SOMMAIRE

ELECTRONIQUE PRATIQUE

N° 185 OCTOBRE 1994
I.S.S.N . 0243 4911

◆

PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD
S.A. au capital de 5 160 000 F
2 à 12, rue Bellevue, 75019 PARIS
Tél. : 44.84.84.84 - Fax : 42.41.89.40
Télex : 220 409 F
Principaux actionnaires :
M. Jean-Pierre VENTILLARD
Mme Paule VENTILLARD

◆

Président-Directeur Général
Directeur de la Publication :
Jean-Pierre VENTILLARD
Directeur honoraire : **Henri FIGHIERA**
Rédacteur en chef : **Bernard FIGHIERA**
Secrétaire de rédaction : **Philippe BAJCIK**
Maquette : **Jacqueline BRUCE**
Maquette : **Rachid MARAÏ**
Avec la participation de
M. Benaya, P. Morin, J.-F. Machut, J. Cerf, P. Oguic, R. Knoerr, P. Tissot, Ph. Tiennot, B. Quintin, F. Jongbloët, D. Roverch, A. Garrigou.

◆

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

◆

Marketing/Ventes : **Jean-Louis PARBOT**
Tél. : **44.84.84.84**
Inspection des Ventes :
Société PROMEVENTE, M. Michel IATCA
11, rue de Wattignies, 75012 PARIS
Tél : 43.44.77.77 - Fax : 43.44.82.14

◆

Publicité : **Société Auxiliaire de Publicité**
70, rue Compans, 75019 PARIS
Tél. : 44.84.84.85 - CCP Paris 3793-60
Directeur commercial : **Jean-Pierre REITER**
Chef de publicité : **Pascal DECLERCK**
Assisté de : **Karine JEUFFRAULT**

◆

Abonnement : **Marie-Christine TOUSSAINT**
Voir nos tarifs (spécial abonnements, p. 30).
Préciser sur l'enveloppe « SERVICE ABONNEMENTS »
"Service abonnement" mensuel
Tél. : **44.84.85.16**
Important : Ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal.
Les règlements en espèces par courrier sont strictement interdits.
ATTENTION ! Si vous êtes déjà abonné, vous faciliterez notre tâche en joignant à votre règlement soit l'une de vos dernières bandes-adresses , soit le relevé des indications qui y figurent. • Pour tout changement d'adresse, joindre 2,50 F et la dernière bande.
Aucun règlement en timbre poste.
Forfait 1 à 10 photocopies : 30 F.

◆

Distribué par :
TRANSPORTS PRESSE

« Ce numéro a été tiré à 73 200 exemplaires »

DIFFUSION CONTRÔLE OJD 1993

SYNDICAT DE LA PRESSE SPEP DES ENTREPRISES ET DES PROFESSIONNELS

BVP Bureau de Vérification de la Publicité

REALISEZ VOUS-MEME

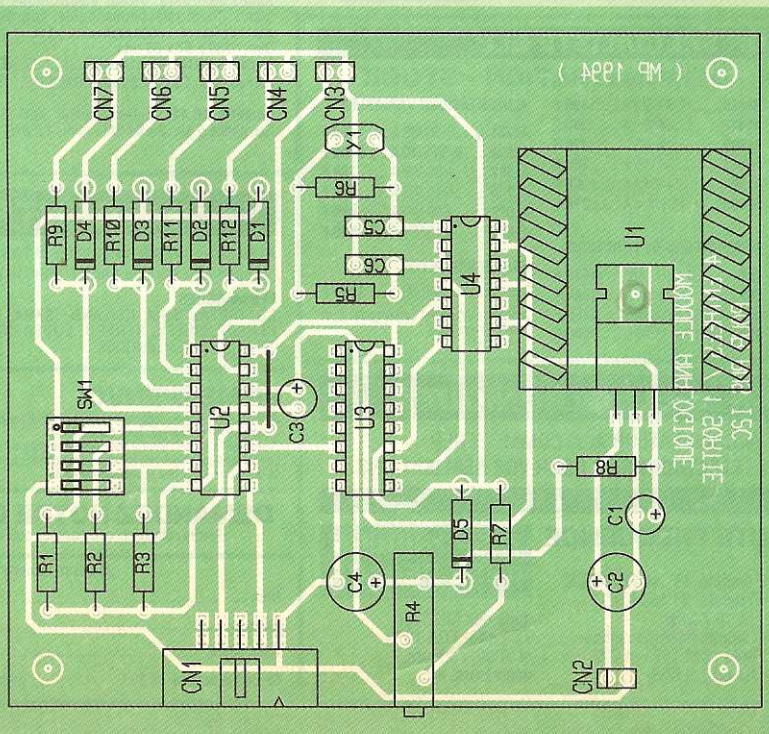
31 Commutateur audio
35 Carte entrée-sorties pour Bus I²C
39 Amplificateur pour karaoké
45 Commande à induction
51 Fréquencemètre 20 MHz
65 Thermomètre parlant
73 Signalisation audiovisuelle
78 Faites parler votre voiture
85 Temporisateur d'aérateur
89 Capacimètre inductancemètre
95 Analyseur de spectre audio
104 Commutateur automatique de gammes

PRATIQUE ET INITIATION

82 Multimètre Altai
101 Fiches à découper
111 Filtres électroniques
116 Fiche composant : le NE 567

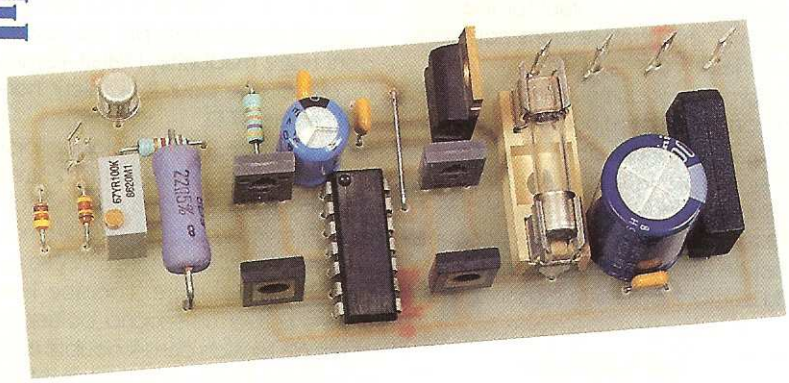
DIVERS

59-60-61-62 Encart Eurotechnique



DOMOTIQUE
PC
ROBOT
RADIO
FICHE TECHN
AUTO
JEUX
MODÉLISME
MESURES
AUDIO
GADGETS
INITIATION
COURRIER
FICHE À DÉCOUPER

COMMUTATION AUDIO REPARTIE



S'il est une expression heureuse, c'est bien celle de Chaîne Haute Fidélité, parce que comme toutes les chaînes, une installation HiFi ne possède que la force de son maillon le plus faible. Parmi ceux-ci, il en est un que son manque de noblesse fait négliger à tort : la commutation des sources audio.

Cette fonction n'est en effet que rarement traitée avec le soin qu'elle mérite, derrière les prises plaqué-or qui ornent de plus en plus d'appareils du commerce, on trouve trop souvent des dispositifs qui ne sont absolument pas à la hauteur de la tâche : *transmettre un signal, tout ce signal et rien que ce signal.* Les circuits actifs ne sont pas exempts de défauts sur ce plan, et la plupart des conceptions manquent singulièrement de souplesse, l'esthétique audiophile ayant tendance à « spartiatiser » inconsidérément les produits.

Présentation

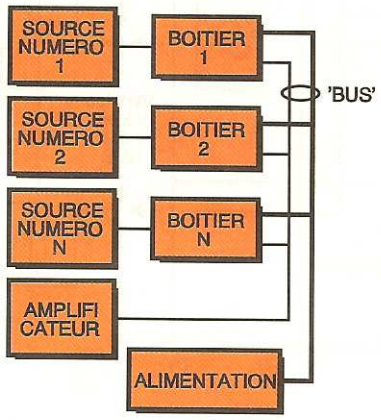
Le montage décrit ici répond à ces critiques en rendant possible la connexion d'un nombre quelconque et surtout non fixé *a priori* de sources audio à un « Bus » analogique selon le synoptique de la **figure 1** ; un câble unique, donc, interconnecte l'ensemble des voies *via* un petit boîtier de commande à l'électronique réduite. Le traitement des signaux est dévolu à des relais qui restent à ce jour le meilleur dispositif de commutation BF. Parmi les avantages que présente ce concept, signalons l'adaptation individuelle des niveaux des sources, la réduction de la diaphonie entre les voies par la suppression des cheminements parallèles de câbles et charge des voies non sélectionnées, la visualisation immédiate de la sélection courante et la présélection d'une source quelconque à la mise sous tension.

Principe de fonctionnement

Différentes solutions sont envisageables : commandes de type DTMF, série, I²C, courants porteurs, etc. Elles présentent divers inconvénients parmi lesquels on peut citer une relative complexité en regard du but à atteindre, la nécessité pour certaines d'une mise au point et la présence de conducteurs de commande pour les boîtiers de sélection. Leur alimentation étant impérative de par la présence de relais, nous nous contraindrons à utiliser les seuls conducteurs qui l'acheminent pour la commande. Ainsi le « Bus » évoqué plus haut sera-t-il composé d'un câble, blindé bien sûr, comportant quatre conducteurs actifs : BF canal droit, BF canal gauche et deux fils d'alimentation des boîtiers. Attention, dans un louable mais intempestif souci de simplification, il ne faudrait pas envisager de remplacer l'un de ces derniers fils par le conducteur de masse, car celui-ci serait alors parcouru par un courant non négligeable et polluerait les signaux BF qu'il est sensé protéger.

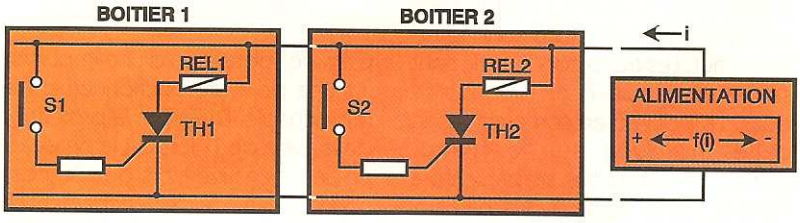
Le fonctionnement électronique du montage repose sur les propriétés des diodes commandées thyristors que l'on arme par excitation de la gâchette et qui se désamorcent par annulation du courant qui les traverse ; les boîtiers qui contiennent ces composants sont alimentés par une source qui asservit sa polarité au courant consommé. Le fonctionnement est le suivant **(fig. 2)**.

Activons le poussoir S_1 : TH_1 est excité et alimente REL_1 qui colle ; cet état demeure après relâchement du



1 LE SYNOPTIQUE DU MONTAGE.

2 UN EXEMPLE DE FONCTIONNEMENT.



poussoir. La voie 1 est sélectionnée. Manœuvrons à présent S_2 : TH_2 est excité et met REL_2 en circuit, le courant consommé augmente et dépasse le seuil d'inversion de la polarité d'alimentation. Les thyristors se désamorcent, le courant tombe et la polarité est rétablie dans son sens originel.
Ce processus durant une fraction de seconde, on a toujours à ce moment le doigt sur S_2 qui active TH_2 et donc REL_2 : la voie 1 est libérée et la voie 2 est sélectionnée.
Notons au passage que la consommation du montage ne dépend pas du nombre de boîtiers connectés.

Le schéma

1. L'alimentation

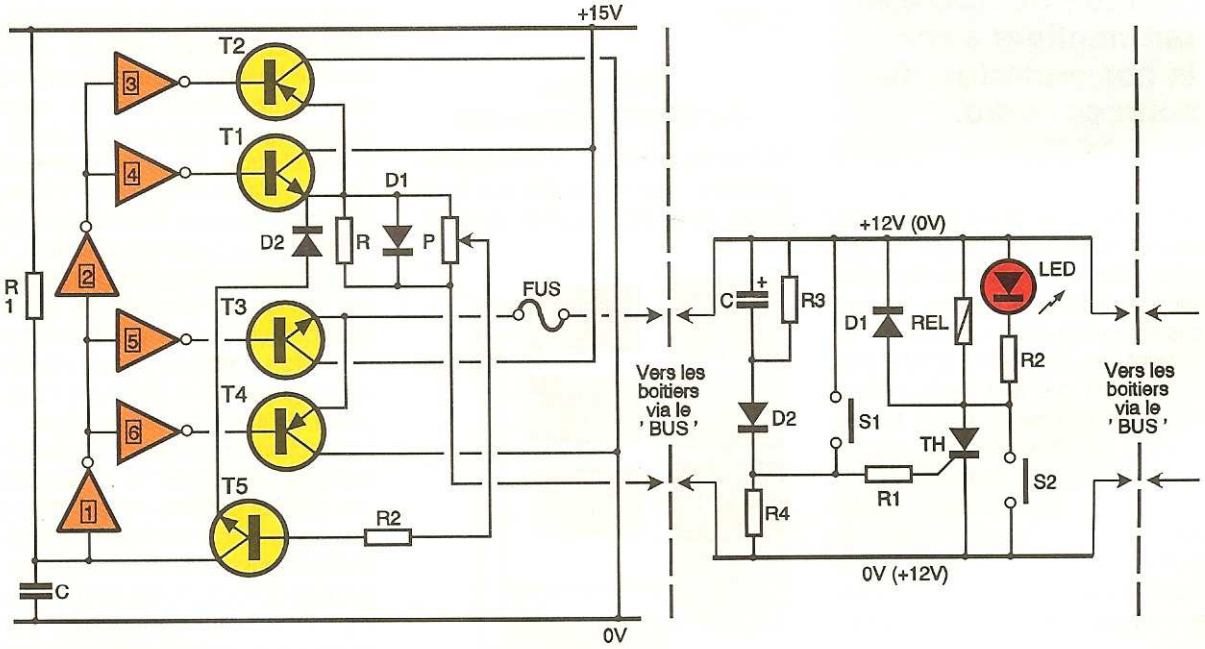
Intéressons-nous d'abord au sextuple inverseur à trigger de Schmitt 40106 de la **figure 3** et aux transistors qui le suivent.

traverse, une fraction de celle-ci est prélevée par P vers la base de T_5 qui est saturé dès lors que le potentiel de sa base atteint 0,6 V. R doit être telle que l'alimentation d'un boîtier provoque une d.d.p. à ses bornes de 1 V. On a donc R = l/i, i étant le courant consommé par les relais ; pour notre maquette, i valait 42 mA, ce qui donne pour R la valeur normalisée de 27 Ω.
Par réglage de P, T_5 est bloqué lorsqu'un seul boîtier est actif, l'entrée de la porte 1 du 40106 est alors forcée au niveau haut par la résistance de rappel R_1 et la polarité est celle indiquée sur la figure. Lorsque l'on vient à activer un second boîtier, la chute de tension dans R double et T_5 est amené à saturation, imposant un niveau bas à l'entrée de la porte ; la polarité s'inverse. Ce niveau bas n'est pas parfait puisque l'émetteur de T_5 n'est pas connecté au 0 V, ce qui impose l'utilisation de portes à trigger.

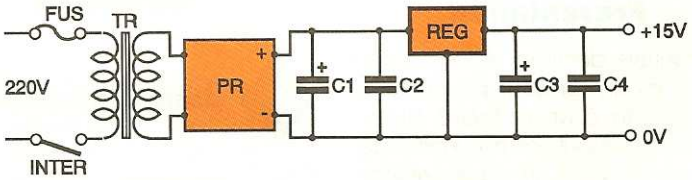
2. Les boîtiers

Ils sont décrits en **figure 4** qui en montre la simplicité : un thyristor (ou un triac comme utilisé sur la maquette) est activé par un bouton-poussoir *via* R_1 et commande un relais chargé de la commutation des sources BF. Une LED en parallèle munie de sa résistance de protection R_2 visualise l'état de ce dernier et D_1 protège TH contre la f.é.m. induite par le relais. L'ensemble R_3, R_4, C, D_2 à câbler sur l'un des circuits sert à la sélection optionnelle d'une source à la mise en service par fourniture d'une impulsion positive au thyristor, D_2 protégeant l'électrochimique C_1 lors de l'inversion de polarité et R_4 assurant sa décharge en l'absence d'alimentation. Un second poussoir

3/4 LES SCHEMAS DE PRINCIPE.



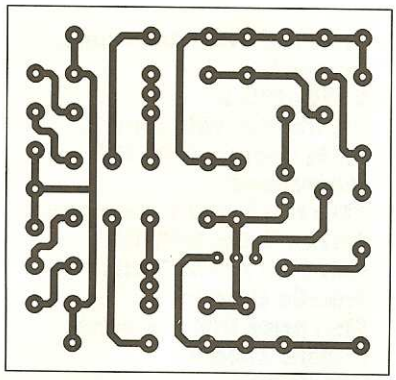
5 L'ALIMENTATION.

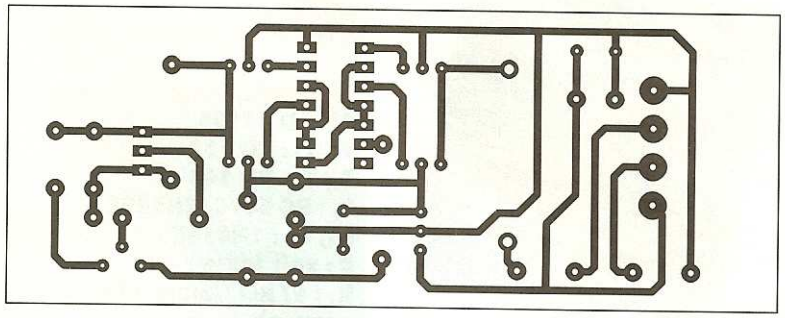


Lorsqu'un niveau haut est présent à l'entrée de la porte 1, les sorties des portes 3 et 4 sont au niveau bas, celles des portes 5 et 6 sont au niveau haut. Les transistors T_2 et T_3 sont saturés alors que T_1 et T_4 sont bloqués. La polarité en sortie est donc celle indiquée sur la figure. Lorsqu'un niveau bas se présente à l'entrée de la porte 1, les niveaux s'inversent ainsi que la polarité.
Le détecteur de courant est très simple : la résistance R prise en série dans le circuit d'alimentation voit la tension à ses bornes dépendre proportionnellement du courant qui la

C assure l'obtention d'une impulsion franche pour un fonctionnement irréprochable. D_1 assure la protection de la base de T_5 lors de la phase de polarité négative alors que D_2 positionne le seuil de déclenchement du détecteur de courant à 1,2 V, afin que son point de fonctionnement se situe à peu près à mi-course de P. On choisira une résistance R de forte puissance afin que son échauffement demeure limité.

optionnel inséré entre anode et cathode de TH permet la désélection de la source sans activation d'une autre voie ou encore son activation fugitive.
Le montage est alimenté par un classique ensemble transformateur-redresseur-régulateur **(fig. 5)**. A noter la tension d'alimentation de 15 V pour des relais de 12 V, car il faut compenser la chute de tension dans l'espace anode/cathode des thyris-





6 **LE CIRCUIT IMPRIME DE L'INTERFACE.**

tors, dans R et entre collecteur et émetteur des transistors ; ceux-ci étant en effet montés en collecteur commun, le potentiel de chacun des fils d'alimentation du « Bus » se trouve décalé de 0,6 V par rapport à la tension d'alimentation, écart auquel il faut ajouter la tension de déchet des portes du 40106.

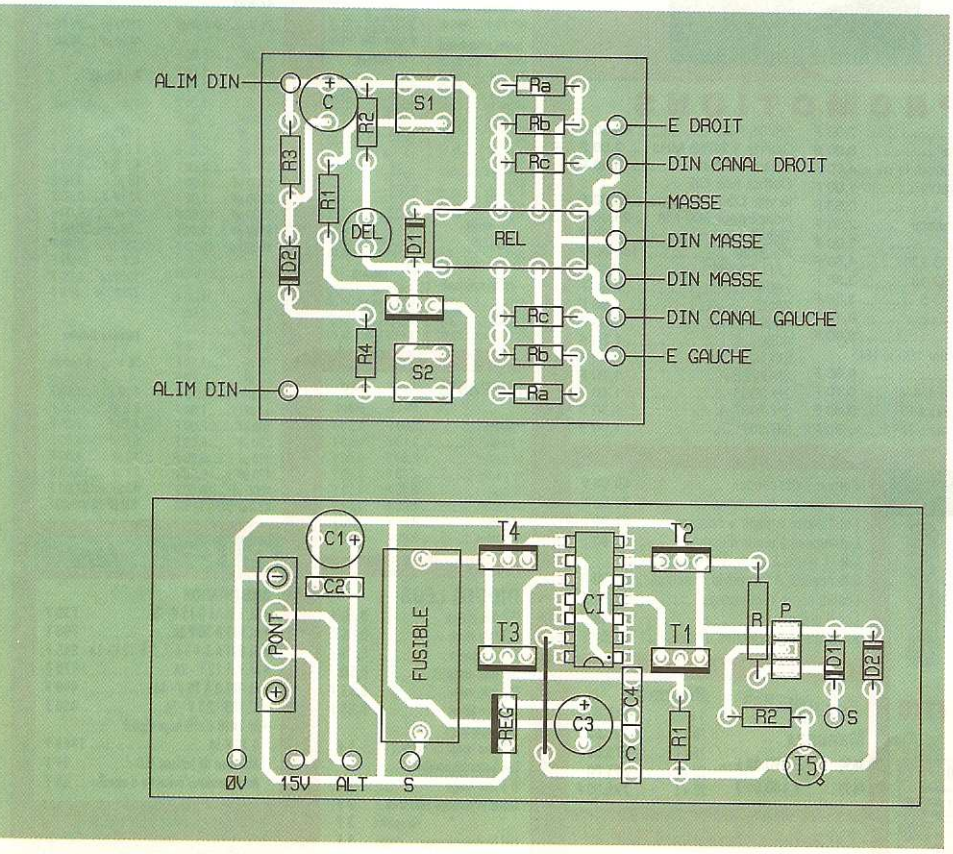
Réalisation

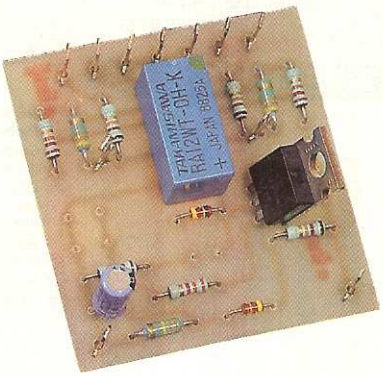
Elle ne présente pas de difficulté majeure, les circuits imprimés et plans d'implantation sont dessinés en **figure 6**. Les poussoirs et la LED des boîtiers seront montés côté circuit imprimé pour en réduire l'encombrement ; pour la confection du « Bus », nous conseillons l'utilisation de prises DIN 5 broches et d'un câble à quatre conducteurs. On trouvera sur les circuits imprimés des boîtiers des emplacements pour des résistances Ra de charge facultatives des voies non sélectionnées ; une valeur de 22 kΩ convient et assure à peu de frais une réduction sensible de la diaphonie entre les sources.

On remarquera également la présence de deux résistances Rb et Rc formant pont diviseur dans le circuit BF ; elles sont destinées à l'équilibrage des niveaux entre les différentes sources (notamment les lecteurs et enregistreurs numériques) ; pour déterminer leur valeur, insérer provisoirement un potentiomètre de 47 kΩ à la place de Rb et Rc, et le régler pour obtenir le même niveau sur toutes les entrées. Mesurer la résistance obtenue de part et d'autre du curseur et affecter ces valeurs aux résistances. Nous déconseillons le maintien du potentiomètre qui dégrade sensiblement le signal.

On pourra en revanche choisir des composants de qualité pour Rb et Rc qui sont sur le passage du signal. Dans le même souci de qualité, on pourra utiliser un relais pour chaque canal dans le but d'améliorer la séparation droite/gauche. Masse électrique et masse BF seront réunies sur l'alimentation et *uniquement à ce point*. Si l'on choisit de ne pas utiliser Rb et Rc, on pourra souder les entrées BF aux points marqués X et Y sur la figure.

7/9 **LES IMPLANTATIONS.**



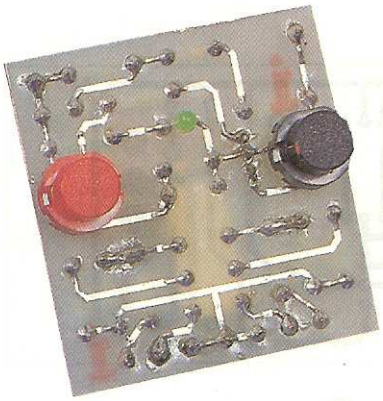


8 **LE CIRCUIT IMPRIME DE L'ALIMENTATION.**

L'INTERFACE DE COMMUTATION VUE COTE RELAIS.

Réglage

Sur la carte d'alimentation, amener le curseur de P du côté l'anode de D_1 et activer deux boîtiers ; manœuvrer ensuite P jusqu'à ce que les relais décollent et dépasser légèrement ce point ; vérifier le fonctionnement et retoucher éventuellement le réglage de P si deux boîtiers peuvent être sélectionnés simultanément (disper-



L'INTERFACE DE COMMUTATION VUE COTE DES POUSSOIRS.

sion des caractéristiques des relais). Il est facile, sous réserve que les relais soient de même type bien sûr, de trouver un point de fonctionnement parfait. Si tel n'est pas le cas, c'est que les courants dans les relais sont trop différents les uns des autres ; le remède consiste en la mise en parallèle sur ceux dont la consommation est la plus faible de résistances qui induiront un courant à travers l'ensemble égal au plus important d'entre eux.

M.B.

LISTE DES COMPOSANTS

1. Alimentation

CI : CD 40106
T_1, T_3 : BD 139
T_2, T_4 : BD 140
T_5 : BC 547C, 2N2222
D_1, D_2 : 1N4148
R : voir texte
R_1 : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
R_2 : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
P : 100 kΩ multitours
C : 100 nF
Fus : fusible temporisé 100 mA

2. Boîtiers de commande

TH : thyristor ou triac genre TIC106 ou 206
D_1 : 1N4148
D_2 : 1N4148*
LED : LED 3 mm couleur au choix
R_1 : 3,3 kΩ (orange, orange, rouge)
R_2 : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
R_3 : 330 kΩ (orange, orange, jaune)
R_4 : 12 kΩ (marron, rouge, orange)
C : 10 µF/25 V
Ra, Rb, Rc : voir texte
S_1, S_2 : poussoir D6 ITT Jeanrenaud
REL : relais 2RT Takamisawa RA12 WT-OH-K (RTKM 12G)
PR_1, PR_2 : prises Cinch/RCA femelle châssis
PR_3 : prise DIN 5 broches femelle châssis
**** Optionnels, voir texte.***

3. Alimentation générale

TR : transformateur 220 V/ 15 V-6 VA
PR : pont redresseur genre KBP104 GI
REG : régulateur 7815
C_1 : 1 000 µF/25 V
C_2, C_4 : 100 nF
C_3 : 100 µF/25 V
Fus : fusible temporisé 100 mA
Inter : interrupteur secteur

4. Bus

Câble blindé quatre conducteurs
Prises DIN 5 broches pour cordon

P3

10, Bd Arago 75013 PARIS
du Mardi au samedi de
9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h
Tél : 43 36 26 05
Fax : 45 35 57 67

LA RENTRÉE A BON PRIX CHEZ P 13

NOUVEAU
KIT CH 102
lecteur / copieur de 68 705 P3 S
420F

CMOS SERIE CD 4000

4000 ....2.00	4032 ....6.00	4073 ....1.70	4515 ....14.00
4001 ....1.80	4033 ....8.50	4075 ....2.50	4516 ....4.80
4002 ....1.80	4034 ....19.00	4076 ....4.70	4517 ....10.20
4006 ....3.50	4035 ....5.50	4077 ....2.00	4518 ....3.50
4007 ....1.80	4036 ....5.00	4078 ....1.80	4519 ....5.00
4008 ....5.00	4040 ....3.80	4081 ....1.50	4520 ....4.00
4009 ....3.00	4041 ....3.80	4082 ....2.00	4522 ....4.80
4010 ....3.50	4042 ....3.80	4085 ....5.00	4527 ....4.80
4011 ....1.50	4043 ....3.80	4086 ....4.50	4528 ....7.00
4012 ....2.50	4044 ....4.80	4089 ....10.00	4536 ....13.50
4013 ....1.80	4045 ....5.00	4093 ....1.80	4538 ....7.00
4014 ....4.80	4046 ....3.80	4094 ....3.80	4539 ....10.00
4015 ....4.50	4047 ....4.50	4095 ....4.80	4541 ....12.00
4016 ....1.00	4048 ....5.00	4096 ....4.80	4543 ....5.50
4017 ....3.80	4049 ....2.80	4097 ....21.00	4556 ....5.00
4018 ....2.80	4050 ....2.20	4098 ....4.00	4558 ....7.30
4019 ....3.00	4051 ....2.20	4099 ....13.00	4584 ....3.80
4020 ....4.80	4052 ....2.90	4160 ....15.00	4585 ....4.00
4021 ....5.00	4053 ....3.80	4174 ....5.00	40098 ....10.00
4022 ....5.00	4054 ....7.50	4175 ....8.00	40103 ....10.00
4023 ....1.80	4055 ....6.50	4501 ....6.00	40104 ....10.00
4024 ....4.50	4060 ....3.00	4502 ....4.30	40106 ....4.50
4025 ....1.80	4066 ....1.90	4504 ....20.00	40109 ....4.00
4026 ....8.50	4067 ....14.50	4506 ....16.00	40160 ....15.00
4027 ....3.50	4068 ....1.50	4508 ....10.00	40174 ....5.00
4028 ....3.80	4069 ....1.50	4510 ....6.00	40175 ....8.00
4029 ....4.80	4070 ....2.00	4511 ....3.00	40192 ....6.00
4030 ....3.00	4071 ....1.80	4512 ....3.80	40193 ....10.00
4031 ....9.00	4072 ....2.00	4514 ....9.30	

PROMOTIONS

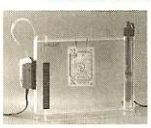
NE 5534	7,00 F	68705 P3S	49,00 F
Peritel Mâle	3,00 F	Quartz 3,27/68 MHz	3,00 F
Cordon 6 Cond. le m	4,50 F	Quartz 4 MHz	3,00 F
2,2 K Ajustable	1,00 F	Coffret noir CIF	
LED 5 mm	0,50 F	le vrai D30	33,00 F
Bouton poussoir	2,50 F	Adaptateur 500 MA	25,00 F
Interrupteur	6,00 F	TEA 5 114	12,00 F
Radiateur TO 220	4,50 F	DL 3722	140,00 F
Radiateur TO 18	3,50 F	LAR 470 nS	7,00 F
Radiateur TO 5	3,50 F	7805	2,50 F
4148	0,15 F	7812	2,50 F
Pont 1,5 A	3,00 F	4060	2,50 F
Plaque Epoxy 100 x 160 Positive	9,00 F	4066	1,50 F
Résistances 1/4 W	0,10 F	LM 324	2,00 F
Condensateurs PF	0,40 F	2N 2222 A	1,10 F
Condensateurs NF	0,80 F	2N 2905	1,40 F
		2N 2907 A	1,10 F
		NE 567	4,00 F

CIRCUITS IMPRIMES

NOUVEAU ! LES AEROSOLS TECHNIQUES "ATO'ECO" Liquide vaporisé par de l'air. Rechargeable 1000 fois. ECONOMIE - SECURITE - NON POLLUANT

Nettoyant sec ..... 54 F	Dégraissant ..... 44 F	Nettoyant après soudure .... 57 F
Nettoyant lubrifiant .... 53 F	Nettoyant plastique .... 42 F	Antistatique ..... 45 F
Désoxydant ..... 51 F	Nettoyant d'écran ..... 49 F	Nettoyant d'encres ..... 49 F

OFFRE SPECIALE LABO COMPLET



= 750 FTTC

EN CADEAU
(Pour tout achat d'un labo complet) un logiciel PADS permettant la saisie de schéma et le routage automatique à 100 %. Version 2.10 - format 3 1/2 + manuel en français. Valeur 500 F. (offre valable dans la limite des stocks disponibles).

La graveuse DP 41
Verticale - Format 270 x 160 mm - Fournie avec pompe, diffuseur d'air et résistance thermostatée.

L'insoleuse DP 42
Machine à insoler compacte 4 tubes. Format utile 260 x 160 mm Fournie en valise.

Pompe à dessouder	49,00 F
Lot 4 pinces électroniques	74,50 F
Lot 1 pince à sertir + cosses	41,00 F
Lot cosses à sertir divers	35,00 F
Lot 1 pince à sertir, 1 fer à souder, 2 précelles, 3 tournevis, 1 scotch	95,00 F
Lot 30 outils (embouts)	85,00 F
Lot 4 précelles	49,00 F
Kit pointes de touches universelles	37,00 F

MULTIMETRES

Manudax
3650..... 690,00 F
4650 ..... 1 100,00 F

Beckman
5 x L..... 345,00 F
10 x L..... 395,00 F
15 x L..... 475,00 F
25 x L..... 715,00
27 x L..... 795,00 F

Service correspondance
Expédition dans toute la France

RAM - EPROM

Synthèse Vocale
ISD 1016 195,00

RAMS DYNAMIQUE
4116.....22.00
4164-10.....22.00
4164-15.....20.00
4164-20.....12.00
41256-10.....22.00
41256-12.....20.00
41C256-8.....32.00
4416=
41416-12.....35.00
4464 =
41464-12.....25.00
4464 =
41464-10.....30.00
44256-80.....60.00
41000.....60.00

SIMM
1 MEGA x 9
(9p) .....N.C
(3p) .....N.C

RAMS STATIQUE
2114.....22.00
2147.....39.00
5565 PL 15.....60.00
6116 2k x 8.....20.00
6148-45.....45.00
6264 8k x 8.....25.00
43256 32k x 8.50.00
551001 128k.185.00

EPROMS
2716.....39.00
2732.....25.00
27C32.....49.00
2764 12.5V.....29.00
2764 21V.....59.00
27C64.....39.00
27128.....34.00
27C128.....49.00
27256.....35.00
27C256.....30.00
27512.....70.00
27C512.....60.00
27010.....59.00
27C1001.....49.00
27C20.....90.00
27C2001.....90.00
27C4001.....190.00

QUARTZ
2.768 KHz.....5.00
3.000 MHz petit49.00
1.000 MHz Gros42.00
1.8432 MHz....15.00
2.4576 MHz....15.00

SUPPORTS

	TULIPE Pièce	LYRE Pièce
6 pattes	1,00 F	0,50 F
8 pattes	1,10 F	0,60 F
14 pattes	2,50 F	0,80 F
16 pattes	2,70 F	1,00 F
20 pattes	3,00 F	1,10 F
24 pattes	4,00 F	1,20 F
28 pattes	4,50 F	1,40 F
40 pattes	6,00 F	2,40 F

DIODES LEDS

Ø 3 mm rouge	0,50 F
Ø 3 mm verte	0,55 F
Ø 3 mm jaune	0,55 F
Ø 5 mm rouge	0,50 F
Ø 5 mm verte	0,55 F
Ø 5 mm jaune	0,55 F
Led clignotante	
Ø 5 mm rouge ou verte	5 F
Led haute luminosité	
Ø 5 mm rouge	2 F
Diode infrarouge émettrice	3 F
" " réceptrice	3 F
Led bicolores (rouge et verte)	5 F
3 pattes	3 F

CHIMIQUES

Axiaux

25 V.....À l'unité	
10 µF .....1,00 F	
22 µF .....1,00 F	
33 µF .....1,10 F	
47 µF .....1,20 F	
100 µF .....1,40 F	
220 µF .....1,60 F	
330 µF .....1,80 F	
470 µF .....2,20 F	
1000 µF .....4,00 F	
2200 µF .....7,00 F	
3300 µF ....10,00 F	
4700 µF ....15,00 F	
10000 µF ..40,00 F	
63 V .....à l'unité	
1µF .....1,00 F	
2,2 µF .....1,00 F	
3,3 µF .....1,00 F	
4,7 µF .....1,00 F	
10 µF .....1,10 F	
22 µF .....1,20 F	
33 µF .....1,30 F	
47 µF .....1,60 F	
100 µF .....2,00 F	
220 µF .....4,00 F	
330 µF .....5,00 F	
470 µF .....8,00 F	
1000 µF ....10,00 F	
2200 µF (50V) 12,00 F	
3300 µF ....25,00 F	
4700 µF ....30,00 F	

Radiaux

63V.....À l'unité	
1 µF .....0,50 F	
2,2 µF .....0,50 F	
4,7 3µF.....0,50 F	
10 µF .....0,50 F	
22 µF .....0,50 F	
47 µF .....0,60 F	
100 µF .....0,60 F	
220 µF .....0,90 F	
470 µF .....1,20 F	
1000 µF ....3,00 F	
2200 mF...4,00 F	

Tantale Goutte

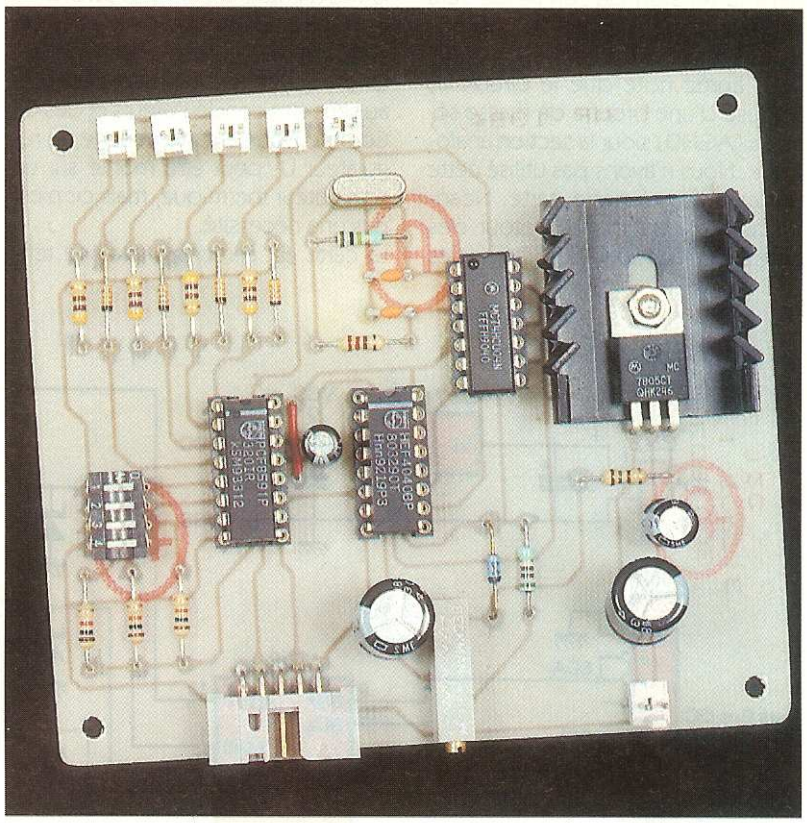
35 V.....à l'unité	
1 µF .....1,10 F	
2,2 µF .....1,40 F	
4,7 µF .....2,50 F	
6,8 µF .....4,00 F	
10 µF .....4,50 F	
22 µF .....10,00 F	
47 µF .....27,00 F	
100 µF 16 V18,00 F	

elc CENTRAD

ALIMENTATION
- AL 745 AX 0-15 V - 3A ..... 730 F
- AL 812 0-30 V 2A ..... 790 F
- AL 841 A 3-4-5-6-7, 5-9-12 V - 1A. 245 F
- AL 931 12 V - 2A. ..... 270 F
- AL 901 3 À 15 V - 4A ..... 490 F
- AL 893 12,5 V - 5A. ..... 430 F
- AL 781N à affichage digital 0-30 V 5A ..... 1990 F
  Afficheur de tableau LCD ..... 99 F
  Ampèremètre/Volmètre à aiguille... 48 F

Fers à souder ANTEX
CS 230 15 W ..... 151 F
XS 230 25 W ..... 149 F
Support de fer ..... 54 F

Dans la série des montages évoluant autour d'un microcontrôleur, nous vous proposions la gestion d'un bus I²C. Nous continuons par la description d'une carte d'entrée/sortie analogique pilotée par ce bus développé par la firme Philips . Cette description permet de diriger 4 entrées vers 1 sortie grâce au circuit intégré spécialisé PCF 8591, il fonctionne à l'aide d'un convertisseur à approximations successives et un DAC à mémoire analogique.



METTEZ UN MICROCONTROLEUR DANS VOS MONTAGES : (CARTE ANALOGIQUE)

La carte entrées/sortie analogiques pour bus I²C

Le circuit de la carte d'entrées/sortie analogiques est reproduit en **figure 1**. Vous constaterez une fois de plus que nous avons utilisé un circuit dédié au bus I²C pour réaliser la carte. Le cœur du montage est le circuit U_2 (PCF 8591) détaillé en **figure 2**. Ce circuit dispose de quatre entrées et d'une sortie analogiques, en plus de la logique nécessaire pour se connecter au bus I²C.

L'alimentation de la carte est confiée au circuit U_1. Nous ne nous attarderons pas sur le sujet. Comme pour la carte horloge, la connexion avec le bus I²C est immédiate puisque toute la logique nécessaire est intégré dans U_2. Les entrées SDA et SCL sont donc reliées directement au bus. Les résistances de rappel à VCC sont inutiles pour les raisons déjà indiquées. La sélection de l'adresse à laquelle le montage répond sur le bus I²C sera configurée à l'aide des interrupteurs du bloc SW_1. Vous noterez qu'il y a huit combinaisons possibles cette fois-ci. Vous pourrez donc monter jusqu'à huit cartes sur le même bus.

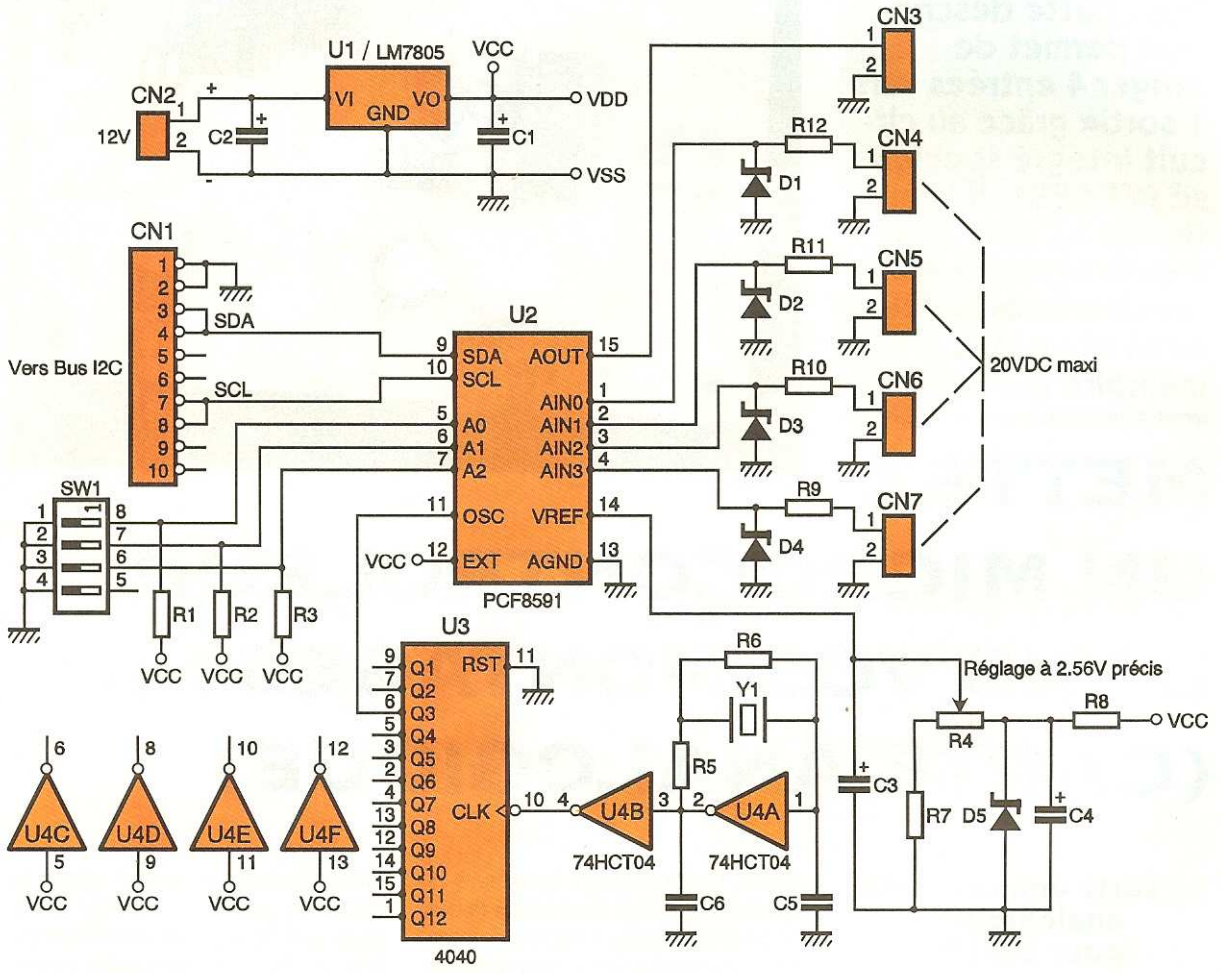
Le convertisseur par approximations successives intégré dans le circuit U_2 nécessite un signal d'horloge. Tous les temps d'établissements des signaux seront conditionnés par la fréquence et la stabilité de ce signal d'horloge. Bien que le circuit U_2 dispose d'une horloge interne, nous avons préféré retenir un oscillateur à quartz pour une meilleure stabilité. L'entrée EXT du circuit U_2 doit être au niveau haut pour que la patte 11 du circuit devienne l'entrée du signal d'horloge.

L'horloge du montage est constituée de la porte U4A avec le quartz, les résistances et les capacités associées. C'est un classique du genre. Le circuit U_3 permet de diviser la fréquence d'horloge par huit afin de piloter U_2 dans des limites plus raisonnables.

La sortie analogique du circuit U_2 (AOUT sur patte 15) est disponible directement sur CN_3. Les entrées analogiques AIN0 et AIN1 sont protégées par les diodes zener D_1 à D_4 avec les résistances associées. La protection n'est pas prévue pour vous permettre toutes les excentricités. Au-delà de 20 V, la puissance dissipée par les diodes et les résistances dépassera les limites autorisées. Une petite fumée nauséabonde vous rappellera vite à l'ordre.

