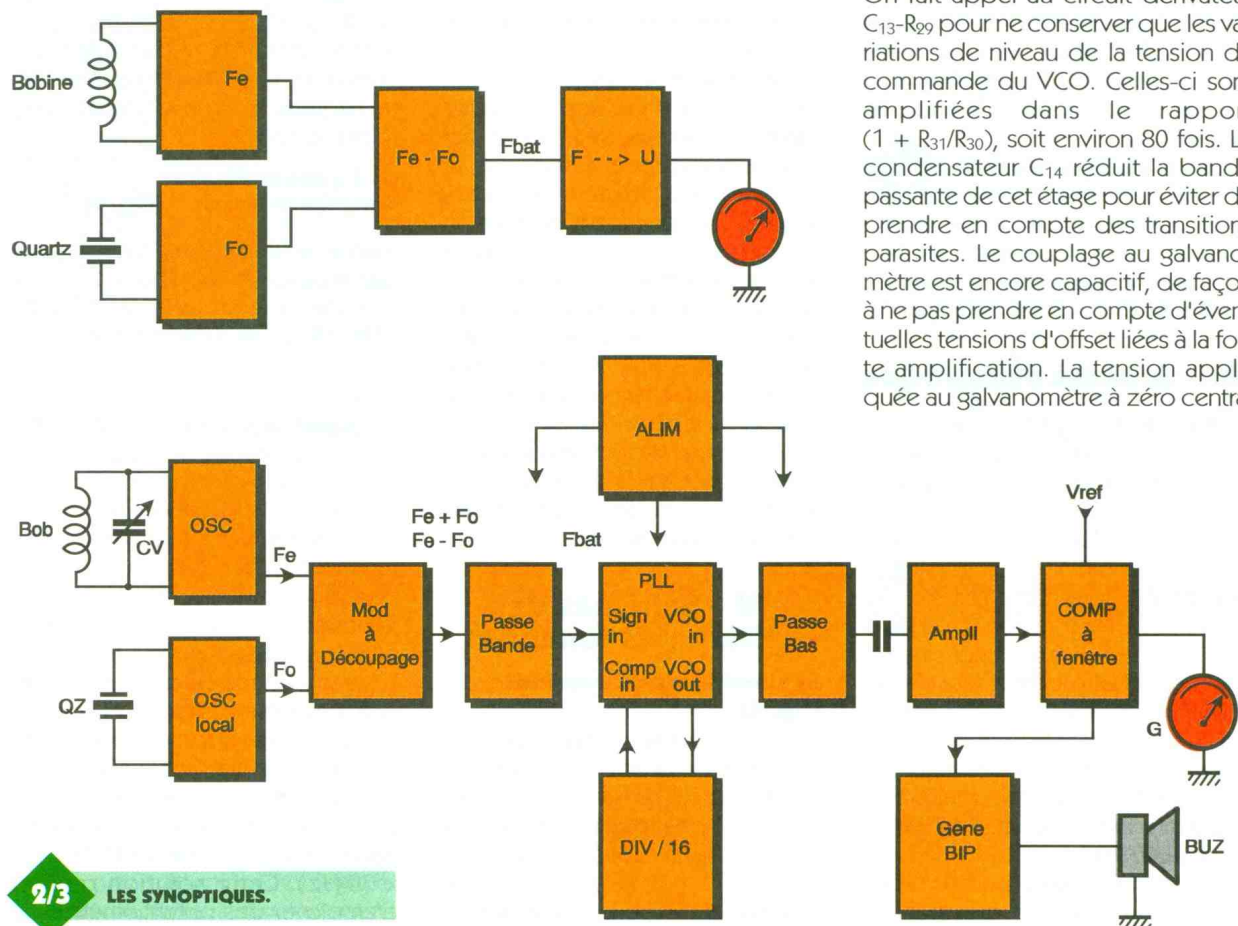
ment cette tension avec le passe-bas du 2° ordre réalisé autour de C_{12b} , cela afin d'éviter d'amplifier les ondulations triangulaires de cette tension. Pour y parvenir, la fréquence de coupure du filtre est fixée à une valeur assez basse (voisine de 2Hz). On dispose alors d'une tension

LA CARTE PRINCIPALE.

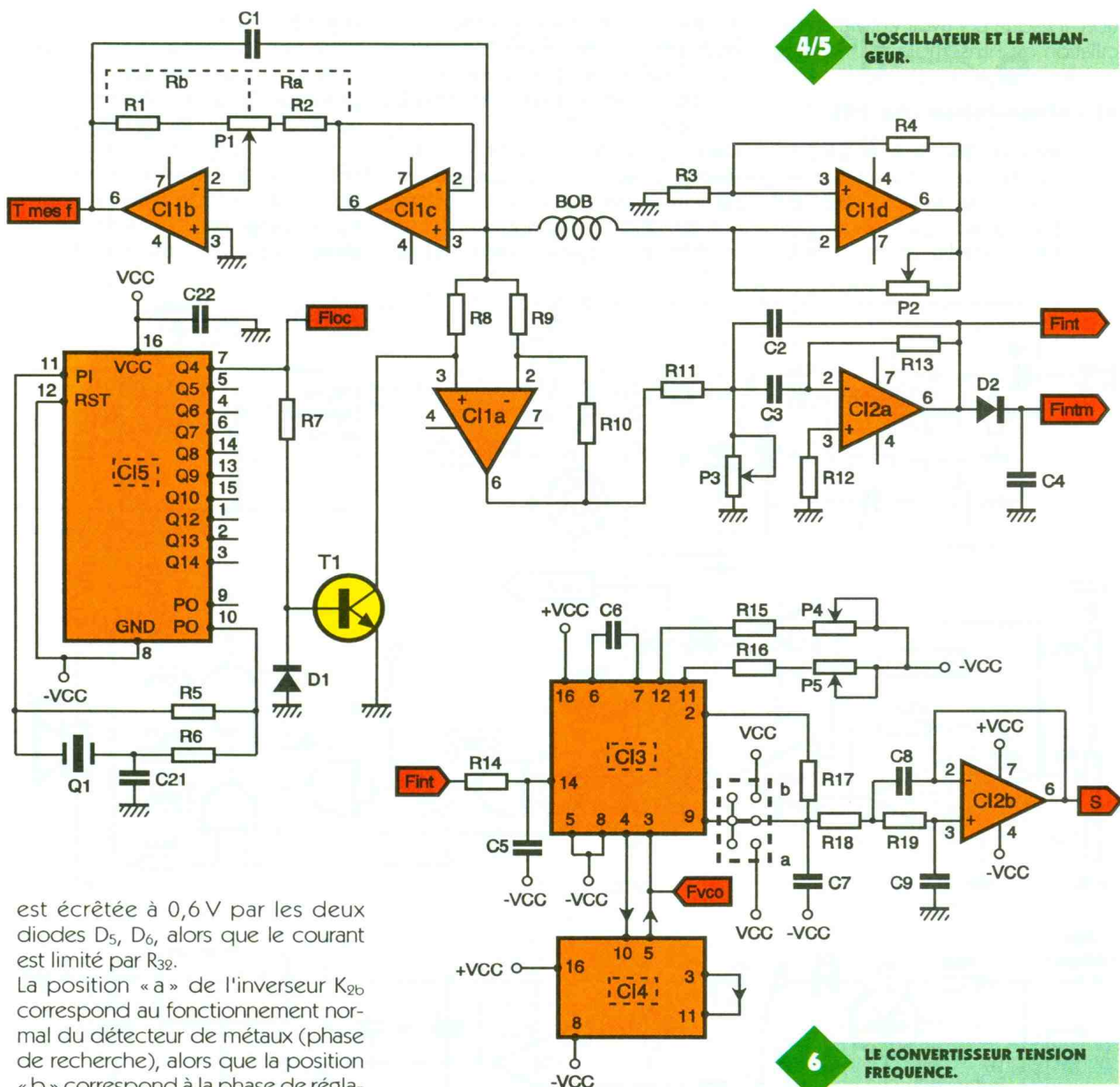
continue dont seules les variations seront amplifiées par les étages suivants.

e) L'amplificateur (fig. 7)

On fait appel au circuit dérivateur $C_{13}-R_{29}$ pour ne conserver que les variations de niveau de la tension de commande du VCO. Celles-ci sont amplifiées dans le rapport $(1 + R_{31}/R_{30})$, soit environ 80 fois. Le condensateur C_{14} réduit la bande passante de cet étage pour éviter de prendre en compte des transitions parasites. Le couplage au galvanomètre est encore capacitif, de façon à ne pas prendre en compte d'éventuelles tensions d'offset liées à la forte amplification. La tension appliquée au galvanomètre à zéro central



2/3 LES SYNOPTIQUES.



est écrêtée à 0,6 V par les deux diodes D_5 , D_6 , alors que le courant est limité par R_{32} .

La position « a » de l'inverseur K_{2b} correspond au fonctionnement normal du détecteur de métaux (phase de recherche), alors que la position « b » correspond à la phase de réglage qu'il faut parfois effectuer pour compenser d'éventuelles dérives du point de fonctionnement optimal, dérives qui peuvent être liées à des variations de température ambiante ou à la baisse de la tension d'alimentation après quelques heures de recherche. Dans cette seconde position, le galvanomètre est transformé en un voltmètre de calibre $\pm 4,5V$ par la mise en série de R_{33} . On mesure dans ce cas la tension moyenne de commande du VCO qui doit, si possible, toujours travailler autour de « 0 » V pour bénéficier d'une bonne sensibilité.

f) Le comparateur à fenêtre (fig. 8)

Malgré les différents filtrages, la tension présente aux bornes du galvanomètre fluctue légèrement (de quelques millivolts) autour du potentiel de la masse. Le comparateur à fenêtre constitué de CI_{6a} et CI_{6b} élimine ces perturbations qui pour-

raient être considérées comme des détections d'objets fantômes.

Les seuils (symétriques) du comparateur peuvent être ajustés entre 5 et 500 mV par le potentiomètre P_6 du pont diviseur R_{20} , P_6 , R_{38} . Le curseur de P_6 fournit le seuil haut pour CI_{6b} alors que l'inverseur de gain unitaire CI_{6c} fournit le seuil bas à CI_{6a} . L'égalité des seuils est tributaire de celle de R_{21} et R_{22} qu'il convient donc d'appairer. C'est en partie le réglage du potentiomètre P_6 qui détermine la sensibilité du détecteur. La **figure 9** représente la fonction de transfert du comparateur à fenêtre.

Les informations des deux sorties du comparateur sont réunies par la porte OU constituée de D_3 , D_4 , R_{23} , R_{24} . Ces deux résistances constituent un diviseur par 2 destiné à adapter le niveau de sortie de la porte OU à celui du générateur de bips sonores qui est alimenté en + 5V par rapport au -Vcc.

En position « b » l'inverseur K_{2a} isole l'entrée du générateur sonore de la sortie du comparateur à fenêtre. Cela évite qu'une cascade de bips ne casse les oreilles de l'opérateur pendant les phases de réglage.

g) Le générateur de bips (fig. 8)

La durée des bips est fixée à environ 1 seconde par le monostable qui associe les portes NOR CI_{8c} et CI_{8d} au circuit R_{25} - C_{10} . Les bips sont délivrés par un buzzer alimenté par l'oscillateur constitué de CI_{8a} et CI_{8b} . L'alimentation de ce circuit intégré s'effectue en 5V, non parce que ce circuit n'est pas capable de supporter les 9V d'alimentation, mais parce que l'emploi d'un régulateur intégré permet de mieux rejeter les fluctuations de la tension d'alimentation qui prennent naissance à chaque détection du fait de la mise en service du générateur de bips. Sans cette solu-

tion, il risque d'y avoir entrée en oscillation de l'ensemble du montage à chaque détection de métal.

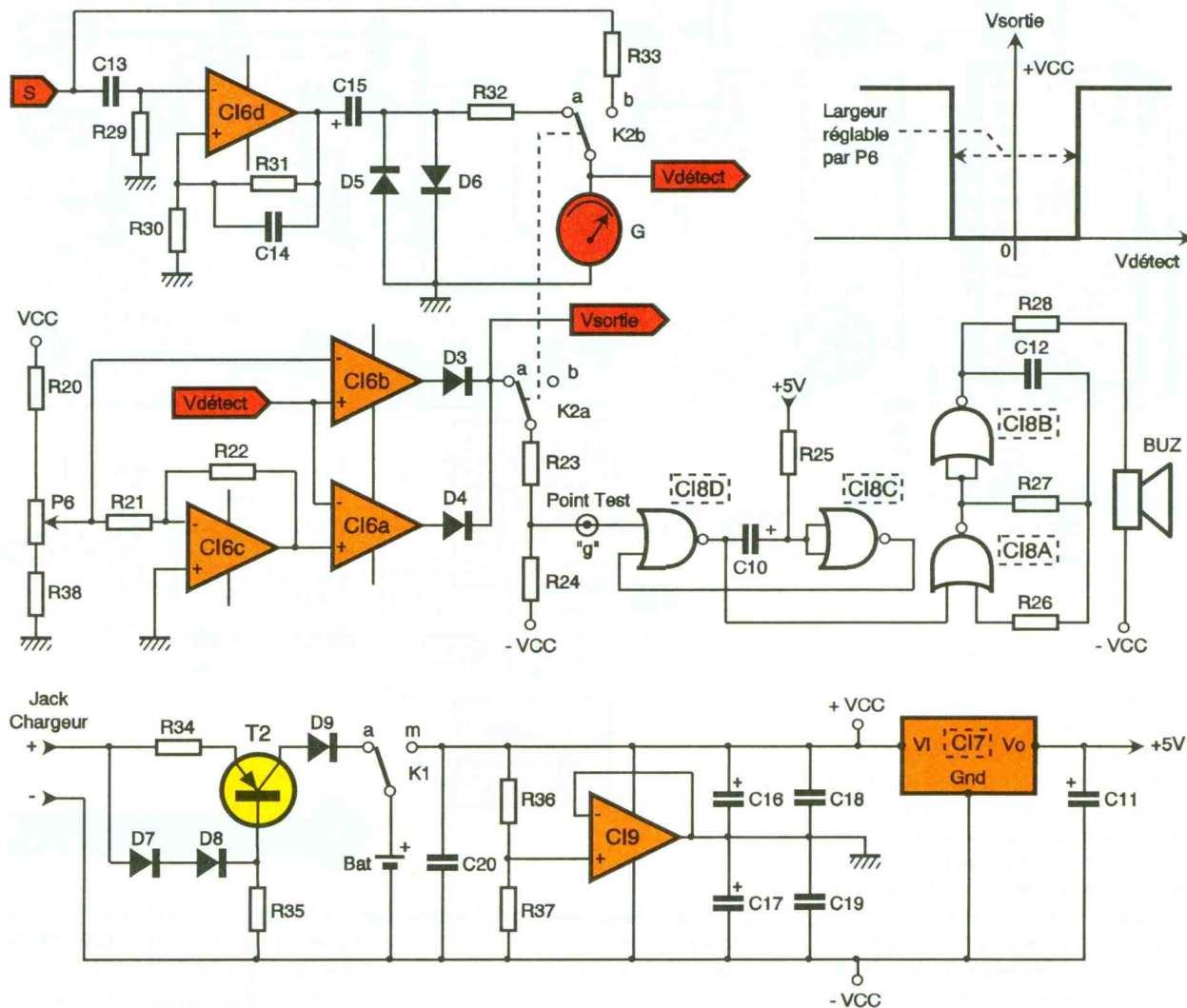
h) L'alimentation (fig. 10)

Nous avons pensé à ceux qui passent de longues heures à la recherche de « trésors », ou plus simplement d'objets quelconques, en munissant le montage d'accumula-

T_2 que l'on câble en générateur de courant de valeur égale à $(2 \times U_{diode} - V_{be})/R_{34}$, soit ici 50 mA. Cette position correspond aussi à l'arrêt du montage.

Dans la position « b », la tension délivrée par les huit accumulateurs est symétrisée par C_{19} , un 741 monté en suiveur, dont l'entrée non-inverseuse est portée à un potentiel égal à la de-

(fig. 12) débutera comme à l'accoutumé par les straps et les composants passifs. On n'hésitera pas à employer des supports pour les circuits intégrés pour en faciliter le remplacement éventuel. On munira tous les points de test ainsi que tous les points de jonction filaire avec des cosses poignard pour faciliter les interventions ultérieures, en particulier



7 à 10 LE COMPAREUR À FENÊTRE ET LE CHARGEUR.

teurs (1,2 V de type R6) d'une part et en prévoyant une possibilité de recharge par une simple alimentation universelle. Celle-ci doit fournir une cinquantaine de milliampères sous une douzaine de volts, ce qui est le cas de la majorité d'entre elles. Cette solution évite d'avoir à sortir les accus de leur boîtier pour les recharger. On pourra toutefois faire fonctionner le montage avec huit piles de 1,5 V (type R6) ou deux piles plates de 4,5 V montées en série. C'est dans la position « a » de l'inverseur K_1 que la recharge peut avoir lieu. On utilise pour cela le transistor

mi-tension d'alimentation par le diviseur R_{36} , R_{37} . Le découplage de ces tensions est confié aux condensateurs C_{16} à C_{21} .

Un régulateur de type 78L05 disposé entre le « + » et le « - » Vcc permet d'obtenir les 5 V destinés au générateur de bips pour les raisons que nous avons déjà évoquées.

V – Réalisation pratique

a) Le circuit imprimé (fig. 11)

La réalisation de celui-ci ne doit présenter aucune difficulté puisqu'il s'agit d'un simple face, le choix du verre époxy est cependant vivement recommandé en raison de ses qualités supérieures.

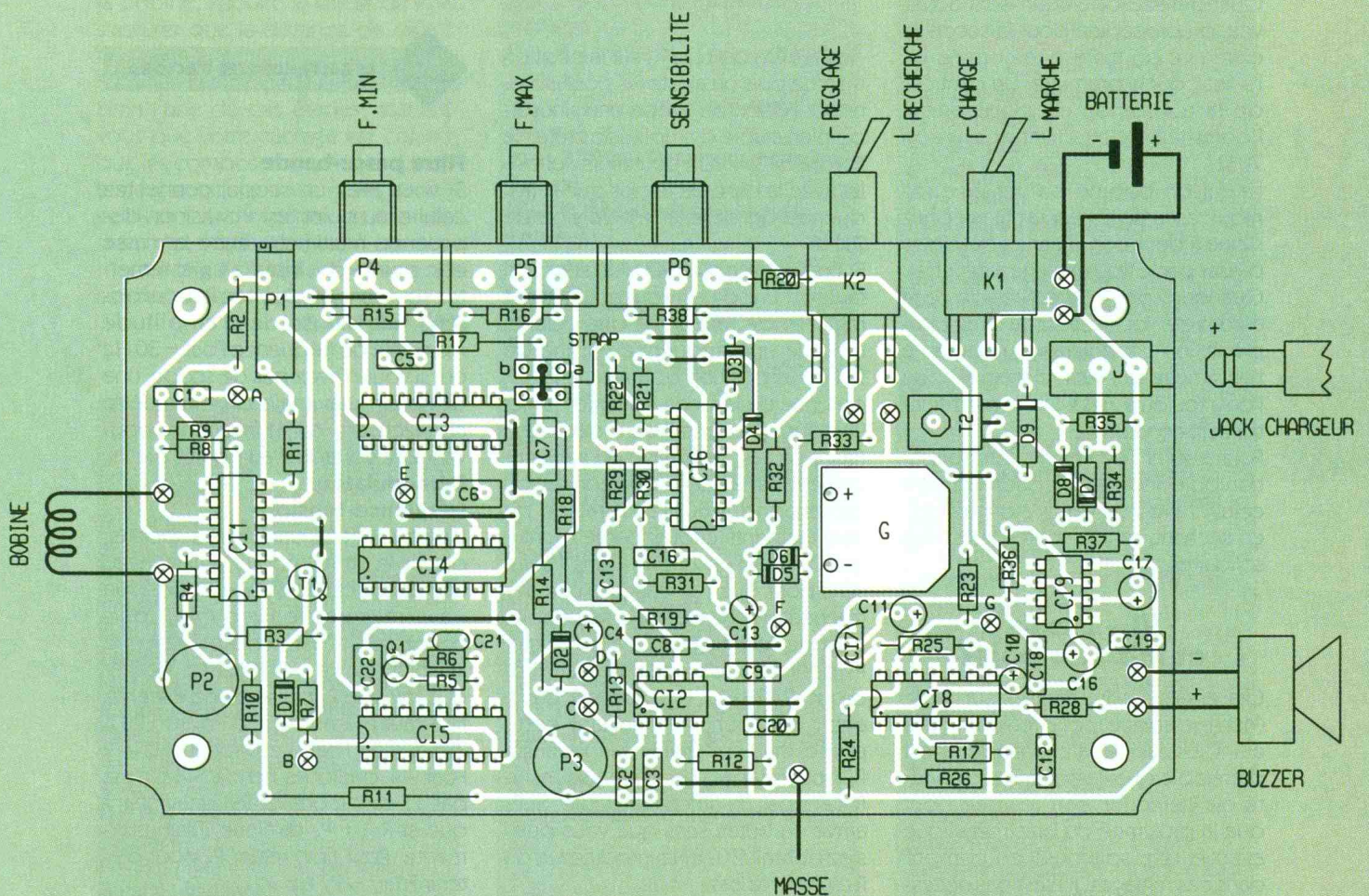
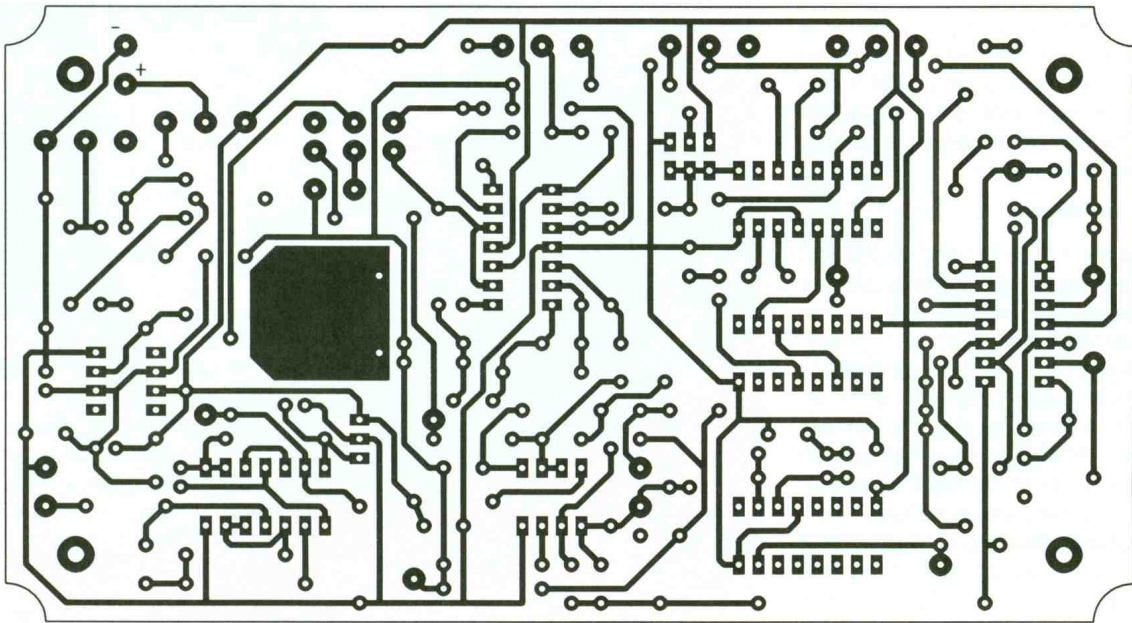
L'implantation des composants

pendant la phase de mise au point. Les axes des inverseurs K_1 et K_2 seront amenés au même niveau que ceux des potentiomètres, du fil rigide assurant les liaisons électriques et le maintien.

b) La bobine de détection

Celle-ci doit être réalisée avant de passer aux essais. Sa confection nécessite la réalisation de quatre disques :

- deux en carton (non gaufré) d'épaisseur voisine de 2 mm et de diamètre 19 cm (à demander à votre papetier ou à prélever dans de vieux barils de lessive);
- deux en PVC rigide mais non cassant d'épaisseur 1,5 à 2 mm et de diamètre 20 cm (ce genre de matériau se



11/12 LE CIRCUIT IMPRIME ET L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

trouve dans de nombreux grands magasins de bricolage). L'un des deux disques en PVC destiné à occuper le plan supérieur sera usiné comme le montre la photo de présentation. Cette découpe servira à fixer une chute de circuit imprimé. Le

partage en deux zones isolées entre elles peut s'effectuer en ôtant une fine bande de cuivre à l'aide d'un cutter si l'on ne veut pas utiliser de perchlorure de fer. Cette chute de circuit imprimé est destinée à assurer le maintien des extrémités du bobinage et sa liaison avec le câble allant vers le boîtier contenant l'électronique. Les différentes pièces réalisées seront assemblées par collage avec de

la colle contact de façon à obtenir la bobine de détection. Le centrage préalable des quatre disques est indispensable et pourra être réalisé avec un petit clou ou une épingle. On collera ensuite la chute de circuit imprimé dans la fenêtre ménagée dans le disque en PVC supérieur, face cuivrée vers le haut. On percera pour finir deux trous de 1,5 mm de diamètre espacés de 3 mm pour as-

surer le passage du fil de cuivre de la gorge vers la chute de circuit imprimé. Deux rainures peu profondes (réalisées au cutter) permettront au fil de ne pas dépasser de la surface du disque supérieur.

c) Le bobinage

Réalisé avec du fil émaillé de 0,2 mm de diamètre, il faut commencer par en dénuder l'extrémité avec un papier de verre fin avant de l'étamer. On engage alors cette extrémité du fil dans la gorge de la bobine en direction du premier trou de 1,5 mm de diamètre pour l'amener sur un côté de la chute de circuit imprimé où celle-ci peut être soudée.

On bobine ensuite 200 spires de ce fil en ayant soin de bien le répartir pour que l'épaisseur du bobinage soit la plus homogène possible. Quand cette opération sera achevée, on procédera pour la seconde extrémité du bobinage comme on l'a fait pour la première. Un contrôle de la résistance du bobinage à l'ohmmètre doit donner environ 70 Ω .

La liaison bobine-boîtier électronique est assurée par un fil téléphonique à deux conducteurs qui devra passer par le trou ménagé à cet effet. Quand les deux extrémités de ce fil auront été soudées sur le circuit imprimé, on contrôlera de nouveau à l'ohmmètre (à l'autre extrémité) que l'on a toujours 70 Ω . Si cette vérification est concluante.

Pour assurer une bonne immobilisation du bobinage, on badigeonnera celui-ci avec du vernis à ongles qui, en séchant, rendra toutes les spires solidaires.

VI – Essais et mise au point

Ces essais seront réalisés sur table (non métallique), les circuits intégrés étant installés à la demande. Il est préférable que l'association bras-tête de détection soit réalisée pour que la proximité du bras métallique avec la tête soit prise en compte dans ces réglages. Il n'est pas nécessaire que le circuit imprimé soit fixé sur le couvercle du boîtier mais, en revanche, toutes les liaisons filaires (bobine, galvanomètre, alimentation, buzzer) devront être en place.

Oscillateur sinusoïdal

Cette opération requiert la présence de IC₁ que l'on insère dans son support en respectant l'orientation préconisée.

Si l'on dispose d'un scope, celui-ci sera connecté entre le point test « a » près de C₁ et le point de masse (près

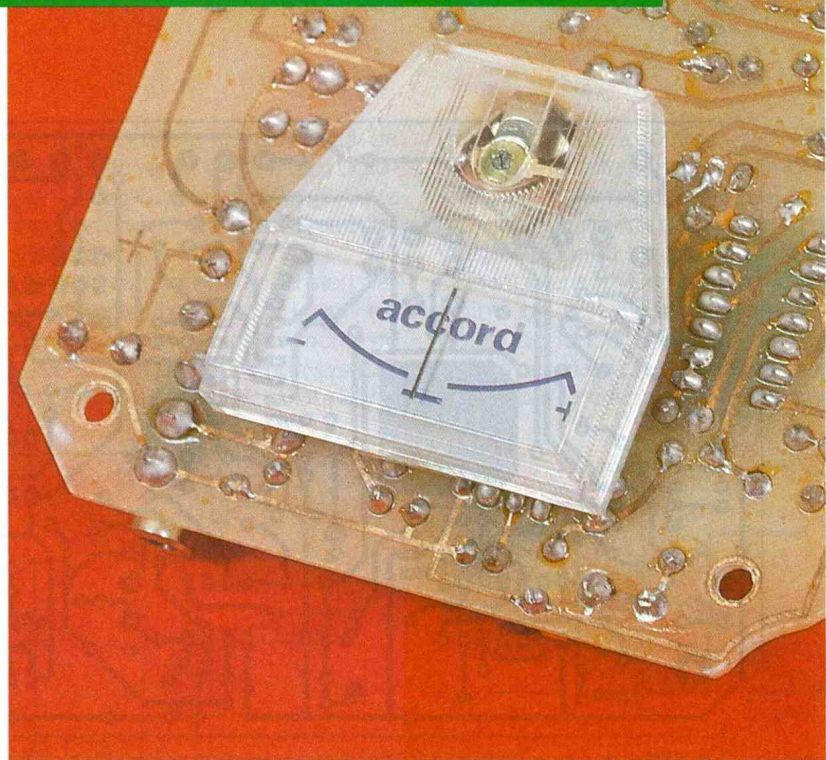
de R₁₂). On bascule K₁ sur la position marche puis on ajuste P₂, pour obtenir sur l'écran du scope une sinusoïde bien stable d'amplitude crête de l'ordre de 2 V. On peut alors contrôler avec la base de temps que la fréquence de celle-ci est voisine de 2 kHz.

Si l'on ne dispose pas d'un scope, il faut se munir d'un fréquencemètre et régler P₂ de telle sorte que celui-ci indique une fréquence voisine de 2 kHz. La position optimale de P₂ est obtenue de la façon suivante : régler P₂ pour que l'oscillateur décroche (dans ce cas, l'affichage du fréquencemètre est variable, quelconque ou correspond à 50 Hz en raison de rayonnements captés par le montage). Tourner ensuite P₂ dans l'autre sens pour que l'affichage d'une fréquence proche de 2 kHz soit stable. Lorsque ce réglage est réalisé, ajuster P₁ pour que le fréquencemètre indique 2078 Hz. Il ne devrait pas y avoir décrochage pendant cette phase, mais si c'était le cas, jouer sur P₂ pour rétablir l'oscillation se manifestant par un affichage stable. Si P₁ arrive en butée sans que vous puissiez obtenir 2078 Hz, modifiez R₁ ou R₂ suivant le cas.

Oscillateur à quartz

Insérer Cl₅ et brancher le point du fréquencemètre non relié à la masse au point test « b » situé près de Cl₅. Contrôler que la fréquence obtenue est bien égale à 2048 Hz (32,768 kHz/16).

N'hésitez pas à remplacer le quartz par un autre si vous obtenez une valeur totalement différente ou 0, car l'auteur a été obligé d'en jeter trois (circuit ouvert) sur un lot de dix (achetés neufs).



LE GALVANOMETRE D'ACCORD.

Filtre passe-bande

Si vous avez un scope, connectez celui-ci au point test « c », sinon disposer un multimètre entre la masse et le point « d ». Insérez Cl₂ et remettez sous tension. Ajustez P₃ pour obtenir une sinusoïde d'amplitude maximale de fréquence F_{bat} = 30 Hz ou, si vous n'avez pas de scope, une déviation maximale du multimètre connecté en « d », la fréquence pouvant être contrôlée au point « c ».

Démodulateur fréquence-tension

Insérer Cl₃ et Cl₄ dans leurs supports, placer le strap mobile réalisé avec une queue de résistance en position « a » (mesure de F_{co min}), puis connecter le fréquencemètre entre le point test « e » et la masse. Vérifier que lorsque P₄ passe d'une extrémité à l'autre, F_{min} varie d'environ 20 à 32 Hz (soit F_{bat} - environ 10 Hz - à F_{bat} + quelques hertz). Si tel n'est pas le cas, modifier R₁₅ en sachant que si R₁₅ + P₄ diminue, F_{min} augmente. Pour finir, régler P₄ pour obtenir F_{min} = 27 Hz.

Mettre ensuite le strap en position « b » (mesure de F_{co max}) et vérifier que lorsque P₅ passe d'une extrémité à l'autre, F_{max} varie d'environ 28 à 42 Hz. Si ce n'est pas le cas, modifier R₁₆ pour que votre gamme de variations se rapproche de celle proposée, à quelques hertz près (si R₁₆ + P₅ augmente, F_{max} diminue). Terminer cette étape en ajustant P₅ pour que F_{max} = 33 Hz.

Couper l'alimentation, insérer Cl₆ et Cl₈, remettre sous tension, mettre le

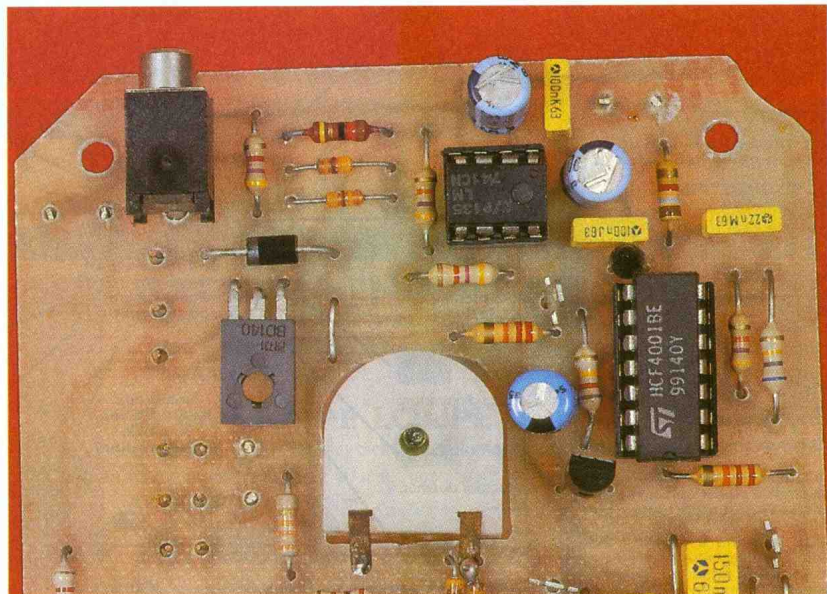
strap en position intermédiaire et contrôler que le galvanomètre indique une tension voisine de 0. Vérifier aussi que l'action sur P₄ ou P₅ agit sur ce potentiel.

Détecteur à fenêtre et générateur de bips

Positionner P₆ à la sensibilité minimale et contrôler avec un multimètre que le potentiel du point test « g » est voisin de -3 V (par rapport à la masse). Basculer K₂ en position « recherche » puis approcher sur le côté de la bobine de détection un objet métallique tel qu'une paire de pinces. Le buzzer doit alors se manifester et le galvanomètre dévier dans un sens puis dans l'autre si l'objet quitte ensuite le champ d'action de la bobine. Réduire la valeur de P₆ et s'assurer que la distance de détection augmente.

S'il vous est impossible de mener à bien l'une de ces étapes, assurez-vous que votre câblage est correct, que les composants sont bien orientés, les soudures bien faites, et relisez les paragraphes concernant votre cas, vous y trouverez certainement l'origine et le moyen de résoudre votre problème.

