Radio Plans
électronique Loisirs
ISSN en cours
N° 418
Sept
82

Pour votre
tuner FM à mémoire :

un affichage de fréquence et une télécommande I.R.

LE RPG50 :

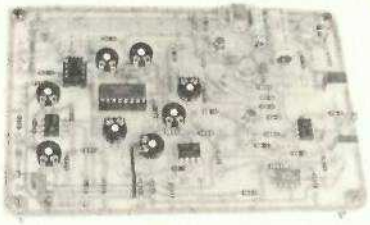
ampli préampli guitare
à étage de sortie HEXFET

T 2438 - 418 - 10,00 F
Belgique : 81 FB Suisse : 5,00 FS - Canada $ 1,75 - Espagne : 175 Pesetas - Tunisie : 1,150 Dinar Italie : 3800 Lires -

SOMMAIRE

N° 418
SEPTEMBRE 1982

REALISATIONS



27 Télécommande IR et affichage de fréquence pour tuner

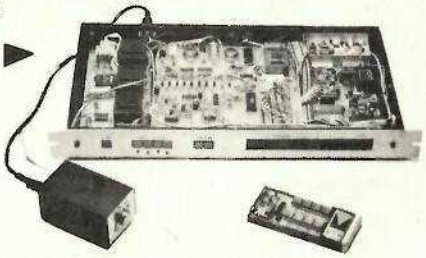
47 Platine vobulation du GF 2

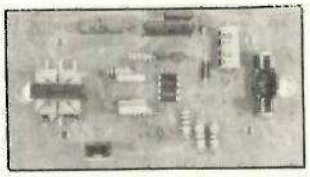
67 Ampli guitare RPG 50

85 Adaptateur thermométrique pour voltmètre digital

89 Indicateur d'égalité

105 Gradateur à effleurement



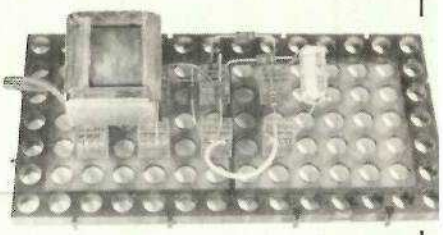


TECHNIQUE

77 Les diodes semi-conductrices

91 Manipulations sur les diodes

99 Les PLL de la CB



Ce numéro comporte deux encarts numérotés :
59-60 -Fiches «idées»
61-62 Eurelec
63-64
65-66 -Fiches «composants»

DIVERS

58 Service circuits imprimés

83 Infos nouveautés

102 Micro expo 82

Ont participé à ce numéro : B. Bencic, H. Bilbille, J. Ceccaldi, C. Couillec, F. de Dieuleveult, G. Ginter, P. Gueulle, Mlle Hugout, D. Jacovopoulos, F. Jongbloët, P. Patenay, R. Rateau, J. Sabourin.

Télécommande par infrarouges et affichage de fréquence pour le tuner à mémoire

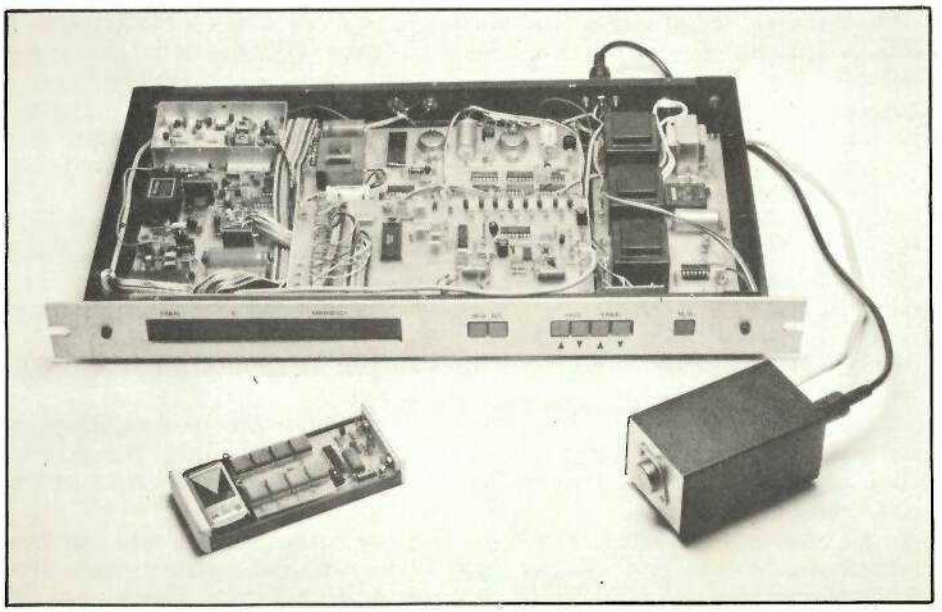
Cet article est le dernier de la série consacrée à la réalisation d'un tuner performant: synthèse de fréquence, mémoire, télécommande par infrarouges, affichage de fréquence. Rappelons que le premier article était consacré uniquement au tuner proprement dit et au synthétiseur de fréquence, numéro 413 de Radio Plans, le second aux commandes digitales : recherche, mémorisation, numéro 416 de Radio Plans et que dans ce numéro nous ne traiterons que la télécommande et l'affichage de fréquence.

Les cartes tuner et l'alimentation sont les deux cartes de base indispensables. Mémoires, télécommande, affichage peuvent être considérées comme des options. Ces options sont indépendantes les unes des autres et bien évidemment on peut en choisir une, deux, trois ou aucune parmi les trois proposées.

La version la plus complète de l'appareil met en jeu un grand nombre de composants représentant un investissement relativement important. Il nous semble donc souhaitable de progresser par étapes: alimentation, tuner, etc. La solution de précipitation qui consiste à présenter à un revendeur la nomenclature des composants et à se jeter à corps perdu dans une copie est à bannir. Il est **essentiel** de lire toutes les explications et autant que possible de les comprendre.

Les systèmes de télécommande seront certainement de plus en plus employés dans l'électronique grand public. On peut utiliser, comme support, un faisceau d'infrarouges ou une liaison par ultrasons. Il y a quelques années, les systèmes multicanaux mettaient en jeu autant de fréquences que de canaux et chaque fréquence assignée à un canal.

Dans le cas classique de l'environnement d'un récepteur de télévision, la gamme de fréquences utilisable est limitée par les harmoniques de la fréquence de déviation horizontale utilisée dans les téléviseurs. En définitive, la plage utilisable couvre 11 KHz et est bornée par 33 et 44 KHz. Même si les oscillateurs sont stabilisés par quartz, le nombre de canaux est alors limité à 30 et, dans ce cas, l'espacement entre canaux vaut 360 Hz.



Comme le montre le tableau de la **figure 1**, il existe cinq types de systèmes de transmission courants. Nous venons de le voir, le premier présente de nombreux inconvénients. Le second système n'utilise qu'un nombre de fréquences beaucoup plus restreint. L'émission est alors une combinaison des fréquences, à laquelle correspond un mot binaire, de forme séquentielle et cyclique. Contrairement au système précédent, celui-ci fonctionne parfaitement avec un réseau oscillateur L, C et un espacement entre canaux de 2 KHz; on a alors cinq fréquences différentes et 32 canaux.

Les deux premières solutions peuvent être mises en œuvre avec des émetteurs à ultrasons ou des émetteurs à infrarouges. Le système à codage de fréquence est bien supérieur au système à émission continue, en regard de la plus faible charge sur la batterie de l'émetteur. En effet, dans le système de bandes de fréquences, le signal reçu doit être reconnu pendant au moins 100 ms. Ce phénomène se traduit

	Système	Nombre de fréquences utilisées	Aspect fréquentiel	Aspect temporel	Observations
Systèmes à fréquences multiples	Système de bandes de fréquences	15 à 30	F1 Fn	Fréquence constante	A chaque fréquence on assigne un canal. Le nombre de canaux est égal aux nombres de fréquences utilisées.
	Système à codage de fréquence	4 à 6	F1 Fm	F1 F2 F3 F4 F5 F6 T	La combinaison des fréquences transmises pendant un cycle caractérise l'information.
Systèmes à fréquence unique	Système de codage par deux impulsions	1		t T	L'espacement des impulsions représente le numéro du canal sélectionné.
	Système de codage par intervalle entre deux impulsions	1		0 1 0 0 1 1 0 1	Le mot transmis en série est déterminé par les intervalles consécutifs entre les impulsions Intervalle court → 0 Intervalle long → 1
	Système de codage par modulation de position d'impulsion	1		0 A 1 0 B 1 0 C 1 0 D 1 T ex. 10 01	Le mot transmis en série est fonction de la position des impulsions dans l'intervalle assigné à 1 bit, code NRZ.

Figure 1 : Tableau illustrant les différentes solutions pour la transmission de l'information

par un débit important dans l'étage de sortie : diode infrarouge ou transducteur d'ultrasons.

Avec le système de codage par fréquence, la consommation est diminuée de moitié puisque les fréquences indésirées — correspondant au 0 dans un mot — ne donnent aucune émission et qu'il n'y a donc aucun courant traversant l'étage de sortie.

Ultrasons ou infrarouges?

Le système à infrarouges a plusieurs avantages sur le système à ultrasons.

— La vitesse de propagation des signaux infrarouges est de 300000 km/s et celle des ultrasons de 333 m/s. Dans le cas des liaisons courtes, quasiment toujours inférieures à 10 m, ce point n'est pas crucial.

— Par contre, les problèmes dus à la faible vitesse de propagation des ultrasons : interférences, réflections et effet Doppler n'existent pas avec les infrarouges.

— La plage de fréquence allouée pour les ultrasons est, nous l'avons vu, limitée par les fréquences de balayage employées en télévision ; le nombre de canaux est alors limité à 30 environ et l'on doit prendre d'énormes précautions — surtout en ce qui concerne les problèmes d'intermodulation — pour éviter la transmission d'erreurs.

— Avec les signaux infrarouges, la vitesse de transmission des informations peut être plus rapide.

— On peut employer un système à porteuse fixe qui peut prendre quasiment n'importe quelle valeur choisie par le concepteur.

— Les émetteurs infrarouge sont insensibles à l'humidité et aux vibrations.

— L'amplificateur de réception sera à bande étroite, donc à faible bruit et fort gain, diminuant ainsi les risques d'erreur.

— Par divers procédés optiques, on peut focaliser le signal de manière à favoriser la propagation dans une direction donnée.

— Les émetteurs peuvent travailler en impulsions, on peut alors avoir des courants crête très élevés, de

l'ordre de 700 mA ; le courant moyen débité par la pile est alors de 5 mA auquel il faut ajouter le courant traversant les circuits électroniques de l'émetteur : environ 3 mA.

De manière à pourvoir les appels de courant de l'étage de sortie, on place un parallèle sur la batterie un condensateur d'environ 1000 µF qui fait office de réservoir. L'ondulation aux bornes de la source continue est alors inférieure à 0,6 V. Le circuit Siemens SAB 3210, que nous utiliserons comme circuit émetteur, fonctionne correctement jusqu'à ce que la tension batterie tombe en dessous de 5 V.

Une pile de 9 V classique a une charge d'environ 200 mA/h. Avec les chiffres précédemment cités, l'émetteur fonctionne pendant environ 25 heures. Sachant que pour transmettre une instruction, l'émetteur fonctionne pendant 0,5 s, on peut transmettre 180000 instructions avant de changer la pile. Et en transposant ces chiffres : une seule pile suffit pour 250 instructions par jour pendant 2 ans.

On a alors tout intérêt à employer une pile de bonne qualité, pile alcaline, capable de maintenir la charge pendant ce laps de temps.

Le circuit émetteur infrarouge SAB 3210 Siemens

Le composant émetteur SAB 3210 transforme les instructions introduites par la matrice en un code binaire à 6 bits. Avec ce code, on peut transmettre par l'intermédiaire d'un étage d'émission à infrarouges, 60 instructions au maximum à une unité de réception à infrarouges comportant le récepteur SAB 3209, ou mieux, le SAB 3271.

Particularités du circuit :

- 32 instructions peuvent être transmises sans disposition particulière. Un élargissement vers 60 instructions étant possible grâce à un câblage de diodes ou de contacts jumelés supplémentaires.

- Faible consommation de courant : 3 mA. Un transistor NPN externe, commandé par le composant émetteur, coupe la pile en cas de non fonctionnement, le courant de repos vaut alors 10 µA, et augmente ainsi considérablement la durée de vie de la pile.

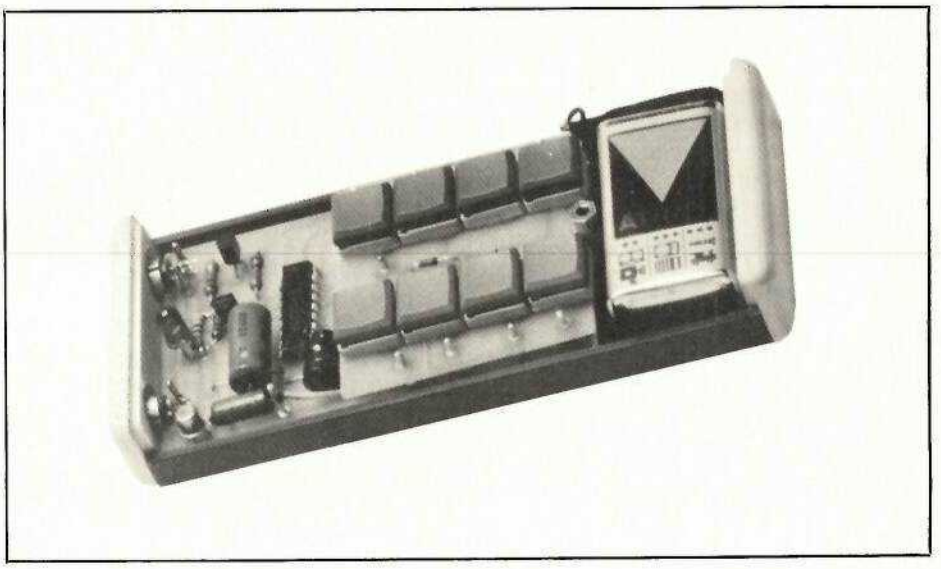
- Un bit, programmable par masque, avant chaque instruction rend possible une différenciation supplémentaire pour le récepteur. On peut donc utiliser dans une pièce deux systèmes de télécommande indépendants l'un de l'autre : l'un pour le tuner et l'autre pour la télévision par exemple.

Le schéma synoptique de l'émetteur SAB 3210 est représenté à la **figure 2**. La tension d'alimentation V_{SS}-V_{DD} comprise entre 5 et 16 V n'est pas appliquée directement au circuit mais entre la broche 1 : V_{SS} et l'émetteur du transistor NPN externe.

Si aucune touche n'est enfoncée, le transistor est bloqué, et le circuit ne consomme que 10 µA ; si on enfonce une touche, la broche 7 passe au niveau logique 1, le transistor est saturé et le circuit reçoit la tension d'alimentation, au V_{CE} sat. près.

Le clavier d'introduction

L'émetteur possède une matrice d'introduction de 8 lignes L_1 à L_8 et



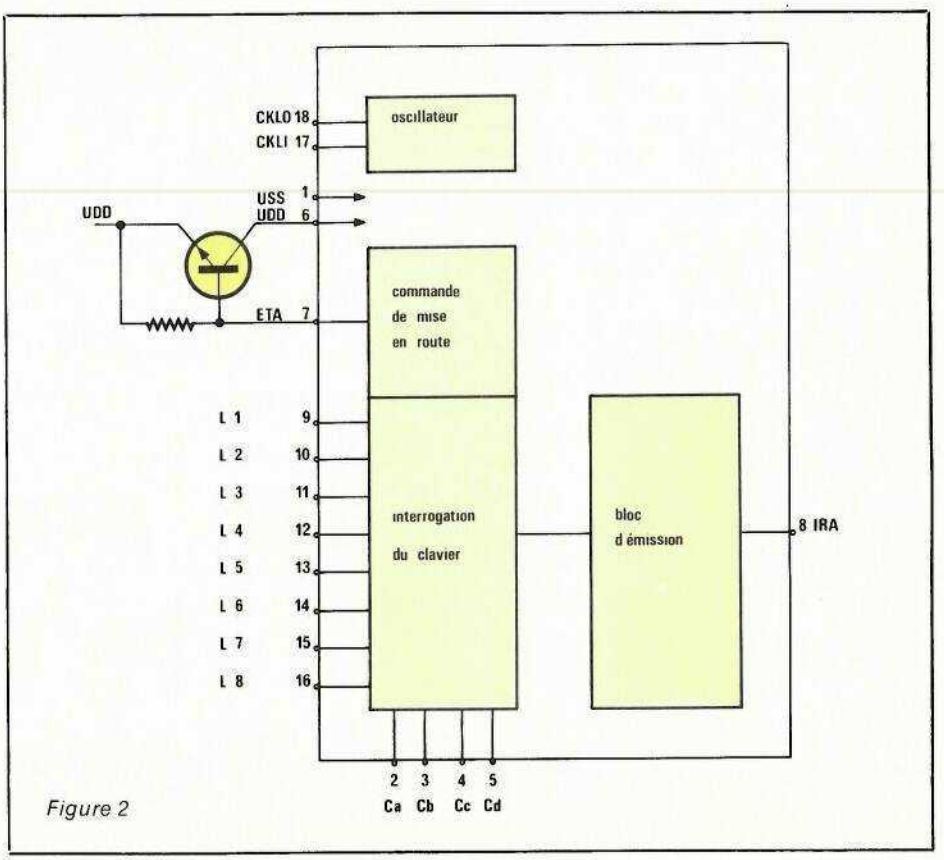


Figure 2

4 colonnes C_a à C_d, offrant 8 × 4 = 32 instructions différentes. Pour qu'une instruction apparaisse à la sortie IRA broche 8, il suffit d'établir un contact entre une colonne et une ligne.

Le nombre d'instructions peut être élargie à 60 grâce à des diodes supplémentaires. Deux diodes sont alors nécessaires pour quatre nouvelles instructions. Chaque nouvelle ligne créée découle alors de la combinaison de la ligne 8 avec une des 7 autres. Ce qui donne 7 nouvelles lignes et un nombre d'instruction: (8 + 7) × 4 = 60.

Le circuit émetteur SAB 3210 est équipé d'un verrouillage des colonnes, de manière à ne pas transmettre d'information erronée si deux touches, appartenant à des colonnes différentes, sont enfoncées simultanément. Il n'est pas possible de munir le circuit d'un verrouillage sur les lignes puisque cette circonstance est utilisée pour élargir le nombre d'instructions.

Les nouvelles lignes créées seront appelées L_{81}, L_{82}... L_{87} rappelant ainsi les combinaisons entre les anciennes lignes: 8 et n.

Le signal de sortie

L'aspect du signal de sortie est représenté à la **figure 3**. L'émetteur transforme l'instruction introduite en code binaire: ABCDEF. Un bit de départ est émis avant les 6 bits d'information. C'est ce bit, programmable par masque qui permet au récepteur de faire une différence supplémentaire.

Le bit est fixé à 1 et peut par programmation devenir 0. Le signal de sortie est cadencé avec la demi-fréquence d'horloge. Ce signal attaque l'amplificateur chargé par les diodes infrarouge. En position de repos, la sortie IRA est au niveau bas à haute impédance.

Les **figures 4** et **5** représentent les diagrammes des temps exacts depuis le moment où une touche est enfoncée jusqu'à l'instant où la touche est relâchée. Le diagramme de la **figure 4** représente l'évolution des tensions dès qu'une touche est enfoncée, la sortie ETA passe au 1 logique et le circuit, par l'intermédiaire du transistor NPN externe est aussitôt alimenté; l'oscillateur démarre au même moment. L'interrogation du clavier ne commence qu'après une période d'attente de 20 ms permettant à tous les régimes de s'établir normalement. A cet instant on émet un présignal présent sur la sortie IRA; le bit de départ est émis juste à la fin du cycle de scrutation du clavier. Viennent ensuite les données proprement dites: le mot de 6 bits A, B, C, D, E, F. Si la touche n'est pas relâchée, le cycle recommence après 128 ms.

Si la touche est relâchée on se trouve dans la configuration du diagramme de la **figure 5**. La sortie ETA ne repasse pas immédiatement à zéro et le circuit reste toujours alimenté. Comme précédemment, un cycle d'interrogation du clavier commence; aucune touche n'étant enfoncée, le circuit transmet automatiquement l'instruction de fin: ABCDEF = 011111 qui indique au récepteur que la touche a été relâchée. Les 60 instructions utilisables sont récapitulées dans la liste de la **figure 6**. A chaque numéro d'instruction correspond un mot binaire codé sur 8 bits et la touche correspondante: numéro de la ligne et numéro de la colonne.

Dans ce tableau on remarque 8 instructions particulièrement intéressantes: les instructions numéro 1, 2, 4, 8, 16, 32, 34 et 35. Pour les 6 premières, l'intérêt est évident: il n'y a qu'un seul bit qui passe à 1; pour les instructions 34 et 35 c'est le récepteur qui présente un avantage.

En effet le récepteur décode les six sorties ABCDEF et automatiquement les mots 100010 et 100011. C'est dire que pour ces huit instructions nous n'aurons besoin d'aucun autre circuit que le récepteur Siemens SAB 3271. Le schéma électrique de l'émetteur infrarouge complet est donné à la **figure 7**. La matrice d'introduction des données est limitée aux huit instructions précédemment citées. Le signal de sortie disponible à la broche 8 du circuit intégré est amplifié par les transistors T2 et T3 avant de piloter les émetteurs infrarouge: deux diodes Siemens LD 271.

Pendant l'émission, la diode électroluminescente clignote, permettant ainsi le contrôle rapide du fonctionnement et de l'état de la pile.

L'oscillateur fonctionne à 62,5 KHz et les valeurs des éléments du filtre en PI déterminent la fréquence d'oscillation. Les bobinages TOKO dont on peut faire varier la self sont parfaitement adaptés; mais hélas, mal approvisionnés. On utilisera une self de valeur fixe 10 mH de fabrication TOKO, la fréquence étant ajustée en modifiant le ou les condensateurs C_2 et C_3.

L'oscillateur fonctionne parfaitement pour des valeurs de self très supérieures. Avec 10 mH, les condensateurs valent théoriquement 1,5 nF et avec 100 mH, 330 pF.

Dans le cas d'un oscillateur externe, la sortie 18 est inutilisée et la sortie de l'oscillateur est directement reliée à l'entrée 17.

Réalisation pratique

La dimension des cartes imprimées est déterminée par le boîtier choisi, pour une bonne préhension et une esthétique agréable. L'encombrement d'une pile plate de 9 V standard fixe la largeur du boîtier ainsi que son épaisseur. La longueur du boîtier est surtout fonction du nombre de touches — nombre de canaux —.

L'épaisseur des touches Jeanrennaud K_1 à K_8 est incompatible avec l'épaisseur des autres composants: self, condensateur chimique, circuit intégré, on est donc conduit à imprimer deux circuits qui viendront en superposition.