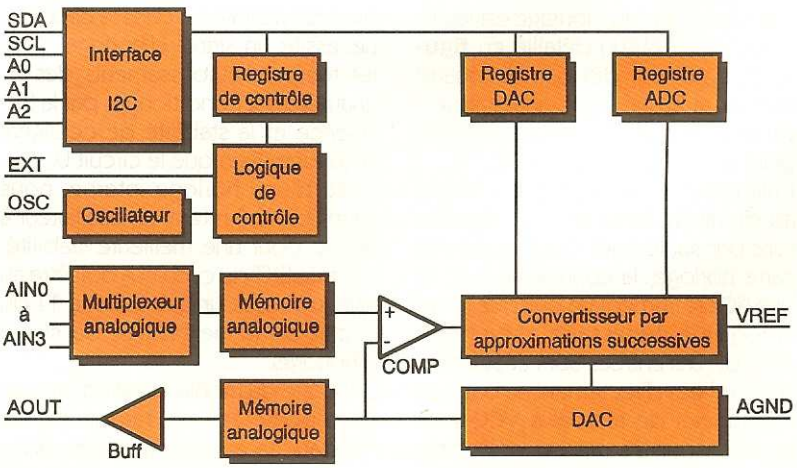
La valeur de la tension de sortie ou de la mesure des tensions d'entrées est conditionnée par la tension de référence présente sur la patte 14 du circuit U_2. Pour permettre un ajustement précis, la tension de référence est issue d'un pont diviseur monté

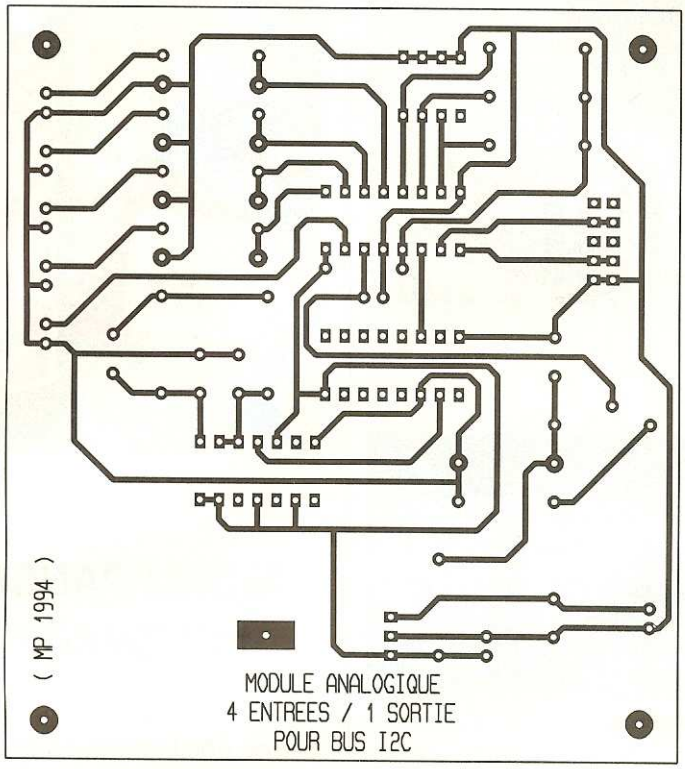
aux bornes de la diode zener D_5. Ainsi la tension de référence sera peu influencée par les fluctuations de la tension VCC.
Vous aurez noté que le circuit U_2 dispose d'une broche de masse séparée (AGND) pour la section analogique. Nous n'avons pas utilisé cette particularité sur notre carte. Néanmoins, les chemins de retour des pistes de masse ont été différenciés afin de minimiser les effets des commutations de la section logique du circuit.
La tension de sortie disponible sur la sortie AOUT est donnée par la formule :
VAOUT = (VREF/256) x (Contenu du Registre DAC)
En ce qui concerne la valeur lue dans le registre ADC, après conversion, c'est un peu plus compliqué. Le PCF 8591 permet de traiter les entrées AIN0 à AIN1 de façon différentielles. Le résultat lu dans le registre ADC sera donc fonction de la configuration demandée au circuit. Nous y reviendrons plus loin.
En ce qui concerne la carte d'entrées/sortie analogiques, le circuit imprimé est reproduit en **figure 3** et la vue d'implantation en **figure 4**. Il y a un strap sur la carte. Il n'y a pas de difficulté particulière pour l'implantation. Soyez tout de même attentifs au sens des condensateurs et des CI. Comme pour la carte horloge, le régulateur U_1 peut être monté sur un dissipateur thermique, mais ce n'est pas une nécessité.
La carte est alimentée par une tension de 12 VDC qui n'a pas besoin d'être stabilisée. Une tension correctement filtrée fera très bien l'affaire, comme c'est le cas par exemple des petits blocs d'alimentation d'appoints pour calculatrices. Soyez vigilants au sens des connexions des points d'alimentation.
Pour la carte d'entrées/sortie analogiques, le réglage est très simple. Placez un voltmètre entre la patte 14 et



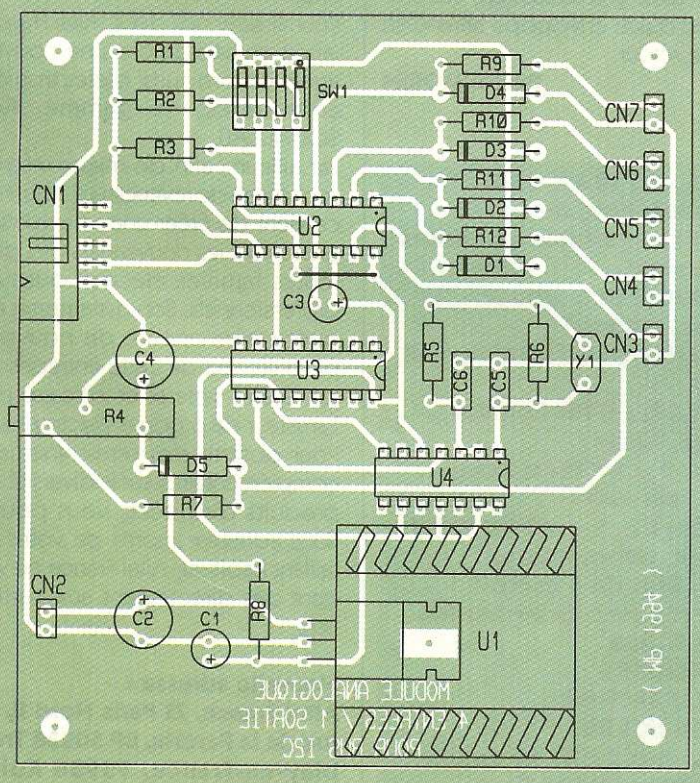
1 LE SCHEMA DE PRINCIPE

2 LE CIRCUIT PCF 8591





3 LE CIRCUIT IMPRIME.



4 L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

la patte 13 du circuit U_2 (masse en patte 13). Ajuster R_4 pour mesurer 2,56 V le plus précisément possible.

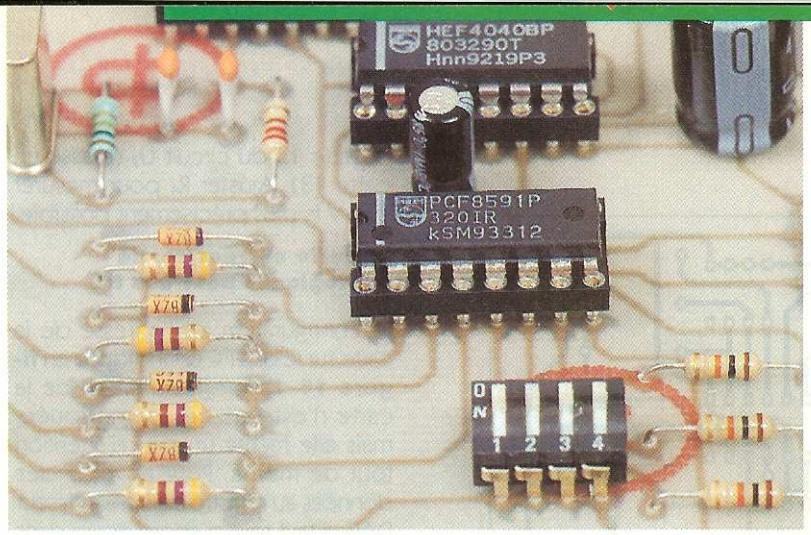
La carte entrées/sortie analogiques pour bus I²C

La configuration de l'adresse de la carte sur le bus I²C est indiquée en **figure 11**. La programmation de la carte n'est pas très compliquée, mais elle mérite un peu d'attention tout de même. Pour envoyer des données au registre du convertisseur DAC, il faut tout d'abord écrire dans le registre de contrôle, puis tous les octets suivants seront convertis par le DAC. Le registre de contrôle configure le traitement associé aux entrées et valide ou non la sortie du DAC.

Pour placer une valeur sur la sortie du DAC, il faut donc envoyer l'adresse du circuit sur le bus, avec le bit 0 mis à 0 *(Write)*, puis envoyer l'octet de contrôle en ayant pris soin de placer le bit 6 à 1 pour activer la sortie, et enfin, il faut envoyer la ou les données à convertir. Le résultat de la conversion sera transféré réellement sur la sortie après le bit d'acquittement associé aux octets des données. Entre-temps, la sortie du DAC restera à la valeur de la conversion précédente. Si aucun octet n'a été envoyé au DAC depuis la mise sous tension, la sortie du DAC restera à 0 automatiquement. Le circuit dispose d'une remise à zéro automatique.

La lecture des données issues du convertisseur ADC est un peu plus complexe. Vous avez sûrement remarqué que le registre de contrôle permet de choisir le traitement associé aux entrées. La valeur lue sur le canal demandé sera donc fonction de ce traitement. Le canal sélectionné est fonction des bits 0 et 1 du registre de contrôle. Mais ce n'est pas tout. Si le bit 2 du registre de contrôle est à 1, après chaque lecture de la valeur d'un canal, le circuit incrémente automatiquement le numéro du canal sélectionné. Ainsi, à la prochaine lecture demandée au circuit, on obtient la valeur du canal suivant. Une fois arrivé au canal 3, la logique du circuit revient au canal 0 au moment de l'incrémentation. Si le bit 2 du registre de contrôle est à 0, le canal demandé reste sélectionné.

Il reste à aborder l'aspect temporel des choses lors des opérations de lecture. Le circuit PCF 8591 commence par recopier dans une mémoire *(track and hold)* la tension présente en sortie du multiplexeur qui sélectionne le canal. L'ordre d'effectuer l'acquisition *(sampling)* est donné dès réception du bit d'acquittement



LA BASE DE TEMPS A QUARTZ.

SW1-1	SW1-2	SW1-3	SW1-4	Adresse de sélection sur le BUS I²C
ON	ON	ON	XXX	90H
OFF	ON	ON	XXX	92H
ON	OFF	ON	XXX	94H
OFF	OFF	ON	XXX	96H
ON	ON	OFF	XXX	98H
OFF	ON	OFF	XXX	9AH
ON	OFF	OFF	XXX	9CH
OFF	OFF	OFF	XXX	9EH

Fig. 5. – Configuration SW1 de la carte entrées/sortie analogiques.

associé à l'adresse du circuit (avec le bit 0 mis à 1 pour indiquer une lecture). La valeur du canal sélectionné n'est donc pas encore convertie. Le premier octet lu sera en fait le résultat de la conversion précédente (ou 0 après la mise sous tension). Pendant la transmission de cet octet, la valeur souhaitée sera convertie par le convertisseur ADC. Le résultat sera disponible lors de la prochaine lecture demandée au circuit.

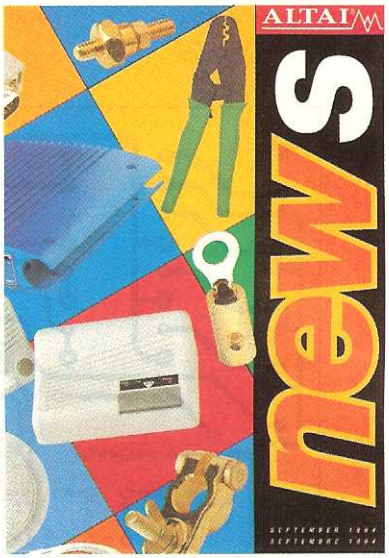
Il faut donc garder à l'esprit qu'à chaque lecture demandée au circuit, la conversion du canal sélectionné débute et la valeur lue sur le bus I²C est celle de la conversion précédente. La programmation est légèrement plus compliquée, mais ce n'est pas « la mer à boire ».

Comme pour la carte horloge, vous pourrez vous procurer le programme de démonstration sur le serveur Minitel ou en envoyant une disquette formatée à la rédaction, accompagnée d'une enveloppe affranchie pour le retour.

Pascal MORIN

LISTE DES COMPOSANTS

La carte entrées/sortie analogiques pour bus I²C
C_1 : 100 µF/25 V sorties radiales
C_2, C_4 : 470 µF/25 V sorties radiales
C_3 : 10 µF/63 V sorties radiales
C_5, C_6 : 47 pF
CN_1 : connecteur série HE10, 10 points mâles, coudé, à souder sur CI, encombrement réduit (par exemple, 3M 2510-5002)
CN_2, CN_3, CN_4, CN_5, CN_6, CN_7 : connecteurs mâles, à souder sur CI, au pas de 2,54 mm
D_1, D_2, D_3, D_4 : diodes zener 5,1 V 1/2 W
D_5 : diode zener 3,3 V 1/4 W
R_1, R_2, R_3 : 10 kΩ 1/4 W (marron, noir, orange)
R_4 : 1 kΩ ajustable multitours horizontal
R_5 : 220 Ω 14 W (rouge, rouge, marron)
R_6 : 1 MΩ 1/4 W (marron, noir, vert)
R_7 : 1,2 kΩ 1/4 W (marron, rouge, rouge)
R_8 : 150 Ω 1/4 W (marron, vert, marron)
R_9, R_{10}, R_{11}, R_{12} : 470 Ω 1/2 W (jaune, violet, marron)
SW_1 : bloc de 4 micro-interrupteurs en boîtier DIL
U_1 : LM7805
U_2 : PCF8591
U_3 : CD 4040 BP
U_4 : 74 HCT 04
Y_1 : quartz 8 MHz en boîtier HC 49/U ou HC 49/S



ALTAI FRANCE DEMENAGE

Près de 6 000 références au catalogue général, entreposées sur 2 700 m² de locaux modernes et fonctionnels, Altai France se positionne comme le distributeur disposant de l'un des stocks les plus importants de France. Ses trois années d'existence ont vu les équipes commerciales, administratives et marketing de l'entreprise se renforcer pour mieux répondre aux attentes du marché.

Pour illustrer nos dires, Altai France a lancé en septembre une nouvelle ligne de produits d'électronique embarquée, la gamme Auto SOUNDLAB.

Par ailleurs, afin de mieux informer son réseau de revendeurs, Altai France vient de créer une « newsletter » présentant les nouveautés des différentes familles électroniques aux professionnels. Son dynamisme et la quête permanente de nouveaux produits font de cette entreprise un partenaire sérieux et efficace pour l'amateur de produits électroniques. Pour obtenir des renseignements complémentaires sur la diversité des produits distribués, vous pouvez vous adresser auprès de votre détaillant habituel, Altai France ne vendant pas directement aux particuliers.

Nouvelle adresse :
Altai France, ZI Paris Nord II, 70, rue de la Perdrix, BP 50238 Tremblay-en-France, 95956 Roissy CDG Cedex. Tél. : (1) 48.63.20.92. Fax : (1) 48.63.09.88.

AMPLIFICATEUR DE KARAOKE

Réaliser un montage audio revient bien souvent, et malheureusement, au même prix que celui auquel il est vendu dans le commerce. Mais notre réalisation apportera un « plus » par rapport à ce matériel grand public.

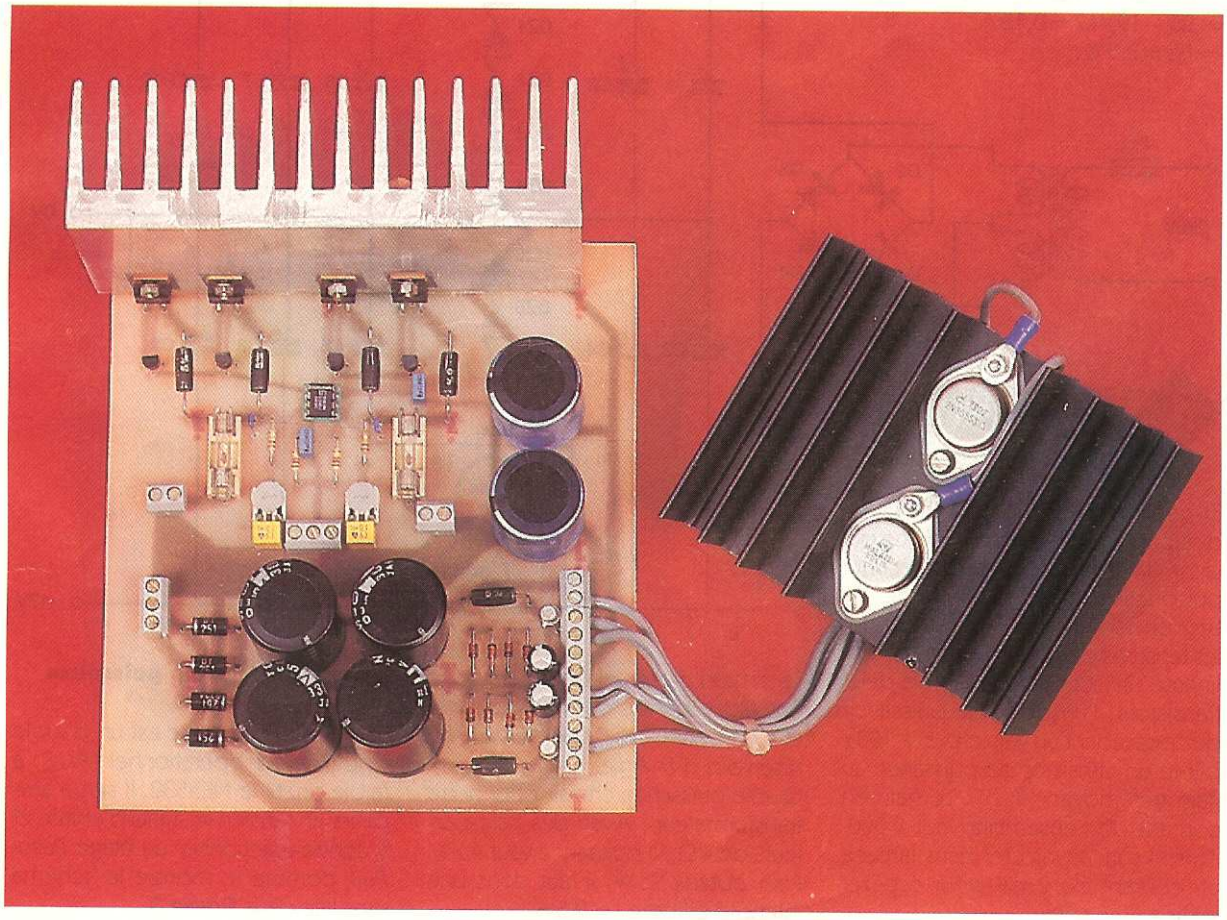
Un karaoké n'est pas seulement constitué d'un amplificateur, il comprend aussi une unité de mixage et des haut-parleurs.
On aura la possibilité de mélanger le son de trois guitares ou micros avec une source de haut niveau (platine K7, lecteur CD, synthétiseur...).
Le son obtenu est ensuite envoyé vers l'amplificateur de puissance et est aussi disponible sur des sorties RCA, donnant ainsi la possibilité d'enregistrer le résultat du mixage.
Enfin, pour que ce groupe de sonorisation portable puisse fonctionner dans n'importe quel endroit, on pourra l'alimenter à partir de deux batteries de 24 V (ou quatre de 12 V...). Nul doute que notre karaoké intéressera tous les musiciens en herbe désireux de sonoriser leur petit groupe !

Principe de fonctionnement

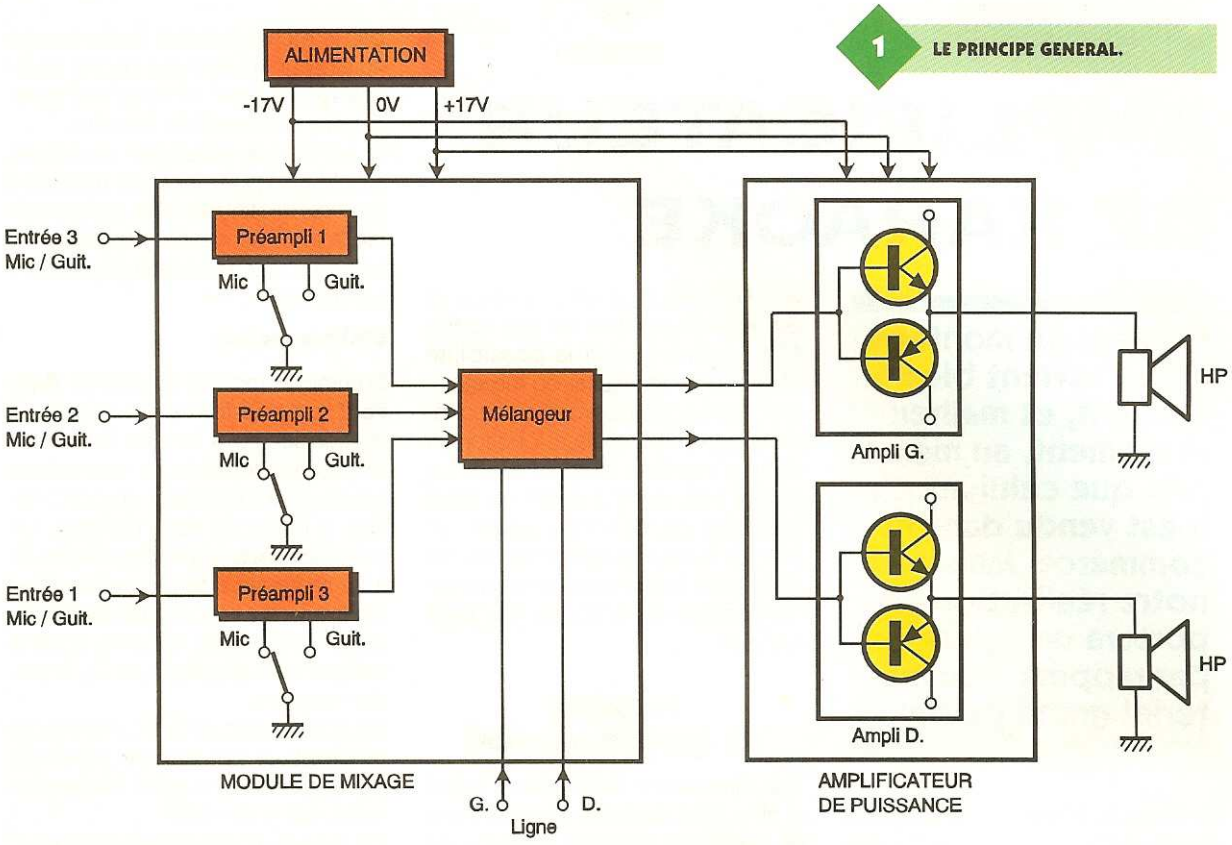
Une alimentation filtrée et stabilisée à + et – 17 V alimente l'amplificateur de puissance ainsi que la platine de mixage, comme on peut le remarquer sur le synoptique de la **figure 1**.
Les signaux d'entrée sont remis au même niveau par un préamplificateur, avant d'attaquer le mélangeur proprement dit. On remarque que le coefficient d'amplification ne sera pas le même pour un micro ou une guitare : un micro nous donne un signal de 2 à 5 mV, alors qu'une guitare nous en fournit dix fois plus.
Le son issu du mélangeur est ensuite amplifié en puissance, de manière à pouvoir piloter des haut-parleurs de faible impédance. Ce rôle est confié à un montage push-pull de classe B contre-réactionné.

L'alimentation

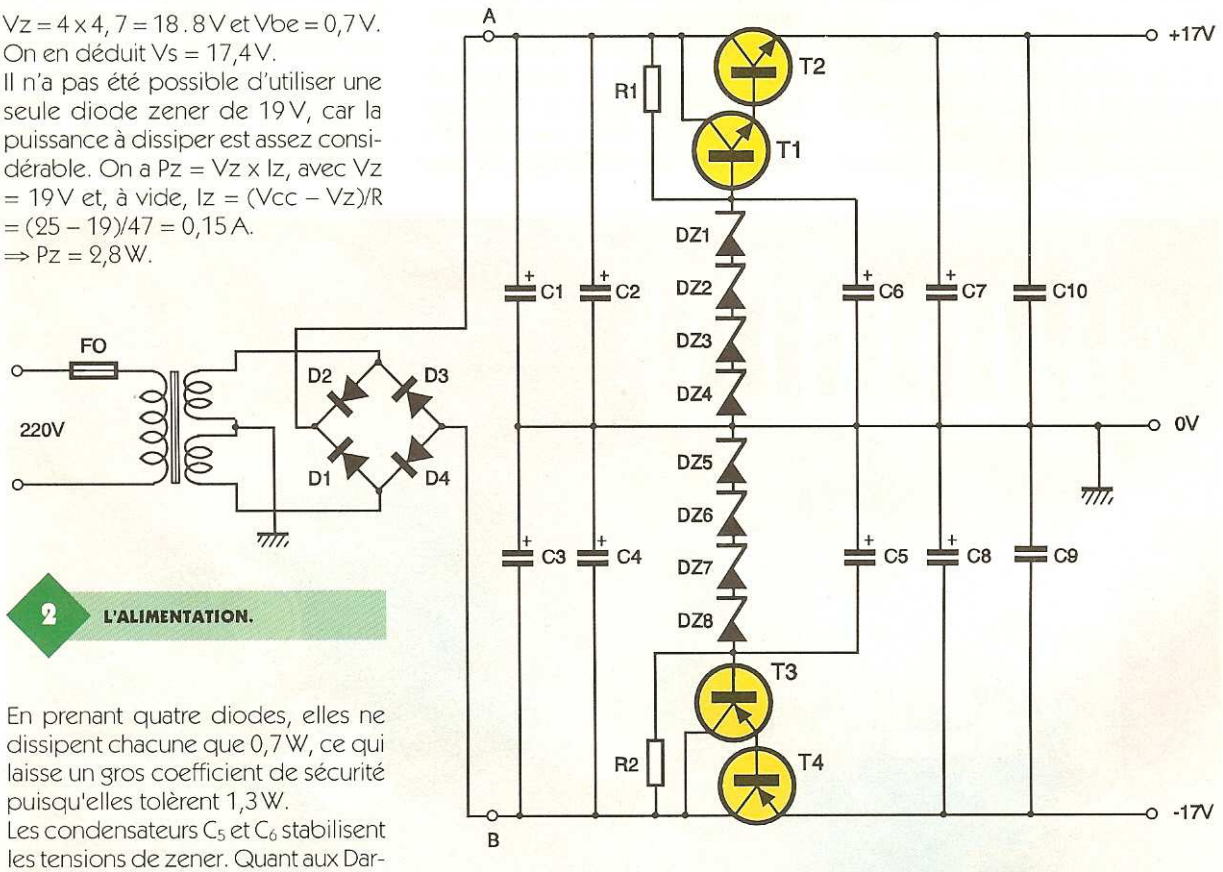
Comme le montre le schéma **figure 2**, un transformateur abaisse la tension secteur à 18 V. Le fait d'avoir deux enroulements au secondaire nous permet d'obtenir un point milieu : la masse de notre montage. Un pont de Graëtz formé des diodes D_1 à D_4 redresse la tension alternative. On trouve sur l'anode des diodes D_3 et D_4 notre tension négative, et sur la cathode des diodes D_1 et D_2, la tension positive.
Les condensateurs C_1 à C_4 filtrent ces tensions et servent de réservoir d'énergie. Ils se chargent à la tension crête, soit + et – 25 V.
On trouve ensuite l'étage régulateur. Il est constitué d'un Darlington dont la base est polarisée à une tension fixe, en l'occurrence le seuil de quatre diodes zener associées en série.
La tension de sortie Vs vaut alors Vzener – (2 x Vbe). Avec les composants choisis, nous obtenons



1 LE PRINCIPE GENERAL.



Vz = 4 x 4,7 = 18.8 V et Vbe = 0,7 V.
On en déduit Vs = 17,4 V.
Il n'a pas été possible d'utiliser une seule diode zener de 19 V, car la puissance à dissiper est assez considérable. On a Pz = Vz x Iz, avec Vz = 19 V et, à vide, Iz = (Vcc – Vz)/R = (25 – 19)/47 = 0,15 A.
⇒ Pz = 2,8 W.



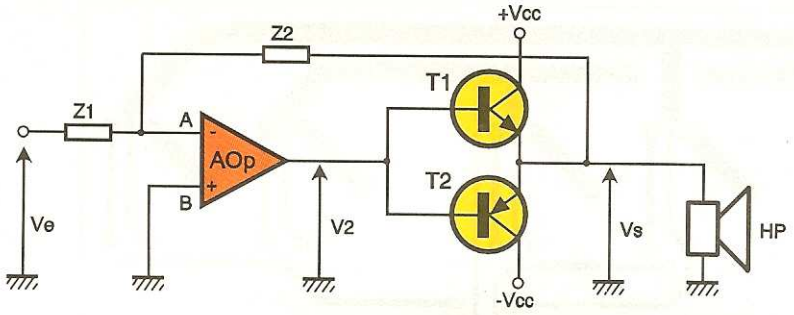
2 L'ALIMENTATION.

En prenant quatre diodes, elles ne dissipent chacune que 0,7 W, ce qui laisse un gros coefficient de sécurité puisqu'elles tolèrent 1,3 W.
Les condensateurs C_5 et C_6 stabilisent les tensions de zener. Quant aux Darlington, ils sont constitués de deux transistors : l'un de faible puissance qui, possédant un gain élevé (# 100), pilote un transistor de puissance au gain très moyen (# 20). Le gain en courant de l'ensemble vaut 2 000. Ainsi il suffit d'injecter dans la base un courant de 2 mA pour espérer sortir 4 A en sortie...

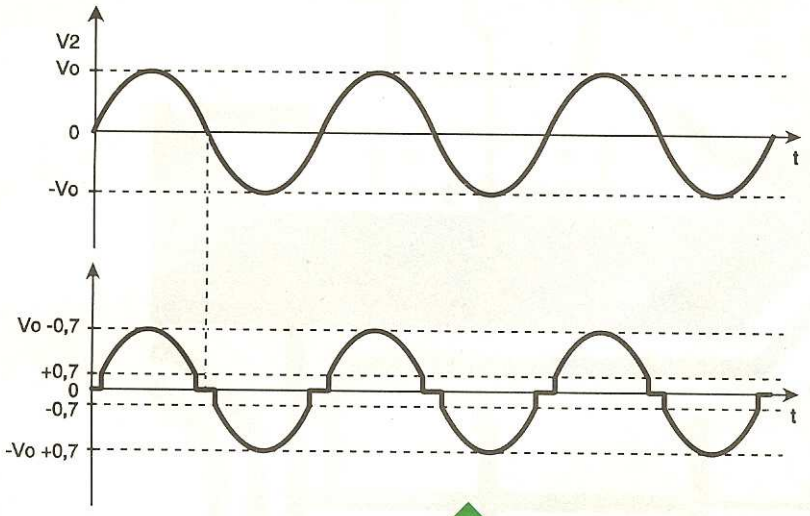
La tension de sortie est une nouvelle fois filtrée par les condensateurs C_9 et C_{10} et par C_7 et C_8 qui servent de réservoirs d'énergie.
Quelle puissance choisir pour notre transformateur ? Avec des haut-parleurs de 4 Ω, la puissance vaut 4 x I_2. Pour obtenir 25 W, il faut donc une intensité efficace I = 2,5 A.

L'amplificateur de puissance

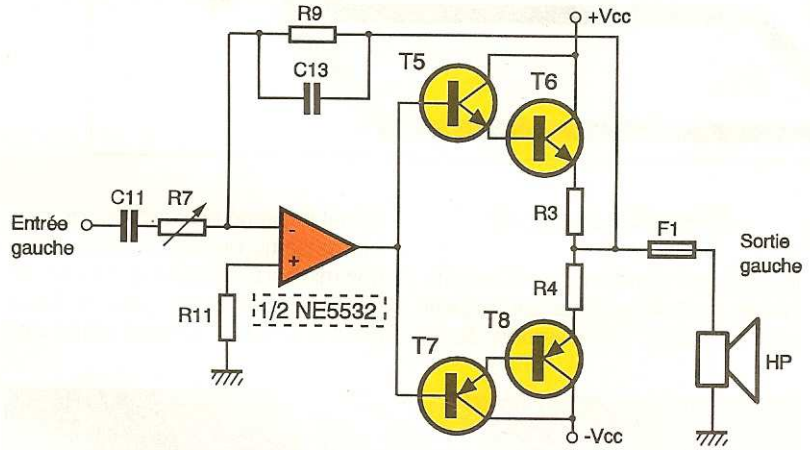
Le cœur du montage est un double amplificateur opérationnel (AOP) à faible bruit : le NE5532. Il sert à amplifier en tension le signal d'entrée et à contre-réactionner un étage *Push-Pull*, comme le montre le schéma simplifié de la **figure 3**.

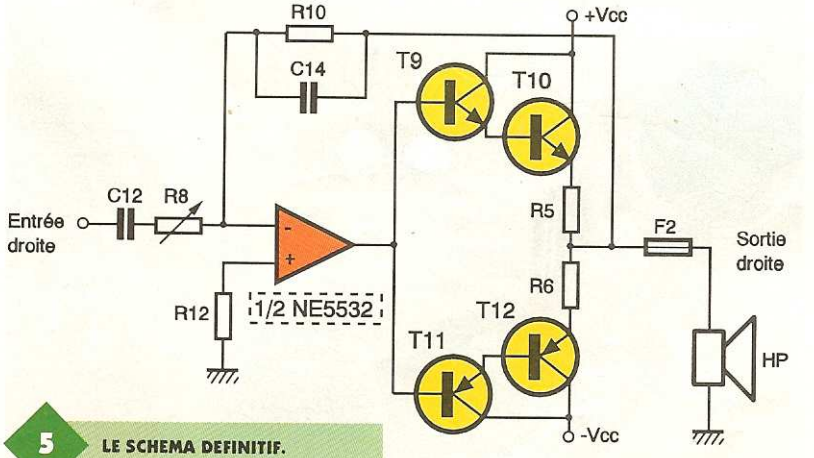


3 LE PRINCIPE DE L'AMPLIFICATEUR.



4 LA DISTORSION DE CROISEMENT.





5 LE SCHEMA DEFINITIF.

Amplification en tension

On voit sur le schéma que l'AOP est câblé en amplificateur inverseur. Comme la contre-réaction est faite sur l'entrée négative, l'AOP fonctionne en régime linéaire et on a toujours Va = Vb.

De plus, B est relié à la masse, donc Va = Vb = 0 V.

Au point A, on a $I_1 + I_2 = 0$ (loi des nœuds).

$\Leftrightarrow (Ve - Va)/Z_1 + (Vs - Va)/Z_2 = 0$

$\Leftrightarrow Vs = Ve\,(-Z_2/Z_1)$.

Fonctionnement du push-pull

La tension V_2 est tantôt positive, tantôt négative. Si elle est positive, le transistor T_1 est passant et T_2 est bloqué.

$Vs = V_2 - Vbe = V_2 - 0{,}7\,V$

Cette relation est vraie pour $V_2 > 0{,}7\,V$: si l'on a $0 < V_2 < 0{,}7\,V$, le transistor T_1 se bloque car la jonction base-émetteur n'est plus suffisamment polarisée.

Si la tension est négative, T_1 est bloqué et T_2 devient passant, ce qui donne $Vs = V_2 + 0{,}7\,V$.

Si $-0{,}7 < V_2 < 0\,V$, T_2 se bloque comme précédemment et la tension Vs s'annule.

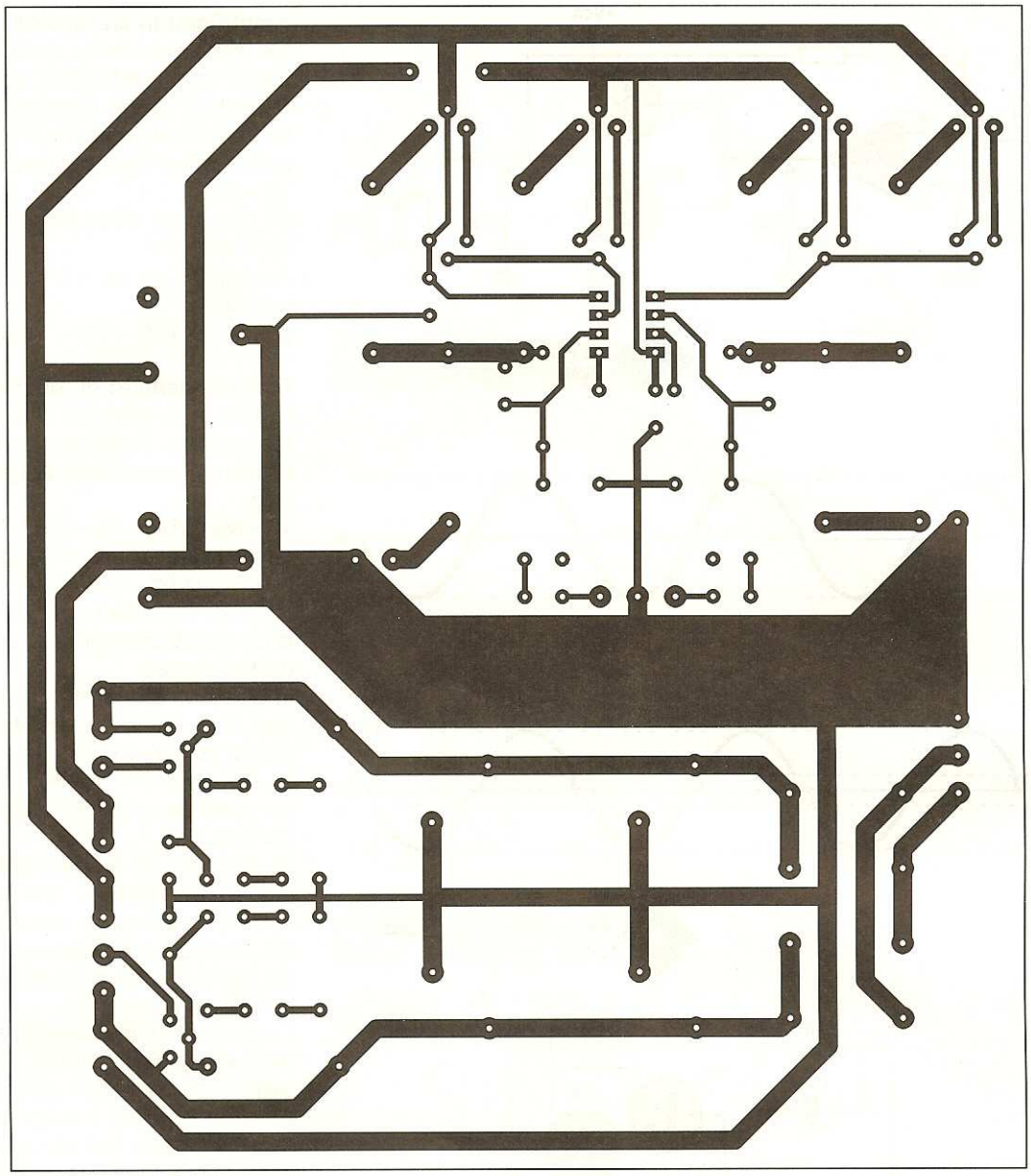
Le schéma de la **figure 4** nous montre l'évolution de Vs si V_2 est un signal sinusoïdal. On remarque immédiatement la distorsion du signal de sortie, elle est appelée « distorsion de croisement ».

L'utilisation d'une contre-réaction permet de remédier à ces problèmes car l'amplificateur opérationnel impose à la sortie d'être sinusoïdal si l'entrée l'est elle-même (au coefficient $-Z_2/Z_1$ près...). En fait, l'AOP compense la dépolarisation des transistors : il augmente ou diminue V_2 si c'est T_1 ou T_2 qui se dépolarise.

La **figure 5** montre la solution que nous avons retenue. On remarque que les transistors sont en fait des Darlington constitués par les transistors T_5 à T_{12}.

Les émetteurs de ces Darlington ne sont pas reliés directement aux haut-parleurs : on ajoute en série les résistances R_3 à R_6 et les fusibles F_1 et F_2. Ces composants sont destinés à protéger les transistors de sortie contre d'éventuelles erreurs de manipulation. En effet, on pourrait court-circuiter les sorties ou, à cause de l'absence de condensateurs de liaison, injecter un courant continu dans les haut-parleurs (ce qu'ils n'apprécient pas...).

On trouve aussi quatre condensateurs, deux en parallèle sur les contre-réactions et deux en série avec les résistances d'entrée. Ils définissent un filtre passe-bande de



6 LE CIRCUIT IMPRIME.

fréquence basse $F_1 = 1/(6,28 \times R_7 \times C_{11})$ et de fréquence haute $F_2 = 1/(6,28 \times R_9 \times C_{13})$.

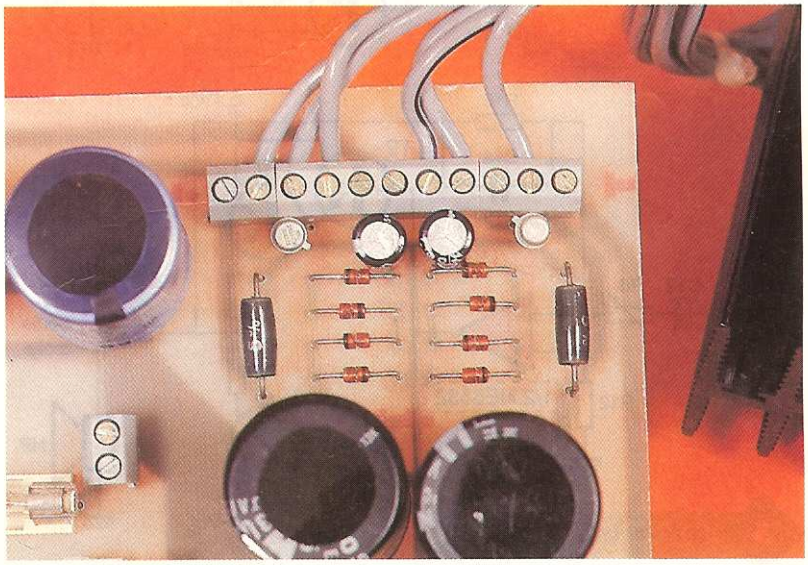
Il est donc possible de modifier la bande passante de l'amplificateur, en changeant simplement la valeur de ces condensateurs. Cela vous sera utile pour compenser (dans les graves ou les aigus) celle de vos haut-parleurs. En ce qui nous concerne, nous avons choisi C_{11}, C_{12} = 1 µF et C_{13}, C_{14} = 680 pF.

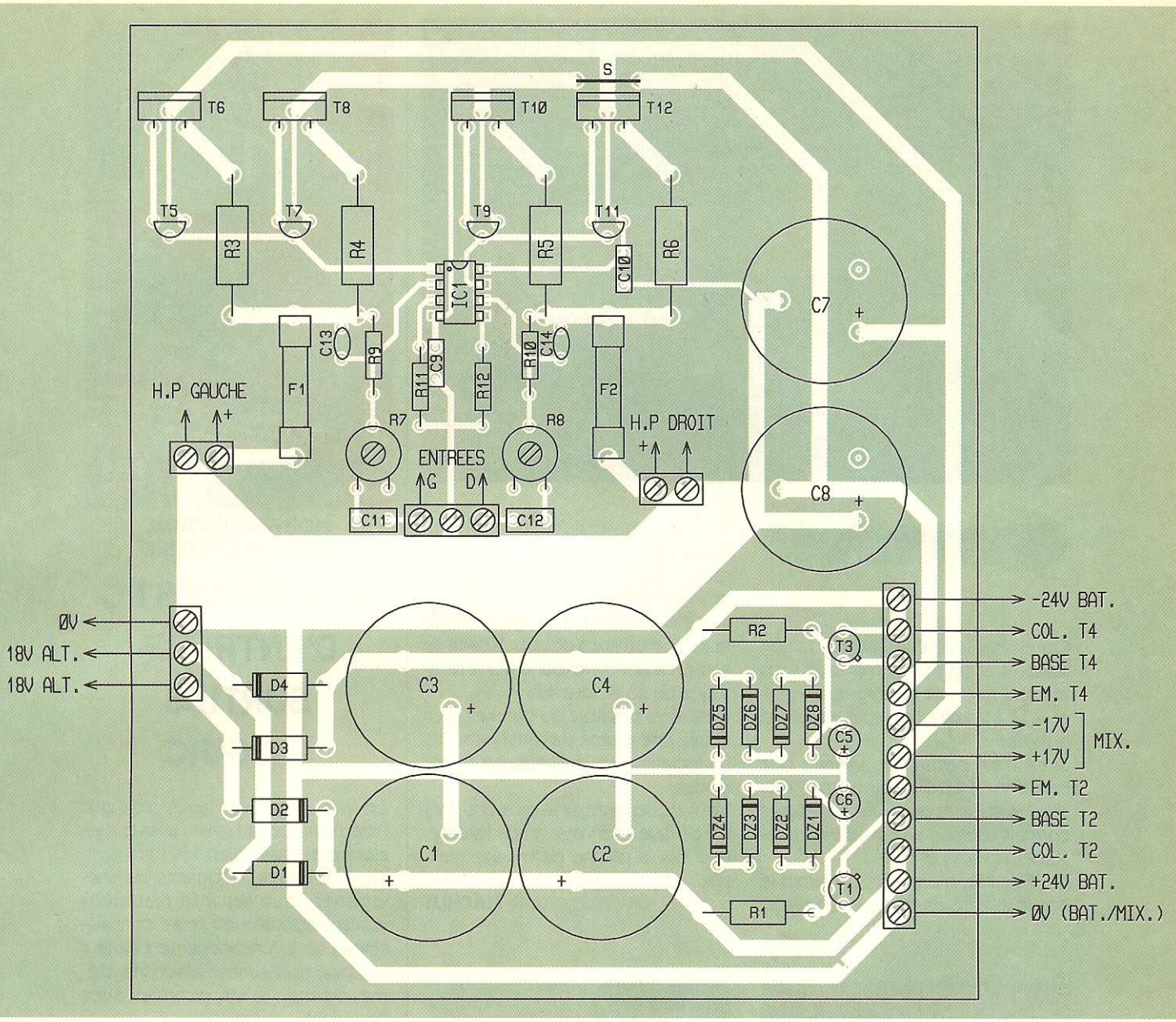
Les résistances R_7 et R_8 étant des résistances variables, la fréquence basse dépend de la position du curseur. C'est un petit inconvénient que l'on ne peut éviter car il faut que l'on puisse garder la possibilité de régler le gain de cet étage.

LES SORTIES VERS LES TRANSISTORS DE PUISSANCE.

Circuit imprimé

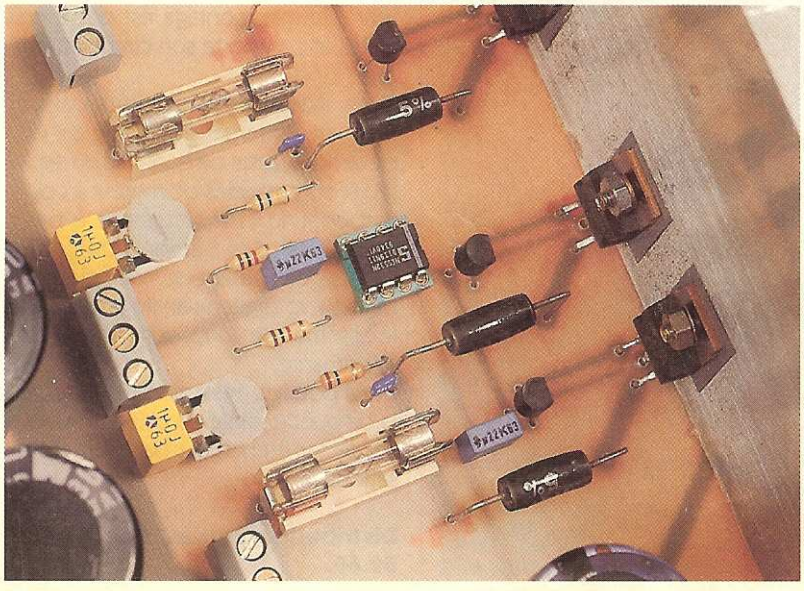
Il regroupe l'alimentation et l'amplificateur, qui sont séparés par un petit plan de masse. La réalisation de ce circuit imprimé ne pose pas de problème particulier et on pourra utiliser une méthode de gravure directe : les pistes sont larges et espacées. Comme l'intensité passant dans ces





pistes est importante, avec des pointes à 4 A, on veillera à ne pas réduire leur largeur.

On soudera en premier les résistances, le support de CI, les diodes, puis les borniers, les petits condensateurs, les transistors et, enfin, les gros condensateurs.