F. JONGBLOET



R₂₀ : 39 kΩ (orange, blanc, orange)
R₂₅, R₃₁ : 820 kΩ (gris, rouge, jaune)
R₂₈ : 1,8 kΩ (marron, gris, rouge)
R₂₉ : 330 kΩ (orange, orange, jaune)
R₃₂ : 2,7 kΩ (rouge, violet, rouge)
R₃₃ : 33 kΩ (orange, orange, orange)
R₃₄ : 12 Ω (marron, rouge, noir)
R₃₈ : 390 Ω (orange, blanc, marron)

Potentiomètres et ajustables

P₁ : 1 kΩ ajustable horizontal 10 tours
P₂ : 2,2 kΩ ajustable horizontal 1 tour
P₃ : 4,7 kΩ ajustable horizontal 1 tour
P₄ : 22 kΩ (courbe A) potentiomètre à picots pour CI
P₅ : 220 kΩ (courbe A) potentiomètre à picots pour CI
P₆ : 470 Ω (courbe A) potentiomètre à picots pour CI

Condensateurs

C₁₇, C₆, C₁₄, C₁₈, C₁₉ : 100 nF/63 V milfeuil
C₂, C₃, C₂₀, C₂₁ : 150 nF/63 V milfeuil
C₄ : 47 μF/6,3 V milfeuil
C₅ : 47 nF/63 V milfeuil
C₇ : 470 nF/63 V milfeuil
C₈, C₉ : 220 nF/63 V milfeuil
C₁₀ : 2,2 μF/16 V tantale
C₁₁, C₁₅ : 47 μF/25 V radial
C₁₂ : 22 nF/63 V milfeuil
C₁₃ : 0,47 μF/63 V milfeuil

C₁₆, C₁₇ : 100 μF/25 V radial

Semi-conducteurs

D₁ à D₈ : diodes 1N4148
D₉ : diode 1N4001
T₁ : 2N2222
T₂ : BD140
CI₁, CI₆ : TL084
CI₂ : TL082
CI₃ : CD ou HEF4046
CI₄ : CD ou HEF4040
CI₅ : CD ou HEF4060
CI₇ : régulateur 78L05 (5 V 0,1 A)
CI₈ : CD ou HEF4001
CI₉ : LM741

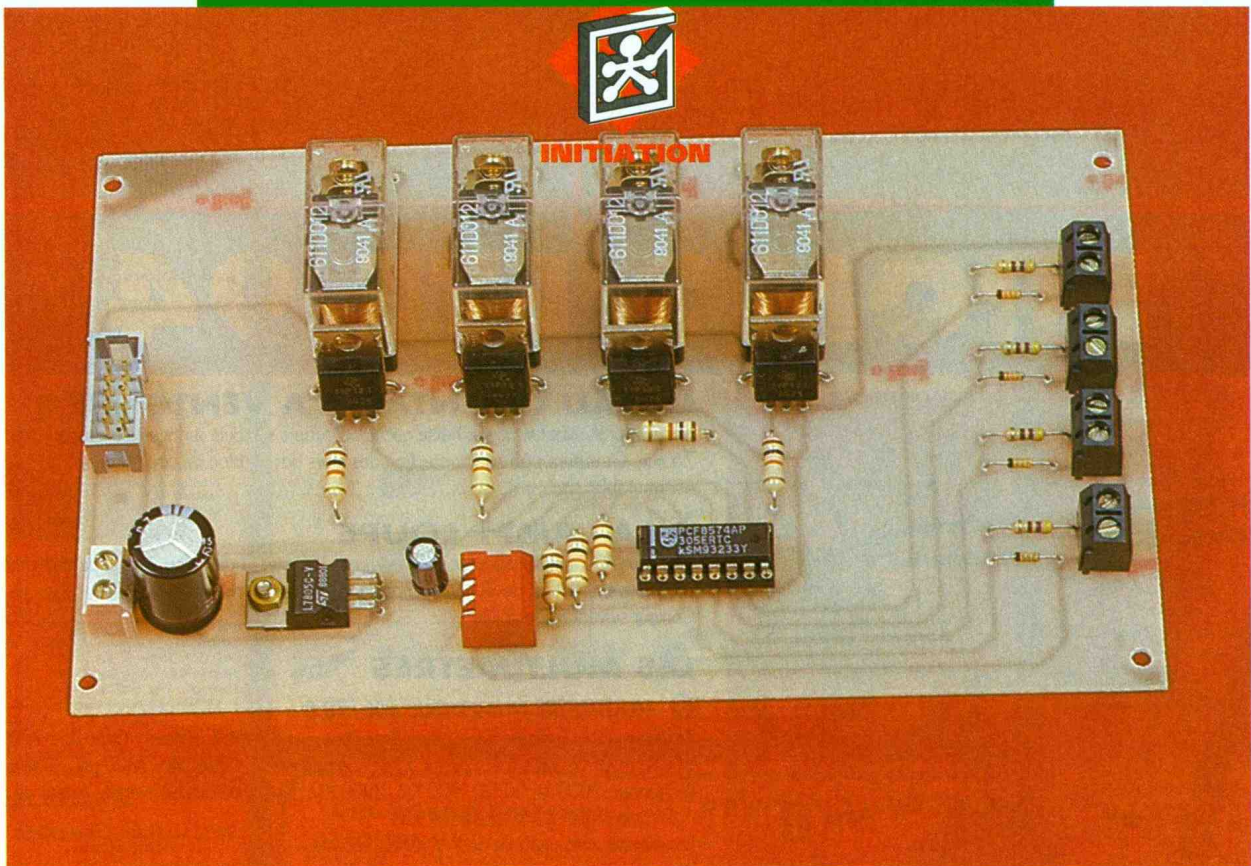
Divers

Q₁ : résonateur 32,8 kHz
1 buzzer sans électronique
K₁ : inter 1 circuit 2 positions diamètre 6,35 mm
K₂ : inter 2 circuits 2 positions diamètre 6,35 mm
1 galvanomètre à « 0 » central (± 100 μA) 640 Ω type vumètre
1 embase (pour CI) pour jack 3,5 mm
1 embase femelle RCA pour châssis
1 fiche RCA mâle
3 boutons pour potentiomètre axe 6 mm
Supports pour CI 14 pins x3, 16 pins x3, 8 pins x2
8 supports pour piles de type R6
Cosses poignard
125 m de fil émaillé de 0,2 mm de section
Carton épais et PVC pour réaliser la bobine (voir texte)
1 m de tige en alliage d'aluminium
1 coffret Gibox RG3

Nomenclature

Résistances (1/4 W 5 %)

R₁ : 8,2 kΩ (gris, rouge, rouge)
R₂, R₃₅ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
R₃ : 1,2 kΩ (marron, rouge, rouge)
R₄ : 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)
R₆, R₁₂, R₁₃, R₂₆ : 680 kΩ (bleu, gris, jaune)
R₅ : 100 MΩ (marron, noir, bleu)
R₇, R₃₀ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R₈, R₂₃, R₂₄ : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)
R₉, R₁₀ : 12 kΩ (marron, rouge, orange)
R₁₁, R₁₆, R₂₁, R₂₂, R₂₇, R₃₆, R₃₇ : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
R₁₄ : 82 kΩ (gris, rouge, orange)
R₁₅ : 27 kΩ (rouge, violet, orange)
R₁₇ : 150 kΩ (marron, vert, jaune)
R₁₈, R₁₉ : 390 kΩ (orange, blanc, jaune)



METTEZ UN MICROCONTROLEUR DANS VOS MONTAGES ! INTERFACE POUR BUS I2C

Le bus I2C permet d'accéder à de nombreux montages très intéressants. Puisque pour mettre en œuvre un bus I2C, il faut impérativement un système programmable, nous avons pensé que le 8052AH Basic ferait bien l'affaire. Ce mois-ci, nous vous proposons donc une interface I2C et un circuit d'entrées sorties piloté par le bus I2C.

Il existe des cartes contrôleurs pour bus I2C qui se placent dans un PC compatible. Ces cartes sont certes très intéressantes, mais le PC est occupé par l'application à laquelle le bus I2C est destiné. C'est pourquoi il est souvent fait appel à un système à microcontrôleur pour gérer le bus I2C et les circuits qui y sont connectés. Notre montage à base du 8052AH Basic se prête fort bien à ce genre d'application, d'autant que la programmation reste accessible en Basic. La vitesse de traitement en Basic reste assez faible mais la souplesse de programmation obtenue est sans égale pour un système de ce prix.

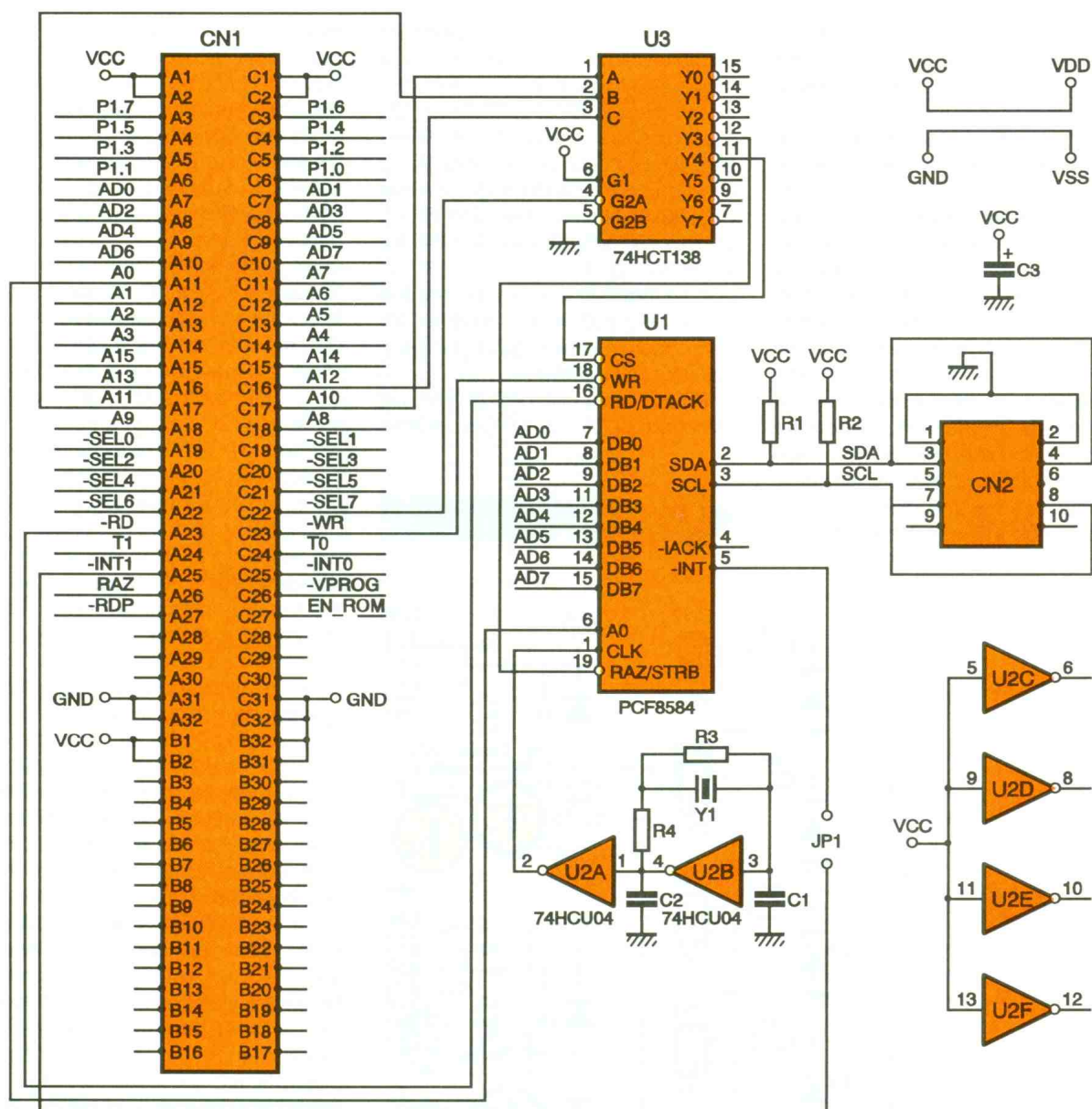
Nous ne nous attarderons pas sur le bus I2C puisque ce dernier fait l'objet d'un autre article publié dans la revue.

Passons maintenant aux schémas.

Schémas

Le schéma de l'interface pour le bus I2C est relativement simple, comme vous pouvez le voir sur la **figure 1**. L'utilisation du circuit spécialisé PCF8584 explique la simplicité du schéma. Ce circuit intègre toute la logique nécessaire pour gérer complètement un bus I2C. La sélection du circuit est confiée à un 74HCT138. Comme jusqu'à présent, le circuit de sélection du module est sommaire, de sorte que le module sera actif à plusieurs adresses à la fois dans l'espace mémoire du microcontrôleur. Avec les modules réalisés jusqu'à présent, cela ne présente pas de difficulté, les adresses de sélections retenues dans les programmes de démonstration permettant de faire fonctionner les différents modules en même temps.

La sortie Y₄ de U₃ permet la sélection du PCF8584 pour les adresses allant de F000h à F3FFh. La sortie Y₃ de U₃



est utilisée pour remettre à zéro le PCF8584 en utilisant une adresse allant de EC00h à EFFFh.

Le PCF8584 possède une particularité intéressante. Il peut s'adapter tout seul à trois types de microprocesseurs différents. Pour reconnaître quel microprocesseur est présent, le PCF8584 analyse l'ordre des signaux qui se présentent sur son bus, après activation de sa broche RESET. Pour que l'initialisation du PCF8584 soit correcte, il faut que la première opération demandée au circuit soit l'initialisation de son registre d'adresse propre (adresse à laquelle il peut être adressé par un autre contrôleur de bus I2C).

Le PCF8584 sait reconnaître les microprocesseurs des familles 68000 (Motorola), Z80 (Zilog) et, pour finir, le 8051 et ses dérivés (Intel). Le 8052AH Basic que nous utilisons

pour nos montages étant un dérivé de la famille 8051 Intel, il n'y a donc pas de problème. Si ce n'est qu'on ne peut pas garantir que la première opération qui sera demandée au PCF8584 est l'initialisation de son registre d'adresse propre. Pour éviter tout conflit, il a été retenu d'activer la broche RESET du PCF8584 par voie logicielle. Pour cela, dans la routine d'initialisation du circuit, il nous suffit de commencer par faire un accès à une adresse qui sélectionne Y₃ de U₃. Pour le reste, la connexion du PCF8584 est relativement simple. Le bus des données du PCF8584 est relié directement à celui du microcontrôleur, ainsi que les signaux de lecture et d'écriture (-RD et -WR). La sortie -INT (patte 5) du PCF8584 peut activer l'entrée -INT1 du microcontrôleur en plaçant un strap sur JP₁. Etant donné la « lenteur » du Ba-

1

LE SCHEMA DE L'INTERFACE.

sic, nous ne vous recommandons pas d'utiliser cette possibilité pour gérer les échanges avec le bus I2C. Cette possibilité est présente pour le cas où vous connaîtriez bien le 8052AH Basic et souhaiteriez réaliser des programmes en langage assembleur.

Les litiges du bus I2C SDA et SCL sont ramenées à VCC par R₁ et R₂. Si un autre module présent sur le bus possède déjà des résistances de rappel, cela ne devrait pas poser de gros problèmes. Toutefois, il ne faudrait pas non plus qu'il y ait trop de résistances de rappel à VCC, sinon le PCF8584 ne pourrait plus imposer de niveau bas sur la ligne, et il en résulterait un échauffement excessif du circuit.

Le signal d'horloge nécessaire au PCF8584 est généré par un oscillateur à quartz cadencé à 12 MHz. L'oscillateur est un classique du genre. La porte U_{2B} est montée en amplificateur en raison de la présence des résistances R_3 et R_4 . L'amplificateur ainsi constitué va entrer en oscillation du fait de la présence du quartz et des capacités C_1 et C_2 . Le signal est amplifié par la porte U_{2A} avant d'attaquer le PCF8584. Notez que le PCF8584 possède un diviseur interne programmable, de sorte qu'il peut s'adapter à une fréquence d'horloge aussi basse que 3 MHz. Le registre qui sélectionne le ratio de la division doit être initialisé avant d'utiliser le bus I2C. La routine d'initialisation écrite en Basic en tient compte.

Abordons maintenant le premier module que nous connecterons sur le bus I2C. Il s'agit d'un module disposant de 4 entrées logiques et de 4 sorties qui activent des relais (fig. 2). Le cœur de ce module est un circuit dédié au bus I2C; il s'agit d'un PCF8574. Les lignes SDA et SCL du bus I2C arrivent directement sur les entrées du même nom sur le circuit. La masse du bus est portée à la masse du module afin d'unifier les références. Avouez qu'on ne peut pas faire plus simple. Le PCF8574 dispose de 3 entrées de sélection A_0 , A_1 et A_3 . Ces entrées

modifient l'adresse effective à laquelle le PCF8574 va répondre sur le bus I2C. Grâce au bloc de micro-interrupteurs S_1 , le circuit peut donc répondre à 8 adresses différentes. Les résistances R_1 à R_3 permettent aux entrées A_0 à A_3 de passer au niveau haut quand l'interrupteur correspondant est ouvert.

Cette configuration permet de monter jusqu'à 8 modules en parallèle sur le bus I2C. Il faudra veiller à l'unicité de l'adresse retenue pour chaque module. Notez que pour permettre de connecter jusqu'à 16 modules sur le bus I2C il existe un circuit qui se nomme PCF8574A, lequel répond à des adresses différentes du PCF8574. Nous y reviendrons un peu plus loin.

Les lignes P_0 à P_7 du PCF8574 sont bi-directionnelles. Elles peuvent servir à la fois d'entrées et de sorties. Pour qu'une ligne puisse être utilisée en entrée, il faut veiller au préalable à écrire un niveau haut sur ce qui serait la sortie correspondante. Dans le cas où l'on mixe le mode d'utilisation des lignes, cela complique un peu le programme qui gère l'ensemble. C'est justement le cas de notre module, lequel utilise les lignes P_0 à P_3 en entrées et les lignes P_4 à P_7 en sorties. Pour changer l'état des sorties P_4 à P_7 , il faudra donc veiller à laisser à 1 les bits correspondant aux entrées P_0 à P_3 .

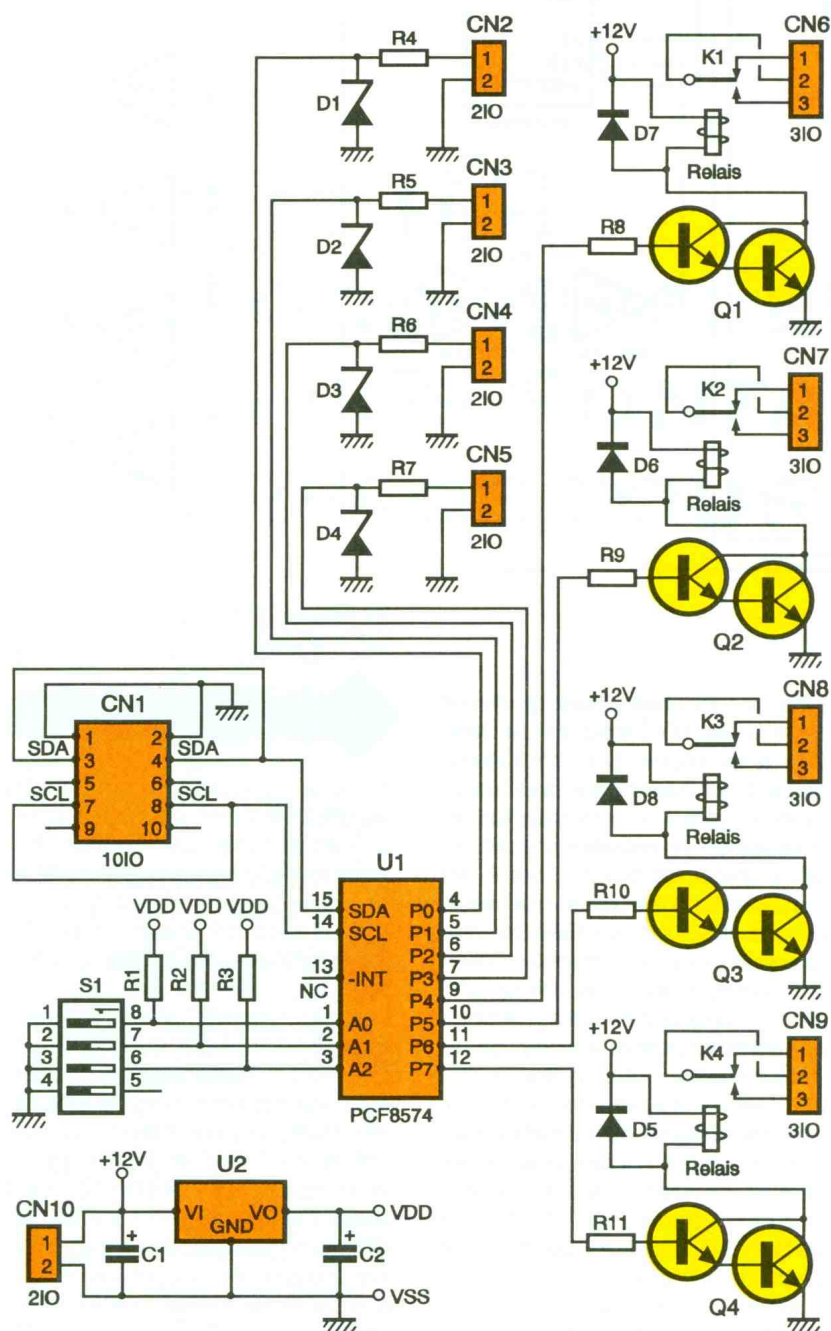
Les lignes d'entrées sont protégées de façon sommaire à l'aide des diodes zener D_1 à D_4 . La protection n'est efficace que jusqu'à 20 VDC, en raison de la puissance dissipée dans les résistances R_4 à R_7 . N'essayez pas d'y brancher le 220 V!

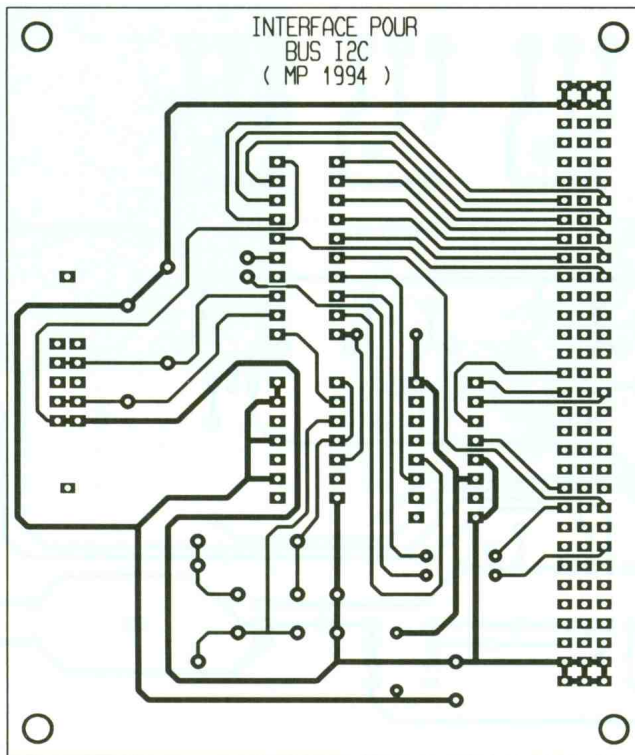
Les sorties P_4 à P_5 attaquent des transistors Darlington, lesquels activent des relais. Les relais retenus disposent d'un contact repos et d'un contact travail. Notez qu'à la mise sous tension, le PCF8574 s'initialise en plaçant un niveau 1 sur chaque bit de son registre de sortie. Les relais vont donc coller dès la mise sous tension.

Cela peut être important pour choisir entre le contact travail et le contact repos des relais à utiliser.

Les diodes D_5 à D_7 éliminent les surtensions occasionnées par les changements d'état d'excitation des relais. Les transistors Q_1 à Q_4 disposent d'une diode de protection intégrée. Mais si la tension d'alimentation disponible sur CN_{10} n'est pas filtrée correctement, il peut apparaître des surtensions dangereuses pour le régulateur U_2 , sur la ligne du 12 V. Les diodes D_1 à D_4 sont donc indispensables.

2 LE SCHEMA DE LA CARTE DE SORTIE.





Le module d'entrées/sorties s'alimente par une tension de 12 VDC distribuée sur CN₁₀. Le 12 V sert à alimenter les relais. L'alimentation du circuit U₁ doit être au même potentiel VCC que pour le circuit qui contrôle le bus I²C, cela afin de respecter les niveaux logiques et de ne pas détruire les autres circuits connectés au bus I²C. Le régulateur U₂ fournit les 5 V nécessaires pour U₁.

3

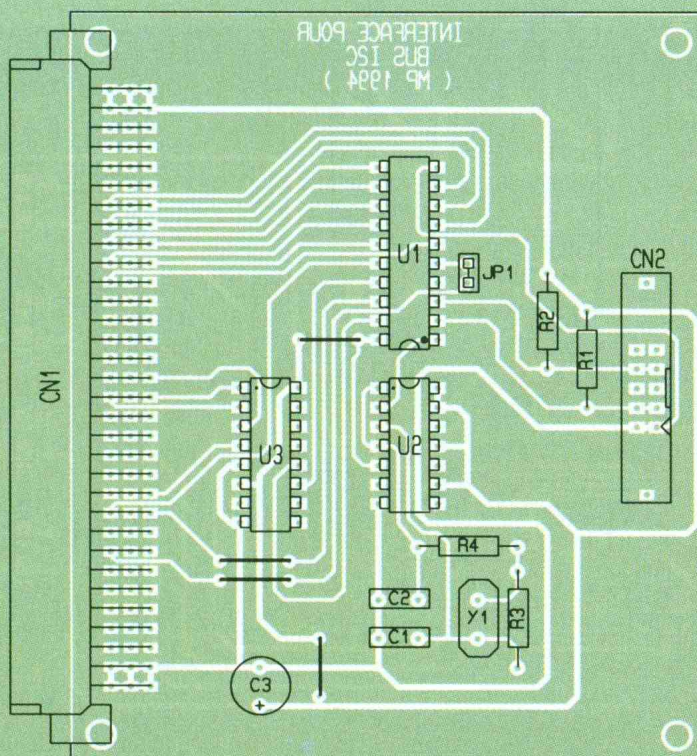
LE CIRCUIT IMPRIME DE L'INTERFACE I²C.

Réalisation

Les circuits imprimés à réaliser sont reproduits en figures 3 et 5 avec les vues d'implantations associées en fi-

4

L'IMPLANTATION DE L'INTERFACE I²C.



gure 4 et 6. Comme d'habitude, procurez-vous les composants avant de réaliser les circuits imprimés, pour vérifier que l'implantation est possible. Cette remarque vaut particulièrement pour les relais.

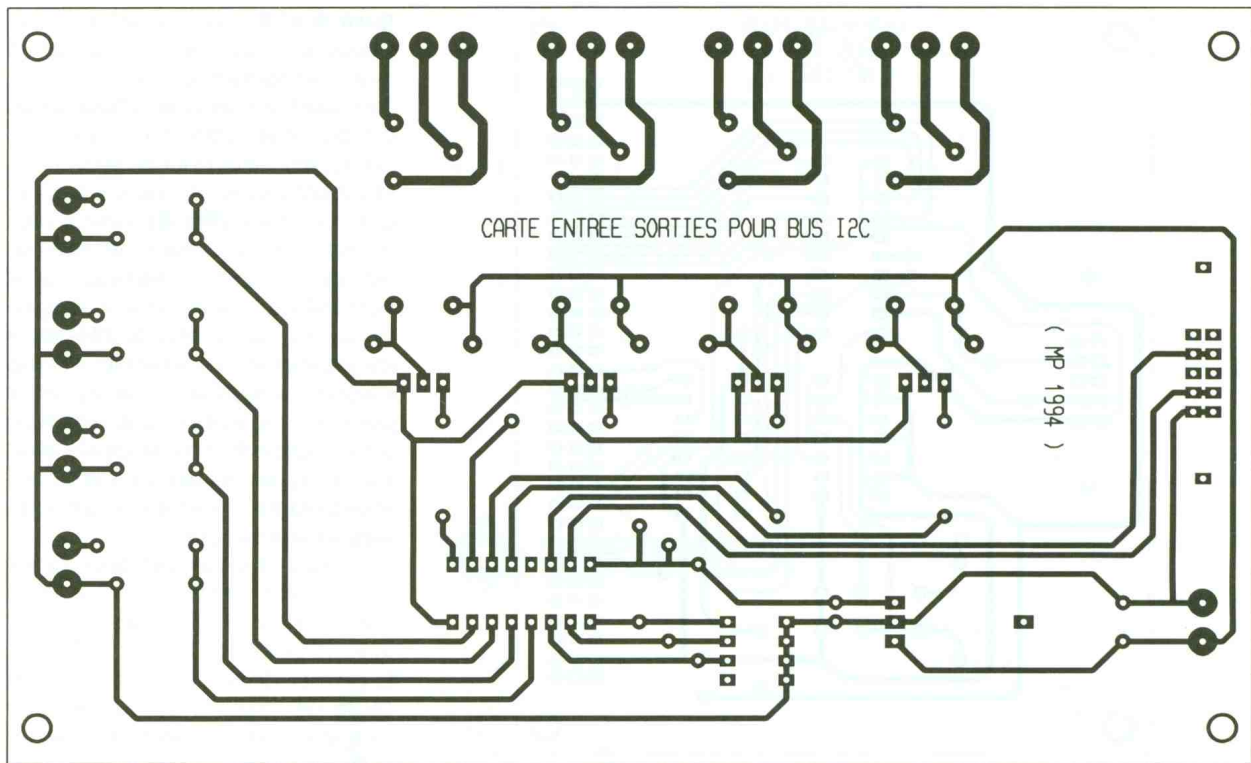
N'oubliez pas les 4 straps sur le circuit d'interface (fig. 4). Veillez bien au sens des composants, en particulier sur le circuit d'interface, car le PCF8584 est monté dans le sens inverse des autres circuits intégrés. Il est préférable de monter les circuits intégrés sur support et de vérifier la présence de tension d'alimentation sur les supports. Ensuite (après avoir éteint les alimentations bien sûr), vous pourrez insérer les circuits intégrés sur leur support.

Pour relier la carte d'entrées/sorties avec la carte contrôleur du bus I²C, il a été retenu d'utiliser des connecteurs 10 points de la série HE10. Cela permet de réaliser facilement un câble de liaison avec du câble en nappe et des connecteurs à sertir. Certes le coût de l'ensemble est un peu plus élevé, mais vous pourrez brancher et débrancher des modules très facilement.

De plus, pour ajouter un nouveau connecteur sur le câble en nappe, il suffit de le placer à l'endroit souhaité et de le sertir. Le câble en nappe pourra atteindre une longueur d'une dizaine de mètres, mais guère plus. La capacité de charge d'un bus I²C ne doit pas dépasser 400 pF si l'on souhaite utiliser la vitesse standard. Si vous envisagez de connecter de nombreux modules sur le bus I²C, vous serez peut-être obligé de modifier la valeur du registre de sélection de la vitesse du PCF8584, pour adapter les temps de montées des signaux SDA et SCL.

Programmation des modules

La programmation des modules est relativement complexe, aussi nous ne pouvons détailler toutes les possibilités du PCF8584. Vous pourrez vous procurer le programme de démonstration en Basic auprès de la rédaction en envoyant une disquette formatée accompagnée d'une enveloppe affranchie pour le retour. Le programme en question contient les sous-programmes de base pour utiliser le contrôleur du bus I²C. Les routines ont été écrites pour travailler avec un seul maître présent sur le bus. Si vous souhaitez modifier ces routines pour travailler avec plusieurs maîtres possibles sur le même bus, il vous faudra vous procurer la documentation du PCF8584. Pour initiali-



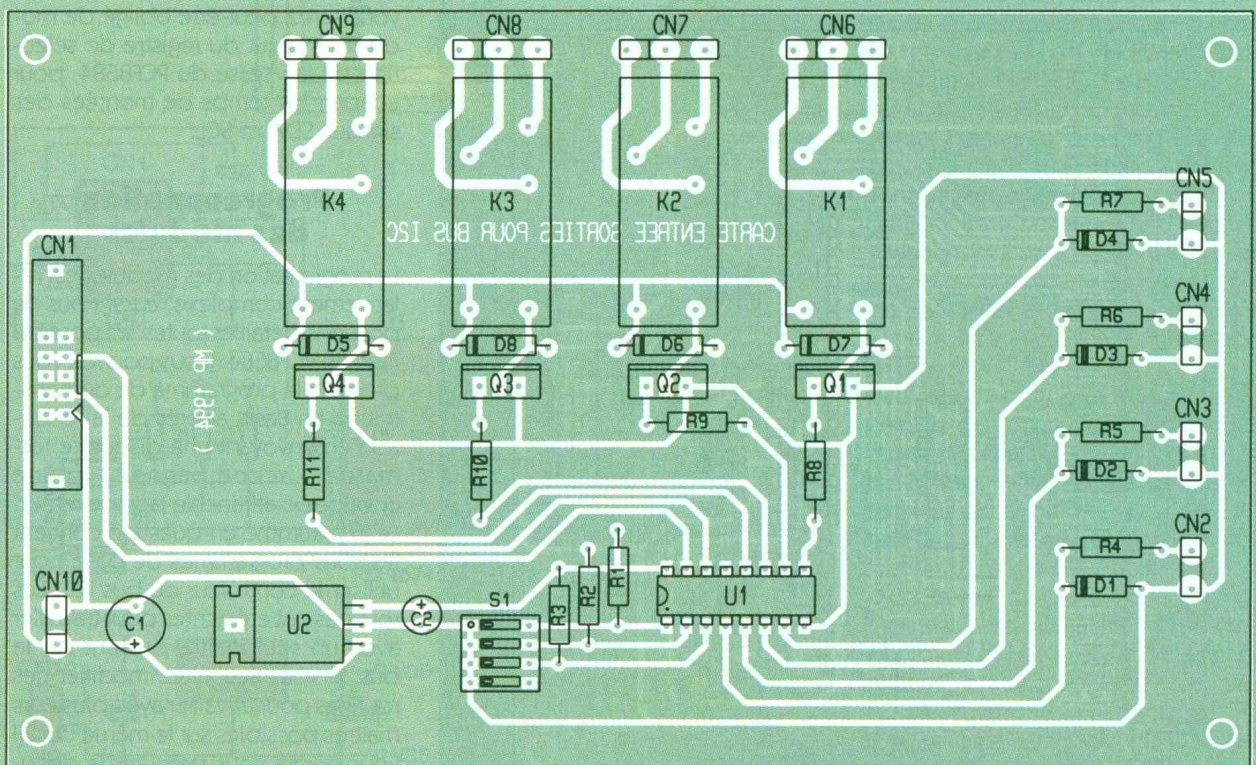
5 LE CIRCUIT IMPRIME DE LA CARTE DE SORTIE.

ser le PCF8584, le programme de démonstration contient un sous-programme à appeler à partir de la ligne de programme 9000. Il faut appeler ce sous-programme avant de tenter d'accéder au bus I2C.

La programmation du circuit PCF8574 est en revanche relativement plus simple. L'adresse du circuit est formée par les 3 bits issus des entrées A_0 à A_2 , les autres bits étant fixés par le constructeur. Notez qu'un circuit PCF8574A ne répond pas aux mêmes adresses qu'un circuit PCF8574, comme nous l'avions déjà indiqué. Cela permet de

connecter jusqu'à 16 modules sur un même bus I2C. Il faut donc veiller avec soin à l'adresse qui sera attribués à chaque module. Les adresses obtenues sont résumées dans le tableau de la **figure 7**.