Les tracés des pistes sont représentés aux **figures 8** et **9**. **Figure 8** pour ce qui concerne l'électronique et **figure 9** en ce qui concerne la mécanique: contacteurs K_1 à K_8. La self L_1

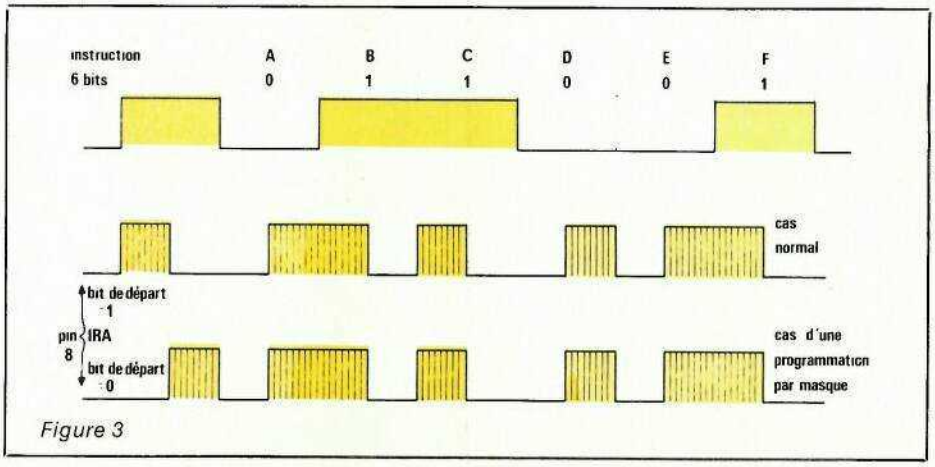


Figure 3

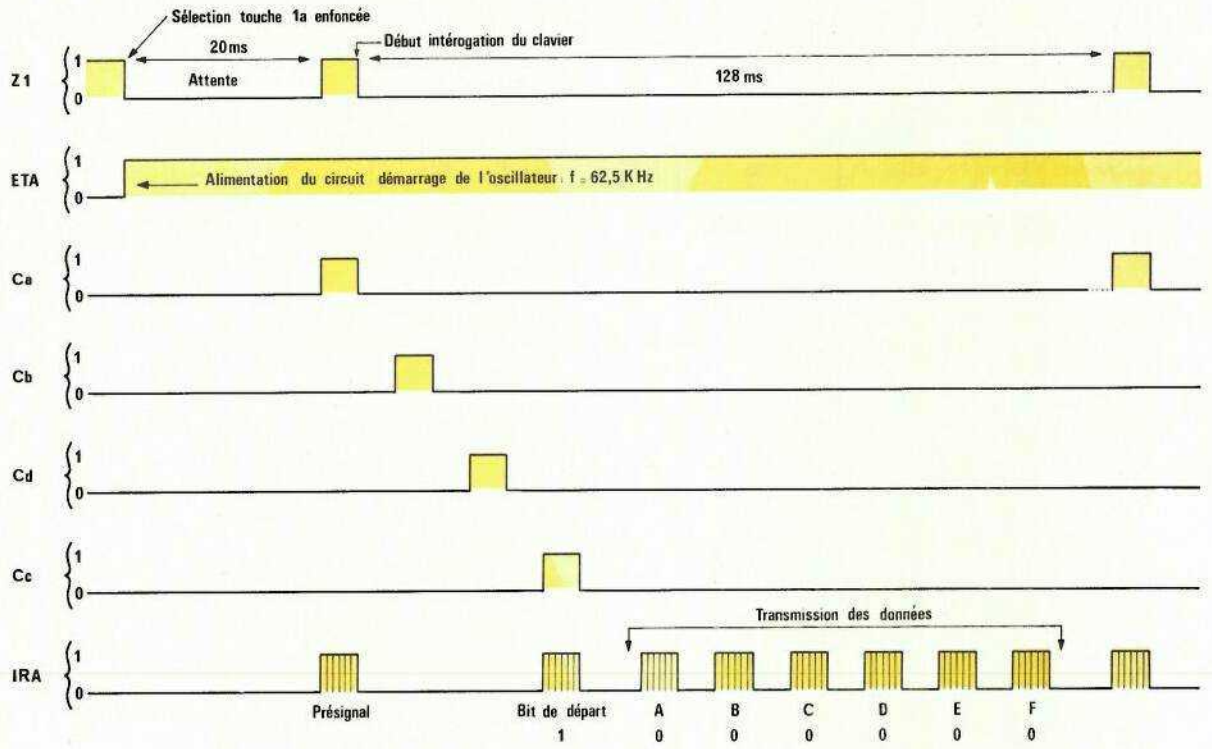


Figure 4

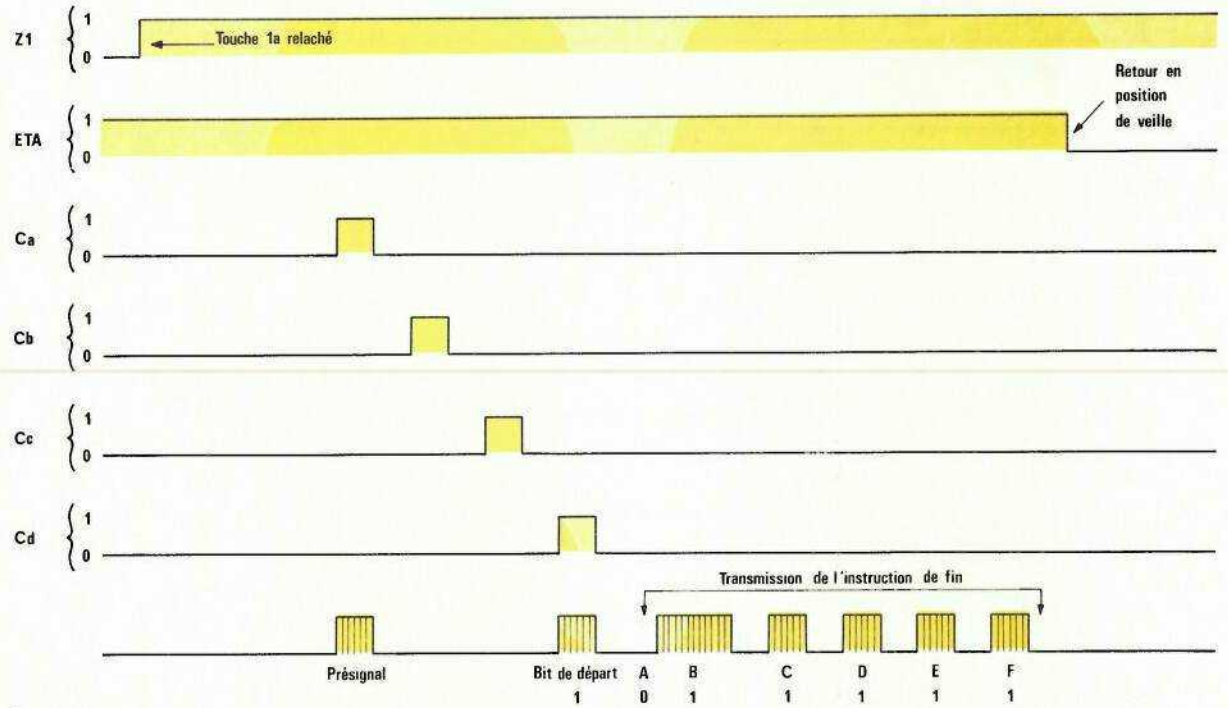


Figure 5

sera montée couchée le plus près possible du circuit intégré de manière à ne pas gêner la deuxième carte. Les implantations correspondantes sont représentées aux **figures 10** et **11**. Les deux circuits sont mécaniquement et électriquement reliés par des picots cylindriques de 1,3 mm de diamètre aux points A, B, C, D, X, 9, 10, 11, 13. L'espacement entre les deux circuits est de 4 mm.

Les diodes infrarouge D3 et D4 sont équipées de réflecteurs et ne seront raccordées au circuit qu'après l'installation de celui-ci dans le boîtier.

Le récepteur infrarouge

Grâce à deux circuits spécialisés Siemens, le schéma électrique du récepteur infrarouge représenté à la **figure 12** est très simple. Le TDA 4050 : IC2 est le préamplificateur et le SAB 3271 : IC3, le décodeur.

N° d'instruction	Instructions de base			N° d'instruction	Instructions d'extension		
	Code FED	Code CBA	Touche		Code FED	Code CBA	Touche
0	000	000	1a	32	100	000	81a
1	000	001	1b	33	100	001	81b
2	000	010	1c	34	100	010	81c
3	000	011	1d	35	100	011	81d
4	000	100	2a	36	100	100	82a
5	000	101	2b	37	100	101	82b
6	000	110	2c	38	100	110	82c
7	000	111	2d	39	100	111	82d
8	001	000	3a	40	101	000	83a
9	001	001	3b	41	101	001	83b
10	001	010	3c	42	101	010	83c
11	001	011	3d	43	101	011	83d
12	001	100	4a	44	101	100	84a
13	001	101	4b	45	101	101	84b
14	001	110	4c	46	101	110	84c
15	001	111	4d	47	101	111	84d
16	010	000	5a	48	110	000	85a
17	010	001	5b	49	110	001	85b
18	010	010	5c	50	110	010	85c
19	010	011	5d	51	110	011	85d
20	010	100	6a	52	110	100	86a
21	010	101	6b	53	110	101	86b
22	010	110	6c	54	110	110	86c
23	010	111	6d	55	110	111	86d
24	011	000	7a	56	111	000	87a
25	011	001	7b	57	111	001	87b
26	011	010	7c	58	111	010	87c
27	011	011	7d	59	111	011	87d
28	011	100	8a	60	111	100	inutilisé
29	011	101	8b	61	111	101	inutilisé
30	011	110	8c	62	111	110	*
31	011	111	8d	63	111	111	*

* Instructions de fin interdites à cause de significations multiples en code binaire.

Figure 6 : Liste des instructions avec leur classement selon les touches

Le TDA 4050

Ce circuit est un circuit spécialisé préamplificateur. La diode infrarouge réceptrice BP 104 délivre une tension représentative du signal modulé par impulsions, le circuit l'amplifie de manière à rendre le signal compatible avec l'entrée du décodeur SAB 3271.

Bien évidemment, le signal reçu est fort lorsque l'émetteur et le récepteur sont proches et faible si les deux unités sont éloignées. Cela tient au fait que l'énergie rayonnée décroît avec le carré de la distance.

Pour une liaison comprise entre 0 et 20 m, le signal reçu varie dans un rapport de 10^5 et ce signal doit malgré tout être bien interprété et traité par le circuit décodeur.

Pour un signal d'entrée inférieur à 1 volt crête à crête, la régulation doit agir sur une plage de tension supérieure à 80 dB. La régulation est alors une commande automatique de gain qui doit agir aussi vite que

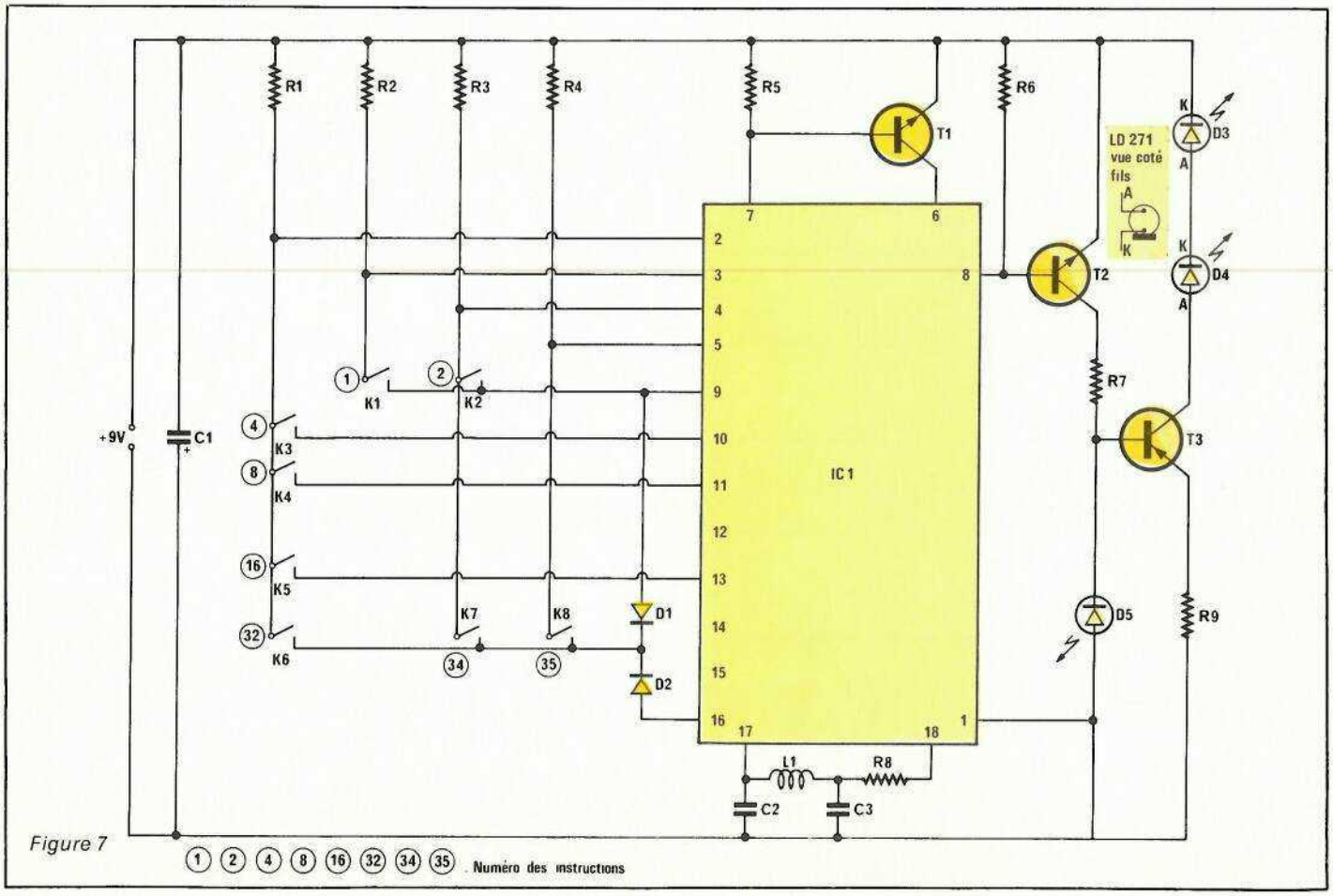


Figure 7

Figure 8

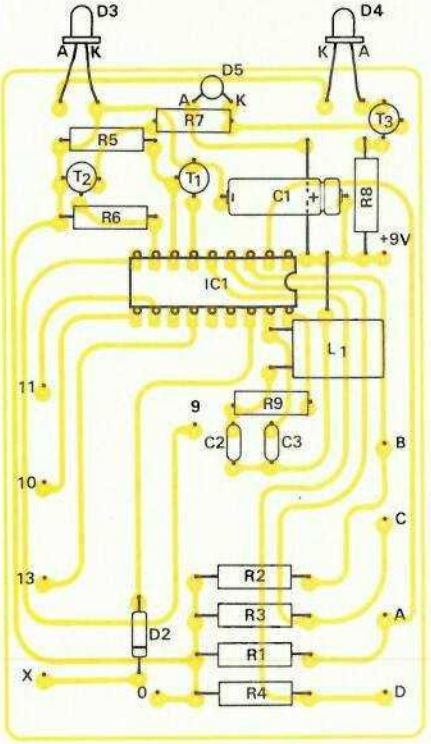
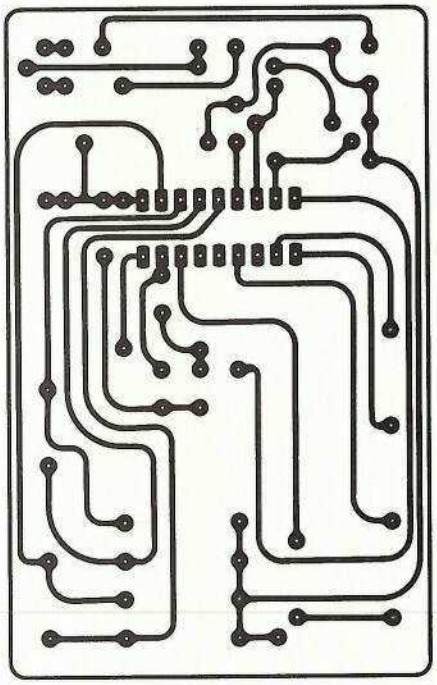
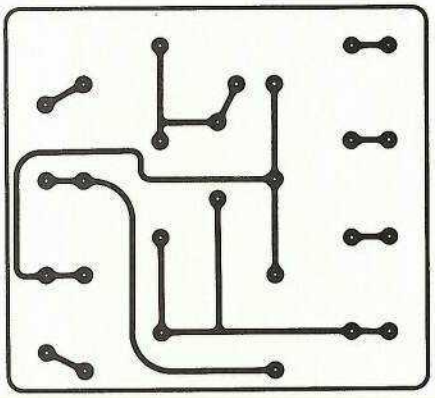


Figure 9



EL 418 B

EL 418 C



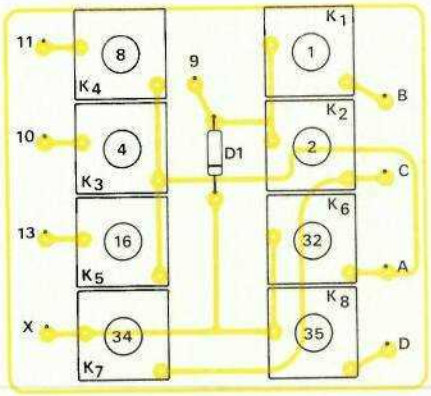
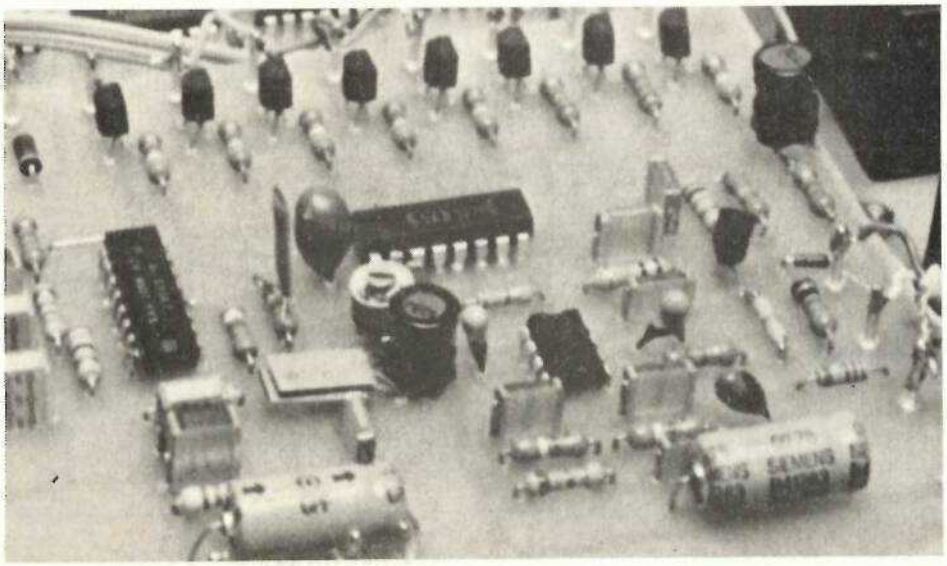


Figure 10

Figure 11



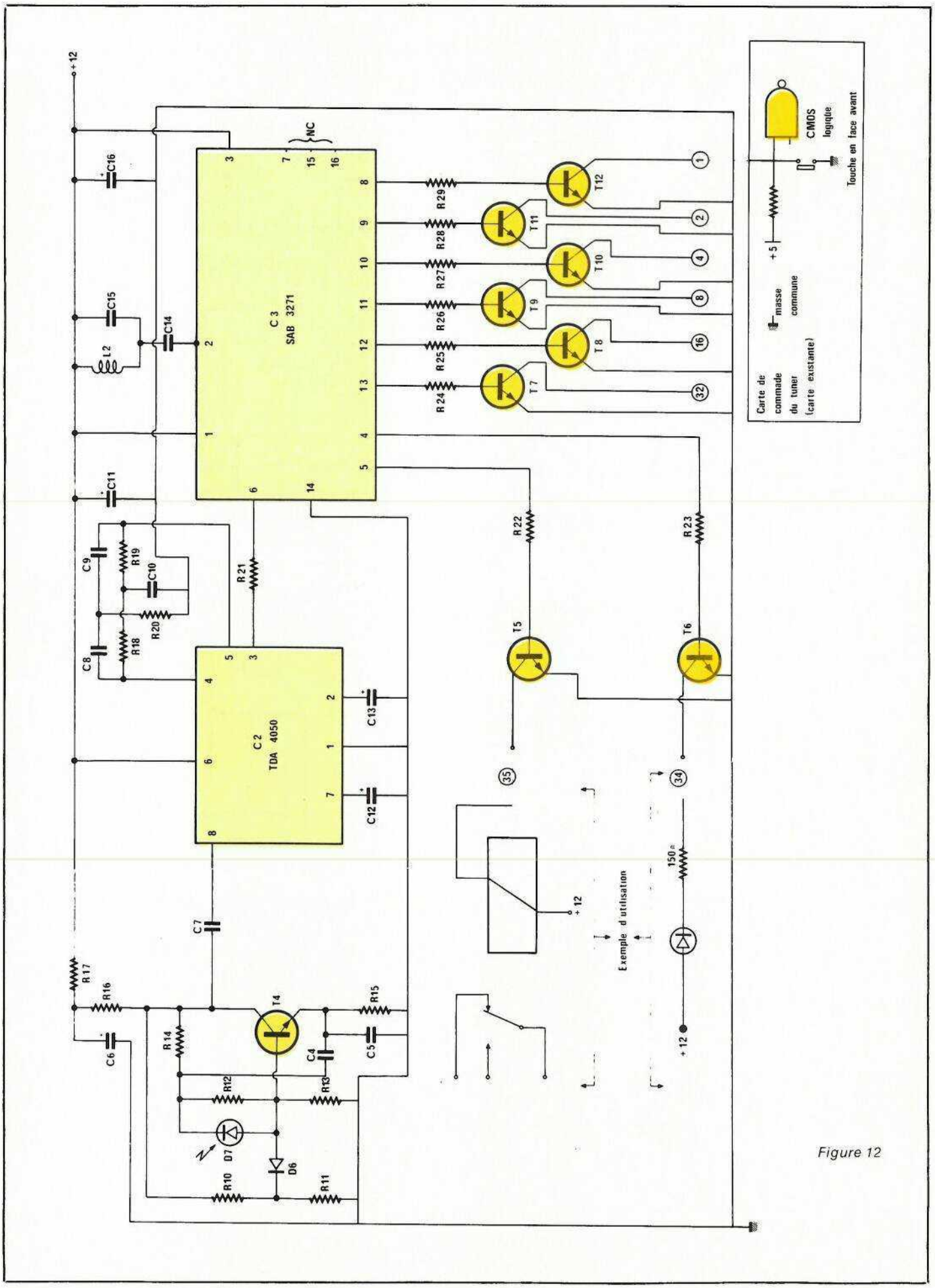

+12
C16
C15
L2
C14
C11
C9
R19
C10
R20
C8
R18
R21
C3
SAB 3271
NC
R29
R28
R27
R26
R25
R24
T12
T11
T10
T9
T8
T7
1
2
4
8
16
32
Carte de commade du tuner (carte existante)
masse commune
+5
CMOS logique
Touche en face avant
R22
R23
T5
T6
C2
TDA 4050
C13
C12
C7
35
34
+12
Exemple d'utilisation
150Ω
+12
R17
R16
C6
R14
T4
R15
C4
C5
R12
R13
D7
D6
R10
R11

Figure 12

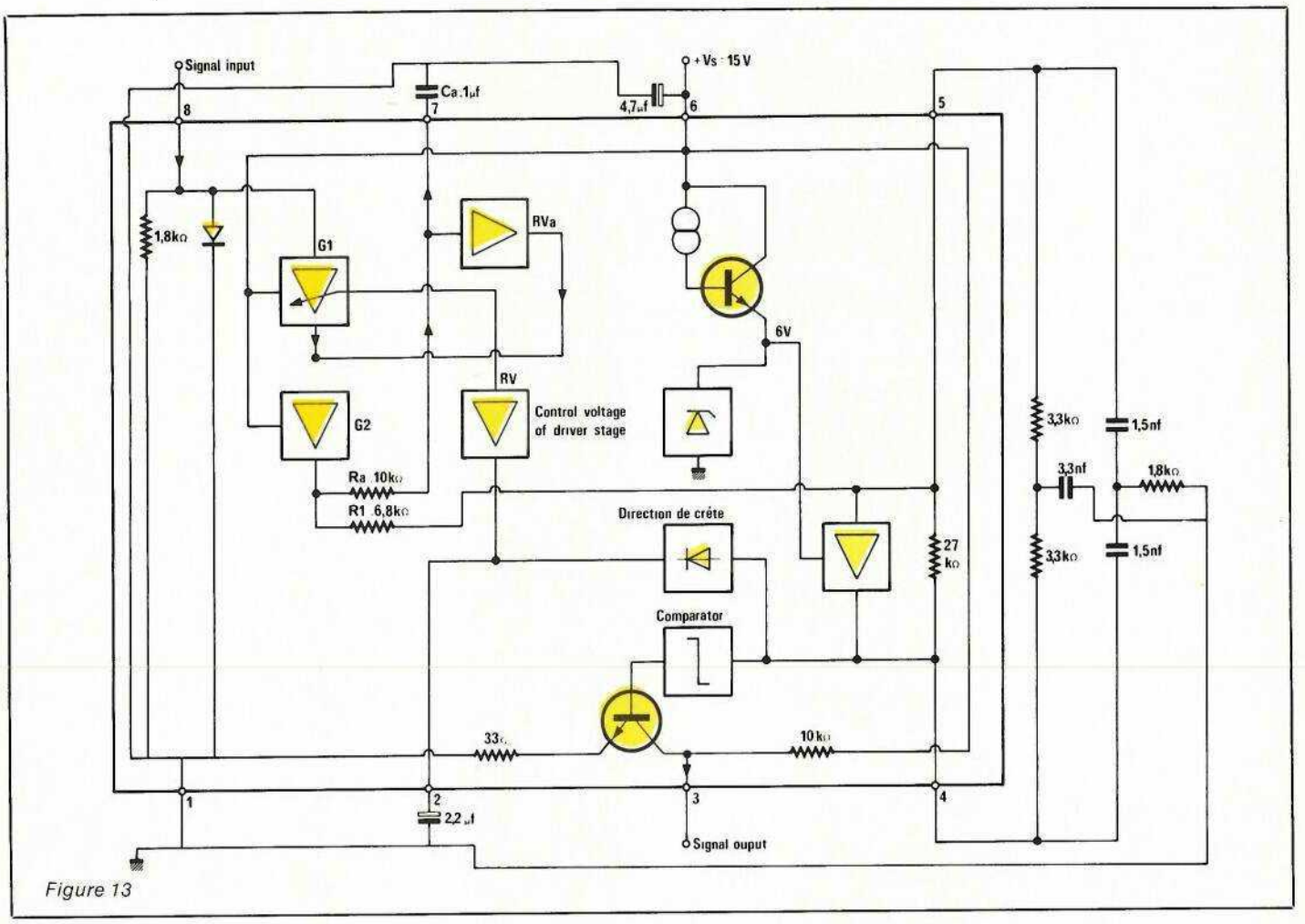


Figure 13

possible pour que le premier bit soit transmis. Cette caractéristique est particulièrement importante dans le cas de la transmission d'une instruction unique puisque dans le cas d'instructions répétées, on peut admettre que le niveau correct est atteint au début de la seconde émission de l'instruction. Pour alléger les caractéristiques de l'amplificateur à contrôle de gain, le présignal émis avant le mot de 6 bits est utilisé pour caler l'amplificateur. C'est donc sur ce signal test que le préamplificateur ajuste son gain.

Le temps d'établissement de la commande de gain a été fixé à 10 ms et les 6 bits du message sont tous bien interprétés.

La sensibilité du circuit intégré associé à un préamplificateur à transistor et à étage d'entrée accordé est telle que la liaison ainsi constituée atteigne environ 20 m avec une intensité émise de 1 mW par mm².

Si le récepteur est dans un environnement éclairé — éclairement de 700 lux — la liaison est réduite de moitié. 700 lux correspondent à un éclairement délivré par une lampe à incandescence de 60 W placée à 50 cm de la diode réceptrice, avec un angle d'incidence de 45°. Avec un éclairement de 2000 lux, le circuit fonctionne toujours, la portée est réduite mais des valeurs supérieures d'éclairement ne bloquent pas le fonctionnement du circuit.

Les signaux supérieurs à 1 volt crête à crête sont écrêtés par la diode placée à l'entrée du circuit, ce qui confère au circuit une dynamique de 100 dB. Si l'on place l'émetteur et le récepteur à proximité, le signal d'entrée est écrêté et le message est reconnu et parfaitement décodé. La porteuse du signal infrarouge vaut 31,25 KHz soit la demi-fréquence d'horloge: 62,5 KHz. Avec un rapport cyclique 1/4, on obtient un bon compromis pour un maximum de fondamental et une consommation minimale. Le préamplificateur a une largeur de bande d'environ 4 KHz qui réduit les interférences et les distorsions du signal infrarouge en limitant les harmoniques.