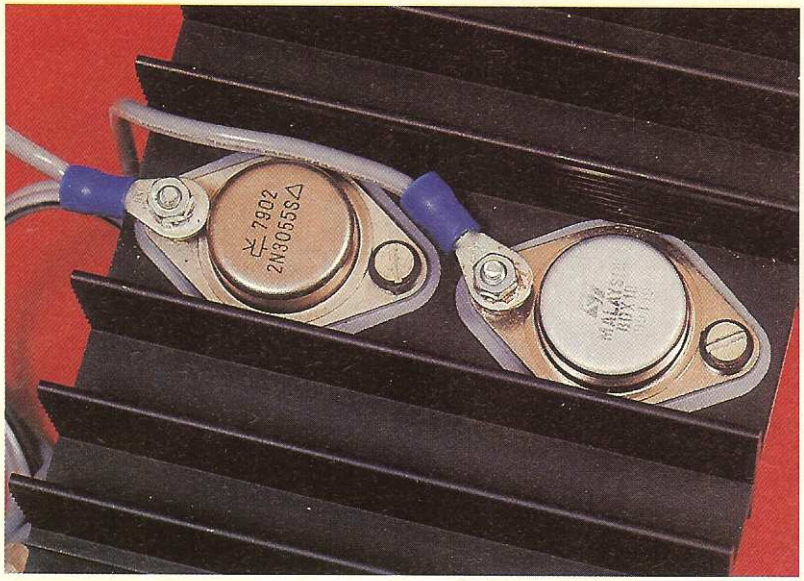
7 L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

Les transistors T_9 et T_4 sont montés sur un radiateur type ML41 ou ML53, percé pour deux boîtiers TO3. Quant aux transistors T_6, T_8, T_{10}, T_{12}, ils sont fixés sur un radiateur « peigne » de Rth < 0,7°/W. Si l'on éprouve des difficultés à se le procurer, on pourra utiliser un ML41 d'au moins 15 cm de long et refroidi par un petit ventilateur.

Mise en route

Après avoir vérifié une dernière fois la bonne implantation des divers composants, on vérifie au test de continuité que les transistors sont bien isolés de leur radiateur.

LES TRANSISTORS DE PUISSANCE REPOSENT SUR UN VOLUMINEUX DISSIPATEUR.



LES DEUX VOIES D'AMPLIFICATION.

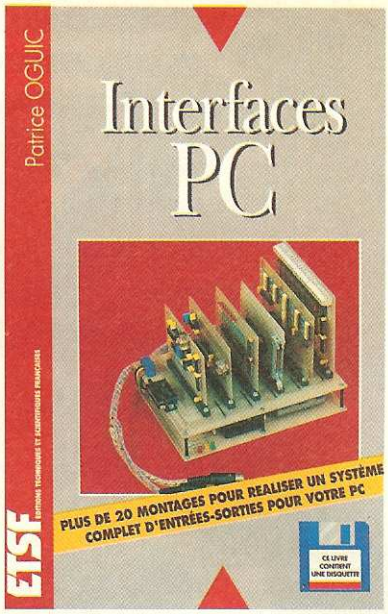
On enlève le circuit intégré de son support et on met le montage sous tension. On doit mesurer environ + et – 17,4 V entre les broches 8, 4 et la masse.
Si ce n'est pas le cas, vérifiez que l'on a bien 18,8 V aux bornes des diodes zener et que vous n'avez pas commis d'erreur en câblant les transistors T_1, T_2, T_3 et T_4.
On éteint l'alimentation, on remet le circuit intégré en place et on remet sous tension. A l'aide d'un des nombreux petits GBF déjà parus dans la revue, on injecte un signal de 50 Hz et 2 Veff en entrée.
Il faut ensuite régler les ajustables R_7 et R_8 de manière à obtenir 10 Veff en sortie, ce qui correspond à une puissance de 25 W sous 4 Ω.
Il est alors possible de connecter en entrée une source de haut niveau, tel un lecteur laser, et d'écouter le son obtenu.
Vous obtiendrez ainsi un avant-goût de ce que sera votre ampli karaoké, une fois la platine de mixage réalisée.

J.-F. MACHUT

NOMENCLATURE

R_1, R_2 : 47 Ω 5 % 3 W (jaune, violet, noir)
R_3, R_4, R_5, R_6 : 0,47 Ω 5 % 3 W
R_7, R_8 : 22 kΩ ajustable horizontal
R_9, R_{10} : 100 kΩ 5 % 1/4 W (marron, noir, jaune)
R_{11}, R_{12} : 10 kΩ 5 % 1/4 W (marron, noir, orange)
C_1, C_2, C_3, C_4 : 2 200-6 800 µF/30 V chimique
C_5, C_6 : 100 µF/25 V chimique
C_7, C_8 : 4 700 µF/25 V type CI FRS
C_9, C_{10} : 220 nF/63 V LCC
C_{11}, C_{12} : 1 µF/63 V LCC
C_{13}, C_{14} : 680 pF céramique
DZ_1 à DZ_8 : diodes zener 4,7 V 1,3 W
D_1, D_2, D_3, D_4 : diodes 4 A 50 V type BYV50-28, MR754, 1N1346B, P600G
T_1 : 2N2222
T_2 : 2N3055
T_3 : 2N2907
T_4 : BDX18
T_5, T_{11} : BC517
T_6, T_{12} : BD711
T_7, T_9 : BC516
T_8, T_{10} : BD712
IC_1 : NE5532
F_0 : fusible 1 A
F_1, F_2 : fusibles 3 A
S : strap sous le circuit imprimé

3 supports fusible dont 2 pour circuit imprimé
5 borniers 3 plots
3 borniers 2 plots
Radiateur ML41 ou ML53
Radiateur type « peigne » Rth < 0,7°/W (voir texte)
Transformateur 2 x 18 V 120 VA
4 kits d'isolation pour boîtier TO220
2 kits d'isolation pour boîtier TO3
1 support CI 8 broches



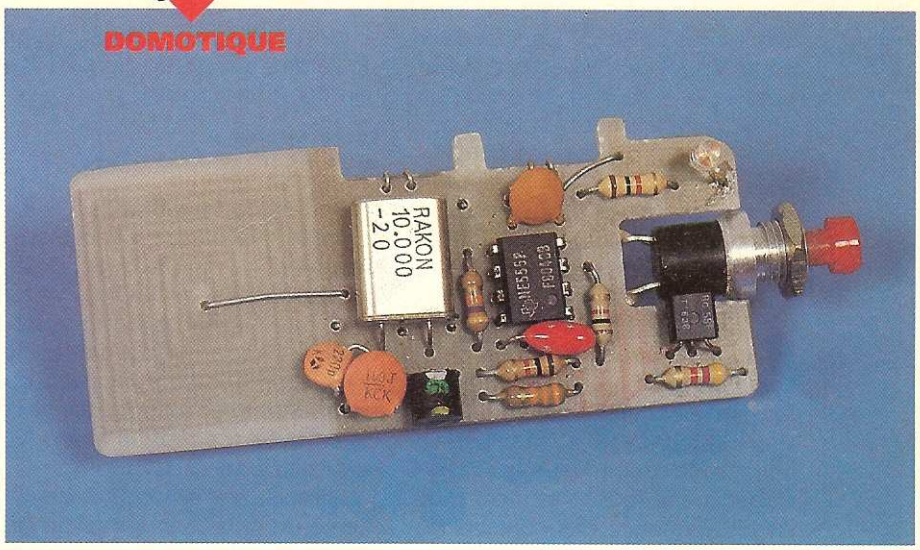
NOUVELLE ÉDITION, REVUE ET CORRIGÉE

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.

Ce système permet de commander l'ouverture ou la fermeture d'une serrure électronique, sans contact physique, par proximité d'un boîtier de commande avec un détecteur. En position de veille, l'émetteur ne consomme aucune énergie.



UNE COMMANDE PAR INDUCTION

Voici un moyen de commande d'une serrure électronique assez peu retenu. Bien qu'il fasse appel à l'utilisation d'un signal RF codé, ce qui semble banal, il ne peut fonctionner que lorsque le boîtier de commande est appliqué contre un boîtier détecteur, selon un positionnement et une orientation bien précise. La transmission du signal codé se fait alors par induction entre deux circuits accordés.

La distance entre les boîtiers peut atteindre 10 mm, ce qui permet de dissimuler le détecteur derrière une paroi banalisée (porte, plaque gravée en Plexiglas...). On assure ainsi une très bonne protection contre le vandalisme et les déclenchements intempestifs éventuels en milieu parasité. De plus, ce dispositif ne consomme de l'énergie (très peu) que lorsqu'il est actif, soit pendant quelques secondes; on peut donc l'alimenter par piles, ce qui le rend totalement autonome.

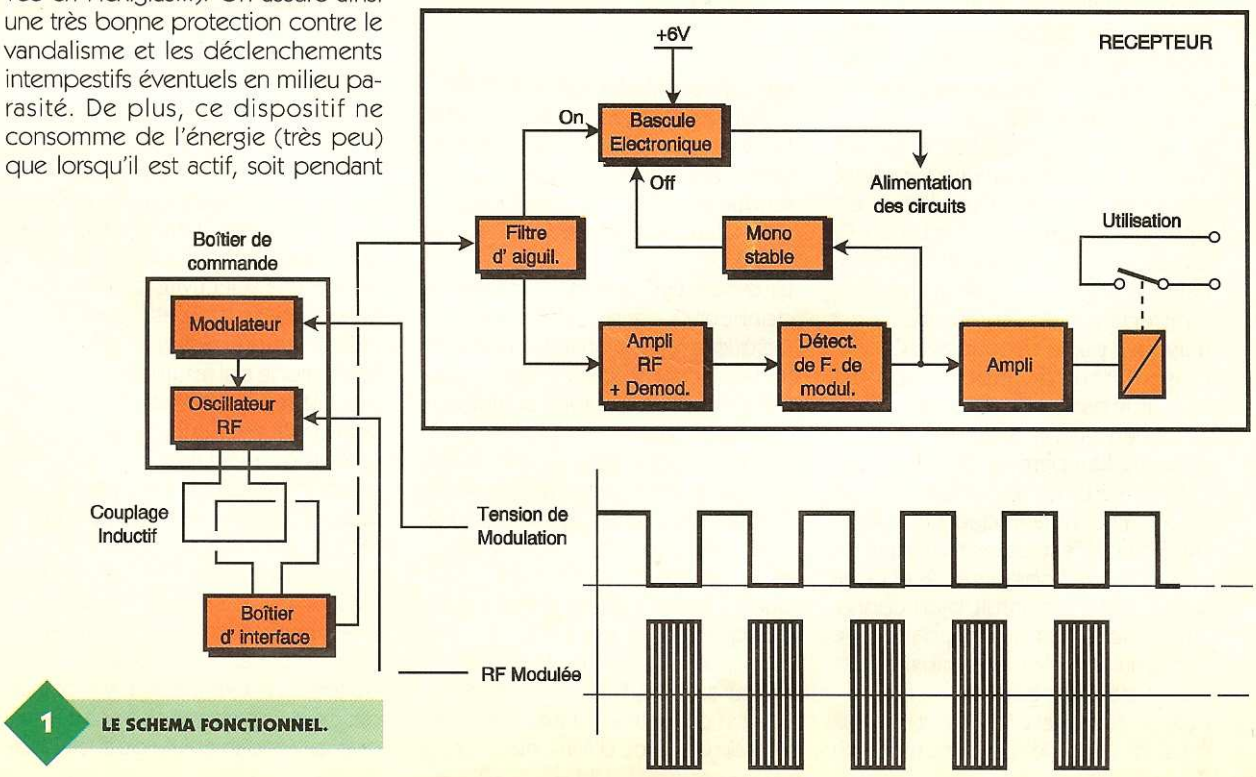
Principe de base

La **figure 1** présente le synoptique de l'appareil.

Le boîtier de commande comporte un oscillateur RF sollicité par un modulateur en amplitude. La forme des signaux rectangulaires est représentée sur la figure.

L'oscillateur active un circuit LC accordé dont l'inductance est couplée à son homologue situé dans le boîtier d'interface du récepteur. Ce couplage inductif fait apparaître deux tensions : l'une continue, l'autre en RF, proportionnelles à l'amplitude du signal induit.

Le boîtier d'interface est réuni au récepteur proprement dit par un câble qui véhicule l'information sur une distance permettant d'éloigner et de dissimuler le récepteur. Un filtre d'aiguillage sépare les signaux à l'entrée, la tension continue est orientée vers une bascule qui est mise en état de conduction (ON) pour fournir une tension d'alimentation continue aux autres circuits. La tension RF est orientée vers un amplificateur sélectif et un démodulateur. La tension de modulation est envoyée vers un détecteur de fréquence de modulation qui ne s'active que lorsque la fondamentale du signal démodulé est re-



1 LE SCHEMA FONCTIONNEL.

connue. La sortie de ce détecteur excite un relais d'utilisation, *via* un amplificateur continu, et envoie un signal d'initialisation à un monostable dont la durée a été déterminée par les besoins de l'utilisation.
Dès que le monostable a terminé son créneau, il envoie un signal d'arrêt (OFF) à la bascule qui se retrouve dans son état initial, ce qui interrompt l'alimentation des circuits du récepteur et remet celui-ci en position d'attente.
Ainsi, en envoyant un ordre bref (environ 1 seconde) par le boîtier de commande couplé au récepteur, on déclenche le fonctionnement d'un circuit (fermeture des contacts du relais) pour une durée déterminée.
L'alimentation du récepteur est faite par des piles (6 V) dont la durée de vie peut être très importante si le relais d'utilisation n'est sollicité que pour déclencher un circuit de puissance ayant son alimentation propre.

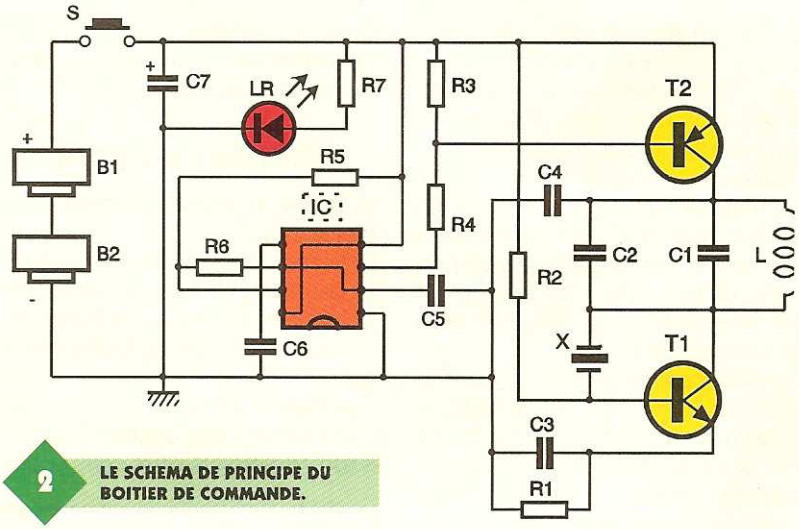
Les schémas

Le boîtier de commande

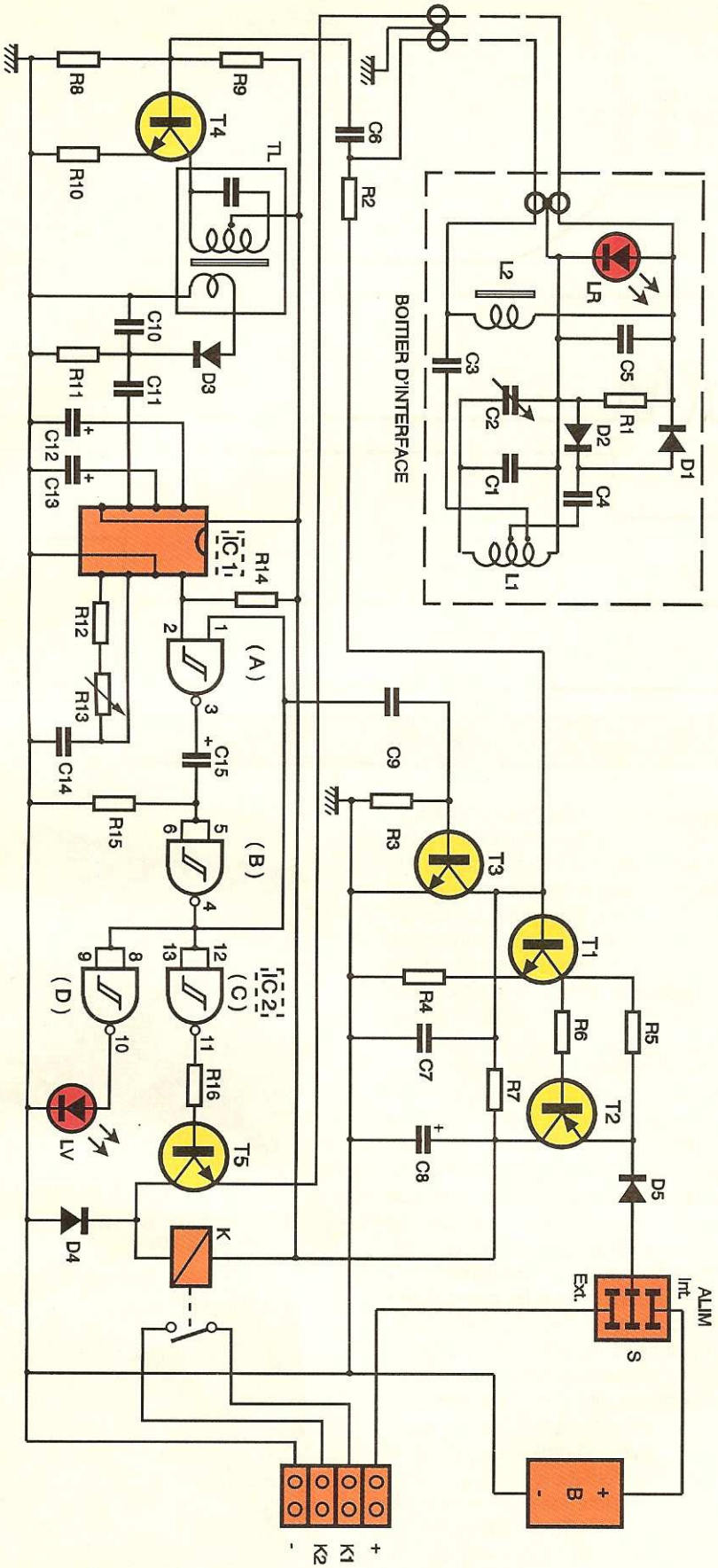
La **figure 2** montre le schéma détaillé du boîtier de commande.
Le transistor NPN T_1 est monté en oscillateur RF piloté par un quartz entre base et collecteur. Le circuit accordé du collecteur est réuni à l'alimentation positive à travers un second transistor PNP T_2 monté en modulateur d'amplitude par tout ou rien. Ce dernier n'est conducteur que lorsque sa base, polarisée positivement par R_3 au repos, est réunie au potentiel nul à travers R_4. La tension de modulation est fournie par le générateur de créneaux IC. L'émetteur de T_1 est réuni au commun par R_1 découplé par C_3. La base est polarisée vers le positif par R_2.
La fréquence de travail en RF est voisine de 10 MHz (sa valeur précise n'est pas critique). L'oscillation est optimale lorsque le circuit L, $C_1 + C_2$ est accordé sur la fréquence nominale du quartz. A cette fréquence, l'impédance apparente de T_2 est masquée par le découplage C_4.
L'oscillateur de modulation est constitué par le circuit « timer » IC555 monté en astable avec une configuration qui lui permet de fournir des créneaux à peu près symétriques ($R_5 >> R_6$) et dont la fréquence, voisine de 3,2 kHz, est déterminée par le choix des composants R_5, R_6 et C_5. La stabilité de ce circuit bien connu, ainsi que sa faible impédance de sortie, lui confèrent les qualités requises dans cet emploi.
L'alimentation est fournie par deux piles bouton de 1,5 V montées en série. Le poussoir S permet l'envoi de l'ordre, qui est signalé par l'illumination d'une diode LED.

Le récepteur et son boîtier d'interface

On se reportera aux **figures 3** et **4**.
Le boîtier d'interface contient essentiellement le circuit RF accordé, constitué de L_1, $C_1 = C_2$. Ce circuit est réglé par l'ajustable C_2 sur la fréquence d'émission du boîtier de commande (10 MHz). Une partie du signal RF prélevée sur une prise de L_1 est envoyée par câble, à travers C_3, vers l'entrée du récepteur.
Par ailleurs, une seconde prise alimente un détecteur doubleur de tension constitué par D_1, D_2, R_1, C_4 et C_5. La tension continue positive ainsi fournie est proportionnelle à la tension induite par le boîtier de commande dans l'inductance L_1. Le même câble utilisé pour véhiculer le signal RF est requis pour transmettre la tension continue provenant du détecteur : cette superposition est rendue possible par la présence de l'inductance de choc L_2 et le découplage C_3.
La diode LED sert d'indication au donneur d'ordre : elle s'illumine lorsque le relais d'utilisation est excité. Un second câble est prévu pour transmettre le courant d'allumage correspondant.
Du côté récepteur, la séparation des circuits RF et continu (détection du niveau induit) se fait par un filtre d'aiguillage élémentaire constitué par C_6 et R_2. La tension positive est appliquée à l'entrée d'une bacsule électronique formée par T_1, T_2 et T_3. Au repos, en l'absence de tension positive sur sa base, T_1 ne conduit pas. Sa tension collecteur est égale à la tension de la source d'alimentation et T_2 est également coupé. Même chose pour T_3. Dès l'apparition d'une tension égale au seuil ON de déclenchement de la bascule, T_1 conduit et un courant s'établit à travers R_5 qui a pour effet d'abaisser la tension base du PNP T_2 (*via* R_6), lequel se met à conduire à son tour, rendant son collecteur positif. Les autres circuits du récepteur sont donc alimentés.
La résistance de maintien R_7 envoie une polarisation sur la base de T_1 qui demeure conducteur, même lorsque la tension continue venant du boîtier d'interface a disparu. Le courant dans T_1 est limité et son impédance d'entrée est portée à une valeur élevée par la présence de la résistance d'émetteur R_4. Pour l'instant, T_3 reste coupé. Les découplages C_7 et C_8 assurent la stabilité de fonctionnement de la bascule.
Le signal RF est envoyé, à travers C_6, vers un étage amplificateur T_4 monté en émetteur commun. Sa base est polarisé par le pont R_8/R_9 et son courant collecteur limité par R_{10}. Le transformateur de liaison TL est accordé au primaire sur 10 MHz, la prise intermédiaire servant à désamortir et à assurer une sélectivité convenable.
Le secondaire de TL est apériodique. Il alimente un classique démodulateur à diode qui restitue la tension de modulation aux bornes de R_{11}. Le résidu de RF est éliminé par C_{10}. Cette tension de modulation, dont la fréquence est déterminée par les caractéristiques du boîtier de commande, est envoyée, *via* C_{11}, vers le circuit IC_1 « décodeur audio » LM567, qui contient un oscillateur asservi en phase par boucle PLL et dont le rôle est de sortir un créneau de tension nulle lorsqu'il y a coïncidence de phase précise entre la fréquence fondamentale du signal inci-



2 LE SCHEMA DE PRINCIPE DU BOITIER DE COMMANDE.



3 **LE SCHEMA DE PRINCIPE DU RECEPTEUR.**

dent et celle de son oscillateur interne, définie par R_{12}, R_{13} et C_{14} (R_{13} est ajustable pour permettre le réglage précis de l'horloge interne). Les condensateurs C_{12} et C_{13} interviennent comme filtres et leur valeur n'est pas critique.

Lorsqu'un signal démodulé se présente, avec une amplitude et une fréquence adéquates, la tension sur la broche 8 de CI_1 s'annule brusquement. Cette chute de tension active le monostable constitué par IC_2 (A) et IC_2 (B), deux portes NAND trigger à deux entrées 4093. La configuration de ce circuit est suffisamment connue : la durée de fonctionnement du monostable (créneau de tension nulle) est définie par les valeurs de C_{15} et R_{15}. Cette durée est choisie, selon l'utilisation envisagée, entre une fraction de seconde et plusieurs dizaines de secondes.

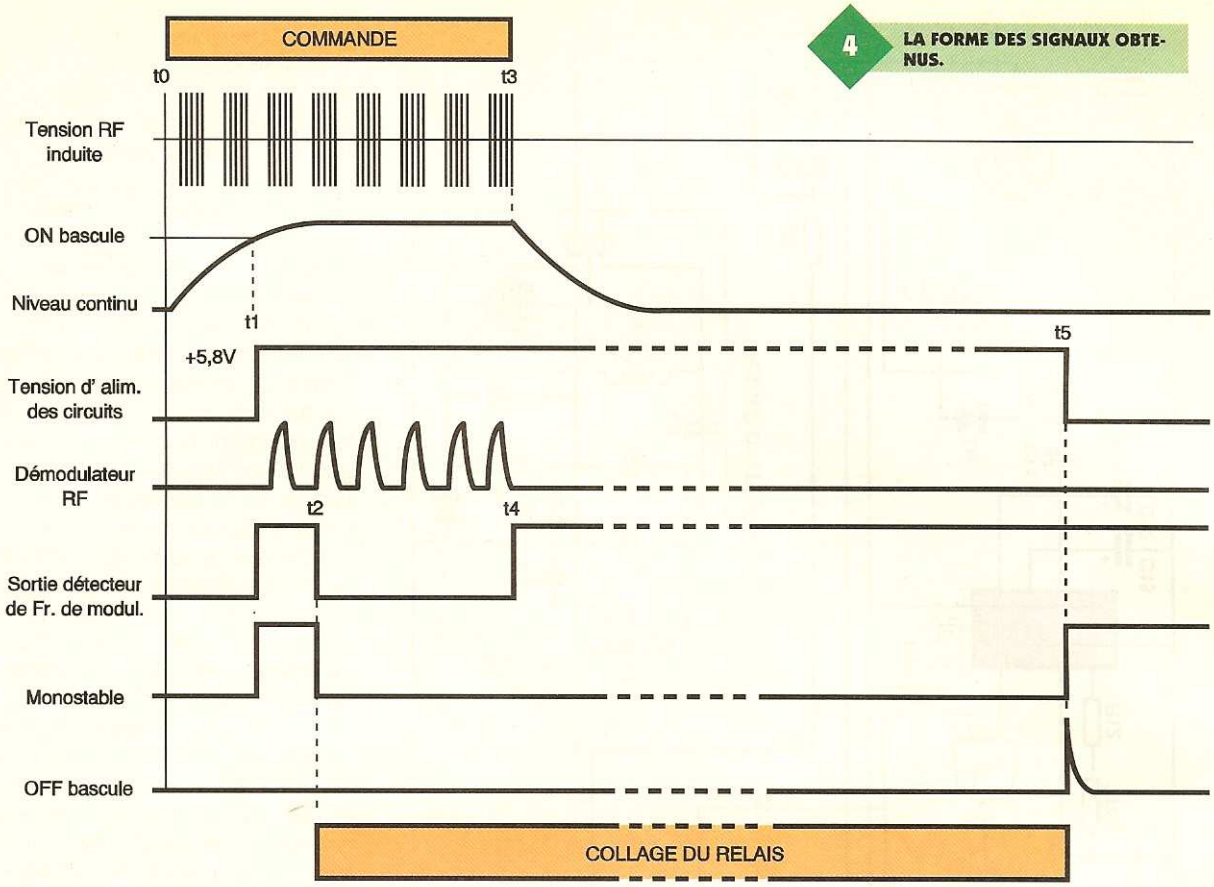
A la fin du créneau négatif, la tension de sortie du monostable redevient brusquement positive, ce qui engendre une impulsion très brève sur la base de T_3, par l'effet de C_9 et R_3. Cette impulsion rend ce transistor conducteur pendant un court instant qui suffit à remettre la bascule dans son état initial (signal OFF). Dès lors, la tension positive sur le collecteur de T_2 redevient nulle et l'alimentation des circuits est interrompue.

La sortie 4 de IC_2 (B) est envoyée aux entrées des deux autres sections IC_2 (C) et IC_2 (D). La sortie (positive) de la première section entraîne la conduction de T_5 chargé en son collecteur par le relais K (contact travail). La sortie 10 de IC_2 (D) peut être utilisée pour indiquer l'état du monostable par l'illumination de la diode LED LV. La diode D_4 sert à protéger T_5 contre les effets de l'inductance du relais en présence de transitoires. L'émetteur de T_5 est soit réuni au commun par une résistance dont la valeur (en conjugaison avec R_{16}) définira le courant collecteur de fonctionnement du relais (valeur typique : 150 Ω), soit, comme nous le présentons sur le schéma, alimente la diode LR dans le boîtier d'interface. Dans ce cas, il faut admettre que le courant d'alimentation de LR correspond au courant capable de faire coller, de façon fiable, les contacts du relais (10 mA dans notre cas). Si ce critère n'était pas atteint, il conviendrait de disposer une résistance en série et/ou en parallèle avec LR, de façon à obtenir les valeurs nominales de courant dans la diode et le relais.

Les sorties des contacts du relais (K_1 et K_2) sont disponibles sur un bornier qui possède, en outre, deux entrées d'alimentation extérieure.

Un inverseur permet, le cas échéant, de choisir le type d'alimentation interne par piles, ou externe. La diode (facultative) D_5 constitue une protection qui évitera les conséquences néfastes d'une inversion de branchement accidentelle.

Ainsi, la pile interne pourra servir à la mise au point ou pour pallier la défaillance d'une source externe



4 **LA FORME DES SIGNAUX OBTENUS.**

(alimentation secteur, batterie d'alarme).

Si l'on souhaite faire appel à une source de tension d'alimentation différente (9 V ou 12 V), on choisira une résistance R_{15} de valeur plus élevée et l'on disposera une résistance série avec LR dans le boîtier d'interface pour conserver au courant collecteur de T_5 sa valeur nominale.

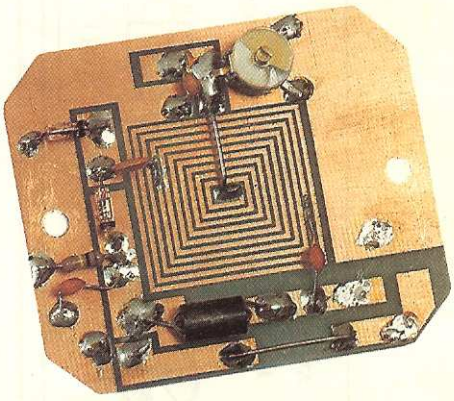
On trouvera, sur la **figure 4**, les formes des principaux signaux auxquels nous avons fait allusion. Le signal de commande dure de t_0 à t_3, ce qui génère un certain nombre de créneaux de RF. Cela entraîne, au temps t_1, le fonctionnement de la bascule, dès que le seuil de tension continue est obtenu. Au même instant, la tension d'alimentation des circuits atteint sa valeur nominale. Le démodulateur restitue (grossièrement) les enveloppes des créneaux émis. La tension de sortie du détecteur de fréquence de modulation est annulée, ce qui démarre le cycle du monostable au temps t_2. A la fin du cycle, la sortie du monostable redevient positive en t_5 et génère l'impulsion OFF de la bascule. La durée de collage du relais est donc de ($t_5 - t_2$).

Réalisation pratique

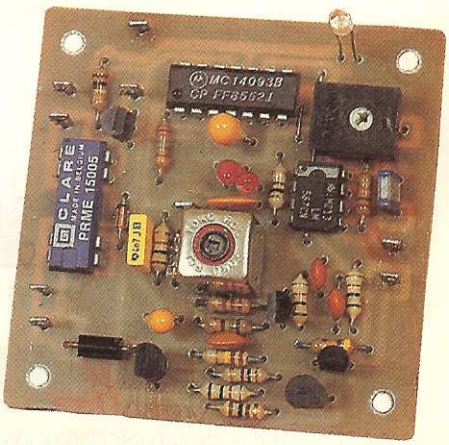
Le dessin du circuit imprimé et l'implantation des composants du boîtier de commande sont respectivement représentés sur les **figures 5** et **8**. Cette configuration est applicable à l'utilisation d'un boîtier plastique Diptal T841 (porte-clés) dont les dimensions internes sont de 70 x 32 x 13 mm. Tout autre boîtier nécessiterait une adaptation du circuit, toujours possible, à la condition de respecter le dessin de la partie relative à l'oscillateur. Les échancrures disposées à la périphérie de la plaquette servent à loger les piles bouton et le poussoir de commande. L'installation des piles nécessite quelques précautions : les connexions au circuit se font en repliant des conducteurs en forme de U et la mise en série est faite par une lame métalique collée sur un morceau de mousse autocollante.

On veillera à ce que les composants encombrants : quartz, transistors, condensateurs, soient repliés de façon à réduire au maximum l'épaisseur du circuit câblé. On notera que certains composants sont soudés côté cuivre comme indiqué sur le plan d'implantation.

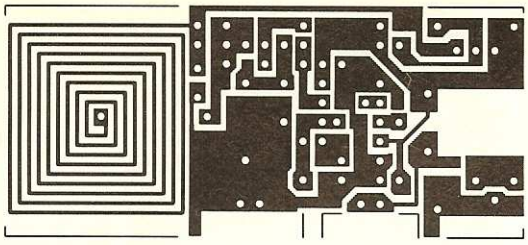
Le circuit d'interface (détecteur) du récepteur (voir **fig. 6** et **9**) a une forme rectangulaire, adaptée aux dimensions du boîtier, au centre de laquelle se situe l'inductance imprimée L_1. Tous les composants, à l'exception de LR, sont disposés du côté cuivre. On veillera particulièrement à ce que les prises sur L_1 soient soudées aux endroits précis indiqués sur la figure. La connexion qui

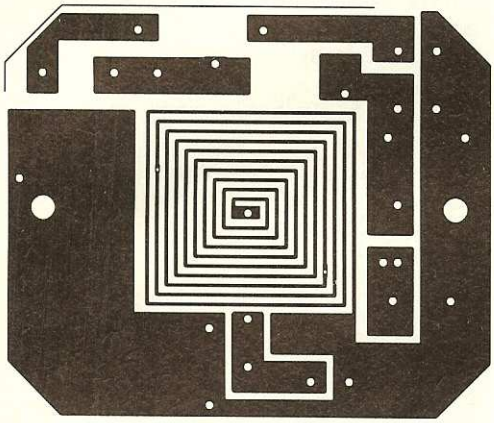


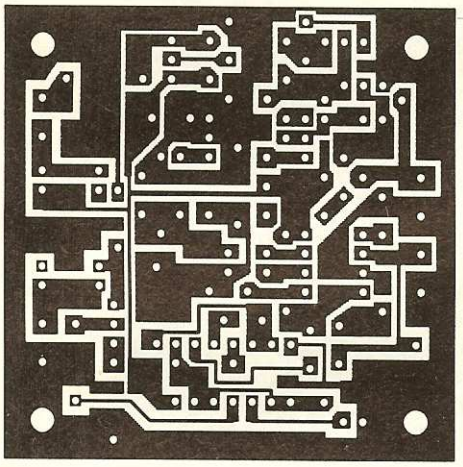
L'INDUCTANCE EST IMPRIME SUR LE CIRCUIT.

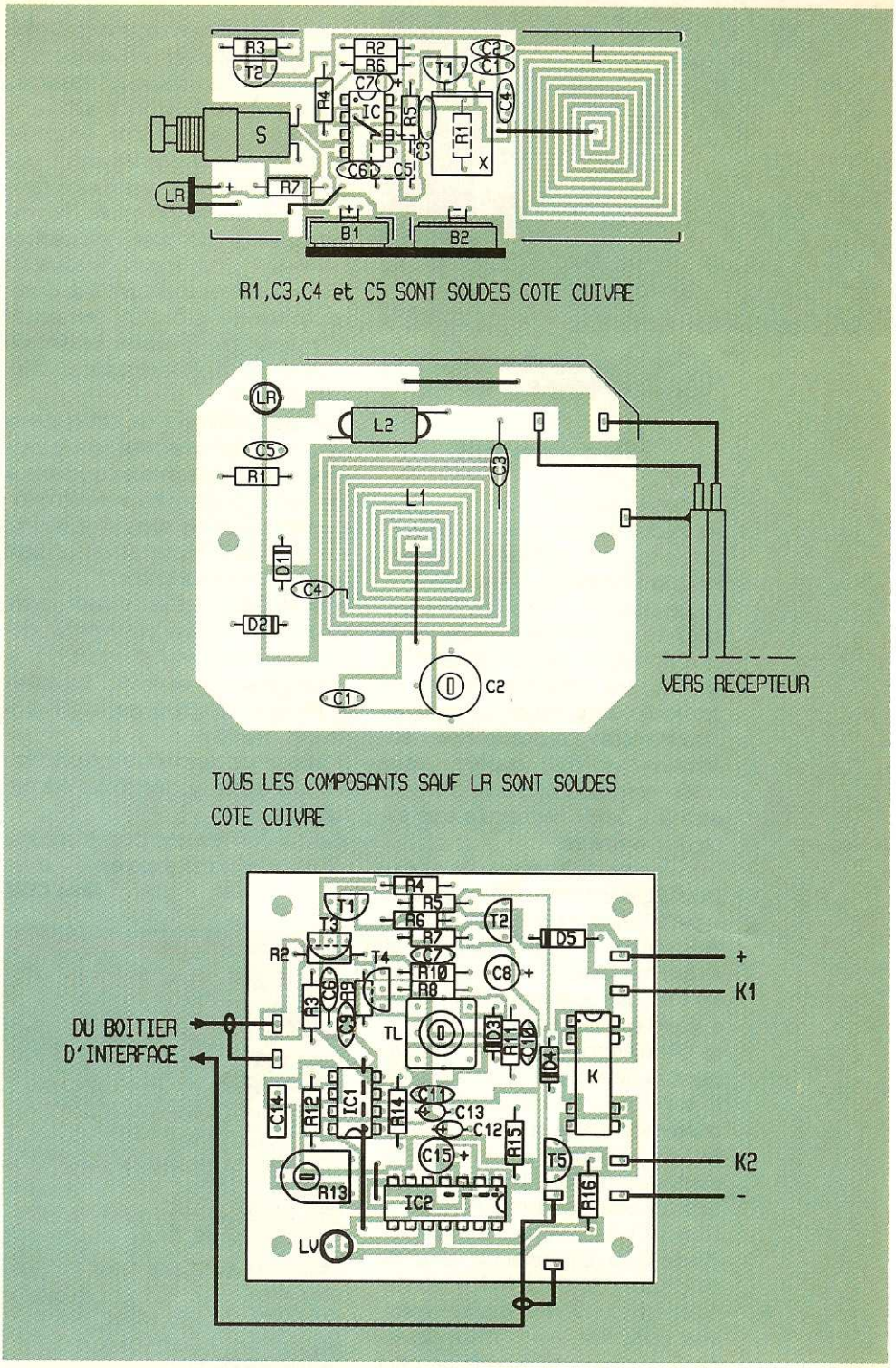


LE MODULE DE DETECTION.









5à7 **LES CIRCUITS IMPRIMES.**

réunit les deux parties cuivrées vers le + LR peut être remplacée par une résistance pour diminuer le courant traversant la diode LED. La connexion de liaison avec le récepteur se fait par un câble double blindé.

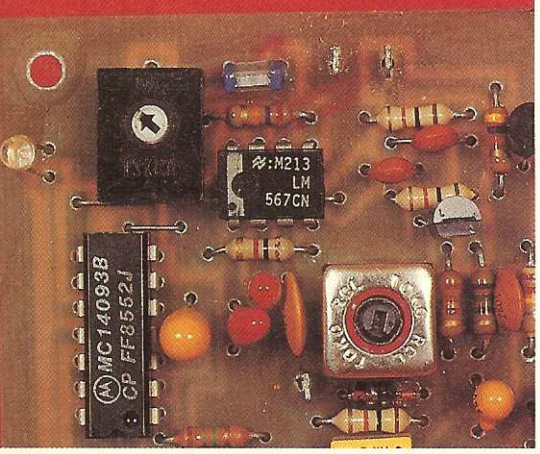
Le circuit imprimé, monté sur deux entretoises, est disposé dans un petit boîtier plastique. Pour la facilité d'installation et la banalisation du détecteur, nous avons choisi une boîte de dérivation (sans bornes internes) courante dans les magasins d'articles d'électricité. Toute autre solution de boîtier peut convenir, à deux conditions : la nécessité de faire appel à un matériau non métallique et l'installation du circuit très près (≤ 5 mm) de la face opérationnelle du boîtier.

Le circuit imprimé du récepteur (**fig. 7** et **10**) se présente sous une forme carrée de 60 x 60 mm. Il peut être fixé par entretoises dans un petit coffret dont il existe une grande variété dans le commerce (Teko, Retex...). Ce coffret recevra également un coupleur de quatre piles 1,5 V LR6 (6 V).

Le transformateur TL est un classique transformateur de liaison à 10,7 MHz, courant sur le marché. Le relais K est un modèle Reed en boîtier DIP. D'autres types sont évidemment possibles moyennant une adaptation des pistes du circuit.

8à10 **LES IMPLANTATIONS DES COMPOSANTS.**

On commencera par la disposition des trois straps, dont deux se situent sous les circuits intégrés. Le reste du câblage ne présente pas de difficultés particulières. Le câble d'interface traverse l'une des petites faces latérales du coffret. Sur la face opposée seront fixés le commutateur S et le bornier des sorties. La diode LV sera disposée à une hauteur au-dessus du circuit imprimé qui lui permette d'affleurer au-dessus de la platine du coffret.



LA BOBINE BLINDEE SELECTIONNE LES SIGNAUX.

Mise au point

L'émetteur du boîtier de commande ne nécessite pas d'autre mise au point qu'une vérification de son fonctionnement et, éventuellement, l'adaptation d'une capacité d'accord ($C_1 = C_2$) donnant l'oscillation la plus vigoureuse. Si l'on dispose d'un oscilloscope, cette opération est assez facile. Dans le cas contraire, on pourra utiliser un ondemètre à absorption (grid-dip) couplé à L, voire une simple boucle munie d'un détecteur à diode connectée à un microampèremètre.

La présence de la tension de modulation et, éventuellement, le contrôle de sa fréquence pourront également être vérifiés à l'oscilloscope ou au fréquencemètre. Lorsque l'émetteur sera réputé opérationnel, il servira aux réglages du récepteur.

La première opération de mise au point du récepteur consistera à réaliser l'accord du circuit du boîtier d'interface. Cette opération sera effectuée en connectant un voltmètre continu (sensibilité 1 ou 2 V) à l'extrémité correspondante du câble de liaison. On recherchera le maximum de déviation en ajustant la valeur de C_2 lorsque l'émetteur en fonctionnement est couplé : inductances parallèles et centrées à ≡ 1 cm de distance. Si la tension maximale ne peut être obtenue dans la plage de réglage de C_2, on modifiera la valeur de C_1 pour y parvenir.

Le réglage du transformateur de liaison se fera simplement en recherchant le maximum de tension continue aux bornes de R_{11}, en utilisant un oscilloscope ou un multimètre. Le réglage du détecteur de fréquence de modulation est très simple : on agira sur l'ajustable R_{13} jusqu'à obtenir une tension nulle sur la broche 8 de IC_1.

La valeur de C_{15} sera choisie en fonction des besoins de l'utilisation : cette valeur est obtenue en prenant un nombre de microfarads égal à la durée recherchée en secondes. Si l'on cherche à initialiser une alarme ou à commander un dispositif bistable, une durée de 1 seconde suffit amplement. Si, en revanche, on désire maintenir en fonctionnement un dispositif quelconque : inhibition temporaire d'alarme, ouverture de portail, éclairage de local..., on choisira une valeur de plusieurs dizaines de secondes correspondant à la durée souhaitée. Dans ce cas, l'excitation d'un relais plus puissant à partir du contact établi par le récepteur est indispensable.

L'un des avantages de cet appareil est... sa faible sensibilité, qui le protège contre les parasites ou signaux de toute origine. Pour obtenir un contact travail du relais d'utilisation, on doit donc réunir simultanément les conditions suivantes :

- niveau de signal RF suffisant, impliquant un couplage convenable des deux boîtiers (prox. et orient.) ;
- fréquence RF correcte : les autres signaux sont atténués par la sélectivité des circuits ;
- fréquence de modulation correcte imposée par le décodeur de fréquence.

Ce qui confère une bonne sécurité d'utilisation à cet appareil.

Jean CERF

LISTE DES COMPOSANTS

Boîtier de commande

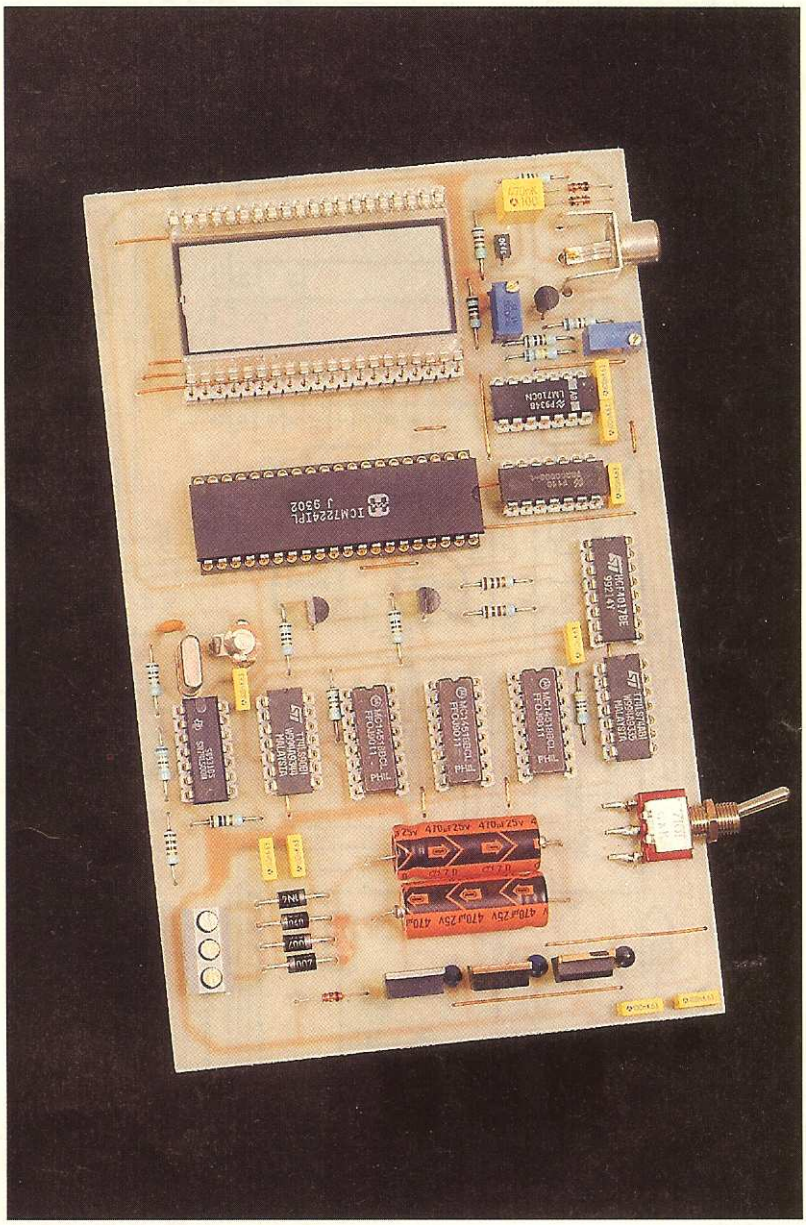
R_1 : 100 Ω (marron, noir, marron)
R_2 : 33 kΩ (orange, orange, orange)
R_3 : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
R_4, R_6, R_7 : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
R_5 : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
C_1 : 220 pF céramique
C_2 : 100 pF céramique
C_3 : 4,7 nF céramique
C_4 : 2,2 nF céramique
C_5 : 4,7 nF milfeuil
C_6 : 10 nF céramique
C_7 : 0,47 µF tantale 15 V
T_1 : transistor NPN BC546 ou équivalent
T_2 : transistor PNP BC556 ou équivalent
IC : circuit intégré NE555
LR : diode LED rouge ø 3 mm
X : quartz 10 MHz boîtier HC18U
S : poussoir miniature à contact enfoncé
B_1, B_2 : pile alcaline bouton 1,5 V type LR43 ou LR44
Boîtier plastique T841 Diptal

Récepteur

R_1, R_{16} : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
R_2 : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
R_3, R_5, R_9, R_{11} : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R_4 : 100 Ω (marron, noir, marron)
R_6, R_{14} : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
R_7 : 220 kΩ (rouge, rouge, jaune)
R_8 : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
R_{10} : 150 Ω (marron, vert, marron)
R_{12} : 27 kΩ (rouge, violet, orange)
R_{13} : 10 kΩ ajustable
R_{15} : 1,5 MΩ (marron, vert, vert)
C_1 : 180 pF céramique
C_2 : ajustable 3-30 pF Philips
C_4 : 2,2 nF céramique
C_3, C_5, C_6, C_9 : 1 nF céramique
C_7 : 10 nF céramique
C_8, C_{13} : 0,47 µF tantale 15 V
C_{10} : 4,7 nF milfeuil
C_{11} : 22 nF céramique
C_{12} : 1 µF tantale 5 V
C_{14} : 10 nF milfeuil
C_{15} : 10 µF tantale 15 V
D_1, D_2, D_3 : diode germanium AA118 ou équivalent
D_4 : diode silicium 1N4148
D_5 : diode silicium 1N4007
T_1 : transistor NPN BC546
T_2 : transistor PNP BC556
T_3, T_4, T_5 : transistor NPN BC238
IC_1 : détecteur de fréquence LM567
IC_2 : quadruple NAND trigger 2 entrées 4093
LR, LV : diode LED rouge ou verte ø 3 mm H.L.
TL : transfo de liaison 10 x 10 mm 10,7 MHz primaire accordé avec prise intermédiaire
L_2 : inductance de choc sur ferrite VK200
S : double inverseur à glissière
B : batterie de 4 piles 1,5 V alcalines LR6 sur coupleur
K : relais Reed 5 V en boîtier DIP 1 CT
Boîtier d'interface : boîte de dérivation Legrand IP40
Boîtier récepteur : Teko P2 ou équivalent
Câble de liaison : double blindé

UN FREQUENCEMETRE 1 Hz A 20 MHz

Parmi les appareils de mesure les plus utilisés, le fréquencemètre tient une place importante, que ce soit pour l'électronicien amateur ou professionnel. Celui dont nous vous proposons la réalisation, et grâce à l'emploi d'un circuit intégré spécialisé, présente d'excellentes caractéristiques pour un encombrement réduit.