6 L'IMPLANTATION DE LA CARTE DE SORTIE.

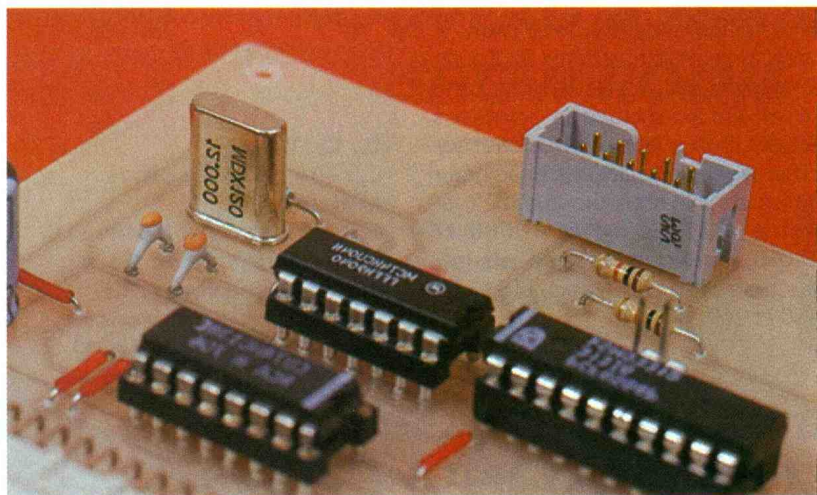


S1/1	S1/2	S1/3	PCF8574	PCF8574A
ON	ON	ON	40 h	70 h
OFF	ON	ON	42 h	72 h
ON	OFF	ON	44 h	74 h
OFF	OFF	ON	46 h	75 h
ON	ON	OFF	48 h	78 h
OFF	ON	OFF	4 Ah	7 Ah
ON	OFF	OFF	4 Ch	7 Ch
OFF	OFF	OFF	4 Eh	7 Eh

Les données lues à l'adresse du PCF8574 correspondent à l'état des lignes P₀ à P₇ du circuit. Le bit 0 de l'octet ainsi lu correspond à la ligne P₀, le bit 1 à la ligne P₁, et ainsi de suite. Notez que les sorties P₄ à P₇ sont lues, elles aussi, comme s'il s'agissait d'entrées. Vous pouvez donc relier l'état précédemment imposé par une écriture sur le registre de sortie du PCF8574.

Les données écrites à l'adresse du PCF8574 sont transférées sur le registre de sortie avec la même correspondance entre les lignes P₀ à P₇ et l'ordre des bits de l'octet envoyé. Comme nous l'avons déjà indiqué plus avant dans l'article, cela signifie qu'on écrit aussi sur les lignes d'entrées. Les lignes P₀ à P₇ disposent de sorties à collecteur ouvert avec une résistance interne de rappel à VCC

LA CARTE D'INTERFACE.



de l'ordre de 15 kΩ. Pour que les niveaux présents sur les entrées 1 à 4 du montage puissent être lus, il faut donc veiller à toujours laisser au niveau 1 les bits correspondant aux lignes P₀ à P₃, lors d'une opération d'écriture.

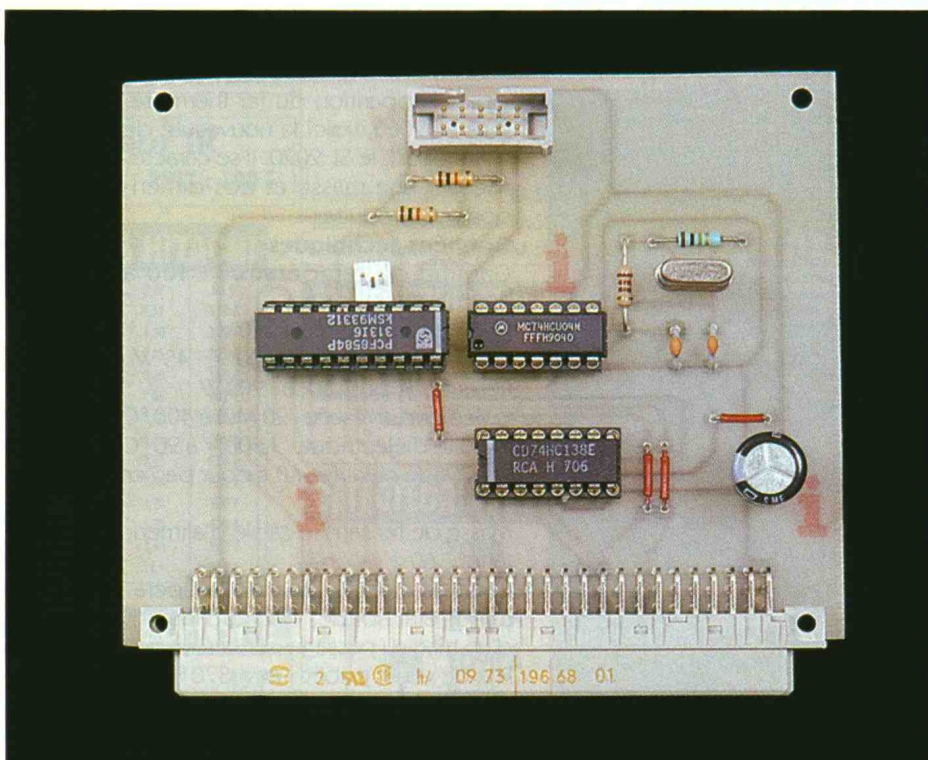
Dans ce cas, les transistors associés aux lignes P₀ à P₃ sont en circuits ouverts et seule la présence des résistances internes de rappel à VCC influent sur les lignes d'entrées. Avec des circuits logiques, les résistances de rappel à VCC sont sans effet, à moins que le circuit qui attaque les lignes d'entrées soit déjà chargé aux limites de ses possibilités. Par ailleurs, si le circuit qui est connecté aux lignes d'entrées possède des sorties à collecteur ouvert, les résistances de rappel à VCC sont déjà in-

UN CIRCUIT INTEGRE SPECIALISE.

tégrées dans le PCF8574. Les résistances de rappel internes sont donc plus utiles que gênantes. Toujours en raison des résistances de rappel internes, les entrées du module qui ne seront pas connectées seront lues à l'état haut.

Le programme de démonstration permet d'envoyer et de lire des données sur le bus I²C par un appel au sous-programme qui commence en ligne 10000. Pour utiliser ce sous-programme, il faut positionner la variable I²CADDR avec l'adresse du circuit souhaité. Ensuite, il vous faudra transférer les données à envoyer dans une zone mémoire réservée à partir de l'adresse 7500 (en décimal) grâce à l'instruction XBY. Il faut aussi positionner la variable NBW (nombre d'écritures successives), avec le nombre d'octets disponibles dans la zone mémoire réservée. Quant à la variable BNR (nombre de lectures successives) elle sert à indiquer le nombre d'octets que l'on souhaite lire sur le bus I²C à la même adresse, tout de suite après l'opération d'écriture. Si vous souhaitez uniquement lire ou bien uniquement écrire à une adresse sur le bus I²C, il suffit de placer l'autre variable à 0. Après une opération de lecture, les données lues sont disponibles dans une zone mémoire réservée qui commence à l'adresse 7800. Vous pourrez y accéder grâce à l'instruction XBY.

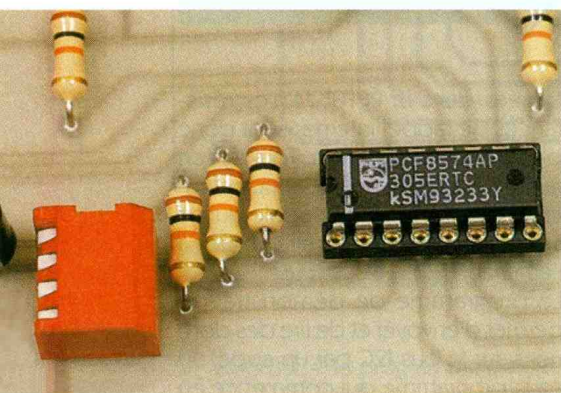
Les zones de mémoire réservées peuvent être modifiées en changeant la valeur de la variable MTOP en tout début de programme (ligne 10). Les adresses 7500 (pour le buffer d'écriture) et 7800 (pour le buffer de lecture) ont été retenues dans le cas d'un module 8052AH



Basic équipé de 8 Ko de RAM. Si vous avez réalisé la carte 32 Ko de RAM, vous pouvez déplacer la zone réservée au-delà des adresses 32000. Il vous faut dans ce cas modifier la valeur de départ du pointeur utilisé dans le sous-programme (variable PRT des lignes 10080 et 11050), ainsi que l'adresse des instructions XBY des lignes 110, 130, 150 et 160.

P. MORIN

L'HORLOGE AVEC SON QUARTZ
12 MHz.



LISTE DES COMPOSANTS

Circuit d'interface au bus I2C

C₁, C₂ : 33 pF
C₃ : 470 µF/16 V sorties radiales
CN₁ : connecteur DIN41612 forme R inversé 96 points, coudé, à souder sur CI (par exemple, référence Harting : 09 73 196 6801)
CN₂ : connecteur 10 points mâles série HE10 (par exemple, 3M 2510-6002)
JP₁ : jumper
R₁, R₂ : 10 kΩ 1/4 W (marron, noir, orange)
R₃ : 1 MΩ 1/2 W (marron, noir, vert)
R₄ : 220 Ω 1/4 W (rouge, rouge, marron)
U₁ : PCF8584 + support 20 broches
U₂ : 74HCU04 + support 14 broches
U₃ : 74HCT138 + support 16 broches

Y₁ : quartz 12 MHz

Cadre d'entrées sorties pour bus I2C

C₁ : 1 000 µF/25 V sorties radiales
C₂ : 22 µF/25 V sorties radiales
CN₁ : connecteur 10 points mâles série HE10 (par exemple, 3M 2510-6002)
D₁, D₂, D₃, D₄ : diodes zener 5,1 V/1/2 W
D₅, D₆, D₇, D₈ : diodes 1N4007
K₁, K₂, K₃, K₄ : relais Fujitsu FBR611D012 (relais 12 V)
Q₁, Q₂, Q₃, Q₄ : TIP121A
R₁, R₂, R₃, R₄, R₉, R₁₀, R₁₁ : 10 kΩ 1/4 W (marron, noir, orange)
R₄, R₅, R₆, R₇ : 470 Ω 1/2 W (jaune, violet, marron)
S₁ : bloc de 4 micro-interrupteurs en boîtier DIL
U₁ : PCF8574 ou PCF8574A
U₂ : LM7805

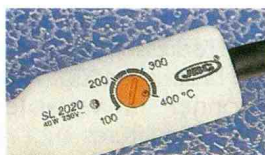
La gamme des composants Philips autour du bus I²C est maintenant couramment distribuée, en voici quelques exemples.

PCF 8574 : 8 entrées-sorties, PCF 8582 EPROM 256 x 8 ;

PCF 8583 : horloge, PCF 8591 convertisseur A/D-D/A ;

PCF 8200 : synthèse vocale.

FER À SOUDER THERMORÉGULÉ JBC SL 2020



CETTE PHOTO REPRÉSENTE LE BOUTON DE RÉGLAGE DE LA TEMPÉRATURE DE LA PANNE DU FER À SOUDER. UN DISPOSITIF ÉLECTRONIQUE LA RÉGULE PAR UN CAPTEUR SOLIDE, LE DÉCLENCHEMENT DU SYSTÈME EST ASSURÉ PAR UN TRIAC.



Après l'apparition du fer thermorégulé SL 2006, voici la nouveauté de la firme JBC, le SL 2020. Il se caractérise par une masse et des dimensions plus réduites.

Données techniques

Gamme de température : 100 à 400 °C

Alimentation : 120 ou 220 V

Puissance absorbée à 400 °C : 45 W

Réserve de puissance : 200 W

Isolement au réseau : 20 MΩ à 400 °C

Rigidité diélectrique : 1 500 V à 20 °C

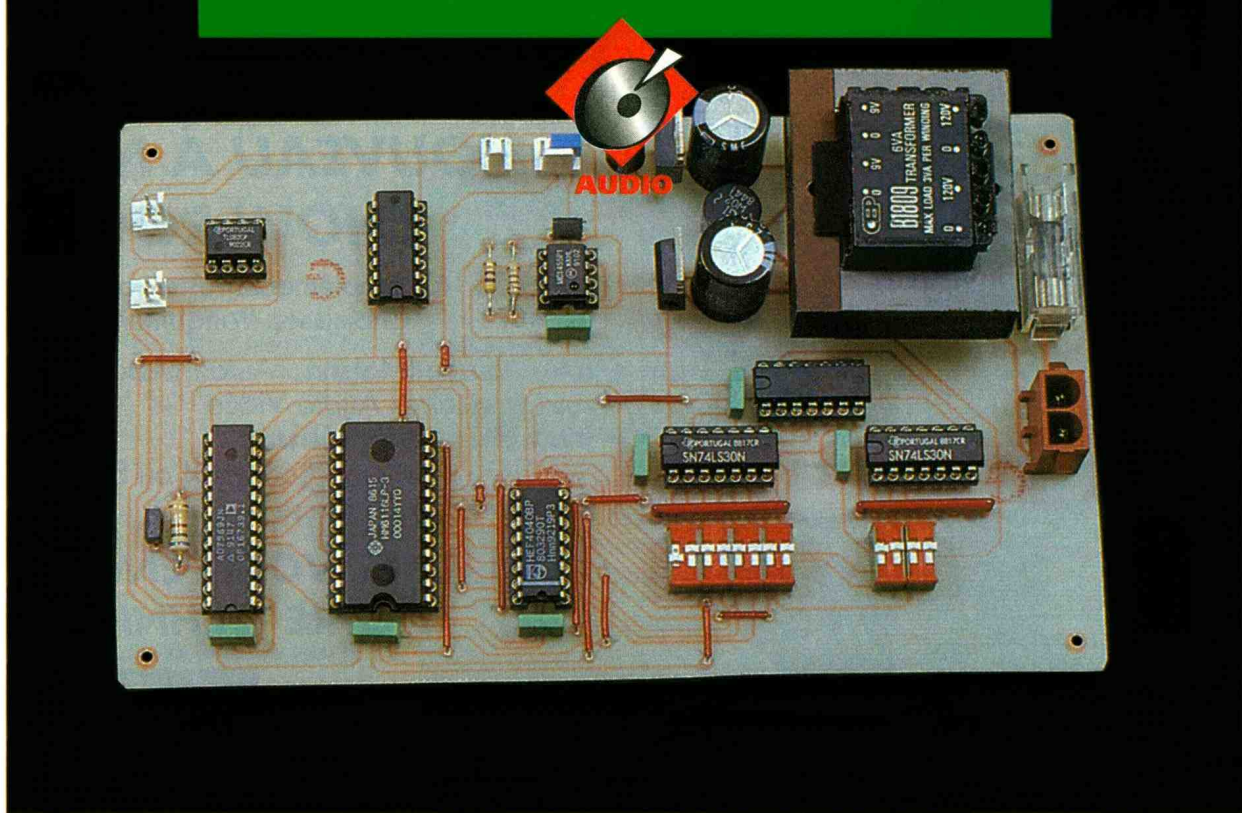
Temps de chauffe : 40 s pour passer à 300 °C

Masse de fer sans le câble d'alimentation : 60 g

Contrôle électronique de température à état solide, déclenchement d'un triac au passage par zéro.

Prix de vente public : env. 370 F TTC.

JBC Outillage, SARL, 7, rue Maryse-Bastie, 69500 Bron. Tél. : 72.37.79.65.



LIGNE A RETARD NUMERIQUE POUR SIGNAUX ANALOGIQUES BF

Réaliser une ligne à retard pour signaux BF est souvent une tâche ingrate. Selon le temps de retard souhaité, on peut faire appel à des cellules RC ou encore à un système électromécanique constitué de deux électroaimants reliés par un ressort. Les techniques numériques permettent pourtant de réaliser une ligne à retard bien plus stable qu'avec les anciennes techniques. C'est le montage que nous vous proposons ce mois-ci.

Principe

Le principe utilisé pour constituer une ligne à retard à l'aide de circuits numériques est relativement simple. Il s'agit d'abord de numériser le signal d'entrée à l'aide d'un convertisseur analogique/numérique. Les échantillons numériques ainsi obtenus sont stockés dans une mémoire RAM. Plus tard, lorsque le temps de retard souhaité est atteint on relira le contenu de la RAM pour fournir les données à un convertisseur numérique/analogique cette fois-ci. En sortie de ce deuxième convertisseur, on trouve alors l'image du signal d'entrée, décalé dans le temps. Bien entendu, pour coordonner les cycles de conversion, de lecture et d'écriture dans la RAM, il faut un signal d'horloge. Il faut aussi un compteur pour faire évoluer les lignes d'adresses de la RAM. Le compteur doit fournir une adresse différente selon qu'il s'agit de l'opération de lecture ou de l'opération d'écriture dans la RAM. La différence entre l'adresse de lecture et l'adresse d'écriture déterminera le temps de retard, proportionnellement au temps de cycle du signal d'horloge.

Pour pouvoir ajuster le temps de retard, il faudra donc un compteur dont on puisse modifier le nombre de cycles. Comme nous allons le voir sur le schéma, ce n'est pas si difficile que cela.

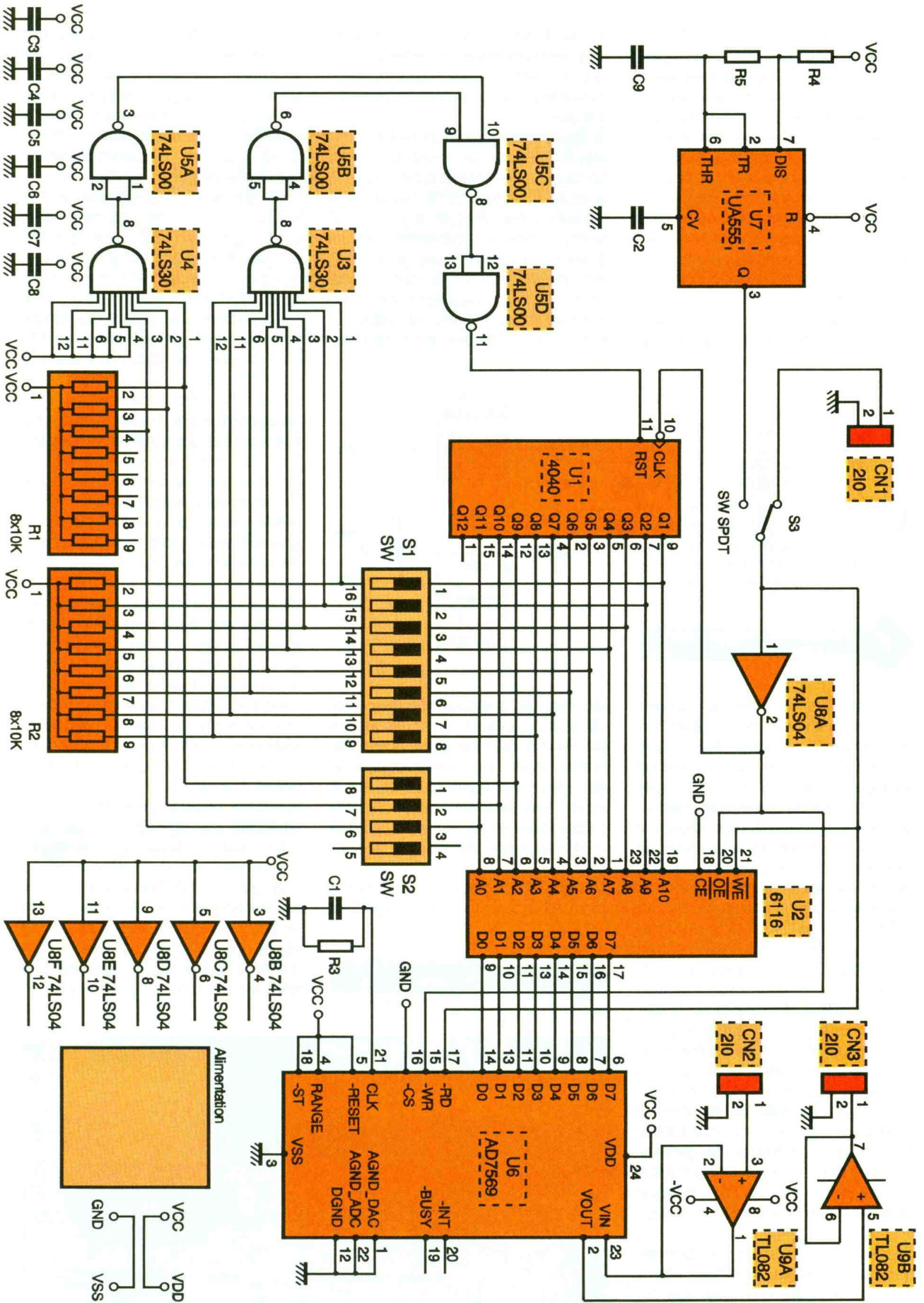
Schémas

Le schéma de la **figure 1** dévoile l'ensemble du montage tandis que celui de la **figure 2** montre l'alimentation du montage.

Le cœur du montage est le circuit U_6 . Il s'agit d'un convertisseur analogique/numérique et d'un convertisseur numérique/analogique montés dans un même boîtier.

Ce circuit fera l'objet d'une fiche technique, aussi nous ne nous attarderons pas trop dessus. Notez quand même que l'entrée CLK (patte 21) de U_6 est reliée à une cellule R/C qui détermine le temps de la conversion analogique/numérique du signal d'entrée.

Avec les valeurs choisies, le temps de conversion reste inférieur à $5\mu\text{s}$. Nous verrons un peu plus loin que ce temps de cycle convient au spectre BF du signal d'entrée à traiter.



1

LE SCHEMA DE PRINCIPE.

Les sorties -INT et -BUSY du circuit U₆ ne sont pas utilisées puisque le système ne nécessite pas l'emploi d'un microprocesseur. L'entrée

RANGE est portée au potentiel + Vcc de sorte que la plage de fonctionnement des sections analogiques du circuit est comprise entre

0V et 2,5V. L'entrée —RESET est portée au potentiel + Vcc pour permettre au circuit de fonctionner. L'entrée —ST étant reliée en permanence à + Vcc, le début d'un cycle de conversion analogique/numérique sera commandé par le signal —RD.

Le circuit U₆ étant le seul connecté à la RAM (U₂), l'entrée de sélection du boîtier —CS de U₆ est activée en permanence en y connectant la masse. Ainsi, nous pouvons relier le bus de données de U₆ au bus de données de la RAM.

Les signaux Vin et Vout de U₆ passent tous les deux par un amplifica-

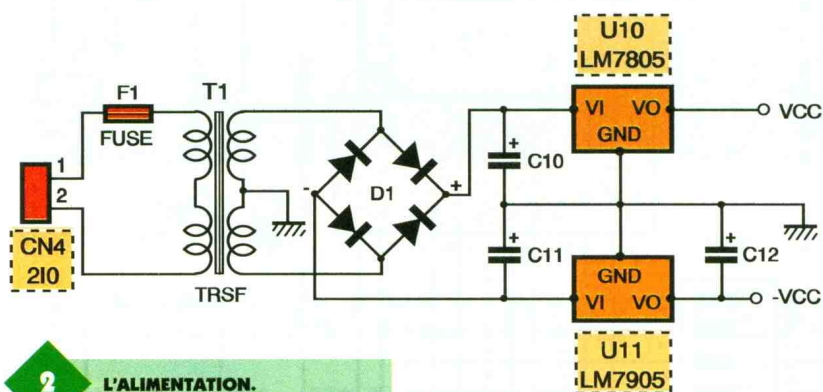
raison du temps de conversion analogique/numérique, et rester à l'état bas pendant au moins 1 μs pour permettre la conversion numérique/analogique.

La fréquence choisie pour l'oscillateur local n'est pas anodine. Si l'on considère un signal de type audio, le spectre des fréquences audibles à restituer pour obtenir un signal de bonne qualité se situe entre 20 Hz et 20 kHz. D'après le théorème de Shannon, que nous ne démontrerons pas dans ces pages, rassurez-vous, pour restituer correctement un signal, il faut l'échantillonner à une fréquence

opposition de phase. Les entrées —RD et —WR du circuit U₆, ainsi que les entrées —WE et —OE de la RAM U₂ sont contrôlées par une phase différente du signal d'horloge. Voyons comment vont réagir les circuits U₁, U₂ et U₆ aux changements d'état du signal d'horloge.

Pour l'instant, imaginez que U₃, U₅, S₁, S₂, R₁ et R₂ n'existent pas. Nous verrons plus loin qu'il s'agit d'un dispositif permettant de contrôler le nombre de cycles du compteur U₁. Donc, notre compteur est le seul maître à bord. Les sorties du compteur imposent une adresse à la RAM U₂. A l'instant où nous commençons notre discussion, supposons que le signal d'horloge vient tout juste de passer à l'état bas. L'entrée —RD de U₆ étant connectée au signal d'horloge, l'état bas en question va initier un cycle de conversion analogique/numérique. Le signal d'écriture —WR de la RAM est lui aussi connecté au signal d'horloge, de sorte que pendant l'état bas, le résultat de la conversion issue de U₆ est mémorisé dans la RAM, à l'adresse imposée par le compteur. Notez au passage que le résultat de la conversion présent sur D₀ à D₇ de U₆ va changer pendant les 5 μs que dure la conversion. Cela n'est pas gênant puisque pendant tout ce temps le signal —WR de la RAM reste à l'état bas. Une fois le résultat de la conversion devenu stable, c'est la valeur finale qui restera mémorisée dans la RAM.

Le signal en sortie de U_{6A} passe à l'état haut au moment où le signal d'horloge passe à l'état bas. Ce changement d'état ne va pas influencer le compteur U₁, ce dernier étant sensible aux fronts descendants du signal appliqué sur son entrée CLK (patte 10). L'adresse imposée à la RAM est donc toujours la même. En



2 L'ALIMENTATION.

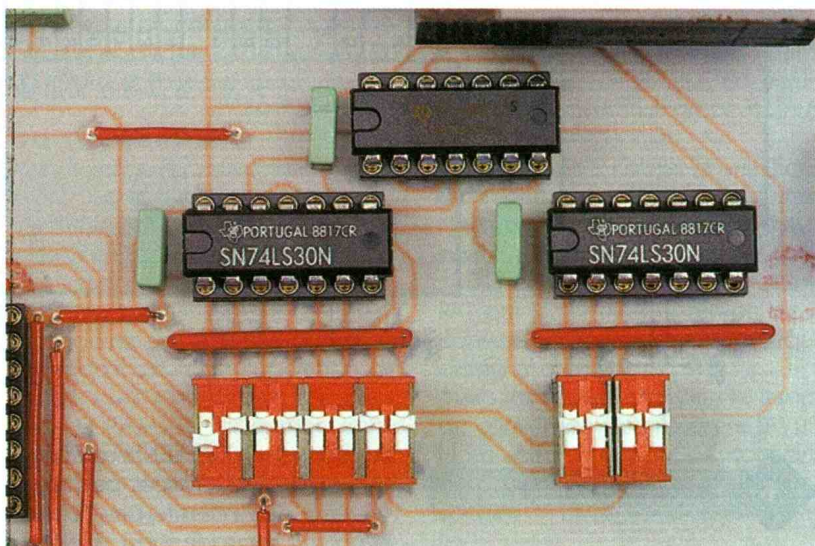
teur opérationnel monté en suivant pour se prémunir des problèmes d'impédance de charge. Notez que l'entrée et la sortie du montage ne sont pas protégées. N'oubliez pas non plus que la plage utile des signaux analogiques se situe entre 0V et 2,5V. Nous aurions pu prévoir de monter directement sur la maquette des décalages d'offset pour pouvoir traiter un signal d'entrée centré sur 0V. Mais, selon l'amplitude du signal à traiter, il faut régler à la fois l'entrée et la sortie. De plus, il peut falloir atténuer ou bien, au contraire, amplifier les signaux d'entrée et de sortie. Devant la multitude de cas possibles, qui dépend uniquement de l'utilisation que vous allez faire du montage, nous avons préféré laisser les étages d'entrée et de sortie à l'état brut. Gageons que vous saurez faire l'adaptation à votre cas de figure, quitte à relire les fiches techniques publiées par *Electronique Pratique* sur les amplificateurs opérationnels.

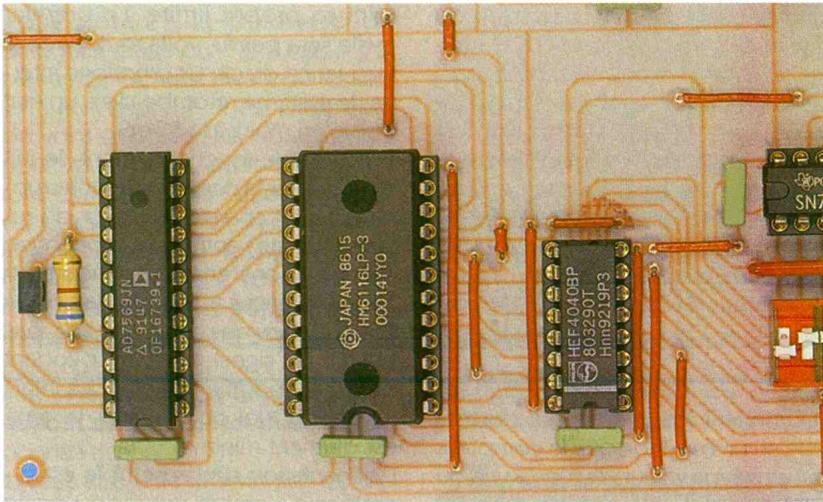
Toutes les phases de fonctionnement du montage vont être cadencées par le signal d'horloge. Un oscillateur articulé autour de U₇ fournit un signal de 490 kHz. Vous pouvez choisir entre l'oscillateur local et un oscillateur externe grâce à S₃. Notez que le signal d'horloge doit rester à l'état haut pendant au moins 5 μs, en

double de la fréquence maximale du spectre utile. D'où la fréquence de 40 kHz retenue pour notre maquette. Avec l'oscillateur local, le signal d'horloge restera à l'état haut et à l'état bas pendant environ 12,5 μs, ce qui laisse largement le temps à U₆ d'effectuer les conversions demandées.

Le signal d'horloge est inversé par la porte U_{8A} pour fournir un signal en

LES INTERRUPTEURS DE CODAGE.





QUELQUES STRAPS A NE PAS OUBLIER.

revanche, les entrées $-OE$ de U_2 et $-WR$ de U_6 passent à l'état haut, autorisant le transfert du résultat de la conversion analogique/numérique dans la RAM, comme indiqué précédemment.

Le signal d'horloge va ensuite passer au niveau haut. A partir de cet instant, la phase d'écriture dans la RAM est terminée. L'entrée CLK de U_1 va passer de l'état haut à l'état bas. Cette fois-ci, le compteur va s'incrémenter, de sorte que l'adresse imposée à la RAM sera l'adresse suivante de celle où vient d'être mé-

morisée la valeur de la dernière conversion analogique/numérique. Maintenant, la RAM est placée en mode lecture puisque son entrée $-OE$ est à l'état bas et son entrée $-WR$ à l'état haut. Le contenu de la RAM à l'adresse demandée sera transféré dans le registre du convertisseur numérique/analogique.

Pour l'instant, le contenu de la RAM à l'adresse demandée est inconnu après la mise sous tension. Mais lorsque le compteur aura effectué tous les cycles possibles, il recommencera à 0. Le signal d'entrée numérisé et stocké dans la RAM apparaîtra donc en sortie une fois que le compteur aura effectué la boucle. A la mise sous tension, il va donc apparaître n'importe quoi sur la sortie, le temps que le compteur revienne à zéro. Au pire, cet état instable du-

raera 52 mS avec le signal d'horloge interne.

Le temps de retard est facile à calculer. $T = \text{nombre de cycles du compteur} \times \text{période du signal d'horloge}$.

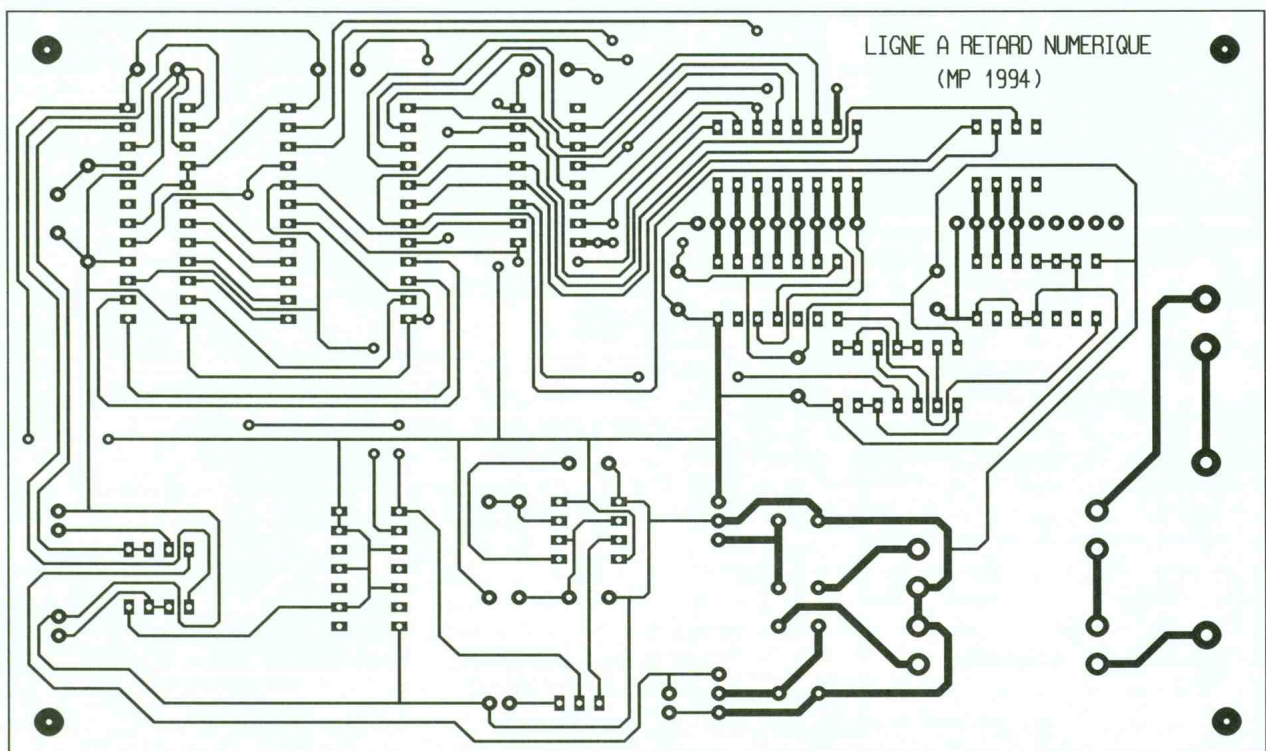
Le signal d'horloge finira par passer de nouveau à l'état bas, et un nouveau cycle commence. En résumé, chaque cycle se décompose en deux parties. Dans un premier temps, le signal d'entrée est numérisé et le résultat de la conversion est stocké dans la RAM. Dans un deuxième temps, le compteur des adresses est incrémenté et l'échantillon contenu dans la RAM, issu de la conversion du signal d'entrée N cycles auparavant, est restitué vers la sortie.

Maintenant que le principe général a été expliqué, voyons comment faire varier le nombre de cycles possibles pour le compteur, en vue de modifier le temps de retard. Vous pouvez penser qu'il est plus simple de modifier la période du signal d'horloge. Ce serait une erreur, car nous avons vu que la fréquence maximale du spectre du signal à restituer dépend de la fréquence d'échantillonnage. Il n'est pas possible de toucher à la fréquence du signal d'horloge. Il faut donc réaliser un compteur dont le nombre de cycles avant la remise à zéro soit programmable.

Pour cela, il suffit de surveiller les sorties du compteur pour activer la broche RST (patte 11) dès que le nombre de cycles voulus est atteint (n'oubliez pas que la valeur 0 en sortie du compteur est présente pen-

3

LE CIRCUIT IMPRIME.



dant un cycle complet). Par exemple, si l'on souhaite que le compteur ne compte que sur deux cycles (valeurs possibles 0 et 1), il faut remettre à 0 le compteur dès qu'il arrive à 2. Les sorties du compteur vont donc présenter l'adresse 2 à la RAM, le temps que la remise à zéro s'effectue. Cet état non désiré intervient lorsque le signal d'horloge passe à l'état haut, donc tout au début d'un cycle de conversion numérique/analogique.