Description du circuit intégré

Comme le montre le schéma synoptique de la **figure 13**, le signal infrarouge issu du préamplificateur est appliqué à l'entrée — broche 8 — reliée au premier amplificateur, G_1, dont le gain vaut 30 dB. Les deux étages, G_1 et G_2, couvrent une plage totale de 80 dB. La diode en parallèle sur la résistance d'entrée limite la tension en écrêtant le signal pour des amplitudes supérieures à 1 V crête à crête. Le deuxième amplificateur G_2 a un gain fixe de 25 dB. Le signal issu de G_2 est filtré par le réseau R_a, C_a de manière à ce que la valeur moyenne du signal détermine le point de fonctionnement de l'amplificateur de régulation: R_{VA}.

De la sortie du deuxième amplificateur, le signal attaque, à travers une résistance R_1, l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel broche 5 du circuit intégré. Cet amplificateur a un gain réduit par une résistance de contre-réaction interne. Le gain vaut donc dans ces conditions, $G = R_1/R_1 = 12$ dB. La sortie et l'entrée inverseuse de l'ampli opérationnel sont accessibles aux broches 4 et 5. On peut dans ces conditions connecter un réseau d'impédances dépendant de la fréquence: un réseau en double T permet par exemple d'obtenir un filtre actif. Le signal présent à la broche 4 est appliqué au comparateur

qui est activé lorsque l'amplitude atteint la moitié de la tension régulée. Ce même signal après une détection de crête est comparé par un étage différentiel à une valeur de référence. Un condensateur de filtrage sera connecté entre la broche 2 et la masse de manière à assurer le filtrage de la détection. La broche 2 correspond donc à l'entrée de l'amplificateur de régulation qui commande le gain des deux étages d'entrée.

Pour une portée maximale, on utilisera le schéma du préamplificateur représenté à la **figure 14**, le schéma que nous avons utilisé est moins performant: préamplificateur large bande caractérisé donc par l'absence de circuit accordé, donc plus facilement reproductible. Il n'existe d'autre part que très peu de revendeurs stockant les selfs miniatures TOKO 100 mH.

Le circuit L_1, C_1 en série avec la diode infrarouge est accordé à 31,25 KHz et est amorti par une résistance d'environ 150 kΩ. Cette résistance résulte de la mise en parallèle de la résistance R_1 et de l'impédance d'entrée du transistor T_1. Le couplage entre le collecteur de T_1 et l'entrée signal du TDA 4050 est capacitif. De manière à avoir une amplification très importante et aucun risque d'oscillation, on connecte un réseau en double T entre les broches 4 et 5 du circuit. L'alimentation de l'étage d'entrée est filtrée par le réseau R_3, C_3. Avec ce schéma, il n'y a aucun risque d'oscillation et si l'émetteur infrarouge est équipé de deux diodes LD 271, la distance maximale entre émetteur et récepteur atteint 20 m. Dans ces conditions, la focalisation du faisceau infrarouge du côté de l'émetteur et du récepteur est inutile.

Avec le schéma — moins performant — du préamplificateur employé à la **figure 12**, nous avons préféré utiliser des réflecteurs.

Les résistances R_{10} et R_{11} et la diode D_6 améliorent le comportement du préamplificateur exposé à une forte lumière ambiante. La polarisation du transistor T_4 varie malgré tout avec l'éclairement et la tension entre le collecteur et la masse peut être traitée de manière à agir sur le courant par les diodes électroluminescentes des afficheurs sept segments. C'est une solution élégante pour combiner contrôle de luminosité en fonction de la lumière ambiante et préamplificateur de signaux infrarouges.

Le décodeur SAB 3271

Le décodeur teste les signaux infrarouge: 1 présignal, 1 bit de départ et les 6 bits d'information transmis dans le code biphase. Le récepteur peut être adapté à un bit de départ valant 0 ou 1 en connectant l'entrée Q1SU au niveau correspondant. Le codage à 0 de l'émetteur ne se faisant qu'en usine l'entrée Q1SU devra être au 1 logique.

L'entrée infrarouge est invalidée entre le présignal et le bit de départ et pendant le décodage des 6 bits; on ne peut donc pas avoir de phénomènes erratiques pendant cette période d'interruption.

Les sorties

Dans un premier temps, le mot codé reçu est appliqué aux sorties parallèles. Les informations sont ensuite sérialisées et envoyées sur le bus I. Pendant la première sortie des informations sur le bus I, durant environ 230 µs, les sorties DLER et DLES passent au niveau haut. La sortie DLES — S pour Single — passe à l'état haut au début de la première instruction et repasse à l'état bas sans attendre l'instruction de fin. La sortie DLER — R pour Repeat — passe au niveau haut à chaque début d'instruction et repasse à l'état bas à la fin de l'instruction.

Sur la sortie DATA, l'information est présente de manière cyclique tant que la touche de l'émetteur est enfoncée. L'intervalle de répétition valant approximativement 125 ms. Dès que la touche est relâché, l'instruction de fin apparaît.

Les sorties parallèles

Dès que le mot est décodé, les informations sont transmises aux sorties parallèles Q_A à Q_F avec 1 = niveau haut et 0 = niveau bas. Les sorties restent dans l'état aussi longtemps que la clé est appuyée. Toutes les sorties repassent à zéro dès que la clé de l'émetteur est relâchée.

Les sorties Q_2 et Q_3 changent d'état à chaque fois que la clé correspondante de l'émetteur est sélectionnée.

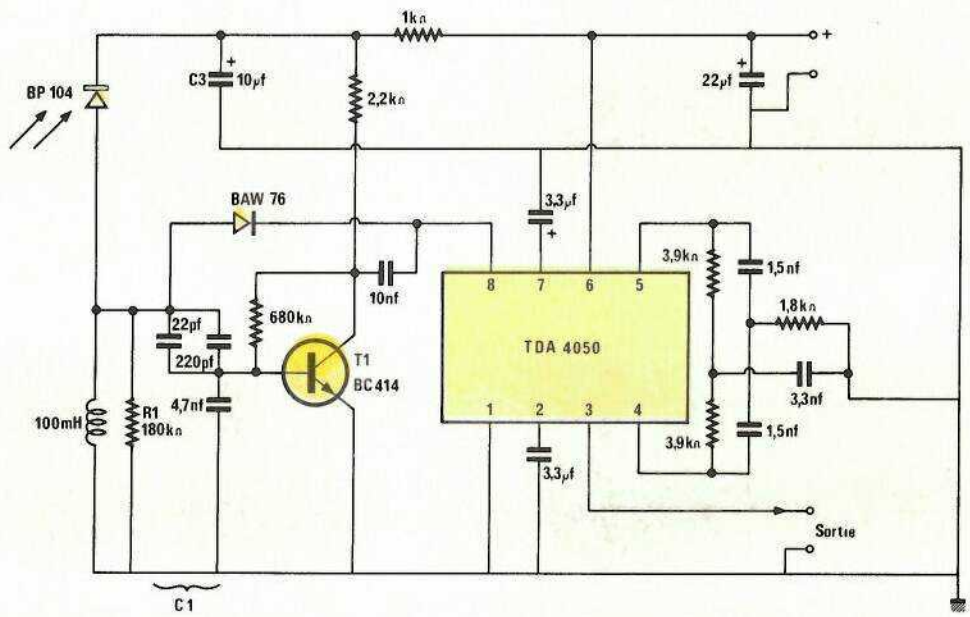


Figure 14

La nouvelle situation est conservée jusqu'à ce que la clé soit de nouveau pressée. Les sorties peuvent être aussi directement prépositionnées au niveau haut ou bas en connectant provisoirement une résistance de faible valeur entre le niveau choisi, V_{SS} ou V_{DD} et la sortie considérée. Le niveau obtenu est stable et changera dès la prochaine impulsion sur la touche émettrice.

Lorsque les sorties sont connectées, à V_{SS} ou V_{DD}, par exemple en insérant une jonction base-émetteur d'un transistor PNP pour le niveau haut et une jonction B-E d'un transistor NPN pour un niveau bas, des impulsions de courant d'environ 1,3 ms apparaissent à la sortie si l'on presse la clé correspondante au même instant. La fréquence de répétition est alors la même que celle des émissions des informations.

La broche 3, Q1SU, est une entrée-sortie. Entrée pour changer la valeur du bit de départ par 1, Q1SU = 1 et 0, QISU = 0. Dans la situation sortie correspondant à l'instruction 33, cette broche ne doit bien évidemment pas être connectée à V_{SS} ou à V_{DD} mais peut l'etre par l'intermédiaire d'une jonction BE d'un transistor de polarité convenable, voir sorties Q_2 et Q_3.

De la même manière que les sorties Q_2 et Q_3, la sortie Q1SU, dans ce cas, délivre des impulsions de courant.

Utilisation comme récepteur infrarouge

Nous avons vu dans la table d'instructions que pour 6 instructions particulières, il n'y avait qu'un bit de valeur 1. Ces bits n'activent donc qu'une seule des six sorties parallèles. Ces 6 sorties associées aux sorties Q_2, Q_3 et Q1SU suffisent donc pour réaliser un récepteur 9 canaux. Les sorties parallèeles Q_A à Q_F peuvent alors fonctionner de deux manières différentes:

— si la sortie DATA n'est pas ou peu chargée — cas normal, — chacune des 6 sorties parallèles passent à l'état haut aussi longtemps que la clé correspondante est appuyée;
— pour que les sorties parallèles fonctionnent comme des bascules, la sortie DATA doit être forcée à l'état haut par la jonction base-émetteur d'un transistor PNP par exemple si l'on ne veut pas perdre les informations série présente sur le bus. Le fonctionnement des sorties Q_A à Q_F est alors identique à celui des sorties Q_2 et Q_3.

Notons que si la tension d'alimentation augmente, les sorties parallèles et les sorties équipées de bascules repassent au niveau zéro.

L'oscillateur

La fréquence d'oscillation est de 62,5 KHz, déterminée par le réseau L_2, C_{15}. Comme pour l'émetteur, la self est fixe: 10 mH; la fréquence est ajustée en jouant sur C_{15} constitué par deux condensateurs fixes de 330 pF céramique montés en parallèle sur un condensateur ajustable 4-47 pF.

Les sorties Q_2 et Q_3 peuvent, par l'intermédiaire des transistors T_5 et T_6, commander un relais alimentant d'autres appareils: amplificateur de puissance ou préamplificateur de la chaîne.

Les transistors T_7 à T_{12} constituent l'interface entre le décodeur infrarouge et la carte de commande. L'espace collecteur-émetteur vient directement en parallèle sur le contact. Méthode classique, on réalise ainsi un «OU câblé».

Réalisation pratique

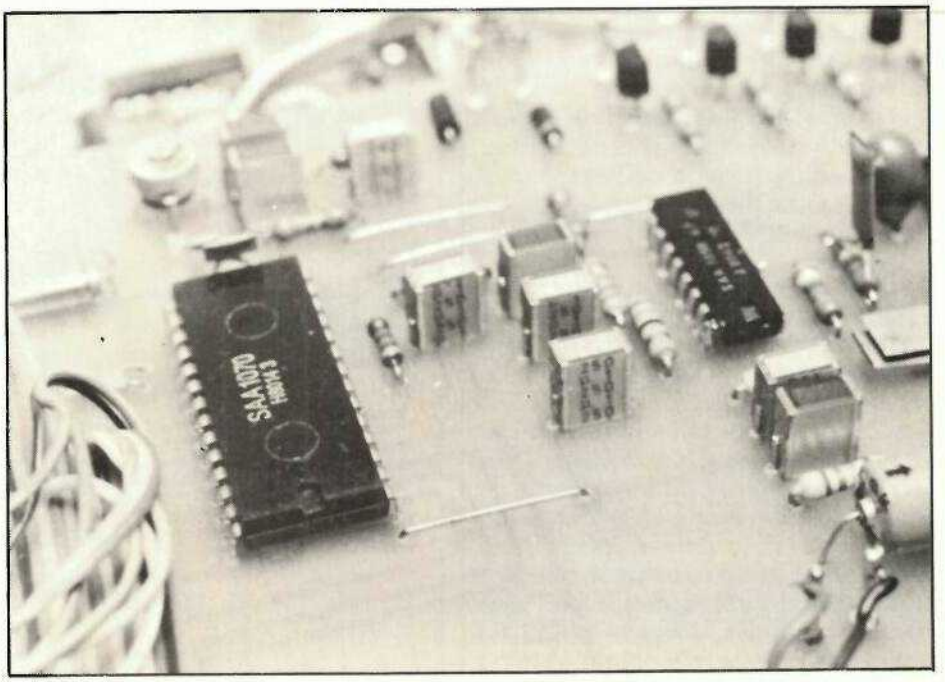
Le récepteur infrarouge et le circuit d'affichage étant réalisés sur la même carte, nous passerons d'abord à la description des circuits RTC SAA 1058 et SAA 1070 gérant l'affichage de fréquence.

L'affichage de fréquence

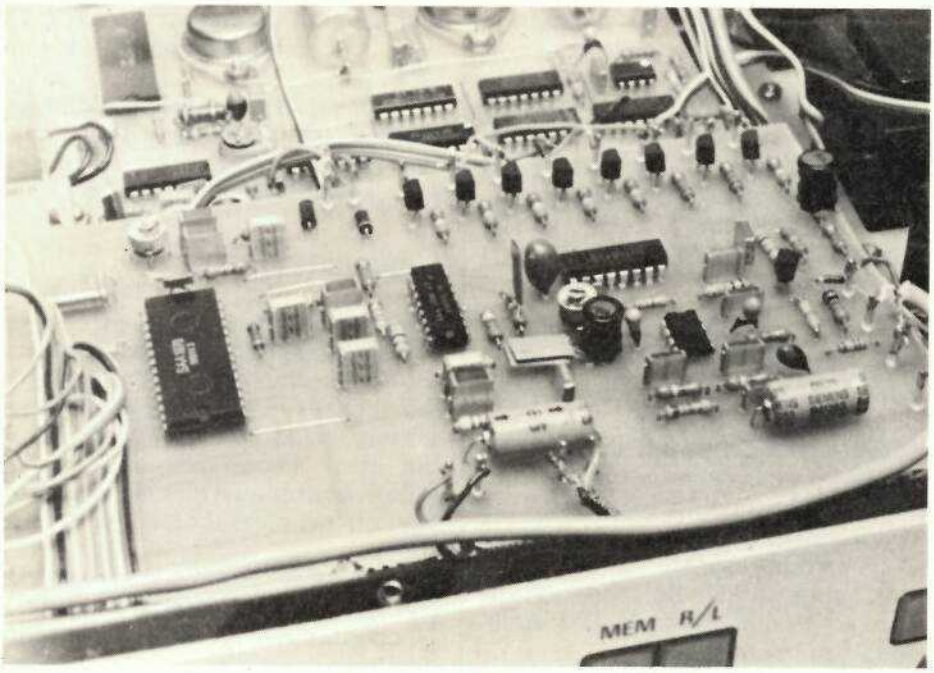
Le schéma synoptique du système d'affichage de fréquence est représenté à la **figure 15**. Les principaux composants de ce système sont: un circuit intégré prédiviseur SAA 1058, un circuit d'affichage et fréquencemètre SAA 1070, un quartz 4,000 MHz et un afficheur LED 7 segments de 4 1/2 digits.

Le prédiviseur est constitué d'un préamplificateur pouvant recevoir sur deux entrées les signaux des oscillateurs locaux AM et FM, un diviseur de fréquence et deux étages de sortie capables de commander des circuits ECL ou MOS.

La haute sensibilité de ce circuit: 5 mV en AM et 10 mV en FM permet de connecter directement le système aux oscillateurs locaux d'un récepteur radio, sans interface supplémentaire. Ce prédiviseur divise la fréquence de l'oscillateur local par 32 et fournit au circuit fréquencemètre un signal carré. La fréquence est alors mesurée par comptage du nombre de fronts négatifs pendant une période définie par un générateur d'impulsions piloté par quartz. Le même générateur positionne le diviseur au départ de chaque période de comptage afin de diminuer les incertitudes de comptage et de réduire ainsi le papillottement de l'affichage. Neuf des quinze bornes de sortie du SAA 1070 sont également utilisées pour programmer le système aux fréquences intermédiaires appropriées au récepteur AM et FM. La sélection de la gamme



d'onde et du mode d'affichage (fréquence - canal - test - extinction de l'affichage) est effectuée par simple connection à la masse de 4 bornes d'entrée du SAA 1070. A l'entrée DUP est appliquée une tension secteur redressée — demi-sinusoïde — pour minimiser les rayonnements parasites, la commutation des segments des afficheurs est synchronisée avec le passage à zéro de la tension de commande de ces derniers. Le circuit est capable de commander directement les segments des afficheurs LED sans recourir à des interfaces de commande à éléments discrets.



Le diviseur programmable SAA 1058

Ce diviseur par 32 ou 33 est prévu pour les systèmes de synthèse de fréquence où les deux rapports de division sont nécessaires. Dans le système d'affichage de fréquence, le rapport de division de 32 est le seul utilisé. La **figure 16** montre de façon simplifiée le schéma fonctionnel du circuit. Le préamplificateur d'entrée assure une haute sensibilité et les signaux en provenance des oscillateurs locaux peuvent être transmis au circuit par simple couplage passif. Le circuit diviseur comprend deux étages préamplificateur symétriques dont chacun commande des étages de sortie complémentaires différents. Les sorties sont compatibles avec des entrées de circuits ECL ou MOS. Chacun des quatre blocs fonctionnels de ce circuit possède une borne d'alimentation propre: borne 3 pour V_{CC1} — alimentation du préamplificateur d'entrée, borne 14 pour V_{CC2} — alimentation de l'étage de synchronisation — borne 12 pour V_{CC3} — alimentation de l'étage diviseur — et la borne 10 pour V_{CC4} — alimentation des étages de sortie.

La **figure 17** donne le diagramme des temps relatif au fonctionnement du circuit SAA 1058. Lorsque l'entrée CM 33 est à l'état bas, le rapport de division est positionné sur 32. S'il y a un décalage de phase entre la période de mesure et les transistors à la sortie du prédiviseur, le digit le moins significatif de l'affichage doit papillotter. Pour pallier cet inconvénient, la première transition doit être présente en sortie après 17 périodes de la fréquence d'entrée prises en compte après le départ de chaque période de comptage. Cette synchronisation se fait en appliquant à l'entrée SET du prédiviseur une transition négative, représentant le départ de la période de comptage.

Fréquencemètre et interface d'affichage

Le circuit intégré SAA 1070, fréquencemètre, est essentiellement destiné à la mesure de la fréquence à laquelle un récepteur radio AM-FM est accordé et à la commande de l'affichage de celle-ci sur des afficheurs LED sept segments.

Le schéma synoptique simplifié du circuit est donné à la **figure 18**. Les caractéristiques principales du circuit sont:

— Des étages de sortie capables de commander directement un affichage LED. Les éléments d'affichage sont reportés en deux groupes, chacun d'eux étant alimenté par une demi-onde sinusoïdale en mode duplex. La commande de ces groupes d'afficheurs est synchronisée avec la tension d'alimentation et commutée

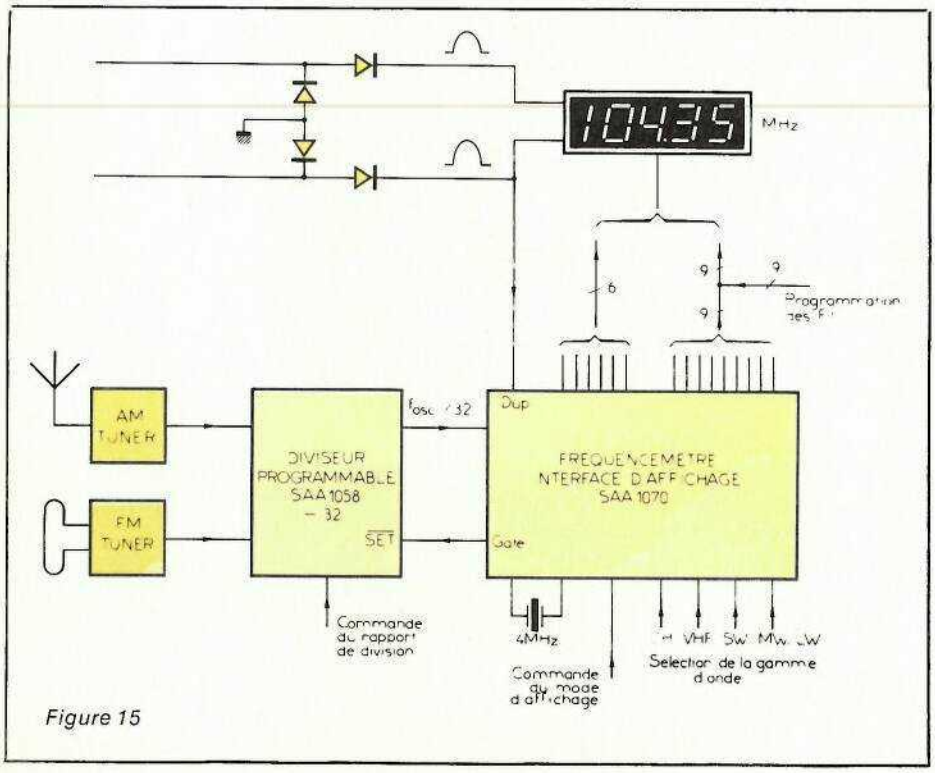


Figure 15

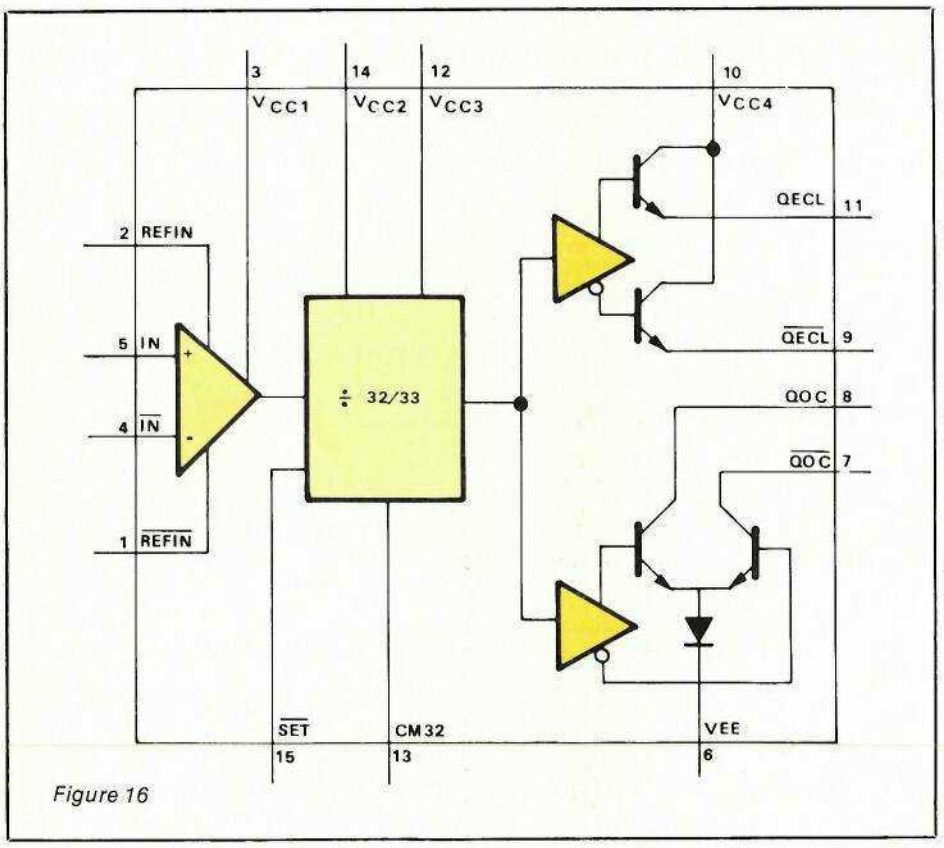


Figure 16

au passage à zéro de celle-ci. 15 bornes de sortie peuvent ainsi commander 30 segments différents. Ce mode de fonctionnement permet de réduire les rayonnements parasites et d'utiliser en même temps les sorties du circuit intégré de façon optimale.

— Un compteur de fréquence 18 bits qui peut être sélectionné dans une gamme de 15 à 24 fréquences intermédiaires programmables de l'extérieur pour la FM, les ondes courtes et les petites et grandes ondes. Bien sûr, nous n'utiliserons que la gamme FM.

— Un comparateur 16 bits comparant la fréquence mesurée et la fréquence affichée, renouvelant un registre d'affichage 16 bits, s'il y a une divergence sur trois périodes de mesures successives. Cette technique évite un papillottement des afficheurs dû aux légers décalages de l'oscillateur local du récepteur.

— Un décodeur et multiplexeur sept segments, commandant les étages de sortie.

— Une base de temps interne contrôlée par un quartz à 4 MHz.

— Un système permettant de mémoriser un affichage ou de tester les afficheurs.

• Les différentes fonctions de ce circuit fréquencemètre sont expliquées à l'aide du schéma synoptique de la **figure 18.** Le signal issu de l'oscillateur local, après avoir été divisé par 32 via le prédiviseur, sera transmis à l'entrée F_{IN} — broche 12 —. Le compteur détermine alors le nombre d'impulsions présentes pendant une période de mesure, définie par le générateur d'impulsions contrôlé par le quartz à 4 MHz connecté entre les bornes 17 et 18. Avant le départ de chaque cycle de comptage, le compteur est remis en position de départ sur un nombre correspondant à la fréquence intermédiaire utilisée dans le récepteur; l'impulsion de comptage est proportionnelle à la fréquence sur laquelle le récepteur radio est accordé. Le résultat de ce compteur est comparé avec la valeur affichée; si il y a une différence sur trois cycles de mesure successifs, le registre d'affichage est remis à jour dès l'apparition d'une nouvelle impulsion de synchronisation — DUP broche 16 —.