Ce montage permettra la mesure de fréquences ne devant pas excéder 20 MHz (19 999 kHz). Il sera plus spécialement utilisé pour déterminer la fréquence de sortie d'un générateur de fonctions ou bien encore la fréquence de fonctionnement de circuits TTL. Nous sommes certains que nos lecteurs lui trouveront une utilisation intéressante. Comme nous l'avons dit plus haut, ce circuit est d'une assez bonne compacité, due à l'utilisation d'un circuit intégré dédié, le ICM 7224. Il remplace à lui seul une bonne quinzaine de circuits et réduit la logique de commande du fréquencemètre à sa plus simple expression. Pour réduire encore la surface du montage, nous avons utilisé un afficheur LCD, qui, de plus, consomme un courant insignifiant, d'où l'utilisation d'un transformateur d'alimentation de petite taille.

Le schéma de principe

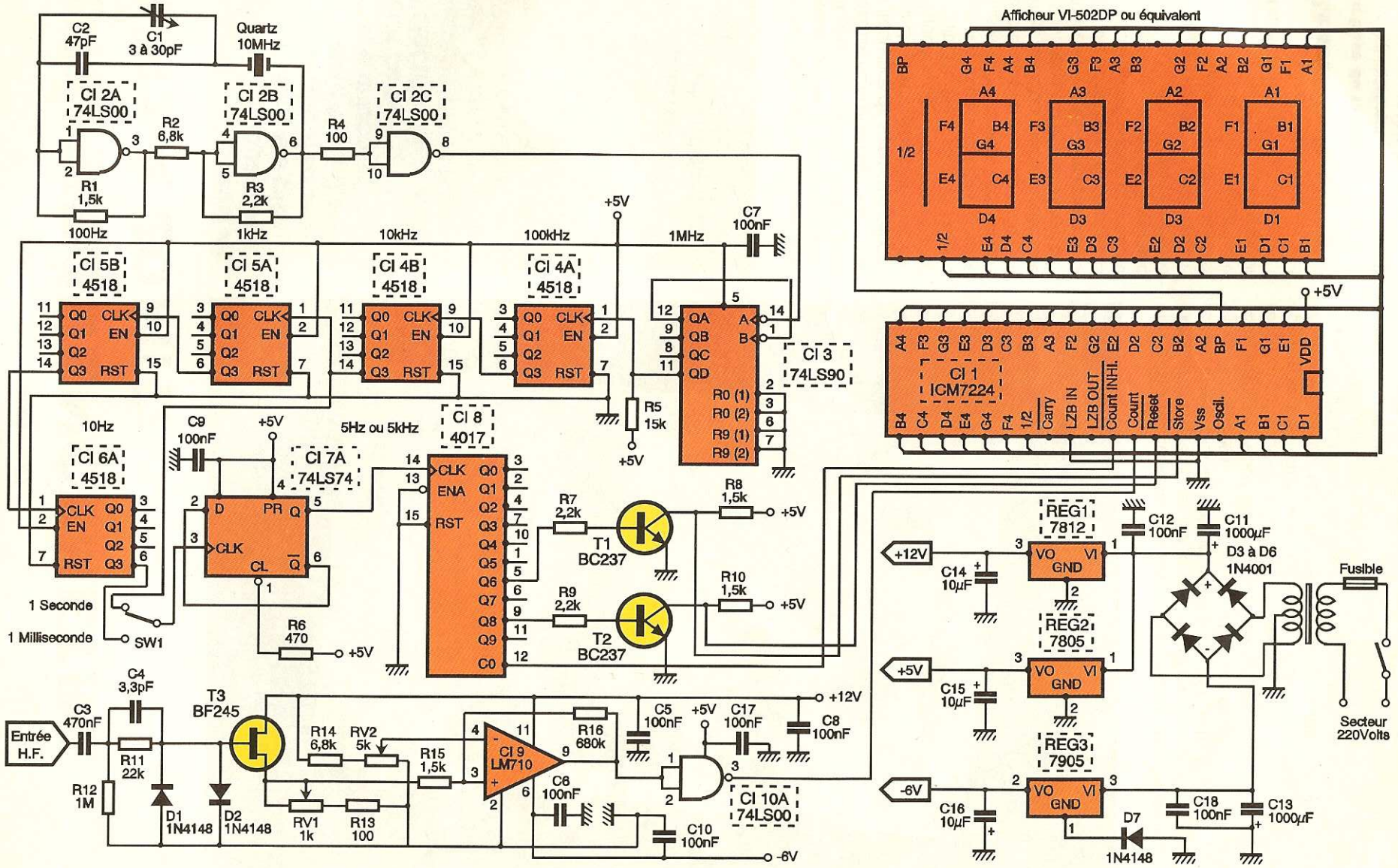
La base de temps

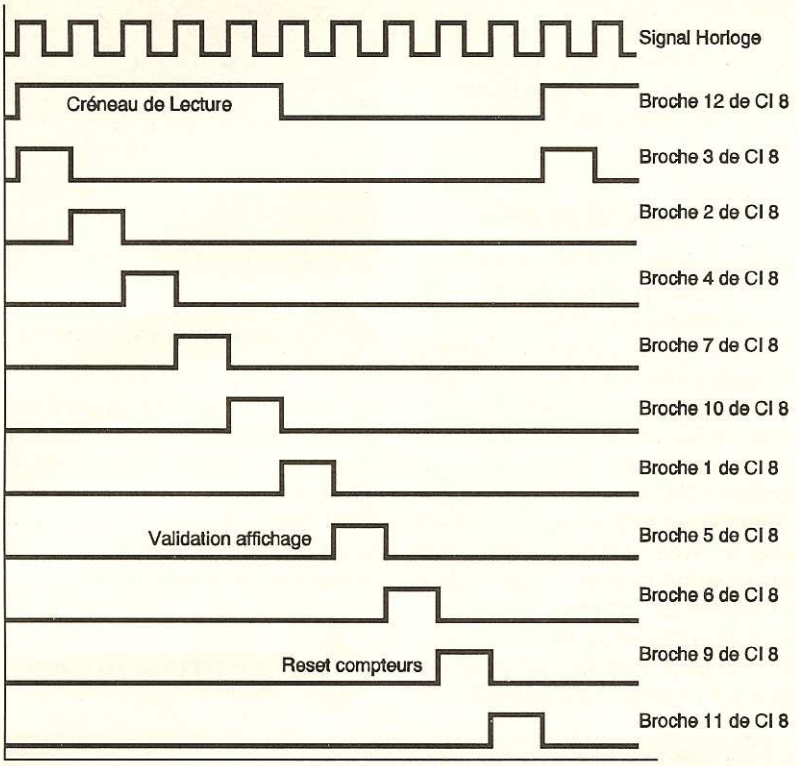
Elle est représentée à la **figure 1**. C'est elle qui régit le fonctionnement du circuit, en fournissant les créneaux de lecture (temps pendant lequel le signal d'entrée est acheminé au compteur) et les signaux de commande (Stockage et Reset), qui permettent l'affichage du résultat et la remise à zéro des compteurs internes de l'ICM 7224.

Le circuit CI_2, un 74LS00, est configuré en oscillateur en quartz. Le condensateur C_1 permet un ajustage fin de la fréquence de fonctionnement. Les créneaux de sortie sont disponibles sur la broche 8. Ils sont acheminés vers CI_3, un diviseur par 10 (74LS90) dont la fréquence de sortie est égale à 1 MHz. Ce dernier est en fait un diviseur par 2, suivi d'un diviseur par 5. C'est pourquoi la sortie 12 est rebouclée sur l'entrée 14.

Puis viennent une série de cinq diviseurs (par 10) contenus dans trois boîtiers CD 4518 (CI_4, CI_5 et CI_6). On dispose ainsi de créneaux d'une fréquence de 10 Hz sur la sortie de CI_{6A}.

Le circuit intégré suivant est un 74LS74, double bascule, monté ici en diviseur par 2. Sur son entrée Clock est appliqué soit un signal de fréquence 10 Hz, soit un signal de fréquence 10 kHz, ce qui donnera, comme nous allons le voir, des créneaux de lecture de 1 seconde ou de 1 milliseconde. C'est le circuit intégré CI_8, un CD 4017, qui est char-


Afficheur VI-502DP ou équivalent
C2 47pF
C1 3 à 30pF
Quartz 10MHz
CI 2A 74LS00
CI 2B 74LS00
CI 2C 74LS00
R1 1,5k
R2 6,8k
R3 2,2k
R4 100
100Hz
1kHz
10kHz
100kHz
1MHz
+5V
C7 100nF
CI 5B 4518
CI 5A 4518
CI 4B 4518
CI 4A 4518
CI 3 74LS90
R5 15k
10Hz
CI 6A 4518
C9 100nF
CI 7A 74LS74
5Hz ou 5kHz
CI 8 4017
R6 470
1 Seconde
1 Milliseconde
SW1
R7 2,2k
R8 1,5k
R9 2,2k
R10 1,5k
T1 BC237
T2 BC237
CI 1 ICM7224
REG1 7812
REG2 7805
REG3 7905
+12V
-6V
C11 1000µF
C12 100nF
C13 1000µF
C14 10µF
C15 10µF
C16 10µF
C18 100nF
D3 à D6 1N4001
D7 1N4148
Fusible
Secteur 220Volts
Entrée H.F.
C3 470nF
C4 3,3pF
R11 22k
R12 1M
T3 BF245
D1 1N4148
D2 1N4148
R14 6,8k
RV2 5k
RV1 1k
R13 100
R15 1,5k
CI 9 LM710
R16 680k
C5 100nF
C6 100nF
C8 100nF
C10 100nF
C17 100nF
CI 10A 74LS00



2 **LA FORME DES SIGNAUX OBTENUE LORS DU FONCTIONNEMENT.**

gé de générer ces créneaux de lecture, ainsi que les signaux de commande. Le signal de fréquence 5 Hz ou 5 kHz est donc appliqué sur l'entrée Clock de CI_8. Sur sa sortie 12 sont alors disponibles des créneaux positifs de durées égales à 1 s ou 1 ms. Quelques instants après le flanc descendant du créneau de lecture apparaît sur la broche 5 du circuit une impulsion de plus courte durée, suivie d'une seconde sur la broche 9. Ce sont ces deux impulsions qui, inversées par les transistors T_1 et T_2, commanderont l'affichage du résultat et la remise à zéro des compteurs du ICM 7224. La **figure 2** représente la chronologie de ces différents signaux. Comme on le remarque, le créneau de validation de l'affichage est généré un cycle d'horloge après le flanc descendant du créneau de lecture. Quant à l'impulsion de remise à zéro des compteurs, elle a lieu trois cycles d'horloge après ce dernier.

Le compteur et l'affichage

Le comptage des impulsions du signal d'entrée ainsi que la gestion de l'afficheur LCD sont confiés à CI_1, le ICM 7224. Il est capable de compter jusqu'à 19 999, ce qui, comme nous l'avons mentionné plus haut, sera la fréquence maximale du signal d'entrée. Outre les broches de raccordement à l'afficheur LCD, il possède également 11 autres entrées ou sorties qui permettent sa commande :

— broche 1 : alimentation + 5 V ;

— broche 5 : BP (BackPlane) est la broche utilisée pour l'alimentation de l'afficheur LCD ;

— broche 28 : Carry (retenue), qui est utilisée lorsque deux ICM 7224 sont montés en série ;

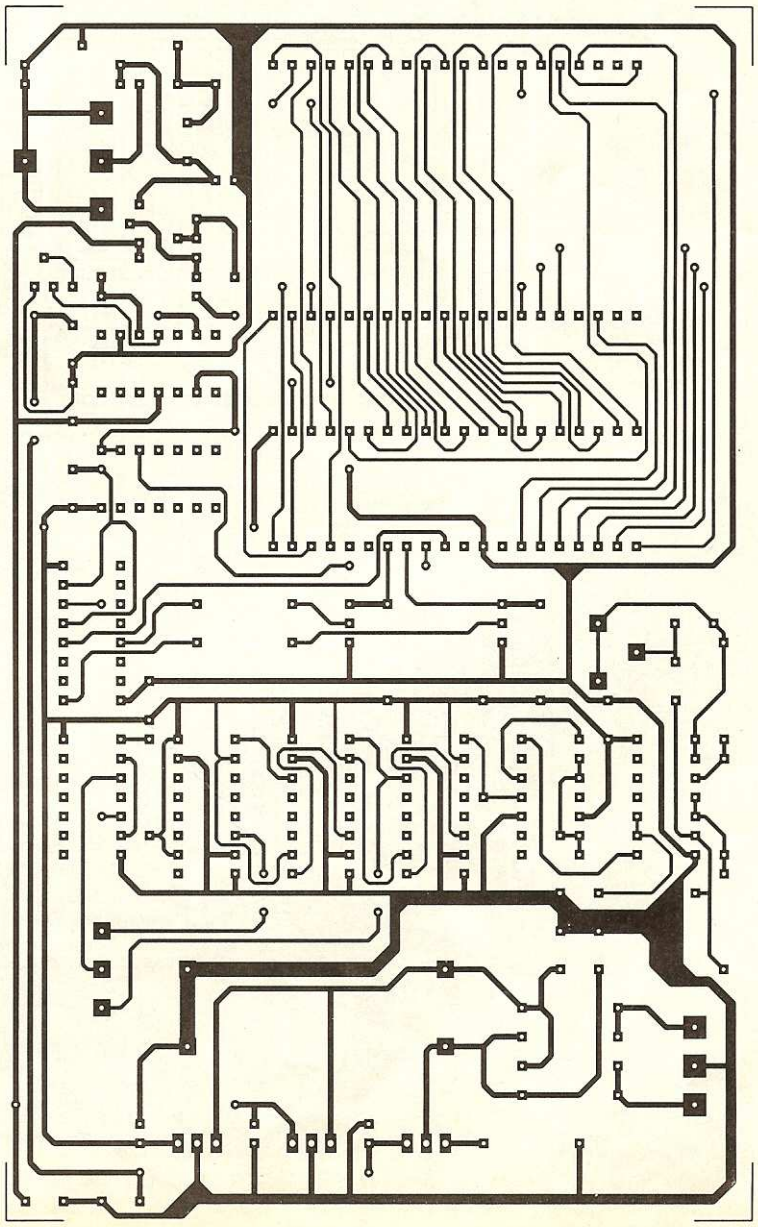
— broche 29 : LZB IN, qui, laissée en l'air, permet l'élimination des 0 non significatifs ;

— broche 30 : LZB OUT est utilisée pour la même fonction lorsque deux circuits sont montés en cascade ;

— broche 31 : Count inhibitT bloque le comptage lorsqu'un niveau bas lui est appliqué ; c'est sur cette broche que nous appliquerons le créneau de lecture ;

— broche 32 : Count est l'entrée sur laquelle est appliqué le signal dont

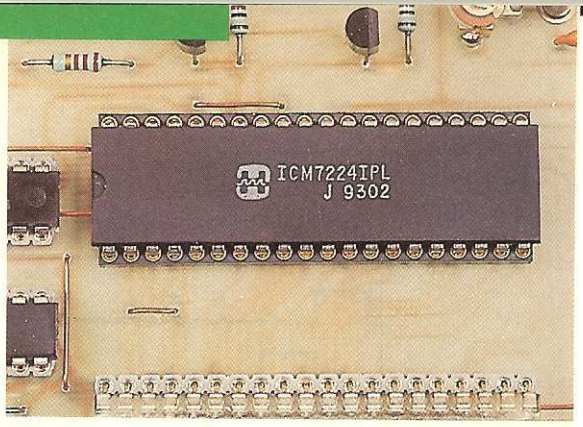
3 **LE CIRCUIT IMPRIME.**



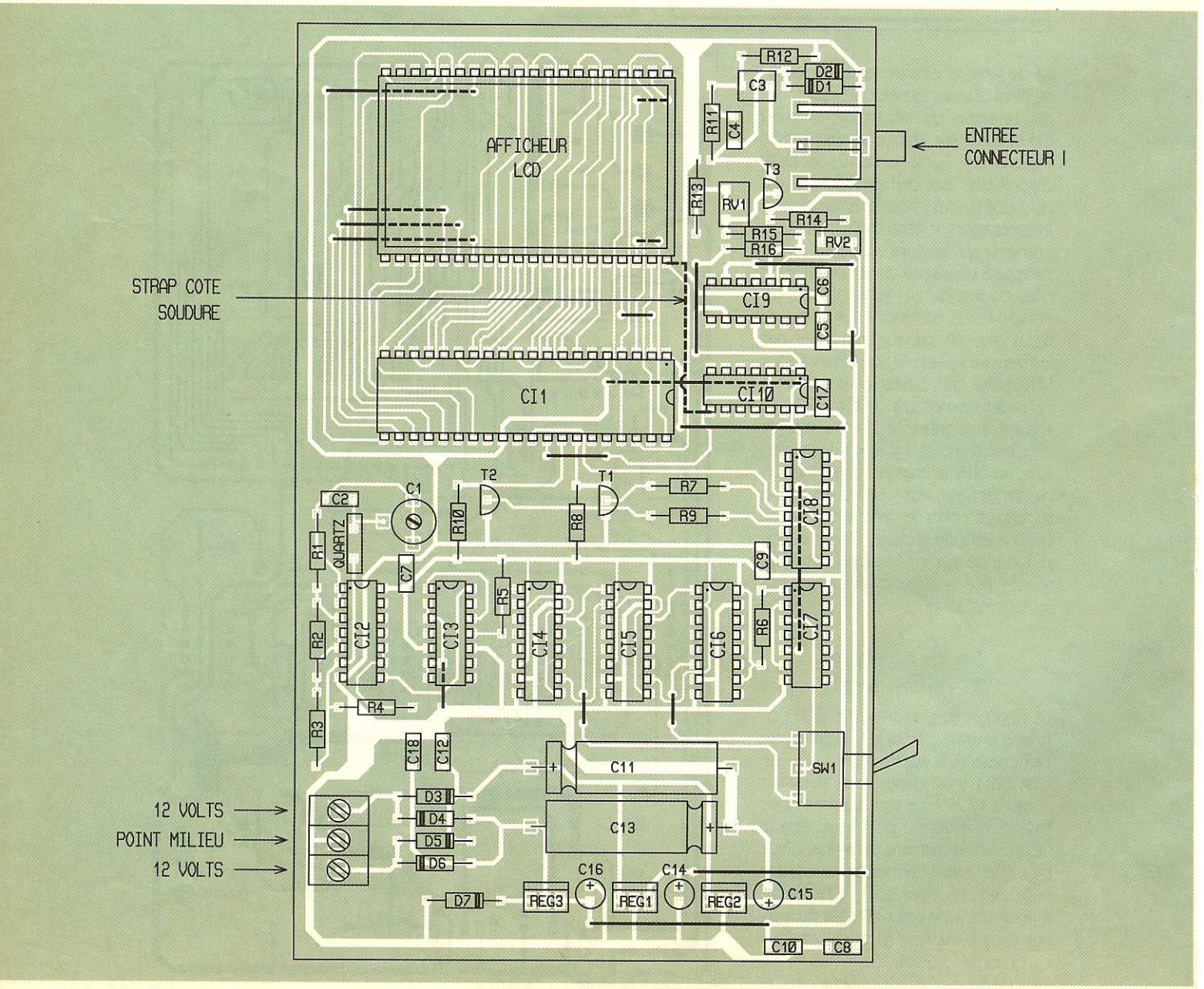
on veut connaître la fréquence ;
— broche 33 : Reset est l'entrée de remise à zéro des compteurs internes ;
— broche 34 : Store est l'entrée de validation de l'affichage du contenu des compteurs ;
— broche 35 : VSS est la broche de masse ;
— broche 36 : Oscillator est la broche de validation de l'oscillateur interne. Mise à la masse, elle déconnecte cet oscillateur dont la fonction est de générer le signal carré utilisé pour l'alimentation de l'afficheur LCD.
Cet afficheur est un modèle standard 20 000 points disponible chez de nombreux revendeurs. Seuls les segments ont été connectés. Les broches utilisées pour l'alimentation des « + », « – » et autres « : » ont été laissées en l'air car nous n'en avions par l'utilité ici. Comme nous l'avons vu, la broche BP est connectée directement à l'ICM 7224 qui en assure l'alimentation à l'aide d'un signal carré de fréquence approximative de 150 Hz.

L'étage d'entrée

Il est centré autour du transistor T_3, un effet de champ de type BF 245, et du circuit intégré CI_9, un LM 710, comparateur rapide. L'entrée du signal à mesurer s'effectue sur un condensateur de forte valeur, C_3 (470 nF). La résistance R_{12} de 1 MΩ fixe l'impédance d'entrée. Les diodes D_1 et D_2 protègent le transistor T_3 des signaux d'amplitude trop élevée et limitent ainsi le niveau à 0,6 V. La résistance ajustable RV_1 permet le réglage de la sensibilité de cet étage à transistor. Le signal prélevé sur la source de T_3 à l'aide de la résistance R_{15} est appliqué sur l'entrée non-inverseuse de CI_9. L'entrée inverseuse, quant à elle, est connectée à un réseau résistif diviseur dont la tension de sortie est réglable à l'aide de la résistance RV_2. C'est cette dernière qui ajuste le point de basculement du circuit CI_9 et fixe ainsi la sensibilité de cet éta-



LE CIRCUIT INTEGRE PRINCIPAL.



4 **L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.**

ge. Le signal de sortie est disponible sur la broche 9 du LM 710. Ce signal est à la norme TTL, ce qui en simplifie son utilisation. La porte NAND connectée à la sortie de CI_9 remet le signal en forme, qui est ensuite directement appliqué à l'ICM 7224. Les condensateurs C_5, C_6, C_8 et C_{10} sont utilisés pour le découplage des lignes d'alimentation + 12 V et – 6 V. Ainsi configuré, cet étage d'entrée permet d'obtenir une sensibilité très correcte d'environ 40 mV, ce qui nous semble amplement suffisant pour la majorité des applications.

L'alimentation

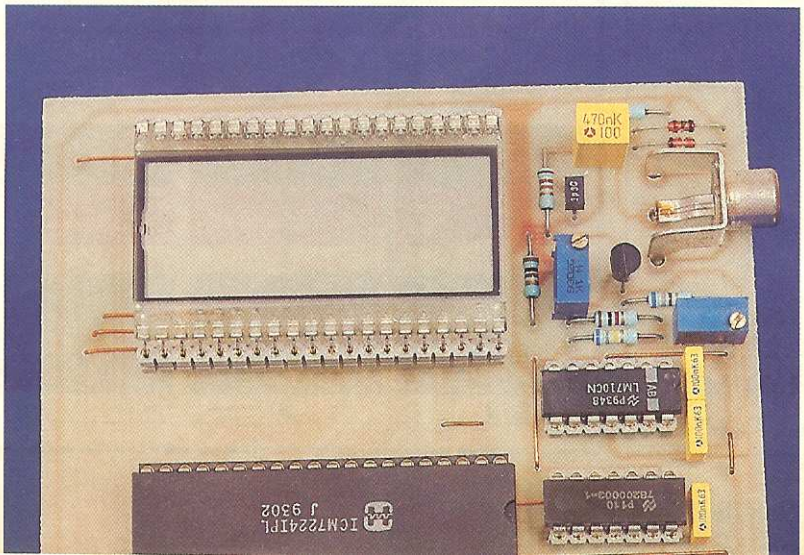
Elle est triple puisqu'en plus du 5 V nécessaire aux circuits logiques le comparateur CI_9 nécessite pour son fonctionnement une tension de + 12 V et une tension de – 6 V. Ces trois tensions sont générées par des régulateurs trois broches. La configuration de REG_3 demande une petite explication. En effet, la broche GND normalement reliée à la masse, l'est ici, mais par l'intermédiaire de la diode D_7. Cela permet d'utiliser un régulateur – 5 V plus facilement disponible qu'un régulateur – 6 V. la tension obtenue en sortie est alors égale à (– 5) + (– 0,6) = – 5,6 V environ, ce qui est suffisant pour le LM 710.
L'abaissement de la tension du secteur est confié à un transformateur de 2 x 12 V, dont le point milieu fera office de masse.

La réalisation

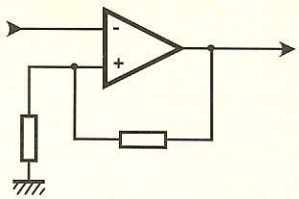
Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 3**. Il est hors de question d'essayer de le réaliser à l'aide d'un feutre spécial, la densité des pistes étant relativement importante, surtout au niveau de l'ICM 7224 et de l'afficheur LCD. Il conviendra d'utiliser soit la méthode photographique, soit la méthode par la photocopie et l'utilisation d'un produit rendant transparent le papier.
Le câblage sera effectué en se reportant au schéma d'implantation représenté en **figure 4**. Il débutera tout d'abord par la mise en place de tous les straps, certains se trouvant sous les circuits intégrés. Puis les supports de CI (ou de la barrette sécable) seront soudés. Pour l'afficheur LCD, on utilisera obligatoirement des barrettes sécables. Deux ou trois rangées de ces dernières seront empilées afin de surélever l'afficheur, pour qu'il se trouve au-dessus des autres composants. Les résistances et les condensateurs seront ensuite mis en place, puis les régulateurs, le bornier à trois points, le quartz, l'inverseur SW_1, le connecteur RCA et les trois transistors.
On n'insérera pas immédiatement les circuits intégrés ni l'afficheur LCD.

Les essais

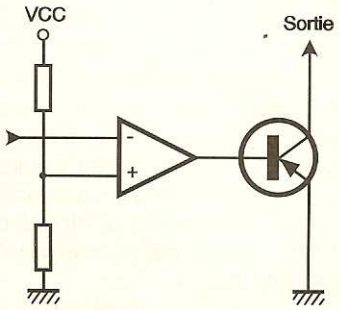
On vérifiera d'abord, en connectant un petit transformateur 2 x 12 V au circuit, la présence des trois tensions d'alimentation, ainsi que leur bonne valeur (à 5 % près). Seulement alors les circuits intégrés CI_2 à CI_8 pourront être insérés dans leur support. A l'aide d'un oscilloscope ou d'une sonde logique, on vérifiera la présence du signal d'horloge en différents points du circuit, ainsi que celle du créneau de lecture et des deux signaux de commande aux sorties de CI_8. On pourra alors mettre en place, après avoir mis le montage hors tension, l'ICM 7224 et l'afficheur LCD. Lors de l'insertion de ce dernier sur son support, il conviendra de prendre garde à ne pas appuyer en son milieu, ce qui pourrait occasionner sa destruction, mais du côté de ses broches.



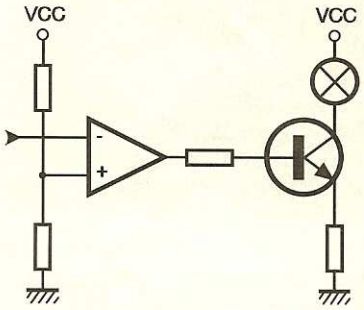
L'AFFICHEUR LCD.



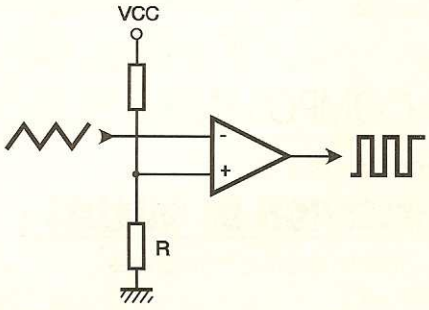
TRIGGER DE SCHMITT.



AMPLIFICATEUR DE LIGNE.



DETECTEUR DE NIVEAU.



MODULATION PAR LARGEUR D'IMPULSION.

Après mise en fonction de l'alimentation, l'afficheur doit annoncer « 0000 », ce qui correspond à un fonctionnement normal.
Pour ce qui est de l'étage d'entrée, CI_9 étant sur son support, connecter la sonde de l'oscilloscope sur la sortie en broche 9. Injecter un signal d'environ 100 mV en entrée du fréquencemètre. Par réglage de RV_1 et RV_2, il faudra obtenir un signal

rectangulaire de la meilleure forme possible.
Injecter maintenant un signal de fréquence connue et comparer au résultat obtenu sur l'afficheur. Ils doivent bien entendu indiquer une valeur identique.

Note

La sensibilité de l'étage d'entrée étant relativement importante, il se peut que l'afficheur, lorsque aucune source n'est pas connectée à l'entrée du fréquencemètre, indique un autre nombre que « 0000 ». Cela est sans importance pratique et ne modifie en rien la qualité de l'appareil. On peut toutefois éviter cet inconvénient en diminuant la sensibilité de l'étage d'entrée par manœuvre de l'ajustable RV_2.

Patrice OGUIC

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Circuits intégrés
CI_1 : ICM 7224
CI_2, CI_{10} : 74LS00
CI_3 : 74LS90
CI_4, CI_5, CI_6 : CD 4518
CI_7 : 74LS74
CI_8 : CD 4017
CI_9 : LM 710
REG_1 : régulateur 7812
REG_2 : régulateur 7805
REG_3 : régulateur 7905

Semi-conducteurs
T_1, T_2 : BC 237, 2N2222
T_3 : BF 245
D_1, D_2, D_7 : 1N4148
D_3, D_4, D_5, D_6 : 1N4001 à 1N4007

Résistances
R_1 : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
R_2, R_{14} : 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)
R_3, R_7, R_9 : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
R_4, R_{13} : 100 Ω (marron, noir, marron)
R_5 : 15 kΩ (marron, vert, orange)
R_6 : 470 Ω (jaune, violet, marron)
R_8, R_{10}, R_{15} : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
R_{11} : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)
R_{12} : 1 MΩ (marron, noir, vert)
R_{16} : 680 kΩ (bleu, gris, jaune)
RV_1 : 1 kΩ résistance ajustable multitours
RV_2 : 5 kΩ résistance ajustable multitours

Condensateurs
C_1 : 3 pF à 30 pF ajustable
C_2 : 47 pF
C_3 : 470 nF
C_4 : 3,3 pF
C_5, C_6, C_7, C_8, C_9, C_{10}, C_{12}, C_{17}, C_{18} : 100 nF
C_{11}, C_{13} : 470 µF à 1 000 µF/25 V
C_{14}, C_{15}, C_{16} : 10 µF/16 V tantale

Divers
1 afficheur LCD type VI-502DP ou équivalent
1 connecteur RCA pour circuit imprimé
1 inverseur unipolaire
5 supports pour circuits intégrés 14 broches
4 supports pour circuits intégrés 16 broches
Barrette sécable
1 bornier à vis trois points
1 quartz 10 MHz

HB Composants

VOTRE SPECIALISTE
EN COMPOSANTS ELECTRONIQUES

HB COMPOSANTS

UNE SELECTION DE QUALITE :

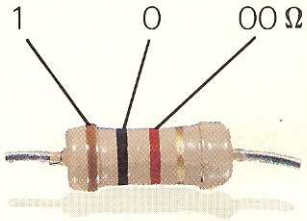
- Composants électroniques ;
- Outillage ;
- Appareils de mesure ;
- Kits : TSM, Collège, Velleman, Eurokit... ;
- Accessoires ;
- Librairie technique ;
- Haut-parleurs...

à 20 minutes de Paris, stationnement facile

HB Composants

7 bis, rue du Dr MORERE **Tél. : 69.31.20.37**
91120 PALAISEAU **Fax : 60.14.44.65**
Du lundi au samedi de 10 h à 13 h et de 14 h 30 à 19 h

CODE des COULEURS des RESISTANCES



offert par : ELECTRONIQUE PRATIQUE

1 2 3 *Tolérance : or ± 5 %, argent ± 10 %*

1re bague 1re chiffre	*2e bague 2e chiffre*	*3e bague multiplicateur*
	0	× 1
1	1	× 10
2	2	× 100
3	3	× 1 000
4	4	× 10 000
5	5	× 100 000
6	6	× 1 000 000
7	7	
8	8	
9	9	

DOMOTIQUE

Les applications des circuits ISD sont décidément aussi nombreuses que variées. Voici un thermomètre pour le moins original qui, plutôt que d'afficher la température, vous l'annonce régulièrement à haute et intelligible voix...

UN THERMOMETRE PARLANT

I – Le principe

a) Le principe de fonctionnement (fig. 1)

Le capteur de température est une CTN (résistance à coefficient de température négatif). Le potentiel variable en formation de la température se trouve d'abord « linéaire » avant d'être présenté sur l'entrée d'un convertisseur analogique → digital. Ce dernier partage la plage délimitée par des potentiels de référence en 15 parties égales.

Un circuit ISD 1020 (durée du cycle 20 secondes) a subi un enregistrement préalable consistant en la déclinaison des nombres 12 à 25 régulièrement espacés dans la plage de temps. A chaque démarrage d'un cycle, une base de temps prend également son départ et fait avancer un compteur binaire de 4 bits (donc de 0 à 15). Un dispositif de comparaison est constamment en activité. Il détecte l'intervalle de temps pendant lequel les nombres binaires émanant du convertisseur et du compteur sont les mêmes. Dans ce cas, le relais « son » mettant en liaison le circuit ISD et le haut-parleur se ferme. Il en résulte l'annonce du nombre enregistré à cet endroit précis de la plage. Un système de synchronisation assure le démarrage de la base de temps en adéquation avec le début du cycle du circuit ISD.

La période des annonces de la température est de 20 secondes, durée du cycle complet du circuit ISD 1020.

d) Linéarisation du potentiel issu de la CTN (fig. 2)

La courbe de réponse d'une CTN n'est pas linéaire. Sa variation est logarithmique. Sa résistance ohmique diminue quand la température augmente et inversement. Elle présente une résistance égale à sa valeur maximale pour une température de 25 °C. La CTN retenue, de valeur maximale 47 kΩ, que l'auteur a d'abord testée pour trois températures, réparties dans une plage de températures ambiantes courantes, a donné les résultats suivants :

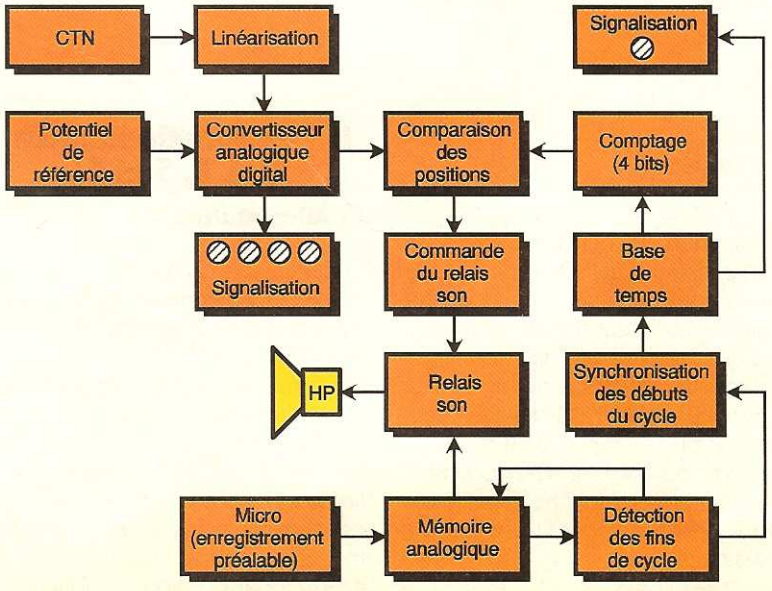
10 °C ⇨ 107 kΩ
16 °C ⇨ 80 kΩ
23 °C ⇨ 58 kΩ

En montant la CTN en série avec une résistance R, le tout étant placé sous un potentiel U, on relève au point de jonction CTN/R un potentiel u de manière que l'égalité suivante se trouve vérifiée :

$$\frac{u}{U} = \frac{R}{R + R_{CTN}}$$

Notre propos consiste à déterminer la valeur de R pour que le rapport u/U soit linéaire dans un référentiel où l'axe des abscisses représente la température.

1 LE PRINCIPE GENERAL DU MONTAGE



En relation avec les correspondances température → R_{CTN}, nous pouvons écrire les égalités suivantes :

$$10\ °C \Rightarrow \left(\frac{u}{U}\right)_{10} = \frac{R}{R+107}$$

$$16\ °C \Rightarrow \left(\frac{u}{U}\right)_{16} = \frac{R}{R+80}$$

$$23\ °C \Rightarrow \left(\frac{u}{U}\right)_{23} = \frac{R}{R+58}$$

Pour obtenir la linéarité de u/U, il suffit que l'égalité suivante se trouve respectée :

$$\frac{\left(\frac{u}{U}\right)_{16} - \left(\frac{u}{U}\right)_{10}}{16-10} = \frac{\left(\frac{u}{U}\right)_{23} - \left(\frac{u}{U_{10}}\right)_{10}}{23-10}$$

soit :

$$\frac{\frac{R}{R+80} - \frac{R}{R+107}}{6} = \frac{\frac{R}{R+58} - \frac{R}{R+107}}{13}$$

De cette égalité, on tire R = 55,47 kΩ. Nous retiendrons R = 55,5 kΩ, valeur que l'on peut obtenir en plaçant en série deux résistances de 27 kΩ et une résistance de 1,5 kΩ (27 + 27 + 1,5 = 55).

c) Plage d'utilisation (fig. 2)

Le potentiel présenté sur l'entrée analogique du convertisseur analogique → digital est donc une fonction linéaire de la température exprimée en degré Celsius. Si R = 55 kΩ, nous obtenons :

$$\text{Pour } 10\ °C \Rightarrow \frac{u}{U} = \frac{55,5}{55,5+107} = 0,341$$

$$\text{Pour } 16\ °C \Rightarrow \frac{u}{U} = 0,409$$

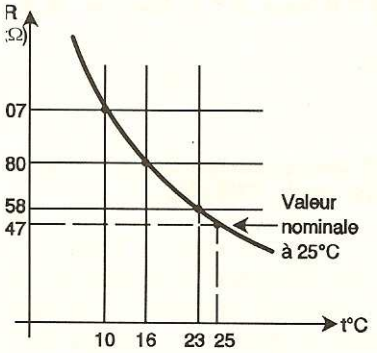
$$\text{Pour } 23\ °C \Rightarrow \frac{u}{U} = 0,489$$

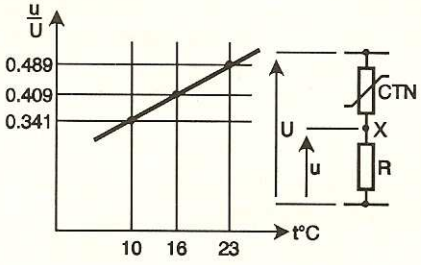
L'utilisation d'un circuit ISD impose un potentiel d'utilisation de 5 V. Par ailleurs, le référentiel inférieur du circuit convertisseur mis en œuvre est obligatoirement 0 V (par rapport à l'alimentation de ce dernier). Pour obtenir 0 V pour l'extrémité inférieure de la plage retenue, il est donc nécessaire de disposer d'un potentiel d'alimentation U tel que (dans le cas où l'extrémité inférieure est de 10 degrés) :
U = 0,341 U + 5

Cette expression permet de calculer U = 7,58 V.
En définitive, par rapport au « moins » du convertisseur, le « moins » général de l'alimentation serait dans ce cas à – 2,58 V, le « plus » étant commun. En rendant cette valeur réglable, il est alors facile de choisir la référence inférieure. Quant à la référence supérieure, elle est réglable ; nous en reparlerons.
Le convertisseur partage cette plage de potentiel en 15 parties égales. Le tableau de la **figure 2** indique comment, en face de chaque valeur binaire présentée par le convertisseur, a été placée en correspondance une température.

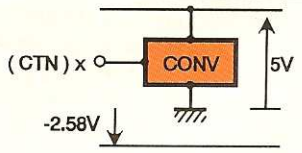
l'émetteur de T_3 un potentiel réglable de 0 à 10,8 V. Il faut en effet tenir compte du potentiel de jonction base-émetteur d'un transistor au silicium, qui est de 0,6 V environ.
La capacité C_3 assure un complément de filtrage de ce potentiel. C'est d'ailleurs sous ce dernier qu'est placée la chaîne de mesure CTN/R_3/R_4/R_5.
La base du transistor PNP T_4 est maintenue à un potentiel de – 5,6 V par rapport à la référence positive commune évoquée ci-dessus, grâce à la

2 LES COURBES R = f (t°C)





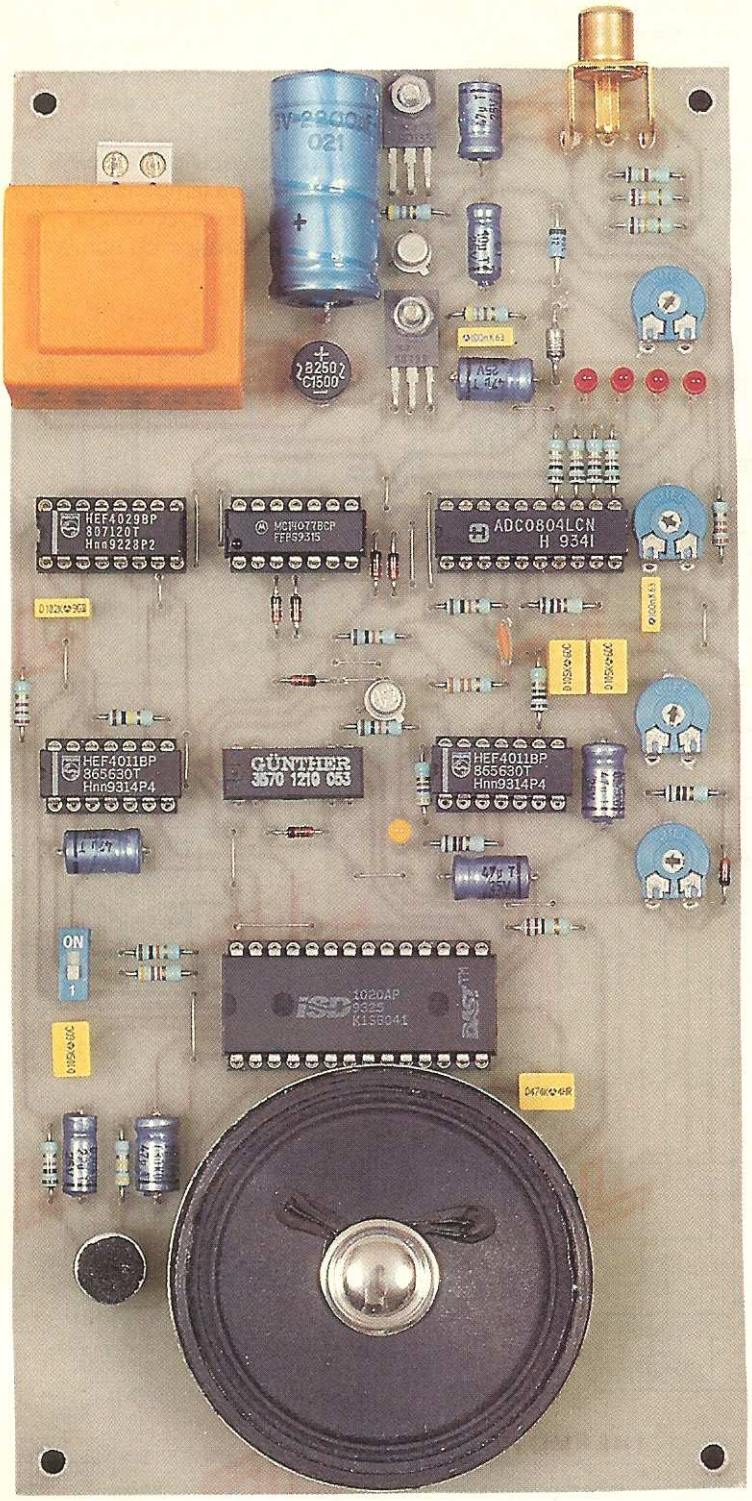
Indication digitale				Valeur annoncée par le haut-parleur
0	0	0	0	Silence
0	0	0	1	12
0	0	1	0	13
0	0	1	1	14
0	1	0	0	15
0	1	0	1	16
0	1	1	0	17
0	1	1	1	18
1	0	0	0	19
1	0	0	1	20
1	0	1	0	21
1	0	1	1	22
1	1	0	0	23
1	1	0	1	24
1	1	1	0	25
1	1	1	1	25 et plus



II – Le fonctionnement (fig. 4, 5 et 6)

a) Alimentation

L'énergie est fournie par le secteur 220 V par l'intermédiaire d'un transformateur dont le secondaire délivre un potentiel de 12 V.
Un pont de diodes redresse les deux alternances, tandis que la capacité C_1 réalise un filtrage efficace. Les transistors T_1 et T_3 forment un Darlington. Le potentiel de la base de T_1 est réglable grâce à l'ajustable A_1, monté sur la zener DZ_1 de 12 V. Grâce à cette disposition, on obtient sur diode zener DZ_2. Toujours par rapport à cette référence, on relève sur l'émetteur de T_4 un potentiel de – 5 V dont C_4 assure le filtrage, C_5 faisant office de capacité de découplage.
C'est l'émetteur de T_4 qui constitue pour la suite du montage le « moins » général de l'alimentation. Tous les composants situés en aval de T_4 sont alimentés par un potentiel de + 5 V par rapport à cette référence fixe.
En agissant sur le curseur de l'ajustable A_1, on obtient, par rapport à cette référence, sur l'armature négative de C_1, un potentiel négatif qu'il conviendra de régler une fois pour toutes. Nous y reviendrons.



b) Convertisseur analogique → numérique

Le circuit référence IC_1 est un ADC 0804. Il s'agit d'un convertisseur qui transforme la valeur analogique d'un signal reçu sur l'entrée $V_{IN}+$, en valeur binaire. Il dispose pour cela de huit sorties marquées D_1 à D_8. Grâce à cette disposition, il partage la valeur du potentiel compris entre 0 et une référence supérieure, en 255 parties égales, suivant une règle de trois :

LA CARTE PRETE A L'EMPLOI.

$$N = \frac{V_{IN}}{\text{Réf supérieure}} \times 255$$

(N, valeur numérique binaire)
Dans la présente application, nous n'utiliserons que les quatre sorties de plus grand poids D_5 à D_8. En conséquence, le même intervalle se trouve alors partagé en 15 parties égales.