Dans l'absolu, on pourrait penser que le convertisseur de sortie verra une donnée erronée (issue de l'adresse 2 non voulue) le temps que le compteur repasse à zéro (adresse voulue). Dans la pratique, il n'est rien car le temps de remise à zéro de l'ensemble est de loin inférieur au temps d'accès de la RAM et au temps de conversion numérique/analogique de U_6 . En fait, le convertisseur va commencer à convertir une valeur non désirée qui sera presque immédiatement remplacée par la valeur réellement souhaitée. Ce phénomène s'appelle le « GLITCH » en anglais. La pureté spectrale du signal restitué en sortie est donc entachée par l'adjonction d'un signal supplémentaire dont la fréquence fondamentale est la fréquence du signal de remise à zéro. Ce phénomène est à peine décelable dans le cadre de notre application (essayez de le mettre en évidence à l'oscilloscope pour voir). La précision du convertisseur entraîne

certainement plus de distorsion du signal de sortie que le « GLITCH » engendré par le circuit de remise à zéro du compteur U_1 . Pour éliminer ce problème, lorsque la précision est indispensable, il faut utiliser un compteur de type synchrone. Pour simplifier la réalisation de ce montage, nous avons gardé un bon vieux CD 4040 comme compteur.

Les circuits U_3 et U_5 forment une porte « ET » à 11 entrées. Toutes les entrées sont rappelées à +Vcc grâce à R_1 et R_2 . Les interrupteurs S_1 et S_2 sélectionnent les entrées qui doivent être au niveau 1 lorsque le compteur est arrivé à la valeur voulue. Si une ou plusieurs des entrées à surveiller est à 0, la broche RST reste à 0. Lorsque toutes les sorties à surveiller sont à 1, la sortie RST passe aussi à 1 et le compteur est remis à zéro. Pour sélectionner les interrupteurs, il va donc falloir vous livrer à une petite gymnastique mentale. Il suffit de convertir le nombre de cycles voulus en binaire. Ensuite, associez le bit de poids faible au 1^{er} interrupteur de S_1 , puis le 2^e bit au 2^e interrupteur de S_1 , et ainsi de suite. Si le bit en question vaut 1, placez sur « ON » l'interrupteur associé, sinon, placez l'interrupteur en question sur la position « OFF ».

A la mise sous tension, il est possible que le compteur soit dans un état qui dépasse la valeur recherchée par la combinaison des interrupteurs. Dans ce cas, le compteur reviendra de lui-même à zéro lorsqu'il aura at-

teint sa propre limite. Le premier cycle sera perdu, voilà tout. Avec la fréquence du circuit d'horloge interne, le système retombe dans un état stable en moins de 52 mS.

En cours de fonctionnement, le fait de modifier la position des interrupteurs (pour changer la valeur du retard souhaité) entraînera l'apparition d'échantillons erronés pendant un temps inférieur à 52 mS. Mais il y a fort à parier que vous n'aurez pas besoin du signal de sortie pendant que vous modifierez l'état des interrupteurs. Quoi qu'il en soit, la gêne est vraiment minime.

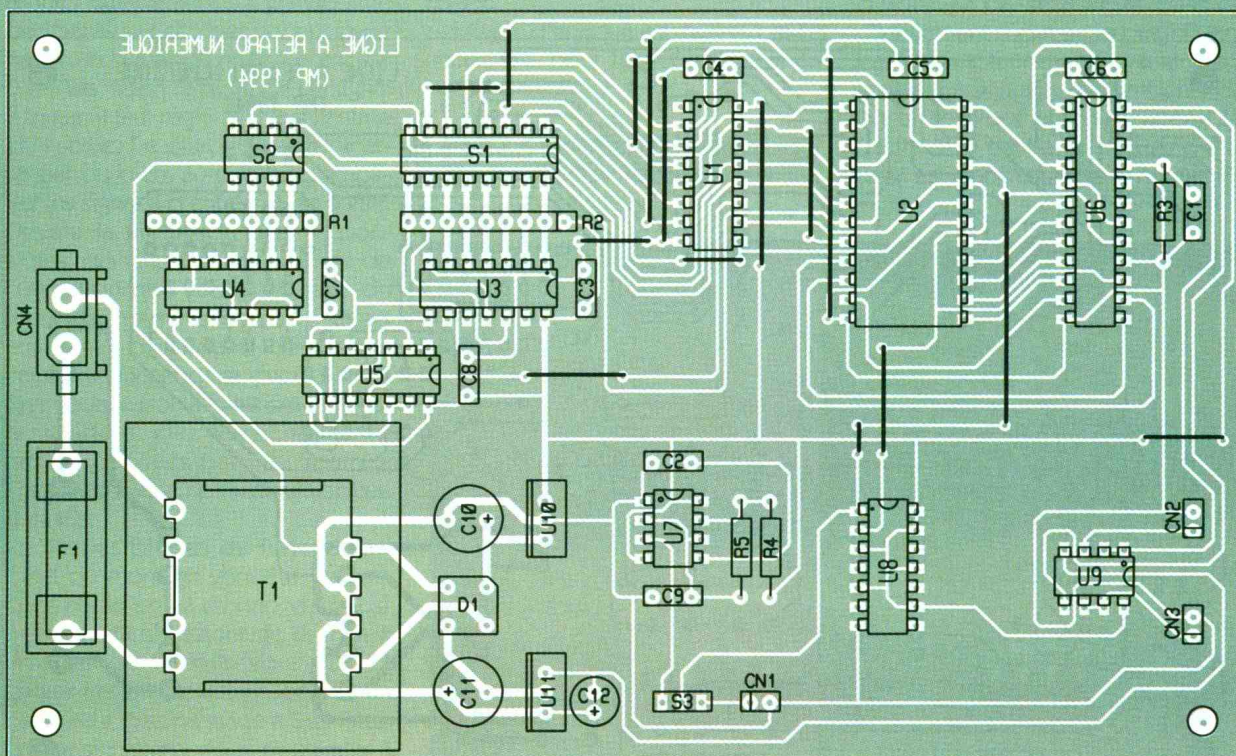
L'alimentation de l'ensemble est symétrique comme vous pouvez le voir sur la **figure 2**. La raison est simple : les amplificateurs opérationnels présentent une tension de déchet en sortie de l'ordre de 1,5V à 2V. Pour que la sortie d'un AOP suive jusqu'à 0V, il faut donc une alimentation négative.

Le condensateur C_{12} empêche le régulateur U_{11} d'entrer en oscillation, ce qui ne manquerait pas d'arriver dès qu'on charge le régulateur, même un tout petit peu.

Réalisation

Le dessin du circuit imprimé à réaliser est reproduit en **figure 3** et la vue d'implantation associée en **figure 4**.

4 L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

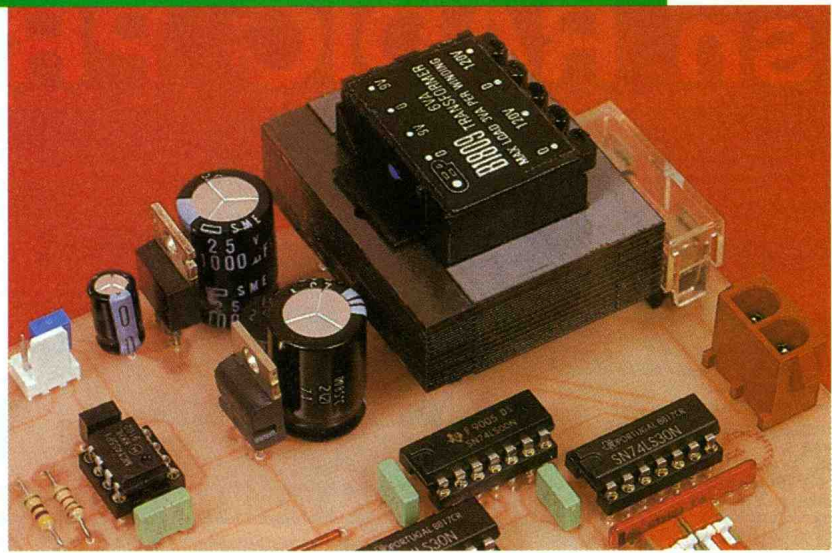


Vous noterez la présence de quelques straps qu'il vaut mieux implanter en premier. Avant de réaliser le circuit imprimé, il est préférable de vous procurer les composants pour vous assurer qu'ils s'implanteront correctement. Cette remarque est particulièrement vraie pour le transformateur. Si vous éprouvez quelques difficultés à vous procurer le transformateur qui s'implante correctement (pourtant d'un modèle très courant), optez pour le modèle à monter sur châssis et câblez l'ensemble avec du fil souple isolé de bonne section.

Il peut être utile de monter les circuits intégrés sur supports. Pour U_6 , il vous faudra un support 8 broches plus un support 16 broches mis bout à bout. Veillez bien au sens des composants pour éviter les surprises à la mise sous tension. Il est d'ailleurs toujours préférable de tester un montage sans aucun circuit logique installé et de vérifier la présence des tensions d'alimentation aux bons endroits.

En raison de la présence de la tension secteur sur le circuit imprimé, il est recommandé d'installer le montage dans un petit boîtier prévu pour accepter un circuit au format Europe 3U (100 mm par 160 mm). On trouve de nombreux boîtiers de ce type à un prix relativement économique, alors, pourquoi s'en priver.

Pour tester l'ensemble, c'est très simple. Placez le signal issu d'un générateur BF (peu importe la forme d'onde que vous choisirez) sur le connecteur d'entrée CN_2 . Pour le test, réglez la fréquence du générateur à environ 1 kHz. Réglez la tension de sortie du signal pour obtenir une excursion de 2,5 V crête à crête et utilisez le réglage d'offset pour décaler la valeur moyenne à 1,25 V. Vérifiez que S_3 sélectionne bien l'oscillateur interne. Vous pouvez maintenant comparer le signal de



L'ALIMENTATION IMPLANTÉE SUR LA PLATINE.

sortie disponible sur CN_3 avec le signal d'entrée. En jouant avec les interrupteurs des blocs S_1 et S_2 , vous verrez le décalage temporel obtenu changer. Notez que le nombre maximal de cycles de décalage pos-

sibles étant de 2048, la maquette autorise un retard de 51,2 mS avec l'oscillateur interne, ce qui correspond à un déphasage supérieur à 360° pour un signal d'entrée d'une fréquence de 20 Hz, ce qui est difficile à obtenir avec une ligne à retard réalisée avec des moyens conventionnels.

Pascal MORIN

LISTE DES COMPOSANTS

C_1 : 100 pF
 $C_2, C_3, C_4, C_5, C_6, C_7, C_8$: 100 nF
 C_9 : 1 nF
 C_{10}, C_{11} : 1 000 μ F/25 V sorties radiales
 C_{12} : 22 μ F/25 V sorties radiales
 D_1 : pont de diodes
 F_1 : fusible 0,3 A + porte-fusible à souder sur CI (dimensions 5 x 20)
 R_1, R_2 : bloc de 8 résistances 10 k Ω en boîtier SIL
 R_3 : 6,2 k Ω 1/4 W (bleu, rouge, rouge)
 R_4 : 470 Ω 1/4 W (jaune, violet, marron)
 R_5 : 18 k Ω 1/4 W (marron, gris, orange)

S_1 : bloc de 8 micro-interrupteurs en boîtier DIL
 S_2 : bloc de 4 micro-interrupteurs en boîtier DIL
 S_3 : interrupteur inverseur unipolaire
 T_1 : transformateur 220 V 2 fois 9 V 6 VA à souder sur CI
 U_1 : CD4040
 U_2 : RAM HM6116-15 (ou équivalent, temps d'accès 300 nS suffit)
 U_3, U_4 : 74LS30
 U_5 : 74LS00
 U_6 : AD7569
 U_7 : UA555
 U_8 : 74LS04
 U_9 : TL082
 U_{10} : LM7805
 U_{11} : LM7905

L'AD 7569

Le circuit se présente sous la forme d'un boîtier DIP 24, il contient un convertisseur Analogique-Digital et un convertisseur Digital-Analogique.

Description des broches

AGNDAC : masse pour la section du convertisseur DA.
 AGNDADC : masse pour la section du convertisseur AD.
 DGND : masse pour la section digitale.
 VDD : alimentation positive (5 V).
 VSS : alimentation négative (0 V) pour une configuration unipolaire ou -5 V pour une configuration bipolaire.

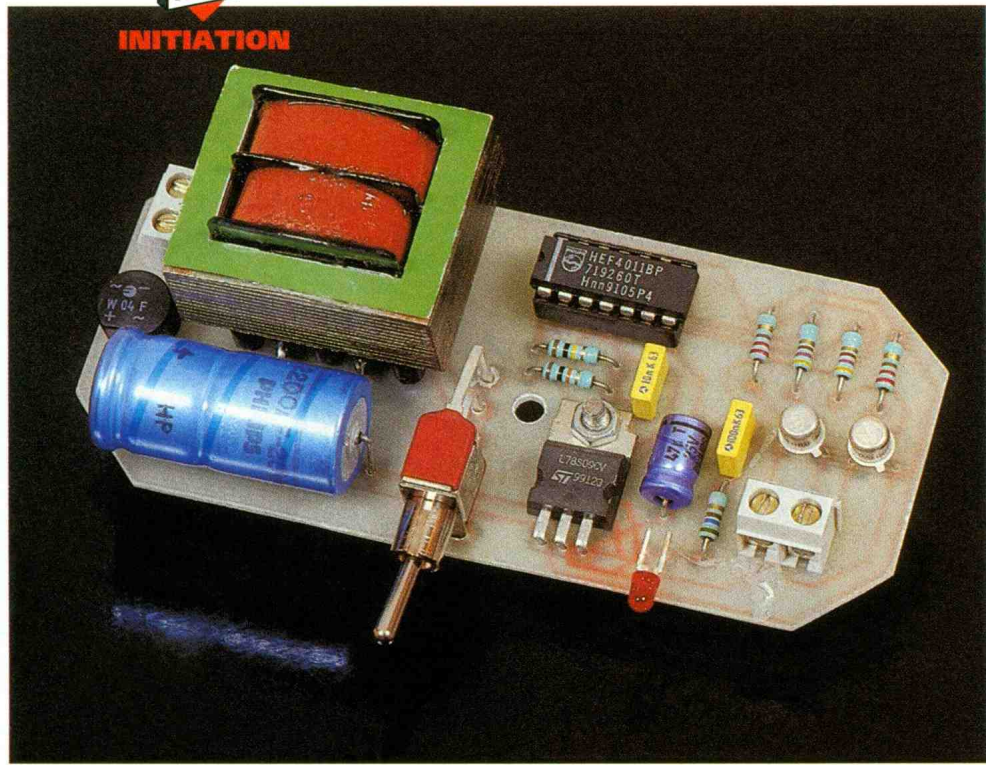
Vin : entrée du convertisseur AD.
 Vout : sortie du convertisseur DA (charge limitée à 2 k Ω).
 -RESET : entrée de remise à zéro des registres (active à l'état bas).
 DB0 à DB7 : bus de données bidirectionnel.
 -CS : entrée de sélection du boîtier (active à l'état bas).
 -RD : entrée de sélection de lecture (active à l'état bas).
 -ST : entrée de démarrage de la conversion AD (active à l'état bas).
 -BUSY : sortie de l'indicateur d'occu-

pation (active à l'état bas).
 -INT : sortie du signal d'interruption (active à l'état bas).
 CLK : entrée du signal d'horloge. Cette entrée est compatible avec un signal TTC ou bien se connecte à un réseau R/C pour utiliser l'horloge interne (voir schéma d'application).
 TANGE : entrée de sélection de gamme. Si RANGE = 1, la plage de fonctionnement est de 2,5 V (2,5 V à -2,5 V en mode bipolaire). Si RANGE = 0, la plage de fonctionnement est de 1,25 V à -1,25 V en mode bipolaire).



INITIATION

La réalisation du mois dernier portait sur le guidage d'un mobile à l'aide de capteurs opto-électroniques. Dans la présente description, nous allons faire appel à deux capteurs sonores qui vont recevoir une fréquence déterminée véhiculée par un fil électrique tendu le long du parcours devant être exécuté.



MOBILE FILOGUIDE

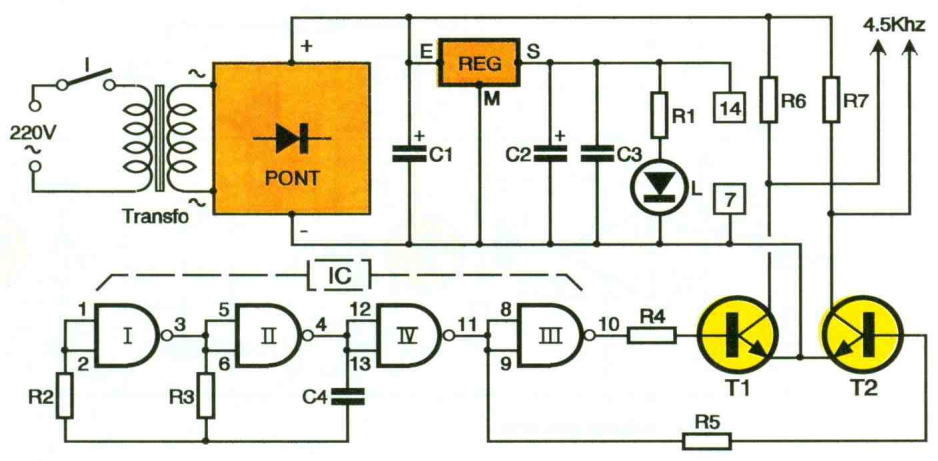
Le filoguidage

La technique évoquée dans le numéro 182 nécessite un support d'évolution relativement propre où le contraste entre le blanc et le noir reste total. Dans la pratique, cette condition ne peut pas toujours être remplie à cause de salissures diverses pouvant joncher le sol et donc perturber éventuellement le guidage. En ce sens, le filoguidage est une technique d'avantage fiable. Elle consiste à matérialiser la piste par un fil électrique isolé, même de faible section. Il n'est pas nécessaire que celui-ci soit apparent. En particulier, il peut être noyé sous un revêtement de sol, tapis, carrelage, revêtement plastique ou cimenté. Dans ce fil circule un courant de quelques kilohertz de fréquence. De ce fait, il rayonne autour de lui un champ magnétique dont l'intensité décroît si l'on s'en éloigne. Le principe du guidage repose alors sur la mise en œuvre de deux capteurs inductifs disposés de part et d'autre du fil, suivant un axe perpendiculaire. Lorsque les capteurs sont à distance égale du fil, l'intensité du champ induit est la même dans les deux bobines réceptrices : c'est la situation d'équilibre qui a pour conséquence l'avance du mobile suivant une ligne droite. Comme pour la technique précédente, le mobile suivra le tracé

du fil en exécutant les virages appropriés et imposés par ce dernier. Dans l'exemple traité, les bobines réceptrices sont tout simplement des capteurs téléphoniques disponibles auprès de tous les fournisseurs.

Alimentation

L'énergie est prélevée du secteur 220V par le biais d'un transformateur. Sur le secondaire, on recueille une tension alternative de 12V dont un pont de diodes redresse les deux alternances. La capacité C1 effectue un premier filtrage. Ce potentiel filtré est, d'une part, directement utilisé pour la fabrication du courant de fi-



Le générateur de fréquence (fig. 1)

Le filoguidage nécessite la présence d'un fil parcouru par un courant alternatif de fréquence suffisamment élevée pour produire une induction détectable par des capteurs de proximité. Le module décrit ci-après est un générateur de fréquence très simple mais néanmoins efficace.

1 LE SCHEMA DE L'ALIMENTATION.

loguidage et, d'autre part, acheminé sur l'entrée d'un régulateur. Sur la sortie de celui-ci, on dispose d'un potentiel stabilisé de 9V dont C2 apporte un complément de filtrage, tandis que C3 découple l'alimentation du montage aval. La LED signale la mise sous tension du dispositif.

Génération de la fréquence

Les portes NAND I et II forment un multivibrateur astable. Un tel montage présente sur sa sortie des créneaux carrés dont la période est proportionnelle au produit de R_3 par C_4 . Dans le cas présent, cette période est de l'ordre de $220\mu\text{s}$, ce qui correspond à une fréquence de 4,5 kHz. Les portes IV et III réalisent deux inversions consécutives du signal, si bien que les créneaux disponibles sur la sortie de la porte NAND III sont en phase avec ceux relevés sur la sortie du multivibrateur. En revanche, les créneaux de la sortie de la porte I sont en opposition avec ceux de la porte IV.

entre ces deux points. Il est parcouru par un courant alternatif à fronts raides à une intensité moyenne efficace de plus de 50 mA. On notera que ce courant est directement prélevé sur l'armature positive de C_1 , en amont du régulateur.

Le module filoguidé (fig. 2)

Alimentation

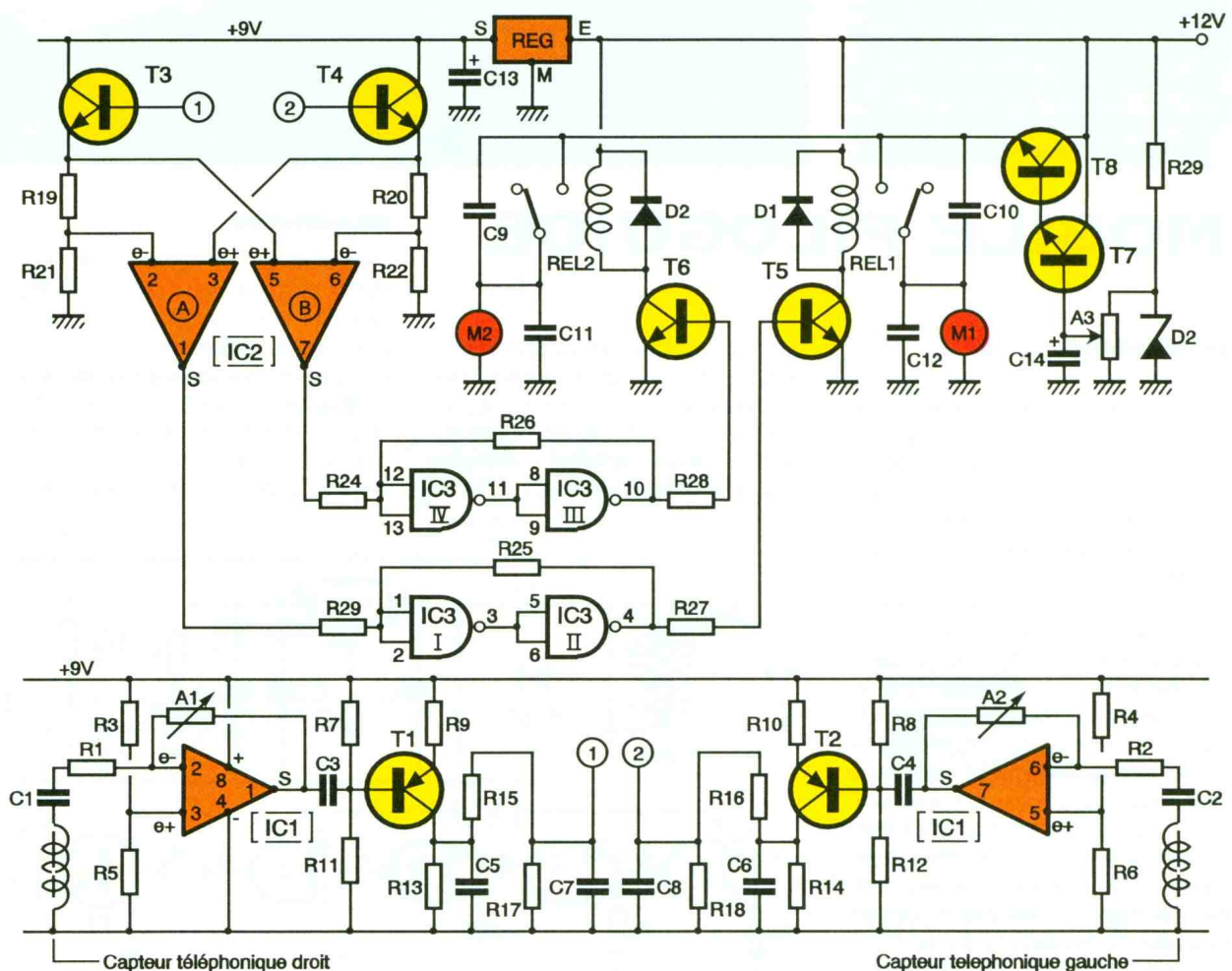
Comme pour le module optoguidé, l'alimentation se caractérise par deux branches distinctes. Sur la sortie d'un régulateur 7809, on relève un potentiel stabilisé de 9 V dont C_{13} assure le découplage. Sur l'émetteur du Darlington de puissance T_7/T_8 , on recueille un potentiel réglable de 0 à

transistor de puissance T_8 est équipé d'un radiateur.

Détection et amplification du champ magnétique

On relève évidemment deux chaînes identiques pour détecter et rendre exploitable le champ magnétique rayonné par le fil. Examinons à titre d'exemple l'une de ces chaînes. Le capteur magnétique est une capsule téléphonique dont on a simplement éloigné la ventouse.

Son axe doit être perpendiculaire au fil de guidage pour obtenir un rendement maximal. C'est en effet dans ces positions relatives du capteur et du fil que les conducteurs, induc-



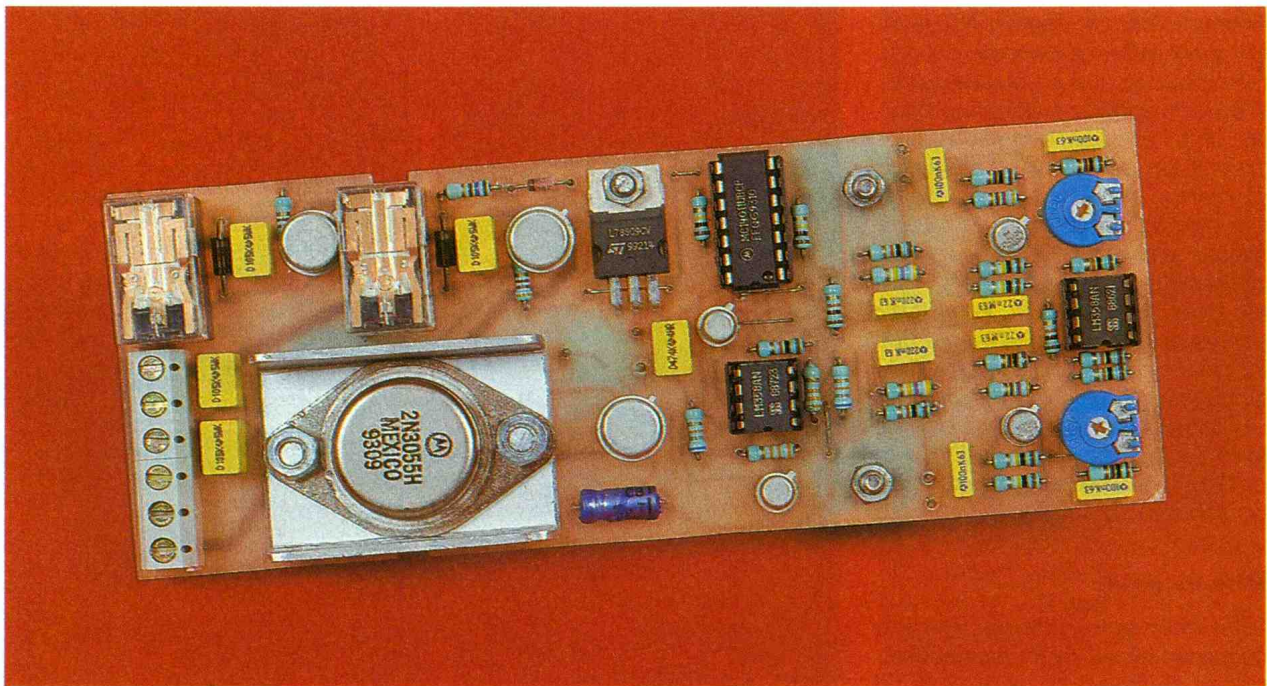
Amplification

Les transistors T_1 et T_2 se saturent et se bloquent alternativement au rythme des créneaux générés par le multivibrateur. Ils comportent dans leur circuit collecteur des résistances de limitation de courant R_6 et R_7 . Le circuit d'utilisation est connecté sur les collecteurs de T_1 et de T_2 . La boucle fermée du fil de guidage est donc branchée directement

2 LE SCHEMA DE LA CARTE DU FILOGUIDAGE.

6,3 V, suivant la position angulaire du curseur de l'ajustable A_3 monté aux bornes de la zener DZ. Grâce à cette disposition, il est possible de régler la vitesse de rotation des moteurs à la valeur désirée. Compte tenu de l'intensité du courant absorbé par ces derniers, le

teurs et induits sont parallèles à l'image des enroulements primaire et secondaire d'un transformateur. Les signaux recueillis sur la sortie du capteur sont acheminés sur l'entrée inverseuse d'un ampli-op via C_1 et R_1 . L'ajustable A_1 apporte la réaction négative nécessaire au réglage du gain de cet étage amplificateur. L'entrée directe est soumise à la demi-tension d'alimentation grâce au pont diviseur R_3/R_5 .



LA CARTE ELECTRONIQUE DU FILOGUIDAGE.

C'est d'ailleurs cette valeur que l'on relève sur la sortie de l'amplificateur au repos. Les signaux délivrés sont ensuite acheminés, *via* C_3 , sur la base de T_1 dont la polarisation est telle qu'en l'absence de signaux on mesure sur le collecteur un potentiel nul. En revanche, dès qu'un courant passe dans le fil de filoguidage, on enregistre sur le collecteur de T_1 des impulsions positives relativement brèves et correspondant aux transistors de sens de parcours du courant dont l'origine sont les créneaux délivrés par le générateur. Ces impulsions sont d'abord intégrées par C_5 , puis filtrées par la cellule $R_{15}/R_{17}/C_7$. Sur l'armature positive de C_{17} , on relève un potentiel continu pouvant varier de 0 à un peu plus de 3V suivant la distance séparant le capteur téléphonique du fil de guidage.

Traitement logique

Le traitement logique des potentiels disponibles sur les points 1 et 2 du schéma est le même que celui qui a été mis en œuvre dans le module optoguidé. Après une amplification en courant apportée par les transistors suiveurs T_3 et T_4 , les comparateurs A et B contrôlent en permanence la relativité des potentiels sur leurs entrées directes et inverseuses. En situation d'équilibre, les potentiels auxquels sont soumises les entrées directes sont supérieurs à ceux des entrées inverseuses.

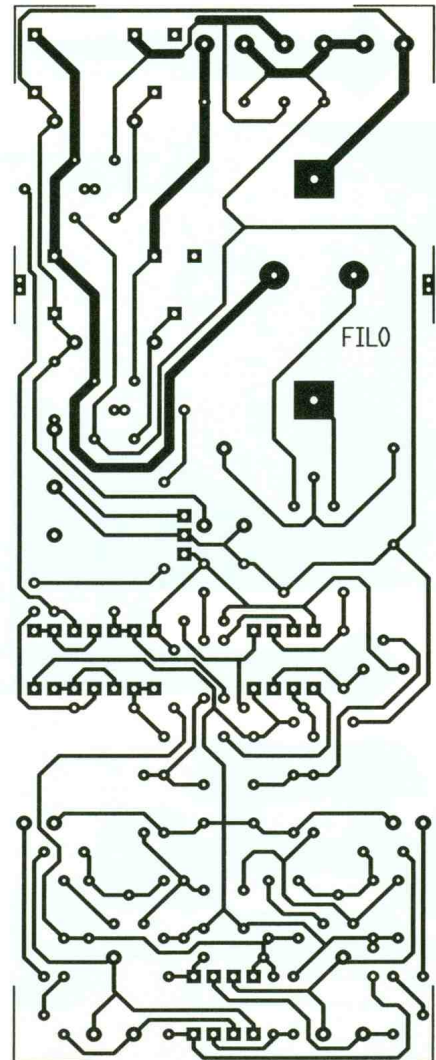
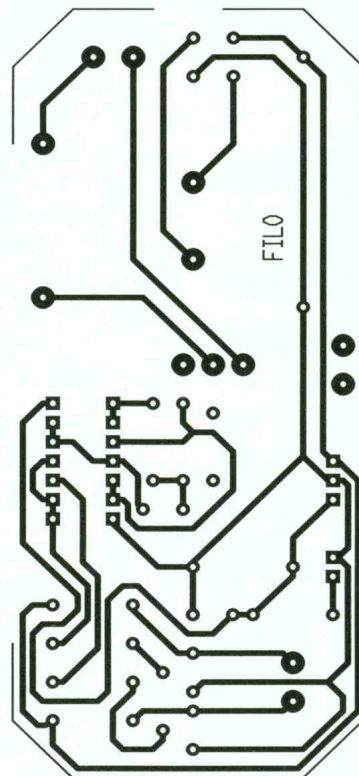
Les deux sorties des comparateurs présentent donc un état haut. Si le

capteur droit, par exemple, venait à s'éloigner davantage du fil de guidage que le capteur gauche (il s'agit donc d'un virage à gauche), le lecteur vérifiera facilement que la sortie du comparateur B passe à l'état bas

tandis que celle du comparateur A reste à l'état haut.

Commande des relais

Les transistors de commande des relais d'utilisation sont sollicités par



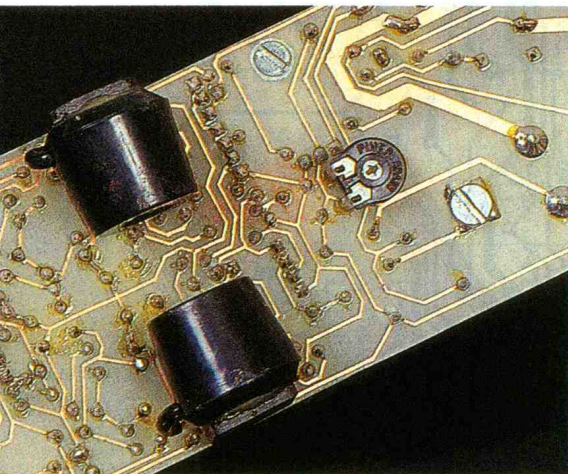
l'intermédiaire des triggers NAND I/II et NAND III/IV. Le principe reste le même que celui que nous avons déjà explicité pour le module optoguidé. Dans l'exemple évoqué au paragraphe précédent où il s'agissait d'un virage à gauche, le relais correspondant à l'alimentation du moteur gauche s'ouvre tandis que le moteur droit continue d'être alimenté. Comme pour l'optoguidage, la relativité des valeurs R_{19}/R_{21} et R_{20}/R_{22} ont une incidence directe sur la réactivité du guidage.

Les capteurs téléphoniques ont été fixés sur des équerres en PVC par collage. Ces équerres ont ensuite été boulonnées sur le module du côté cuivre.