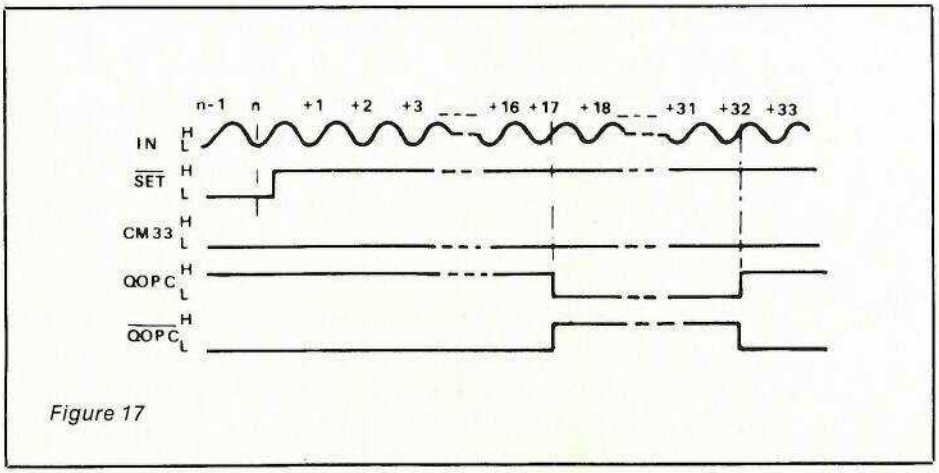


Figure 17

Sélection de la longueur d'onde et décalage de fréquence intermédiaire

Avant que le SAA 1070 soit prêt pour une opération, il doit être positionné pour être utilisé en concordance avec les conditions d'opération du récepteur et de l'affichage. Les bornes 8, 9, 10 et 11 doivent être programmées suivant la table de vérité de la **figure 19.** Cette programmation détermine également la résolution de l'affichage; tel qu'il est montré à la même **figure 19,** en positionnant la base de temps déterminant la durée d'un cycle de mesure, nous avons:

• FM/canal : 256 μs
= 1024 cycles de 4 MHz
• OC : 2,56 ms
= 10240 cycles de 4 MHz
• PO/GO : 3,2 ms
= 12800 cycles de 4 MHz

Le choix de la longueur d'onde adresse également la ROM contenant les décalages de FI pour positionner le compteur de fréquence sur une FI de 10,7 MHz en FM et 460 KHz en AM. Si la fréquence intermédiaire choisie par l'utilisateur diffère de ces valeurs, le générateur de décalages des FI doit être positionné par les entrées/sorties — broches 20 à 28 — programmables suivant les états logiques montrés aux **figures 20** et **21.** Ces broches passent de la fonction sortie de commande des segments à la fonction entrée de décalage des FI pendant un temps très bref, qui correspond à la coïncidence avec le front descendant de

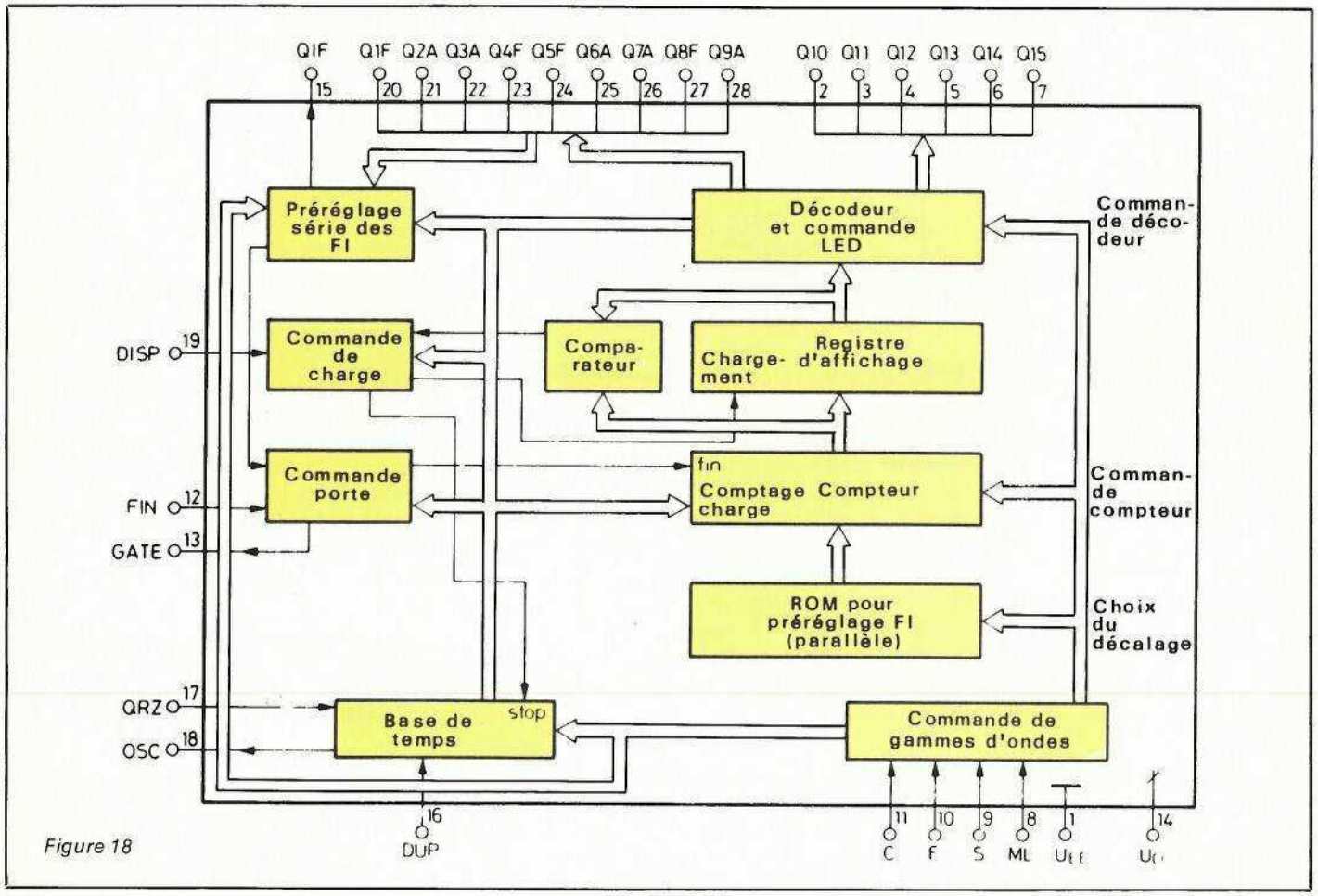


Figure 18

l'impulsion de synchronisation appliquée à l'entrée DUP.

Test et effacement de l'affichage

Les broches 8, 9, 10 et 11 peuvent être également programmées suivant le tableau de la **figure 19** pour l'extinction totale de l'affichage ou encore pour l'allumage complet de l'affichage, pour tester les segments.

Impulsion de synchronisation

Le départ de la mesure de fréquence et de la séquence de commutation de l'affichage est synchronisé avec le front descendant de l'impulsion appliquée sur l'entrée DUP. Si les demi-sinusoïdes en opposition de phase, dérivées du secondaire du transformateur d'alimentation sont employées pour alimenter les afficheurs, il est intéressant d'utiliser également l'une de ces demi-sinusoïdes comme impulsion de synchronisation. En effectuant une commutation des sorties de décodage segment à l'instant où la tension secteur passe par zéro, on peut assurer une réduction des rayonnements parasites.

0 ≡ 0 V (Masse)
1 ≡ +5 V
X ≡ 0 ou 1

Figure 19

Mode de fonctionnement		Entrées gamme d'onde F (Bornes 10)	C (Bornes 11)	S (Bornes 9)	ML (Bornes 8)
FM	(F)	0	1	1	1
Canal (FM)	(C)	X	0	1	1
OC	(S)	1	X	0	1
PO/GO	(ML)	1	X	1	0
Test		0	0	1	0
Extinction		0	X	0	X
		1	X	0	0
		0	1	1	0
		1	1	1	1

Séquencement du comptage

Pour clarifier le séquencement du système de mesure de fréquence et d'affichage, chacun des 20 interval-

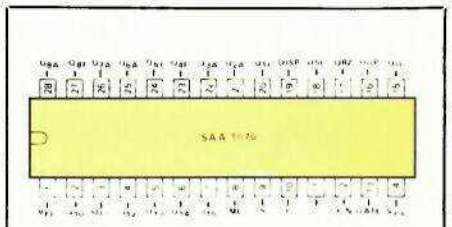


Figure 20

SAA 1070 Bornes 20	23	24	27	FM Fréq. interméd * MHz
0	0	0	0	10,70
1	0	0	0	10,60
0	1	0	0	10,6125
1	1	0	0	10,625
0	0	1	0	10,6375
1	0	1	0	10,65
0	1	1	0	10,6625
1	1	1	0	10,675
0	0	0	1	10,6875
1	0	0	1	10,70
0	1	0	1	10,7125
1	1	0	1	10,725
0	0	1	1	10,7375
1	0	1	1	10,75
0	1	1	1	10,7625
1	1	1	1	10,775

Figure 21

les qui le composent seront décrits à l'aide du tableau de la **figure 22.** Chaque intervalle dure une période déterminée par un nombre de cycles de 4 MHz lors de la programmation des entrées de contrôle de longueur d'onde du SAA 1070. La durée de chaque intervalle est donné à la **figure 22.** La séquence démarre sur un front descendant de l'impulsion de synchronisation:

1) Les bornes 20 à 28 du SAA 1070 sont considérées comme entrées de décalage des FI et les adresses désirées sont emmagasinées dans le circuit de correction et décalage.

2) Le contenu de la ROM de décalage de FI adressée par le circuit de sélection de longueur d'onde est chargée dans le compteur de fréquence.

3) Le nombre d'impulsions de compensation des FI requis est chargé dans le compteur de fréquence. Les broches 20 à 28 du SAA 1070 sont commutées à nouveau à leur fonction de commande de segments d'affichage.

4) La base de temps programmée par le circuit de sélection de gamme d'onde fournit une période de mesure de durée appropriée.

5) A la fin de l'intervalle 4, la sortie GATE du SAA 1070 passe à l'état haut, rendant active l'entrée SET du prédiviseur et initialisant le train d'impulsions en sortie. Le train d'impulsions entre sur la borne 12 du circuit SAA 1070. Ces impulsions passent alors par une porte fixant la période de mesure et sont chargées par le compteur de fréquence. A la fin du quatorzième intervalle, la base de temps inhibe les impulsions de comptage à venir, en refermant la porte. Les intervalles 15 et 19 ne sont pas utilisés donc libres.

16) Les seize bits du compteur de fréquence 18 bits sont comparés avec le contenu du registre d'affichage 16 bits. Si les deux membres diffèrent, un compteur 2 bits est incrementé de 1. Si le contenu de ce compteur est plus petit que 3, la séquence passe à travers les intervalles 17, 18, 19 sans aucune action. Si les contenus du compteur de fréquence et du registre d'affichage sont les mêmes, le compteur 2 bits est remis à zéro avant le passage de la séquence aux intervalles 17, 18, 19 sans aucune action. Si après incrémentation le compteur atteint 3, la base de temps est stoppée avant le passage de la séquence à l'intervalle 17.

17) Si le compteur 2 bits a atteint 3", le système attend le flanc descendant de la demi-sinosoïde suivante qui apparaît sur l'entrée de synchronisation DUP. La base de temps repart et la séquence passe à l'intervalle suivant.

18) Si la base de temps a été redémarrée à l'intervalle 17, les contenus du compteur de fréquence sont chargés dans le registre d'affichage et celui-ci prend alors la nouvelle valeur pendant le passage à zéro de la tension de commande.

20) La base de temps est stoppée et le système attend le flanc descendant de la demi-sinusoïde de synchronisation suivante sur l'entrée DUP du SAA 1070. La base de temps redémarre et la séquence repart pour un nouveau cycle à l'intervalle 1.

Entrée DISP, broche 19 du circuit

Si la broche 19 est réunie à la masse, la séquence est stoppé à l'intervalle 16 par inhibition de la base de temps, la sortie GATE du SAA 1070 est continuellement à l'état bas. L'affichage est alors maintenu à la dernière valeur de fréquence mesurée.

Si la broche 19 est connectée à la tension d'alimentation positive, la fréquence affichée est changée chaque fois qu'une différence existe entre les compteurs et le registre d'affichage durant l'intervalle 16. Ce mode de fonctionnement réduit le temps de réponse entre mesure et affichage et la réduction du clignotement du dernier afficheur est alors hors fonctionnement. La diminution du papillottemnt ne s'opère que si la broche 19 n'est pas connectée.

Le schéma électrique complet du système de mesure de fréquence avec un affichage à LED à anodes communes est représenté à la **figure 23.** Les signaux issus de l'oscillateur local FM sont dirigés vers l'entrée 4 du diviseur à travers le condensateur C_{17}. L'entrée 5 destinée à un oscillateur local AM est inutilisée. Les résistances R_{30} à R_{33} adaptent l'entrée du circuit: Ze = 75 Ω. Le point de fonctionnement du préamplificateur est déterminé par les résistances R_{30} et R_{32}. La résistance R_{34} et le condensateur C_{18} servent au filtrage de la tension d'alimentation du

Figure 22

Durée de chaque intervalle dans le cycle de commande

Intervalle	Gamme d'onde utilisée FM	Canal	OC	PO/GO	Unité
1 à 3, 15 à 20	256	256	256	320	µs/intervalle
5 à 14	256	256	2560	3200	µs/intervalle
Période de mesure (GATE = 1)	2,56	2,56	25,6	32,0	ms

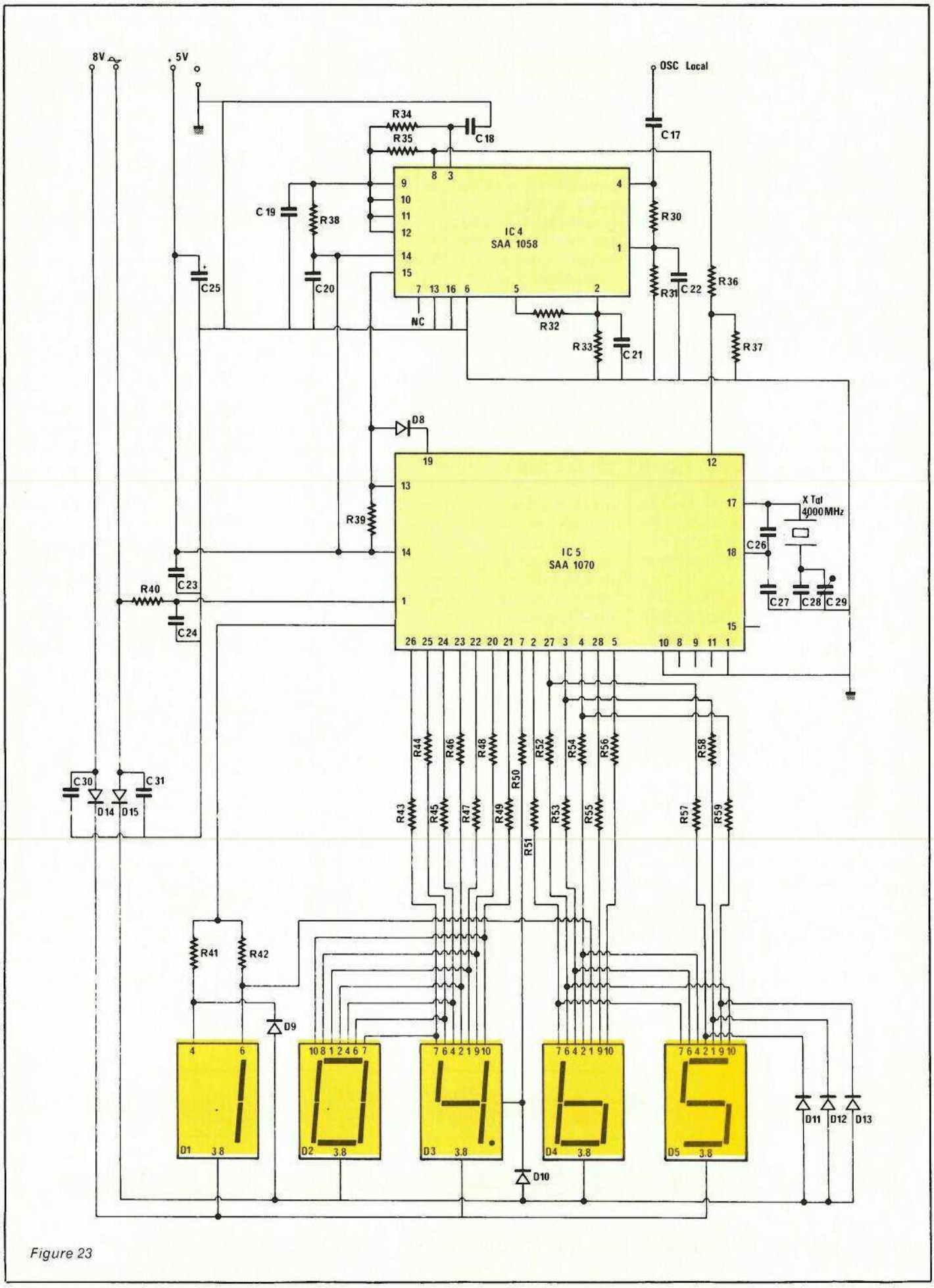

8V
+5V
OSC Local
R34
R35
C18
C17
IC 4
SAA 1058
C19
R38
C20
C25
R30
R31
C22
R36
R32
R33
C21
R37
NC
D8
IC 5
SAA 1070
R39
X Tal
4000MHz
C26
C27
C28
C29
R40
C23
C24
C30
C31
D14
D15
R43
R44
R45
R46
R47
R48
R49
R50
R51
R52
R53
R54
R55
R56
R57
R58
R59
R41
R42
D9
D10
D11
D12
D13
D1
D2
D3
D4
D5

Figure 23

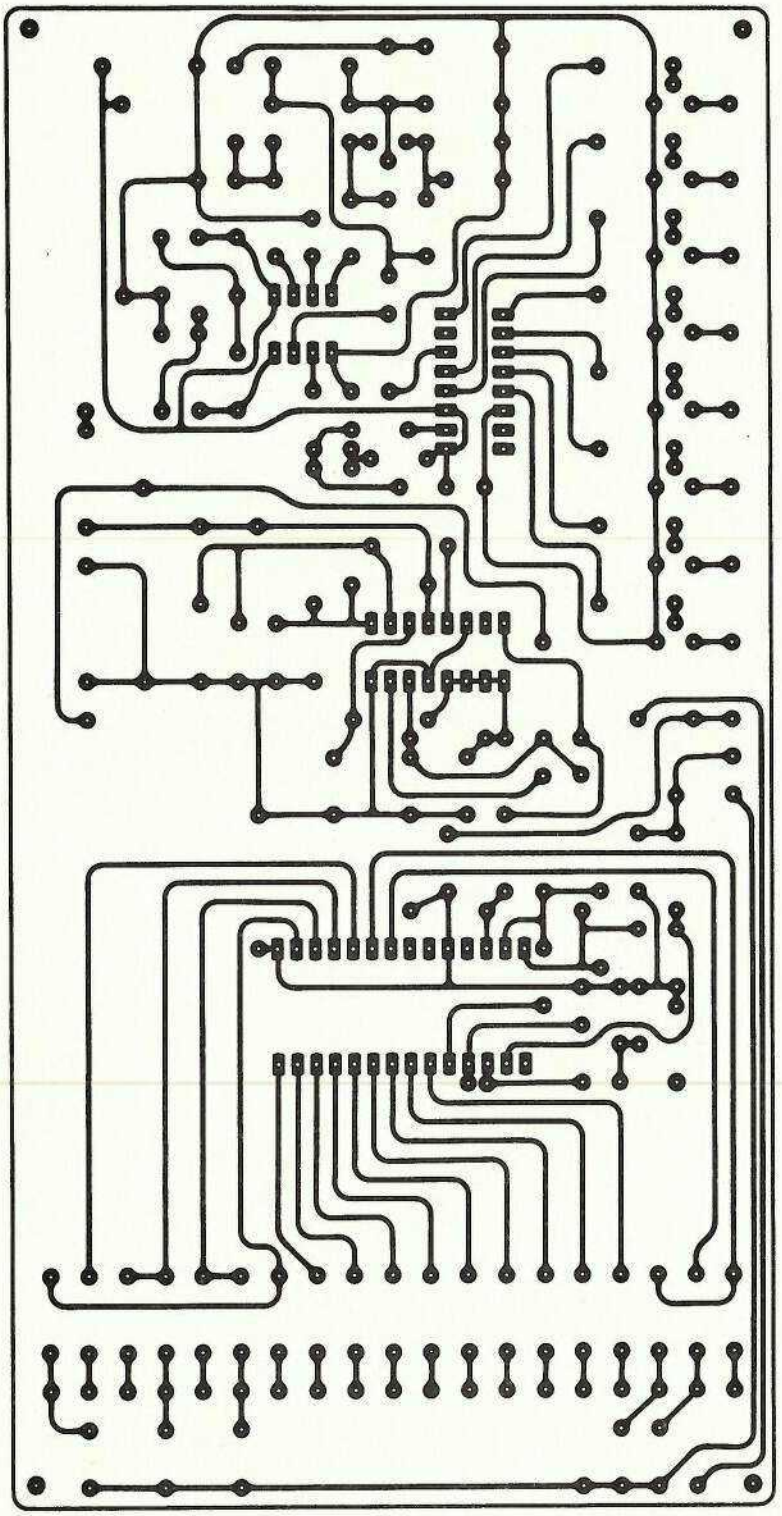


Figure 24

préamplificateur d'entrée. Dans ces conditions, la sensibilité d'entrée en FM vaut 10 mV.

Lorsque le niveau sur la borne 13 est haut, le circuit divise par 33 et lorsqu'il est bas, par 32. Le rapport de division nécessaire étant 32, la broche 13 est reliée à la masse.

L'étage de sortie étant à collecteur ouvert, on dispose une charge R_{35} entre la sortie et la tension d'alimentation. Le niveau du signal de sortie est ajusté par un pont diviseur constitué par R_{36} et R_{37} avant d'attaquer le circuit SAA 1070 à la broche 12.

Les afficheurs D_1, D_3 et D_5 forment un groupe DUP = 0, les afficheurs D_2 et D_4 forment le second groupe DUP = 1. Sur le schéma de la **figure 13**, les diodes D_9 à D_{13} évitent aux afficheurs d'être chargés exagérément en sens inverse.

Les anodes des LED, dans chaque groupe, sont échantillonnés par les demi-périodes alternatives de 9 volts efficaces. Les cathodes des LED sont connectées via les résistances R_{41} à R_{59} aux sorties appropriées du SAA 1070. Le courant moyen consommé par un segment est fonction de la tension efficace d'alimentation et de la valeur des résistances de limitation. Avec 9 V eff. et R = 270 Ω, I_{moyen} = 11 mA environ.

Réalisation pratique

La platine affichage de fréquence et récepteur infrarouge est de faible dimension, 100 × 200 mm et se superpose au-dessus de la carte mémoire à l'intérieur du rack 1 unité ESM.

Le tracé des pistes de cette carte est représenté à la **figure 24** et l'implantation des composants à la **figure 25**.

La liaison entre l'oscillateur local et l'entrée de mesure du fréquencemètre est à réaliser en câble blindé. On placera entre la broche 12 et l'entrée OL une résistance de 100 Ω le plus près possible de la tête Astec. Le niveau de l'oscillateur local est tout juste suffisant pour le prédiviseur du synthétiseur et le prédiviseur du fréquencemètre, et si le système tend à accrocher — affichage erronné — on peut placer en parallèle sur R_{32} un condensateur céramique de 100 à 300 pF.