Grâce à l'ajustable A_2, il est possible de définir la référence supérieure. L'entrée 9 (Vréf/2) délimite cette référence. Il suffit pour cela de la porter à une valeur **moitié** de la valeur que l'on désire choisir comme limite supérieure. Par exemple, si l'on soumet l'entrée 9 à un potentiel de 2 V, la plage de fonctionnement de l'entrée analogique s'étend de 0 à 4 V.
Sans entrer dans le détail du fonctionnement interne de ce circuit complexe mais dont l'utilisation est simple, signalons qu'il progresse par approximations successives. Il dispose pour cela d'un générateur d'horloge interne dont la fréquence est fonction de R_6 et C_7.

$$\left(f = \frac{1}{1{,}1 \times R_6 \times C_7}\right)$$

Les LED L_1 à L_4 permettent de visualiser la valeur digitale fournie par IC_1. Par exemple, si la plage de fonctionnement définie par la broche 9 est de 4 V, et si l'on présente sur l'entrée 6 un potentiel continu de 2,85 V, la valeur numérique N qui en découlera sera :

$$N = \frac{2{,}85}{4} \times 15 = 10{,}68, \text{ soit } 11$$

Cette valeur sera alors directement lisible par l'observation des LED (LED allumée = 1, LED éteinte = 0). La valeur 11 s'écrit en binaire : 1011 (sens de lecture $D_8 \rightarrow D_5$).

c) Base de temps

Les portes NAND III et IV de IC_5 forment un multivibrateur astable commandé. Tant que son entrée 8 est soumise à un état bas, le multivibrateur est en situation de blocage. Sa sortie présente un état bas. En revanche, dès que l'entrée de commande passe à un état haut, le multivibrateur entre en oscillation. Il délivre sur sa sortie des créneaux de forme carrée dont la période est définie par A_4, C_{16} et C_{15}. Nous verrons plus loin que le curseur de A_4 sera à régler de façon à obtenir une période d'oscillation de l'ordre de la seconde. Grâce à la LED L_5, il est possible de contrôler visuellement le battement de la base de temps. Sa sortie aboutit à l'entrée d'un trigger de Schmitt formé par les portes NAND III et IV de IC_4. Ce dernier fournit sur sa sortie des créneaux dont les fronts ascendants et descendants sont bien verticaux.

d) Découpage binaire du cycle de mesure

Le circuit IC_2 est un compteur-décompteur BCD/binaire : un CD 4029. Il fonctionne ici dans le sens du comptage binaire, c'est-à-dire qu'il peut occuper 16 positions différentes, matérialisées par l'état des sorties Q_1 à Q_4.

e) Mise en évidence de la température

Le circuit IC_3, un CD 4077, contient 4 portes « NOR EXCLUSIF ». Le fonctionnement d'une telle porte est très simple : pour que la sortie présente un état haut, il faut que les deux entrées soient soumises à un même état, peu importe lequel ; dans le cas où ces états sont différents, la sortie présente un état bas.

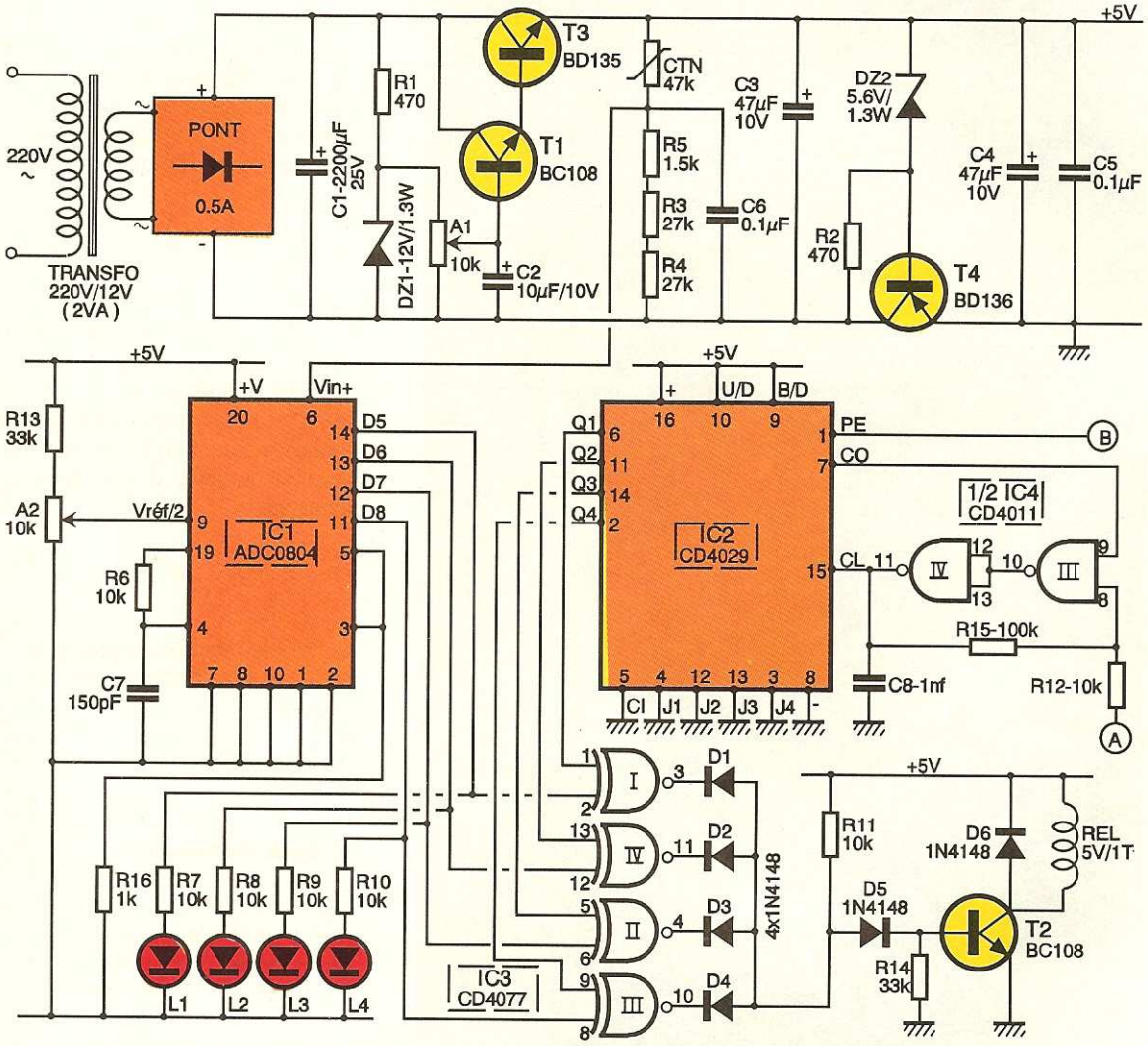
Les entrées d'une même porte sont reliées aux sorties du même rang du convertisseur IC_1 et du compteur IC_2. Avec cette disposition, on constate sur les ondes communes de D_1, D_2, D_3 et D_4 :

— un état bas si IC_1 et IC_2 présentent des valeurs binaires différentes ;

— un état haut si IC_1 et IC_2 présentent la même valeur binaire.

Dans le dernier cas, le transistor T_2 se sature. Il comporte dans son circuit collecteur un relais miniature de type REED. En se fermant, il met en liaison la sortie de puissance de l'ISD 1020 avec le haut-parleur.

A titre d'exemple, si le potentiel issu de la CTN est tel que le convertisseur présente le nombre binaire 1000 (sous $D_4 \rightarrow D_5$), c'est-à-dire 8, lorsque le compteur IC_2 occupera lui aussi cette valeur particulière 8, le relais se fermera temporairement pour cette position du compteur. Il en résulte la déclinaison du nombre préa



Le compteur avance au rythme des fronts montants des créneaux délivrés par le trigger de Schmitt évoqué au paragraphe précédent. Lorsqu'il atteint la position 15 (1111), la sortie CO *(Carry Out)* passe à l'état bas. De ce fait, le trigger se trouve neutralisé et le compteur reste bloqué sur cette position.

Lorsque l'entrée PE *(Preset Enable)* reçoit une impulsion positive, le compteur se trouve remis à zéro et peut entamer un nouveau cycle. Nous verrons plus loin que c'est le circuit ISD 1020 qui est à l'origine de ces cycles ; c'est lui qui pilote tout le processus.

3 LE SCHEMA DE PRINCIPE

lablement enregistré dans le circuit ISD, à cet intervalle précis de son cycle. On entendra alors au niveau du haut-parleur l'annonce de la valeur 19.

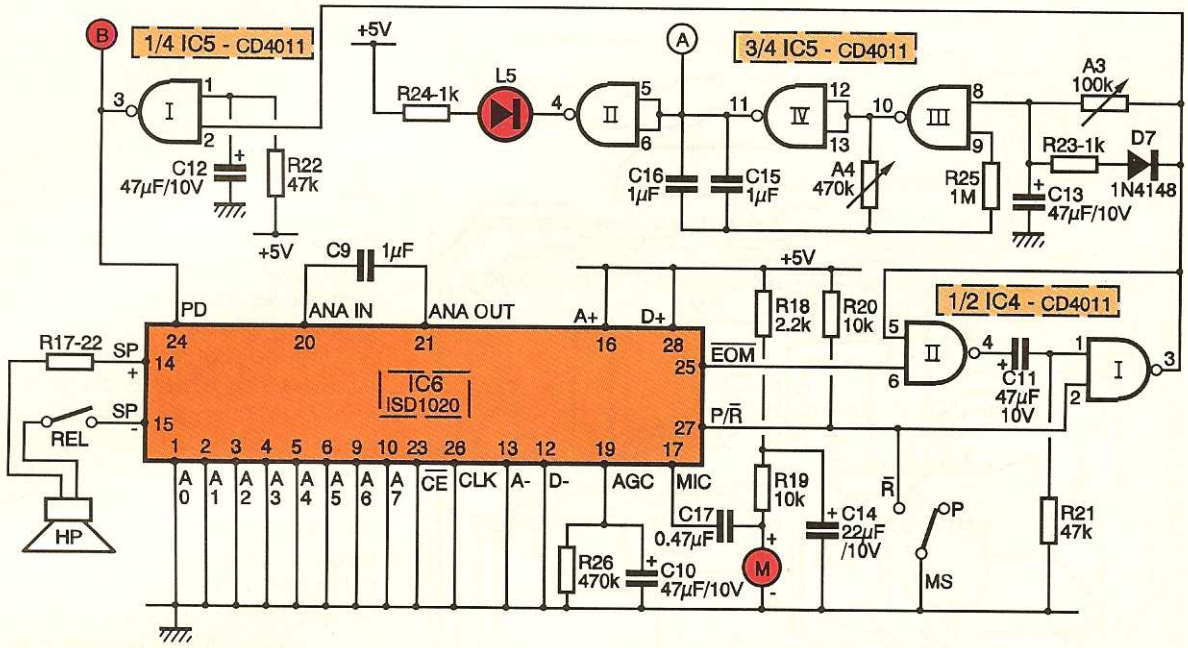
f) Le circuit ISD 1020

Nous avons souvent eu l'occasion d'évoquer ce circuit. Rappelons qu'il s'agit d'une mémoire analogique effaçable électroniquement à la manière d'une EEPROM. Elle peut conserver indéfiniment son enregistrement, même en cas de coupure de l'alimentation.

L'ISD 1020 se caractérise par un cycle complet de 20 secondes. L'entrée 27 *(Play/Record)* permet de déterminer le mode de fonctionnement. Si l'on soumet cette entrée :
— à l'état haut, c'est la restitution du contenu de la mémoire (PLAY) ;

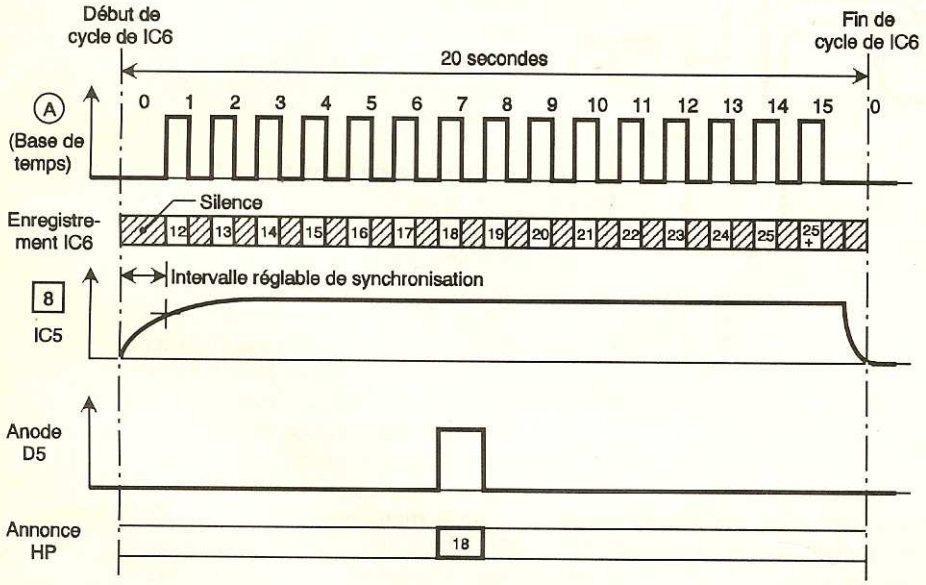
Lorsqu'un cycle est terminé, la sortie 25 (EOM) passe à l'état bas. Elle repasse à l'état haut dès que l'on réarme le circuit par l'intermédiaire de la broche 24.
Au moment de la mise sous tension, la capacité C_{12} se charge à travers R_{22}.

EOM passe momentanément à l'état bas. De ce fait, elle amorce la bascule monostable formée par les portes NAND I et II de IC_4. Sur la sortie de cette dernière, on relève alors un état bas d'une durée d'environ 1,5 seconde. Par l'intermédiaire de la por



4 LE PROCESSUS DE PAROLE

5 LES CHRONOGRAMMES



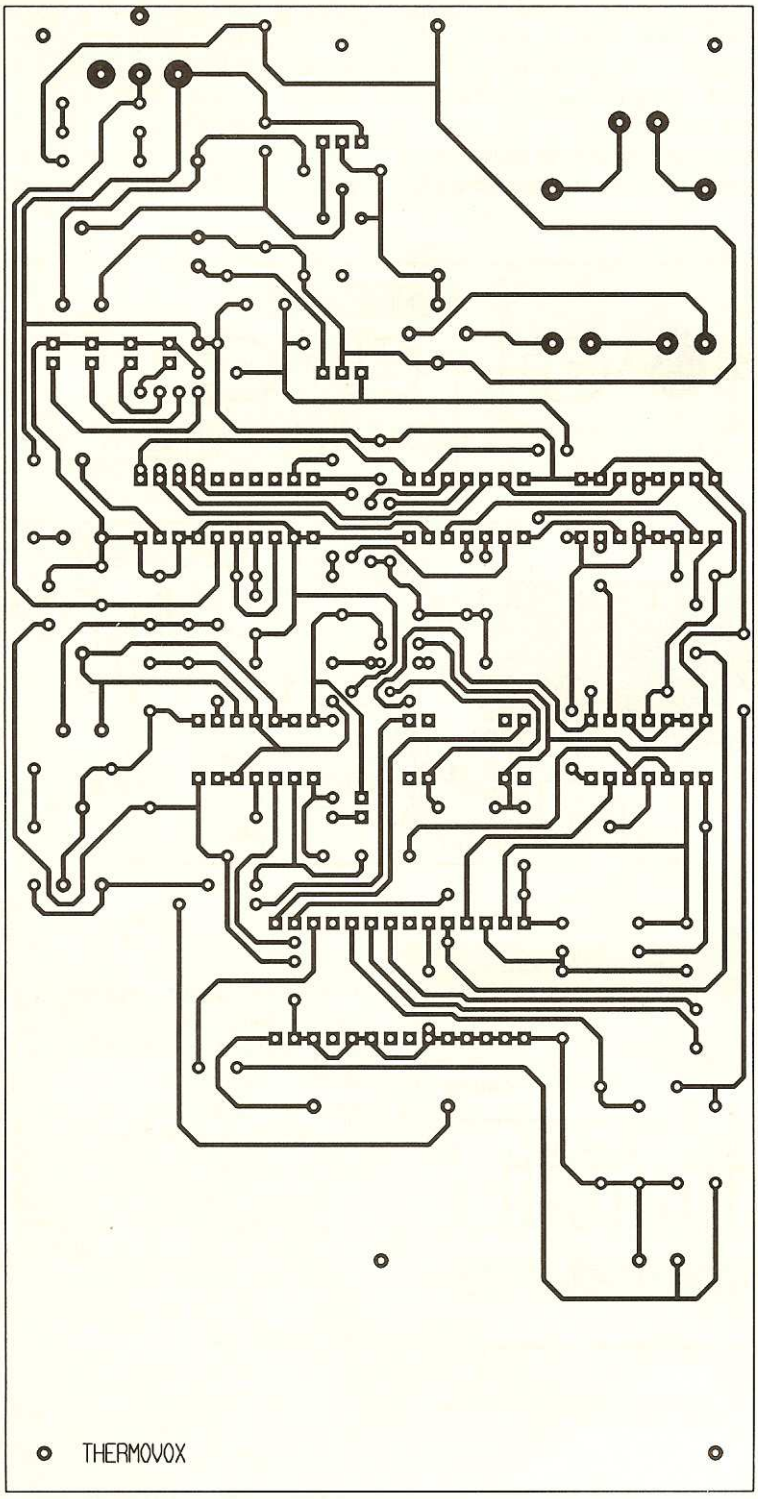
— à l'état bas, l'ISD est prêt à enregistrer, en effaçant systématiquement l'enregistrement précédent, les sons en provenance du micro *(Record)*.
Pour démarrer un cycle, il suffit de présenter sur l'entrée 24 (PD) une impulsion positive. Cela est valable aussi bien pour la restitution que pour l'enregistrement.

Il en résulte une impulsion positive sur la sortie de la porte NAND I de IC_5. Le circuit ISD prend alors son départ. Ce dispositif constitue une initialisation automatique au moment de la mise sous tension. En effet, la même impulsion a également pour conséquence la remise à zéro du compteur IC_2.
Lorsqu'un cycle s'achève, la sortie

te NAND I de IC_5, cette impulsion assure le lancement automatique du cycle suivant.
A ce moment, la sortie de la bascule monostable repasse à son état haut de repos. Mais l'entrée 8 du multivibrateur astable NAND III et IV de IC_5 n'atteint le niveau logique 1 qu'après une temporisation réglable grâce à l'ajustable A_3. De ce fait, la base de temps « compteur » IC_2 prend son départ avec un retard réglable. C'est ce dispositif qui permettra de régler la synchronisation de l'enregistrement avec la valeur de la température affichée par les LED L_1 à L_4. Nous en reparlerons au chapitre consacré aux mises au point.

g) Enregistrement préalable

L'enregistrement se produit en plaçant l'interrupteur « micro-switch » MS en position de fermeture. L'entrée 27 est alors soumise à un état bas. Notons que, dans ce cas, la bascule monostable formée des portes NAND I et II de IC_4 est neutralisée. Elle n'assurera donc pas le redémarrage automatique en fin de cycle.
Pour démarrer l'enregistrement, on s'assurera que la sortie EOM présente bien un état bas, ce qui montre que le cycle précédent est entièrement terminé. En reliant brièvement l'armature positive de C_{12} à un état bas, le cycle d'enregistrement prend



6 LE CIRCUIT IMPRIME.

son départ. A partir de ce moment, après 3 ou 4 secondes, et en se basant sur les débuts d'allumage de L_4, on déclinera devant le micro les nombres 12, 13... 25, 25 plus.
Grâce à cette méthode, lors de la restitution, les intervalles séparant deux nombres consécutifs sont respectés et le pas d'enregistrement est le même que celui de la base de temps.

Il ne restera plus qu'à réaliser la synchronisation du départ du multivibrateur avec le premier nombre enregistré.

III – La réalisation

a) Circuit imprimé (fig. 6)

Plusieurs méthodes de reproduction sont possibles. A commencer par l'application des éléments de transfert sur le cuivre du verre époxy. On peut également passer par le stade intermédiaire du typon transparent, ce qui nécessite le recours à l'époxy présensibilisé. Il est également possible d'utiliser la méthode photographique en partant du modèle publié.
Après révélation, le module sera gravé dans un bain de perchlorure de fer. Par la suite, le circuit imprimé sera abondamment rincé. Toutes les pastilles sont à percer à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre. Certains trous seront à agrandir par la suite afin de les adapter au diamètre des connexions de certains composants plus volumineux.

b) Implantation des composants (fig. 7)

Après la mise en place des différents straps, on implantera en premier lieu les résistances, les diodes et les supports des circuits intégrés. Ensuite, ce sera le tour des ajustables, des capacités et des transistors. On terminera par la mise en place des composants les plus volumineux tels que l'embase Cinch, le transformateur et le haut-parleur. Attention à l'orientation correcte de tous les composants polarisés. La CTN a été introduite à l'intérieur de la fiche Cinch. Quant au haut-parleur, il a été collé sur l'époxy. A remarquer que le micro est un composant polarisé.

c) Réglages et mises au point

Dans l'exemple traité, la température annoncée la plus faible est de 12 degrés. Le zéro du convertisseur analogique → digital correspond donc à 11 degrés.

1° Réglage de l'ajustable A_1

C'est lui qui détermine le 0 V du convertisseur, lorsque la CTN est plongée dans une ambiance thermique de 11 degrés Celsius. Une méthode possible consiste à monter la CTN au bout d'un câble bifilaire branché sur l'embase Cinch.
Ensuite, la CTN peut être introduite à l'intérieur d'un sachet en matière plastique transparent, avec thermomètre à mercure de précision. La CTN sera disposée le plus près possible du réservoir à mercure. Cet ensemble sera à plonger dans une bassine d'eau à 11 degrés. Pour obtenir cette température, on peut utiliser de l'eau placée auparavant dans le réfrigérateur et réchauffée très progressivement.
Lorsque le thermomètre indique très précisément 11 degrés, on montera un mesureur entre l'entrée 6 de IC_1 (point commun CTN-R_5) et le « moins » (par exemple, l'armature négative de C_4). On tournera le cur-

7 L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS

seur de A_1 dans un sens ou dans l'autre, de manière à obtenir une tension nulle entre les points évoqués ci-dessus.

2° Réglage de l'ajustable A_2

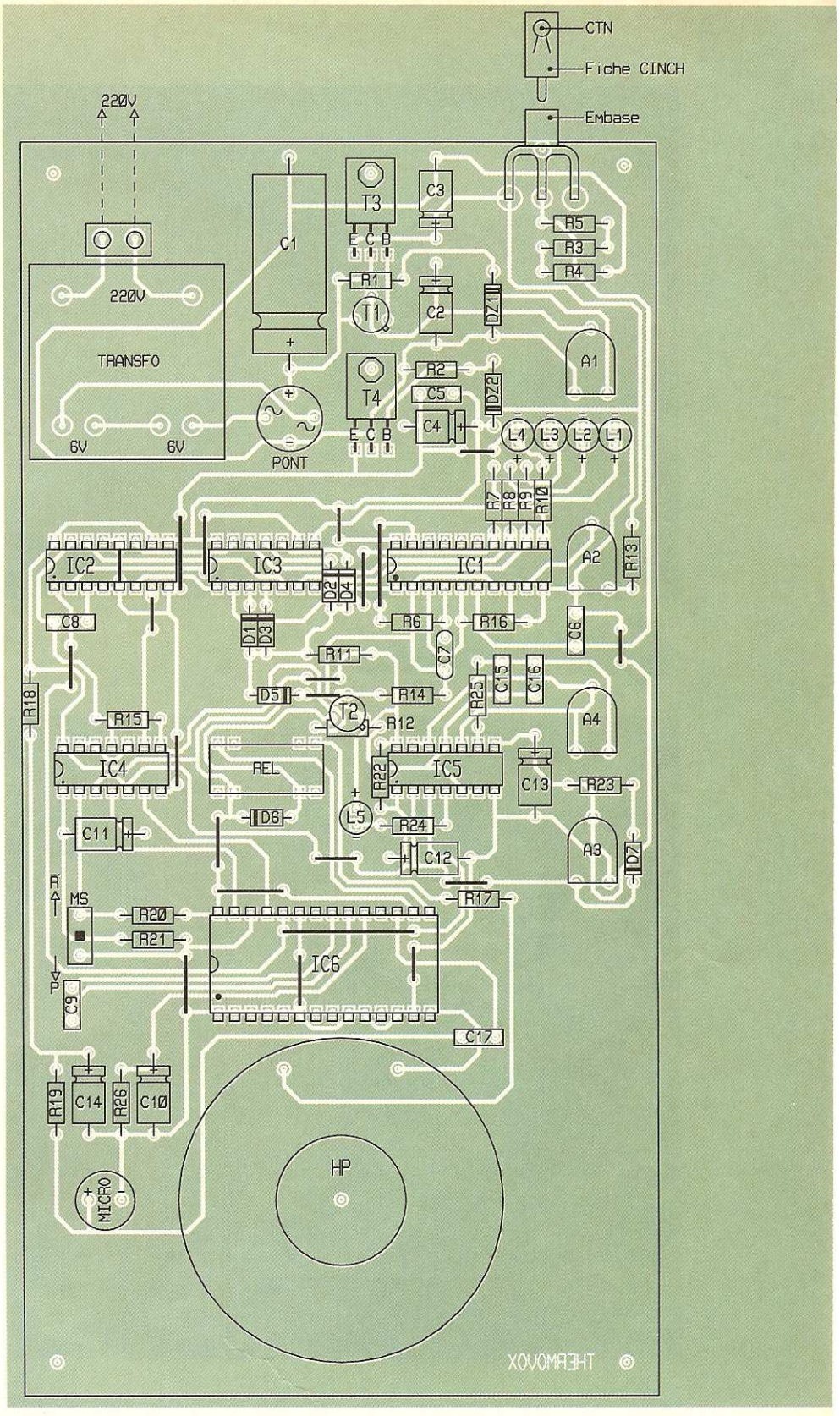
La température maximale annoncée est 25 degrés, ce qui veut dire que la valeur binaire 1111 à la sortie du convertisseur correspond à une température de 26 degrés.
Il convient donc de monter la température de l'eau, très progressivement à cette valeur, en ajoutant par exemple un peu d'eau chaude. Lorsque le thermomètre atteint 26 degrés, on agira sur le curseur de A_2 de façon à obtenir le **début** de l'affichage 1111 des LED L_1 à L_4 ou, plus exactement, le point de transition 1110/1111.

3° Réglage de l'ajustable A_4

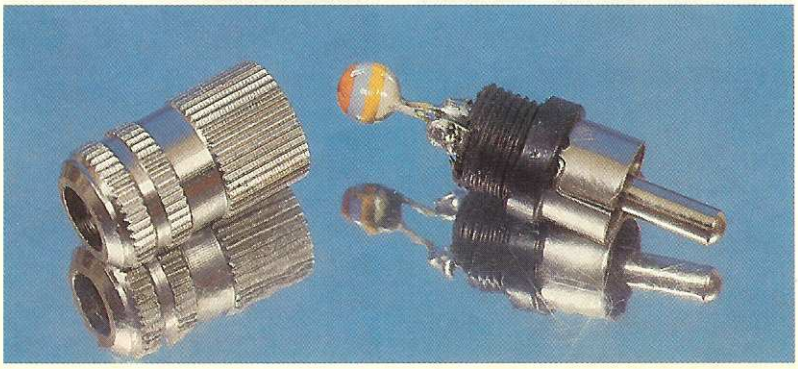
Cet ajustable détermine la période d'avance du compteur binaire IC_2. A l'aide d'un chronomètre et en observant par exemple 5 ou 10 allumages consécutifs de la LED L_5, on ajustera cette période à environ 1 seconde.

4° Enregistrement

Le micro-switch MS est à placer sur « ON ». A l'aide du mesureur, on s'assurera que la broche 25 de IC_6 est à l'état bas, ce qui indique que le cycle précédent est terminé. Il suffira alors de relier très brièvement l'armature positive de C_{12} au « moins ». On attend deux à trois battements de la LED L_5 et on démarre l'enregistrement. Il suffira pour cela de décliner devant le micro, et en parfaite synchronisation avec les débuts d'allumage de L_5, les nombres 12, 13..., 24, 25, 25 plus.



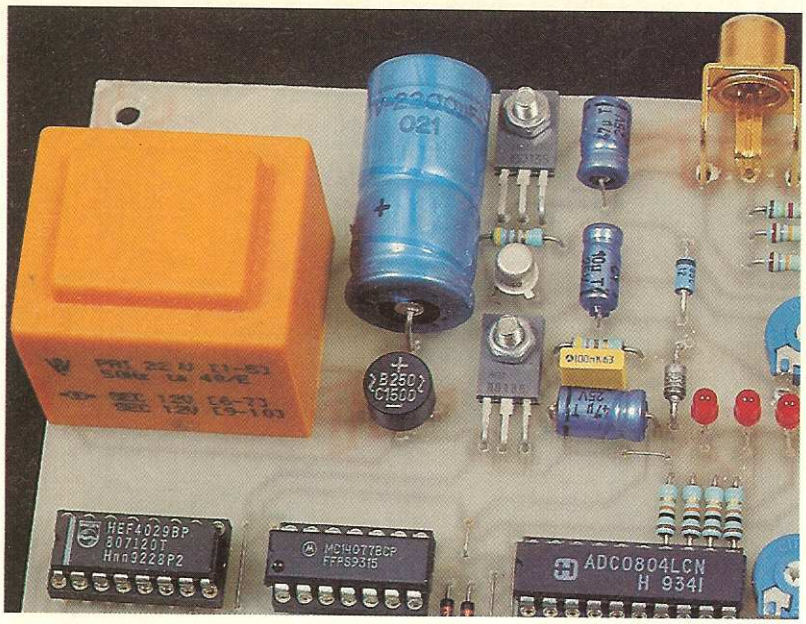
LE CAPTEUR DE TEMPERATURE.



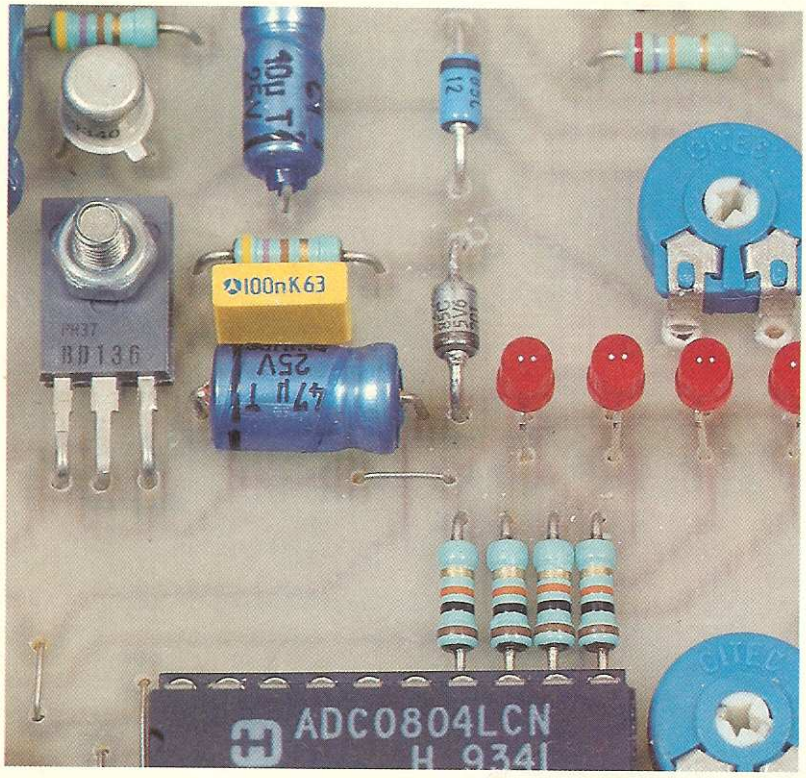
C'est terminé. En ouvrant le micro-switch (position « *Play* »), il est possible d'écouter entièrement cet enregistrement, afin de le contrôler, en reliant le collecteur de T_2 au « moins ». Cette liaison assure en effet la fermeture continue du relais « son ».

5° Réglage de A_3

La CTN étant plongée dans une ambiance thermique comprise entre 11 et 26 degrés, il suffira de lire au ni-



L'ALIMENTATION.



LES DELS INDIQUENT LES ETAPES DU FONCTIONNEMENT.

veau des LED L_1 à L_4 la valeur binaire affichée. A l'aide du tableau de la **figure 2**, on connaît alors à quelle valeur de température cela correspond.

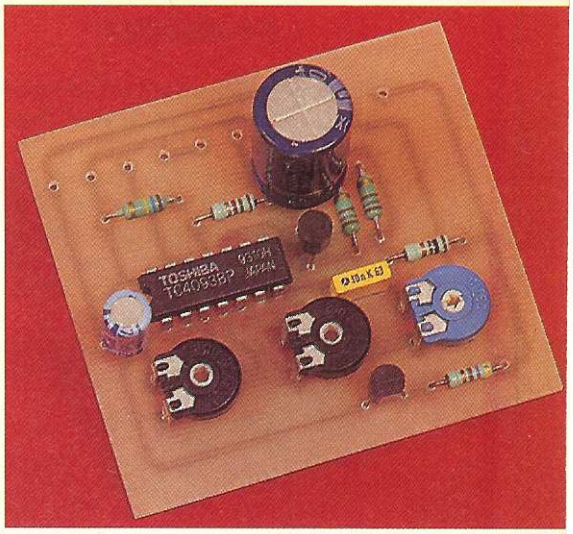
En tournant progressivement, après chaque cycle de 20 secondes, le curseur de A_3 dans un sens ou dans l'autre, on obtient l'annonce de la valeur de la température dans de bonnes conditions.

Robert KNŒRR

LISTE DES COMPOSANTS

21 straps (7 horizontaux, 14 verticaux)
R_1, R_2 : 470 Ω (jaune, violet, marron)
R_3, R_4 : 27 kΩ (rouge, violet, orange)
R_5 : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
R_6 à R_{12}, R_{19}, R_{20} : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R_{13}, R_{14} : 33 kΩ (orange, orange, orange)
R_{15} : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
R_{16}, R_{23}, R_{24} : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
R_{17} : 22 Ω (rouge, rouge, noir)
R_{18} : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
R_{21}, R_{22} : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
R_{25} : 1 MΩ (marron, noir, vert)
R_{26} : 470 kΩ (jaune, violet, jaune)
CTN : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
A_1, A_2 : ajustables 10 kΩ
A_3 : ajustable 100 kΩ
A_4 : ajustable 470 kΩ
D_1 à D_7 : diodes-signal 1N4148, 1N914
DZ_1 : zener 12 V/1,3 W
DZ_2 : zener 5,6 V/1,3 W
L_1 à L_4 : LED rouges Ø 3
L_5 : LED jaune Ø 3
Pont de diodes 0,5 A
C_1 : 2 200 µF/25 V électrolytique
C_2 : 10 µF/10 V électrolytique
C_3, C_4, C_{10} à C_{13} : 47 µF/10 V électrolytique
C_5, C_6 : 0,1 µF milfeuil
C_7 : 150 pF céramique
C_8 : 1 nF milfeuil
C_9, C_{15}, C_{16} : 1 µF milfeuil
C_{14} : 22 µF/10 V électrolytique
C_{17} : 0,47 µF milfeuil
T_1, T_2 : BC108, 109 (NPN)
T_3 : BD135 (NPN)
T_4 : BD136 (PNP)
IC_1 : ADC 0804 (convertisseur analogique → digital 8 bits)
IC_2 : CD 4029 (compteur-décompteur BCD/binaire
IC_3 : CD 4077 (4 portes NOR exclusif)
IC_4, IC_5 : CD 4011 (4 portes NAND)
IC_6 : ISD 1020 (mémoire analogique)
3 supports de 14 broches
1 support de 16 broches
1 support de 20 broches
1 support de 28 broches
Relais REED 5 V/1T
Bornier soudable 2 plots
Transformateur 220 V/12 V (2 VA)
Embase femelle Cinch (pour circuit imprimé)
Fiche mâle CINCH
Micro Electret (2 broches)
Haut-parleur 4/8 Ω Ø 50 à 70
MS : micro-switch (1 interrupteur)
Boîtier La tôlerie plastique (207 x 110 x 35)

SIGNALISATION TELEVISUELLE



Les progrès technologiques qui améliorent notre confort ont souvent un revers qui complique notre quotidien. C'est le cas, par exemple, des systèmes vidéo, téléviseurs, magnétoscopes et casques d'écoute sans fils qui nous font oublier un temps notre environnement.

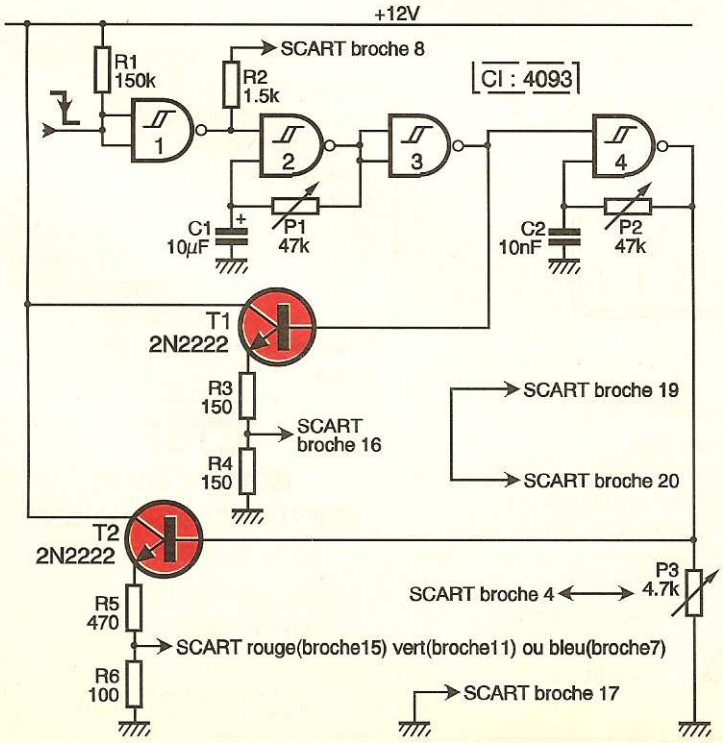
Vous voici confortablement installé devant votre poste de télévision et vous savourez une émission avec tellement de concentration que vous ne remarquez pas la sonnerie du téléphone, dont vous aviez par ailleurs réduit l'intensité au minimum pour ne pas sursauter lorsqu'elle retentit, comme c'était le cas du temps où ils étaient équipés de bons gros timbres électromécaniques. Voici un petit montage tout simple qui va signaler sur votre téléviseur l'arrivée d'une sonnerie de téléphone ou de porte d'entrée, ou tout autre événement, par le clignotement d'une mire de barres alternativement colorées et noires, accompagné d'un signal sonore, vous allez pouvoir être de nouveau en contact avec le monde extérieur !

Le schéma

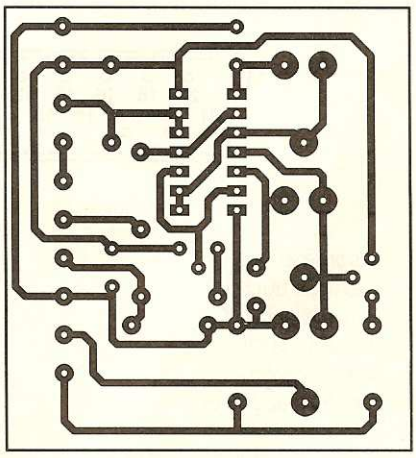
Il se construit autour du quadruple NAND à trigger de Schmitt 4093 de la **figure 1** ; lors de l'apparition d'un niveau bas à l'entrée du montage, la porte 1 passe sa sortie au niveau haut, fournissant la tension de « commutation lente » à la prise Scart du téléviseur et activant l'oscillateur construit autour de la porte 2 ; cet oscillateur commande par T_1 l'entrée « commutation rapide » du téléviseur ainsi que l'oscillateur chargé d'élaborer les barres horizontales et le signal BF (porte 4), après inversion par la porte 3. Les signaux BF sont acheminés sur la broche « entrée son » de la prise après atténuation réglable par un potentiomètre, alors que les signaux image vont alimenter l'entrée « rouge », « vert » ou « bleu » après amplification par T_2.

Les broches « sortie image » et « entrée image » sont réunies pour produire l'effet de clignotement image/barres. La fréquence de clignotement et celle de l'oscillateur BF sont réglables par potentiomètres.

Le réglage BF a une incidence directe sur l'aspect de barres de couleur, il conviendra de trouver un réglage proche d'un sous-multiple de la fréquence de balayage ligne du téléviseur en mode relaxé, afin de ne pas avoir d'effet de rideau par battement ; rassurez-vous, ce réglage très simple se fait à l'œil, lorsque l'image présente une bonne stabilité.



1 LE SCHEMA DE PRINCIPE.



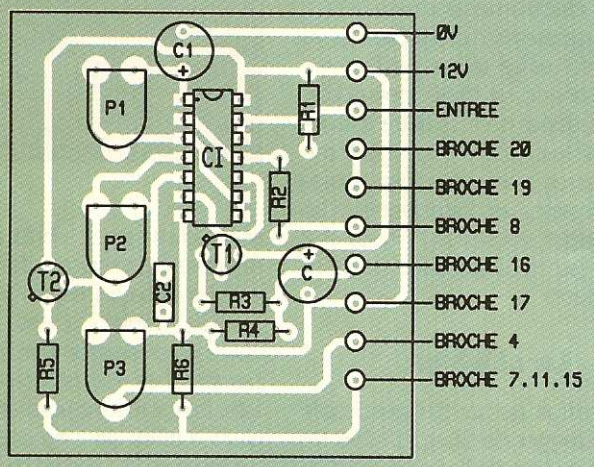
2 LE CIRCUIT IMPRIME.

Réalisation

Le circuit imprimé et l'implantation des composants sont dessinés **figure 2**. L'alimentation du montage pourra être issue d'un bloc secteur ou du dispositif de commande de cette petite interface, les réglages consistent en l'ajustage à votre goût de la fréquence de clignotement par P_1 et du volume sonore par P_3. Le réglage de la fréquence BF à l'aide de P_2 est décrit au paragraphe précédent.

M. B.

3 L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

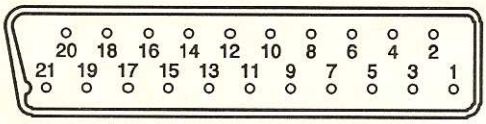


LISTE DES COMPOSANTS

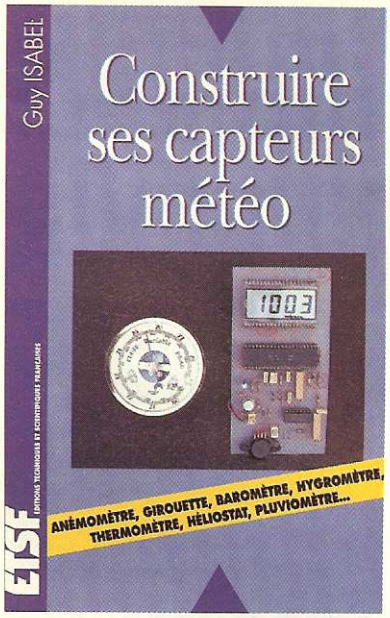
CI : CD4093
T_1, T_2 : 2N2222
C_1 : 10 µF
C_2 : 10 nF
R_1 : 150 kΩ (marron, vert, jaune)
R_2 : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
R_3, R_4 : 150 Ω (marron, vert, marron)
R_5 : 470 Ω (jaune, violet, marron)
R_6 : 100 Ω (marron, noir, marron)
P_1, P_2 : 47 kΩ horizontale
P_3 : 4,7 kΩ horizontale

Prise Scart (Péritel)
Alimentation 12 V

EMBASE SCART VUE DE FACE



1 sortie audio D
2 entrée audio D
3 sortie audio G
4 masse audio
5 masse bleu
6 entrée audio G
7 E/S bleu
8 E/S commutation lente
9 masse vert
10 horloge
11 E/S vert
12 commande distance
13 masse rouge
14 masse commande distance
15 E/S rouge ou chrominance
16 E/S commutation rapide
17 masse vidéo
18 masse commutation rapide
19 sortie vidéo ou luminance
20 entrée vidéo ou luminance
21 blindage de la fiche



CONSTRUIRE SES CAPTEURS METEO

GUY ISABEL

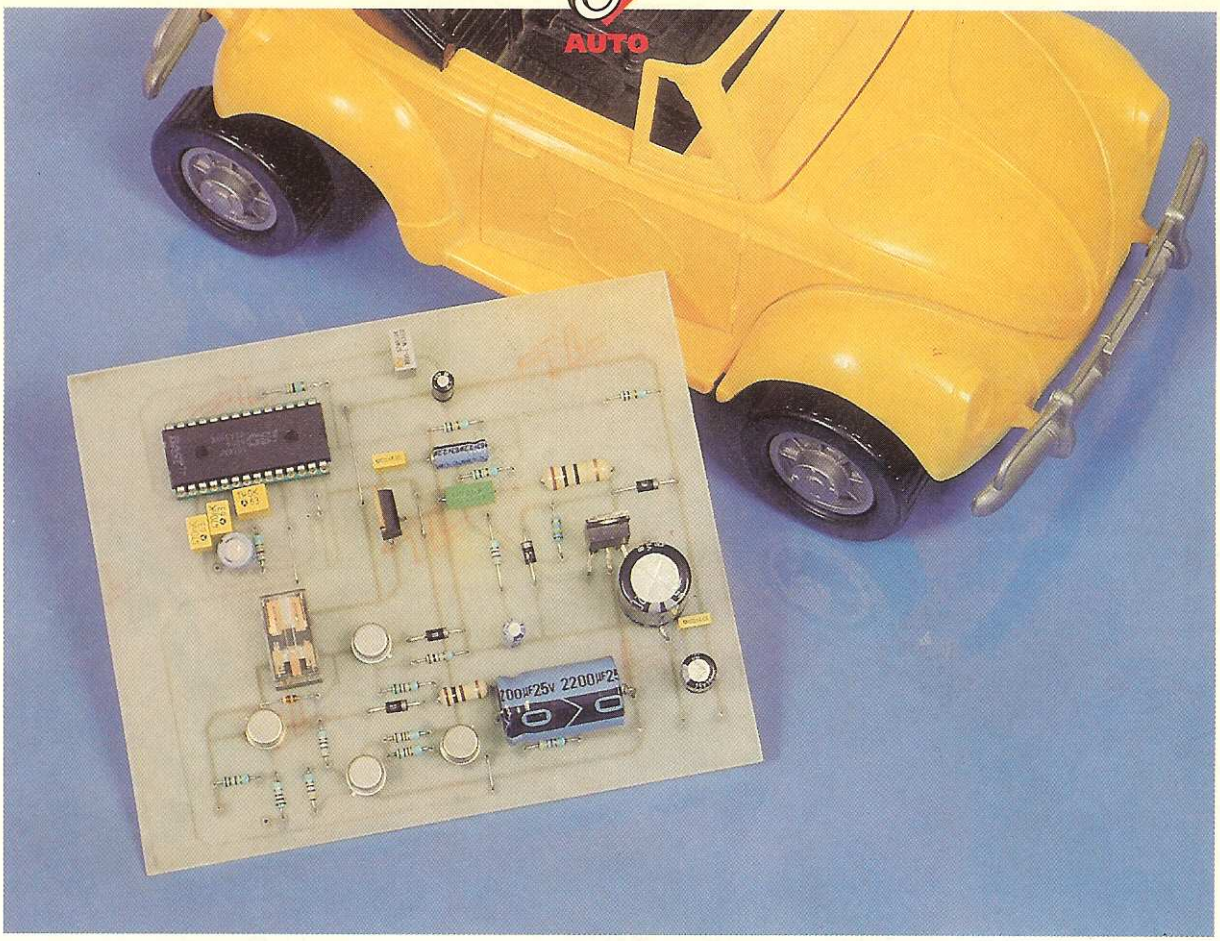
Depuis toujours, le temps qu'il fait ou qu'il fera a alimenté les conversations de nos concitoyens. Les rhumatismes des uns se mêlent aux moissons des autres. L'homme s'intéresse naturellement aux phénomènes météorologiques qu'il ne maîtrise pas du tout et qu'il redoute parfois.

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 loisirs
Ecrire ou téléphoner à :
B. FIGHIERA
2 à 12, rue de Bellevue
Paris 19e
Tél. : (1) 44 84 84 84



FAITES PARLER VOTRE VOITURE

Ce montage, qui s'articule autour d'un circuit mémoire ISD 1016, fournit à la fermeture des portières un message d'une durée de 16 secondes. Message qui a été enregistré et qui est laissé à l'inspiration de chacun.