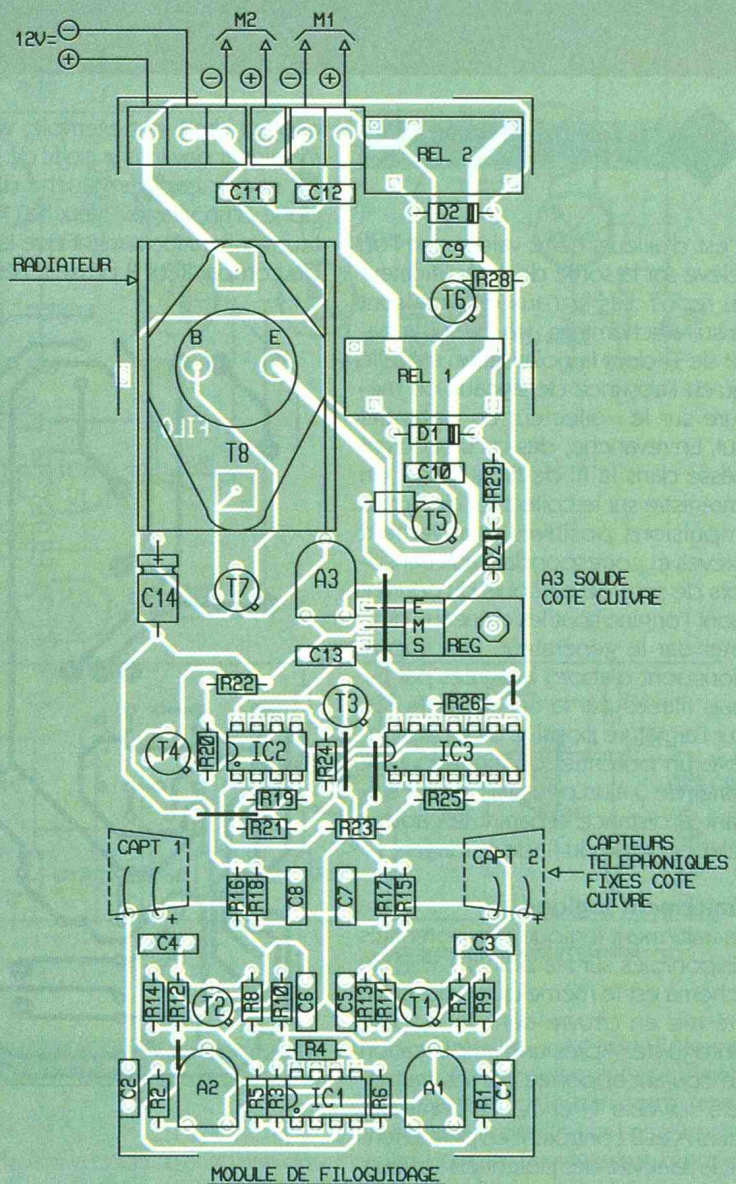
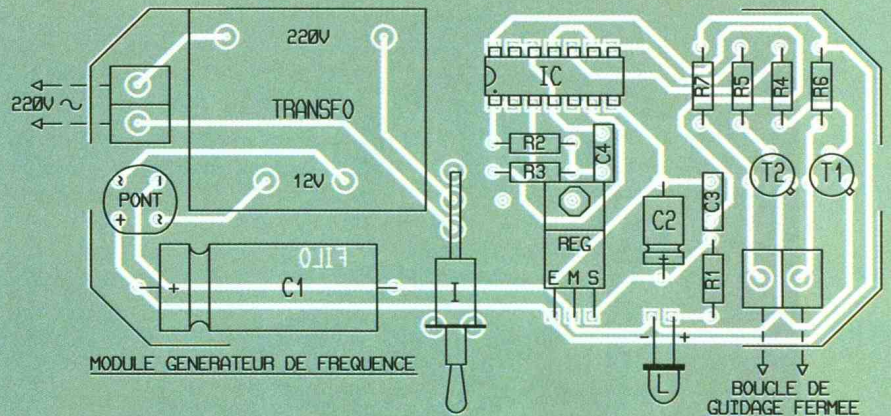
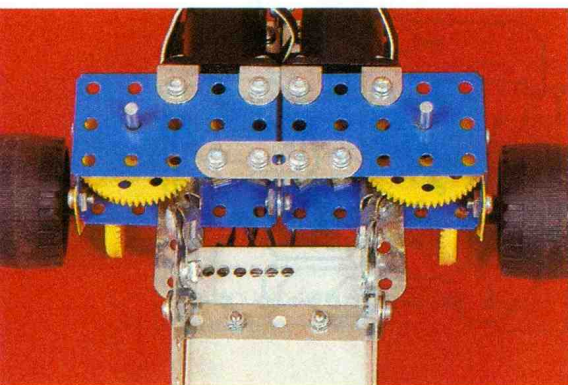
Mise au point

Le module optoguidé ne nécessite aucune mise au point particulière. Quant au module filoguidé, il convient d'égaliser le gain des amplificateurs en agissant sur les curseurs des ajustables A_1 et A_2 . Généralement, la position médiane convient. On peut parfaire le réglage en plaçant alternativement les capteurs gauche et droit directement en

SOUS LA CARTE SE TROUVE LES CAPTEURS.



LA TRANSMISSION MECANIQUE DE NOTRE MOBILE FILOGUIDE.



4 LES IMPLANTATIONS DES COMPOSANTS DES DEUX CARTES.



DOMOTIQUE

UN LUXMETRE NUMERIQUE

Parmi les applications de l'énergie électrique, l'éclairage artificiel constitue une composante importante de notre environnement journalier, qui ne s'arrête pas de vivre à la tombée du jour. Parfois même l'architecture joue avec les sources lumineuses pour mieux les intégrer au décor et les associer à la lumière du jour.

Il est important de savoir apprécier l'éclairage en un lieu et de pouvoir le mesurer pour l'adapter aux activités du local à éclairer. Plutôt que de se contenter de dire qu'il fait trop sombre ou trop clair en un lieu, nous vous proposons de construire un petit luxmètre à affichage numérique, capable de donner la valeur exacte de l'éclairage en lux, son unité normale.

Le capteur sensible au silicium amorphe ayant presque la même courbe de réponse que l'œil humain, on pourra contrôler objectivement cette grandeur photométrique très importante pour notre confort et éviter — qui sait ? — certaines fatigues de l'œil.

A – Notions de photométrie

C'est donc grâce à l'électricité que l'activité humaine peut s'affranchir du soleil, source principale d'énergie lumineuse pendant des siècles. La lumière, dite blanche, du soleil est en fait la combinaison de plusieurs radiations élémentaires, qui se différencient les unes des autres par leurs longueurs d'ondes différentes. Cet ensemble constitue le spectre de la

source lumineuse. Si l'on envoie sur un prisme de verre un rayon lumineux provenant du soleil ou d'une source de lumière artificielle, on pourra faire apparaître sur une surface blanche une décomposition de cette lumière en couleurs élémentaires: le fameux arc-en-ciel, composé de violet, indigo, bleu, vert, jaune, orange et rouge. On peut noter que les limites de la lumière visible sont donc l'ultraviolet d'un côté et l'infrarouge de l'autre. Entre ces plages, se situent les radiations sensibles à l'œil humain, c'est-à-dire entre 380 nanomètres (UV) et 760 nanomètres (IR). On ne s'étonnera pas de voir en face des caractéristiques d'une diode électroluminescente la longueur d'onde qui définit sa couleur d'émission.

Exemple: une DEL standard verte 3 mm a une longueur d'onde de 565 nm. La sensibilité de l'œil est différente selon les couleurs, et serait maximale entre le vert et le jaune. Il faut noter enfin que les radiations composant la lumière visible ne représentent qu'une très faible partie de l'ensemble des radiations (rayons X, rayons cosmiques, ondes hertziennes, etc.).

B – Grandeurs photométriques

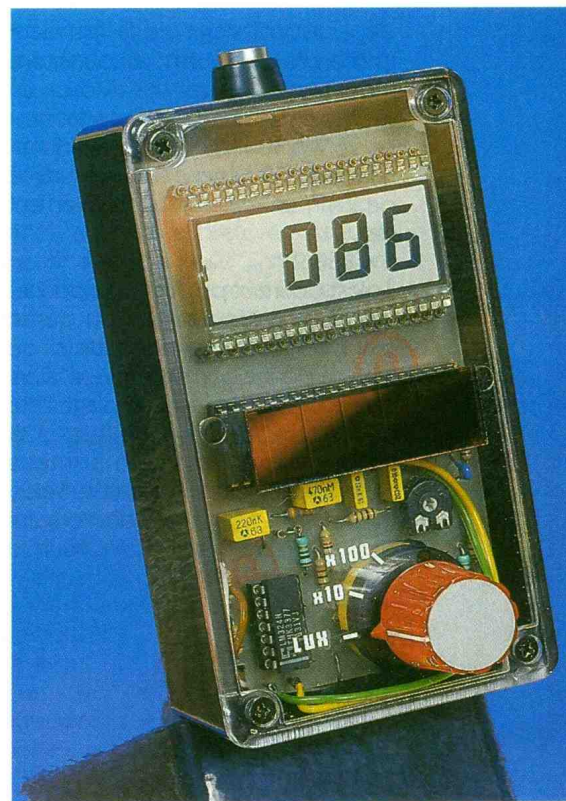
L'éclairagisme, ou science de l'éclairage, se réfère à la photométrie, qui définit un certain nombre de grandeurs et leurs unités.

→ **L'intensité lumineuse: unité, la candela = cd**

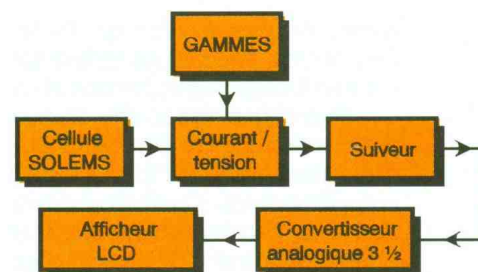
Il est amusant de noter qu'avant 1961, cette unité était désignée par le terme de « bougie », sans doute pour définir l'intensité lumineuse émise par une lampe, en comparaison avec un candélabre? Pour être plus pratique, revenons à l'exemple d'une petite diode électroluminescente: une DEL standard de 5 mm dispense une intensité lumineuse de 5 millicandelas, une misère, comparé aux 10 000 mcd d'une super DEL rouge, avec un diamètre de 10 mm et un angle d'ouverture de 4°!

→ **Le lumineux: unité, le lumen = lm**

Une définition savante nous ap-



prend que c'est le flux émis par une source ponctuelle de 1 candela dans l'angle solide de 1 stéradian (stéradian = surface sphérique de 1 m² à 1 m de distance de la source). Cette caractéristique figure quelquefois sur les lampes d'éclairage; ainsi, une ampoule à incandescence ordinaire de 40 W de puissance libère un flux de 600 lm environ sous une tension de 230 V. Un tube fluorescent de 40 W lui aussi (= longueur de 1,20 m) atteint la valeur intéressante de 2 900 lm! On comprend mieux l'intérêt de l'éclairage dit artificiel, faisant appel à ces tubes blancs plus efficaces et moins gourmands, avec une durée de vie bien supérieure et un échauffement moindre.



1 LE SYNOPTIQUE.

→ **L'éclairage: unité, le lux = lx**
Le lux représente l'éclairage d'une surface de 1 m² recevant un flux lumineux uniforme de 1 lumen. On note E en lux = Φ en lumens/S en m². Cette valeur sera l'objet de notre étu-

de, puisqu'il s'agit de la grandeur photométrique que nous souhaitons mesurer et visualiser. Voici un exemple : une lampe à incandescence 75 W/230 V délivre un flux lumineux de 850 lumens sur une surface de 2 m², en réalisant un éclairage de :

$$E = 850/2 = 425 \text{ lux}$$

Il n'est pourtant pas facile de donner une estimation précise du degré d'éclairage : ainsi, un beau clair de lune ne donne que de 2 à 5 lux, alors que le plein soleil sur une plage l'été peut atteindre 30 à 50 000 lux. On utilise habituellement un luxmètre pour apprécier cette valeur. Selon les activités humaines, on trouvera des tableaux qui aident à définir le

C – Le capteur photosensible

Les fameuses cellules Solems, véritables photopiles au silicium amorphe, ne sont sans doute pas inconnues à nos fidèles lecteurs. Ces éléments possèdent une excellente sensibilité aux faibles éclairages et, ont en outre sensiblement la même courbe de réponse que l'œil humain.

Une linéarité acceptable et une relative insensibilité aux infrarouges font

ces composants, à l'occasion de la réalisation d'un luxmètre de précision proposé en kit.

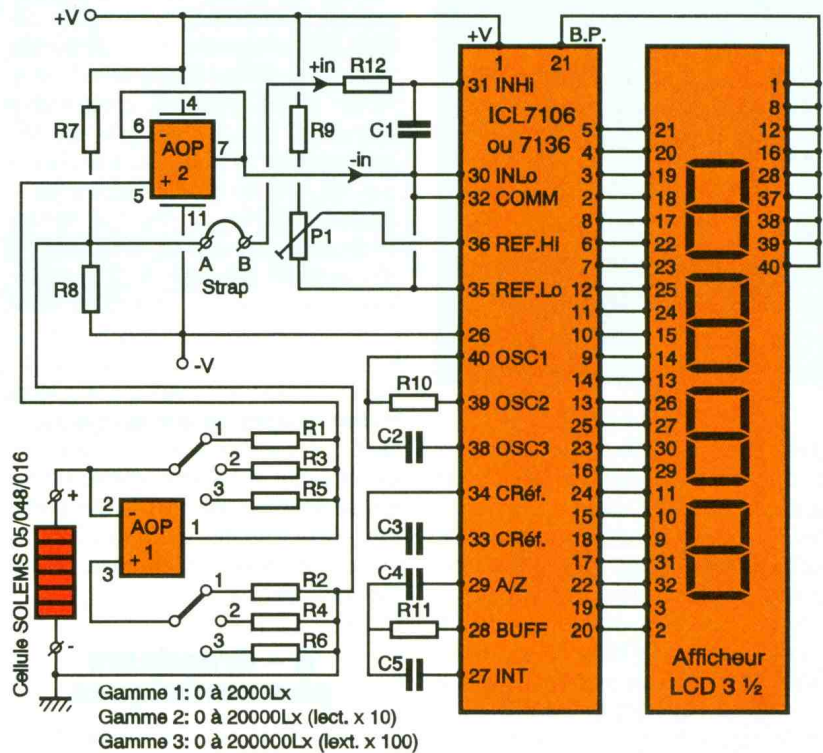
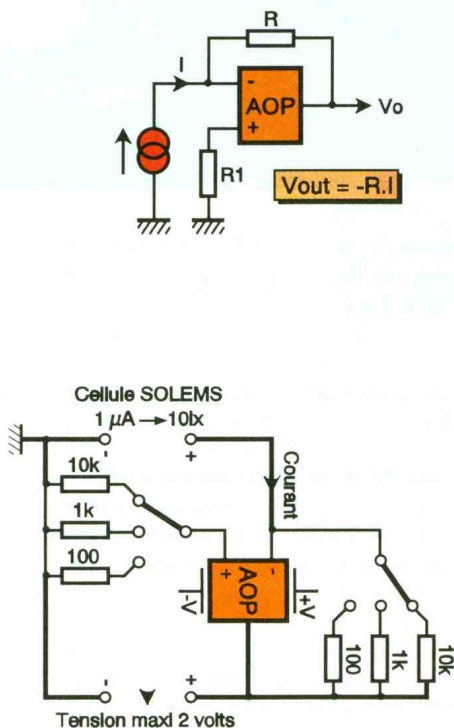
Nous admettrons pour notre maquette une valeur moyenne de 1 µA par tranche de 10 lux, en limitant la plage de mesure maximale de notre luxmètre à 200 000 lux, valeur peu courante il est vrai ; le tout en trois gammes : de 0 à 2 000 lux, de 0 à 20 000 lux, de 0 à 200 000 lux.

Signalons qu'il existe un modèle spécial de cellule Solems, portant la référence 12/64/48, qui semble avoir été créée spécialement pour cette application.

Elle donne 100 µA pour 1 000 lux, 10 mA pour 100 000 lux ! Avis aux amateurs de précision.

2 à 4

LE SCHEMA DE PRINCIPE.



niveau d'éclairage correct. Toutefois, on fera encore une différence entre un local à usage commercial ou industriel et une maison d'habitation où la recherche du confort et des préoccupations esthétiques sont prépondérantes. On se contentera de 100 lux dans un couloir, alors que la table de travail d'un écolier exige quelque 300 lux pour une activité confortable. Les lois de la photométrie sont trop complexes pour être résumées ici ; sachez simplement que selon la loi du carré des distances, l'éclairage d'une surface par une source est inversement proportionnel au carré de la distance entre la source et cette surface. Cet éclairage est sensible également à l'angle d'incidence de la lumière.

de cette cellule le composant idéal pour un mesureur simple de l'éclairage. Sans vouloir rechercher une extrême précision, il suffira d'exploiter le fait qu'une petite photopile Solems délivre un courant directement proportionnel à l'éclairage reçu.

Le modèle 05/48/016 fournit environ 80 µA sous un éclairage de 1 000 lux, valeur déjà élevée pour l'éclairage domestique.

Le lecteur intéressé retrouvera dans *Electronique Pratique* n° 109, à la page 84, un article exploitant précisément cette photopile ; un exemplaire était même offert gratuitement aux lecteurs intéressés.

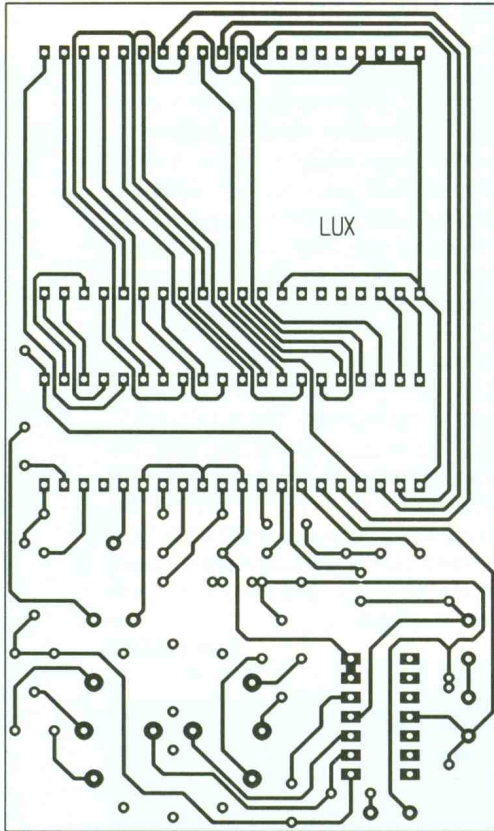
On trouvera également dans *EP* n° 115 une étude très intéressante sur

D – Conversion courant-tension

Afin de pouvoir lire plus aisément la valeur de l'éclairage sur un multimètre, réglé sur une faible tension continue, il suffira de mettre en œuvre un étage de conversion courant-tension, basé sur une application d'AOP (voir fig. 2 et 3). L'impédance d'entrée de ce montage est extrêmement faible. La tension de sortie se calcule par la simple relation :

$$V_o = -R \times I$$

Pour réduire l'erreur due au courant de polarisation, on veillera à donner à R et à R₁ la même valeur. Le signal négatif de la relation nous conduira à ne pas prendre en compte cette in-



5 LE CIRCUIT IMPRIME.

version sur l'afficheur du multimètre ou à inverser ses connexions. Le choix des gammes n'est pas dû au hasard, car bon nombre d'appareils de mesure ont un calibre continu de 2V.

Si on compte $1\ \mu\text{A}$ pour 10 lux, un éclairage de 2000 lux produira $200\ \mu\text{A} = 0,2\ \text{mA}$. Pour obtenir une tension maximale de 2V à la sortie du convertisseur courant-tension, il faudra donner à R et à R_1 la valeur de $10\ \text{k}\Omega$.

En effet :

— Gamme 0 à 2000 lux :

$$V_{\text{max}} = 0,2\ \text{mA} \times 10\ 000\ \Omega = 2\ \text{V}$$

— Gamme 0 à 20 000 lux :

$$V_{\text{max}} = 2\ \text{mA} \times 1\ 000\ \Omega = 2\ \text{V}$$

— Gamme 0 à 200 000 lux :

$$V_{\text{max}} = 20\ \text{mA} \times 100\ \Omega = 2\ \text{V}$$

E - Analyse du schéma électronique

Le schéma proposé à la **figure 4** dispose d'une commutation des valeurs égales de R et R_1 . On retrouve bien autour de AOP1 la structure du convertisseur courant-tension décrit précédemment. Une pseudo-alimentation symétrique est réalisée pour l'étage d'entrée, à l'aide seulement des résistances égales R_7 et R_8 . Le second étage AOP2 est un simple suiveur de tension, isolant le capteur

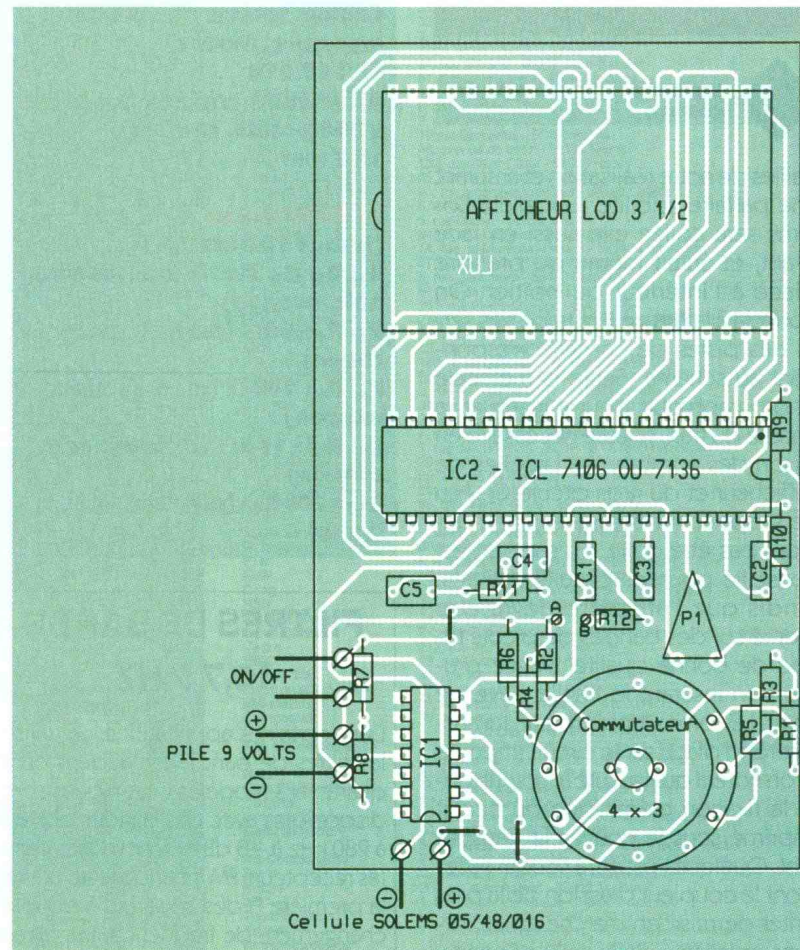
de lumière de l'étage voltmètre lui faisant suite. On retrouve sans surprise le célèbre circuit convertisseur ICL 7106, chargé de piloter un bloc afficheur à cristaux liquides de trois chiffres et demi. L'affichage maximal sera de 1999 mV, car la sensibilité de ce voltmètre a été portée à 2V pleine échelle, notamment par le choix des composants P_1 et R_9 . Nous ne détaillerons pas les quelques composants extérieurs nécessaires à IC2, qui comporte notamment un système de compensation et une mise à zéro automatique très efficace en l'absence de signal. La tension alternative nécessaire au bon fonctionnement de l'afficheur à cristaux liquides est disponible sur la broche 21 (BP = *backplane*). On reliera sur cette broche certains segments non utilisés, comme les points décimaux notamment. La tension d'alimentation du circuit est raccordée entre les broches 1 et 26. Le signal a convertir est simplement appliqué entre les broches 31 (INhi) et 30 (INlo), mais pour supprimer l'effet de l'inversion apportée par l'étage AOP1, nous avons dû croiser les connexions, en reliant la sortie 7 de AOP2 à la masse commune de mesure. Un étage inverseur de gain unitaire aurait pu aussi être employé.

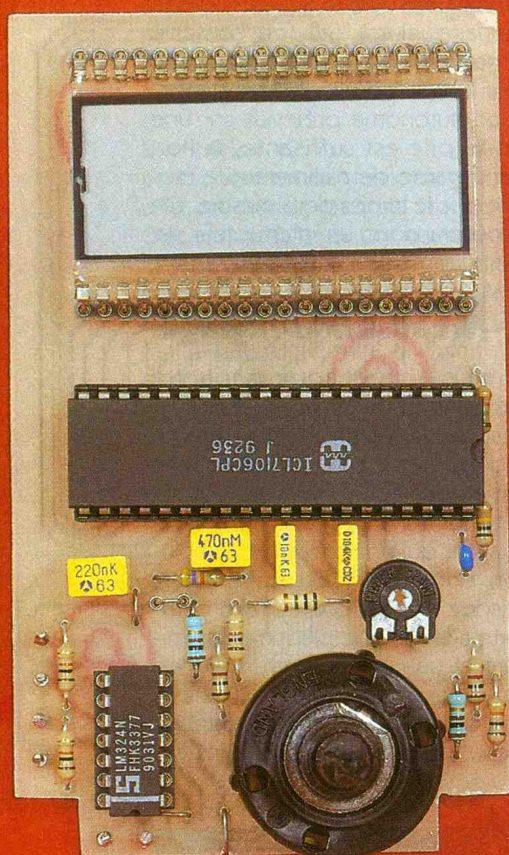
Notre prototype n'est certes pas un appareil de laboratoire, et c'est pourquoi le choix des résistances de gammes s'est porté sur des valeurs ordinaires. Il est toutefois conseillé de garder la même valeur pour R_1 - R_2 , pour R_3 - R_4 et pour R_5 - R_6 . Une alimentation autonome prélevée sur une petite pile est suffisante, si l'on prend garde de n'alimenter le module que le temps de la mesure. On disposera donc un interrupteur sur un fil d'alimentation.

F - Réalisation-réglage

Comme pour chaque maquette comportant un affichage numérique, il est nécessaire de bien mettre en évidence le cadran de lecture : soit derrière un Plexiglass rouge, soit en pratiquant une découpe dans la face avant du boîtier retenu. La solution choisie ici est différente, puisque le petit coffret Teko comporte à la fois une plaque en aluminium et un couvercle en makrolon parfaitement transparent. Il est évident que seul le second élément fut retenu, dévoilant sans peine les en-

6 L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.





LA PLATINE AVANT SA MISE EN COFFRET.

traillies de notre réalisation et assurant une parfaite lisibilité. La cellule Solems sera collée elle aussi en face avant, et aurait même pu prendre place à l'intérieur du boîtier. On trouvera à la **figure 5** le tracé très serré des pistes de cuivre correspondant au schéma. Seule la méthode photographique pourra restituer la finesse du trait, finesse nécessaire en raison des nombreuses broches de l'afficheur et du gros circuit IC₂. Peu de straps sont nécessaires et ne devront pas être omis. Un support est conseillé pour les circuits intégrés, tandis que l'afficheur devra être monté sur des bandes de picots tulipe de bonne qualité. Soyez prudent en insérant le fragile pavé de verre. Le commutateur rotatif, lui aussi, prend place sur le circuit imprimé et on notera qu'il assure à lui seul toute la fixation mécanique du circuit imprimé sous le couvercle transparent. Quelques picots à souder recevront le coupleur pression de la pile, l'inter de mise en marche et les liaisons polarisées de la cellule Solems.

La pile de 9V sera placée sous le circuit imprimé, et on veillera à empêcher qu'elle puisse provoquer des liaisons indésirables en la revêtant d'un adhésif quelconque.

Réglages :

En principe, cette opération ne doit poser aucune difficulté si l'on a bien suivi les différentes instructions de montage. Commencez par ôter le petit strap A-B monté sur picots, ainsi que le circuit intégré IC₁. Ainsi, les entrées IN+ et IN- du circuit convertisseur se trouvent libres. Mesurez à présent, à l'aide d'un voltmètre numérique et à trois décimales près, la tension d'une pile de 1,5V. Appliquez cette tension au point B, d'une part, pour le pôle positif et à la broche 7 vide du support de IC₁. Si la pile de 9V est en place, on pourra lire une valeur quelconque sur l'afficheur LCD ; à l'aide de l'ajustable P₁,

obtenez ensuite d'afficher la valeur exacte de la pile mesurée précédemment. C'est tout ! On pourra remettre en place le strap A-B et insérer le circuit IC₁ dans le bon sens, après avoir déconnecté la pile ou coupé l'alimentation. A l'aide du commutateur de gamme, choisissez l'affichage souhaité et procédez aux mesures d'éclairement. Une trop forte luminosité à proximité immédiate de la cellule peut occasionner un affichage incohérent.

Cet appareil indicateur vous donnera une bonne idée de la luminosité ambiante, aux divers endroits où vous voudrez bien le soumettre. Si vous disposez d'un gradateur de puissance, vous pourrez tester facilement l'évolution de l'éclairement et mettre en évidence la loi du carré des distances.

Guy ISABEL

Liste des composants

a) Semi-conducteurs

IC₁ : LM324 quadruple ampli-op

IC₂ : ICL7106 ou 7136 convertisseur analogique-digital, sortie afficheur à cristaux liquides 3 chiffres 1/2

Cellule Solems au silicium amorphe, modèle 05/048/016

Afficheur à cristaux liquides 2 000 points, chiffres 12,7 mm

b) Résistances

(toutes valeurs 1/4 W)

R₁, R₂, R₇, R₈ : 10 kΩ (marron, noir, orange)

R₃, R₄ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)

R₅, R₆ : 100 Ω (marron, noir, marron)

R₉, R₁₁ : 15 kΩ (marron, vert, orange)

R₁₀ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R₁₂ : 1 MΩ (marron, noir, vert)

P₁ : 10 kΩ ajustable horizontal

c) Condensateurs

C₁ : 10 nF/63 V plastique

C₂ : 100 pF céramique

C₃ : 100 nF/63 V plastique

C₄ : 470 nF/63 V plastique

C₅ : 220 nF/63 V plastique

d) Divers

Boîtier Teko à couvercle transparent modèle

Coffer TP/2, dimensions 125 x 70 x 29

1 support à souder tulipes

40 broches

1 support à souder

14 broches

Commutateur rotatif

4 circuits à 3 positions

+ bouton

Interrupteur Marche/Arrêt

Coupleur pression pour pile 9 V

Picots à souder, fils souples

FILTRES DE BANDE 10,7 MHz

Dans certaines applications, on utilise les filtres de bande céramiques ou à quartz. Les modèles céramiques sont disponibles avec des bandes de 180 à 280 kHz à -3 dB et sont utilisés dans les récepteurs FM à bande large ou sur la première FI des appareils à double changement de fréquence. Les filtres

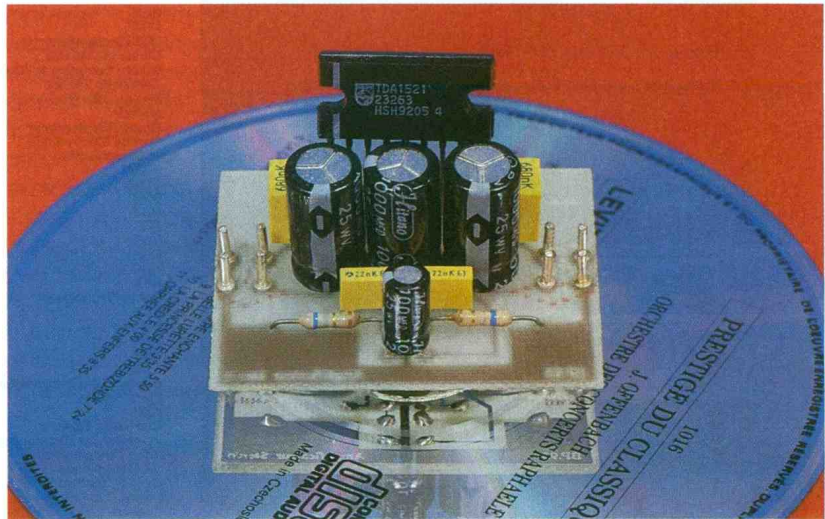
à quartz sont très intéressants puisqu'ils permettent d'obtenir de très étroites sélectivités avec des pentes abruptes. L'un des plus utilisés reste le modèle à deux pôles, 10 F 7,5 A, qui procure une bande passante de 7,5 kHz à ± 3 dB, l'atténuation à ± 15 kHz vaut 20 dB, la perte d'insertion est de 2 dB, les impédances terminales valent 1 500 Ω sous 5 pF, l'ondulation dans la bande est de 0,5 dB, le boîtier est un modèle HC 45 U.



AUDIO

UN AMPLIFICATEUR HIFI STEREO DE 2 x 15 W

La série des amplificateurs intégrés de type TDA est désormais connue et appréciée de tous. En effet, de nombreux circuits sont disponibles afin de répondre aux besoins de tous les amateurs de BF. L'un d'entre eux a retenu notre attention...



Introduction

Citons tout d'abord les caractéristiques techniques du module proposé :

- alimentation comprise entre 15 et 20 V continus ;
- puissance de sortie égale à 15 W par canal pour 0,5% de distorsion sur 8 Ω ;
- gain de 30 dB ;
- réjection de l'ondulation résiduelle : 60 dB ;
- séparation des canaux : 70 dB ;
- bande passante : 20 Hz à 20 kHz ;
- pointe de courant en sortie pouvant atteindre 4 A au maximum ;
- fonction de muting à la mise sous tension interdisant les « clocs » dans les haut-parleurs ;
- protection contre les surcharges et courts-circuits en sortie.

Utilisation du TDA 1521 de Philips (fig. 1)

Ce circuit se présente sous la forme d'un boîtier SIL (Single In Line) de 9 broches. Il renferme tous les éléments nécessaires à la réalisation d'un amplificateur audio simple et performant puisque très peu de composants externes sont requis. Cet avantage le prédestine à des applications n'offrant pas toujours

beaucoup de place aux amplificateurs audio, comme les autoradios, les télévisions, les radiocassettes.

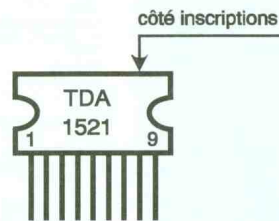
métrique, afin de limiter les problèmes d'installation dans un ensemble déjà existant.

Le schéma de principe (fig. 2)

Nous avons repris le schéma d'application préconisé par le constructeur et que nous avons adapté à nos besoins. Ainsi, nous avons utilisé le module avec une alimentation assy-

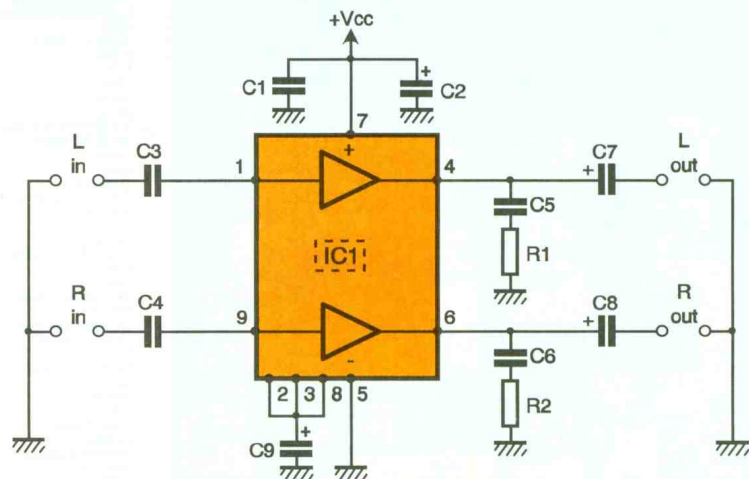
Réalisation pratique (fig. 3 et 4)

Nous avons étudié un petit circuit imprimé qu'il serait bon de ne pas modifier pour des raisons de caractéristiques d'écoute. Ainsi, la disposition des plans de masse et la largeur des pistes de cuivre sont capitales si l'on veut éviter des problèmes d'oscillations. Le circuit imprimé sera réalisé par la méthode photographique. Après insolation aux UV et gravure dans un bain de perchlorure chaud, les pistes devront être étamées. Les trous seront percés aux diamètres suivants : 0,8 mm pour les pattes des composants et 1 mm pour les cosses d'entrée-sortie. Attention au sens



1

LE BROCHAGE DU CIRCUIT INTEGRE.