La place disponible à l'intérieur du rack se réduisant au fur et à mesure de l'introduction de nouvelles cartes, il a été impossible de loger le trans-

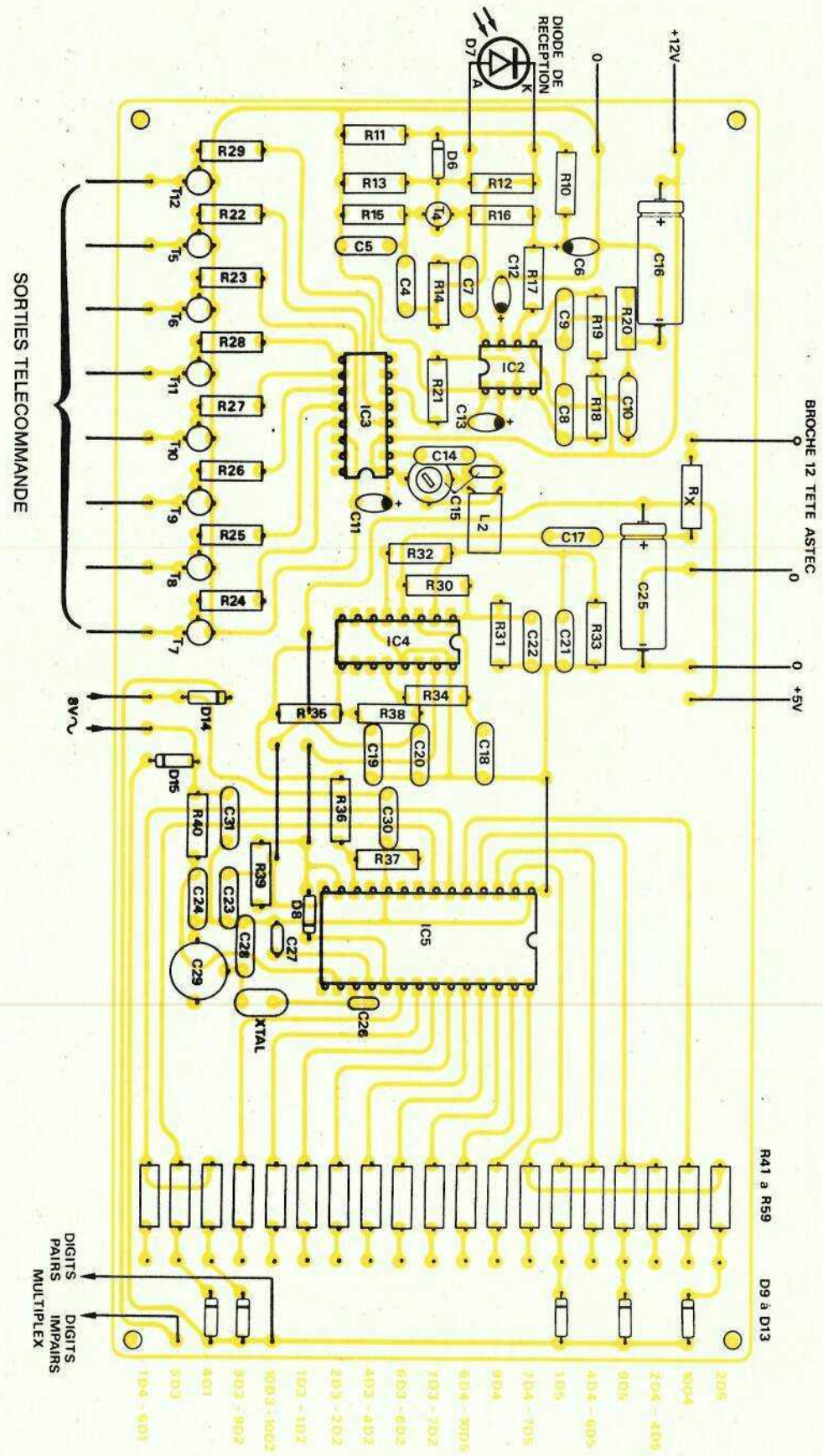

+12V
0
DIODE DE RECEPTION
D7
A
K
R10
R11
R12
R13
R14
R15
R16
R17
R18
R19
R20
R21
R22
R23
R24
R25
R26
R27
R28
R29
D6
C4
C5
C6
C7
C8
C9
C10
C11
C12
C13
C14
C15
C16
C17
C18
C19
C20
C21
C22
C23
C24
C25
C26
C27
C28
C29
C30
C31
IC2
IC3
IC4
IC5
L2
Rx
BROCHE 12 TETE ASTEC
0
0
+5V
R32
R30
R31
R33
R34
R35
R36
R37
R38
R39
R40
D8
D14
D15
8V~
XTAL
SORTIES TELECOMMANDE
T12
T5
T6
T11
T10
T9
T8
T7
R41 à R59
D9 à D13
DIGITS PAIRS
DIGITS IMPAIRS
MULTIPLEX

Figure 25

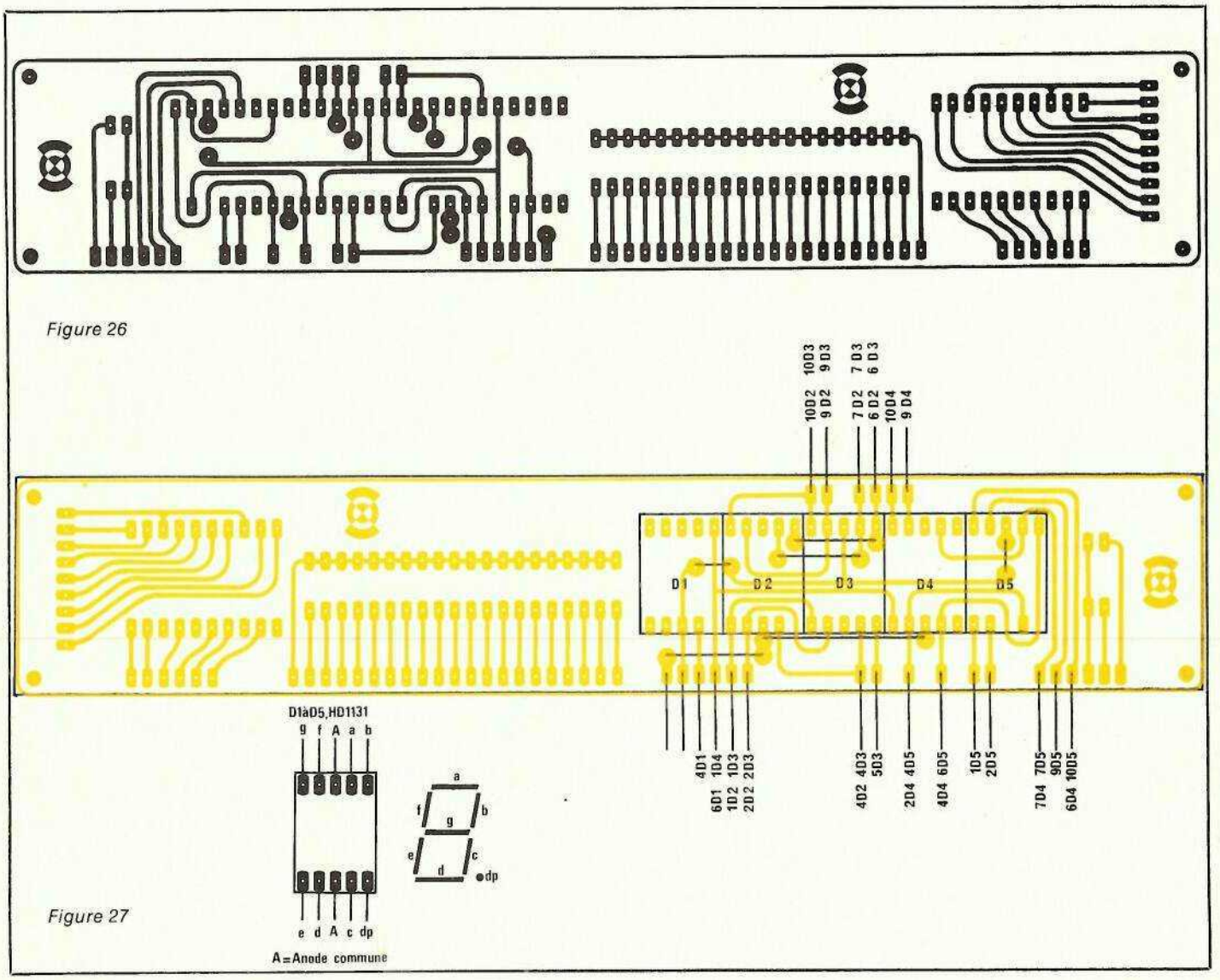


Figure 26

Figure 27

formateur d'alimentation 9 V, 8 VA, même en remodelant l'implantation de la carte d'alimentation pour y ajouter ce nouveau transformateur, la hauteur intérieure utilisable: 30 mm est insuffisante.

30 VA sont nécessaires au fonctionnement de l'appareil et on pourrait envisager un transformateur unique.

L'implantation des composants du récepteur infrarouge n'appelle aucun commentaire, l'alimentation + 12 V provient du régulateur alimentant le circuit RTC HEF 4754. La diode de réception infrarouge Siemens BP 104 sera reliée au circuit par l'intermédiaire d'un câble blindé à deux conducteurs: un câble pour l'anode, l'autre pour la cathode et le blindage au zéro électrique.

Les cinq afficheurs à anodes communes HD 1131 R Siemens ainsi que la diode infrarouge sont placés sur la carte affichage. Dans le numéro précédent le tracé des pistes pour cet affichage de fréquence n'avait pas été représenté, on se reportera donc au schéma de la **figure 26** pour le tracé des pistes et au schéma de la **figure 27** pour l'implantation des composants.

L'emplacement de la photodiode n'est pas forcément bien choisi, à proximité dee afficheurs LED, et surtout des afficheurs du bargraph multiplexés à environ 1 KHz. Bien que le système fonctionne, la proximité de la diode et du bargraph réduit la portée et il est préférable, soit d'utiliser le préamplificateur accordé à 32 KHz représenté à la **figure 14**, ou plus simplement de placer la diode entre les touches montée et descente et la touche Arrêt-Marche.

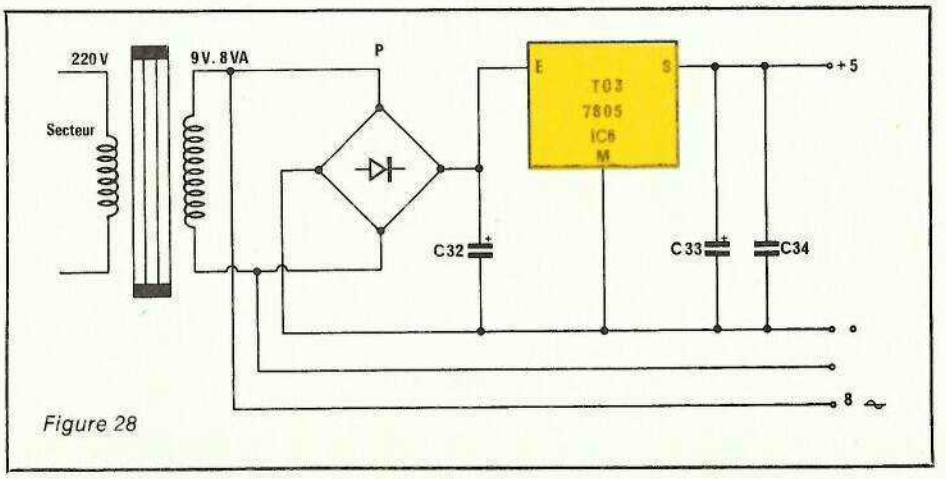


Figure 28

Le schéma de l'alimentation utilisée pour les afficheurs de fréquence est représenté à la **figure 28.** Cette alimentation a été placée dans un boîtier annexe, il n'est pas donné de circuit imprimé ou d'implantation, ces éléments pouvant être tous soudés en l'air.

Conclusion

Cet appareil n'est pas plus compliqué, mais certainement plus long à réaliser qu'un autre. Il faudra vous armer de patience et être soigneux. Si par malheur une fonction ne donnait pas satisfaction, on cherchera où la copie fait défaut, cette détection de panne est quand même beaucoup plus simple que les divers ennuis que l'on peut rencontrer lors de la mise au point d'un appareil.

F. DE DIEULEVEULT

Nomenclature

Résistances

R_1: 39 kΩ 0,5 W
R_2: 39 kΩ, 0,5 W
R_3: 39 kΩ, 0,5 W
R_4:39 kΩ, 0,5 W
R_5:22 kΩ, 0,5 W
R_6:22 kΩ, 0,5 W
R_7: 120 Ω, 0,5 W
R_8: 47 kΩ, 0,5 W
R_9: 0,47 Ω, 0,5 W
R_{10}: 8,2 kΩ
R_{11}: 2,7 kΩ
R_{12}: 1 M Ω
R_{13}: 330 kΩ
R_{14}: 10 kΩ
R_{15}: 10 kΩ
R_{16}: 3,3 kΩ
R_{17}: 1,5 kΩ
R_{18}: 3,9 kΩ
R_{19}: 3,9 kΩ
R_{20}: 1,8 kΩ
R_{21}: 680 Ω
R_{22}: 6,8 kΩ
R_{23}: 6,8 kΩ
R_{24}: 3,9 kΩ
R_{25}: 3,9 kΩ
R_{26}: 3,9 kΩ
R_{27}: 3,9 kΩ
R_{28}: 3,9 kΩ
R_{29}: 3,9 kΩ
R_{30}: 3,3 kΩ
R_{31}: 56 kΩ
R_{32}: 3,3 kΩ
R_{33}: 56 kΩ
R_{34}: 27 Ω
R_{35}: 180 Ω
R_{36}: 910 Ω
R_{37}: 820 Ω
R_{38}: 2,2 Ω
R_{39}: 1 kΩ
R_{40}: 2,2 kΩ
R_{41}: 270 Ω
R_{42}: 270 Ω
R_{43}: 270 Ω
R_{44}: 270 Ω
R_{45}: 270 Ω
R_{46}: 270 Ω
R_{47}: 270 Ω
R_{48}: 270 Ω
R_{49}: 270 Ω
R_{50}: 270 Ω
R_{51}: 270 Ω
R_{52}: 270 Ω
R_{53}: 270 Ω
R_{54}: 270 Ω
R_{55}: 270 Ω
R_{56}: 270 Ω
R_{57}: 270 Ω
R_{58}: 270 Ω
R_{59}: 270 Ω

Condensateurs

C_1: 220 µF, 16 V chimique
C_2: 1 nF, céramique
C_3: 2 × 1 nF, céramique
C_4: 10 nF, MKH
C_5: 10 nF, MKH
C_6: 10 µF, 16 V, tantale goutte
C_7: 2,2 nF MKH
C_8: 1,5 nF, MKH
C_9: 1,5 nF, MKH
C_{10}: 3,3 nF, MKH
C_{11}: 10 µF, 16 V, tantale goutte
C_{12}: 3,3 µF, 16 V, tantale goutte
C_{13}: 3,3 µF, 16 V, tantale goutte
C_{14}: 33 nF, MKH
C_{15}: 680 pF, voir texte
C_{16}: 100 µF, 25 V, chimique
C_{17}: 10 nF, MKH
C_{18}: 0,1 µF, MKH
C_{19}: 0,1 µF, MKH
C_{20}: 0,1 µF MKH
C_{21}: 0,1 µF, MKH
C_{22}: 0,1 µF, MKH
C_{23}: 0,1 µF, MKH
C_{24}: 0,1 µF, MKH
C_{25}: 100 µF 25 V, chimique
C_{26}: 120 pF, céramique
C_{27}: 68 pF, céramique
C_{28}: 47 pF, céramique
C_{29}: 47 pF, ajustable
C_{30}: 0,1 µF, MKH
C_{31}: 0,1 µF, MKH
C_{32}: 2200 µF, 16 V, chimique
C_{33}: 220 µF, 6 V, chimique
C_{34}: 0,1 µF, MKH

Circuits intégrés

IC_1: SAB 3210
IC_2: TDA 4050
IC_3: SAB 3271
IC_4: SAA 1058
IC_5: SAA 1070
IC_6: LM 309 K

Semiconducteurs

TR_1: MPSA 18
TR_2: MPSA 18
TR_3: BC 179 B
TR_4: MPSA 18
TR_5: MPSA 18
TR_6: MPSA 18
TR_7: MPSA 18
TR_8: MPSA 18
TR_9: MPSA 18
TR_{10}: MPSA 18
TR_{11}: MPSA 18
TR_{12}: MPSA 18
D_1: 1 N 4148
D_2: 1 N 4148
D_3: LD 271
D_4: LD 271
D_5: LED rouge
D_6: 1 N 4148
D_7: BP 104
D_8: 1 N 4148
D_9: 1 N 4148
D_{10}: 1 N 4148
D_{11}: 1 N 4148
D_{12}: 1 N 4148
D_{13}: 1 N 4148
D_{14}: 1 N 4007
D_{15}: 1 N 4007

Divers

K_1 à K_8: Touches ITT Jeanrenaud
L_1: Toko 10 mH
L_2: Toko 10 mH
XTAL: 4,000 MHz
D_{t1}, D_{t2}, D_{t3}, D_{t4}, D_{t5}: HA 1131 R Siemens
P: pont 100 V, 1 A

Le GF 2 : un générateur de fonctions universel

Dans notre numéro 414 de mai dernier, nous proposions une étude d'ensemble préliminaire de ce générateur, conçu sous forme modulaire : on se reportera à l'article cité, pour le synoptique de l'appareil dans son intégralité.

Rappelons que la première réalisation, baptisée GF 1, constituait à elle seule un générateur de fonctions complet, mais démuni des perfectionnements que rassemble le GF 2 : modulation de fréquence ou vobulation, modulation d'amplitude, et signaux tone-burst.

Depuis mai, le GF 2, longuement testé par son auteur, a fait l'objet de quelques modifications de détail par rapport au synoptique précédemment publié. Elles n'affectent cependant pas la carte n° 1 formant le GF 1, et qui pourra donc être réutilisée dans le GF 2, par ceux de nos lecteurs qui le souhaiteraient.

Au rang des modifications intervenues, on peut essentiellement citer l'adjonction (facultative) d'un affichage digital des fréquences, utilisable soit à fréquence fixe (commande manuelle), soit en vobulation. Dans ce dernier cas, la fréquence affichée est celle du top de marquage.

La présente étude ne pouvait qu'être longue. Pour qu'elle demeure claire, nous la scinderons en quatre grands sous-ensembles : les circuits de vobulation et de marquage ; la modulation d'amplitude et le générateur de salves ; l'affichage digital des fréquences ; enfin, le câblage final en coffret, et la mise au point. Seule la première partie est ici traitée ; le reste fera l'objet du dernier article de la série dans le n° 419. Pour terminer, nous proposerons quelques exemples pratiques d'utlisation, qui laisseront entrevoir la simplicité des services qu'on peut attendre de cet appareil.

Les circuits de vobulation et de marquage

Leur apparente complexité, manifeste à l'examen du schéma complet de la **figure 7**, résulte en fait de l'assemblage de nombreux circuits élémentaires, dont chacun résoud l'un des problèmes posés. Nous commencerons par analyser ceux-ci, donc par dresser le cahier des charges : l'architecture adoptée en découlera logiquement.

La vobulation, et son exploitation oscilloscopique

La vobulation, ou la modulation de fréquence (ces deux termes ont été définis dans l'article du numéro 414), servent à l'examen oscilloscopique de la courbe de réponse, en fréquence, de circuits divers.

A cet effet, on réalise le montage de la **figure 1**. Du générateur — nous l'appellerons désormais GF 2, puisqu'ainsi fut baptisé l'enfant au terme d'une gestation douloureuse — sortent trois signaux :

— celui de la sortie S_1. C'est une rampe linéairement croissante d'amplitude V_1 invariable, mais dont la période T peut prendre quatre valeurs distinctes (nous expliquerons ultérieurement pourquoi), le diagramme de la **figure 2, a** montre le signal, en fonction du temps. Il est utilisé pour commander les déviations horizontales de l'oscilloscope, par son entrée X.

— Celui de la sortie S_2. Il garde, après réglage du GF 2, une valeur crête à crête V_2 constante. Par contre, sur la période T précédemment fixée, sa fréquence croît, entre deux limites F_1 et F_2 que déterminent les potentiomètres correspondants du GF 2. Ainsi, à chaque tension instantanée v de la dent de scie de balayage horizontal, donc à chaque abscisse sur l'écran de l'oscilloscope, correspond une fréquence F_V.

— Celui de la sortie S_3. C'est une transition raide intervenant, après réglage du potentiomètre F_M, sur un niveau prédéterminé de la rampe (non représentée en **figure 2**) qui commande les variations de fréquence de l'oscillateur principal (celui qui constituait le GF 1, et que schématise la carte 1, dans le synotique du numéro 414). On l'applique sur l'entrée verticale Y_2 de l'oscilloscope. Cette transition, dite « signal de marquage », repère telle ou telle fréquence du signal de la voie Y_1, et permet sa mesure sur l'afficheur du GF 2.

Le circuit à tester (amplificateur, filtre, etc.) est attaqué par la sortie S_2 du générateur, et le signal qui en ressort commande les déviations verticales dans la voie Y_1 de l'oscilloscope. L'enveloppe de la trace ainsi produite, donne directement la réponse en fréquence du circuit, entre les limites F_1 et F_2.

Les exigences du circuit ICL 8038

C'est, on se le rappelle, le circuit intégré Intersil qui forme l'oscillateur

de la carte 1. On sait (**figures 8** et **10** du numéro 414) que, pour une capacité donnée du condensateur de temporisation C relié à la borne 10, la fréquence dépend de la tension appliquée à la borne 8.

Précisons la loi qui régit cette dépendance, dans le cas d'une alimentation par les tensions symétriques + 12 volts et − 12 volts. Les fréquences les plus basses correspondent à une tension, sur la borne 8, très voisine de + 12 volts. Les fréquences les plus élevées (on peut atteindre un rapport 1 000 sur une même gamme) s'obtiennent pour une tension voisine de + 6 volts. Il faut donc, pour explorer une plage de fréquences croissantes, commander la borne 8 par une rampe décroissante :

— dont on pourra choisir la tension de départ V_1, pour fixer la fréquence basse F_1.

— dont on pourra choisir aussi l'amplitude, donc la tension d'arrivée V_2, qui fixe la fréquence haute F_2.

Le balayage pouvant s'effectuer soit linéairement, soit logarithmiquement, les deux cas possibles sont ceux des **figures 3** et **4**. Dans la **figure 3**, les seuils V_1 et V_2, donc les fréquences limites F_1 et F_2, sont toutes deux réglables. Par contre, elles restent fixes dans le cas d'un balayage logarithmique. Celui-ci, en effet, n'offre aucun intérêt pour une bande étroite de fréquence. A vrai dire, son utilité quasi-unique se ramène à l'étude des matériels de sonorisation, donc à la gamme des 20 Hz à 20 kHz.

Une sortie de synchronisation : pourquoi ?

L'exploration automatique d'une large plage de fréquences commençant à quelques hertz, et même quelques dizaines de hertz, implique l'adoption de durées de balayage longues ; dans le cas contraire, la fréquence varie à l'intérieur même des premières périodes du signal, ce qui entraîne une distorsion inacceptable. Ainsi, dans le GF 2, chaque balayage dure, sur la première gamme, dix secondes, soit un fréquence de récurrence de 0,1 Hz.

C'est alors une rampe de cette fréquence qui, dans le montage de la **figure 1**, commande, par l'entrée X,

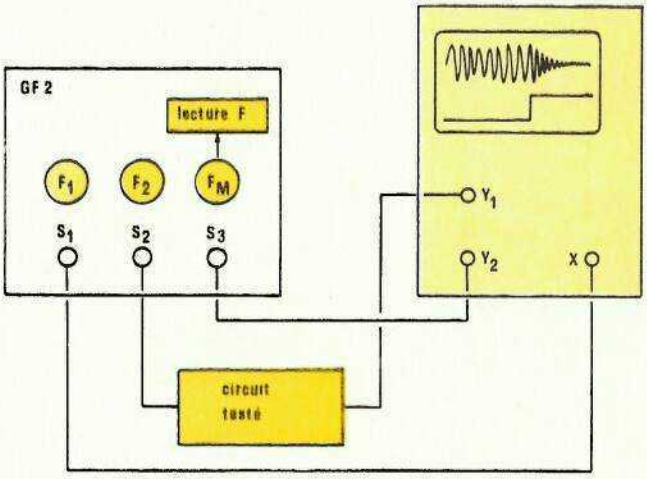


Figure 1

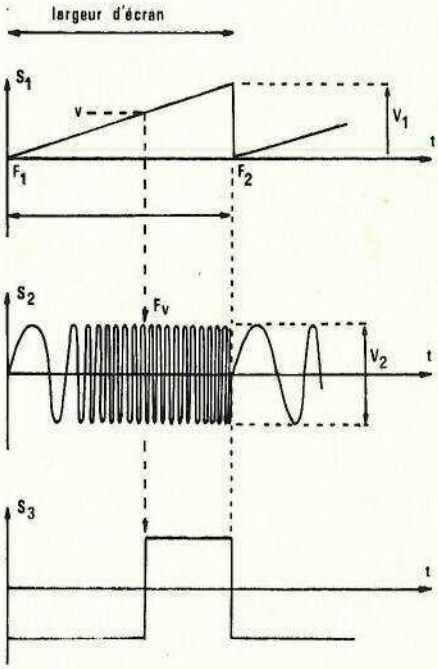


Figure 2

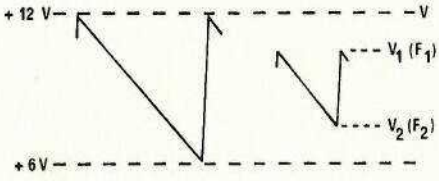


Figure 3

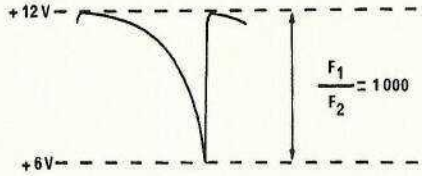


Figure 4

les déviations horizontales de l'oscilloscope. Or, beaucoup d'oscilloscopes (pour des raisons qui, d'ailleurs, nous échappent) ne laissent pas passer la composante continue en entrée horizontale : souvent, leur bande passante ne commence alors qu'à quelques hertz, ce qui rend le montage de la **figure 1** totalement inutilisable.

Dans ce cas, on pourra sauver la situation en utilisant la base de temps, sous réserve, bien entendu, qu'elle offre des vitesses très lentes. Le problème devient celui du déclenchement, afin de garantir le synchronisme des rampes internes de vobulation, et de celle de la base de temps. A cet effet, le GF 2, sur sa sortie de synchronisation, délivre une impulsion positive (amplitude voisine de 12 volts), à chaque retour de la dent de scie interne.

La conversion linéaire - logarithmique

Bien qu'assez touffue par le nombre des réglages, donc des circuits mis en œuvre, l'élaboration de rampes linéaires, aux normes que nous exposions précédemment, ne pose que des problèmes aux solutions facilement compréhensibles. Il en va différemment pour la production des rampes lagarithmiques, obtenues à partir des précédentes par des circuits de mise en forme.

Différentes techniques peuvent s'appliquer et, notamment, l'association d'un amplificateur opérationnel avec une diode (ou un transistor) montée en réaction entre la sortie et l'entrée. Les difficultés de mise au point, et les piètres résultats auxquels nous sommes finalement parvenus après de longs essais (il est délicat d'explorer plus de deux décades, alors que le relevé d'une bande passante de 20 Hz à 20 kHz en exige trois), nous ont conduit à l'emploi d'un circuit intégré spécifique. Il s'agit du modèle ICL 8048, lui aussi fabriqué par Intersil.

La **figure 5** en donne, sous forme très simplifiée, la structure interne, qui réunit essentiellement deux transistors, et deux amplificateurs opérationnels. Pour comprendre le fonctionnement de cet ensemble, il faut se rappeler la relation entre le courant de collecteur I_C, la tension émetteur-base V_{BE}, et le courant inverse I_S de la diode émetteur-base, dans un transistor :

$$I_C = I_S \left[\exp. \frac{eV_{BE}}{kT} - 1 \right] \qquad (1)$$

ou **e** est la charge de l'électron, **k** la constante de Boltzmann, et **T** la température absolue.