Principe

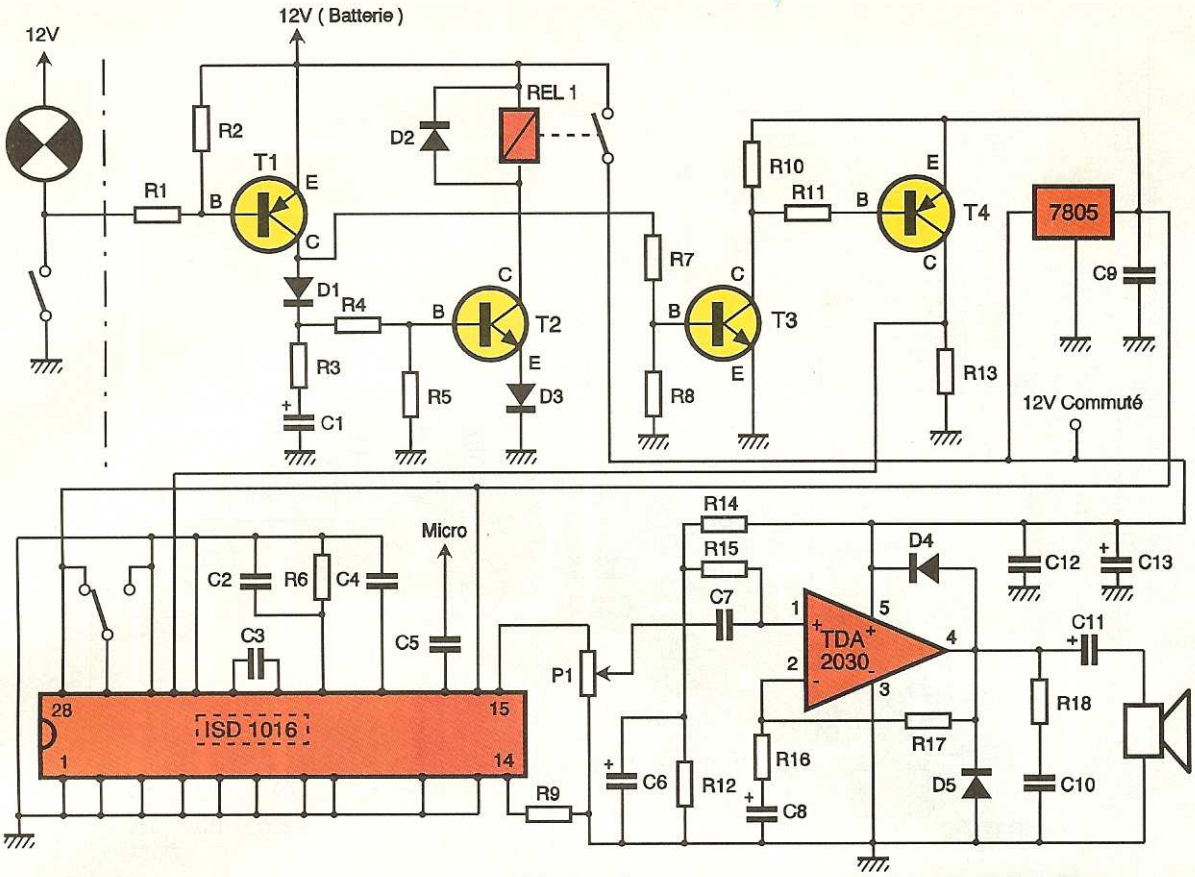
On peut décomposer ce montage en trois parties distinctes :
— partie alimentation + commande ;
— partie mémoire ;
— partie amplificateur.

Alimentation + commande

Cette partie est composée des transistors T_1 à T_4 et par le régulateur 7805, associés aux éléments passifs qui leur sont raccordés. Le souci de l'auteur a été de limiter la consommation sur la batterie du véhicule au temps nécessaire à la lecture du message (les valeurs des éléments du montage donnent une durée d'environ une minute).
L'ouverture des portières met la base de T_1 à la masse, celui-ci conduit et permet la conduction de T_2 et de T_3 plus la charge de C_1.
La conduction de T_2 assure la fermeture du relais Rl_1, d'où l'alimentation en 12 V de l'étage amplificateur et en 5 V du circuit ISD 1016.
Quant à la conduction de T_3, elle permet celle de T_4, d'où l'application de 5 V à la broche 24 de l'ISD 1016, ce qui arme celui-ci.
La fermeture des portières bloque immédiatement les transistors T_1, T_3, T_4, ce qui porte la broche 24 de l'ISD 1016 à la masse à travers 470 Ω, entraînant de ce fait la lecture du message.
Le condensateur C_1 qui était chargé à 12 V se décharge à travers R_3, R_4 et T_2, maintenant la conduction de celui-ci et l'alimentation du montage... Les valeurs des éléments du montage assurent un temps d'environ une minute, ce qui est largement suffisant.

Partie mémoire

Constitué par le circuit ISD 1016 et les quelques éléments associés, il fonctionne sous une tension de 5 V, et dans le montage présenté, il faut distinguer deux fonctionnements bien distincts.
a) En lecture : la broche 27 doit être reliée sur + 5 V. Puis passer la broche 24 à + 5 V pour armer le circuit et la basculer à la masse pour procéder à la lecture. C'est le rôle du transistor T_4.
b) En enregistrement
— Mettre la broche 27 au zéro.
— Passer la broche 24 à + 5 V puis la ramener au zéro, et commencer l'enregistrement du message. Celui-ci se fait en entrant sur la broche 17 à travers un condensateur de 0,47 µF (l'auteur a utilisé un micro électret alimenté sous 5 V, mais des essais réalisés avec un micro électrodynamique ont donné également des bons résultats).



Amplificateur

Réalisé par un TDA 2030, cette partie ne demande aucun commentaire puisqu'on a suivi les prescriptions du fabricant. Le haut-parleur d'une impédance de 8 Ω a été choisi d'une puissance de 2W et de dimensions compatibles avec la place disponible.

Réalisation

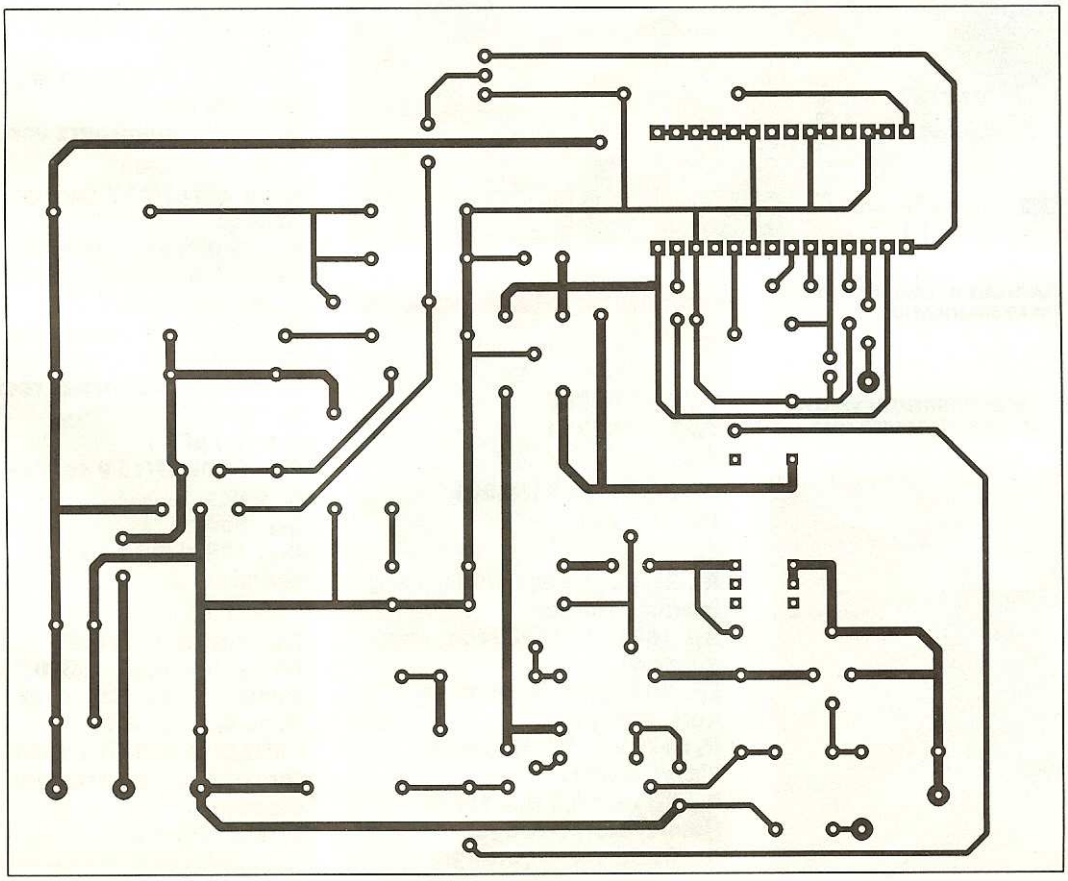
Le circuit imprimé de dimensions 140 x 115 est un simple face et ne demande pas de commentaires particuliers.

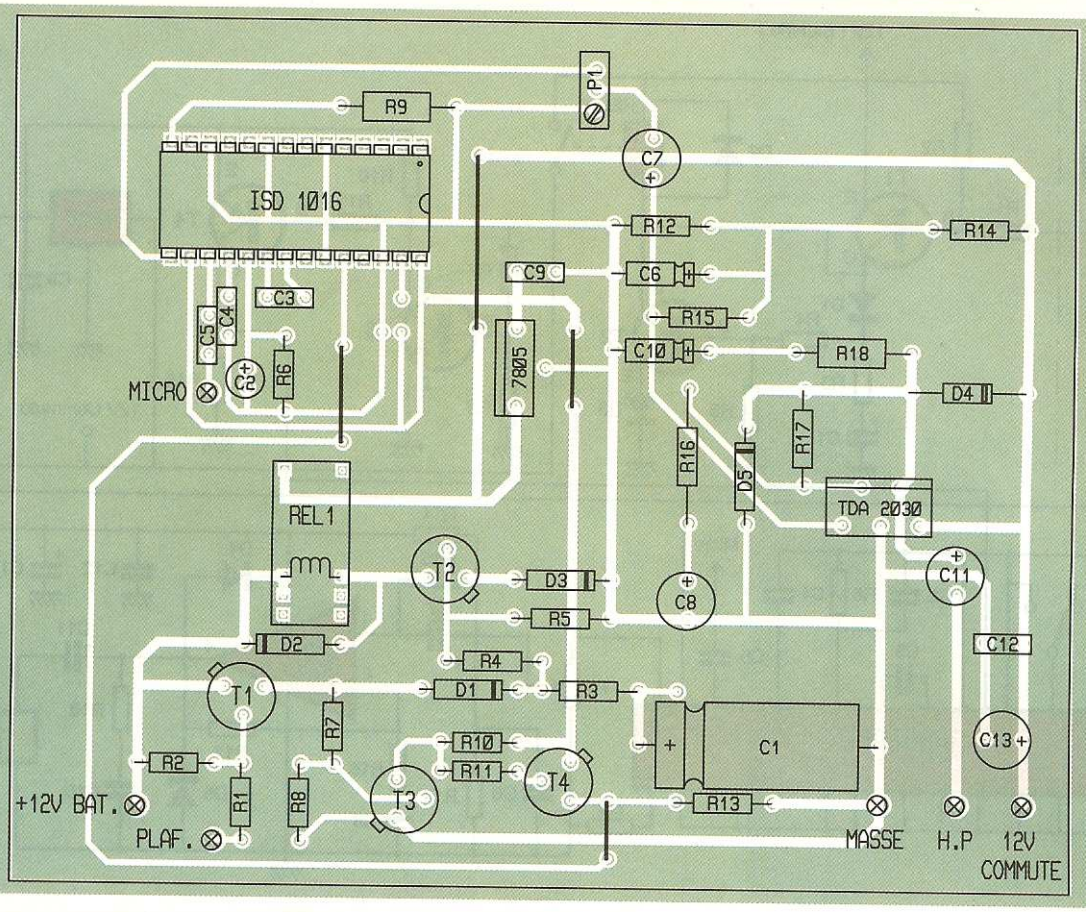
A l'exception de C_1, les condensateurs chimiques ont été choisis à sorties radiales. L'ensemble a été logé dans un coffret Teko.

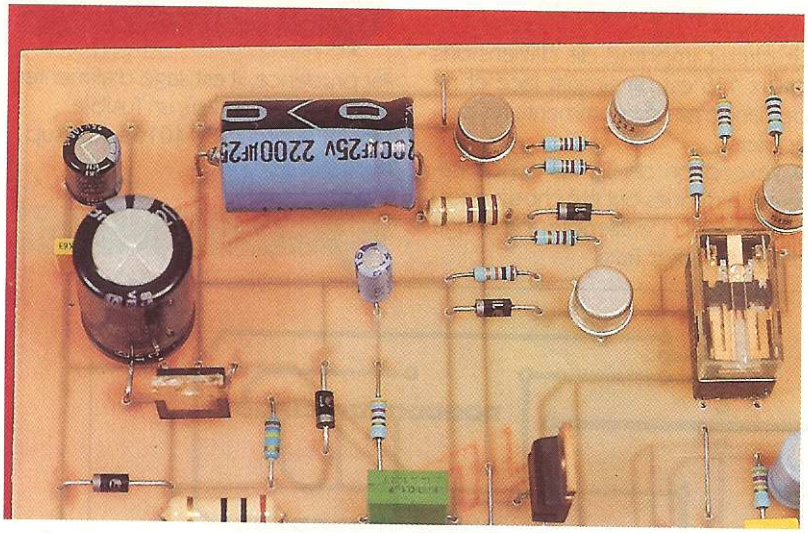
1 **LE SCHEMA DE PRINCIPE.**

Par prudence, il est sage d'alimenter ce montage à travers un fusible. Monter le circuit ISD 1016 sur un support.

2 **LE CIRCUIT IMPRIME.**



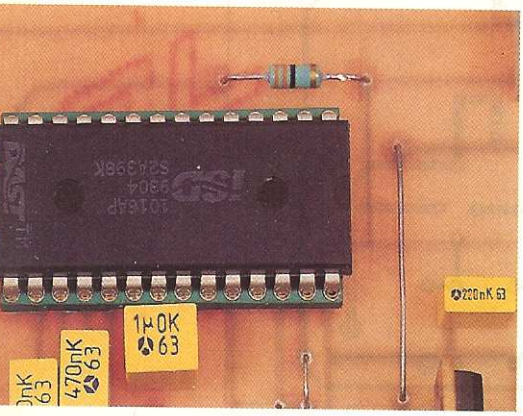




3 L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

LE RELAIS DE COMMUTATION ET L'AMPLIFICATEUR.

LE FONCTIONNEMENT REPOSE SUR L'EMPLOI DE L'ISD 1016.



Nomenclature

Transistors

T_1, T_4 : 2N2905
T_2, T_3 : 2N1711

Diodes

D_1, D_3, D_4, D_5 : 1N4001
D_2 : 1N4148

Résistances

R_1, R_2, R_4 : 5,1 kΩ 1/4 W (vert, marron, rouge)
R_3 : 100 Ω 1 W (marron, noir, marron)
R_5 : 10 kΩ, 1/4 W (marron, noir, orange)
R_6 : 470 kΩ, 1/4 W (jaune, violet, jaune)
R_7, R_8, R_{16} : 4,7 kΩ, 1/4 W (jaune, violet, rouge)
R_9 : 33 Ω, 1/2 W (orange, orange, noir)
R_{10}, R_{11} : 2,2 kΩ, 1/4 W (rouge, rouge, rouge)
R_{12}, R_{14}, R_{15} : 100 kΩ, 1/4 W (marron, noir, jaune)
R_{13} : 470 Ω, 1/4 W (jaune, violet, marron)
R_{17} : 150 kΩ, 1/4 W (marron, vert, jaune)
R_{18} : 10 Ω, 1 W (marron, marron, noir)
P_1 : 10 kΩ multitours vertical

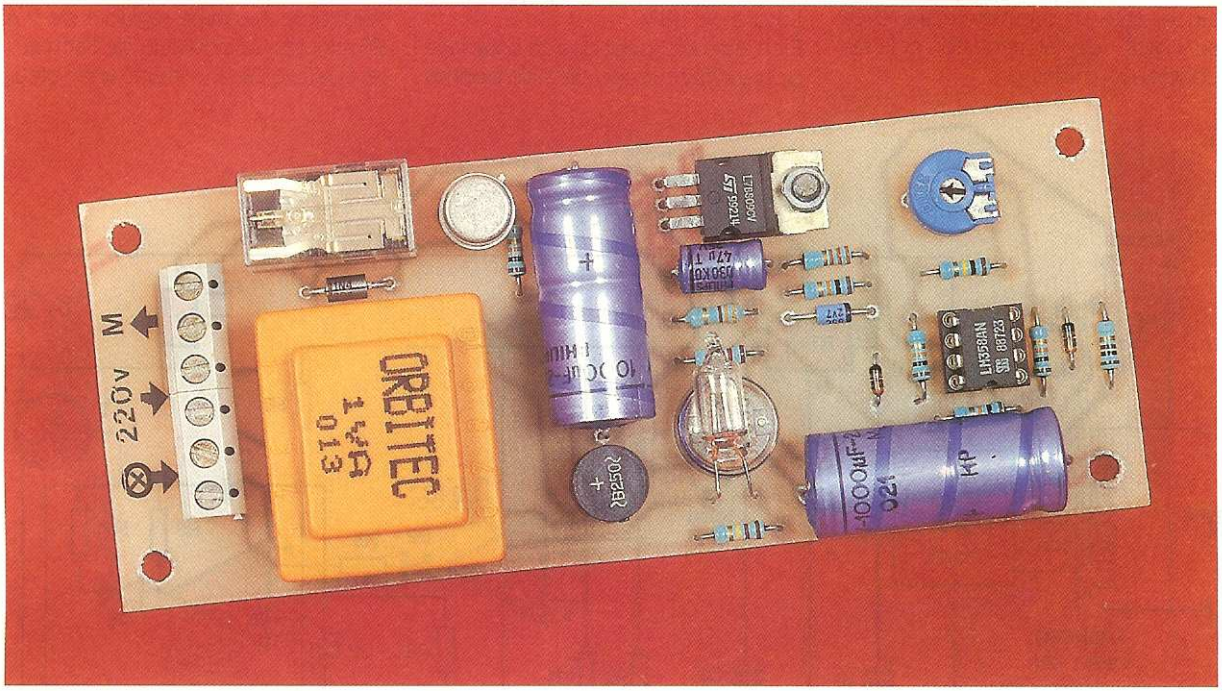
Condensateurs

C_1 : 2 200 µF/25 V sorties axiales
C_2 : 47 µF/16 V sorties axiales
C_3 : 1 µF/63 V sorties radiales
C_4, C_5 : 0,47 µF/63 V
C_6 : 22 µF/16 V sorties radiales
C_7 : 1 µF/63 V
C_8 : 2,2 µF/16 V sorties radiales
C_9 : 220 nF
C_{10} : 0,1 µF
C_{11} : 2 200 µF/16 V sorties radiales
C_{12} : 100 nF
C_{13} : 100 µF/25 V sorties radiales

Divers

Régulateur 5 V 7805
Circuit mémoire ISD 1016
Amplificateur TDA 2030
Haut-parleur 4/8 Ω, puissance 2 W (le choisir en fonction de la place dont on dispose)
Relais 12 V 1 RT

UN TEMPORISATEUR POUR AERATEUR



Certains locaux, comme les salles de bains et les WC, doivent être aérés après chaque utilisation. Il existe pour cela des aérateurs électriques destinés à être montés dans une découpe circulaire pratiquée dans un mur ou dans le plafond.

Le présent montage enclenche un tel aérateur au moment où on allume l'éclairage du local. Si on l'éteint, une temporisation réglable de 2 à 20 minutes retarde d'autant la mise à l'arrêt de l'aérateur.

I – Le principe (fig. 1)

Le boîtier est directement alimenté par le secteur 220 V. Pour détecter le fonctionnement de l'éclairage du local, une liaison entre boîtier et ampoule d'éclairage est nécessaire. En fermant l'interrupteur commandant l'ampoule d'éclairage, le boîtier assure directement l'alimentation du moteur de l'aérateur par la fermeture d'un relais. En coupant l'interrupteur d'éclairage, une temporisation interne au boîtier prend son départ. Lorsqu'elle arrive à son terme, le relais s'ouvre et l'alimentation du moteur de l'aérateur cesse.

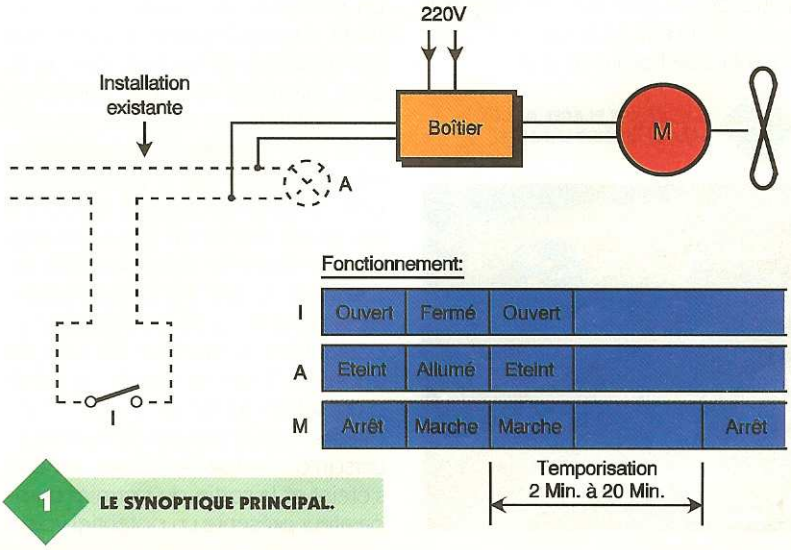
II – Le fonctionnement (fig. 2)

a) Alimentation

L'énergie en provenance du secteur 220 V est prise en compte par un transformateur qui délivre sur son enroulement secondaire un potentiel alternatif de 12 V. Un pont de diodes redresse les deux alternances. La capacité C_1 effectue le filtrage de ce potentiel redressé avant de le présenter à l'entrée d'un régulateur 7809 qui délivre sur sa sortie un potentiel continu et stabilisé à 9 V. La capacité C_3 réalise un complément de filtrage. Le potentiel redressé de l'ordre de 12 V disponible sur l'armature positive de C_1 alimente par ailleurs le bobinage du relais d'utilisation.

b) Détection de l'éclairage

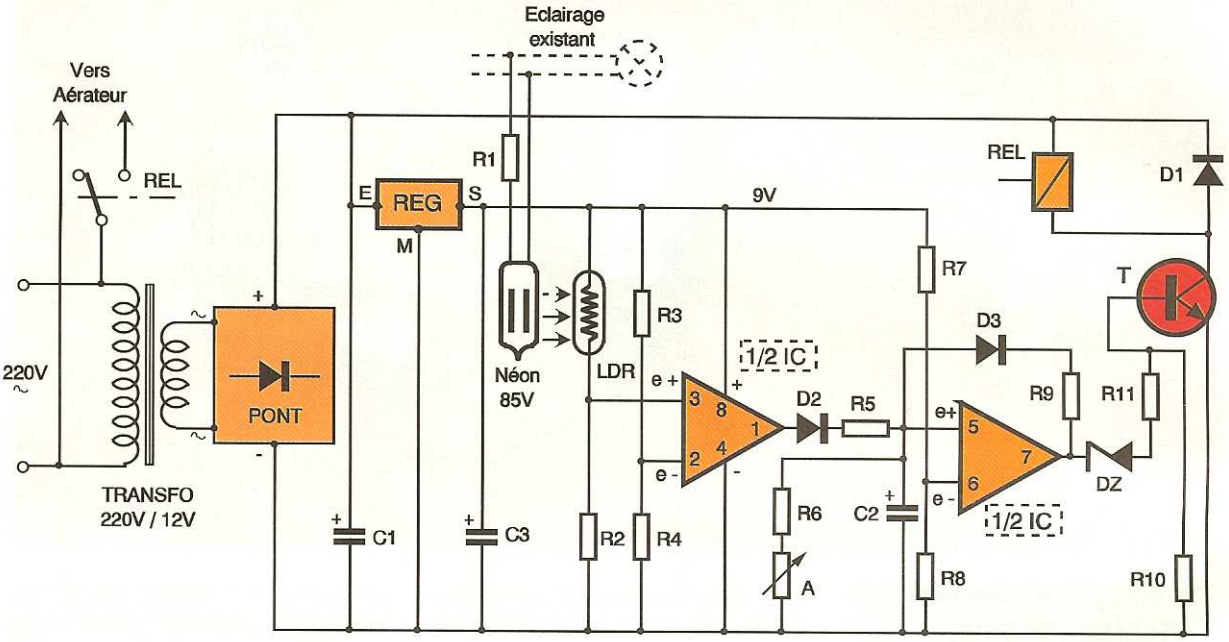
Pour réaliser simplement cette détection, il a été fait appel à un cou-



1 LE SYNOPTIQUE PRINCIPAL.

plage optique. Un premier comparateur de IC (qui en contient deux) a son entrée indirecte soumise en permanence au demi-potentiel d'alimentation de 9 V grâce au pont diviseur que constituent R_3 et R_4. Son entrée directe est reliée au point commun entre une LDR (photorésistance) et R_2 ; la première étant reliée au « plus » de l'alimentation et la seconde au « moins ».

En revanche, lorsque l'ampoule néon est éteinte, la résistance de la LDR passe à plusieurs mégohms et le potentiel auquel est soumis l'entrée indirecte du comparateur devient pratiquement nul. Il en résulte le passage de la sortie à l'état bas, au potentiel de déchet près, qui est de l'ordre de 1,8 V.
Bien entendu, pour que ce couplage optique fonctionne dans de bonnes conditions, il est nécessaire que le montage soit introduit dans un boîtier opaque à toute lumière en provenance de l'extérieur.



2 LE SCHEMA DE PRINCIPE.

En face de la LDR est disposée une ampoule miniature au néon alimentée par le même potentiel que l'ampoule d'éclairage, mais par l'intermédiaire d'une résistance de limitation R_1. Ce type de néon fonctionne en effet sous une tension efficace de 85 V seulement. Lorsque la lampe néon est éclairée, la résistance de la LDR est voisine de zéro. Le potentiel sur l'entrée directe est alors très largement supérieur à celui qui est appliqué sur l'entrée indirecte. La sortie de ce premier comparateur présente un état haut, c'est-à-dire un potentiel de l'ordre de 8 V.

LA LDR EST PLACEE A PLAT SUR LE CIRCUIT IMPRIME.

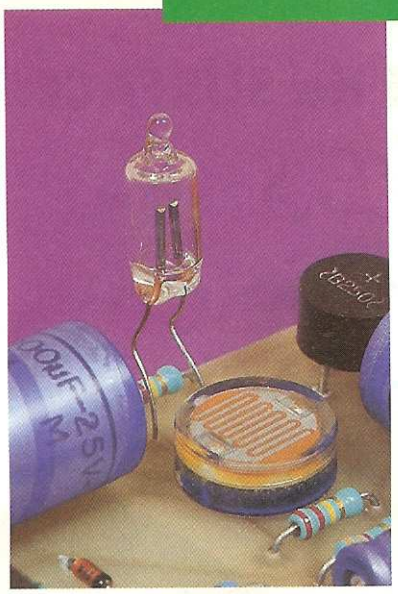
c) Temporisation

Dès que la sortie du premier comparateur présente un état haut, la capacité C_2, de 1 000 µF, se charge très rapidement à travers R_5, de faible valeur. Sur l'armature positive de C_2, reliée à l'entrée directe du deuxième comparateur de IC, on relève alors un potentiel de l'ordre de 7,5 V, étant donné le pont diviseur que constituent R_5 et R_9 d'une part, et R_6 avec l'ajustable A d'autre part. L'entrée indirecte, en revanche, est soumise à un potentiel beaucoup plus faible et défini par le pont diviseur R_7/R_8. Dans le cas présent, ce potentiel est de l'ordre de 2,8 V. La sortie du comparateur présente alors un état haut de 8 V. Par l'intermédiaire de la zener D_Z et de R_{11}, il s'établit un courant base-émetteur au sein du transistor T qui se sature. Le relais d'utilisation se ferme en alimentant directement le moteur de l'aérateur.
Lorsqu'on coupe l'éclairage, le néon s'éteint et la sortie du premier comparateur présente un potentiel voisin de zéro. La capacité C_2 se décharge alors lentement par l'intermédiaire de R_6 et de l'ajustable A. Elle ne peut, en effet, ni se décharger par D_Z qui fait blocage ni par D_3 dont la cathode est soumise à un potentiel supérieur (8 V). Après une durée dépendant de la position du curseur de l'ajustable A, durée réglable de 2 à 20 minutes, le potentiel de l'armature positive de C_2 atteint une valeur proche de 2,8 V. Le comparateur commence à basculer ; son potentiel de sortie baisse. A un moment donné, il se produit une accélération de la décharge de C_2 par l'intermédiaire de D_3. Il en résulte un basculement franc du comparateur. Ce dernier présente alors seulement son potentiel de déchet qui ne saurait avoir une action sur le transistor T étant donné la présence de la zener D_Z de 2,7 V. Le relais d'utilisation s'ouvre et le moteur de l'aérateur cesse d'être alimenté.

III – La réalisation

a) Circuit imprimé (fig. 3)

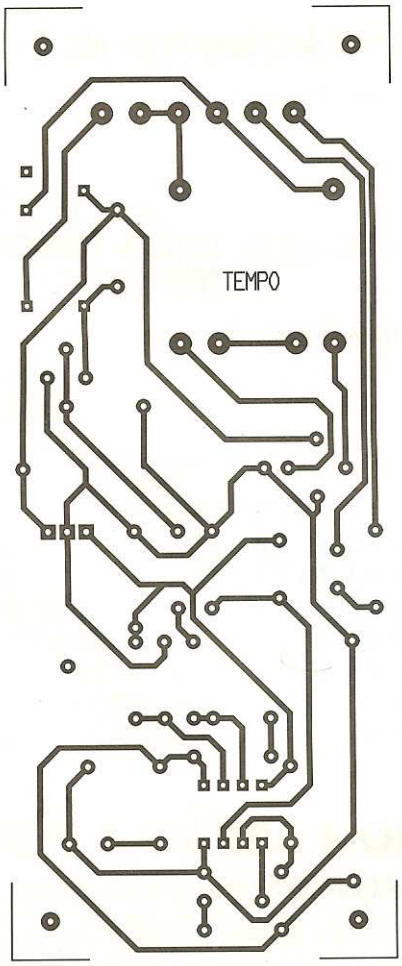
La réalisation du circuit imprimé n'appelle pas beaucoup de remarques, compte tenu de la configuration peu serrée des pistes. Sa relative simplicité autorise même une application directe des éléments de transfert du type Mecanorma sur le cuivre préalablement bien dégraissé. Après gravure dans le bain de



LA LUCIOLE ET LA LDR.

perchlorure de fer, le module sera soigneusement rincé à l'eau tiède. Toutes les pastilles sont à percer à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre. Certains seront à agrandir pour les adapter au diamètre des connexions des composants plus volumineux tels que le transformateur, les capacités et les borniers de raccordement.

3 LE CIRCUIT IMPRIME.



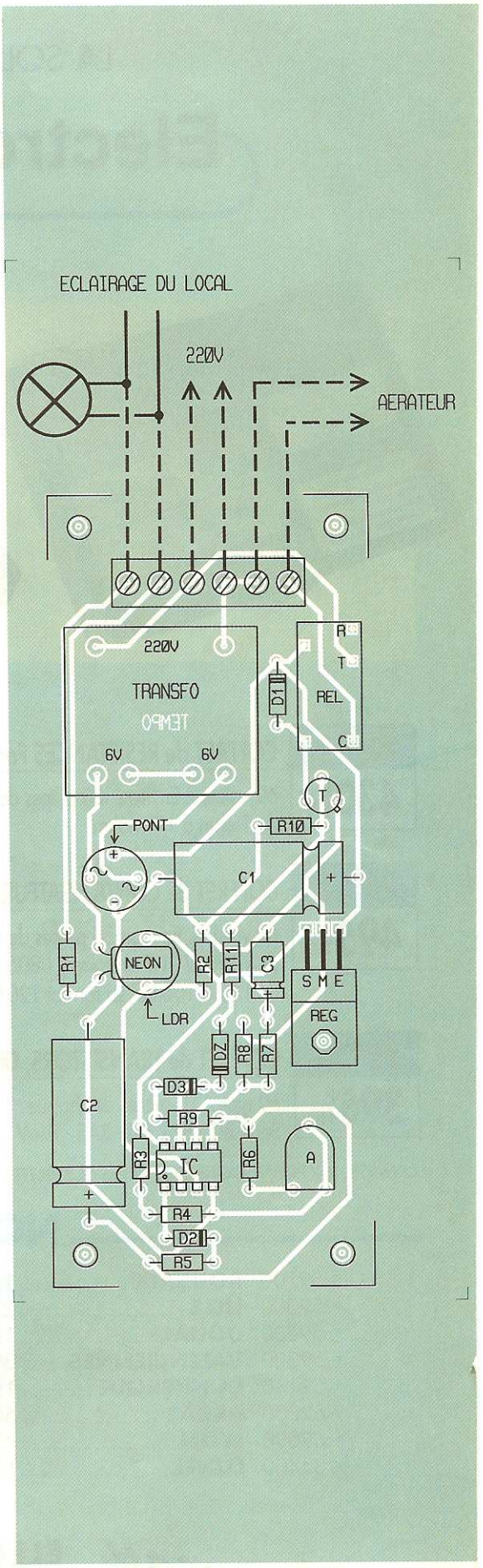
b) Implantation des composants (fig. 4)

On soudera d'abord les diodes, les résistances et le support du circuit intégré. Ensuite, ce sera le tour des capacités, du transistor, du pont de diodes et des composants plus volumineux. Attention à l'orientation des composants polarisés.
Le seul réglage à effectuer est celui de la temporisation. On peut procéder par approches successives. La durée augmente si l'on tourne le curseur de l'ajustable dans le sens horaire.

Robert KNOERR

LISTE DES COMPOSANTS

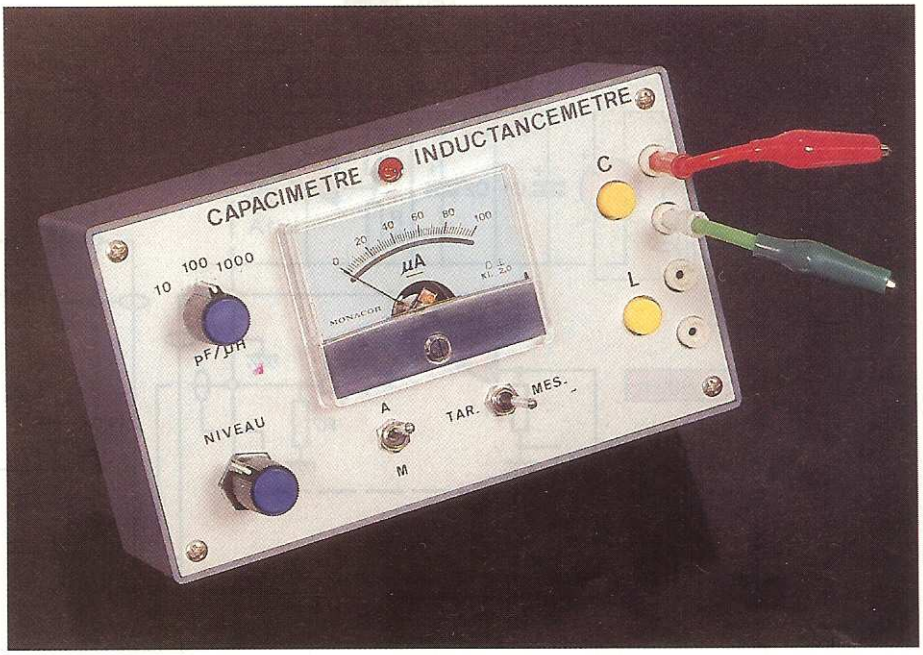
R_1 : 120 kΩ (marron, rouge, jaune)
R_2 : 220 kΩ (rouge, rouge, jaune)
R_3 et R_4 : 2 x 10 kΩ (marron, noir, orange)
R_5 : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
R_6 : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
R_7 : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)
R_8 à R_{10} : 3 x 10 kΩ (marron, noir, orange)
R_{11} : 3,3 kΩ (orange, orange, rouge)
D_1 : diode 1N4004, 4007
D_2 et D_3 : 2 diodes-signal 1N4148, 914
A : ajustable 1 MΩ
D_Z : diode zener 2,7 V/1,3 W
LDR : photorésistance ø 10
Lampe néon miniature, 85 V
Pont de diodes 1,5 A
REG : régulateur 9 V (7809)
C_1 et C_2 : 2 x 1 000 µF/16 V, électrolytique
C_3 : 47 µF/10 V, électrolytique
T : transistor NPN 2N1711, 1613
IC : LM 358 (2 ampli-op)
1 support 8 broches
2 borniers soudables de 3 plots
Transformateur 220 V/2 x 6 V/1 VA (pour circuit imprimé)
REL : relais 12 V/1 RT (National)
Boîtier Diptal (128 x 56 x 29)



4 L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

CAPACIMETRE INDUCTANCEMETRE ANALOGIQUE

Voici un moyen très pratique de mesurer des condensateurs et des inductances de faible valeur, ce que permettent rarement de faire les instruments courants du commerce. Il sera utile à tous ceux qui s'intéressent au domaine HF, notamment, pour identifier des composants ou mesurer des éléments parasites sur leurs montages.



En faisant appel à une lecture analogique à caractéristique linéaire, on offre la possibilité de mesurer de très faibles valeurs de capacités ou de self inductance pour l'observation d'une variation relative. Cet avantage permet d'éliminer les erreurs dues aux cordons de mesure, par exemple.
La facilité relative d'étalonnage et de mise au point en fait un appareil qui demeure à la portée des lecteurs de la revue.
Cet instrument, alimenté sur le secteur ou par des piles, est autonome, mais peut constituer le complément d'un bon multimètre analogique.

Principe de fonctionnement (fig. 1)

Un générateur très stable de signal sinusoïdal, dont l'impédance de sortie est abaissée par un circuit adéquat, attaque le circuit de mesure qui présente une configuration adaptée soit à la fonction d'un capacimètre, soit à celle d'un inductancemètre. Ce circuit est conçu de telle sorte que la tension disponible en sortie soit proportionnelle à la valeur de C_x ou L_x. C'est cette tension, amplifiée dans un millivoltmètre alternatif, qui indiquera la valeur de l'élément à mesurer sur un appareil analogique.
En effet, si l'on désigne par E la tension à l'entrée du circuit de mesure et si l'on admet que la réactance de C_x est très grande et que celle de L_x est très petite devant R, on aura respectivement :

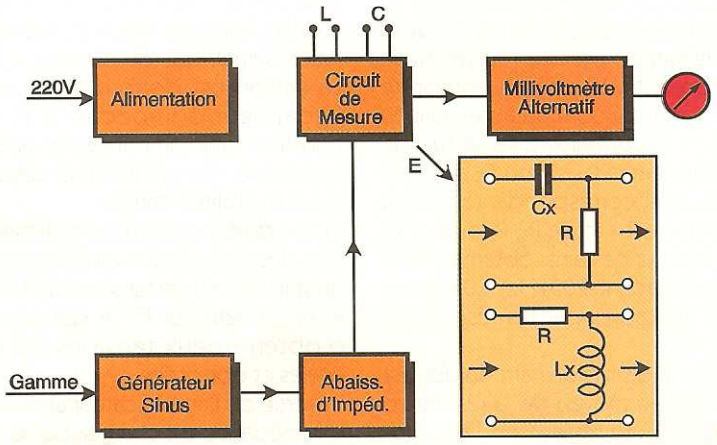
$U_{sortie}\,(C) = K_c \,.\, F \,.\, C_x$

et

$U_{sortie}\,(L) = K_l \,.\, F \,.\, L_x$

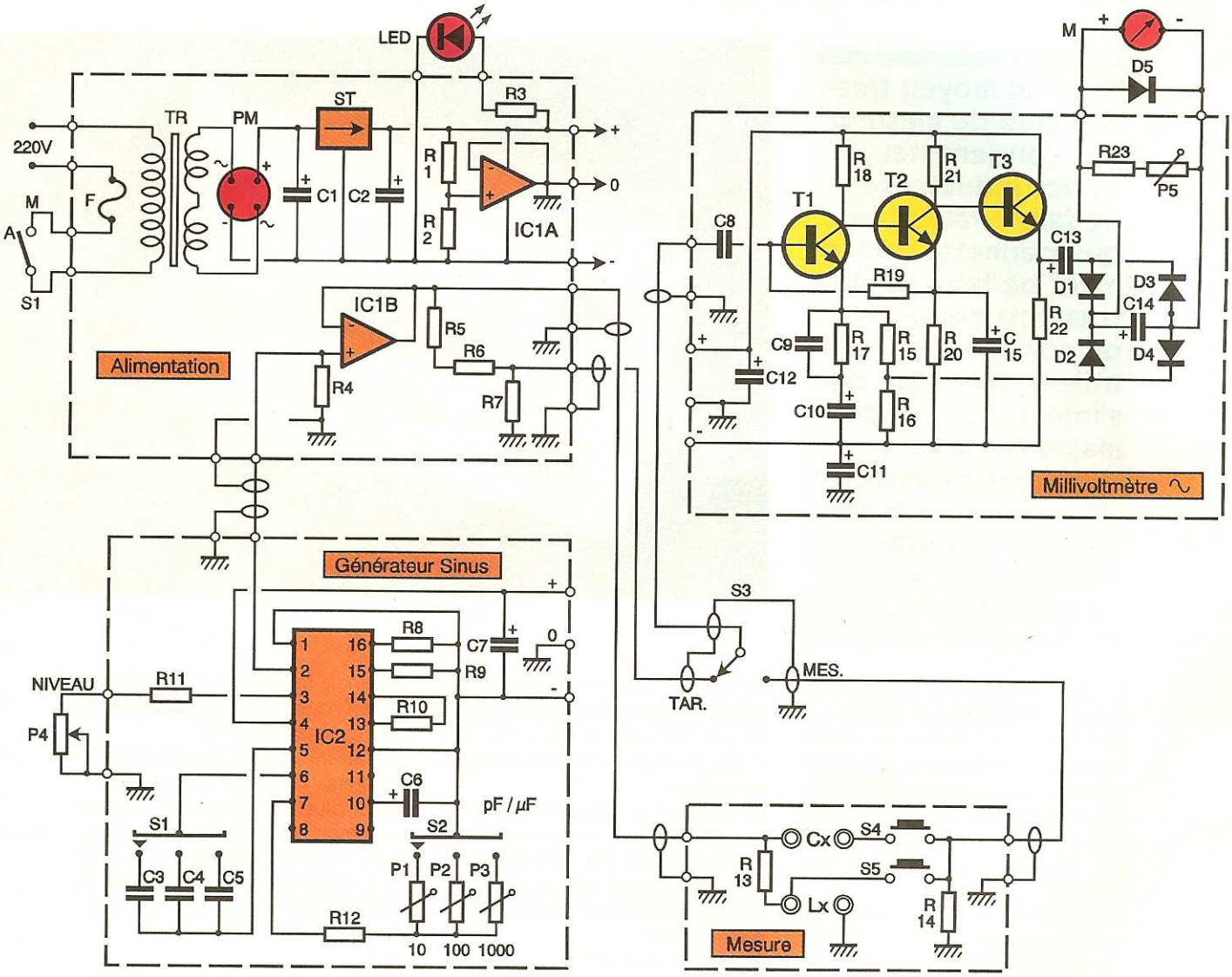
F étant la fréquence de l'oscillateur, K_c et K_l, des coefficients applicables au montage lui-même.
En faisant varier F par le jeu d'un commutateur de gamme, on pourra créer plusieurs plages de mesure sans modification du circuit de mesure ni du millivoltmètre. On peut ainsi mesurer, à pleine échelle 10, 100, 1 000 pF ou 10, 100, 1 000 µH.

1 LE PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.



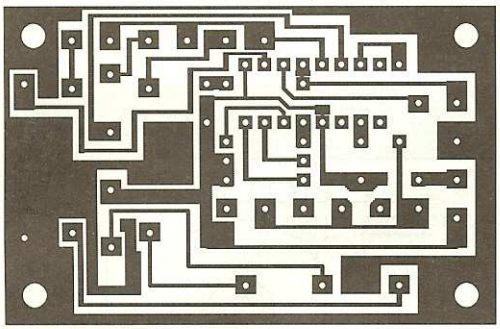
Détail du fonctionnement

On trouvera sur la **figure 2** le schéma détaillé et les interconnexions des quatre modules de l'appareil : générateur sinusoïdal, mesure, millivoltmètre alternatif et alimentation.
Le générateur fait appel à l'inconnu tournable circuit d'Exar XR2206 (IC_2), qui permet d'obtenir une tension sinusoïdale très stable en amplitude et en fréquence avec le minimum de composants. L'appareil comporte trois gammes commutables par S_2 qui font se combiner trois valeurs de condensateurs C_3, C_4 ou C_5 avec les résistances correspondantes : mise en série de R_{12} et de P_1, P_2 ou P_3. Les trois fréquences ainsi obtenues sont respectivement 200 kHz, 20 kHz ou 2 kHz ajustables par les résistances variables.
Le taux de distorsion harmonique est minimisé au moyen de la résistance R_{10}, R_8 et R_9. Le réglage de l'amplitude s'obtient en faisant varier le potentiomètre de niveau P_4, en série avec R_{11}, entre la broche 14 et le commun. Les condensateurs C_6 et C_7 sont des découplages qui assurent une bonne stabilité au montage.
La sortie du signal sinusoïdal se fait entre la broche 15 et la masse, avec une amplitude maximale de l'ordre de 1,3 V_{eff}. Ce signal est symétrique relativement au commun (tension d'offset nulle) en raison de l'alimentation symétrique du circuit à ± 6 V.
La liaison est donc directe avec l'abaisseur d'impédance IC_1 B, constitué d'un amplificateur opérationnel de gain unité situé dans le module d'alimentation.
Ce module incorpore une alimentation des plus classiques comportant un stabilisateur de tension à 12 V (ST) et un symétriseur IC_1 A qui permet d'obtenir deux tensions de 6 V égales et opposées.
La sortie de l'amplificateur abaisseur d'impédance est chargée par la mise en série des résistances R_5, R_6 et R_7 qui constituent un diviseur.
On obtient ainsi la tension de mesure directement à la sortie de IC_1 B et une tension de tarage de niveau à la jonction de R_6 et de R_7 dont on verra plus loin l'utilité.
Le module de mesure est extrêmement simple puisqu'il ne comporte



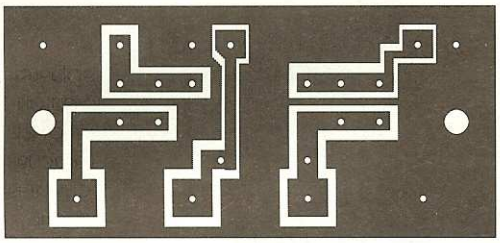
2 LE SCHEMA ELECTRIQUE.

que quatre bornes de mesure C_x et L_x, deux poussoirs S_4 (pour C_x) et S_5 (pour L_x) et deux résistances. Pour la mesure des condensateurs (S_4 fermé), la tension recueillie aux bornes de R_{14} est égale à :
$U_{cx} = U/Z_{cx}$ avec $Z_{cx} = 1/2 \pi F . C_x$
En prenant une valeur de 1 000 Ω pour R_{14}, une fréquence F de 20 kHz et une capacité de 100 pF, on obtient Z_{cx} = 79 610 Ω. Cette valeur est tout à fait prioritaire pour la détermination du courant circulant dans R_{14} qui doit être au plus égal à 10 µA, ce

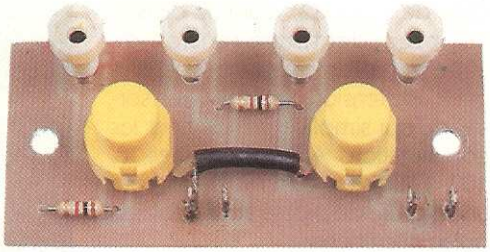


3 LE CIRCUIT IMPRIME DU GENERATEUR SINUSOIDAL.

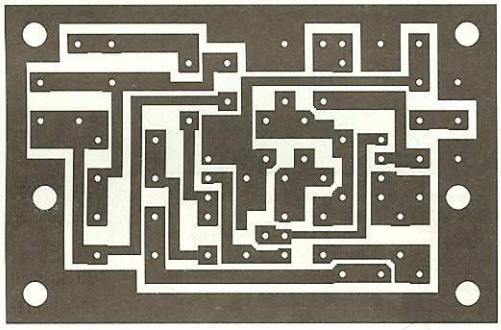
LE GENERATEUR SINUSOIDAL.