2

LE SCHEMA DE PRINCIPE.

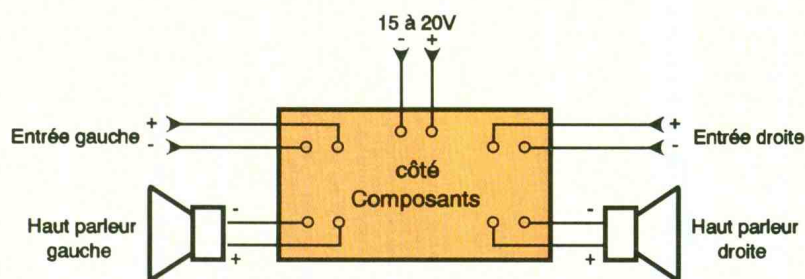
d'implantation du circuit intégré et à celui des condensateurs chimiques. Le TDA 1521, comme tout amplificateur BF intégré, doit être pourvu d'un dissipateur thermique. Pour cela, il est possible de découper un morceau d'aluminium de dimensions respectables. Si le module doit faire l'objet d'une mise en coffret, il faut opter pour un modèle en métal. Ainsi, il sera possible d'utiliser l'une de ses parois comme dissipateur thermique.

la configuration du matériel requise :
 — un lecteur de compact-disc portable, pourvu **d'une sortie casque et d'un réglage de volume** ;
 — une paire d'enceintes de bonne qualité (3 voies, 100W, 4Ω) ;
 — une alimentation stabilisée réglée à environ 15V sous 4A.

Procédons maintenant au câblage :
 — relier les enceintes aux points

3

LE CÂBLAGE DE L'AMPLIFICATEUR.



Dans les deux cas, il faut enduire la face métallique du circuit intégré de graisse silicone pour faciliter les échanges thermiques. Cette opération est très importante et doit être exécutée avec le plus grand soin.

Essais

Comme il s'agit d'un amplificateur HiFi, offrons-lui ce qu'il y a de meilleur pour faire nos essais. Voici

L.out et R.out en respectant les polarités à l'aide de fils de section 1,5mm² ;

— relier la sortie casque du lecteur de CD aux points L.in et R.in à l'aide de câbles blindés, mettre le volume au minimum ;

— relier les sorties de l'alimentation stabilisée aux points + et -, en respectant les polarités.

A la mise sous tension de l'amplificateur, aucun souffle ne doit se faire entendre dans les enceintes (preuve d'une grande qualité). Mettre ensuite le lecteur de CD en fonction volume au minimum. Augmenter par la suite. Les premières constatations sont les suivantes :

- absence totale de bruit de fond ;
- grande clarté du signal sonore ;
- puissance d'écoute impressionnante, en dépit de la puissance annoncée.

Si un autre appareil doit être raccordé à l'amplificateur, il faut utiliser ses sorties lignes ; mais attention de bien intercaler un potentiomètre de volume entre la source et le module, car celui-ci travaille en permanence à sa puissance maximale !

Conclusion

Nous voici donc en présence d'un petit amplificateur HiFi stéréo sans grande prétention, mais de très bonne qualité, que chacun pourra adapter à ses besoins et pour un prix de revient à la portée de toutes les bourses.

Signalons enfin l'existence de deux références sur le marché :

- le TDA 1521 A → 2 x 6 W
- le TDA 1521 Q → 2 x 15 W

Comme la différence de prix entre ces deux circuits n'est pas énorme, exigez donc le second auprès de votre revendeur habituel. Après tout, qui peut le plus peut le moins. Bonne écoute !

Bruce PETRO

Liste des composants

Résistances 1/4 W

R₁, R₂ : 8,2 Ω (gris, rouge, noir)

Condensateurs

C₁ : LCC jaune 100 nF/63 V

C₂, C₇, C₈ : 680 µF/25 V électrochimique polarisé radial

C₃, C₄ : LCC jaunes 680 nF/63 V

C₅, C₆ : LCC jaunes 22 nF/23 V

C₉ : 100 µF/25 V

électrochimique polarisé radial

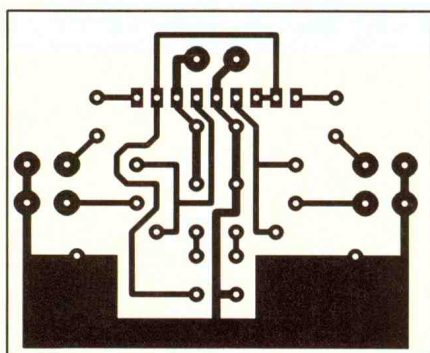
Semi-conducteurs

IC₁ : TDA 1521 (voir la conclusion)

Divers

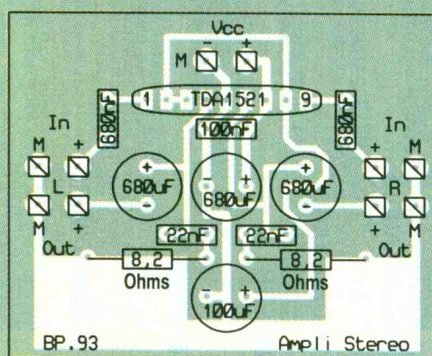
Picots, cosses, circuit imprimé de 55 x 45 mm

Dissipateur thermique Coffret métallique



4/5

LE CIRCUIT IMPRIMÉ ET L'IMPLANTATION.



REALISATIONS D'INDUCTANCES BLINDEES

On peut désormais réaliser ses propres pots blindés dans les gammes de fréquences allant de 100 kHz à 200 MHz grâce aux transformateurs HF Néosid.

Le modèle 7A1K couvre les fréquences de 100 kHz à 5 MHz, le facteur de surtension va de 40 à 120 selon le nombre de spires, le coefficient A_L vaut 9,5.

Le modèle 7T1K couvre les fréquences de 20 à 60 MHz avec un facteur de surtension compris entre 80 et 110, le coefficient A_L vaut 6,5.

Le modèle 7V1K couvre de 50 à 200 MHz avec un facteur Q de 60 à 120, le coefficient A_L vaut 5,5.

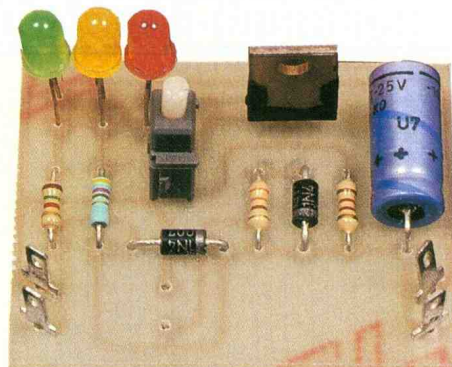
A partir du coefficient A_L et de la self induction L désirée, on obtient le nombre de spires en appliquant la formule suivante :

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \text{ avec } L \text{ en nH}$$



DOMOTIQUE

MODULE D'ALIMENTATION PROTEGEE CONTRE LES COUPURES



Le secteur EDF est aujourd'hui une source d'énergie présente partout et relativement bon marché. Grâce à l'interconnexion des réseaux, à la qualité des moyens de production et des lignes de transport, elle est disponible plus de 99 % du temps (5 h 30 de temps moyen de coupure). Cependant, les coupures de courant, même brèves, sont très gênantes pour un certain nombre d'appareils électroniques, tels que les radioréveils, magnétoscopes, programmeurs, car elles décalent ou arrêtent complètement les horloges.

Dans un certain nombre de cas, les appareils que l'on retrouve dans le commerce prévoient un emplacement pour une pile dont on ne sait pas facilement si elle est bonne ou usée ni quand la changer. Il est donc intéressant d'avoir un petit circuit de sécurité, qui va assurer la

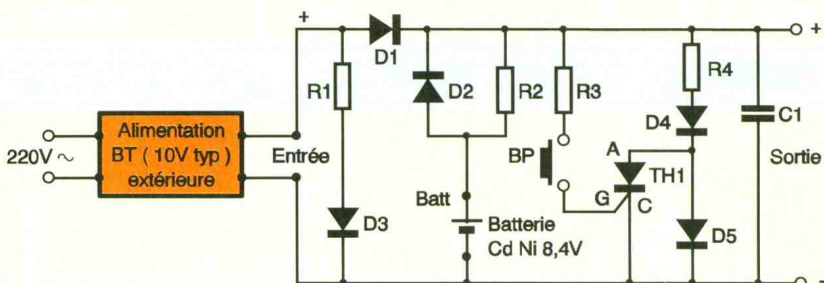
continuité d'alimentation en activant une batterie lors de la disparition du secteur.

Le mécanisme d'activation d'une batterie, par commutation par diodes, est bien connu. Le circuit complet que nous vous présentons ici dispose de trois fonctions supplémentaires :

- un entretien automatique de la charge de la batterie ;
- un voyant de coupure d'alimentation (rouge) ;
- un voyant de présence d'alimentation (orange) et un voyant de présence secteur (vert).

débloque et la batterie alimente l'appareil extérieur, prenant ainsi le relais du 220 V (fig. 2).

L'entretien de la charge se fait grâce à la résistance R_2 , qui permet le passage d'un léger courant de charge en permanence. Les documentations constructeur indiquent un courant de charge égal au centième de la capacité, ce qui donnerait ici 1,1 mA. Cependant, dans le cas d'une coupure et de la recharge qui en résulte, cette valeur est trop faible et on a pris un courant de charge typique de 2 mA, ce qui conduit à $R_2 = 330 \Omega$.



Principe de fonctionnement

Comme le montre le schéma de la figure 1, le module que nous décrivons va alimenter l'appareil qui lui est relié :

- par l'alimentation à courant continu connectée sur le secteur, si celui-ci est présent ; la tension délivrée doit être comprise entre 9,6 et 12V ;
 - par la batterie de secours, du type cadmium-nickel 8,4V, 110 mA.
- La commutation se fait par les diodes D_1 et D_2 . Si le secteur est présent, D_1 conduit et D_2 est bloquée puisque la tension issue de l'alimentation est supérieure à la f.e.m de la batterie. Si le secteur disparaît, D_2 se

1 SCHEMA DE PRINCIPE.

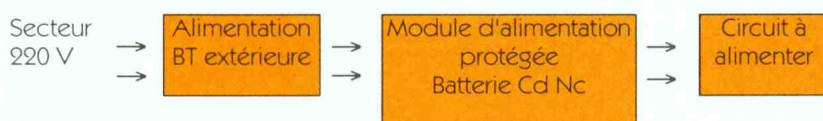
La mémorisation se fait en utilisant l'effet de mémoire du thyristor TH_1 . Au départ, on amorce le thyristor en appuyant sur le bouton-poussoir qui a pour effet de faire circuler un courant d'amorçage entre gâchette et anode.

Tant que l'alimentation secteur délivre sa tension normale, un courant de maintien reste présent au niveau de TH_1 qui continue de conduire. Si le secteur disparaît, après décharge de C_1 , TH_1 se désamorce. Lorsque le secteur reviendra, TH_1 restera désa-

morcé. Le désamorçage de TH₁ entraîne l'allumage de la LED rouge, branchée entre l'anode et la masse (négative).

Les conditions de bon fonctionnement du montage se déduisent aisément de l'analyse qui précède :

— la tension d'alimentation d'entrée doit charger convenablement la batterie et amorcer le thyristor. Compte tenu que l'on doit disposer de 8,4 V aux bornes de la batterie, de la chute de tension dans la résistance R₂ : $V_2 = R_2 \times I_2 = 330 \times 0,002 = 0,66 V$ de la chute de tension due à D₁ (0,6 V) et d'une marge d'erreur de 0,3 V, on doit donc disposer de 10 V environ ;



2

SCHEMA GENERAL.

— le circuit à alimenter recevra en régime secouru une tension égale à la tension nominale de la batterie CdNi (8,4 V), moins la chute de tension de D₂ (0,6 V), soit 7,8 V environ ;

— le circuit à alimenter doit demander une intensité raisonnable, faute de quoi la forte résistance interne de la batterie fera chuter la tension de sortie et la batterie de 110 mA.H se déchargera vite. On peut fixer cette intensité à 100 mA.

En sortie, on peut donc raisonnablement fournir 8 V de tension et jusqu'à 100 mA d'intensité.

A propos de la batterie CdNi, on a préféré une batterie de 8,4 V (sept éléments de 1,2 V) à une batterie 7,2 V car, vu la chute de tension liée à D₂, on n'aurait plus que 6,6 V en sortie, ce qui est insuffisant pour de nombreux circuits usuels. On peut aussi utiliser sept batteries 1,2 V reliées en série.

Quant au thyristor TH₁, on peut le remplacer par un autre thyristor de faible puissance : dans ce cas, il faudra ajuster R₃, si besoin, pour obtenir l'extinction de D₅.

Réalisation pratique

L'ensemble des composants tient sur un circuit imprimé de taille 100 mm x 56 mm, très aéré.

Le typon et l'implantation des composants sont donnés aux figures 3 et 4.

Le câblage est aisé. Attention aux polarités des LED (la grande broche visible par transparence est la cathode, donc côté négatif), des diodes (la cathode est repérée par une bande blanche), du thyristor et de la batterie CdNi.

Essais et tests de fonctionnement

— Connecter en entrée une alimentation de 9 à 12 V ordinaire. Insérer si besoin une résistance en série pour ajuster la tension à 10 V environ.

— Brancher la batterie cadmium-nickel, chargée (si elle ne l'est pas, il faut attendre qu'elle soit naturelle-

ment chargée par le montage). Les LED verte, jaune et rouge doivent s'allumer. Appuyer sur le bouton-poussoir : la LED rouge, témoin de coupure d'alimentation, doit s'éteindre.

— Débrancher l'alimentation extérieure. La LED verte doit s'éteindre, et l'on doit avoir une tension d'environ 8 V en sortie.

— Une fois ces tests effectués, brancher un circuit à alimenter, avec horloge interne : radioréveil, sauvegarde d'horloge d'ordinateur. Vérifier le bon fonctionnement : l'horloge continue à être à l'heure malgré les coupures.

Ne pas oublier qu'on obtient 8 V environ en sortie en régime secouru : le circuit alimenté s'éteindra s'il a besoin de plus.

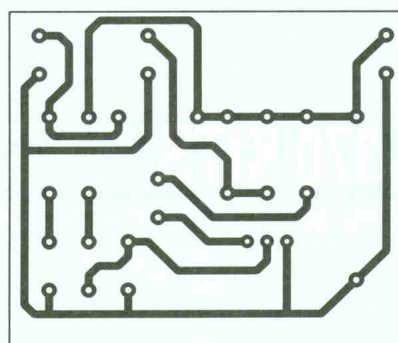
La consommation à vide est de 20 mA environ.

A vous, maintenant, d'exploiter ce petit montage.

P. FABRE

3

LE CIRCUIT IMPRIME .



Liste des composants

Résistances

R₁ : 1,6 kΩ (marron, bleu, rouge)

R₂ : 330 Ω (orange, orange, marron)

R₃ : 1,2 kΩ (marron, rouge, rouge)

R₄ : 470 Ω (jaune, violet, marron)

Semi-conducteurs

D₁, D₂ : 1N4002

D₃, D₄, D₅ : DEL verte, orange, rouge

C₁ : 100 μF

Divers

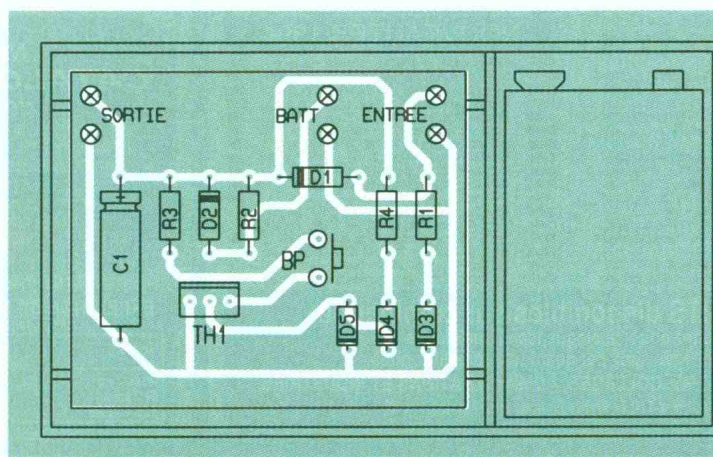
BP : bouton-poussoir

TH₁ : thyristor SKT 2J ou autre thyristor faible puissance

1 batterie cadmium-nickel 8,4 V 110 mA.h format RF 22, ou 7 batteries 1,2 V reliées en série

4

IMPLANTATION DES COMPOSANTS .

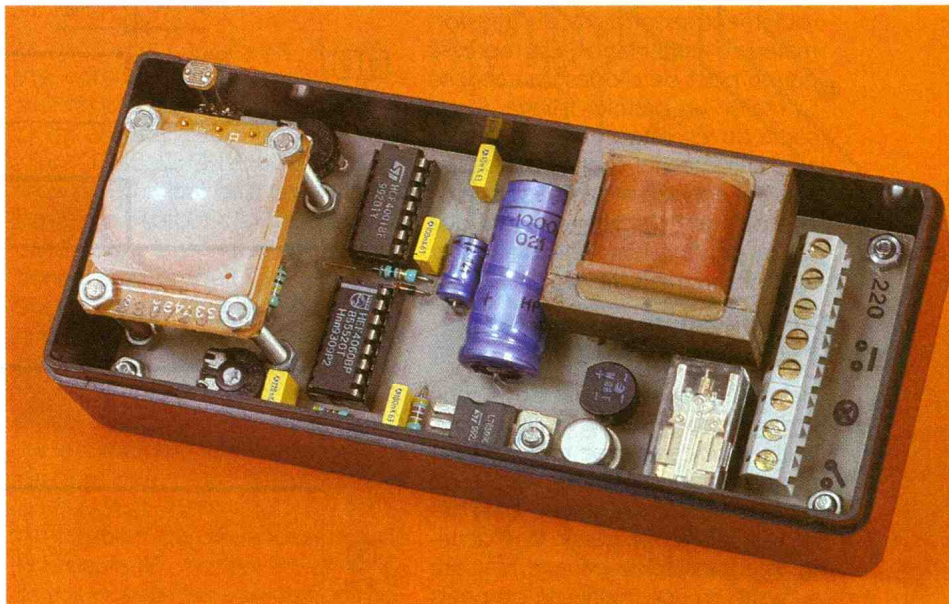




DOMOTIQUE

UN ALLUMAGE AUTOMATIQUE TEMPORISE

Voici un montage à caractère domotique avec un côté utilitaire certain. Il s'agit en effet d'un dispositif destiné à l'éclairage d'une cour, d'un couloir ou d'une cage d'escalier, le déclenchement étant automatique grâce à une détection pyroélectrique.



La durée de l'allumage est réglable de 20 secondes à 15 minutes. Bien entendu, il se produit seulement si le niveau de l'éclairage naturel ambiant est insuffisant.

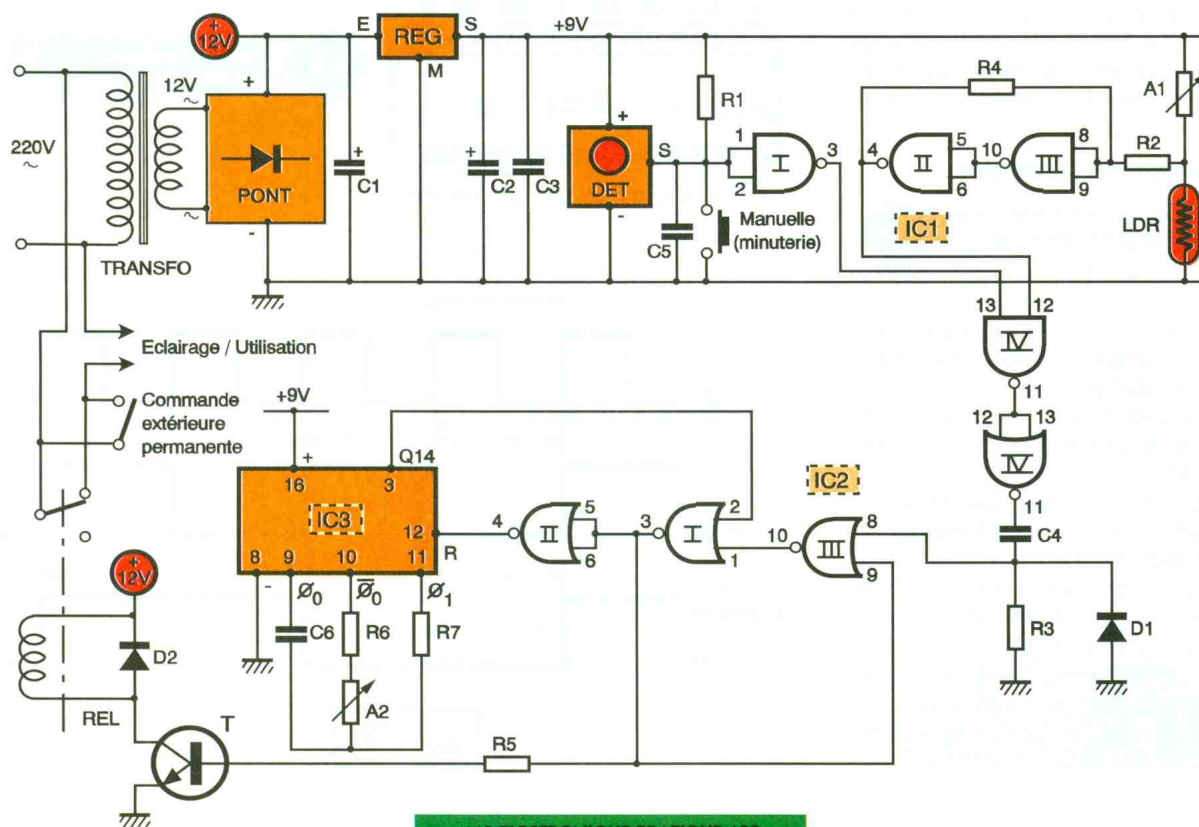
détection est conditionnée par le contrôle de l'intensité de l'éclairage ambiant. Si celui-ci est suffisamment faible, le circuit d'éclairage est activé, tandis qu'un dispositif de temporisation prend son départ. Lorsque la

durée programmée est atteinte, le relais d'utilisation s'ouvre de nouveau. Une entrée de commande permet la mise en marche du système par appui sur une chaîne de boutons-poussoirs, comme dans le cas d'une minuterie classique. Enfin, une autre entrée est prévue pour le branchement d'un simple interrupteur, en neutralisant de la sorte l'ensemble du

I - Le principe

La détection de la présence d'une personne est réalisée par un capteur pyroélectrique à large ouverture angulaire. La transmission du signal de

1 LE SCHEMA DE PRINCIPE.



dispositif et en présentant ainsi une possibilité d'allumage permanent.

II – Le fonctionnement (fig. 1, 2 et 3)

a) Alimentation

Le courant alternatif recueilli sur l'enroulement secondaire du transformateur d'alimentation est redressé par un pont de diodes. La capacité C_1 réalise un premier filtrage. Sur la sortie du régulateur 7809, on dispose d'un potentiel continu et stabilisé à 9V. Le condensateur C_2 apporte un complément de filtrage tandis que C_3 découple l'alimentation du montage proprement dit.

b) Détecteur pyroélectrique SGM

Ce composant, de la taille d'un timbre-poste, est une véritable merveille. Il se caractérise en particulier par un grand angle d'ouverture de plus de 100 degrés. Il s'agit d'un détecteur infrarouge passif. Une demi-sphère translucide partage l'espace surveillé en une multitude de petits cônes grâce à des lentilles de Fresnel. Le déplacement d'une source chaude crée alors des interférences entre cônes voisins, et c'est en fait ce phénomène que le capteur détecte. Son rayon d'action s'étend sur plus de 6 mètres. Une détection se matérialise par le passage à l'état bas de la sortie S. En situation de veille, ce point est à l'état haut, grâce à la résistance R_1 reliée au « plus » de l'alimentation. En définitive, sur la sortie de la porte NAND I, une détection pyroélectrique se traduit par un état haut. A noter que l'appui sur le bouton d'activation manuelle produit le même résultat.

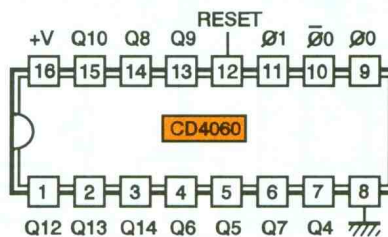
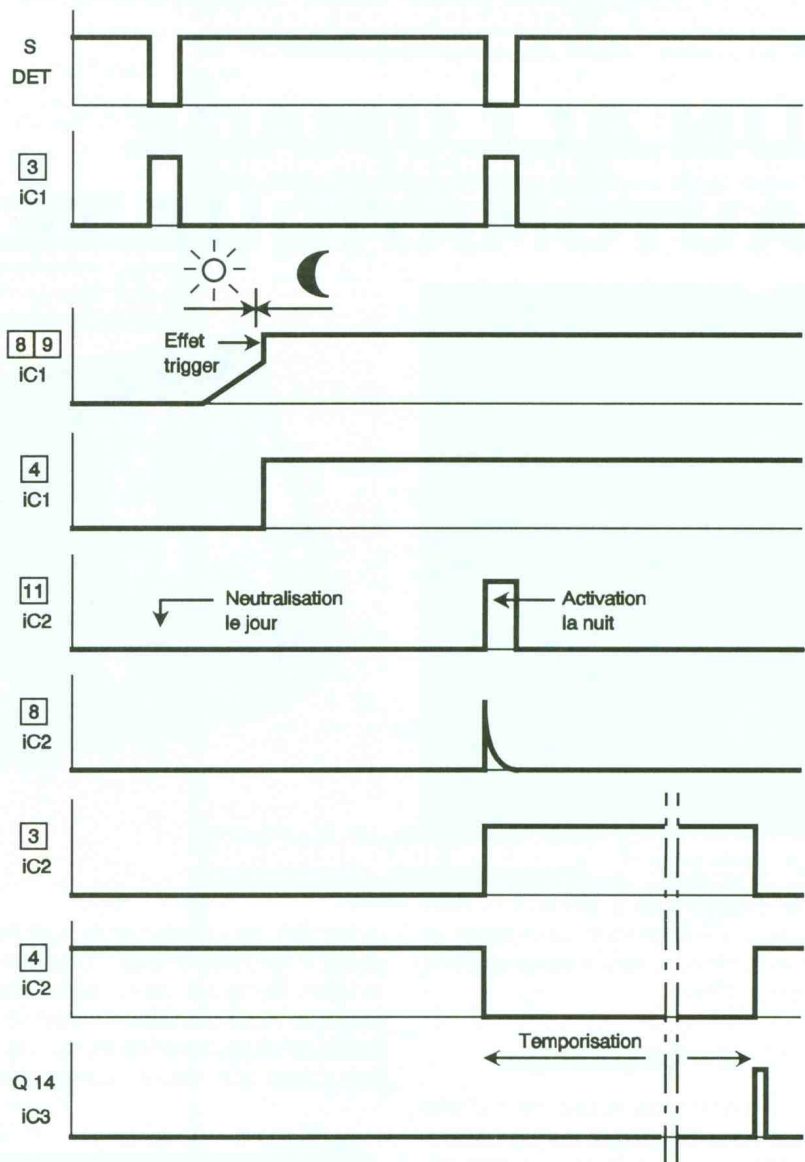
c) Détection jour/nuit

Le composant déterminant est la cellule LDR. Il s'agit d'une photorésistance qui se caractérise par une résistance ohmique de plusieurs mégohms si elle se trouve placée dans l'obscurité totale. En revanche, cette résistance passe à quelques centaines d'ohms seulement si elle est éclairée par une source naturelle ou artificielle.

L'ajustable A_1 et la LDR forment un pont diviseur. Le point médium de ce dernier présente un potentiel :

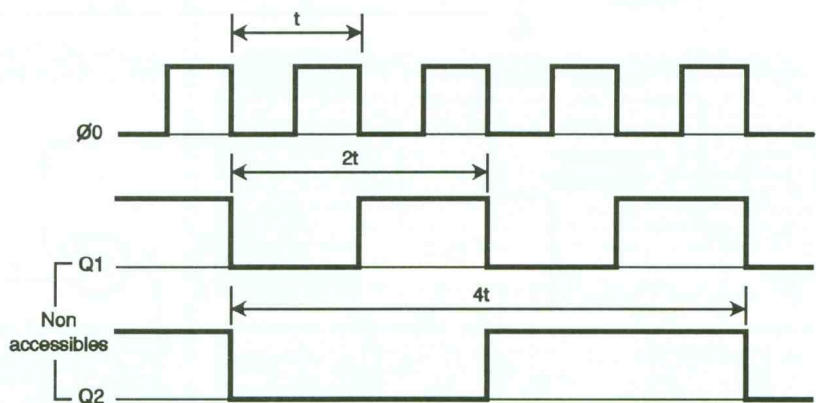
- voisin de 0V si la LDR est éclairée ;
- voisin de 9V si la LDR est placée dans l'obscurité.

Les portes NAND II et III, avec les résistances périphériques R_2 et R_4 , forment un trigger de Schmitt. Ce dispositif bascule franchement d'un



2/3

DIAGRAMMES DE FONCTIONNEMENT ET BROCHAGE DU CD4060.



$$T_{Qn} = 2^n \times t$$



LE MONTAGE PRÊT A L'EMPLOI.

état vers l'autre grâce à la réaction positive introduite par R_4 au moment des transitions. Cela apporte à l'ensemble une certaine hystérésis qui fiabilise le fonctionnement en éloignant toute hésitation. Grâce à l'ajustable A_1 , il est possible de régler le point de basculement par rapport à une intensité lumineuse donnée. Par exemple, si l'on diminue la résistance de A_1 , le basculement se produira pour un éclairage ambiant plus important.

Sur la sortie de la porte NOR IV, on enregistre :

- un front ascendant quand les deux conditions : obscurité et détection, sont réunies ;
- un état bas permanent dans tous les autres cas ; ainsi la détection d'un individu n'est suivie d'aucun effet si la LDR est éclairée.

d) Circuit d'utilisation

La capacité C_4 , la résistance R_3 et la diode D_1 forment un dispositif dérivateur. Un front ascendant disponible sur la sortie de la porte NOR IV se traduit par une brève impulsion positive sur l'entrée 8 de la porte NOR III, impulsion due par la charge rapide de C_4 à travers R_3 . Les portes NOR I et II constituent une bascule R/S (Reset/Set) dont le fonctionnement est très simple :

- une impulsion positive sur l'entrée 8 a pour effet le passage de la sortie de la bascule à l'état haut ;
- une impulsion positive sur l'entrée 2 fait passer la sortie de la bascule à l'état bas.

Ainsi, en cas de détection d'une personne par le capteur pyroélectrique en situation d'obscurité, la sortie de la porte NOR I passe à l'état haut. Le transistor T se sature. Il comporte dans son circuit collecteur le bobinage d'un relais. Celui-ci, en se fermant, établit le contact qui permet l'allumage de l'éclairage. A noter que l'éclairage de la LDR ne gêne nulle-

ment le fonctionnement du système puisque la détection — et donc la commande — de la bascule R/S s'est produite au moment où la LDR était encore placée dans l'obscurité.

La diode D_2 protège le transistor T des effets liés à la surtension de self au moment des coupures.

e) Temporisation

Le circuit référencé IC₃ est un compteur composé de 14 étages binaires montés en cascade. De plus, il comporte un oscillateur interne. Il s'agit d'un CD 4060. Si l'entrée Reset est soumise à un état bas, on relève sur l'entrée $\emptyset 0$ (broche 9) des crêteaux carrés dont la période est proportionnelle au produit $C_6 \times (A_2 = R_6)$. Sur une sortie d'un rang donné, les crêteaux enregistrés se caractérisent par une période multipliée par 2 par rapport à la sortie précédente. Ainsi, si t est la période disponible sur $\emptyset 0$, sur la sortie Q_{14} , on relève une période dont la durée est déterminée par la relation : $T = 2^{14} \times t = 16\,384 \times t$.

Au moment du déclenchement de la bascule R/S, l'entrée Reset de IC₃ se trouve soumise à un état bas grâce à l'inversion réalisée par la porte NOR II. C'est le début de la temporisation.

Sur la sortie Q_{14} , on enregistrera un front montant au bout d'une durée égale à $8\,912 \times t$. A ce moment, la sortie de la bascule R/S passe à l'état bas et le relais d'utilisation s'ouvre.

Avec les valeurs des composants mis en œuvre, en agissant sur le curseur de A_2 , la temporisation est réglable de 20 secondes à 15 minutes, ce qui représente une plage relativement étendue.

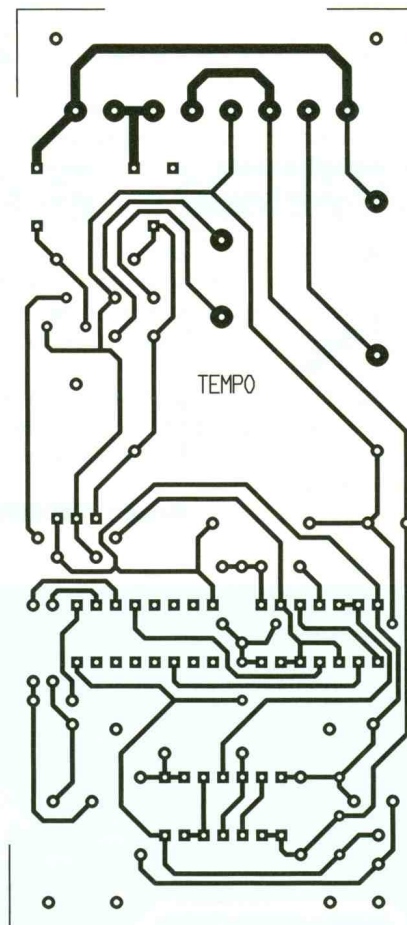
III – La réalisation

a) Circuit imprimé (fig. 4)

Sa réalisation n'appelle aucune remarque particulière. Toutes les méthodes connues peuvent être mises en œuvre : application directe d'éléments de transfert Mecanorma, confection d'un typon, reproduction photographique. Après gravure dans un bain de perchlore de fer, le module est à rincer soigneusement à l'eau tiède. Ensuite, toutes les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre. Certains trous sont à agrandir afin de les adapter au diamètre des connexions des composants les plus volumineux.

b) Implantation des composants (fig. 5)

Après la mise en place des straps de liaison, on implantera d'abord les résistances, les diodes, les ajustables,



4 LE CIRCUIT IMPRIME.

les supports des circuits intégrés et les capacités. On terminera par le transistor, le régulateur, le pont, le relais et le transformateur. Attention à l'orientation des composants polarisés.

Le capteur pyroélectrique est monté sur quatre vis avec des écrous formant entretoises.

LE DETECTEUR DE PRESENCE.



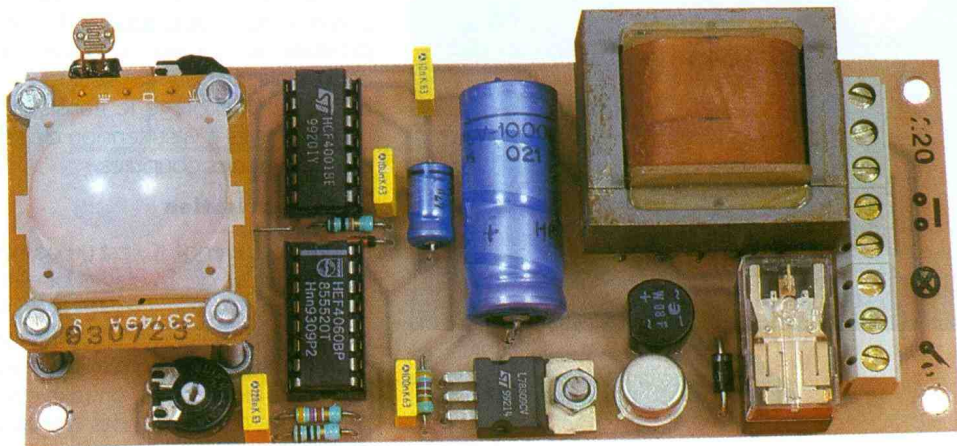
Au niveau de la mise en coffret, il est nécessaire de prévoir une découpe circulaire pour le passage du dispositif semi-sphérique de détection. Un tour est également à aménager en regard de la LDR.