Pour les températures habituelles du travail (T voisin de 300 °K), et dès que V_{BE} dépasse une centaine de millivolts, le terme exponentiel dépasse largement l'unité, et on peut écrire l'équation précédente sous la forme approchée :

$$I_C = I_S \left[\exp \frac{eV_{BE}}{kT} \right] \qquad (2)$$

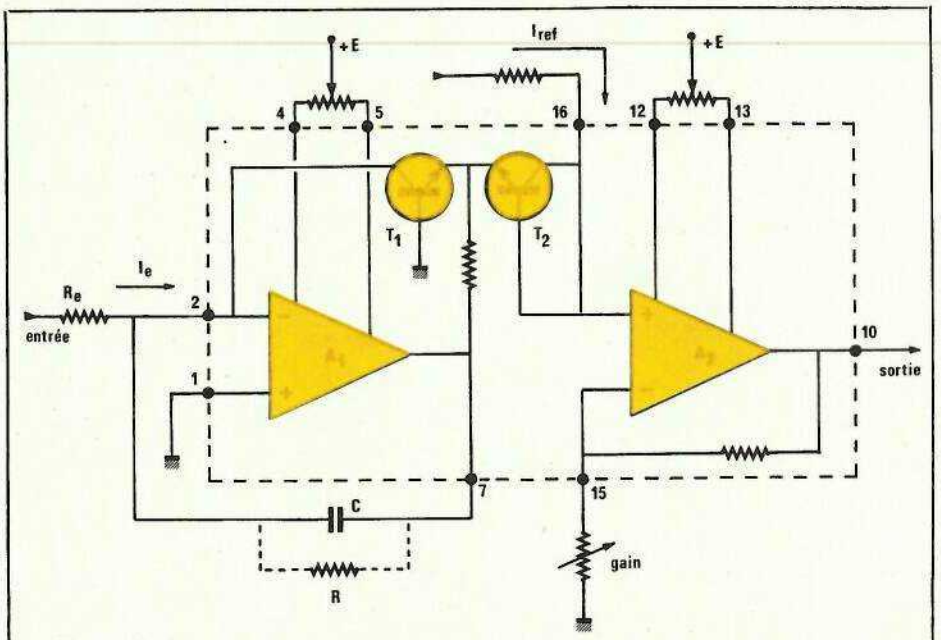


Figure 5

A partir de là, il devient possible de montrer que, pour deux transistors identiques parcourus par des courants de collecteurs I_{C1} et I_{C2} différents, les V_{BE} différent d'une quantité ΔV_{BE} : (3)

$$\Delta V_{BE} = -\ 2{,}3 \frac{kT}{e} \log_{10} \left[\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right]$$

En se reportant à la **figure 5**, on voit que :

- Le potentiel du collecteur du transistor T_1 est celui de la masse, puisqu'il est relié à l'une des entrées de l'amplificateur A_1, dont l'autre se trouve au potentiel zéro.
- Le potentiel du collecteur de T_2, utilisé en diode (collecteur relié à la base) est donc V_{BE}.
- Le courant I_{C1} est le courant d'entrée I_e appliqué sur la borne 2 du circuit intégré.
- Le courant I_{C2} est le courant de référence I_{ref} pénétrant par la borne 16 du circuit.

Compte tenu du fait que le gain en tension du deuxième amplificateur opérationnel est :

$$\frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

on peut exprimer la tension de sortie, V_s en fonction du courant d'entrée I_e :

$$V_s = -\ 2{,}3 \frac{R_1 + R_2}{R_2} \bullet \frac{kT}{e} \bullet \log_{10} \left[\frac{I_e}{I_{ref}} \right]$$

(4)

On peut naturellement, attaquer l'entrée du circuit par une tension V_e, au lieu d'un courant I_e ; il suffit, comme le montre la **figure 5**, d'utiliser une résistance R_e, qui donnera :

$$I_e = \frac{V_e}{R_e}$$

Dans un montage comme celui de la **figure 5**, l'offset ne peut être corrigé sur les entrées, puisque le logarithme de zéro est l'infini (avec le signe moins). On dispose donc d'entrées spéciales pour cette correction : 4 et 5 pour l'amplificateur A_1, 12 et 13 pour l'amplificateur A_2.

Quelques caractéristiques du circuit ICL 8048

Nous compléterons l'analyse du fonctionnement de ce convertisseur

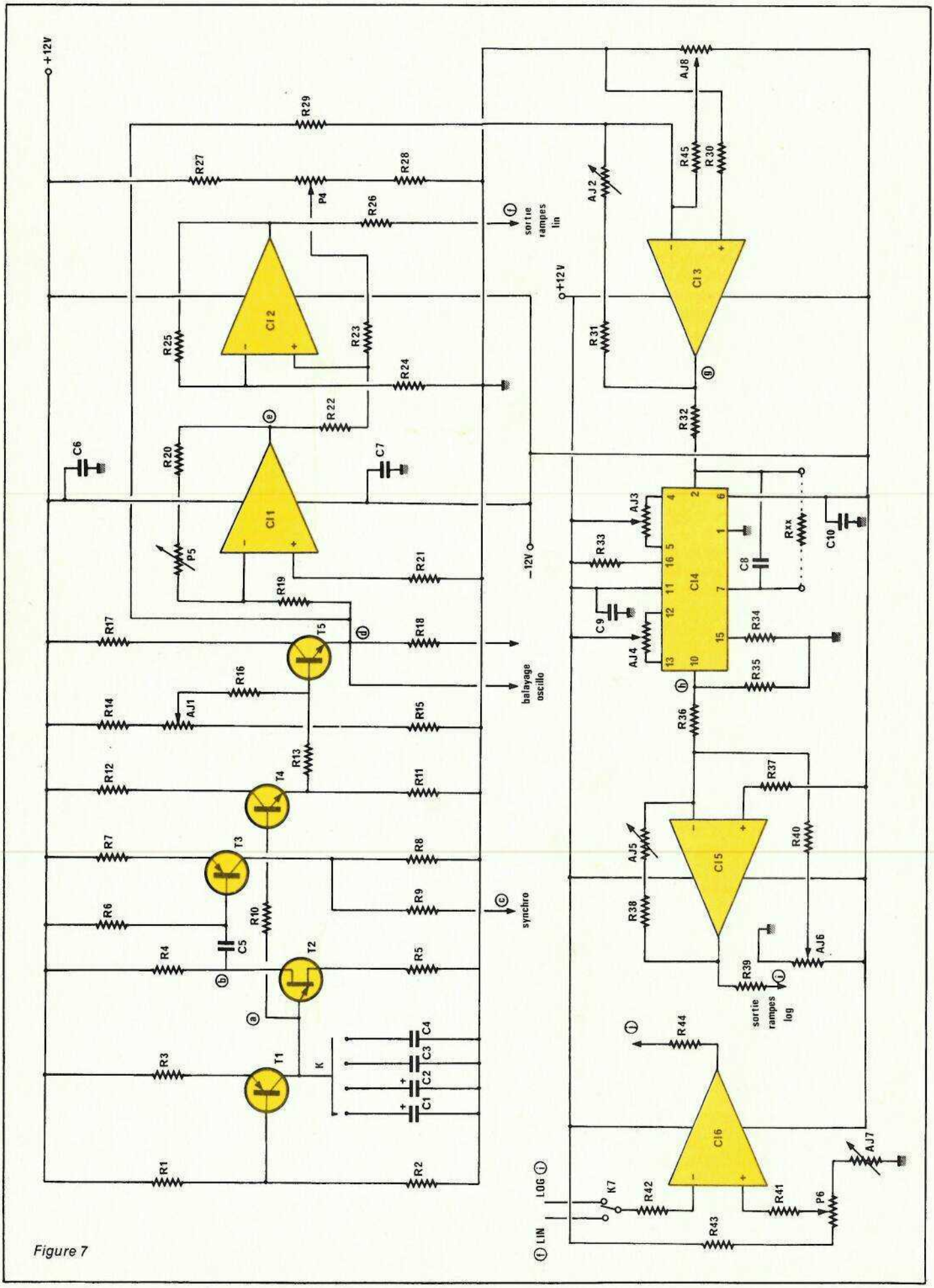

+12V
R29
R27
R28
P4
R26
sortie rampes lin
CI 2
R25
R23
R24
R22
C6
R20
C7
CI 1
P5
R21
R19
R17
T5
R18
R16
R14
AJ1
R15
R13
R12
T4
R11
R7
T3
R8
R6
R10
R9
C5
R4
T2
R5
R3
T1
K
C4
C3
C2
C1
R1
R2
balayage oscillo
synchro
-12V
AJ8
R45
R30
AJ2
CI 3
R31
R32
AJ3
R33
CI4
C8
Rxx
C10
C9
AJ4
R34
R35
R36
R37
AJ5
CI5
R40
R38
AJ6
R39
sortie rampes log
R44
CI6
AJ7
LOG
K7
R42
R41
P6
LIN
R43

Figure 7

linéaire-logarithmique, par quelques données numériques illustrant ses performances, et précisant ses conditions d'emploi.

Le circuit s'alimente sous des tensions symétriques qui ne doivent pas dépasser ± 18 volts, et consomme environ 5 mA. Une compensation interne vis-à-vis des variations de température, lui permet de travailler de 0 °C à 70 °C avec une dérive qui, sur la sortie, n'excède pas 0,8 mV par degré Celsius.

Pour une attaque en tension (par l'intermédiaire de la résistance placée sur la borne 2), la dynamique dépasse 60 dB. En fait, elle atteint presque 80 dB sur la majorité des échantillons, ce qui autorise, avec R = 10 k Ω, une conversion pour toutes les tensions comprises entre 1 mV et 10 volts. L'erreur, à 25 °C, n'excède pas 0,2 %.

La **figure 6** donne, pour une résistance d'entrée de 10 k Ω, et différentes valeurs de l'intensité de référence I_{ref}, l'allure de la fonction de transfert entre la tension d'entrée et celle de sortie (l'échelle est logarithmique en abscisse). Ces courbes, d'ailleurs, ne font que traduire l'équation (4).

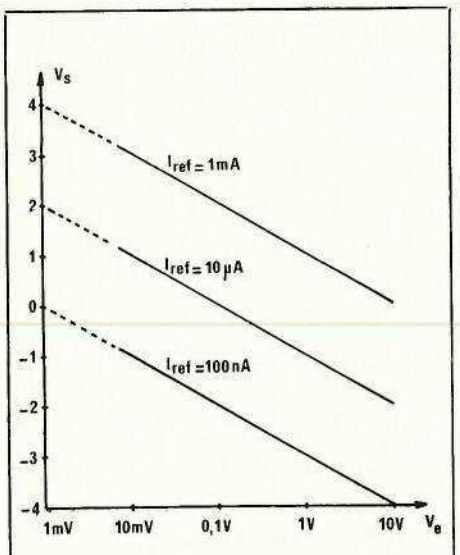


Figure 6

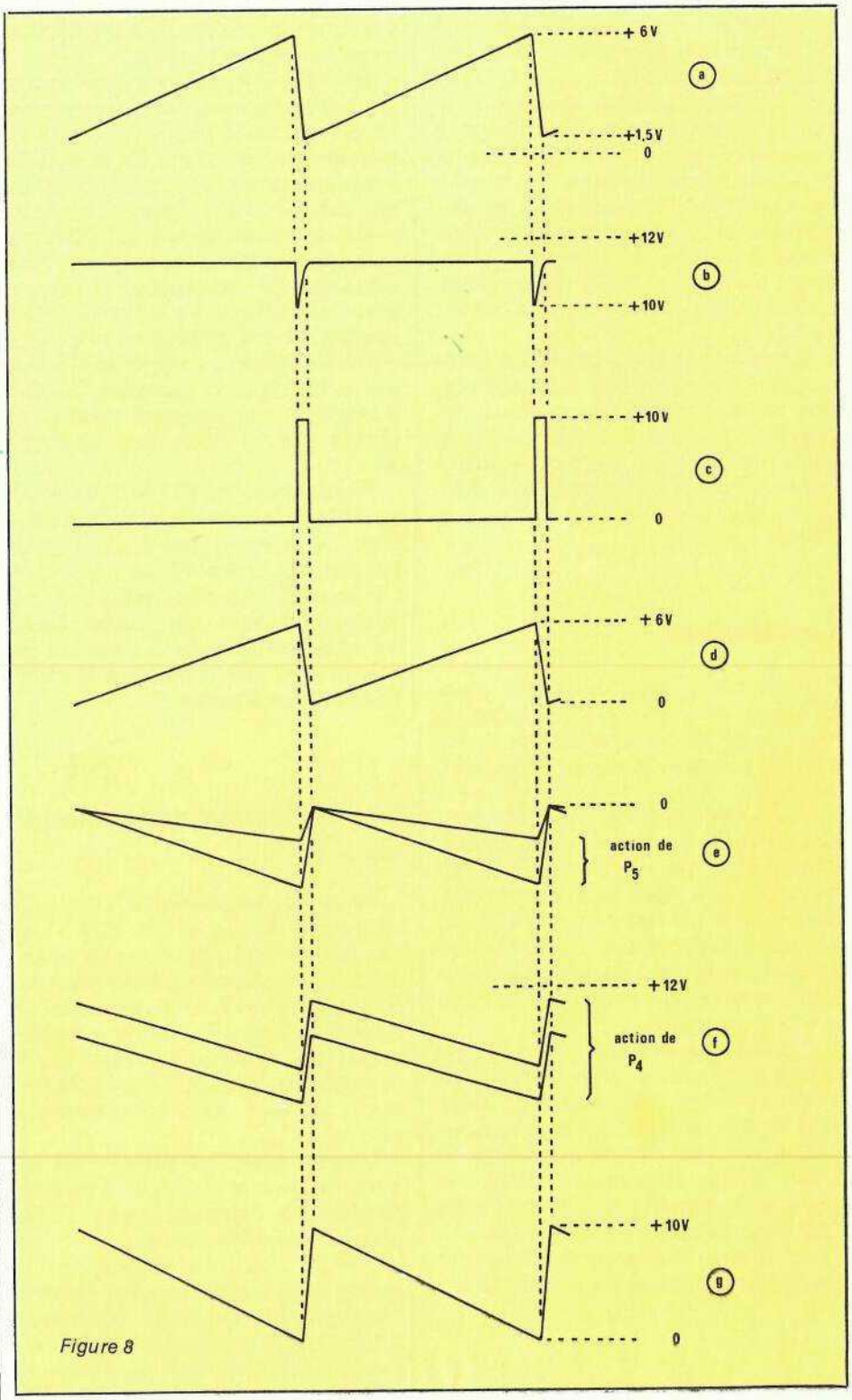


Figure 8

Schéma complet de la carte « vobulation »

Il s'agit, rappelons-le, de la carte 2 du synoptique publié dans le numéro 414 de la revue. Nous en donnons le schéma complet en **figure 7** de cet article. Pour permettre de bien suivre la progression adoptée dans la génération et le traitement des signaux, nous effectuerons l'exposé étage par étage, en isolant les groupes de composants associés à chaque fonction. On se reportera, en même temps, aux diagrammes de la **figure 8**.

Les transistors T_1 et T_2

On reconnaîtra, en T_2, un transistor unijonction, ici de type 2 N 2646. Ce composant s'utilise traditionnellement pour engendrer des tensions en dents de scie, et nous avons d'ailleurs proposé quelques schémas d'applications dans le numéro 415 de la revue.

Dans un tel montage, les points haut et bas de chaque dent de scie sont déterminés par la tension de pic et la tension de vallée, dans la caractéristique de l'UJT. Ces limites, pour une alimentation sous 12 volts, peuvent varier légèrement d'un échantillon à l'autre, mais la courbe a de la **figure 8** donne leur ordre de grandeur.

La période des oscillations dépend de la capacité d'émetteur, et de l'intensité du courant qui la charge. Pour obtenir des dents de scie linéaires, nous effectuons une charge à courant constant, grâce au transistor T_1. Dans celui-ci, en effet, le courant de collecteur reste indépendant des variations de tension sur cette électrode. Il ne dépend que de la résistance d'émetteur R_3, et de la polarisation de base, fixée par le pont R_1, R_2.

Grâce au commutateur K_6 (Pour toutes les commandes, la numérotation de référence reste celle du synoptique général du numéro 414), on peut mettre en service quatre condensateurs différents, qui donnent des périodes de 10 s, 1 s, 100 ms, et 10 ms.

Le transistor T_3

Nous avons signalé l'utilité d'impulsions synchrones des dents de scie, pour le déclenchement éventuel de la base de temps d'un oscilloscope.

A chaque décharge du condensateur de temporisation du transistor unijonction, on observe une surintensité dans l'espace interbases, donc dans les résistances R_4 et R_5. Dans R_4, il en résulte une brève impulsion négative de tension (**figure 8, courbe b**), transmise à la base de T_3 à travers C_5.

Normalement bloqué par R_6 qui maintient sa base au + 12 volts de l'alimentation, T_3 devient alors conducteur, et atteint même la saturation. Sur son collecteur, on dispose alors d'une impulsion courte, et parfaitement calibrée à 10 ou 11 volts (**figure 8, courbe c**). La résistance R_9 conduit cette impulsion vers la sortie de synchronisation du générateur.

Les transistors T_4 et T_5

A l'émetteur de l'unijonction, les dents de scie sortent avec deux défauts dont nous ne saurions nous satisfaire :

- l'impédance de sortie est élevée, à cause du très faible courant de charge des condensateurs (environ 50 μA).
- Le seuil bas ne correspond pas au potentiel de la masse, mais atteint 1 volt ou plus, or le convertisseur linéaire - logarithmique ne fonctionne que pour des tensions partant de quelques millivolts, si on veut utiliser toute sa dynamique.

Le double étage construit autour de T_4 et T_5, répond alors à deux impératifs : abaisser l'impédance, et introduire un décalage de la composante continue. Le premier objectif est évidemment obtenu, puisqu'il s'agit de deux étages en collecteur commun, montés en cascade. Pour satisfaire au deuxième, et compte tenu du fait que les deux jonctions émetteur-base procurent déjà une chute de tension voisine de 1,5 volt, on ajoute, sur la base de T_5, et à travers R_{16}, un potentiel continu réglable par la résistance ajustable AJ_1.

Finalement, les dents de scie disponibles sur l'émetteur de T_5 partent bien du zéro (**figure 8, courbe d**). Leur amplitude est voisine de 6 volts. On les utilise pour la commande des étages suivants, en même temps qu'on les dirige vers la « sortie rampes », pour les déviations horizontales de l'oscilloscope.

L'amplificateur opérationnel CI_1

Ainsi qu'annoncé plus haut (« Les exigences du circuit ICL 8038 »), les rampes de vobulation ou de modulation en fréquence doivent décroître d'une tension V_1 qui détermine la fréquence basse F_1, vers une tension V_2 qui fixe la fréquence haute F_2. Or, ces rampes croissent, sur l'émetteur de T_5 : il faut donc en inverser la pente.

D'autre part, la plage des fréquences couvertes dépend de l'amplitude des dents de scie : on doit pouvoir ajuster celle-ci.

L'étage construit autour de CI_1, amplificateur opérationnel de type 741, remplit ces deux conditions. Attaqué sur son entrée « moins », il procure une inversion de phase. En outre son gain, lié au taux de réaction négative, est réglable par le potentiomètre P_5 (on retrouvera celui-ci avec la même référence, dans le synoptique du numéro 414).

On remarquera que, puisque l'entrée non inverseuse se trouve reliée à la masse à travers R_{21}, le niveau zéro de l'entrée reste respecté en sortie. Au point D du montage de la **figure 8**, on dispose donc de rampes décroissantes, partant du niveau zéro, et d'amplitude réglable : c'est ce qu'illustre la courbe e de la **figure 8**.

L'amplificateur opérationnel CI_2

Le dernier problème à résoudre pour les rampes linéaires de vobulation, est celui du réglage de leur point de départ, donc de la fréquence basse. On y parvient grâce à l'amplificateur opérationnel CI_2, lui aussi de type 741, et qui fonctionne en sommateur non inverseur.

A cet effet, son entrée non inverseuse reçoit deux tensions :

- à travers la résistance R_{22}, les dents de scie, entièrement en polarité négative, prises à la sortie de CI_1 ;
- à travers la résistance R_{23}, une tension continue positive, réglable par le potentiomètre P_4.

Le choix des résistances R_{22}, R_{23}, R_{24} et R_{25} conférant à cet amplificateur un gain unitaire, on dispose donc, sur sa sortie, des rampes décroissantes dont l'amplitude a déjà été réglée par P_5, mais dont la composante continue dépend de l'action de P_4. La courbe f, de la **figure 8**, illustre cette dernière incidence.

L'amplificateur opérationnel CI_3

Les courbes de la **figure 6**, établissant la fonction de transfert en tension du convertisseur ICL 8048, montrent que, dans les conditions d'utilisation choisies, une exploitation complète de la dynamique exige des tensions d'entrée variant de quelques millivolts à 10 volts. Nous n'en disposons pas encore, puisque celles du point C de la **figure 7** (émetteur de T_5) n'atteignent que 6 volts.

D'ailleurs, un réglage de l'amplitude de commande s'est révélé indispensable lors de nos essais. C'est à quoi répond l'amplificateur opérationnel CI_3, lui encore de type 741.

Attaqué sur son entrée non inverseuse, à travers R_{29}, par la rampe croissante prélevée sur l'émetteur de T_5, il reçoit sur cette même entrée, et à travers R_{45}, une tension continue négative réglable par AJ_8. L'ensemble constitue donc un sommateur inverseur.

A sa sortie, on dispose d'une rampe linéaire décroissante, dont le seuil de départ s'ajuste par AJ_8, et l'amplitude par AJ_2. Ces dents de scie devront prendre l'allure indiquée par la courbe g de la **figure 8**, pour satisfaire aux besoins de la commande du convertisseur linéaire logarithmique.

Le convertisseur ICL 8048

Il a déjà fait l'objet d'amples explications, et son montage ne nécessite que quelques brefs compléments.

Le condensateur C_8, connecté entre l'entrée et la borne 7, c'est-à-dire la sortie du premier amplificateur opérationnel (voir la **figure 5**), assure la compensation en fréquence, indispensable pour éviter les oscillations. Sa valeur doit être impérativement respectée, aux tolérances près sur ce genre de composants.

La résistance notée simplement R, disparaît dans le montage final. Elle est nécessaire, par contre, pour les opérations de mise au point : nous y reviendrons.

Dans les schémas d'applications du circuit ICL 8048, on prévoit toujours de relier la borne 15 à la masse par une résistance ajustable, afin de régler le facteur d'échelle (elle agit sur le gain du deuxième amplificateur, comme le montre aisément la **figure 5**). Cet accessoire est inutile dans notre réalisation, dont le dernier étage, décrit ci-dessous, comporte lui-même un ajustage de gain.

L'amplificateur opérationnel CI_5

Il constitue la dernière étape de l'ensemble de vobulation. Pour le balayage logarithmique, comme pour le balayage linéaire, les rampes qui attaquent l'oscillateur ICL 8038 da la carte 1 doivent apparaître en lancée négative. D'autre part, leurs seuils V_1 et V_2, destinés à couvrir les trois décades que veut bien engendrer le 8038 sur une même gamme de fréquences, doivent être réglés avec précision, conformément aux indications déjà discutées (voir plus haut : « Les exigences du 8038 »).

L'amplificateur opérationnel CI_5 (Mais oui, encore un brave et économique 741 !) assume ces tâches avec bonne volonté. Attaqué sur son entrée inverseuse par les rampes logarithmiques croissantes de la sortie CI_4, il les transforme en rampes décroissantes, d'amplitude réglable à l'aide de la résistance ajustable AJ_5. Il travaille aussi en sommateur, recevant, sur la même entrée, et à travers R_{40}, un tension continue négative, réglable par AJ_6. L'ensemble permet de satisfaire aux conditions demandées (amplitude et seuils des rampes logarithmiques).

Les courbes de la **figure 9** illustrent les transformations du signal, depuis l'attaque du convertisseur ICL 8048 (sortie de CI_3), jusqu'aux rampes logarithmiques disponibles sur R_{39}.

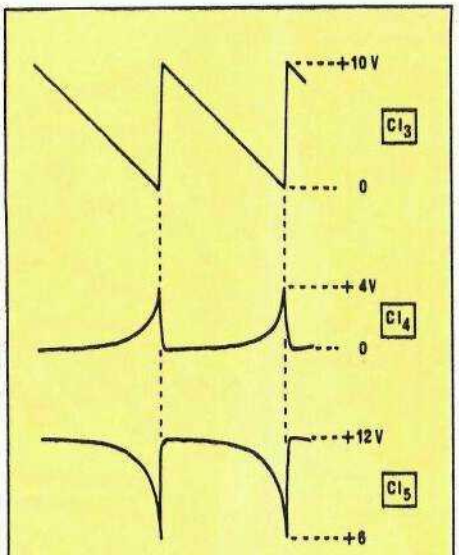


Figure 9

Le marqueur CI_6

Bien que n'appartenant pas directement aux circuits de vobulation, il prend également place sur la carte 2 du GF 2. Nous avons déjà expliqué son rôle, et sa conception en découle directement.

A l'intérieur de chaque gamme déterminée par le choix du condensateur de temporisation de l'oscillateur (condensateurs référencés C_{T1} à C_{T6} dans notre précédent article), il existe une correspondance biunivoque entre la tension de commande V et la fréquence F_V : C'est ce que rappelle la **figure 2**.

Lors des vobulations, le passage par une fréquence F_V sera donc repéré par le passage de la tension de commande à travers le seuil V. Sur son entrée non inverseuse, l'amplificateur opérationnel CI_6 reçoit alors cette référence V, réglable par le potentiomètre P_6, dont les limites d'excursion auront été ajustées par AJ_7.

Simultanément, sur son entrée inverseuse, il reçoit la rampe de balayage. L'une des sections du commutateur K_7, qui assure l'inversion linéaire-logarithmique, dirige l'un ou l'autre de ces signaux vers CI_6.

Comme les rampes de balayage décroissent lors de la croissance des fréquences, le passage par le seuil V se traduit, en sortie du marqueur, par un créneau positif, évoluant de - 12 volts à + 12 volts. Il était nécessaire de matérialiser cette transition par un flanc très raide, ce qui, cette fois, nous a interdit l'emploi d'un 741, affecté d'un slew-rate médiocre. Nous avons eu recours à la famille des amplificateurs opérationnels J-FET rapides (157, 357, etc.).

La carte 2 sur circuit imprimé

Voici que sonne l'heure d'agiter le perchlorure (les moins courageux pourront se procurer le circuit imprimé chez nos distributeurs agréés), et de brancher le fer à souder. Nous connaissons l'impatience de certains lecteurs, qui sautent volontiers l'étape théorique pour aborder celle-ci.

Que notre mise en garde soit claire : l'électronique à trois étoiles (celles du titre) ne parvient aux mains qu'en passant par la tête. Le mépris de cette loi ne saurait conduire qu'aux cafouillages les plus coûteux, (rajoutez quelques cochons), les plus durables (alignez une rangée de réveil) et finalement, les plus improductifs.

Le dessin du circuit imprimé, à l'échelle 1 et vu par sa face cuivrée, apparaît en **figure 10**. La **figure 11**, et la photographie de la **figure 12**, guideront l'implantation des composants.