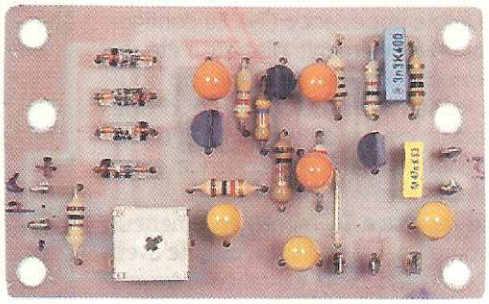
4 LE CIRCUIT IMPRIME DU BLOC DE MESURES.



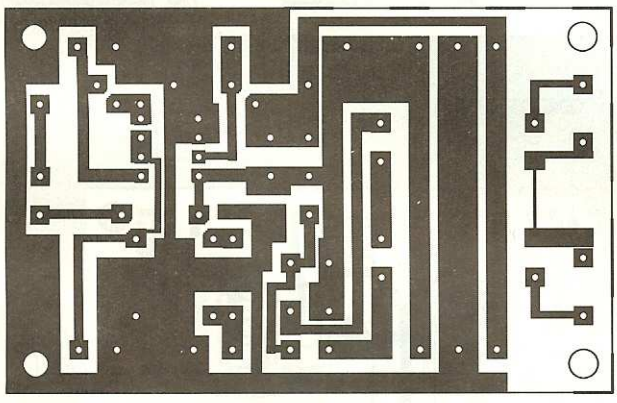
LE BLOC DE MESURES.



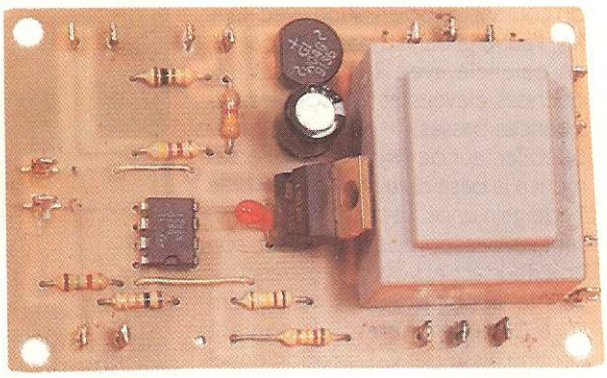
5 LE CIRCUIT IMPRIME DU MILLIVOLTMETRE.



LE MILLIVOLTMETRE.



6 LE CIRCUIT IMPRIME DE L'ALIMENTATION.



L'ALIMENTATION.

qui donne une tension efficace de 10 mV à l'entrée du millivoltmètre dont c'est la sensibilité.
On peut déterminer la valeur de la tension à l'entrée du module de mesure en faisant :

$$E = Z_{CX} \cdot U_{CX}/R_{14} = 80 \cdot 10^3 \cdot 10^2/10^3 = 0{,}8\,V_{eff}$$

Cette valeur est obtenue par la manœuvre du potentiomètre de niveau P_4 (module générateur), de façon à avoir une déviation à pleine échelle du millivoltmètre. On peut évidemment atteindre ce résultat avec un condensateur C_x précis de 100 pF, mais aussi, plus simplement, en commutant S_3 sur TAR, ce qui envoie vers le millivoltmètre une tension de 10 mV_{eff} pour un réglage de niveau correct. Dans ces conditions, la tension à l'entrée du module mesure (S_3

en position MES) sera de 800 mV_{eff}. Chacune des gammes est obtenue par la variation de la fréquence de mesure de façon que la réactance mesurée à pleine échelle ait une valeur constante de 80 kΩ, soit 10 pF à 200 kHz, 100 pF à 20 kHz ou 1 000 pF à 2 kHz.

La mesure des inductances se fait en mesurant la tension à leurs bornes lorsque S_5 est fermé. Cette tension est alors de :

$U_{lx} = E/Z_{lx}$ avec $Z_x = 2 \pi F . L_x$

En prenant F = 20 kHz et L_x = 100 µH, la réactance Z_{lx} prend une valeur de 12,5 Ω qui est négligeable devant celle de R_{15} (1 kΩ). Comme dans le cas précédent, une tension de 800 mV_{eff} à l'entrée donnera également une tension de 10 mV_{eff} en sortie, ce qui simplifie grandement les commutations. Ainsi les gammes 10, 100, 1 000 sont donc valables pour une mesure de picofarads aussi bien qu'en microhenrys.

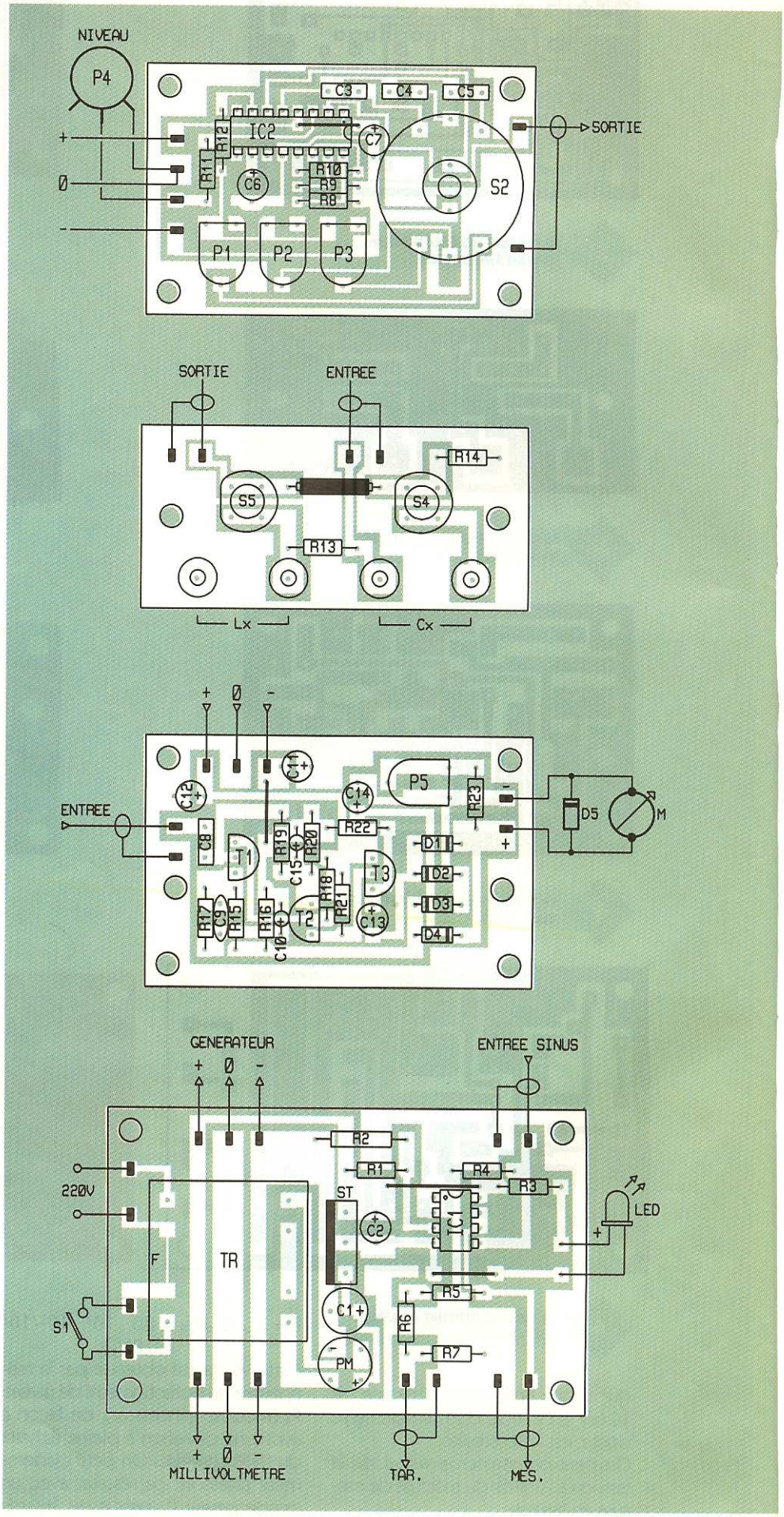
La tension de sortie du dispositif de mesure est donc envoyée à l'entrée du millivoltmètre à travers C_8. Ce module comporte deux étages amplificateurs (T_1 + T_2) et un étage de sortie à faible impédance (T_3). La configuration en éléments discrets a été retenue pour une plus grande souplesse dans l'obtention d'une largeur de bande suffisante et d'une bonne linéarité en fréquence et en amplitude.

Le transistor T_1, monté en émetteur commun, est en liaison directe avec T_2. La base de T_1 est reliée, à travers R_{19}, à l'émetteur de T_2. Cette disposition classique permet de stabiliser la polarisation de T_1 par un moyen simple. L'émetteur de T_1 comporte deux branches : l'une définit la valeur du courant de polarisation avec R_{15} + R_{16}, l'autre la bande passante par C_9, en parallèle avec R_{17} pour les fréquences élevées et C_{10} pour les fréquences basses.

Le collecteur de T_2 est réuni directement à la base du transistor de sortie T_3 de gain unité. La tension apparaissant, à basse impédance, sur son émetteur est envoyée, à travers C_{13}, vers le pont de diodes germanium D_1 à D_4 qui génèrent un courant continu, lissé par C_{14}, proportionnel à l'amplitude de la tension alternative apparaissant aux bornes de R_{22}.

Ce courant est envoyé vers le microampèremètre M monté dans une diagonale du pont. La résistance ajustable P_5, en série avec R_3, sert à doser le courant traversant M. La diode D_5 au silicium sert de protection du microampèremètre, à l'allumage de l'appareil, lors d'une commutation de gamme ou en cas de fausse

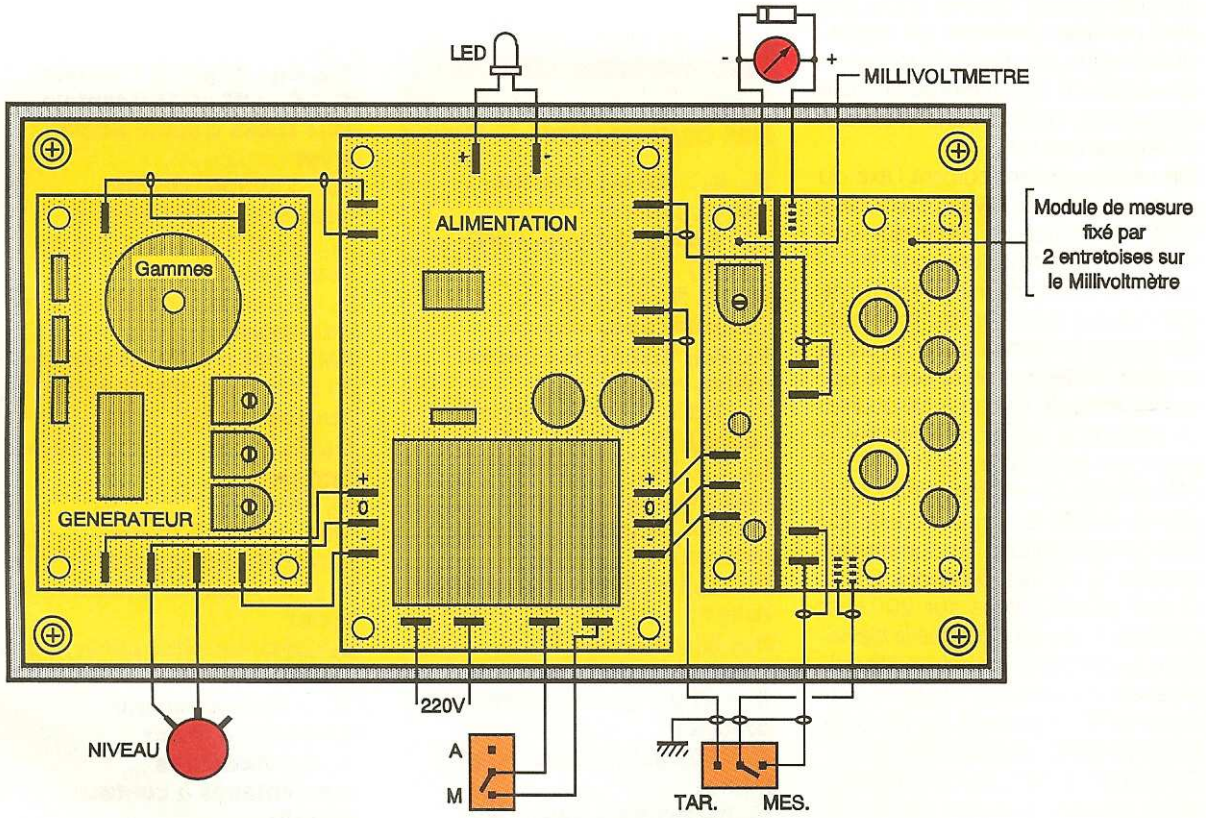
7à10 LES IMPLANTATIONS DES 4 MODULES.



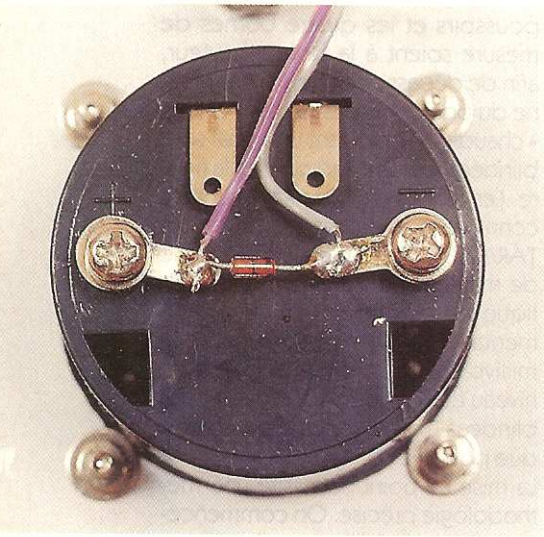
manœuvre : sa conduction ne devient significative que lorsque la tension à ses bornes dépasse 0,65 V.
L'autre diagonale du pont est connectée, d'une part, à l'émetteur de T_3, d'autre part, au négatif de l'alimentation à travers R_{16} qui fait apparaître une tension de contre-réaction envoyée vers l'émetteur de T_1. Ainsi la caractéristique non linéaire des diodes est corrigée.
L'alimentation symétrique du montage implique que le – et le + soient découplés vers le commun, au moyen des condensateurs C_{11} et C_{12}, afin d'assurer une stabilité exemplaire.

Réalisation et mise au point

Les quatre circuits imprimés – un par module – sont réalisés selon les dessins des **figures 3 à 6** et les implantations des composants sont présentées sur les **figures 7 à 10**.
Le commutateur de gamme S_2 du module générateur n'utilise que deux secteurs de trois positions. On peut donc indifféremment faire appel à un modèle de 4 x 3 ou de 2 x 6 contacts. On coupera au ras du commutateur les broches inutilisées.
Le câblage du module de mesure est facile à réaliser, à la condition d'utiliser les composants préconisés et de réaliser la liaison entre les deux poussoirs S_4 et S_5 au moyen d'un petit segment de câble blindé, comme indiqué sur la **figure 8**, afin de limiter au maximum la valeur des capacités parasites.
Le millivoltmètre ne présente pas non plus de difficultés de réalisation. On veillera à bien respecter les polarités des composants : condensateurs polarisés et diodes.
L'alimentation est principalement caractérisée par le transformateur : pour des raisons de standardisation dans l'approvisionnement, nous avons utilisé un modèle de 2 x 6 V au secondaire, mais il va de soi qu'un modèle de 1 x 12 V convient, à la condition de modifier le tracé du câblage imprimé. On notera que deux groupes de sorties ± 6 V ont été prévues pour la facilité du câblage d'interconnexion.
La **figure 11**, enfin, présente le plan d'implantation des modules câblés et des interconnexions dans un boîtier Retex RP3. D'autres types de coffrets peuvent aussi convenir, moyennant quelques adaptations. La carte alimentation est fixé au centre dans le fond du boîtier, au moyen de petites entretoises. Les cartes générateur et millivoltmètre sont fixées de part et d'autre de la même façon. Le module mesure est fixée sur le module millivoltmètre par deux entretoises de 28 mm pour que les deux poussoirs et les quatre bornes de mesure soient à la bonne hauteur, afin de dépasser légèrement la platine du boîtier. Toutes les connexions « chaudes » véhiculant un signal sont blindées, comme indiqué sur la figure. Les tresses de blindage des trois connexions aboutissant à l'inverseur TAR/MES sont réunies à une cosse de masse fixée sur la platine métallique du boîtier. Les liaisons d'alimentation ± 6 V, de connexion au millivoltmètre, au potentiomètre de niveau et à la diode LED, ne sont pas blindées mais rendues aussi courtes que possible.
La mise au point nécessite une méthodologie précise. On commencera par régler la fréquence du générateur sur chaque gamme, soit 2, 20 et 200 kHz. Pour cela, la disposition d'un fréquencemètre ou, à défaut, de la gamme fréquencemètre d'un multimètre digital, voire d'un oscilloscope ave une base de temps assez précise, est requise. Ce premier réglage devrait se faire sur le module non monté, sur table, en utilisant éventuellement une alimentation d'atelier de façon à intervenir plus aisément sur d'éventuelles anomalies.
On réglera, sur chaque gamme, la ré-



11 LA MISE EN PLACE DANS LE COFFRET.



VUE SUR D5, DERRIERE L'APPAREIL DE MESURE.

sistance ajustable correspondante P_1, P_2 ou P_3. S'il s'avérait que la position du curseur de ces ajustables était par trop excentrée ou impossible à régler, on choisirait une valeur de résistance R_{19} différente de celle préconisée, qui permette d'obtenir un réglage correct.

On vérifiera qu'en tournant l'axe du potentiomètre de niveau on obtient bien une tension de sortie qui varie de 700 à 1 300 mV_{eff} environ.

La mise au point du millivoltmètre ne s'effectuera qu'en fin de montage. On mettra le commutateur S_3 sur la position TARage et on réglera le potentiomètre de niveau à mi-course. La fréquence sera commutée sur la position médiane, soit 20 kHz (100 pF/µH). On réglera alors P_5 pour une déviation à pleine échelle du microampèremètre. En commutant ensuite S_2 sur les positions 2 kHz (1 000 pF/µH), puis sur 200 kHz (10 pF/µH), on vérifiera que la déviation du microampèremètre reste voisine du maximum et que la manœuvre de P_4 permet de rattraper les éventuelles variations de niveau.

Sur la position MESure, on aura le loisir de mesurer quelques condensateurs précis si on en dispose. Les cordons de mesure seront aussi courts que possible (quelques centimètres), terminés par une pince crocodile miniature.

Sans ces connexions, la déviation doit être voisine de 0,2 pF sur la gamme 10 pF lorsqu'on appuie sur le poussoir S_4 (C_x).

La mesure de très faibles capacités (< 1 pF) peut se faire en calant la déviation de l'appareil sur 1 ou 2 pF au moyen d'un petit condensateur additionnel. Dans ces conditions, la variation relative lue sur M, en présence de C_x, donnera la valeur du condensateur à mesurer.

La mesure des inductances à air ne présente pas de difficultés particulières. Il est toutefois nécessaire de mettre en place l'inductance avant d'appuyer sur le poussoir L_x, sinon l'aiguille du microampèremètre recevra une brutale impulsion qu'il n'est pas souhaitable de lui faire subir trop fréquemment. La diode D_5 protège tout de même l'appareil des accidents indésirables...

La précision obtenue à pleine échelle dépend principalement de la classe de l'appareil de mesure, de la précision de fréquence de l'oscillateur et des éléments parasites. Dans les meilleures conditions, on peut atteindre 2 ou 3 %.

Options diverses

On peut rendre l'appareil entièrement autonome en utilisant deux piles de 9 V alcalines en série, en lieu et place du transformateur et du pont de redressement. Dans cette configuration, l'interrupteur sera placé dans le circuit des piles en amont de C_1.

On peut augmenter les ressources de l'appareil en ajoutant une gamme de 10 000 pF/µH avec une fréquence supplémentaire de 200 Hz sur le générateur.

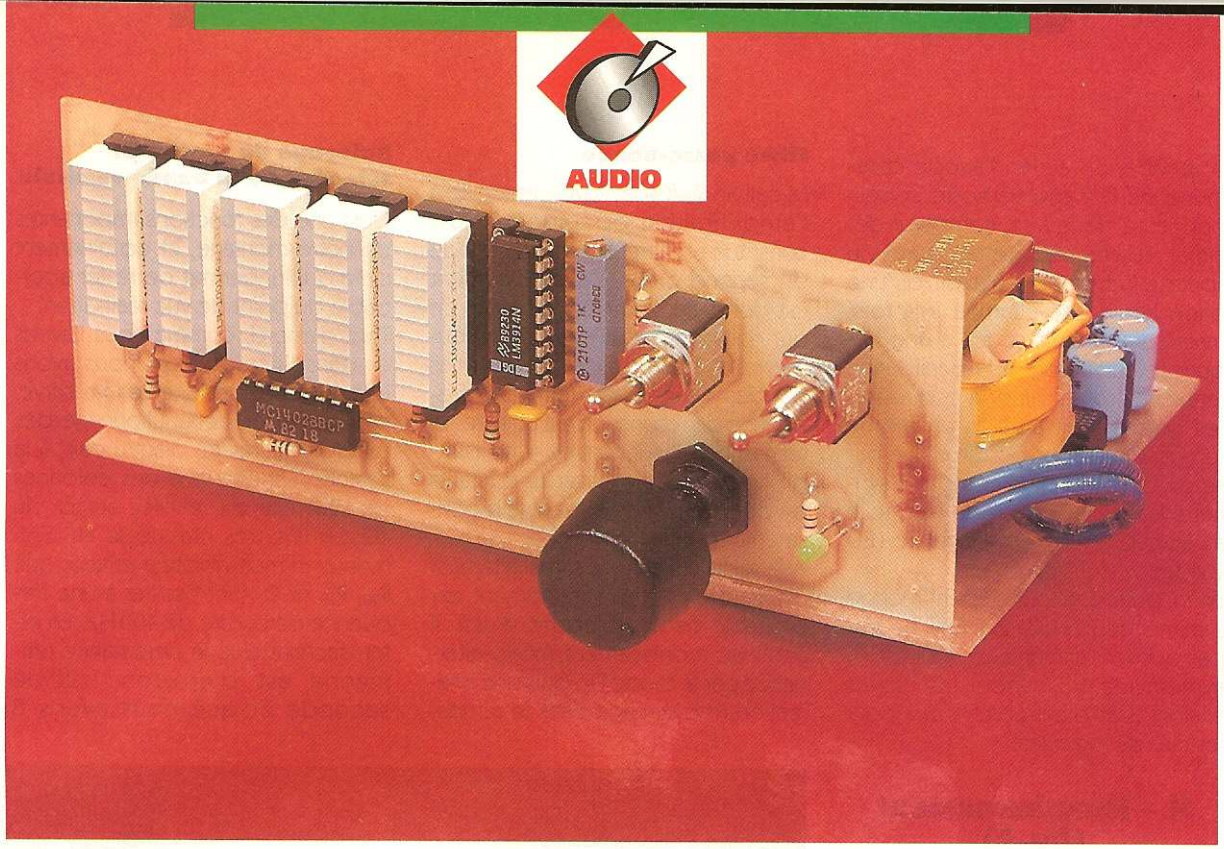
Il faudrait alors amener la valeur de C_8 à 220 nF et vérifier qu'aucun affaiblissement ne se produit à 200 Hz en position tarage.

Pour des raisons d'encombrement, nous avons utilisé un microampèremètre de petites dimensions, mais rien ne s'oppose à faire appel à un plus grand modèle qui donnera une lecture plus confortable. On peut aussi – solution économique – employer la gamme 100 µA d'un (bon) contrôleur analogique.

J. CERF

LISTE DES COMPOSANTS

R_1, R_2 : 120 kΩ (marron, rouge, jaune)
R_3 : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
R_4, R_8, R_9, R_{11} : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R_5, R_{21}, R_{22} : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
R_6 : 3,3 kΩ (orange, orange, rouge)
R_7, R_{16}, R_{17}, R_{23} : 100 Ω (marron, noir, marron)
R_{10} : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
R_{12} : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
R_{13}, R_{14}, R_{15}, R_{20} : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
R_{18} : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
R_{19} : 220 kΩ (rouge, rouge, jaune)
P_1, P_2, P_3 : 1 kΩ, ajustable miniature horizontal
P_4 : 10 kΩ, potentiomètre linéaire
P_5 : 220 Ω, ajustable miniature horizontal
C_1 : 220 µF/25 V radial
C_2 : 1 µF/25 V radial
C_3 : 1 nF milfeuil
C_4 : 10 nF milfeuil
C_5 : 100 nF milfeuil
C_6 : 1 µF/15 V tantale
C_7, C_{14} : 10 µF/15 V tantale
C_8 : 47 nF milfeuil
C_9 : 3,3 nF céramique
C_{10}, C_{13} : 47 µF/15 V tantale
C_{11}, C_{12} : 22 µF/15 V tantale
IC_1 : TL082 double ampli Bifet
IC_2 : XR2206, circuit générateur de fonctions
T_1, T_2 : BC238 transistor NPN (ou équivalent)
T_3 : BC546 transistor NPN (ou équivalent)
PM : pont moulé cylindrique
ST : 7812, stabilisateur de tension + 12 V
D_1, D_2, D_3, D_4 : AA118 diode germanium
D_5 : 1N4148
LED : voyant à diode électroluminescente
S_1 : interrupteur miniature à levier
S_2 : commutateur Lorlin, 2 x 3 posit. pour CI
S_3 : simple inverseur miniature à levier
S_4, S_5 : poussoirs momentanés à contacts travail
TR : transfo moulé 220 V/ 2 x 6 V, 1,5 VA
M : microampèremètre 100 µA Monacor (45 x 60 mm), 1,6 kΩ
Douilles Cx, Lx : 4 douilles 2 mm isolées
2 boutons à repère pour axe de 6 mm
Coffret RP3 de Retexbox ou équiv. (155 x 90 x 50 mm)
Cordon secteur, visserie, décolletage...



AUDIO

ANALYSEUR DE SPECTRE AUDIO

Qui n'a pas souhaité posséder un analyseur de spectre audio tels ceux que l'on trouve sur les chaînes HiFi haut de gamme. Et si, de plus, cet animateur de barres lumineuses se transforme en véritable attraction lumineuse ! Tout cela en gardant une grande simplicité et un faible coût en utilisant la technique du désormais classique multiplexage.

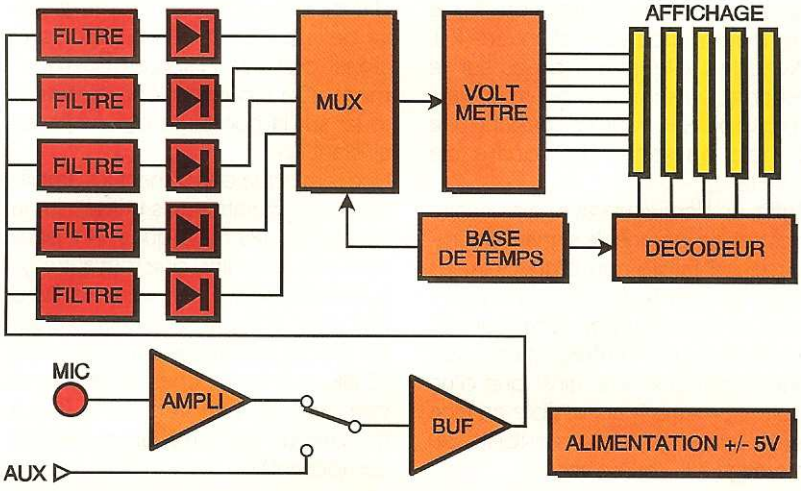
Caractéristiques

— Affichage sur bargraph.
— Mode point ou barre.
— Cinq bandes de fréquence se recouvrant à – 6 dB : 60 Hz, 250 Hz, 1 000 Hz, 2 500 Hz et 5 000 Hz, facilement extensible à 6, 7 ou 8 bandes.
— Entrée micro intégrée et auxiliaire.

I – Principe (fig. 1)

Cet appareil que nous vous proposons a été élaboré autour d'un circuit voltmètre à LED entouré de composants classiques. L'utilisation du système de multiplexage permet de n'utiliser qu'un seul voltmètre pour déterminer le niveau du signal dans la bande de fréquence sélectionnée. Nous allons donc passer en revue les différents blocs constituant le schéma de principe.

1 LE PRINCIPE GENERAL.



Avant de pouvoir être exploité, le signal d'entrée provenant du microphone est amplifié à un niveau suffisant, puis ramené sous une impédance de sortie faible afin de pouvoir attaquer les étages de filtrage passe-bande. On dispose alors autant de filtres que de bandes souhaitées, avec à la sortie de chaque filtre un étage de redressement enregistrant la crête du signal.
Les niveaux continus de chaque bande attaquent chacun une entrée d'un multiplexeur analogique afin d'être chacun à leur tour visualisés par le voltmètre à LED. Simultanément à la connexion d'un filtre au

voltmètre, on active l'anode commune de la barre verticale correspondante grâce à un compteur décimal. Le découpage temporel du spectre permet de n'avoir qu'une barre lumineuse allumée à la fois, mais comme cela se fait à une fréquence supérieure à la persistance rétinienne, on a l'illusion que toutes les barres sont actives en même temps. On a donc besoin d'une base de temps et d'un compteur synchronisant la sélection du filtre relié au voltmètre et de la barre de LED validée.
Enfin, pour que tout ce petit monde s'anime tel qu'on l'a prévu, il ne faut pas oublier l'alimentation qui est ici symétrique ± 5 V pour les étages analogiques d'entrée et + 5 V pour les circuits logiques.

II – Fonctionnement (fig. 2)

Nous allons maintenant détailler chaque bloc vu dans le principe de fonctionnement.

Alimentation

L'alimentation est classique : un transformateur 220 V/12 V 5 VA à point milieu, suivi d'un pont de diodes et de deux condensateurs de filtrage C_1 et C_2. La masse du montage est constituée par le point milieu du transformateur : on dispose ainsi de deux tensions symétriques + et – 8 V environ, que les régulateurs intégrés U_7 et U_8 se chargent de réguler à + et – 5 V. Les condensateurs C_3, C_4, C_5 et C_6 réalisent un filtrage en « haute fréquence » et évitent l'entrée en oscillation des régulateurs.

Préampli micro

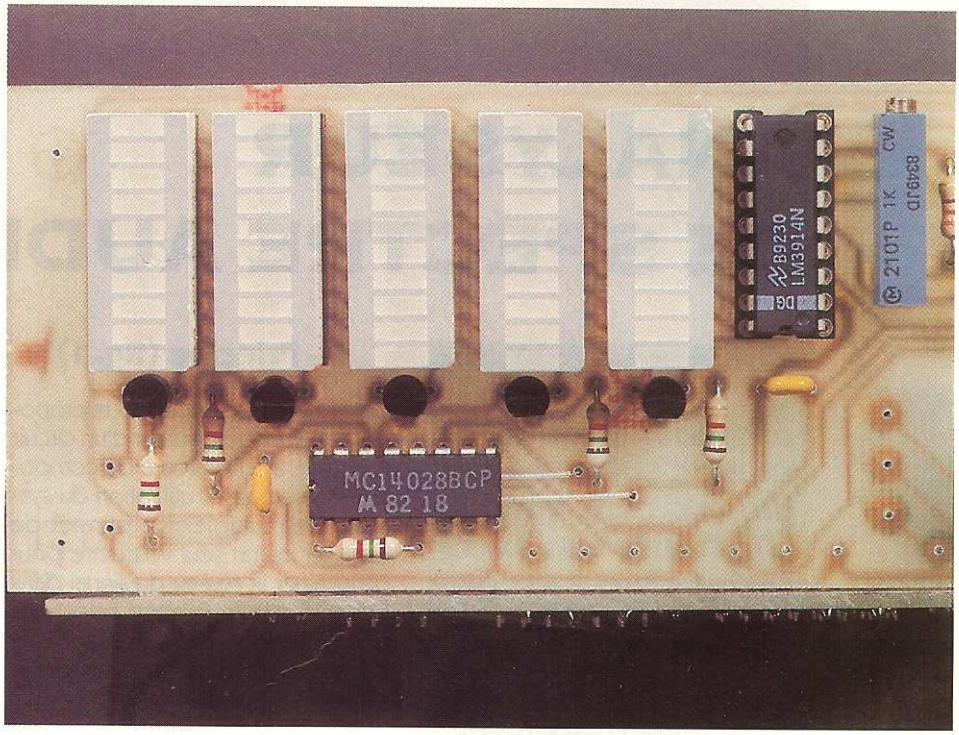
Là aussi, un grand classique du genre : deux étages amplificateur-inverseur réalisés autour d'un amplificateur opérationnel et montés en cascade. Rappelons que le gain d'un tel montage est égal au rapport de la résistance de contre-réaction (R_2) et de la résistance série d'entrée (R_1). Avec les valeurs adoptées sur le schéma, l'ensemble procure un gain d'environ 350 tout en gardant une bande passante de l'ordre de 10 kHz.
Enfin, un dernier étage à gain unitaire permet de ramener le signal sous impédance faible afin d'attaquer les filtres de bande. Cet étage est pourvu d'un inverseur permettant de sélectionner soit l'entrée micro, soit une entrée auxiliaire, ainsi que d'un potentiomètre P_1 accessible en face avant afin d'ajuster la sensibilité du montage à la source sonore.

Filtre passe-bande

La cellule R_{24}/C_{25} et R_{25}/C_{26} associée à l'amplificateur opérationnel U_{15} constitue un filtre actif passe-bande du second ordre. L'affaiblissement est donc de 40 dB par décade, ce qui nous permet d'avoir un recouvrement partiel des différentes bandes. Le gain du filtre à la fréquence de résonance est unitaire. La résistance R_{26} sur l'entrée + de l'ampli-op permet d'égaliser les courants de polarisation, améliorant la réponse en fréquence.
A la sortie du filtre, le signal alternatif résultant n'est pas directement exploitable par le voltmètre. Aussi, il subit un redressement mono-alternance par la diode D_6, puis une intégration (moyennage dans le temps)

Balayage du spectre et sélection de la bande verticale

C'est une des fonctions importantes de notre montage, et certainement celle qui lui permet de rester abordable du point de vue réalisation.
Tout d'abord, comme nous l'avons vu dans l'introduction, nous avons besoin d'une horloge qui va servir, d'une part, à l'échantillonnage des différents filtres et, d'autre part, à la sélection successive des colonnes de LED. Elle est réalisée autour du désormais très classique NE 555 monté en multivibrateur astable que R_{28}, R_{29} et C_9 font osciller à une fréquence de l'ordre de 400 Hz. En effet, sachant que la persistance rétinienne est d'environ 1/20 de seconde et que nous avons 8



LES BARGRAPHS AFFICHENT LES BANDES SELECTIONNEES.

par la cellule C_{27}/R_{27}. Cela permet d'avoir une décroissance progressive de la barre lumineuse même si le signal d'entrée disparaît brusquement. On pourra éventuellement jouer sur la constante de temps en ajustant R_{27}.
Une remarque concernant les amplificateurs opérationnels utilisés sur la maquette : les classiques 741 peuvent convenir, ainsi que tout autre type tels les LM 301 par exemple. Dans certains cas, il sera nécessaire d'ajouter un condensateur céramique de 33 pF entre les broches 1 et 8 pour la compensation en fréquence (C_{28} à C_{35} prévus sur l'implantation des composants).

bandes (maximum) à balayer pendant ce laps de temps, il faut une fréquence minimale de 8 x 20 = 160 Hz. Cependant, vu que la constante de temps du filtre est de l'ordre de 1/50 s, il vaut mieux échantillonner un peu plus souvent pour éviter un phénomène de scintillement.
Cette horloge attaque un compteur binaire qui permet de commander le multiplexeur analogique 4051 ainsi que le décodeur décimal 4028. Le 4051 aiguille en fonction du code binaire présent sur ses entrées de commande l'une de ses huit entrées analogiques sur la sortie unique. C'est donc lui qui détermine quelle est la bande de fréquence en cours d'évaluation. Le 4028, quant à lui, active (à l'état haut) l'une de ses dix

sorties en fonction du code BCD présent sur ses quatre entrées de commande.

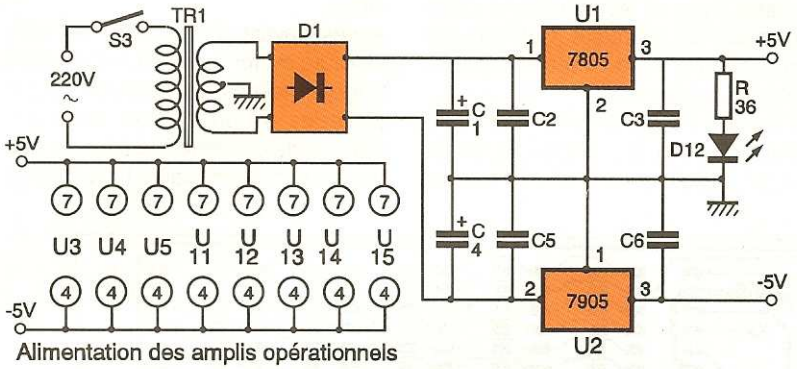
Comme nous avons besoin de 5 à 8 sorties, 3 bits de codage binaire suffisent, et c'est pourquoi la dernière entrée de commande est forcée au niveau bas.

Enfin, un étage à transistor monté en collecteur commun permet de commander l'anode commune des LED tout en fournissant le courant nécessaire à l'allumage desdites LED.

Quantification et affichage

Au cœur de notre réalisation, on trouve un LM 3914 (version linéaire) ou LM 3915 (version logarithmique) spécialisé dans la commande de LED en fonction d'une tension (fonction voltmètre). Nous ne rentrerons pas dans le détail du fonctionnement de ce circuit. Sachez toutefois que le circuit procède à la comparaison de la tension d'entrée avec une échelle de 10 niveaux internes et allume en conséquence les LED.

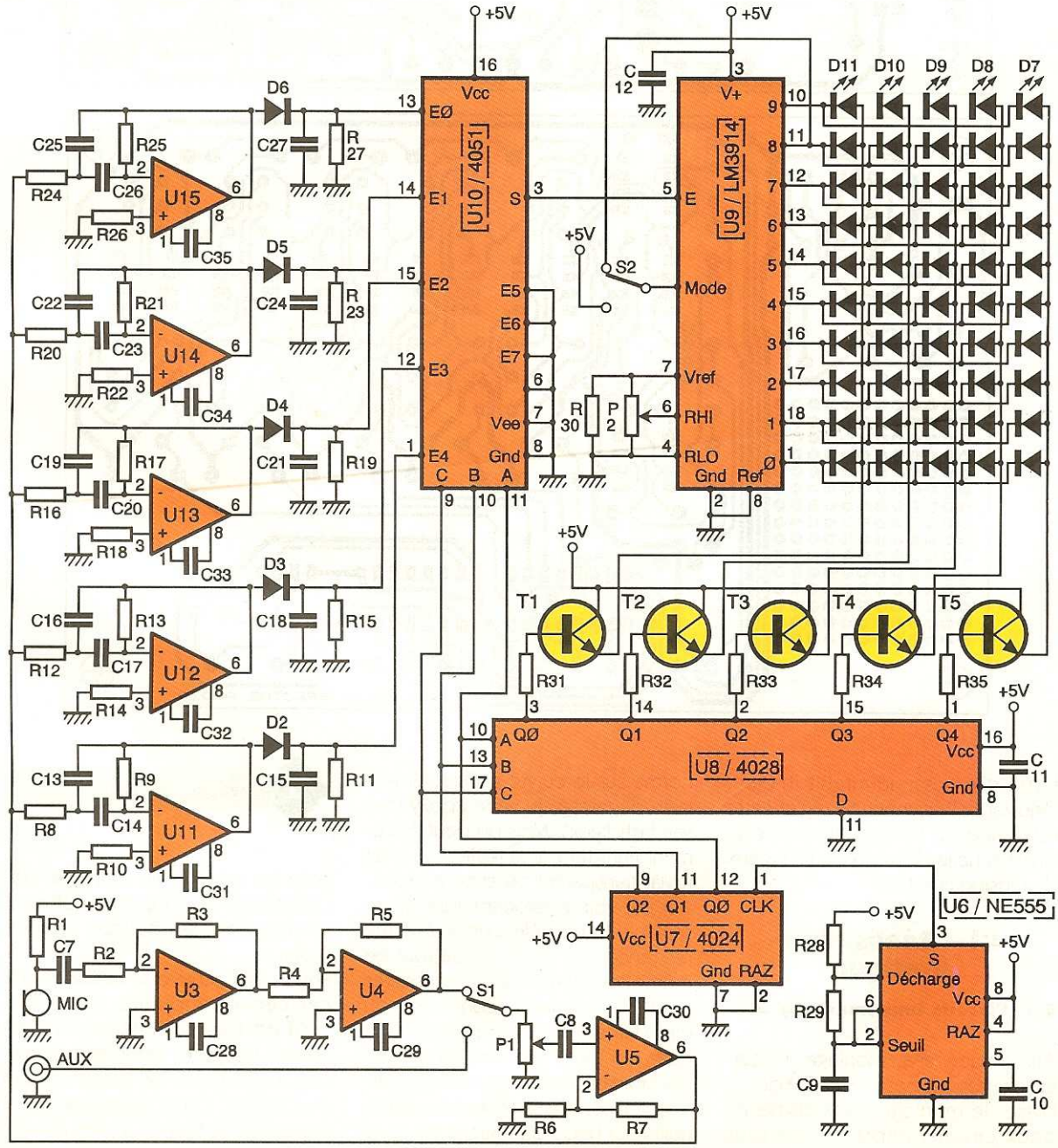
Le LM 3914 dispose en sortie d'un



Alimentation des amplis opérationnels

2 a L'ALIMENTATION.

2 b LE SCHEMA DE PRINCIPE.

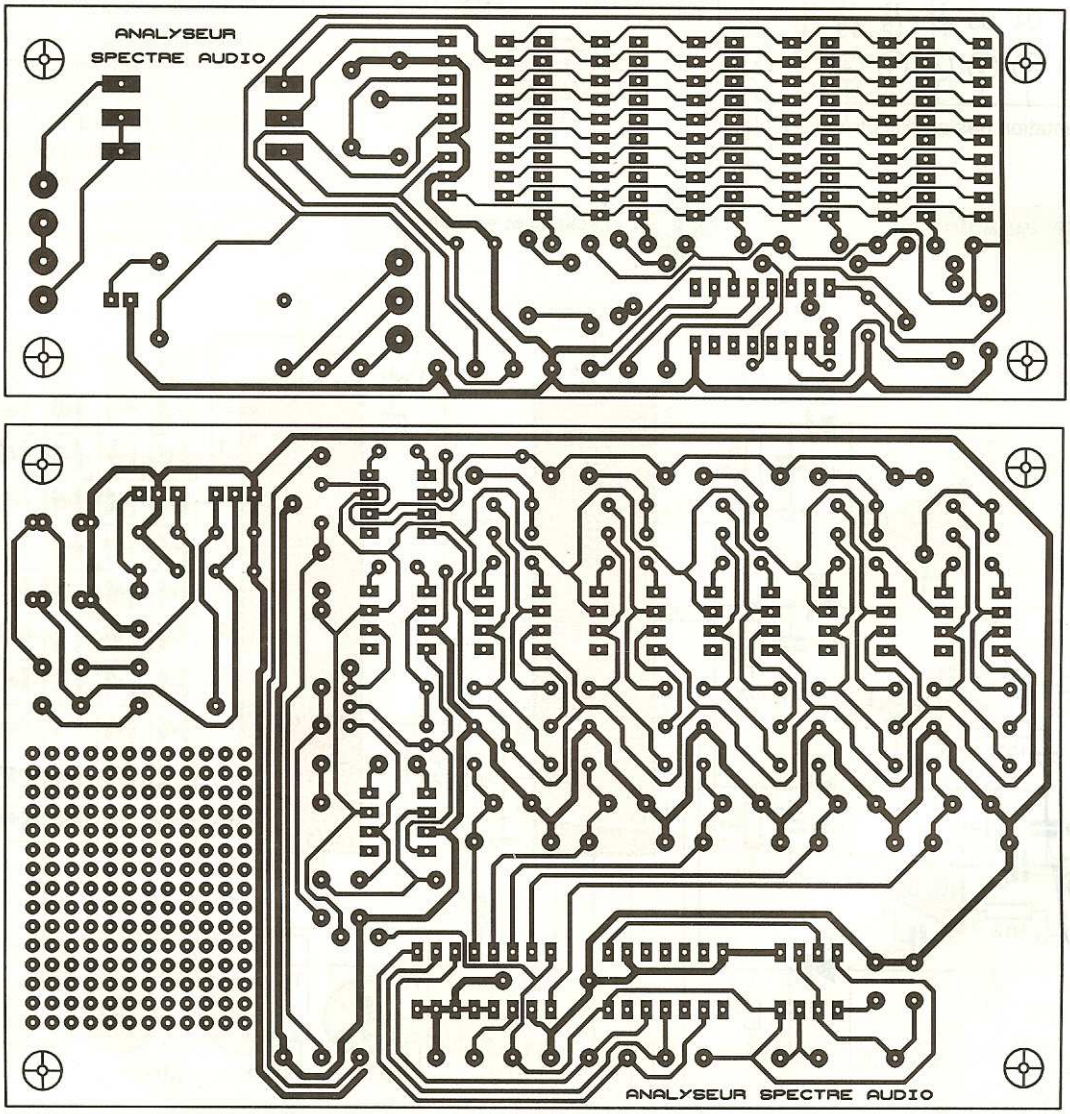


générateur à courant constant afin de piloter les LED. C'est la résistance R_{35} qui détermine ce courant, qui est ici de l'ordre de 40 mA. Cette valeur relativement élevée est nécessaire car n'oublions pas que chaque LED n'est en fait allumée qu'un huitième de temps. Le courant moyen est donc huit fois plus faible.
Le diviseur de tension en échelle interne au LM 3914 est alimenté par une référence de tension variable interne elle aussi au circuit intégré. L'ajustable P_2 permet de régler cette référence de tension et d'adapter ainsi l'échelle de mesure aux niveaux de tension d'entrée.