Il ne reste plus qu'à effectuer les réglages sur les ajustables :

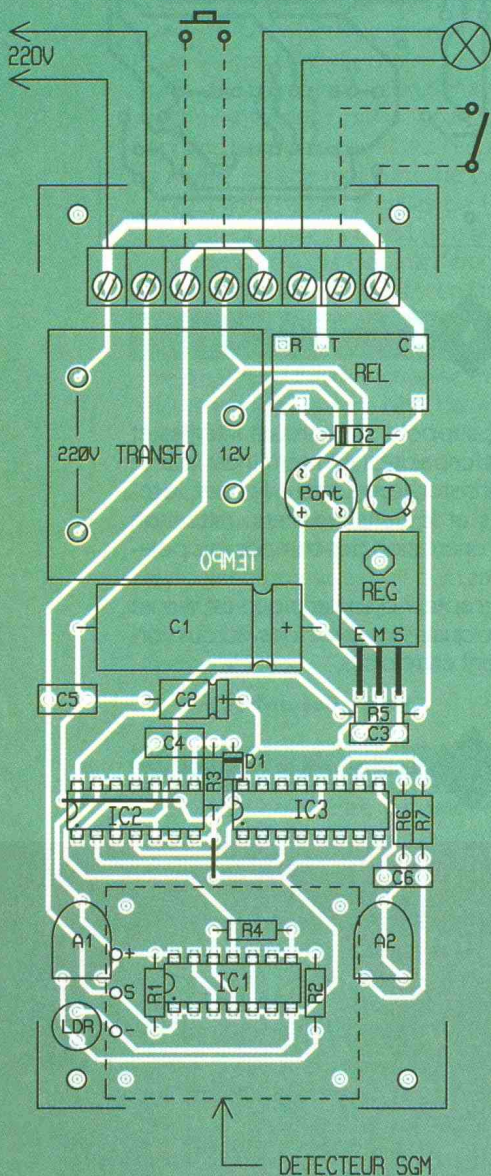
A₁ : niveau d'éclairage ambiant pour lequel on désire que le basculement du trigger de contrôle de l'éclairage bascule ; généralement, la position médiane du curseur convient.

A₂ : durée de temporisation réglable à la demande ; la durée augmente lorsque l'on tourne le curseur dans le sens horaire.

Robert KNOERR



B.P. MINUTERIE
(FACULTATIF)



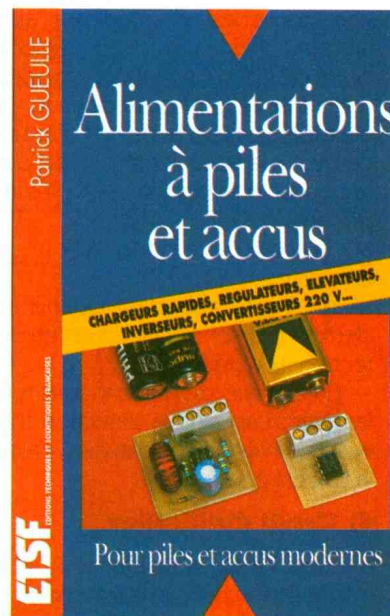
5

L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

14 Liste des composants

- 2 straps (1 horizontal, 1 vertical)
- R₁ à R₃ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R₄ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
- R₅, R₆ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
- R₇ : 1 MΩ (marron, noir, vert)
- A₁ : ajustable de 100 kΩ
- A₂ : ajustable de 220 kΩ
- LDR : photorésistance
- Pont de diodes 0,5 A
- REG : régulateur 9 V (7809)
- DET : détecteur pyroélectrique SGM 5910 RE
- D₁ : diode-signal 1N4148, 914
- D₂ : diode 1N4004, 4007
- C₁ : 1 000 µF/25 V électrolytique
- C₂ : 47 µF/10 V électrolytique
- C₃, C₄ : 0,1 µF milfeuilles
- C₅ : 10 nF milfeuille
- C₆ : 0,22 µF milfeuille
- T : transistor NPN 2N1711, 1613
- IC₁ : CD4011 (4 portes NAND)
- IC₂ : CD4001 (4 portes NOR)
- IC₃ : CD4060 (compteur 14 étages avec oscillateur)
- 2 supports de 14 broches
- 1 support de 16 broches
- Bornier soudable 8 broches
- Relais 1RT/12 V National
- Transformateur 220 V/12 V/2 VA

LE MODULE ELECTRONIQUE.



Piles et accumulateurs doivent être associés à des circuits bien particuliers pour pouvoir alimenter dans de bonnes conditions les équipements électroniques modernes.

Ce livre contient les plans détaillés, avec circuits imprimés et listes de composants, de tous les montages nécessaires pour aller jusqu'au bout des possibilités des piles et accu modernes. Il vous permettra, entre autres, de rendre autonomes vos équipements favoris, de les faire fonctionner sur une batterie de voiture ou de bateau, voire même de les alimenter à l'énergie solaire.

Distribution Bordas : 46.56.52.66.

TELECHARGEMENT DES CIRCUITS IMPRIMES

Pour faciliter la tâche de nos lecteurs, nous allons mettre à votre disposition sur le serveur 36 15 EPRAT les circuits imprimés de la revue. Pour accéder à ce service, vous tapez 36 15 EPRAT, puis vous rentrez dans la rubrique « télé-chargement », vous aurez alors à sélectionner le circuit qui vous intéresse et à le charger sur votre ordinateur.



MESURE DES IMPEDANCES

Dans le numéro 178 de février, nous avons appris à mesurer les résistances d'entrée et de sortie des quadripôles, ce terme regroupant en particulier les amplificateurs, mais aussi tous les systèmes pouvant être représentés par cette structure universelle. Nous avons terminé cet article en vous précisant que les impédances terminales d'un montage ne sont pas toujours purement résistives et que, lorsque cette situation se présente, il faut mettre en œuvre des méthodes spécifiques pour déterminer celles-ci.

I — Impédance d'un circuit

a) Rappels fondamentaux

Quand on travaille en régime sinusoïdal de pulsation ω , fréquence $f = \omega/6,28$, la tension $v(t)$, présente aux bornes d'un composant (ou d'un ensemble de composants), est liée au courant $i(t)$ qui le traverse par la relation $v(t) = Z \cdot i(t)$ (fig. 1a). On appelle module de l'impédance Z que l'on note Z sans trait de soulignement, le rapport $Z = V_m/I_m$ et $ARG(Z)$, le déphasage existant entre la tension et le courant.

Ainsi, si le courant et la tension s'écrivent respectivement $i(t) = I_m \cdot \sin(\omega t)$ et $v(t) = V_m \cdot \sin(\omega t + \Phi)$, on en déduit que $ARG(Z)$ est égal à Φ . Pour que les choses soient bien claires, nous tenons à préciser que Φ représente le déphasage de $v(t)$ par rapport à $i(t)$ et non le contraire. On peut dire encore que c'est l'angle qui part du vecteur représentatif de $i(t)$ et qui va vers le vecteur représentatif de $v(t)$ quand on utilise la représentation de Fresnel (fig. 1b).

Pour les trois composants fondamentaux R, L, C (supposés parfaits), nous rappelons ci-dessous les expressions de leur impédance complexe Z , de son module Z ainsi que de l'argument Φ .

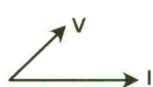
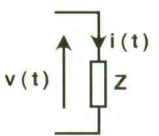
Résistance :
 $Z = R, Z = R, ARG(Z) = 0$

Inductance :
 $Z = jL\omega, Z = L\omega, ARG(Z) = 90^\circ$

Condensateur :
 $Z = -j/C\omega, Z = 1/C\omega, ARG(Z) = -90^\circ$.

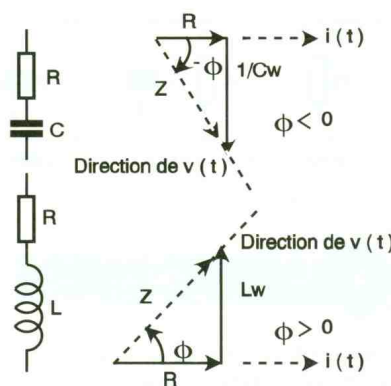
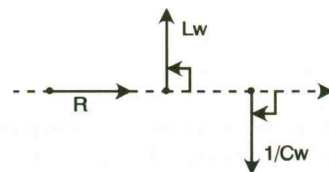
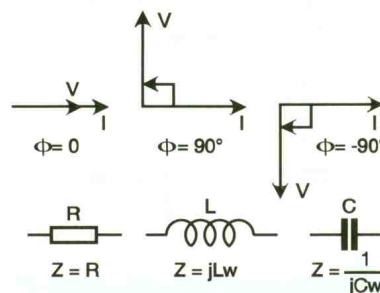
La figure 2a représente les diagrammes de Fresnel de la tension et du courant pour chacun de ces trois composants. La figure 2b correspond au diagramme des impédances seules. Il s'agit en fait d'une simplification des diagrammes précédents qui permet, sans passer par les tensions ni les courants, de trouver l'expression de l'impédance d'un circuit quelconque, comme ceux de la figure 2c.

Pour ces circuits, on constate que le déphasage de la tension $v(t)$ (dont le support est donné par celui de Z) par rapport au courant $i(t)$ (support donné par R) dépend de la nature de l'élément réactif associé à la résistance. Pour un circuit inductif, la tension est en avance sur le courant (Φ est positif), alors que pour un circuit capacitif c'est le contraire, la tension est en retard sur le courant et Φ est négatif.



1

ILLUSTRATION DE LA RELATION $V(t) = Z \cdot i(t)$



2

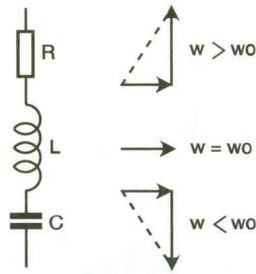
DIAGRAMMES DE FRESNEL EN FONCTION DES DIPOLES.

b) Influence de la fréquence

Si un circuit comporte simultanément les trois éléments R, L, C en série (fig. 3), le module de Z est égal à $Z = \sqrt{R^2 + (L\omega - 1/C\omega)^2}$ et l'argument Φ de Z est tel que $tg(\Phi) = (L\omega - 1/C\omega)/R$. Ces expressions montrent que si la pulsation ω change de valeur, le déphasage Φ pourra être positif ($\omega < \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$), nul si $\omega = \omega_0$ et négatif pour $\omega > \omega_0$.

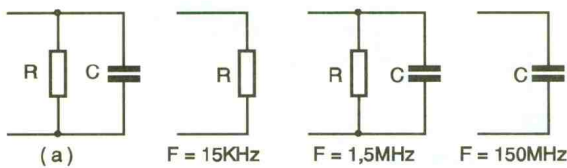
Cet exemple doit vous faire sentir que la valeur de la fréquence agit énormément sur le comportement d'un montage. En conséquence, si dans un domaine de fréquences on peut considérer que l'impédance d'entrée d'un montage est résistive, dans de nombreux cas, celle-ci pourra devenir fortement réactive (selfique ou capacitive) lorsque la fréquence augmentera.

Prenons le cas d'un étage amplificateur à transistor dont l'impédance d'entrée est équivalente à l'association en parallèle d'une résistance de 10 k Ω et d'un condensateur C de 10 pF (fig. 4).



3 INFLUENCE DE LA FREQUENCE SUR UN DIPOLE.

Tant que la fréquence f reste inférieure à 15 kHz, l'impédance $Z_c = 1/C\omega$ du condensateur C est supérieure à $1\text{ M}\Omega$. On peut donc la négliger devant R qui est 100 fois plus faible. Si l'on porte la fréquence à 1,5



4 EVOLUTION DE L'IMPEDANCE D'ENTREE D'UN TRANSISTOR.

MHz, l'impédance de « C » vaut maintenant $10\text{ k}\Omega$. On ne peut donc plus considérer que le montage se comporte comme une résistance pure puisque les modules de R et C sont identiques. Pour une fréquence de 150 MHz, l'impédance de C serait de $100\ \Omega$. Pour cette fréquence, on peut négliger R et considérer que l'impédance d'entrée du montage est purement capacitive. On notera dans cet exemple qu'à aucun moment le montage lui-même n'a été modifié. Seul son comportement change en fonction de la fréquence de travail.

II - Impédances terminales

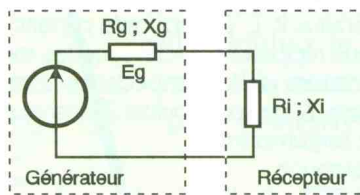
a) L'intérêt de leur mesure

Tant que les puissances mises en jeu dans une chaîne de traitement ne sont pas le critère essentiel, on néglige souvent les problèmes d'adaptations d'impédance. En revanche, dans une liaison satellite par exemple, le moindre nanowatt doit être pris en considération si l'on veut obtenir une bonne image ou une restitution correcte du spectre BF. Il en va de même au niveau des émetteurs CB pour lesquels une grande portée ne peut être obtenue qu'au prix d'une bonne adaptation entre tous les étages, y compris et surtout l'an-

tenne, ce que l'on a trop souvent tendance à négliger. Voyons en quelques lignes comment cette condition peut être obtenue.

Pour faire cette étude, nous supposons qu'un générateur d'impédance interne $Z_g = (R_g, X_g)$ et de FEM E_g alimente un récepteur dont l'impédance d'entrée est $Z_i = (R_i, X_i)$ (fig. 5).

La puissance reçue par le récepteur est donnée par la formule : $P = R_i \cdot E^2 / [(R_g + R_i)^2 + (X_g + X_i)^2]$. La recherche d'un transfert de puissance maximale de la source vers le récepteur conduit à rendre le dénominateur minimale. Si l'on a la possibilité d'agir sur la réactance X_i du récep-



5 IMPEDANCES DE SOURCE ET DE CHARGE.

teur, cette condition sera réalisée si $(X_i + X_g) = 0$, ce qui impose au récepteur de posséder une réactance de signe opposé à celle du générateur.

Dans ces conditions, la nouvelle expression de P devient $P = R_i \cdot E^2 / (R_i + R_g)^2$. Si, de plus, on peut agir sur la partie résistive R_i du récepteur, une étude mathématique de cette expression montre que la puissance P sera maximale lorsque la condition $R_i = R_g$ sera vérifiée, ce qui donne $P_{max} = E^2 / 4R_g$.

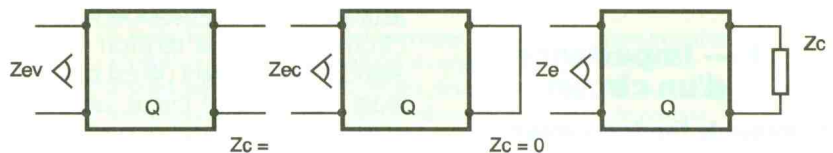
impédances d'entrée ou de sortie des étages que l'on associe, puisque si l'on n'y fait pas attention, ce que l'on gagne en amplification peut être perdu par désadaptation.

b) Considérations générales

1° Quand on cherche à associer en cascade deux systèmes électroniques (un amplificateur HF à la suite d'un émetteur HF de faible puissance, par exemple), il est rare qu'on en connaisse les schémas détaillés. Cela n'empêche pas d'effectuer des mesures sur ceux-ci, à condition de prendre quelques précautions élémentaires concernant le niveau et la fréquence des signaux appliqués, ce dernier paramètre devant être en rapport avec les conditions normales d'utilisation. Il serait en effet totalement absurde d'étudier un amplificateur HF destiné à travailler autour de 27 MHz en dehors de sa plage normale d'utilisation avec un GBF délivrant un signal à 100 kHz.

2° Si l'étude expérimentale est réalisée dans de bonnes conditions, on pourra, par exemple, donner un schéma équivalent de son entrée, correspondant à une association résistance-inductance RL ou résistance-capacité RC, suivant que l'on aura trouvé un déphasage Φ positif ou négatif (fig. 2c). Nous avons envisagé des associations « série », mais ce choix est arbitraire puisque le schéma donné ne tient pas compte de tout du contenu du montage, mais fournit un schéma équivalent ayant le même comportement que le montage lui-même. Nous aurions donc pu

6 DIFFERENTES VALEURS DE Ze EN FONCTION DE Zc.

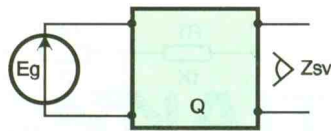


En résumé, le transfert de puissance du générateur vers le récepteur se fait dans les meilleures conditions lorsque $Z_i = (R_g, -X_g)$. Les impédances du générateur et du récepteur doivent être conjuguées, ce qui signifie que les parties résistives doivent être égales et que si l'impédance du générateur est capacitive, celle du récepteur doit être inductive et vice versa.

On comprend mieux maintenant pourquoi il est important de connaître ou de savoir mesurer les

représenter des associations $R'C'$ et $R'L'$ en parallèle sans que cela ne change quoi que ce soit à l'exposé qui suit. On peut d'ailleurs passer sans problème d'une configuration à l'autre à l'aide des formules $R' = (1 + (RC\omega)^2) / RC^2\omega^2$ et $C' = C / (1 + (RC\omega)^2)$ obtenues en écrivant l'égalité des impédances de ces deux types de circuits.

3° Lorsqu'on s'intéresse à l'impédance d'entrée Z_e d'un quadripôle, sa sortie peut être à vide ($Z_c = \infty$), en court-circuit ($Z_c = 0$) ou chargée par



7

DIFFÉRENTES VALEURS DE Z_c EN FONCTION DE Z_e .

une impédance Z_c quelconque (fig. 6). Ces situations peuvent avoir des effets différents sur les comportements de l'entrée du montage. On dit qu'il y a réaction. On est conduit à définir trois impédances d'entrée correspondant à chacune des situations particulières :

- Z_{ev} , impédance d'entrée quand la sortie est à vide ;
- Z_{ec} , impédance d'entrée quand la sortie est en court-circuit ;
- Z_e , impédance d'entrée quand la sortie est chargée par Z_c de valeur quelconque.

Les remarques que nous venons de faire sont aussi valables pour la détermination des impédances de sortie qui peuvent dépendre de l'état de l'entrée du quadripôle (fig. 7). Suivant que celui-ci est attaqué par un générateur de tension $Z_g = 0$, de courant $Z_g = \infty$ ou un générateur d'impédance quelconque Z_g , on définira respectivement Z_{sv} , Z_{sc} et Z_s .

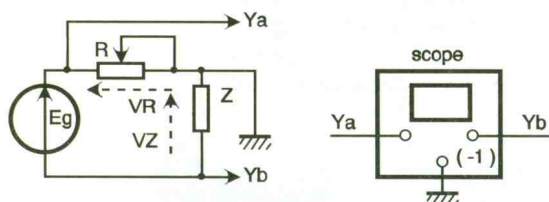
4° Les méthodes que nous décrirons seront de toute évidence applicables aux dipôles, mais il ne sera pas nécessaire de s'occuper de la paire de bornes opposée puisque, dans ce cas, il n'y en a pas.

III – Technique de mesure à l'oscilloscope

Tant que la fréquence de travail reste inférieure à quelques kilohertz, on peut utiliser un simple voltmètre alternatif pour mesurer une impédance, à condition que la bande passante de cet appareil couvre la plage des fréquences utilisées bien entendu. Pour les fréquences plus élevées, il faut nécessairement des appareils à large bande passante. C'est dans ce domaine que l'oscilloscope trouve tout son intérêt, sans compter

8

MESURE PRATIQUE D'UNE IMPÉDANCE.



que les signaux étant visualisés, on peut savoir si l'on travaille bien dans le domaine de linéarité du système.

a) Mise en œuvre

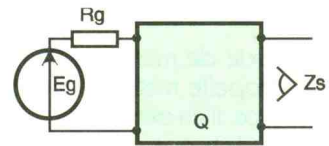
Pour mesurer l'impédance Z de la figure 8, nous avons associé en série avec celle-ci une résistance R (boîte à décades de résistances), l'ensemble étant connecté à un générateur sinusoïdal délivrant un signal d'amplitude et de fréquence compatibles, avec le montage étudié. La masse du scope est disposée au point de jonction de l'impédance et de la résistance R . Sur la voie Ya, on dispose donc de la tension V_R et sur la voie Yv, de la tension $(-V_Z)$. Si le scope permet d'inverser la voie B, on utilisera cette possibilité. Nous supposons que cette option est en service pour notre exemple. On synchronisera le scope sur le signal V_R (voie Ya) en choisissant un déclenchement sur front montant. On vérifiera que lorsque les entrées du scope sont à la masse, les deux traces correspondant aux voies Ya et Yb sont bien superposées au centre de l'écran.

Le travail expérimental va consister à mesurer le module de Z puis son argument. Nous déduirons de ces mesures un schéma équivalent série constitué d'une résistance « r » et d'une réactance « x ».

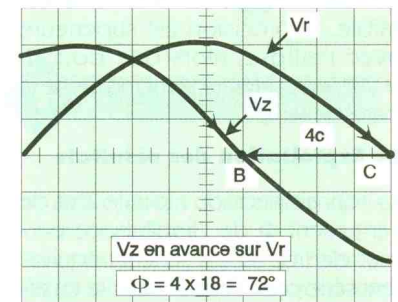
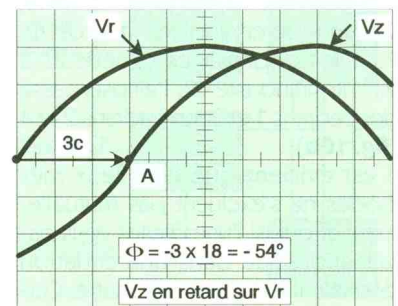
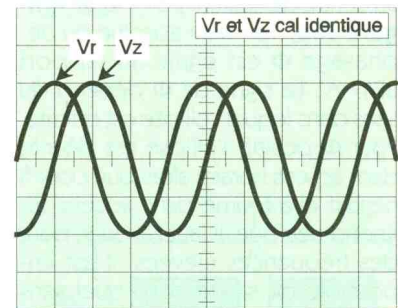
Pour déterminer le module de Z , les deux entrées Ya et Yb du scope étant positionnées sur le même calibre, on agit sur R pour que les amplitudes des tensions V_R et V_Z soient égales (oscillogramme fig. 9a). Ces deux composants étant en série, le courant qui les traverse est le même. Pour $V_R = V_Z$, soit $R I = Z I$, on tire $Z = R$. Il suffit donc de lire la valeur de R pour connaître celle de Z .

Comme on se souvient que la tension et le courant sont en phase dans une résistance pure, la tension V_R est aussi l'image du courant $i(t)$ dans l'impédance Z . Le déphasage existant entre $V_R(t)$ et $V_Z(t)$ représente donc l'argument de Z .

Pour effectuer une mesure correcte et précise du déphasage, on doit agir sur le réglage de la base de temps et ne pas hésiter à décaler celle-ci pour obtenir l'oscillogramme de la figure 9b, qui a été obtenu en s'arrangeant pour qu'une demi-période de la tension V_R occupe exactement les 10 carreaux de l'échelle horizontale. Comme on sait



qu'une demi-période correspond à une phase de 180° , chaque carreau de l'écran représente un déphasage de 18° . On constate que la tension V_Z (fig. 9b) coupe l'axe horizontal en montant au point « A » situé à 3 carreaux de l'origine. On en déduit



9

LES COURBES OBTENUES SUR L'ECRAN D'UN OSCILLOSCOPE.

que le déphasage Φ de V_Z sur V_R , donc sur $i(t)$, est négatif (car V_Z est en retard sur le signal V_R) et que sa valeur est $\Phi = -3 \times 18^\circ = -54^\circ$. Le signe « - » vient du fait que V_Z est en retard sur $i(t)$.

La figure 9c présente un oscillogramme où la tension V_Z est en avance sur $V_R(t)$ de 4 carreaux, car V_Z coupe l'axe horizontal en descendant (au point B) avant V_R , qui coupe ce même axe et dans le même sens au point « C ». On est ici dans une situation telle que $\Phi = +4 \times 18^\circ = 72^\circ$.

Cette méthode de mesure du déphasage s'appelle méthode de la base de temps. Il en existe une autre dans laquelle le scope doit être utilisé en mode X-Y et qui conduit à observer une ellipse sur l'écran de celui-ci. Lorsqu'on choisit cette façon de faire, on applique la tension $V_R(i(t))$ sur la voie horizontale «X» et V_Z sur la voie verticale «Y». Les deux voies «X» et «Y» doivent être préalablement réglées pour qu'en l'absence de signal on observe le spot au centre de l'écran (point O de la **figure 10a**).

La valeur absolue du déphasage Φ est égale au rapport BB'/AA' . Le signe de Φ dépend du sens dans lequel l'ellipse est décrite. Pour Φ positif, l'ellipse est décrite dans le sens horaire alors que pour Φ négatif elle tourne dans le sens trigonométrique. Il faut l'avouer, pour des fréquences élevées, il est impossible de savoir dans quel sens l'ellipse tourne. Il faut donc se référer à l'observation simultanée de V_R et V_Z pour déterminer le signe de Φ . Pour les déphasages supérieurs à 90° , le grand axe de l'ellipse passe des cadrans 1 et 3 aux cadrans 2 et 4 (**fig. 10b**).

Il est évident que ces deux méthodes ne s'excluent pas mutuellement et que si l'une d'elles vous paraît imprécise dans une situation donnée, il faut envisager l'autre. Cette remarque s'applique en particulier dans les cas suivants : si Φ est faible, la précision est supérieure avec l'ellipse, alors que pour $\Phi = 90^\circ$, on préférera la méthode de la base de temps.

b) Exploitation des résultats

La connaissance du module Z et de l'argument Φ de l'impédance permet de trouver un schéma équivalent série pour celle-ci. On tire en effet de ces deux mesures $r = Z \cdot \cos \Phi$ et $x = Z \cdot \sin \Phi$. Pour Φ positif, on écrit $x = L\omega$, et pour Φ négatif, $x = 1/C\omega$. Les éléments L ou C dépendent de la fréquence de travail.

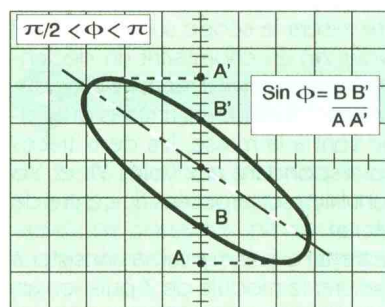
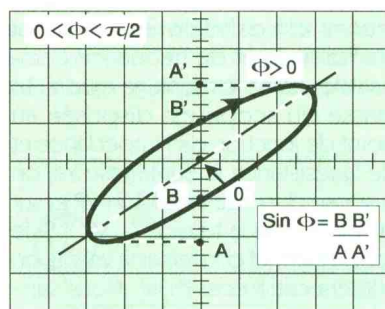
Exemple :

Si l'on trouve que la décade R vaut 70Ω , pour $V_R = V_Z$ et une fréquence de $1,5 \text{ MHz}$, et que le déphasage correspond à la situation de la **figure 9b**, soit $\Phi = -54^\circ$, nous en déduisons que $Z = 70 \Omega$, ce qui donne $r = 41,1 \Omega$ et $x = 56,6 \Omega$, soit $C = 1/x\omega = 1,87 \text{ nF}$.

La connaissance de la capacité équivalente n'apporte un renseignement utile que si l'on sait (par exemple) que la condition d'adaptation en puissance exige que la capacité de cette impédance soit de la valeur $C_d = 1,5 \text{ nF}$ au lieu de $C_m = 1,87 \text{ nF}$ (va-

leur mesurée). Il suffit alors de calculer la valeur du condensateur à monter en série C_s avec Z pour que $C_d = 1,5 \text{ nF}$, soit $C_s = C_m \cdot C_d / (C_m - C_d) = 7,6 \text{ nF}$.

Pour s'entraîner à faire ce type de mesure, il est possible de travailler sur un quadripôle, tel que celui de la **figure 11**, constitué de toute pièce avec des composants courants $R_1 = R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ et $C = 10 \text{ nF}$. On pourra mesurer les impédances d'entrée Z_{ev} et Z_{ec} et celui-ci en laissant la



10

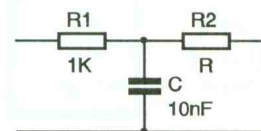
COURBE DE TYPE LISSAJOU.

sortie respectivement à vide puis en court-circuit. On choisira une fréquence de travail de 15 kHz . La mesure de Z_{ev} doit bien entendu vous donner un résultat correspondant à la mise en cascade de R_1 et C .

c) Remarques

Tant que les mesures portent sur des impédances isolées, sur des dipôles ou sur des impédances d'entrée de quadripôle, les méthodes ne posent absolument aucun problème pratique. Par ailleurs, si le quadripôle est passif, rien ne s'oppose à ce qu'on attaque sa sortie par un générateur, ce qui fait que l'on peut de la même façon mesurer ses impédances de sortie.

Là où l'on rencontre un problème, c'est quand on veut déterminer l'impédance de sortie d'un quadripôle actif de fonctionnement. Il devient en effet délicat, pour ne pas dire impossible, de procéder à une mesure en attaquant le quadripôle par sa



11

QUADRIPOLE A MESURER.

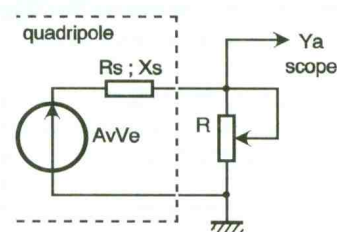
sortie, surtout quand il s'agit d'un étage de puissance.

Compte tenu de cette remarque, on attaque le montage par son entrée, dans des conditions normales d'utilisation (amplitude et fréquence), la sortie de celui-ci étant chargée par une résistance R variable susceptible de supporter la puissance que le montage délivre normalement. Une boîte à décade ne répond pas forcément à ce critère. Un oscilloscope est connecté sur la sortie du quadripôle.

Nous supposons que l'impédance interne du montage est constituée d'une résistance R_s et d'une réactance X_s , le tout se trouvant en série avec un générateur de tension $AvVe$ qui représente en fait la tension de sortie à vide de ce quadripôle (**fig. 12**).

Dans un premier temps, et à condition que cela soit sans effets négatifs sur le montage étudié, on mesure la tension de sortie à vide que l'on note V_{so} . On relie ensuite R à la sortie du montage puis on règle cette résistance R pour que la tension indiquée par le scope soit égale à $V_{so}/2$. Dans ce cas, la valeur de R nous donne le module de Z_s .

Si l'on ne peut pas laisser la sortie du montage à vide, on connecte la ré-



12

MESURE DE L'IMPEDANCE DE SORTIE D'UN QUADRIPOLE.

sistance R sur la sortie, et pour différentes valeurs de celle-ci, on trace la courbe $P_s = V_s^2/R$. La valeur de R pour laquelle P_s est maximum correspond au module de Z_s . Comme on le voit ici, il n'est pas possible d'accéder à l'argument de Z_s puisque la tension de sortie se retrouve intégralement aux bornes de R .

F. JONGBLOET

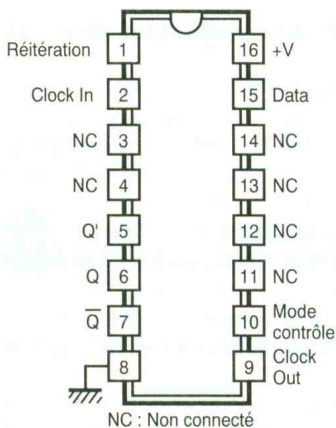


CONNAITRE ET COMPRENDRE LES CIRCUITS INTEGRES FICHE TECHNIQUE N° 76 LE CD 4031

Le CD 4031 fait partie des registres à décalage à grand champ. En effet, ce dernier se caractérise par une capacité de chargement série de 64 bits, ce qui donne des possibilités tout à fait intéressantes.

I — Caractéristiques générales

Alimentation : 3 à 18V.
Fréquence maximale des impulsions de chargement : 16 MHz.
Sorties « bufférisées » capables de débiter un courant pouvant atteindre 20 mA sous une alimentation de 10V.



1 BROCHAGE.

Consommation très faible : quelques microampères.
Chargement série.
Possibilité de réitération grâce à une seconde entrée de chargement.

II — Brochage (fig. 1)

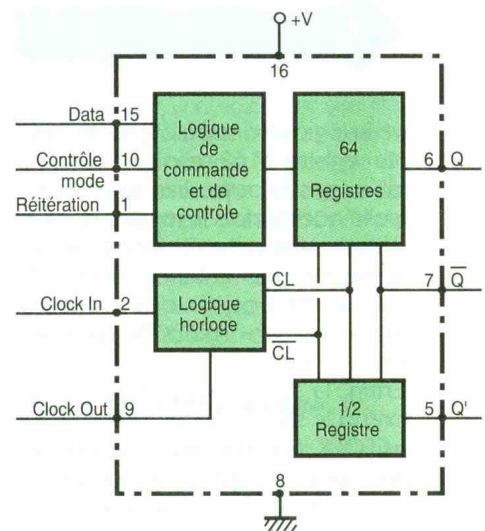
Le boîtier comporte 16 broches « dual in line » (2 rangées de 8). Les broches 3, 4, 11, 12, 13 et 14 ne sont pas connectées. La broche 16 est réservée au « plus » de l'alimentation, tandis que la broche 8 est destinée au « moins ».

L'entrée DATA de chargement est la broche 15 tandis que la broche 1 correspond à l'entrée réservée à la réitération. Le mode de chargement souhaité (DATA ou REITERATION) est piloté par l'entrée 10 (MODE CONTROL). La broche 2 reçoit le signal horloge de chargement (CLOCK IN). Le circuit intégré comporte quatre sorties :

- « CLOCK OUT » (broche 9), qui délivre un signal d'horloge en phase avec celui de l'entrée ;
- « Q » (broche 6), qui présente la sortie du 64^e registre ;
- « Q-bar » (broche 7), qui est complémentaire à la sortie Q ;
- « Q' » (broche 5) est la sortie d'un registre supplémentaire dont le chargement se trouve décalé.

III — Fonctionnement (fig. 2 et 3)

L'entrée « MODE CONTROL » permet la sélection du mode de chargement : DATA ou REITERATION. L'entrée « DATA » est opérationnelle si l'entrée « MODE CONTROL » est soumise à un état bas. Dans ce cas, l'entrée « REITERATION » est neutralisée. La situation est inversée si l'on relie l'entrée « MODE CONTROL » à l'état haut : l'entrée « REITERATION » est



2 SYNOPTIQUE INTERNE.

alors active, tandis que l'entrée « DATA » est neutralisée.

Le chargement se réalise au rythme des fronts *ascendants* des créneaux présentés sur l'entrée « CLOCK IN ». A chaque front ascendant, le niveau logique présent sur l'entrée « DATA » ou « REITERATION » se déplace sur la sortie (non accessible) du premier registre. Au même moment, le niveau logique qui était présent sur la sortie de ce premier registre se transmet sur celle du second registre. Ce principe reste le même pour tous les registres, jusqu'au 64^e, dont la sortie est accessible : il s'agit de « Q ». La sortie « Q-bar » (qui est complémentaire de « Q ») présente à tout moment un niveau opposé à « Q ». Cette disposition peut être intéressante à exploiter, suivant les applications. Les registres ne réagissent pas aux fronts descendants du signal acheminé sur « CLOCK IN ». En revanche, pour chaque front descendant, le ni-

CONTRÔLE DU MODE			
Data	Réitération	Contrôle mode	Bit dans le premier registre
1	X	0	1
0	X	0	0
X	1	1	1
X	0	1	0
(X) Etat indifférent			

FONCTIONNEMENT DU DECALAGE		
Data registre N	Clock In	Data registre N+1
0		0
1		1
X		NC
(NC) Ne change pas		

FONCTIONNEMENT DU 1/2 REGISTRE		
Data registre n°63	Clock In	Data registre Q'
0		0
1		1
X		NC

3 REGISTRES DE FONCTIONNEMENT.

veau logique disponible sur la sortie du registre n° 63 se place sur celle d'un registre particulier que l'on appelle quelquefois le registre n° 64,5. Il s'agit de la sortie Q'. Ce dernier registre est bien entendu insensible aux fronts positifs des créneaux « horloge » sur « CLOCK IN ». Nous en reparlerons.