Les circuits intégrés relativement coûteux ou fragiles (CI_4 et CI_6) seront utilement montés sur supports. Ce luxe, par contre, nous semble inutile pour les 741. Toute erreur d'orientation — faut-il le dire ? — conduirait à une cascade de catastrophes.

On notera la présence d'un certain nombre de points de test, équipés de cosses poignard : ils faciliteront l'insertion des sondes de l'oscilloscope, pendant la mise au point. **Pour l'instant, on ne mettra pas en place la résistance R_{32}.**

Pré-réglage de la carte 2

Un dernier réglage, conduisant à la perfection espérée, s'imposera après le câblage final du GF 2, dans son coffret. Il sera grandement facilité par cette première mise au point sur table, qui permettra de contrôler le bon fonctionnement de la carte.

Pour cela, il faut (sur table, donc) réaliser les branchements suivants :

- relier (petit strap) l'un des condensateurs C_1 à C_4 au collecteur de T_1.

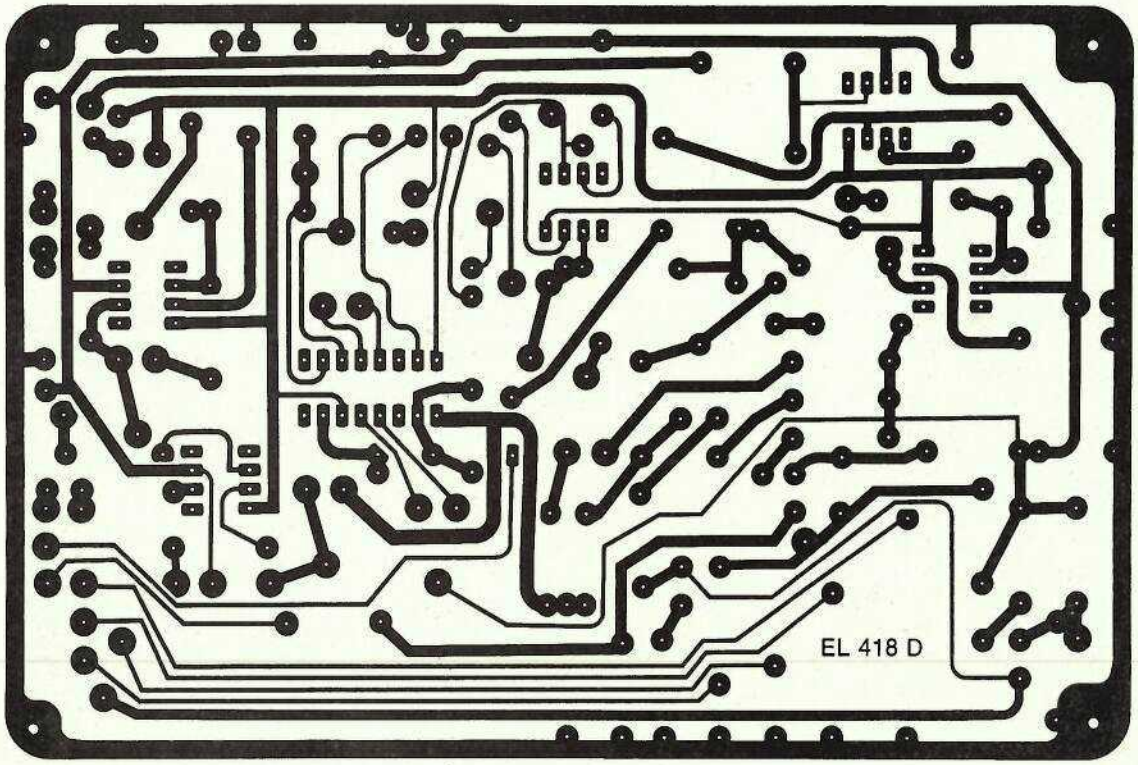


Figure 10

Nous conseillons C_4, qui donne une période courte (10 ms) et facilite les observations à l'oscilloscope, sans scintillement fatiguant ;

- relier provisoirement, par des fils courts, les potentiomètres P_4, P_5 et P_6 ;
- brancher une résistance R de 10 k Ω entre les broches 2 et 7 du convertisseur CI_4 (En utilisant les cosses poignard);
- placer toutes les résistances ajustables à mi-course ;
- brancher les alimentations (0, + 12 volts, et − 12volts). On peut, évidemment, utiliser la carte alimentation déjà décrite dans le numéro 414. Ceux qui confondent le + et le − seront punis en quelques microsecondes.

Les étapes de contrôle et de réglage maintenant décrites, sont illustrées par les oscillogrammes joints, référencés de A à H.

Oscillateur T_1, T_2

On branchera la voie 1 de l'oscilloscope sur l'émetteur de T_2, (point **a** **figure 7**), et la voie 2 au pied de la résistance R_4 (point **b**). Les signaux doivent être ceux de l'oscillogramme A (voir sa légende). Si on excepte (une fois pour toutes) les erreurs de câblage et les mauvaises soudures, l'absence d'oscillations accuse T_1 ou T_2.

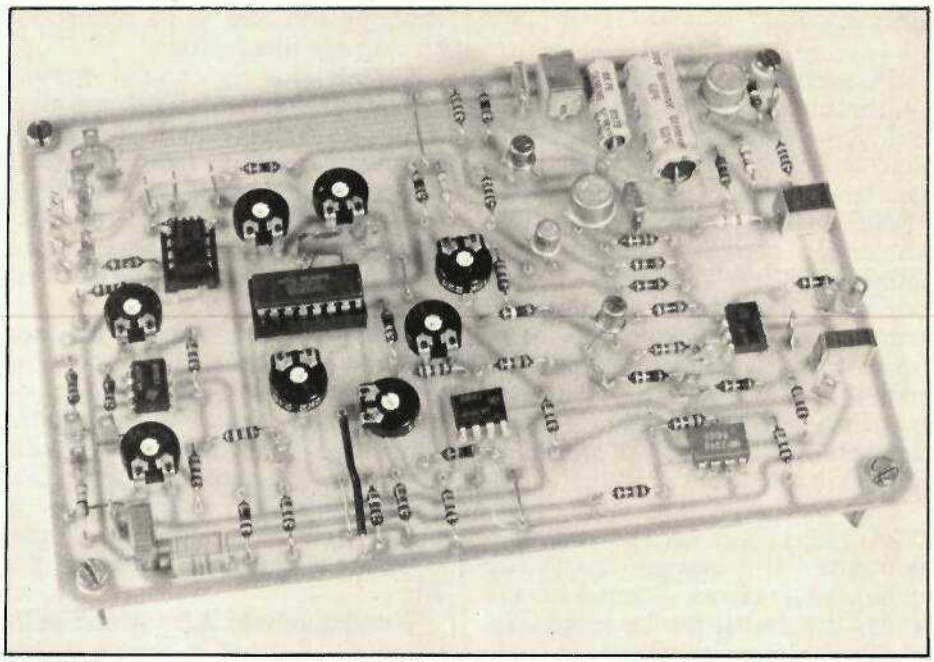


Figure 12

Générateur d'impulsions T_3 - Adaptateur T_4, T_5

Brancher la voie 1 sur la sortie synchro (point **c**), et la voie 2 sur la sortie de balayage, à l'émetteur de T_5 (point **d**). Les signaux sont ceux de l'oscillogramme B. Par le réglage de la résistance ajustable AJ_1, on doit pouvoir amener le point bas des dents de scie au potentiel de la masse. Ce réglage doit s'effectuer très précisément (entre 0 et 2 ou 3 millivolts), ce qui exige d'augmenter la sensibilité verticale de la voie 2 (oscillogramme C).

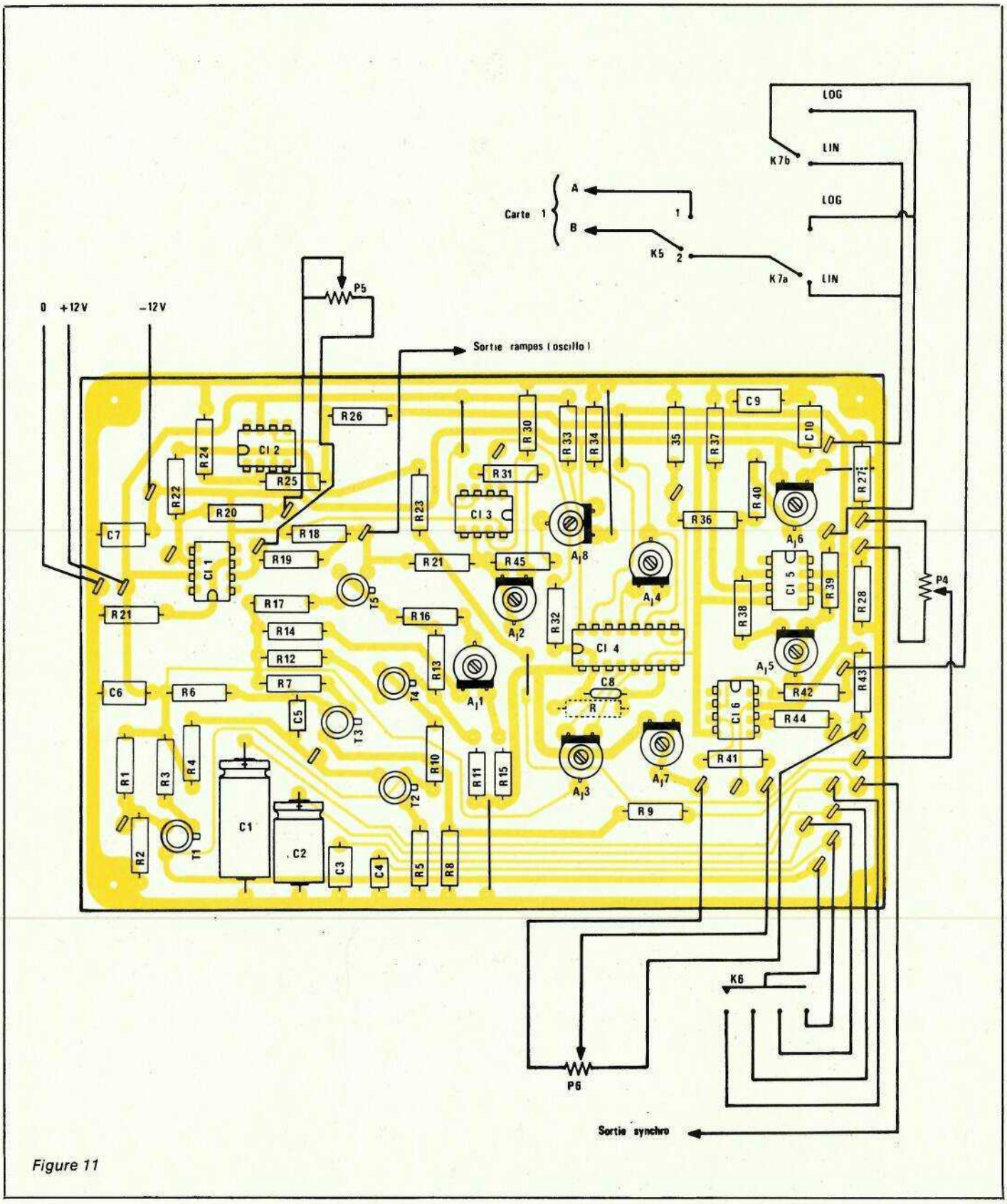


Figure 11

Amplificateurs CI_1 et CI_2

Si on se rappelle leurs rôles respectifs, les contrôles à effectuer deviennent évidents. Il faut donc brancher la voie 1 de l'oscilloscope sur la sortie de CI_1 (point **e**), et la voie 2 sur la sortie des rampes linéaires (point **f**). Les signaux sont ceux de l'oscillogramme D, et on vérifiera :

- que le potentiomètre P_4 permet de régler le seuil haut de la dent de scie prélevée au point **f**, entre + 6 volts et + 12 volts. Naturellement, l'amplitude ne dépendant pas de P_4, le seuil bas subi les mêmes variations, au décalage près ;
- que le potentiomètre P_5 commande l'amplitude, **sans modifier le seuil haut sur le point f.** Une fois P_4 réglé, P_5 ne joue donc que sur le seuil bas, c'est-à-dire sur la fréquence la plus élevée obtenue par vobulation.

Amplificateur CI_3

A titre de référence, reprendre, sur la voie 1, la dent de scie au point **d**. Sur la voie 2, observer la sortie de CI_3. A l'aide de l'ajustable AJ_2, régler l'amplitude à 10 volts. Le seuil bas, au point **g**, doit toujours rester au potentiel de la masse, ce qu'on obtient grâce à AJ_8. Le résultat est illustré par l'oscillogramme E.

Conformateur logarithmique CI_4

Rappelons qu'une résistance R de 10 k Ω a provisoirement été connectée entre les bornes 2 et 7 de ce circuit, mais que, par contre, la résistance d'entrée R_{32} n'est pas encore installée. Dans ces conditions, régler l'ajustable AJ_3 Pour obtenir une tension nulle sur la borne 7.

Enlever maintenant la résistance R, et régler AJ_4 pour obtenir une tension nulle sur la sortie 10 de CI_4. Ce réglage terminé, mettre en place R_{32}.

Même lors des mises au point définitives, on ne devra plus jamais retoucher AJ_3 et AJ_4.

On branchera maintenant la voie 1 de l'oscilloscope au point **g**, et la voie 2 au point **h**, sur la sortie du conformateur. Les dents de scie linéaires de l'entrée (trace supérieure de l'oscillogramme F) donnent en sortie des rampes logarithmiques (trace inférieure du même oscillogramme). Leur amplitude, voisine de 4 volts, n'est pas critique, puisqu'elle sera réglée dans l'étage suivant.

Amplificateur CI_5

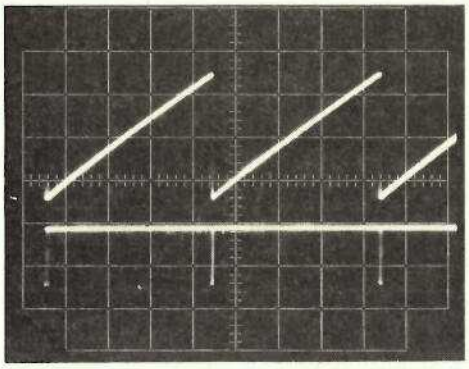
Brancher maintenant la voie 2 de l'oscilloscope sur la sortie de CI_5, après R_{39} (point **i**) ; on peut laisser la voie 1 au point **g**. A l'aide des résistances ajustables AJ_5 (qui joue sur l'amplitude) et AJ_6 (qui commande la composante continue), régler les rampes logarithmiques décroissantes du point **i** entre + 12 volts et + 6 volts environ. Ce réglage, qui sera nécessairement repris lors de la mise au point finale, n'a pas besoin d'être fignolé.

Les signaux observés en **g** et **i**, sont rassemblés dans l'oscillogramme G.

Marqueur CI_6

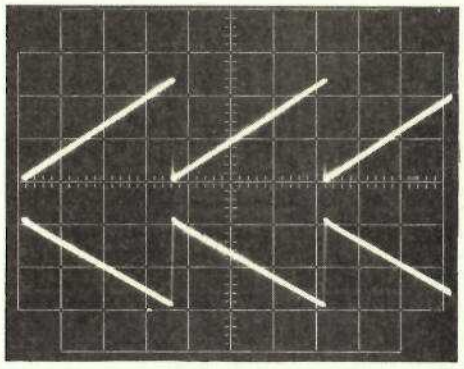
Relier son entrée, c'est-à-dire la résistance R_{42}, à la sortie des rampes

(A)



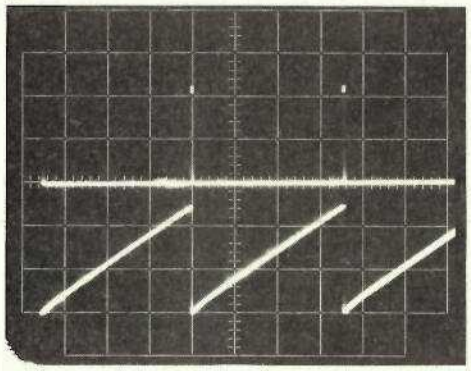
En haut : couplage continu, 2 volts/division. En bas : couplage alternatif, 2 volts/division.

(E)



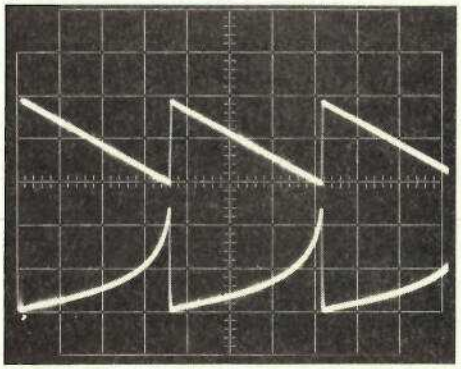
Réglage de AJ2. En haut : 2 volts/division. En bas : 5 volts/division.

(B)



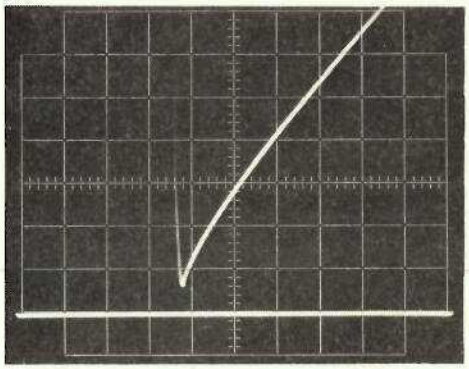
En haut : sortie de synchronisation (5 volts/division). En bas : sortie de balayage (2 volts/division).

(F)



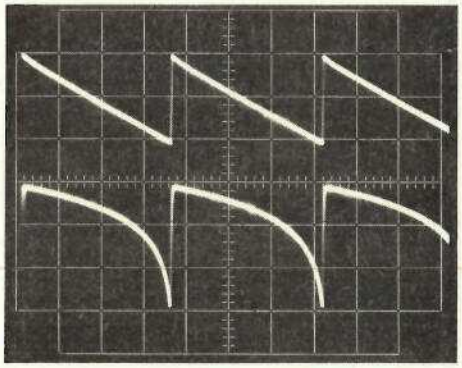
Contrôle du conformateur logarithmique. En haut : 5 volts/division. En bas : 2 volts/division.

(C)



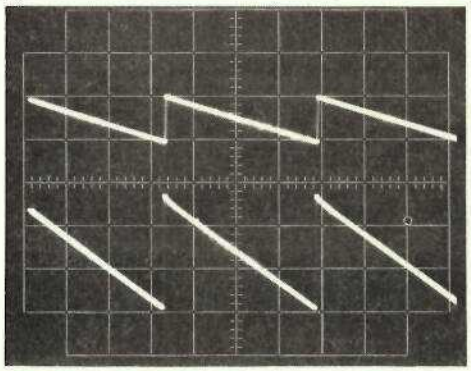
Le seuil bas des rampes, à l'émetteur de T5, doit se situer à quelques millivolts de la masse. La trace horizontale matérialise le niveau zéro.

(G)



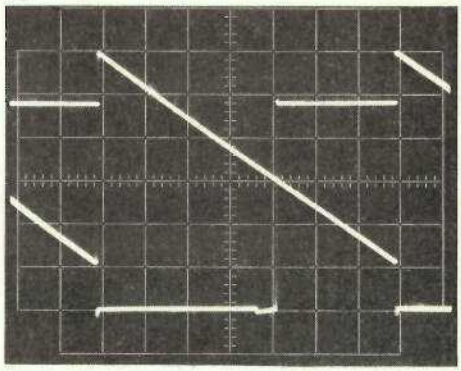
Réglage de AJ5 et AJ6. En haut : 2 volts/division. En bas : 5 volts/division.

(D)

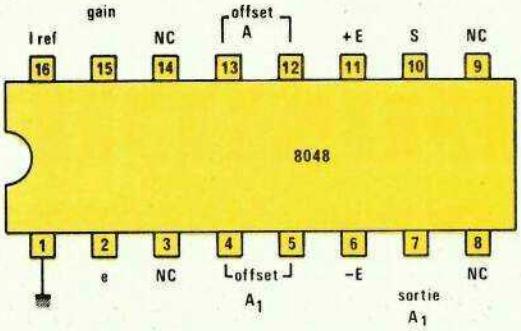


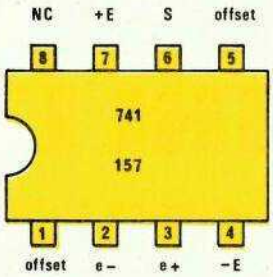
Réglages de P4 et de P5. En haut : 5 volts/division. En bas : 2 volts/division

(H)



Mise au point du marqueur. Pour la rampe : 1 volt/division. Pour les créneaux : 5 volts/division.





Brochage des amplificateurs opérationels utilisés et du 8048 Intersil

linéaires, donc au point **f** de la **figure 7**, en utilisant un strap. On ajustera ces rampes, grâce à P_4 et P_5, pour l'excursion maximale, entre + 12 volts et + 6 volts environ.

Placer alors le curseur de P_6 au point bas, c'est-à-dire vers AJ_7, et régler cette dernière pour que le marqueur se déclenche sur le seuil bas de la rampe.

Vérifier ensuite, en manœuvrant P_6, qu'on peut déplacer le flanc du marqueur d'une extrémité à l'autre de la rampe. L'oscillogramme dont la trace supérieure est prise en **f** et la trace inférieure en **j** montre une étape de ce réglage.

(à suivre...)

R. RATEAU

Nomenclature

Résistances 1/4 de watt à ± 5%

R_1 : 33 kΩ;
R_2 : 100 kΩ;
R_3 : 47 kΩ;
R_4 : 680 Ω;
R_5 : 100 Ω;
R_6 : 47 kΩ;
R_7 : 2,2 kΩ;
R_8 : 22 kΩ;
R_9 : 1 kΩ;
R_{10} : 33 kΩ;
R_{11} : 120 kΩ;
R_{12} : 100 Ω;
R_{13} : 22 kΩ;
R_{14} : 1 kΩ;
R_{15} : 100 Ω;
R_{16} : 100 kΩ;
R_{17} : 100 Ω;
R_{18} : 10 kΩ;
R_{19} : 22 kΩ;
R_{20} : 1 kΩ;
R_{21} : 10 kΩ;
R_{22} : 22 kΩ;
R_{23} : 22 kΩ;
R_{24} : 22 kΩ;
R_{25} : 22 kΩ;
R_{26} : 1 kΩ;
R_{27} : 33 Ω;
R_{28} : 820 Ω;
R_{29} : 22 kΩ;
R_{30} : 22 kΩ;
R_{31} : 10 kΩ;
R_{32} : 10 kΩ;
R_{33} : 12 kΩ;
R_{34} : 470 Ω;
R_{35} : 22 kΩ;
R_{36} : 22 kΩ;
R_{37} : 10 kΩ;
R_{38} : 22 kΩ;
R_{39} : 1 kΩ;
R_{40} : 22 kΩ;
R_{41} : 33 kΩ;
R_{42} : 33 kΩ;
R_{43} : 330 Ω;
R_{44} : 1 kΩ;
R_{45} : 22 kΩ;

Résistances ajustables Piher horizontales

AJ_1 : 10 kΩ;
AJ_2 : 47 kΩ;
AJ_3 : 2,2 kΩ;
AJ_4 : 2,2 kΩ;
AJ_5 : 100 kΩ;
AJ_6 : 2,2 kΩ;
AJ_7 : 47 kΩ;
AJ_8 : 10 kΩ;

Condensateurs

C_1 : 100 µF (chimique 63 V);
C_2 : 10µF (chimique 63 V);
C_3 : 1 µF (100 V);
C_4 : 100 nF (100 V);
C_5 : 33 nF (250 V);
C_6 : 330 nF (250 V);
C_7 : 150 nF (250 V);
C_8 : 150 pF;
C_9 : 150 nF (250 V);
C_{10} : 150 nF (250 V).

Potentiomètres :

P_4 : 1 kΩ linéaire;
P_5 : 47 kΩ linéaire;
P_6 : 22 kΩ linéaire;

Transistors

T_1 : 2N2905 ou 2N2907;
T_2 : 2N2646;
T_3 : 2N2905 ou 2N2907;
T_4 : 2N2222;
T_5 : 2N2369.

Circuits intégrés

CI_1, CI_2, CI_3, CI_5 : 741 (8 broches)
CI_4 : ICL 8048
CI_6 : LF 357

Commutateurs

K_6 : 1 circuit, 4 positions;
K_5 : inverseur 1 circuit, 2 positions stables;
K_7 : inverseur 2 circuits, 2 positions stables.

SERVICE

CIRCUITS IMPRIMÉS

Nous vous rappelons que seuls les professionnels mentionnés dans la liste du réseau de distribution sont habilités à vendre les circuits imprimés Radio Plans-Electronique Loisirs, cette liste est remise à jour chaque mois.

Références	Article	Prix estimatif
EL 418 A	Récepteur IR + affichage	**80 F**
EL 418 B	Emetteur IR pour tuner	**20 F**
EL 418 C	Platine clavier pour l'émetteur I.R.	**12 F**
EL 418 D	Carte vobulation GF 2	**56 F**
EL 418 E	Carte ampli RPG 50	**46 F**

Nous vous rappelons ci-dessous les circuits disponibles des précédents numéros :

Réf.	Article	Prix estimatif
EL 414 A	Sécurité pour modèles réduits	**14 F**
EL 414 B	RIAA 2310	**28 F**
EL 414 C	RIAA FET	**20 F**
EL 414 D	Adaptateur 2310	**20 F**
EL 414 E	Adaptateur 772	**16 F**
EL 414 F	Alimentation +	**18 F**
EL 414 G	Alimentation −	**18 F**
EL 414 H	Géné de fonctions (platine 8038)	**58 F**
EL 414 I	Géné de fonctions (alim.)	**26 F**
EL 414 J	Tête HF 41 MHz émission	**16 F**
EL 415 A	Carte capacimètre 3 digits	**20 F**
EL 415 B	Correcteur de tonalité 772	**24 F**
EL 415 C	Inverseur 772	**20 F**
EL 415 D	Ampli de sortie a 2310	**20 F**
EL 415 E	Générateur d'impulsions	**64 F**
EL 416 A	Carte régulation	**18 F**
EL 416 B	Carte voltmètre	**18 F**
EL 416 C	Carte interconnexion	**20 F**
EL 416 D	Afficheur de polarité	**16 F**
EL 417 A	Préampli guitare	**86 F**
EL 417 C	Break Beep	**10 F**
EL 417 B	Allumage électronique	**68 F**

Bien que certaines références aient disparu de notre liste, les circuits imprimés correspondants sont encore disponibles en petite quantité et peuvent être commandés directement à notre rédaction (Frais de port : 8 F par colis, et non par circuit.)
Ces références sont les suivantes :

EL 401 A	Poule électronique	**18 F**
EL 401 B	Tablette de mixage (ampli)	**16 F**
EL 401 C	Tablette de mixage (adaptateur)	**16 F**
EL 401 H	Minuterie secteur	**10 F**

Ces circuits imprimés portent depuis le numéro 410 la mention Copyright © SPE 1982 gravée sur la face cuivrée et sont désormais munis d'une étiquette autocollante authentifiant la provenance du produit.