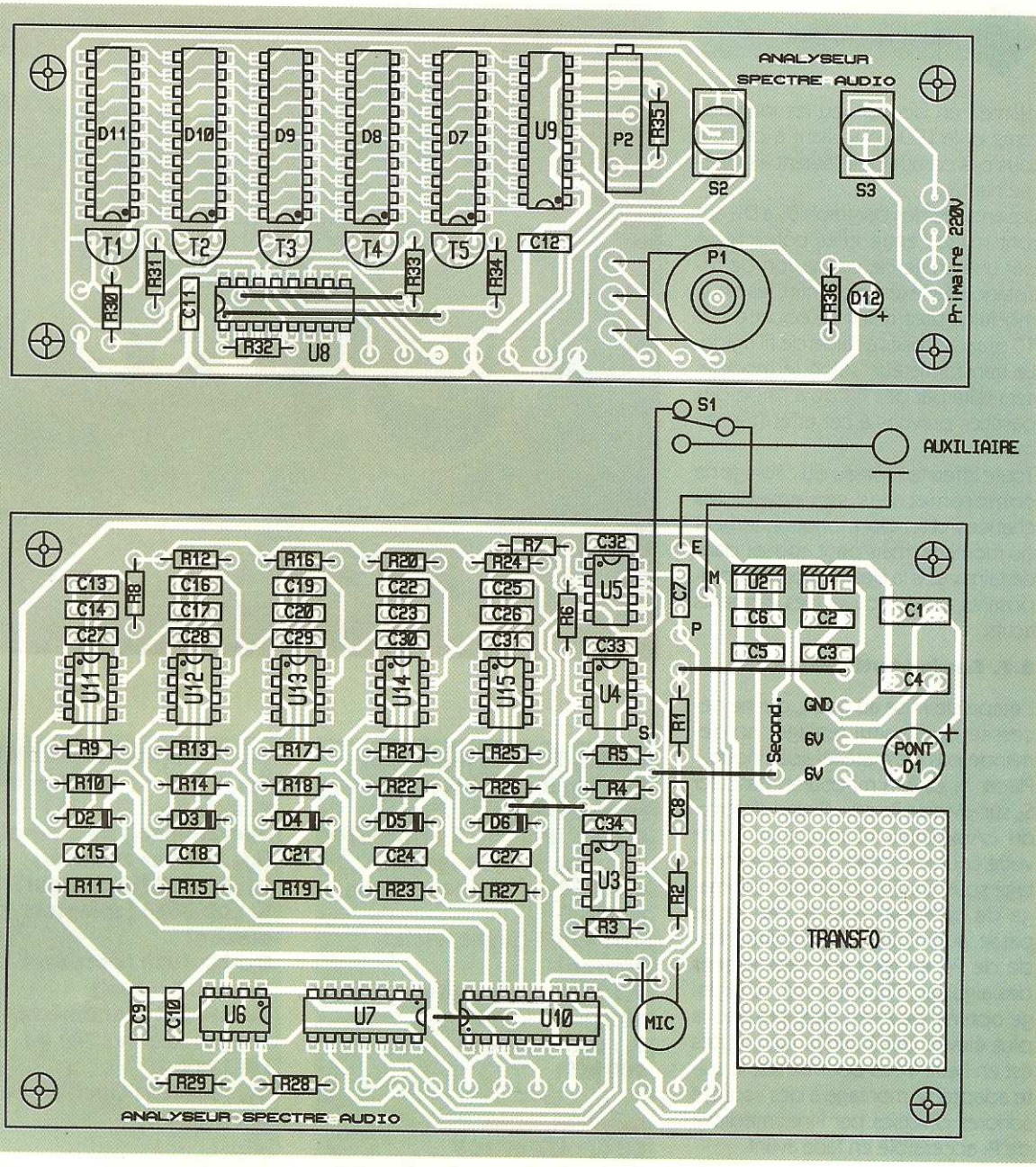
III – Réalisation pratique

3.1. Circuits imprimés (fig. 3)

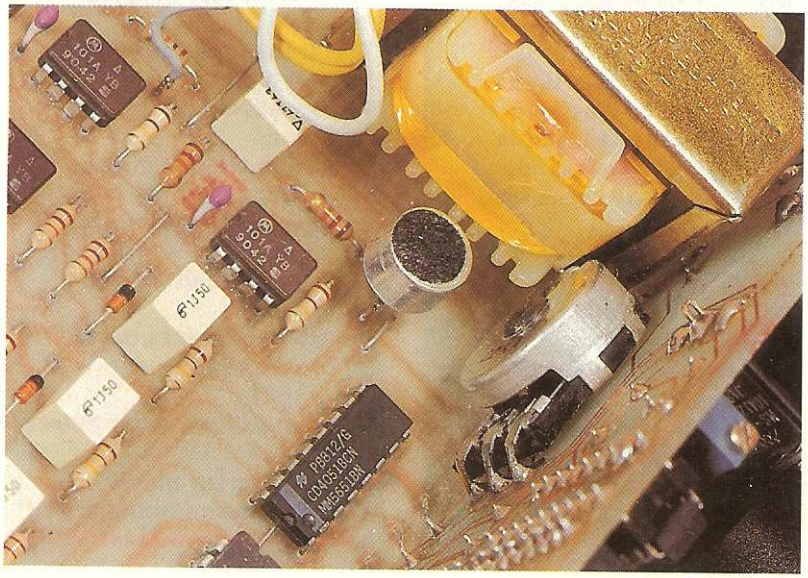
Afin de donner au montage une certaine ergonomie et une facilité de câblage, le montage a été divisé en deux circuits imprimés. Le plus grand reçoit l'alimentation, l'ampli micro, les filtres passe-bande et la logique de commande. Le second, venant se monter à l'équerre, est équipé du voltmètre, du panneau d'affichage et les quelques commandes du montage. Cela permet d'avoir une face avant complètement fonctionnelle.
Il est possible d'élaborer les circuits imprimés en appliquant directement les éléments de transfert Mecanorma sur le cuivre préalablement bien dégraissé du verre époxy (travail fastidieux). Mais on peut également transiter par la réalisation d'un mylar transparent ou encore procéder par voie photographique en se servant du modèle publié comme référence. On se procurera tout de même les composants nécessaires avant de débuter la confection du circuit imprimé. Cela permettra le cas échéant de modifier les connexions des composants qui diffèrent. Notons que les tracés ont été réalisés à l'aide du logiciel de CAO Cadpak puis imprimés sur film transparent à l'aide d'une imprimante laser. On obtient ainsi un mylar directement utilisable pour une insolation par procédé photographique ultraviolet.
Après gravure dans un bain de perchlorure de fer suivie d'un abondant rinçage, toutes les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre. Certains de ces trous seront à agrandir à 1 ou 1,2 mm pour les adapter au diamètre des connexions de composants plus volumineux tel que les picots ou interrupteurs.
Enfin, pour achever la réalisation de ces circuits imprimés, rappelons qu'il est toujours intéressant d'en étamer les pistes pour leur donner une meilleure tenue mécanique et électrique. Cette opération peut d'ailleurs être menée à bien à l'aide



3 LES CIRCUITS IMPRIMES.



4 LES IMPLANTATIONS.



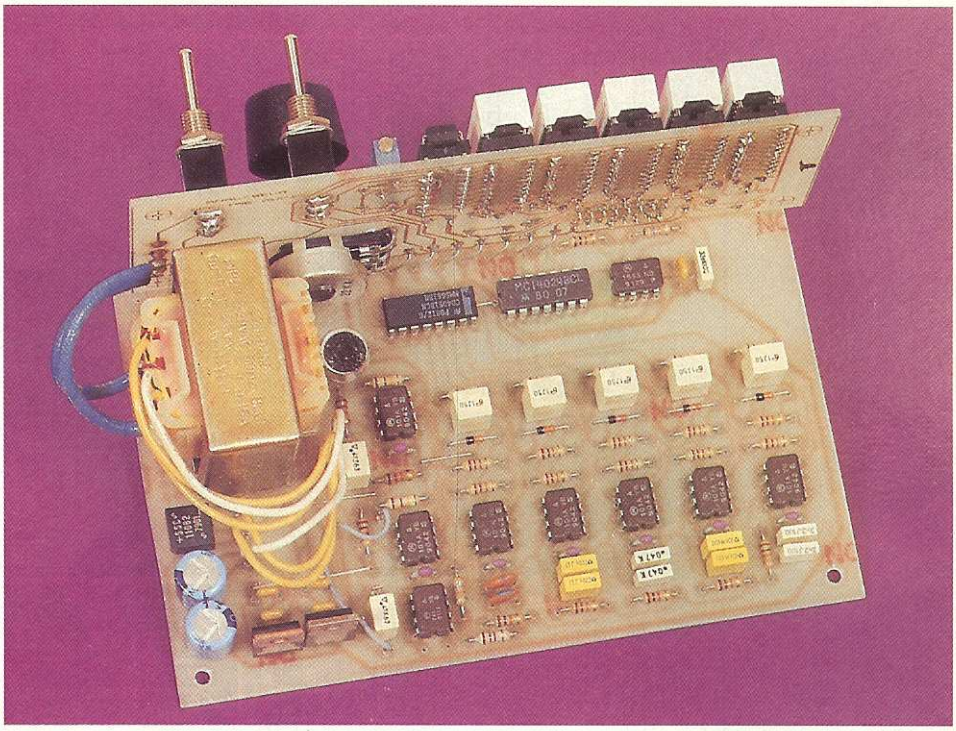
du fer à souder. Vu la finesse de certaines pistes de ce montage, il est important de vérifier au testeur de continuité l'absence de microcoupures ainsi que celles de micro-court-circuits toujours très difficiles à détecter à l'œil nu, et qui cependant ont un effet catastrophique sur le fonctionnement du montage.

3.2. Implantation des composants (fig. 4)

Après la mise en place des quelques straps de liaison (7 au total) qui ont permis d'éviter le problématique circuit double face, peu à la portée de l'amateur, on passera à l'implantation des résistances, des capacités et des diodes. Ensuite ce sera le tour des transistors, des supports de circuit intégré et des picots de câblage. Im-

L'ENTREE AUDIO.

UNE VUE D'ENSEMBLE.



plantez en dernier lieu les interrupteurs et la LED en veillant à ce que tous ces composants soient à la même hauteur.
Les anodes des bargraph D_7 à D_{11} seront reliées entre elles côté cuivre par une chute de connexion de résistance par exemple. Enfin, les deux modules sont reliés à l'équerre par 10 straps réalisés à l'aide de fil rigide.
Le transformateur, selon le modèle, sera relié par des fils ou à l'aide des pastilles prévues à cet effet (transfo moulé).
Toute erreur au niveau du câblage ne compromet pas seulement les chances d'un bon fonctionnement du montage, mais peut aboutir dans certains cas à la destruction de composants, en particulier des éléments actifs.

3.3. Essais et utilisation

L'étape de mise au point, qui ne nécessite qu'un seul réglage, ne demande pas de matériel spécifique.
Placer P_1 et P_2 à mi-course. Basculer S_2 sur <Mode Barre>, S_1 sur <Micro> ou <Auxiliaire> et mettre en route votre source sonore. Mettre le montage sous tension et vérifier l'allumage de quelques LED. Si rien ne se passe, augmenter la sensibilité à l'aide de P_2, en tournant dans le sens des aiguilles d'une montre. Le réglage optimal de P_2 est atteint quand la plus élevée des bandes lumineuses est en haut. Vous pourrez par la suite adapter le montage à des sources sonores diverses par l'intermédiaire de P_1 accessible en face avant.
Si un problème plus sérieux se présente, vérifiez votre câblage et/ou tentez de suivre à l'aide d'un oscilloscope le trajet du signal d'entrée en se référant aux explications données dans la partie fonctionnement.

P. Tissot

LISTE DES COMPOSANTS

Résistances

R_1, R_8, R_{12}, R_{16}, R_{20}, R_{24}, R_{28} : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R_2, R_4 : 12 kΩ (marron, rouge, orange)
R_3, R_5, R_{11}, R_{15}, R_{19}, R_{23}, R_{27} : 220 kΩ (rouge, rouge, jaune)
R_6, R_{29} : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
R_7 : 1,2 kΩ (marron, rouge, rouge)
R_9, R_{10}, R_{13}, R_{14}, R_{17}, R_{18}, R_{21}, R_{22}, R_{25}, R_{26} : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)
R_{30}, R_{31}, R_{32}, R_{33}, R_{34} : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
R_{35} : 330 Ω (orange, orange, marron)
R_{36} : 470 Ω (jaune, violet, marron)
P_1 : ajustable multitours 1 à 10 kΩ
P_2 : potentiomètre 10 kΩ à 100 kΩ

Condensateurs

C_1, C_4 : 470 µF/16 V
C_2, C_3, C_5, C_6, C_{10}, C_{11}, C_{12} : 100 nF plastique
C_7, C_8 : 470 nF plastique
C_9 : 33 nF plastique
C_{13}, C_{14} : 2,2 nF plastique
C_{15}, C_{18}, C_{21}, C_{24}, C_{27} : 1 µF plastique
C_{16}, C_{17} : 10 nF plastique
C_{19}, C_{20} : 47 nF plastique
C_{22}, C_{23} : 220 nF plastique
C_{25}, C_{26} : 4,7 nF plastique
C_{28} à C_{35} : 33 pF céramique (voir texte)

Semi-conducteurs

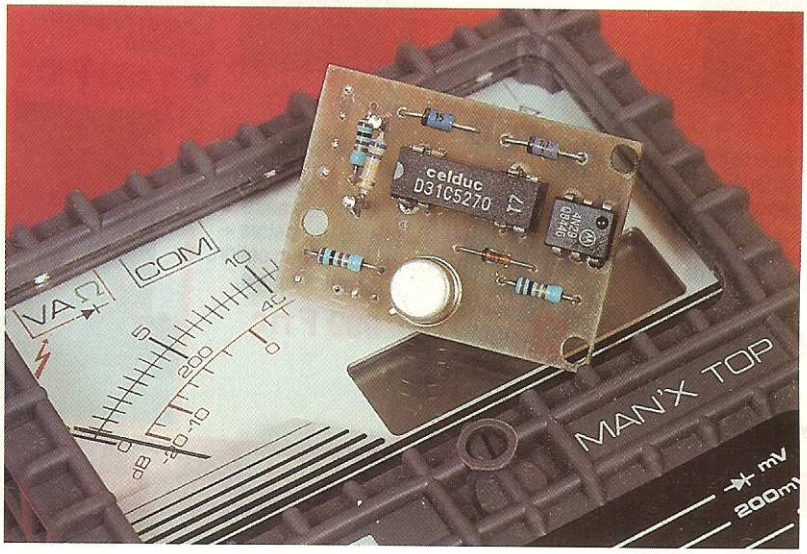
D_1 : pont de diodes 500 mA
D_2 à D_6 : 1N4148
D_7 à D_{11} : bargraphs 10 LED rouges ou multicouleurs (ELB 1001 par exemple). Le cas échéant, on peut les remplacer par 10 LED plates
D_{12} : LED verte 3 mm
T_1 à T_5 : 2N2222
U_1 : 7805 (régulateur 5 V)
U_2 : 7905 (régulateur – 5 V)
U_3 à U_5, U_{11} à U_{15} : 741 (ampli-opérationnel) ou équivalent (LM 301 par exemple)
U_6 : NE 555 (oscillateur)
U_7 : CD 4024 (compteur binaire)
U_8 : CD 4028 (décodeur binaire/décimal)
U_9 : LM 3914 (voltmètre/commande de LED) ou LM 3915
U_{10} : CD 4051 (multiplexeur analogique)

Divers

MIC : micro-électret 2 fils
S_1, S_2 : inverseur unipolaire à levier
S_3 : interrupteur unipolaire à levier
TR_1 : transformateur 2 x 6 V 300 mA mini
9 supports circuit intégré 8 broches
1 support circuit intégré 14 broches
2 supports circuit intégré 16 broches
1 support circuit intégré 18 broches
5 supports circuit intégré 20 broches (pour les bargraph)
1 embase Cinch (pour entrée auxiliaire)
1 câble secteur moulé
1 bouton potentiomètre

COMMUTATION AUTOMATIQUE DE GAMME POUR VOLTMETRE A AIGUILLE

Ce montage change de gamme lorsque la tension d'entrée dépasse un seuil fixé. Le montage décrit permet une multiplication par 2 de l'échelle. Il est prévu pour être intégré dans une alimentation variable de 0... 50 V. Donc, de 0 à 26 V, la lecture de la tension est directe. Et de 26 V à 50 V, il faut mutiplier la valeur lue sur le voltmètre par 2. Une DEL vous indique quand il faut multiplier par 2. Mais en recalculant R_1 et le seuil, vous pourrez choisir un facteur de multiplication de 5,10...



Fonctionnement (fig. 1)

Si la tension d'entrée est inférieure au seuil, alors le relais n'est pas commandé et son contact est fermé. La résistance de gamme R_1 est court-circuitée. La plage de mesure est égale à celle du voltmètre, ici 30 V. Lorsque le seuil est dépassé, alors le relais est commandé. Il ouvre son contact. La résistance de gamme R_1 entre en service et divise par 2 la tension du voltmètre.

Résistance de gamme R_1

Premièrement, vous effectuez le câblage de la **figure 2**. Vous positionnez la résistance Rv sur le minimum de résistance. Réglez l'alimentation pour avoir 30 V, c'est le pleine échelle.

Ensuite augmentez la valeur de Rv jusqu'au moment où le voltmètre indiquera 15 V. A ce moment, on a Rv = a, la résistance interne du voltmètre. Il suffit maintenant de la mesurer à l'ohmmètre et vous avez la valeur de R_1.

Calcul du seuil

Le seuil est égal à la somme des tensions des zeners et de la diode du photocoupleur.

Soit :

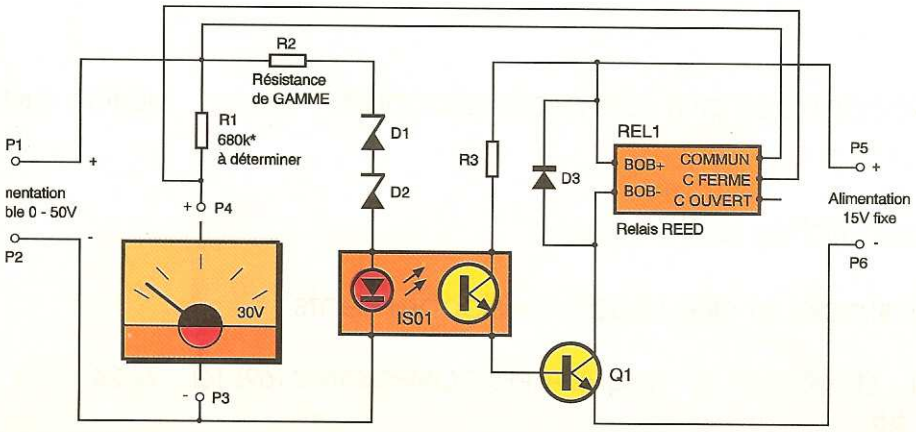
U seuil = $U_{Z1} + U_{Z2}$ + Ud photo
= 15 + 10 + 1
= 26 V

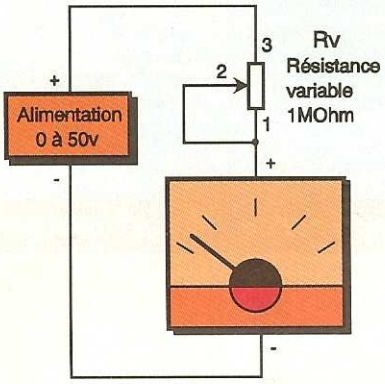
Calcul de R_2

Cette résistance limite le courant dans les diodes zener et l'optocoupleur. Si la tension d'alimentation max est Ve max 50 V, Vseuil 26 V, et qu'on limite le courant à 25 mA, on a :

R_2 = (Ve max – Vseuil)/Imax
V en Volt/I en mA et R en Ω
= (50 – 26) / 25
= 1 kΩ

1 LE SCHEMA DE PRINCIPE.





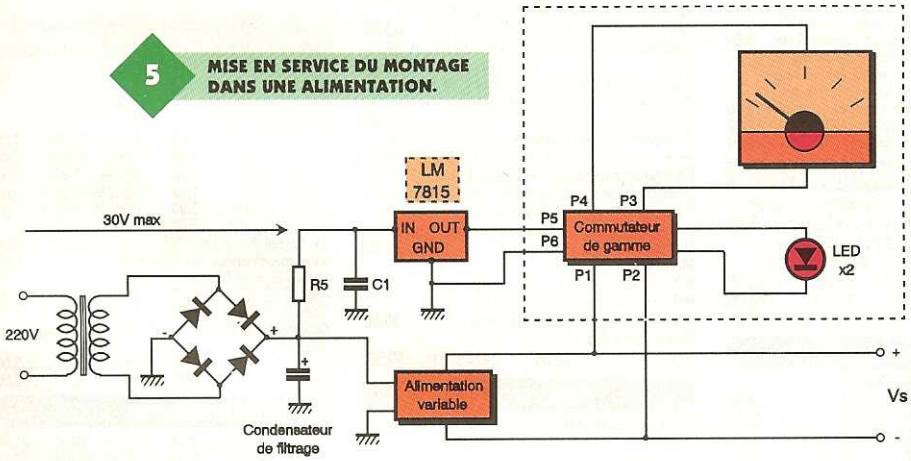
1' Rv = 0 réglage à 30V sur le voltmètre
2' Rv / > jusqu'à 15V sur le voltmètre
3' alors Rv = valeur de R1

2 LA MESURE DE R_1.

Réalisation (fig. 3 et 4)

Tous les composants prennent place sur le circuit imprimé, à part la DEL. L'emploi de supports n'est pas utile, mais attention à la position du relais et de l'optocoupleur, leurs repères sont opposés. La diode est facultative si vous utilisez des relais avec diode intégrée.

5 MISE EN SERVICE DU MONTAGE DANS UNE ALIMENTATION.



Essais

Pour essayer le montage, vous avez besoin d'une alimentation de 15 V fixe et d'une alimentation variable de 30 V minimum.

Câblage de l'alimentation variable et du voltmètre

Là, vous faites varier Ve et vous devez lire la tension sur le voltmètre. Sinon, vérifiez le relais, R_1 doit être court-circuitée.

Câblez l'alimentation de 15 V et la DEL

Augmentez progressivement la tension en VE. Quand elle sera supérieure à 26 V, vous devez voir la DEL s'allumer et l'aiguille du voltmètre décrocher. En cas de problème, vérifiez les tensions à l'aide du tableau **figure 5**. Les mesures ont été relevées pour deux valeurs de VE, soit 10 et 30 V par rapport à la masse. Si l'alimentation de 15 V n'a pas besoin d'être flottante, vous pouvez relier les masses, c'est-à-dire P_2 et P_6.

Intégration dans une alimentation

Quand les essais sont terminés, vous pouvez effectuer l'intégration dans l'alimentation. Si vous disposez déjà d'une alimentation fixe de 15 V, vous pouvez sauter le paragraphe suivant.

Réalisation du 15 V

Reportez-vous à la **figure 4** pour réaliser le 15 V. En partant de la tension filtrée, vous câblez un filtre RC pour lisser et limiter la tension d'entrée du 7815 à environ 30 V.

— Calcul de R_5 et C_1 :

Posons Ve 7815 = 25 V
Vfiltrée = 50 V
I = environ 20 mA

R_5 = (Vfiltrée – Ve 7815)/I
= 50 – 25/20
= 1,2 kΩ

— Puissance dissipée par R_5 :

P R_5 = R x I x I x 0,001
R en kΩ, I en mA, P en mW
= 1 x 20 x 20 x 0,001
= 400 mW

D'où R_5 = 1 kΩ 1/2 W

Calcul de C_1

C_1 va se décharger dans le 7815. La consommation étant de 20 mA, cela correspond à une résistance de charge Rc de :

Rc = U/I
= 15/20
= 0,75 kΩ

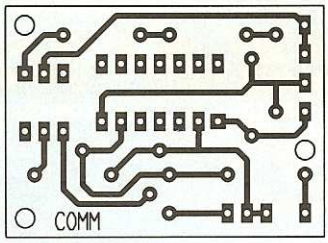
Nous avons T = RC

La période à l'entrée du filtre est 10 ms, c'est la période du secteur /2 grâce au pont de diode. Le filtre R_5 C_1 est un intégrateur. Choisissons T = 5P.

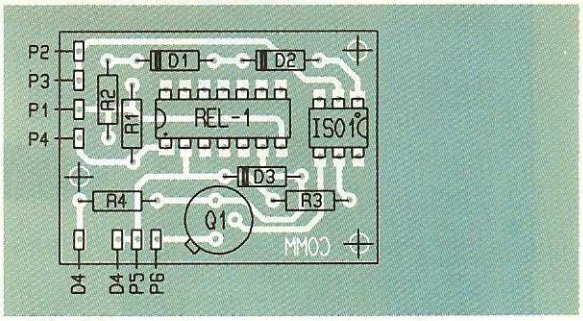
T = R x C ⇒ C = T/R
T = 5P = 5 x 10 = 50 ms
R = Rc = 0,75 kΩ
D'où :
C = 50 10^{e-3}/0,75^{e+3}
C = 50/0 . 75^{e-6}
C = 67 µF

C_1 = 47 µF à 100 µF, suivant votre stock.

Ph. THIENNOT



3 LE CIRCUIT IMPRIME.



4 L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

TABLEAU DES VALEURS RELEVEES.

	UD_{Z1}	UD_{Z2}	U d opto	U col Q1
Ve = 10	9,9	0,6	0,003	15
Ve = 30	25,5	10,6	1,1	0,1

Liste des composants

D_1 : zener 15 V
D_2 : zener 10 V
D_3 : 1N914
D_4 : DEL x 2
Optocoupleur 4N29
P_4 : voltmètre 30 V
Q_1 : 2N1711
REL_1 : relais Reed
R_1 : (voir texte)
R_2, R_4 : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
R_3 : 10 kΩ (marron, noir, orange)

INITIATION

PRESENTATION DES FILTRES ELECTRONIQUES

La part qu'occupent les filtres dans le domaine de l'électronique est suffisamment importante pour que nous y consacrions quelques pages destinées à familiariser le lecteur avec leur rôle, leur conception et leurs performances. Nous nous intéresserons pour commencer aux filtres analogiques, puis nous aborderons les filtres numériques, ces derniers, sans prendre totalement le pas sur l'analogique, progressent énormément depuis quelques années.

Pour bien comprendre le rôle d'un filtre dans un système électronique, il faut garder présent à l'esprit le fait que ceux-ci agissent sur des signaux électriques (tensions et/ou courants) dont ils vont modifier certaines caractéristiques.

I – Filtrage analogique

Nous raisonnerons dans la suite de cet exposé sur des tensions, mais toutes les notions abordées pourront être étendues aux courants sans aucun problème. Etant donné qu'un filtre agit sur le spectre des signaux qui lui sont appliqués, nous commencerons par définir cette notion, ce qui nous conduira à distinguer les signaux périodiques de ceux qui ne le sont pas.

1° Spectre d'un signal périodique

Tout signal périodique v(t) de période T, fréquence f = 1/T (pulsation $\omega = 6{,}28\,f$), possédant un nombre fini d'extréma et de discontinuités (conditions dites de Diriclet), est décomposable en une somme de fonctions sinusoïdales qui prend le nom de série de Fourier, du nom du mathématicien qui s'est occupé de cette analyse.

La décomposition en série de Fourier d'un signal carré ne comporte pas d'harmoniques de rang pair ni de termes en cosinus, ce qui peut se justifier très simplement en remarquant que le signal étudié est impair [v(t) = – v(–t)] et que, de plus, [v(t + T/2) = – v(t)].

On remarque en outre que la valeur moyenne est nulle et que les amplitudes des différents termes de la décomposition en série de Fourier (que l'on appelle aussi des raies du spectre) ont des amplitudes qui décroissent en 1/n, avec n, le rang de l'harmonique.

La représentation graphique donnant l'amplitude de chacun des termes de la décomposition en série de Fourier en fonction de la fréquence **(fig. 2)** s'appelle un spectre d'amplitude. Les fréquences présentes dans ce spectre sont parfois appelées composantes spectrales et plus simplement « raies », par analogie avec le domaine de l'optique.

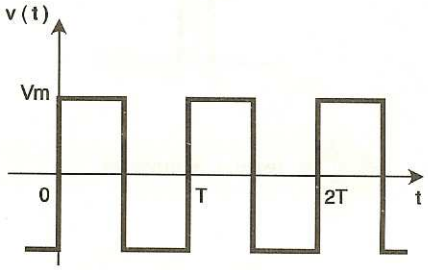
Le mode de décroissance de l'amplitude des composantes spectrales d'un signal avec le rang de l'harmonique considéré est très utile pour définir les caractéristiques des filtres utilisés.

On sait, par exemple, que les harmoniques d'un signal carré ont des amplitudes qui varient en 1/n alors que celles d'un signal triangulaire varient en $1/n^2$. Il résulte de cette propriété qu'un amplificateur destiné à transmettre des signaux carrés devra avoir une bande passante plus large que pour des signaux triangulaires, l'amplitude des harmoniques de rang élevé étant plus faible (donc négligeable) avec des signaux triangulaires qu'avec des signaux carrés.

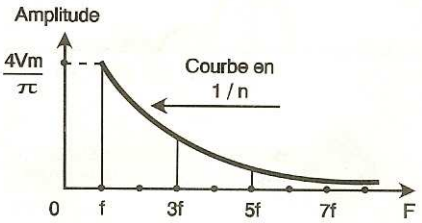
2° Spectre d'un signal apériodique

On trouve dans cette classification tous les signaux non périodiques dont les plus représentatifs, surtout en ce qui concerne le domaine électronique, sont l'impulsion, l'échelon et la rampe. La **figure 3** donne la représentation en fonction du temps de ces trois signaux que l'on utilise couramment pour étudier la réponse des systèmes électroniques, qu'il s'agisse d'asservissements ou plus simplement d'amplificateurs.

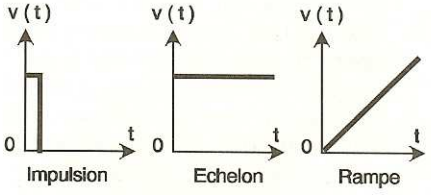
pour de tels signaux v(t), et à condition qu'ils soient d'amplitude finie et d'intégrale finie sur l'intervalle [– ∞, + ∞], si ceux-ci possèdent un nombre fini d'extréma et de discontinuités, il est possible de définir non plus une série de Fourier.



1 DECOMPOSITION D'UN SIGNAL EN SERIE DE FOURIER.



2 AMPLITUDE DU SIGNAL DE LA FIGURE 1.

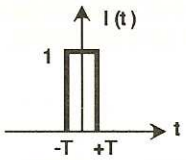


Les 3 signaux fondamentaux apériodiques utilisés en électronique

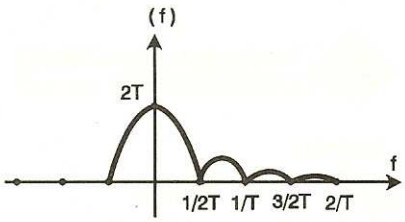
3 REPRESENTATION EN FONCTION DU TEMPS

L'expression V(f) est la transformée de Fourier de la fonction v(t) que l'on appelle aussi « densité spectrale de

v(t) ». Cette grandeur étant généralement une fonction complexe puisque la variable « j » figure dans le terme exponentiel, il est courant de ne considérer que le module de V(f), que nous noterons ρ(f), qui représente la densité spectrale d'amplitude de v(t).
La **figure 4** donne le résultat des calculs concernant le signal de la **figure 4a** qui est un créneau d'amplitude unitaire apparaissant entre les instants – T et T, la **figure 4b** représente la densité spectrale d'amplitude de ce même signal. Contrairement aux signaux périodiques, le spectre est continu, toutes les fréquences sont présentes. Le calcul montre que pour ce type de signal la courbe enveloppe définissant la densité spectrale de chaque raie est une fonction en (sin X)/X.



4 a IMPULSION UNITAIRE



4 b DENSITE SPECTRALE D'AMPLITUDE DE L'IMPULSION UNITAIRE

Nous avons tenu à introduire ces points particuliers afin que le lecteur soit conscient des différentes caractéristiques qui existent entre les spectres des signaux périodiques et apériodiques, ces notions n'étant que très rarement abordées, car elles nécessitent des développements mathématiques assez conséquents qui sortiraient du cadre de la revue.

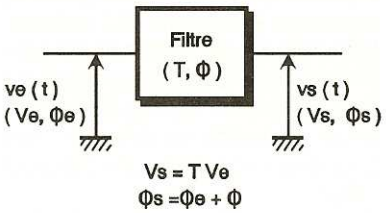
II – Rôle et caractéristiques d'un filtre

1° Rôle

Le rôle essentiel d'un filtre consiste à modifier le spectre des signaux qui vont y transiter afin d'obtenir des caractéristiques particulières. Citons, par exemple, le cas des filtres qualifiés de correcteurs, qui amplifient les signaux de fréquences basses et laissent passer les signaux de fréquences élevées sans les modifier, afin de pallier à la déficience des haut-parleurs dans le domaine des basses fréquences.
Bien que le filtrage concerne principalement l'amplitude des signaux, les filtres ne se contentent pas d'agir sur l'amplitude des signaux, leur action s'exerce aussi sur la phase. Si l'on n'y prend pas garde, cette seconde action peut être catastrophique sur le plan des résultats obtenus, comme nous le verrons un peu plus loin dans cet exposé.
C'est pour cette raison qu'un filtre doit être caractérisé par deux courbes représentant respectivement l'action du filtre sur l'amplitude et sur la phase des signaux.

2° Caractéristiques

Le signal d'entrée ve(t) du filtre de la **figure 5** est supposé sinusoïdal. Son expression mathématique est ve(t) = Ve sin ωt = Ve . sin (6,28 f). Le signal présent à la sortie du filtre est vs(t) = Vs . sin (ωt + Φ). Le filtre ne modifiant pas la fréquence du signal, ve et vs ont la même pulsation ω = 6,28 f.
En revanche, l'amplitude Ve est devenue Vs, et la phase (ωt) de ve à l'instant « t » est devenue (ωt + Φ), du fait du passage du signal dans le filtre.



5 FONCTIONS D'UN FILTRE EN ENTREE-SORTIE

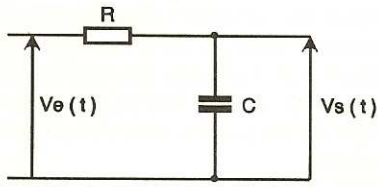
Pour caractériser l'effet du filtre sur le signal de fréquence f, on s'intéresse au rapport des amplitudes des signaux vs(t) et ve(t) que l'on note |T| = Vs/Ve, qui est un nombre sans dimension.
Comme ce rapport varie avec la fréquence, on le note parfois |T (f)| ou |T (ω)|.
En ce qui concerne l'effet du filtre sur la phase des signaux, celle-ci est caractérisée par la différence de phase existant entre vs(t) et ve(t) à un même instant. On note cet effet par ARG (T) = Φ (lire argument de T), quantité qui dépend elle aussi de la fréquence f. L'association des deux grandeurs |T| et Φ, que l'on note $\underline{T}$ = (|T|, Φ), est appelée fonction de transfert du filtre. Dans de nombreuses situations, il est intéressant de faire appel à la notion de gain définit par : G = 20 log (|T|). Celui-ci s'exprime en décibels, dB en abrégé.
Afin de préciser le comportement des filtres en fonction de la fréquence, plusieurs représentations auxquelles on donne le nom de diagrammes sont à la disposition des utilisateurs.

Diagramme de Bode

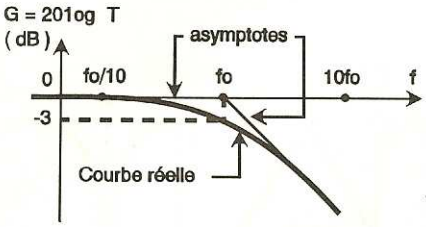
Il s'agit de la courbe qui représente les variations du gain du filtre (ou de tout montage en général) en fonction de la fréquence ou de la pulsation.
On note cette fonction G = h(f). La **figure 6b** correspond à celui du filtre R-C de la **figure 6a**. Généralement, le domaine dans lequel le filtre doit agir étant assez important, on utilise pour les fréquences une échelle logarithmique. Ce choix permet de condenser les résultats mais aussi de ne laisser aucun domaine dans l'oubli, ce qu'une échelle linéaire ne permettrait pas.
On remarque que la courbe obtenue peut être approximée par deux droites que l'on appelle des asymptotes. Leur point de concours correspond à la fréquence de coupure « fo » du filtre. C'est pour cette fréquence que la courbe réelle du filtre est la plus éloignée de ces asymptotes, l'écart vaut ici – 3 dB. La forme de la courbe renseigne de façon évidente sur les caractéristiques du filtre.
On note sur la **figure 6b** que les fréquences élevées sont atténuées (G donc |T| diminue), alors que pour les fréquences basses, G = 0 dB, ce qui signifie que les amplitudes de ve et de vs sont égales, donc que les signaux ne subissent aucune modification pour ces fréquences. Nous sommes en présence d'un filtre passe-bas.

Diagramme de Bode de la phase

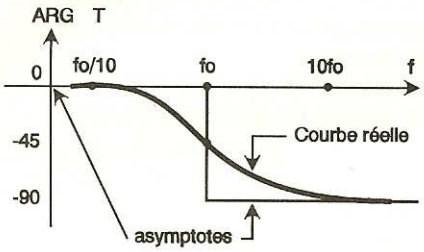
Il s'agit, toujours pour le même filtre de la courbe qui donne les variations de Φ en fonction de f (ou ω). L'échelle des fréquences est encore logarithmique (pour les mêmes raisons). La **figure 6c** montre que pour les fréquences basses, le déphasage introduit par le filtre est nul, qu'il tend vers (– 90°) quand f augmente.



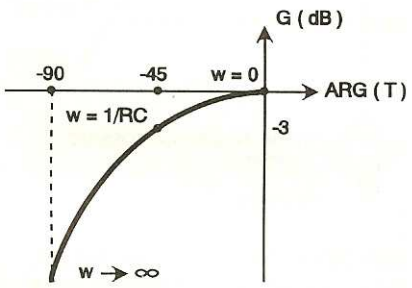
6a FILTRE PASSE BAS A ELEMENTS RC.



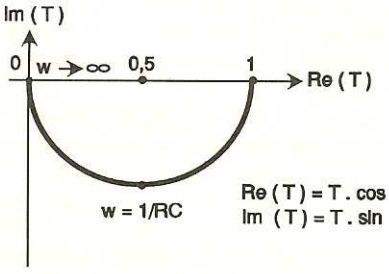
6b DIAGRAMME DE BODE DU GAIN.



6c DIAGRAMME DE BODE DE LA PHASE.



6d DIAGRAMME DE BLACK.



6e DIAGRAMME DE NYQUIST.

On remarque, ici encore, qu'il est possible de tracer des asymptotes qui rendent compte du comportement du filtre de façon grossière, mais assez explicite toutefois, tant pour les fréquences basses que pour les plus élevées. Pour la fréquence de coupure fo, le déphasage introduit par le filtre étudié vaut – 45°.

Grâce aux diagrammes de Bode dont nous venons de vous donner un exemple succinct, mais que nous développerons dans un autre article, il est possible de connaître avec précision l'action du filtre sur les différents signaux qu'il sera amené à traiter.

Diagramme de Black

La **figure 6d** propose celui-ci toujours pour le filtre de la **figure 6a**. Pour le tracer, on représente pour chaque fréquence la valeur du gain G du filtre en fonction du déphasage Φ qu'il introduit à cette même fréquence. Bien qu'une seule et même courbe soit suffisante pour disposer simultanément de la valeur du gain et de la phase, l'interprétation est moins aisée qu'avec les diagrammes de Bode.

Diagramme de Nyquist

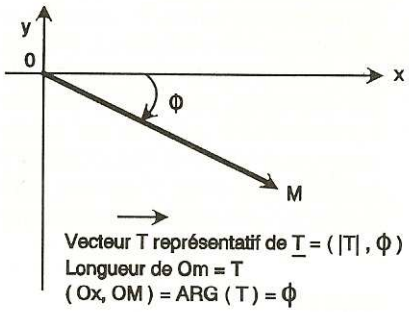
La notation mathématique $\underline{I} = (|T|, \Phi)$ que nous avons utilisée pour la fonction de transfert du filtre peut s'interpréter comme un vecteur dont $|T|$ représente la longueur et Φ l'angle existant entre ce vecteur et l'axe horizontal qui sert de référence **(fig. 7)**. Pour chaque valeur de la fréquence, la longueur et la position du vecteur se modifient. Si l'on joint les extrémités de tous les vecteurs représentatifs de $\underline{I}$, on obtient une courbe que l'on appelle diagramme de Nyquist. Pour s'y retrouver, il faut que le diagramme soit gradué en fréquence **(fig. 6e)**.

Comme pour le diagramme de Black, celui de Nyquist fournit sur une seule représentation les valeurs du module et de la phase de $\underline{I}$.

Certains vont se demander à quoi peuvent bien servir ces diverses représentations qui n'apportent en apparence pas plus de renseignements l'une que l'autre.

Suivant le domaine d'application, certains diagrammes sont plus commodes à employer que les autres, aussi devra-t-on connaître chacun et utiliser le plus approprié suivant l'application envisagée.

En ce qui concerne le filtrage proprement dit, nous utiliserons essentiellement les diagrammes de Bode qui, par leurs formes (surtout celle du gain), indiquent immédiatement la nature du filtre avec lequel on est confronté.



pour chaque fréquence on obtient un vecteur T différent

7 L'ANGLE DE PHASE

3° Importance du déphasage

En partant de l'expression $vs(t) = Vs \sin(\omega t - \Phi)$ qui représente la tension de sortie d'un circuit électrique quelconque, expression que l'on peut aussi mettre sous la forme $vs(t) = Vs \sin \omega (t - \tau)$ avec $\tau = \Phi/\omega$, nous voyons qu'un signal de fréquence f qui traverse un circuit électrique sort de celui-ci avec un retard de valeur $\tau = \Phi/\omega$ qui dépend de la pulsation ω du signal.

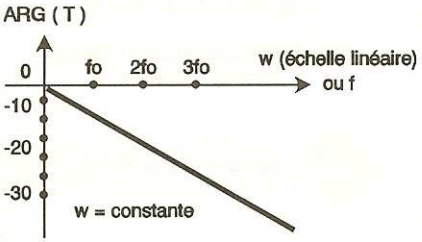
Si nous supposons maintenant que deux signaux de fréquences f_1 et f_2 (pulsations respectives ω_1 et ω_2) sont appliqués simultanément à l'entrée de ce même étage, il est évident que les temps de transit respectifs seront $\tau_1 = \Phi_1/\omega_1$ et $\tau_2 = \Phi_2/\omega_2$.

Réfléchissons un instant et posons-nous la question de savoir ce qui se passerait si les temps de transit τ_1 et τ_2 étaient différents. Pour aider à la compréhension du phénomène, nous pouvons imaginer que deux instruments de musique émettent simultanément deux notes formant un accord.

L'inégalité des durées τ_1 et τ_2 correspondrait à la sortie des notes à des instants différents, ce qui, avouons-le, risquerait de donner une belle cacophonie et n'est pas le but recherché.

Afin d'assurer un temps de transit identique pour toutes les fréquences, il faut respecter la condition Φ/ω = constante. Cette condition impose que la courbe $\Phi = g(\omega)$ soit une droite comme celle de la **figure 8** (l'échelle utilisée pour les fréquences doit être linéaire). Les filtres ou, plus généralement, les montages qui vérifient cette condition sont qualifiés de montages à phase linéaire.

Il est évident que les amplificateurs HiFi doivent posséder cette propriété, sinon ils introduisent ce que l'on nomme de la distorsion de phase.
Comme vous pouvez le constater, le déphasage introduit par un filtre est une notion tout aussi importante, de par ces effets, que celle introduite sur l'amplitude des signaux. Néanmoins, on s'intéresse beaucoup plus souvent à l'aspect amplitude qu'à l'aspect phase, attitude que nous essayerons de corriger quand nous aborderons l'étude détaillée des filtres.



Filtre a phase linéaire
Le retard introduit pour toutes les fréquences est identique

8 FILTRE A PHASE LINEAIRE

Maintenant que nous connaissons les effets des filtres sur les signaux, nous allons vous présenter les différents types de filtres dont nous aborderons l'étude rigoureuse dans de prochains articles.

III – Les différents types de filtres

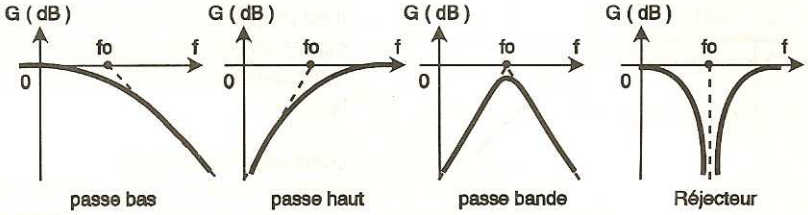
La diversité des filtres, de leur domaines d'application, de leurs performances sont autant de facteurs qui font qu'il n'est pas possible de donner une seule classification pour ceux-ci.

Classement suivant l'action sur le spectre

On peut effectivement classer les filtres suivant leur façon d'agir sur un domaine particulier de fréquences. On rencontre ainsi quatre structures fondamentales : les filtres de type passe-bas, passe-haut, passe-bande ou réjecteur dont le nom est suffisamment évocateur pour qu'on en comprenne le sens. L'allure des courbes de gains de ces filtres est donnée à la **figure 9**.

Classement suivant l'efficacité

On peut classer les filtres suivant leur « force », car il n'existe pas un seul type de filtre passe-bas mais plusieurs, auxquels on attribue un « ordre » d'autant plus élevé que leur atténuation dans la zone atténuée est plus importante (et (ou) plus rapide). Cette remarque vaut aussi pour les passe-haut, passe-bande et réjecteurs.
On trouve donc des filtres d'ordre 1, 2 et même beaucoup plus (3... 7, 9, etc.). La **figure 10** donne l'aspect de la courbe de gain des filtres passe-bas d'ordre 1, 2, 3.

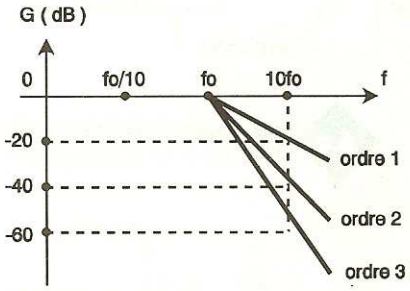


9 LES QUATRE FILTRES FONDAMENTAUX

Classement suivant le matériel utilisé.
On appelle filtre passif, un filtre dans lequel n'interviennent que des composants R, L, C. Pour ceux qui utilisent des AOP ou des transistors, on les qualifie de filtres actifs.
Les filtres passifs sont utilisés aussi bien en BF (filtres pour enceintes acoustiques, par exemple) qu'en HF (passe-bande en général). L'avantage de ces filtres est qu'ils sont rarement limités au niveau de l'amplitude des signaux traités, ce qui n'est pas le cas des filtres actifs.
Le domaine d'activité des filtres actifs, qui se sont énormément développés avec l'utilisation des AOP, va du continu à plusieurs mégahertz. De nombreuses familles de filtres aux propriétés multiples et variées sont apparues grâce aux AOP, comme nous le verrons au cours de nos exposés futurs.

Classement suivant le domaine d'application

En HiFi, on trouve les correcteurs, les égaliseurs dont la technologie fait généralement intervenir des AOP et qui, de ce fait, en font des filtres actifs.
Pour ce qui concerne les asservissements, les filtres utilisés ont pour rôle d'améliorer la précision et (ou) la stabilité, d'où leur nom de correcteurs.
En domotique, les filtres sont tout aussi présents que dans les autres domaines puisqu'on rencontre ceux-ci sur les lignes d'alimentation des variateurs électroniques de vitesse ou sur celles des gradateurs pour l'éclairage. Dans ces applications, on s'arrange généralement pour éliminer les harmoniques dus aux découpages des sinusoïdes secteur.
En HF, et en particulier pour les émetteurs dont la puissance commence à devenir importante, on utilise fréquemment des filtres réjecteurs destinés à supprimer d'éventuels harmoniques dont la présence pourrait perturber une bande de fréquence sur laquelle l'émetteur ne doit absolument pas se trouver.
Ce classement, qui permet en fait de répertorier les domaines d'applica-



10 FILTRE PASSE BAS D'ORDRES DIFFÉRENT.

tion des filtres, n'est qu'indicatif, mais suffisamment évocateur pour qu'on entrevoit l'intérêt que présente ce domaine particulier de l'électronique.
Les filtres numériques que l'on rencontre de plus en plus fréquemment dans les nouveaux systèmes comme les lecteurs de CD feront l'objet d'un article particulier quand nous aurons terminé l'étude des filtres analogiques.
Notre prochain article sera consacré à l'étude des filtres les plus simples (ce qui paraît normal, diront certains) d'ordre 1, ce qui nous donnera l'occasion de préciser les notions élémentaires communes à tous les types de filtres, même les plus compliqués.

F. JONGBLOET