Enfin, la sortie « CLOCK OUT » reprend le signal horloge présenté sur « CLOCK IN », mais après lui avoir fait subir une « remise en forme » dans le cas où le signal d'entrée ne présente pas de front suffisamment vertical. Cette sortie est donc une sortie « relais » pour une utilisation en aval d'un CD 4031.

IV — Utilisation

La **figure 4** représente un exemple de montage en cascade de 3 CD 4031. On obtient ainsi une capacité de chargement de $3 \times 64 = 192$ bits.

On peut, par exemple, dans un premier temps, charger l'ensemble d'un nombre de 192 bits par l'entrée « DATA », l'entrée « MODE CONTROL » étant reliée à l'état bas. On notera que les impulsions « horloge » sont acheminées par une ligne commune.

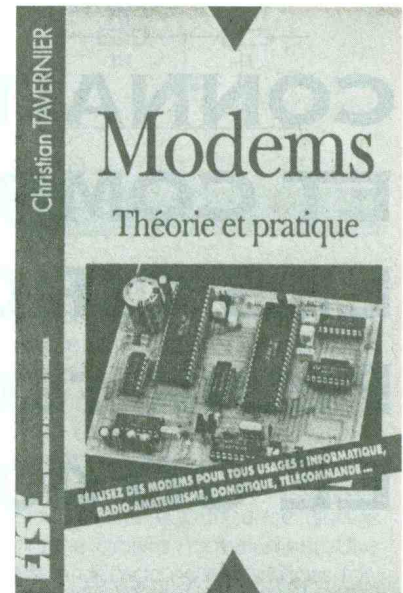
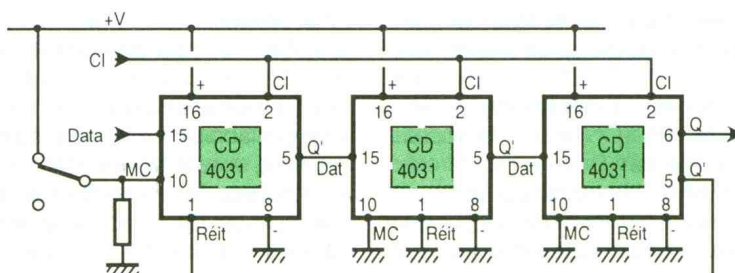
On remarquera aussi que l'entrée DATA d'un CD 4031 est reliée à la sortie Q' du circuit intégré précédent. Cette disposition apporte un complément de fiabilité. En effet, le chargement de l'entrée « DATA » se réalise au moment où le niveau des sorties « Q » change éventuellement, ce qui peut être la base de dysfonctionnements dus à des problèmes de synchronisation des délais de basculement d'un registre par rapport à l'entrée.

Pour éviter ce type de problème, il est préférable de se servir des sorties Q', qui, au moment du front ascendant, présentent déjà le niveau du 63^e registre. Rappelons en effet que le basculement du registre affecté à Q' se produit, par anticipation, au moment du front descendant précédant le front ascendant.

Après ce chargement de 192 bits, on peut maintenant soumettre l'entrée « MODE CONTROL » du premier CD 4031 à l'état haut, ce qui le fait fonctionner en réitération.

On vient ainsi de réaliser un programme permanent de 192 bits se bouclant indéfiniment, qui peut être utilisé pour commander des séquences diverses préalablement programmées.

4 UNE APPLICATION.



Réservés il y a encore quelques années à l'établissement de liaisons entre ordinateurs éloignés, les modems pénètrent aujourd'hui de plus en plus dans notre environnement quotidien.

Cet ouvrage vous propose de découvrir les principes généraux des liaisons numériques, préalable indispensable à l'étude des modems qui lui fait suite.

Vous pourrez alors réaliser en toute connaissance de cause les modems les plus divers tels que :

- modems multinormes pour micro-ordinateurs vous permettant de relier n'importe quel micro-ordinateur avec un site distant via le réseau téléphonique ;
- modems radioamateurs vous permettant de recevoir les communications écrites qu'échangent les radioamateurs, mais aussi les agences de presse et bien d'autres organismes, selon les principes des transmissions RTTY ;
- modems « domestiques » utilisant le secteur EDF comme support d'informations permettant de réaliser des télécommandes ou téléalarmes à courants porteurs et donc sans fil ;
- modems optiques utilisant un faisceau infrarouge se propageant dans l'air ou dans la fibre optique pour constituer des transmissions de données isolées ou des télécommandes diverses ;
- et même un modem gratuit obtenu par une exploitation intelligente et parfaitement autorisée de celui contenu dans tous les terminaux Minitel.

Tous ces montages ont évidemment fait l'objet d'une maquette réalisée par l'auteur.

Diffusion Bordas : 46.56.52.66.



CONNAITRE ET COMPRENDRE LES CIRCUITS INTEGRES FICHE TECHNIQUE N° 77 LE CD 4099

Ce registre de 8 bits a des possibilités multiples. Il peut se charger suivant l'adressage désiré et le contenu des mémoires est accessible à tout moment. Il peut également fonctionner en multiplexeur.

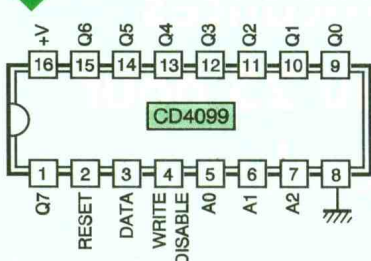
1 — Caractéristiques générales

Alimentation de 3 à 18 V.
Consommation à l'état de repos : quelques microampères.
Débit limité sur les sorties à quelques milliampères.
Chargement série des registres.
Mémorisations des informations.
Informations disponibles sur les sorties par lecture en parallèle.
Possibilité de remise à zéro partielle ou totale.

II — Brochage (fig. 1)

Le circuit intégré se présente sous la forme d'un boîtier rectangulaire comportant 16 broches « dual in line » (2 rangées de 8).

1 LE BROCHAGE.



Le « plus » de l'alimentation correspond à la broche 16 alors que le « moins » est à relier à la broche 8. Les entrées d'adressage A_0 , A_1 et A_2 correspondent respectivement aux broches 5, 6 et 7. Une entrée « Write Disable » (broche 4) permet de sélectionner le mode de fonctionnement : chargement ou restitution. Les informations binaires destinées à la mémorisation sont à introduire par l'entrée « DATA » (broche 3). Une entrée « RESET » correspondant à la broche 2 permet la remise à zéro totale ou partielle des registres, suivant le mode de fonctionnement sélectionné.

Enfin, le circuit intégré comporte huit sorties : Q_0 à Q_7 , correspondant respectivement aux broches 9 à 15 et 1.

III — Fonctionnement (fig. 2 et 3)

L'adressage repose sur le principe de l'application d'un code binaire aux trois entrées A_0 , A_1 et A_2 . Le premier tableau de la figure 3 indique ce principe qui établit la correspondance entre l'entrée DATA et la sortie Q_i concernée selon les règles précisées dans le second tableau de la

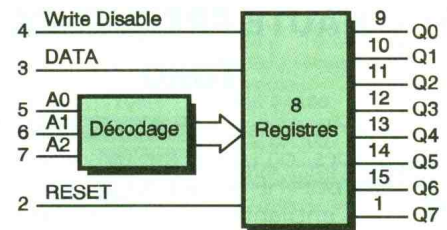
figure 3. On distingue ainsi quatre modes de fonctionnement.

Mode A : remise à jour permanente des registres

Les entrées WD et RES sont simultanément soumises à un état bas. La sortie concernée par le codage de l'adressage présente le niveau auquel est soumise l'entrée DATA au même instant. Les autres sorties conservent le niveau logique préalablement mémorisé par DATA au moment où le codage de l'adressage les concernait.

Mode B : multiplexage

L'entrée WD est soumise à un état bas, tandis que l'entrée RES est reliée à un

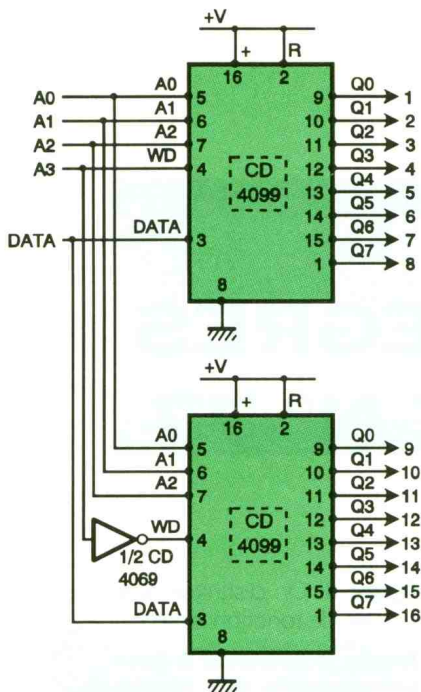


2/3

LE SYNOPTIQUE INTERNE ET LES TABLEAUX DONNANTS LE FONCTIONNEMENT.

ENTREES ADRESSE			SORTIES
A2	A1	A0	
0	0	0	Q0
0	0	1	Q1
0	1	0	Q2
0	1	1	Q3
1	0	0	Q4
1	0	1	Q5
1	1	0	Q6
1	1	1	Q7

Mode de Fonctionnement	Fonctionnement			
	WD	R	Sortie Adressée	Sorties non Adressées
A	0	0	Suivant Data	Gardent le niveau préalablement mémorisé
B	0	1	Suivant Data	Remise à zéro
C	1	0	Garde le niveau préalable	Gardent le niveau préalable
D	1	1	Remise à zéro	Remise à zéro



4

UN SCHEMA D'APPLICATION.

état haut. Dans ce cas, comme précédemment, la sortie définie par le codage de l'adressage présente le niveau de l'entrée DATA, mais toutes les autres sorties présentent un état bas, grâce à une remise à zéro systématique.

Mode C : lecture permanente des registres

L'entrée WD est reliée à un état haut. L'entrée RES est soumise à un état bas. Il en résulte une inhibition de l'entrée DATA dont les niveaux logiques appliqués restent sans incidence sur le fonctionnement du circuit. Par codage d'adressage, on observera que toutes les sorties conservent leur mémorisation précédente.

Mode D : remise à zéro

Lorsqu'on relie simultanément les entrées WD et RES à l'état haut, il se produit aussitôt la remise à zéro de toutes les sorties du circuit intégré.

seuse. L'entrée DATA est commune aux deux CI.

En examinant les règles de fonctionnement figurant dans les tableaux de la **figure 3**, on observe que pour les huit premiers canaux d'adressage :

— l'entrée WD du premier CI est à l'état bas ;

— l'entrée WD du second CI est à l'état haut.

Il en découle un fonctionnement normal en multiplexeur des huit sorties issues du premier CI. Le canal « n » concerné par voie d'adressage est au même niveau que celui de l'entrée DATA. Les autres sorties sont à l'état bas.

Toujours dans ce cas, les huit sorties du second CI sont à l'état bas étant donné que ce dernier est neutralisé puisqu'il fonctionne suivant le mode D (remise à zéro générale).

Pour les canaux 9 à 16, dès que l'entrée d'adressage A₃ est soumise à un état haut, la situation s'inverse. Le premier CI est neutralisé et c'est le second qui est opérationnel.

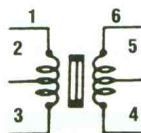
Un cas particulier de ce fonctionnement au multiplexeur consiste à relier l'entrée DATA à un état haut permanent. On réalise en effet un décodeur 4 bits → 16 sorties linéaires, en logique positive.

IV — Utilisation

Dans la **figure 4**, deux CD 4099 ont été mis en œuvre pour former un multiplexeur à 16 canaux. Les deux entrées RESET sont soumises en permanence à un état haut. Les entrées d'adressage A₀, A₁ et A₂ des deux circuits ont été reliées entre elles, en parallèle. Sur le premier CI, l'entrée WD a été utilisée comme quatrième entrée d'adressage A₃. Elle est reliée à l'entrée WD du second CI après inversion réalisée par une porte inverseuse.

TRANSFORMATEURS HAUTE FREQUENCE TOKO

Pour la réalisation des circuits accordés, on utilise le plus souvent des pots HF blindés qui autorisent des implantations serrées sans craindre les accrochages entre eux. Les pots Toko de la série 2K couvrent les besoins dans une large gamme de fréquences, les dimensions du boîtier sont de 7 x 7 mm et les broches implantées au pas de 2,54 mm.



Cette figure représente un pot blindé vue de dessus.

Référence	Valeur	Capacité	Nombre de spires
113 CN 2 K 218	1,1 à 2,6 µH	20 pF à 27 MHz	10 en 1-2 3 en 2-3 2 en 6-4
113 CN 2 K 241	0,6 à 1,5 µH	27 pF à 27 MHz	7 en 1-2 2 en 2-3 2 en 6-4
113 CN 2 K 509	0,4 à 0,9 µH	56 pF à 27 MHz	1 en 1-2 1 en 2-3 8 en 6-4
113 CN 2 K 159	0,4 à 0,9 µH	56 pF à 27 MHz	8 en 1-3 1 en 6-5 1 en 5-4

Toute l'équipe d'ELECTRONIQUE PRATIQUE vous souhaite de bonnes vacances et vous donne rendez-vous au 25 août pour sa parution de septembre.

FICHE TECHNIQUE

AD 7569

Ce circuit contient à la fois un convertisseur analogique/numérique (AD) et un convertisseur numérique/analogique (DA). Il contient aussi toute la circuiterie habituellement nécessaire pour mettre en œuvre un convertisseur : tension de référence, circuit de maintien (TRACK/ HOLD), horloge, etc.

Le circuit se présente dans un boîtier DIP N-24. Il s'agit d'un boîtier 24 broches dont les rangées de pattes sont espacées de 3/10^e de pouce (comme pour un boîtier de 20 broches standard).

Le temps d'établissement de la tension de sortie pour la section DA est inférieur à 1 μ s, tandis que le temps de conversion de la section AD est inférieur à 2 μ s (avec un signal d'horloge à 5 MHz).

L'erreur totale du circuit reste inférieure à ± 2 LSB. Rappelons que l'abréviation LSB vient de l'anglais « *Less Significant Bit* », qui se traduit en français par « Bit de poids le plus faible ».

Description des broches

AGNDDAC : masse pour la section du convertisseur DA.

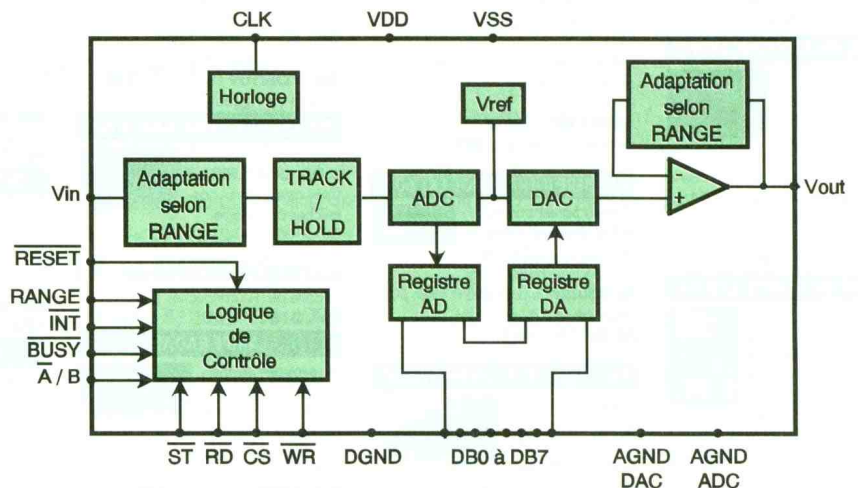
AGNDADC : masse pour la section du convertisseur AD.

DGND : masse pour la section digitale.

VDD : alimentation positive (5V).

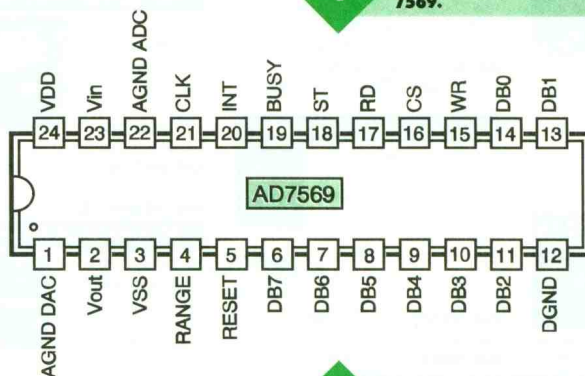
VSS : alimentation négative (0 V) pour une configuration unipolaire ou -5V pour une configuration bipolaire).

Vin : entrée du convertisseur AD.



1

LE SCHEMA INTERNE DE L'AD 7569.

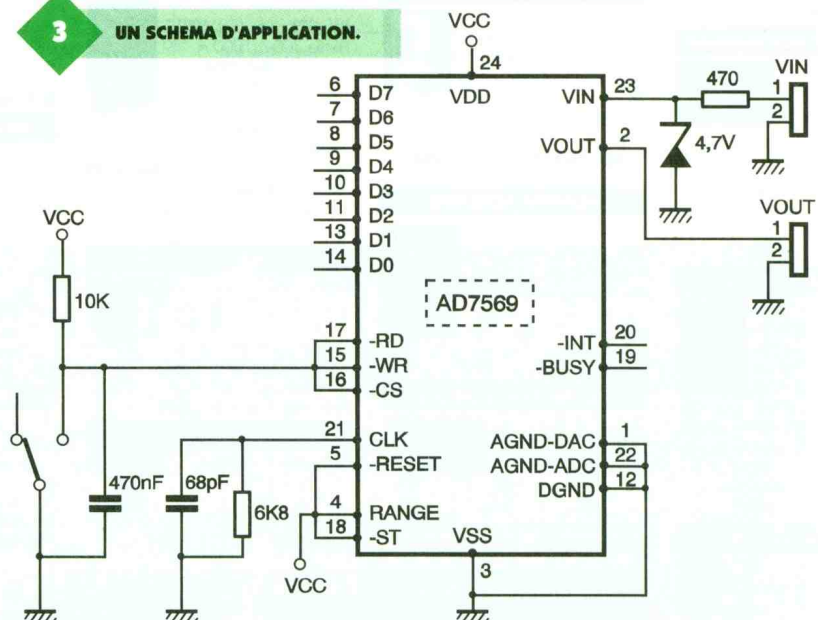


2

LE BROCHAGE.

3

UN SCHEMA D'APPLICATION.



Vout : sortie du convertisseur DA (charge limitée à 2 k Ω).

-RESET : entrée de remise à zéro des registres (active à l'état bas).

DB0 à DB7 : bus de données bidirectionnel.

-CS : entrée de sélection du boîtier (active à l'état bas).

-RD : entrée de sélection de lecture (active à l'état bas).

-ST : entrée de démarrage de la conversion AD (active à l'état bas).

-BUSY : sortie de l'indicateur d'occupation (active à l'état bas).

-INT : sortie du signal d'interruption (active à l'état bas).

CLK : entrée du signal d'horloge. Cette entrée est compatible avec un signal TTL ou bien se connecte à un réseau R/C pour utiliser l'horloge interne (voir schéma d'application).

TANGE : entrée de sélection de gamme. Si RANGE = 1, la plage de fonctionnement est de 2,5 V (2,5 V à — 2,5 V en mode bipolaire). Si RANGE = 0, la plage de fonctionnement est de 1,25 V à — 1,25 V en mode bipolaire).

Configuration unipolaire ($V_{SS} = 0V$)

$V_{out} = V_{ref} \times (\text{Registre DA}/256)$.

Registre AD = $256 \times (V_{in}/V_{ref})$.

$V_{ref} = 2,5V$ si RANGE = 1.

$V_{ref} = 1,25V$ si RANGE = 0.

Configuration bipolaire ($V_{SS} = 5V$)

$V_{out} = (\text{Signe}) V_{ref} \times (\text{Registre DA}/128)$.

(Registre' correspond aux 7 premiers bits du registre).

Signe = 1 si 8^e bit (MSB) du registre est à 1.

Signe = — 1 si 8^e bit (MSB) du registre est 0.

Registre' AD = $128 \times (V_{in}/V_{ref})$.

(Registre' correspond aux 7 premiers bits du registre).

Le 8^e bit du registre est à 0 si $V_{in} \leq 0$.

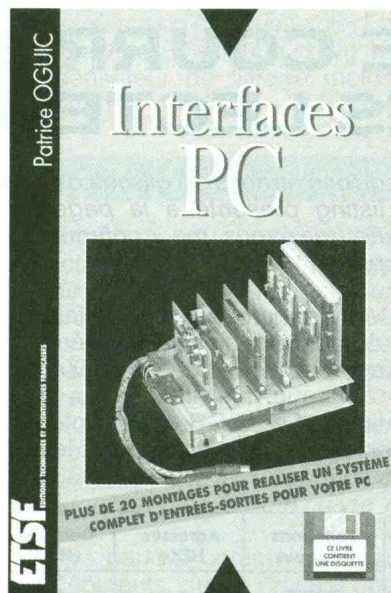
Le 8^e bit du registre est à 1 si $V_{in} > 0$.

$V_{ref} = 2,5V$ si RANGE = 1.

$V_{ref} = 1,25V$ si RANGE = 0.

Schéma d'application

Le circuit AD7569 permet de réaliser une mémoire numérique pour voltmètre avec très peu de composants. La tension d'entrée devra cependant rester dans la plage autorisée par le signal RANGE. Une résistance et une diode Zener permettent de protéger l'entrée contre les surtensions destructives.



INTERFACES PC D'ENTRÉES- SORTIES P. OGUIC

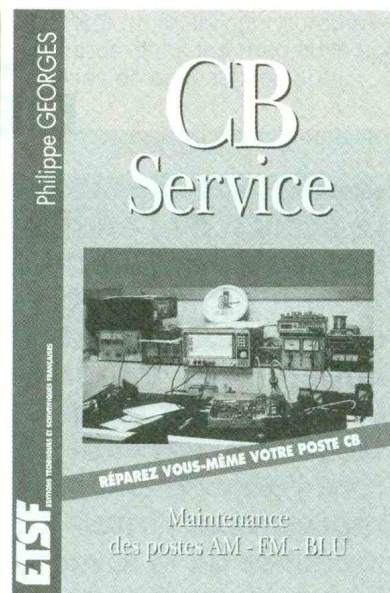
Ce livre a été écrit pour ceux que l'électronique et l'informatique passionnent, aussi bien les électroniciens amateurs, débutants ou chevronnés, que les informaticiens voulant approfondir leurs connaissances sur le fonctionnement de leur machine et désirant réaliser un système d'échange de données avec l'extérieur.

Ce système d'entrées-sorties a été conçu sous forme de cartes enfichables sur un support, dans le but d'en simplifier la réalisation, mais aussi pour réduire le nombre de manipulations à l'intérieur de l'ordinateur. Chaque montage est décrit en détail et comporte son circuit imprimé.

Vous pourrez réaliser des cartes simples : commandes de relais ou de lampes, tests de contacts ou capteurs, commandes de moteur à courant continu et moteurs pas à pas, mais aussi des cartes plus complexes : convertisseurs analogiques-digitaux et digitaux-analogiques, télécommande infrarouge par port imprimante.

Vous pourrez également, à l'aide de la disquette jointe au présent ouvrage, tester immédiatement vos réalisations.

Distribution Bordas, tél. : 46.56.52.66.



Le but de cet ouvrage est de vous donner toutes les bases indispensables pour mener à bien le dépannage d'un poste CB 27 MHz (AM-FM-BLU).

Il donne le niveau technique que les constructeurs supposent connu en établissant leurs documentations techniques.

Il vous donne une méthode de dépannage éprouvée qui ne demande aucun appareillage coûteux. Très peu de matériel est indispensable pour mener à bien la réparation des postes CB.

Pour apprécier cet ouvrage, il faut avoir un fort intérêt pour l'émission-réception et l'émission d'amateur en général. Le niveau de la licence radioamateur (groupe C par exemple) est suffisant pour comprendre la technique et la maintenance des postes CB.

Ce livre répond aux questions : Comment fonctionne un poste CB ? Quelles sont les tensions normales aux différents points du circuit ? Comment fonctionne un poste BLU ? Comment peut-on obtenir des pièces détachées ? Comment peut-on obtenir des composants aux performances équivalentes ? Comment aligner totalement un poste CB sans appareils coûteux ?

Vous serez en mesure de dépanner n'importe quel appareil CB rapidement et efficacement. Vous aurez un véritable guide pour vous permettre la détection de n'importe quelle panne. Il est aussi destiné aux radioamateurs et aux passionnés de trafic radio en général. Il est indispensable à ceux qui pratiquent les trafics longue distance (DX).

Distribution Bordas, tél. : 46.56.52.66.



LE COURRIER DES LECTEURS

Le service du Courrier des lecteurs d'Electronique Pratique est ouvert à tous et est entièrement gratuit. Les questions d'« intérêt commun » feront l'objet d'une réponse par l'intermédiaire de la revue. Il sera répondu aux autres questions par des réponses directes et personnelles dans les limites du temps qui nous est imparti.

1 M. JASSIN

*Je termine la réalisation du comp-
teur de taxes pour téléphone qui
avait été proposé dans Electronique
Pratique n° 134. Vous indiquez
que le LM 567 doit être réglé sur
12 kHz. En revanche, dans un
autre article, un montage télé-
phonique explique ce même cir-
cuit intégré. Il est mentionné une
fréquence de 440 Hz. Pourriez-
vous me confirmer la fréquence
utilisée par les Telecom ?*

La fréquence de 12 kHz indiquée dans le n° 134 est correcte. Rappelons aux lecteurs que les Telecom offrent la possibilité, moyennant une taxe très abordable, d'envoyer sur la ligne de l'abonné qui en fait la demande le retour des impulsions de taxations des unités téléphoniques (U.T.). La fréquence de ces impulsions est de 12 kHz. Dans le cas du n° 134, il suffit de régler la fréquence de calage du NE 567 à 12 kHz à l'aide de ses composants périphériques. Ce circuit intégré très intéressant a été détaillé dans une fiche technique publiée dans *Electronique Pratique* n° 169 p. 107.

2 M. CAIN

Electronique Pratique propose dans le n° 180 un simulateur logique à EPROM. Il me semble

qu'une erreur s'est glissée dans le listing présenté à la page 59. Pourriez-vous me confirmer ce point ?

Votre remarque est tout à fait fondée. En examinant les différentes adresses et données HEXA, on remarque que l'intitulé des fonctions NOR et OR ont été interverties. Le listing correct est le suivant

Fonctions logiques	Adresses HEXA	Données HEXA
EXNOR	1	10
	101	80
	201	20
	301	B0
EXOR	2	0
	102	90
	202	30
	302	A0
OR	8	0
	108	90
	208	30
	308	B0
NOR	20	10
	120	80
	220	20
	320	A0
NAND	80	10
	180	90
	280	30
	380	A0
AND	40	0
	140	80
	240	20
	340	B0
NO	10	10
	110	8E
	210	2E
	310	A0
ARRET	4	A
	104	8A
	204	2A
	304	AA

3 M. COLIN

Je possède une alimentation réglable de 0 à 30 V 5 A, stabilisée et filtrée. Celle-ci a été endommagée lorsque j'ai voulu recharger une batterie au plomb (12 V 16 Ah) d'une moto. Cette opération ne demandant qu'un faible courant, je ne pensais pas aboutir à un tel résultat. Pourriez-vous me donner quelques indications pour remettre en état cette alimentation

Il est probable que votre alimentation a été détériorée suite à une surcharge thermique de la partie puissante de l'alimentation. La résistance interne d'une batterie est particulièrement faible et peut

entraîner un courant de charge assez important.

Nous vous conseillons de vérifier et de remplacer éventuellement le ou les transistors de puissance de votre alimentation. Nous vous rappelons que cette opération peut être effectuée simplement avec un ohmmètre.

4 M. PEAUDE CERF

Avez-vous publié des montages permettant le déclenchement de flashes de façon automatique ?

Les montages en rapport avec la photographie restent très appréciés de nos lecteurs. Nous avons proposés des montages qui pourraient satisfaire votre demande dans les numéros suivants : n° 159, p. 90 : flash automatique n° 174, p. 87 : déclencheur pour flash.

5 M. DURRANDY

J'ai été intéressé par votre article « L'ABC du triac » dans Electronique Pratique n° 179. En effet, vous parlez de l'utilisation des triacs dans les gradateurs de lumières. Vous mentionnez que certains montages produisent des parasites HF et qu'il faut intégrer un commutateur à zéro. Pourriez-vous me donner de plus amples renseignements sur ce point ?

Au préalable, il est bon d'expliquer la raison de ces parasites. Lorsqu'un triac reçoit un signal de commande sur sa gâchette, il devient brusquement conducteur.

Si ce signal intervient, alors la sinusoïde correspondant à la tension secteur est à son maximum, le courant passera de 0 à une valeur assez importante en un laps de temps particulièrement bref, d'où création de parasites.

En revanche, si le triac est commandé alors que la sinusoïde est au point zéro, aucun courant important ne pourra se créer, et la montée en courant sera adoucie par la forme de la sinusoïde, d'où absence de parasites.

La gradation peut être envisagée selon deux modes :

— Le mode proportionnel où le signal de commande du triac est périodique. La largeur des alternances transmises à la charge (0 à 20 ms) dépend donc de la position

de l'organe de commande (souvent un potentiomètre). Le mode est celui qui produit le plus de parasites. Il est notamment utilisé pour contrôler la luminosité d'une lampe.

— Le mode en tout ou rien. Dans ce cas, on s'astreint à ne fournir que des alternances complètes (20 ms). En revanche, le système de gradation gère le nombre d'alternances commandées. Si, par exemple, le potentiomètre est en position médiane, une alternance sur deux sera transmise à l'utilisation. Dans ce cas, on a l'assurance de toujours commander le triac lorsque la sinusoïde est à son point zéro, d'où élimination des parasites. Ce mode est souvent employé pour contrôler une charge thermique (convec-teurs...). Appliqué à une lampe, il produit un scintillement inacceptable. Pour remédier aux parasites inhérents au premier cas, il est nécessaire de prévoir un filtre constitué d'une self et d'un réseau RC. Voici la liste des composants du kit EXPE 35 proposé dans EP n° 125 :

NOMENCLATURE D'EXPE 35

Résistances 1/4 W

R₁ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)

R₂ : 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)

R₃ : 470 Ω (jaune, violet, marron)

Condensateurs

C₁, C₂, C₃ : 100 nF/250 V

Potentiomètre

220 kΩ avec interrupteur

Semi-conducteurs

Diac : 32 V

Triac : BTB-06400 B ou équivalent

Divers

1 bornier 2 contacts

1 tore ø 20,5 mm

2 pinces porte-fusible

1 fusible 2 A

1 mètre de fil Cu ø 0,75

1 support métal réf. 898-81

« Legrand »

1 circuit imprimé EXPE 35

1 enjoliveur 80 x 75

1 bouton ø 34

6

M. CRUZ

Je projette de réaliser le détecteur de présence que vous avez décrit dans Electronique Pratique n° 179. Pourriez-vous me confirmer la valeur de C₁ (2 200 µF) ?

La valeur de C₁ est effectivement de 2 200 µF. Ce choix s'explique par la consommation non négligeable de la partie émission HF. En outre, la photo de la page 47 permet de confirmer cette valeur. Notez que la consommation de la

partie réception est plus faible. En conséquence, l'auteur a prévu un condensateur de filtrage moins important.

7

M. GOULEUF

Débutant dans la pratique de l'électronique, je souhaiterais savoir s'il existe un moyen pour réparer un circuit imprimé qui, après sa réalisation, présente des microfissures dans le tracé du cuivre.

De plus, pourriez-vous m'indiquer pourquoi certains composants sont placés sur la face supérieure du circuit, et parfois côté cuivre ?

Il arrive parfois, notamment pour les débutants, que la gravure des circuits imprimés ne soit pas parfaite et laisse apparaître quelques imperfections, voire des micro-coupures. Si celles-ci sont très fines, une goutte d'étain permettra de rétablir la liaison électrique. Dans le cas contraire, il sera nécessaire de prévoir un petit fil de cuivre qui remplacera la partie absente, au détriment bien sûr de la présentation.

En règle générale, les composants sont placés côté « composants ». *Electronique Pratique* s'efforce de respecter cette règle pour faciliter la réalisation par l'amateur. Dans certains cas, il est nécessaire, notamment pour des raisons d'encombrements, de placer le composant côté cuivre.

Les réalisations professionnelles exploitent la technique du « circuit double face », qui présente en fait deux faces « cuivre » pour faciliter le cheminement des liaisons. Cela nécessite une certaine expérience.

8

M. CHEDHOMME

J'ai été très intéressé par le montage intitulé « Retard à l'extinction des feux code » proposé dans Electronique Pratique n° 178. Pouvez-vous me confirmer que le relais prévu peut commander les feux code sans inconvénients ?

La majorité des véhicules modernes sont dotés d'un relais permettant de commander le courant nécessaire à l'allumage des deux lampes. Le relais préconisé dans l'article convient tout à fait dans ce cas.

En revanche, si votre véhicule n'est pas muni d'un relais auxiliaire de code (facilement repérable à l'oreille lors de l'allumage des codes), il sera nécessaire de passer par l'intermédiaire d'un relais supplémentaire.

Ce type de relais est couramment distribué dans les magasins spécialisés en accessoires auto.

9

M. ESTIVAL

Je viens de remarquer que vous proposez de télécharger les circuits imprimés publiés dans Electronique Pratique. Comment procéder pour accéder à ce nouveau service ?

Effectivement, votre revue vient de lancer le téléchargement des circuits imprimés publiés dans la revue. Pour cela, il suffit de disposer :

- d'un minitel ;
- d'un cordon de téléchargement et du logiciel correspondant (disponibles chez Dédale Télématique, 5, rue C.-Mivière, 92270 Bois-Colombes (55 F port inclus). Préciser le type de lecteur.

Le n° 182 (p. 96) précise la manière de sélectionner les fichiers, de les transférer et de les exploiter.

Electronique Pratique présente, dans le n° 181, une interface permettant de relier la sortie série d'un micro-ordinateur compatible PC à un Minitel.

10

M. FOURNIER

Certaines diodes de puissance existent en version positive ou négative. Quelles différences caractérisent ces composants ?

Comme vous le mentionnez, la plupart des diodes de puissance existent sous deux formes (positive ou négative). Cette appellation indique simplement si le boîtier est relié à l'anode ou à la cathode de la diode. Il est ainsi facile d'imaginer de réaliser un redresseur en pont constitué de deux radiateurs distincts. Sur le premier sera placé deux diodes positives, tandis que le second recevra deux diodes négatives.

ELECTRONIQUE PRATIQUE

2 à 12, rue de Bellevue
75940 Paris Cedex 19

INFO

Téléchargements des circuits imprimés et des logiciels

A la fin du mois de juin nos lecteurs trouveront sur notre serveur minitel 3615 code EPRAT la plupart des circuits imprimés à partir du n° 182 ainsi que les logiciels à partir du n° 177 de la revue. Le Minitel 3615 EPRAT vous apporte toujours les renseignements habituels.