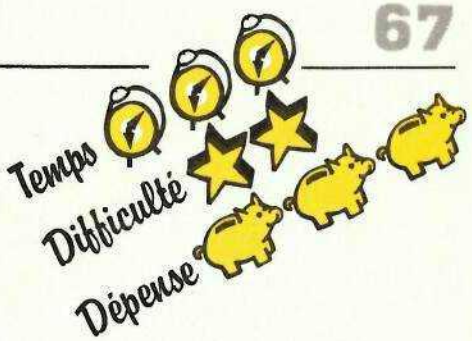
Réseau de distribution

Liste des professionnels distribuant les circuits imprimés

21000 - **Electronic 21,** 4 bis, rue de Serrigny, Dijon
24100 - **Pommarel Electronic,** 14, place Doublet, Bergerac
25000 - **Reboul,** 34, rue d'Arènes, Besançon
30000 - **Lumispot,** 9, rue de l'Horloge, Nîmes.
31000 - **Cibot,** 25, rue Bayard, Toulouse
35000 - **Self Tronic,** 109, av. Aristide-Briand, Rennes
44600 - **Electronique Service,** 19, rue A.-De-Mun, St-Nazaire.
59300 - **Laze,** 70, av. de Verdun, Valenciennes.
69006 - **Ets Gelain,** 22, avenue de Saxe
75010 - **Acer,** 42, rue de Chabrol
75010 - **Mabel,** 35-37, rue d'Alsace, Paris.
75012 - **Cibot,** 1, rue de Reuilly
75012 - **Magnétic France,** 11, place de la Nation
75012 - **Reuilly Composants,** 79, bd Diderot
75014 - **Montparnasse Composants,** 3, rue du Maine
90000 - **Electronic Center,** 1, rue Keller, Belfort
92220 - **BH Electronique,** 164, av. Aristide-Briand, Bagneux
94100 - **Dixma,** 47, bd Rabelais, St-Maur.

EL 401 J	Jeu de boules	**37 F**
EL 403 A	The musical box (TMS 1000 MP 3318)	**34 F**
EL 403 B	The musical box (TMS 1000 MP 3318)	**34 F**
EL 403 C	Ampli 225 TURBO	**52 F**
EL 403 D	Ampli 225 TURBO	**16 F**
EL 404 B	Bruiteur course auto	**16 F**
EL 404 C	Bruiteur train à vapeur	**20 F**
EL 404 D	Temporisateur photo	**30 F**
EL 406 A	Carillon 3 notes à SAB 600	**8 F**
EL 407 C	Stimulateur musculaire 40 V	**26 F**
EL 407 D	Stimulateur musculaire 60 V	**30 F**
EL 409 A	Volmètre digital (affichage)	**10 F**
EL 409 B	Volmètre digital (convertisseur A/D)	**10 F**
EL 409 C	Sonde démodulatrice	**10 F**
EL 411 A	Minuterie pour télérupteur	**22 F**
EL 411 B	Anti-douleur expérimental	**9 F**
EL 412 A	μP2 carte principale	**66 F**
EL 412 B	μP2 carte affichage	**88 F**
EL 412 C	Chronozoom carte principale	**44 F**
EL 412 D	Chronozoom carte affichage	**14 F**
EL 412 E	Chronozoom carte matrice à diodes	**8 F**
EL 412 F	Alimentation C.B.	**22 F**
EL 413 A	Base de temps	**16 F**
EL 413 B	Millivoltmètre	**36 F**
EL 413 C	Modulateur	**44 F**

Tête d'ampli guitare RPG 50



Lors de notre précédent article (N° 417), nous avons décrit la carte préamplificatrice RPG 50, puis abordé l'étude du fonctionnement des transistors MOS de puissance en technologie HEXFET. Cette deuxième et dernière partie sera consacrée à la description de la carte amplificatrice de puissance, à l'interconnexion générale, ainsi qu'à l'habillage du coffret rack 19 pouces, 3 unités choisi.

Pour ceux de nos lecteurs qui désirent utiliser cet amplificateur en « Combo », nous donnons en fin d'article les éléments nécessaires à la construction d'un baffle avec des haut-parleurs de marque **Celestion**.

Précisons tout de suite que pour entreprendre la réalisation d'un baffle, il est indispensable de connaître les caractéristiques des haut-parleurs ou de se référer aux indications fournies par le constructeur ; faute de quoi, on a toutes les chances d'aboutir à des résultats... peu probants.

Ceci étant dit, commençons par quelques rappels.

Problème de bruit, blindage

Un examen oscilloscopique à très forte sensibilité (5 mV/cm) du signal de sortie du préampli en l'absence de modulation peut laisser apparaître une composante importante à 50 Hz lorsque le gain est réglé au maximum. En effet, posé sur une table, le montage est accessible à tous les rayonnements extérieurs qui sont amplifiés dans les mêmes proportions que le signal utile ; ces rayonnements dépendent avant tout du lieu de mesure, mais aussi de la position du circuit. Par exemple, nous avons observé qu'en position horizontale, le bruit en sortie (50 Hz) était beaucoup plus important qu'en position verticale. De même le fait d'approcher une masse métallique (plaque par exemple) reliée à la masse suffisait à faire reculer le bruit de fond dans d'importantes proportions.

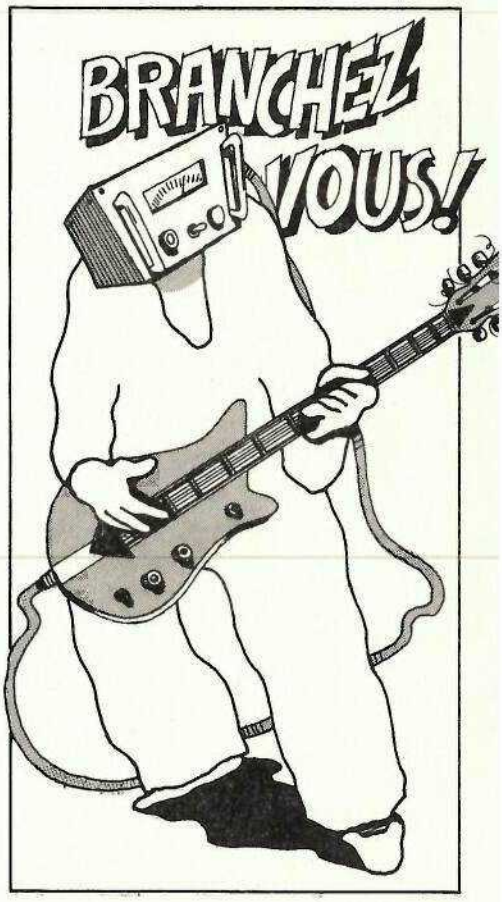
Comme le préampli, et l'ampli d'ailleurs, sont destinés à être montés verticalement derrière une plaque métallique reliée à la masse, nous voyons que nous sommes dans les meilleures conditions possibles et une mesure de bruit de fond, du montage sur table, n'est absolument pas réaliste.

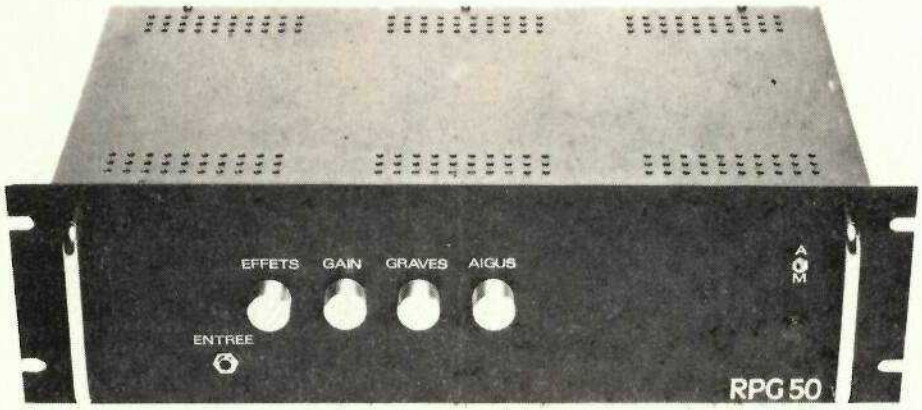
C'est pourquoi nous engageons fortement le lecteur à apporter un soin maximum au montage mécanique, tant il est vrai que le rapport signal sur bruit est avant tout une mesure du soin apporté à la réalisation, quelque soit le montage audio. Voici quelques règles simples à observer impérativement :

— Les sources de rayonnements telles que transformateurs, il y en a deux, et câble secteur, doivent être éloignées au maximum du circuit et particulièrement de l'entrée guitare comme de l'entrée « effets ».

— Pour des raisons de sécurité, le coffret doit être relié à la terre via un câble secteur à trois conducteurs (fil de terre vert/jaune).

— La masse électrique ne doit être reliée au coffret qu'en un seul point. Dans le cas qui nous intéresse, ce point est la prise d'entrée qui est





une embase jack 6,35 mm, et, qui une fois vissée sur la face avant, assure automatiquement la liaison entre masse électrique et masse mécanique, c'est-à-dire le coffret. Normalement, il n'y aucun problème mais au cas où une entretoise, par exemple, ferait un contact entre piste de masse et coffret, il est nécessaire de procéder à un isolement entre ces deux points ; soit en utilisant une entretoise plastique, soit en usant la piste pour supprimer le contact. En effet, mettre le châssis à la masse électrique en deux points crée des boucles de masse et une détérioration sensible du rapport signal sur bruit, voire même une possible entrée en oscillation. Notons dans cette optique le choix, absolument nécessaire, d'embases isolées du châssis pour la prise départ et retour d'effets. Deux embases RCA à rondelle de bakélite ou une embase DIN 3 broches font très bien l'affaire.

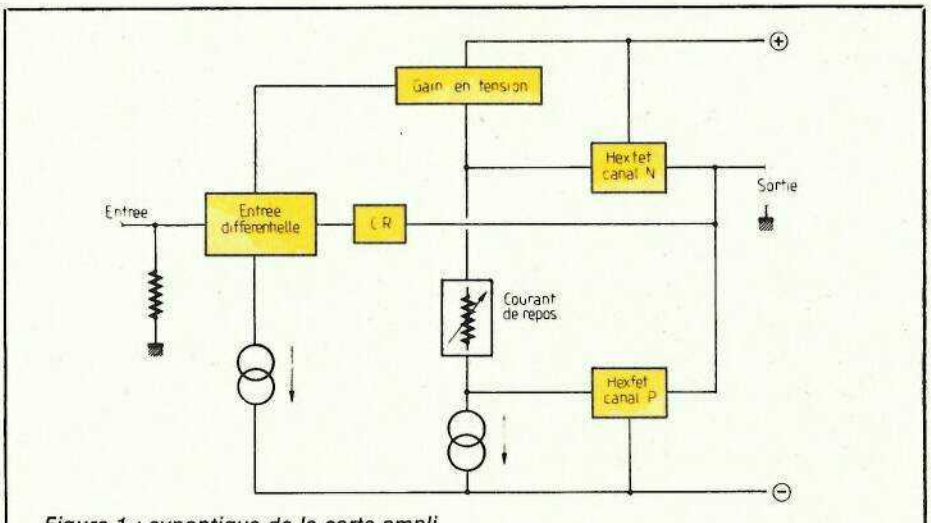


Figure 1 : synoptique de la carte ampli.

L'amplificateur de puissance

Le synoptique de fonctionnement présenté à la **figure 1** montre sa simplicité de structure. Le schéma électrique de la **figure 2** met en œuvre une technique courante et approuvée avec les transistors bipolaires avec néanmoins d'évidentes simplifcations dues à l'utilisation d'HEXFET en sortie.

C_1, R_1 d'une part et R_2, C_8 d'autre part forment, à l'entrée, un filtre passe-bande destiné à couper le continu, et à limiter les signaux de fréquence élevée, et ceux à front raide ; ceci améliore le taux de distorsion par intermodulation transitoire. Le schéma de l'ampli, contrairement à celui du préampli (présenté dans notre précédent numéro) n'est absolument pas spécifique à la guitare et pourrait être utilisé pour la HIFI. Néanmoins, le faible gain en boucle ouverte et par conséquent le gain faible aussi en boucle fermée (le taux de contre réaction est faible) devraient être améliorés pour obtenir une distorison par harmonique inférieure. Ici, la résistance aux surcharges transitoires importe plus car le signal n'est pas « compressé ».

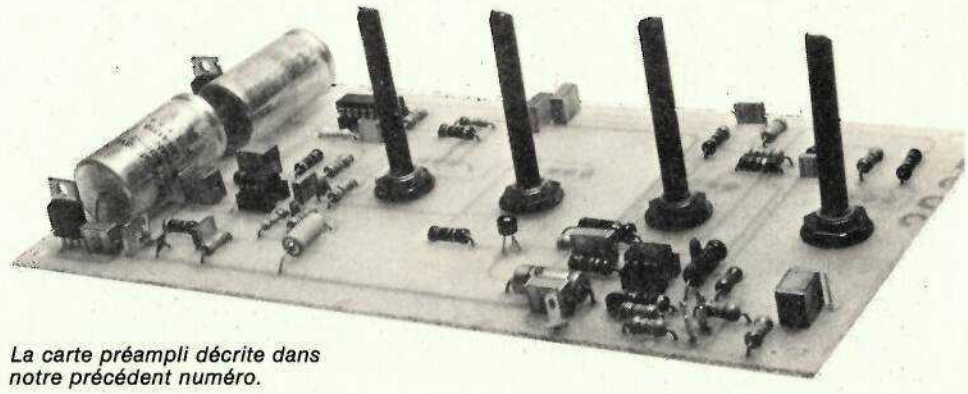
R_3 en association avec R_1 et R_2 polarise la paire différentielle T_1, T_2. Pour améliorer le taux de réjection de mode commun, et stabiliser la polarisation, le courant d'émetteur est fourni par un générateur de courant constant construit autour de T_3. La présence de R_5 (facultative) n'a d'autre intérêt que de symétriser un peu plus le montage. Sa présence permet en outre d'éviter un strap sur le circuit imprimé !...

C'est un peu la même chose pour R_6, R_7 qui, néanmoins, fournissent une contre-réaction locale sur l'étage d'entrée.

D_1, D_2 et R_{19} polarisent le transistor T_3 et minimisent les effets de la température. C_5 parachève le filtrage de l'ondulation résiduelle d'alimentaton. Ces quatre éléments jouent le même rôle vis-à-vis de T_4 qui constitue un autre générateur de courant constant, destiné à charger le driver T_5 qui fournit l'essentiel du gain en tension du montage. Cette solution permet à la fois de linéariser le transfert et de plus, elle stabilise le point de repos en fonction de la température.

C_2 ainsi que C_3 diminue l'impédance interne des lignes d'alimentation. R_9 et R_{10} procurent une contre-réaction tension-courant sur les générateurs de courant. R_8 détermine, quant à elle, le courant de travail de la paire différentielle ; avec les valeurs retenues, chaque transistor MPSL0I est traversé par un courant d'environ 1 mA et travaille donc dans les conditions idéales. Ce type de transistor supporte une tension collecteur-base maximum de 100 V, obligatoire sur notre schéma. Des équivalents existent mais, ils devront eux aussi supporter cette tension. Il en est de même pour T_4 et T_5 (BD 241 et 242 C).

R_{15}, R_{16} et R_V permettent de régler la tension de seuil des HEXFET. Ceux-ci en effet ne commencent à conduire qu'à partir d'un seuil de tension compris entre 2 et 4 V pour les IRF 120 et 9132 ; il faut qu'ils soient légèrement conducteurs pour éviter la distorsion de croisement. Le fonctionnement correspond à la classe A-B. Le courant constant qui circule entre les collecteurs de T_4 et T_5 vaut approximativement 5 mA. Avec les valeurs retenues, le potentiel entre ces deux points peut varier de 3,5 V à environ 9 V ; on couvre donc, toutes les dispersions possibles sur les seuils de T_6 et T_7. Les réseaux R_{22}, R_{17} d'une part et R_{20}, R_{21}, R_{18} d'autre part ont pour but d'apparier les HEXFET en dynamique ; en effet, pour des caractéristiques drain-source identiques, les HEXFET P et N présentent des différences de transconductance.



La carte préampli décrite dans notre précédent numéro.

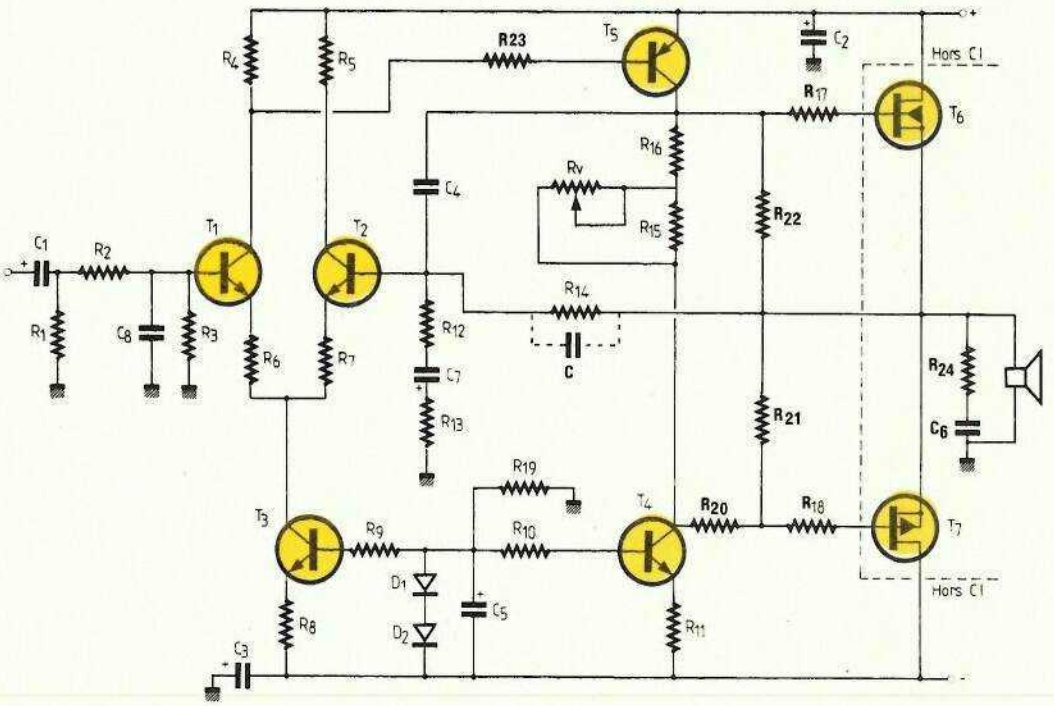


Figure 2 : schéma électrique de la carte ampli.

Il s'avère nécessaire pour aboutir à un bon résultat en boucle ouverte, garant d'un bon fonctionnement en boucle fermée de réduire autant que possible les différences entre les parties du push-pull. D'après les caractéristiques typiques, le rapport de transconductance entre le canal N et le canal P est de 2,5 à 3, ce qui justifie le diviseur de tension R_{20}, R_{21} sur la branche négative. Etant donné que la capacité d'entrée (grille-source) est à peu près équivalente entre T_6 et T_7 (≅ 500 pF), la présence R_{17} est obligatoire pour que la limitation de bande occasionnée par R_{20} sur T_7 soit répercutée de façon identique sur T_6. Le réseau R_{24}, C_6 limite la réponse aux fréquences élevées et évite d'éventuels accrochages. Pour que ce réseau soit efficace, il faut le disposer le plus près possible des sources de T_6 et T_7 et de la sortie HP, raison pour laquelle, nous l'avons soudé directement sur le bornier HP.

Pour les fanas de la guitare acoustique, nous conseillons de limiter la bande passante, mais d'accélérer la réponse transitoire sans overshoot par l'emploi d'un condensateur (noté C en pointillés sur la **figure 2**) de quelques dizaines de picofarads en parallèle sur R_{14}.

Le calcul de la puissance : choix des HEXFET

Le calcul ne concerne que l'étage de puissance avec les HEXFET, il impose le choix de la tension d'alimentation. Soit une charge de 8 ohms, nous voulons une puissance d'une soixantaine de watts. Dans notre article précédent, nous avons mentionné le petit inconvénient des HEXFET pour notre application et qui concerne la tension de seuil.

En effet, en bipolaire, T_6 et T_7 seraient des Darlington. 60 watts efficaces sur 8 ohms représentent un courant crête proche de 4 Ampères ; il faudrait donc une tension base émetteur sur T_6 ou T_7 d'environ 2 à 3 volts pour laisser passer un tel courant. Avec T_6 et T_7 en HEXFET et pour 4 Ampères, la tension grille-source (d'après les courbes du numéro précédent) est de 5 à 6 volts, plutôt 6 volts d'ailleurs en traçant la droite de charge de pente 8 ohms avec la tension d'alimentation choisie. Prenons celle-ci égale à 40 volts en charge, choix imposé d'ailleurs par une standardisation des tensions secondaires de transfos d'alimentation.

Sur la grille de T_6, par exemple, on aura la tension d'alimentation diminuée de la chute aux bornes de T_5 disons un volt en saturation. Avec les 6 volts de tension grille source, cela représente une chute de 7 volts au total soit 33 volts disponibles sur la source au point chaud de sortie.

La puissance sera alors :

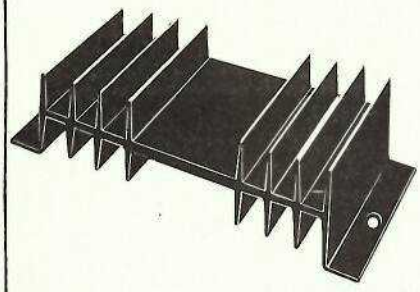
$$P = \frac{Vc^2}{2R} = \frac{(33)^2}{16} = 68 \text{ watts}$$

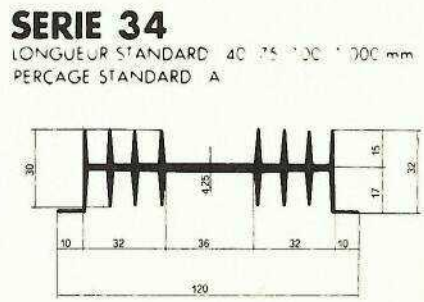
C'est environ la puissance efficace désirée. Les deux HEXFET doivent supporter un courant de 4 Ampères et une tension d'au moins 80 volts puisque l'alimentation est symétrique par rapport à la masse.

Nous avons choisi des modèles 100 volts, 6 Ampères. En intégrant sur une période le produit de la tension par le courant dans le transistor et en supposant la charge purement résistive, nous obtenons la puissance dissipée dans ce dernier. Cette puissance qui passe par un maximum pour une modulation intermédiaire, est de 0,2 fois la puissance efficace pour un boîtier (0,4 pour les deux).

Cela donne donc 70 × 0,2 = 14 watts par boîtier ; une puissance relativement importante dont les calories doivent être évacuées, d'où le choix de boîtiers TO 3 assurant un meilleur contact thermique que les TO 220. Pour cette puissance, la température boîtier maximum est de 100 °C, relevée sur la courbe de dissipation thermique de l'un des HEXFET.

Reste à choisir le radiateur, un modèle ISKRA Série 34 ou similaire d'une longueur de 75 mm. Ce type de radiateur (voir **figure 3**) est ultra courant dans le commerce spécialisé. Sa longueur permet de monter les deux transistors HEXFET, mais nous avons préféré utiliser un radiateur par transistor. Pour 14 watts l'élévation de température sera de 35 °C (voir courbe) ce qui signifie





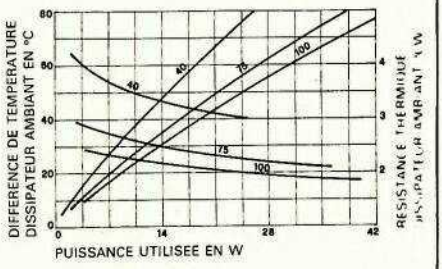


Figure 3 : type de radiateur préconisé.

qu'en théorie l'ambiante peut monter jusqu'à 100 - 35 = 65 °C. Des termes correctifs doivent être apportés, d'une part en raison de l'interposition indispensable de rondelles de mica enduites de graisse silicone, d'autre part, du fait du montage des radiateurs sur une surface métallique.

De toute façon le régime sinusoïdal est très pessimiste par rapport au régime musical, il ne devrait donc pas y avoir de problèmes de ce côté. Pour clore cette présentation de l'électronique, donnons quelques précisions sur l'alimentation.

Celle-ci fait appel à un montage redresseur à double alternance avec un point milieu. Le filtrage est assuré par deux condensateurs de 6 800 μ F/63 V, aptes à fournir le courant de 4 A sur des pointes de modulation. Le primaire du transformateur 150 VA (2 × 30 V_{eff}) est muni d'un circuit RC d'amortissement destiné à limiter les surtensions dues à l'établissement ou à la rupture du courant magnétisant du transformateur. Cette alimentation délivre environ 2 × 45 V à vide, valeur qui tombe à 2 × 41 V à la puissance nominale.

Réalisation pratique

A. L'électronique

Celle-ci n'appelle guère de commantaire particulier ; le tracé des pistes du circuit imprimé d'ampli est fourni en **figure 4** et l'implantation correspondante à la **figure 5**. On veillera bien entendu à placer les éléments polarisés dans le bon sens, pour éviter des surprises désagréables à la mise sous tension.

Le schéma d'interconnexion générale avec l'alimentation donné en **figure 6** montre les liaisons à effectuer en fil de forte section. On utilisera avantageusement des fiches « FASTON » pour réaliser les liaisons avec le pont de diodes et les condensateurs de filtrage.

B. La mécanique

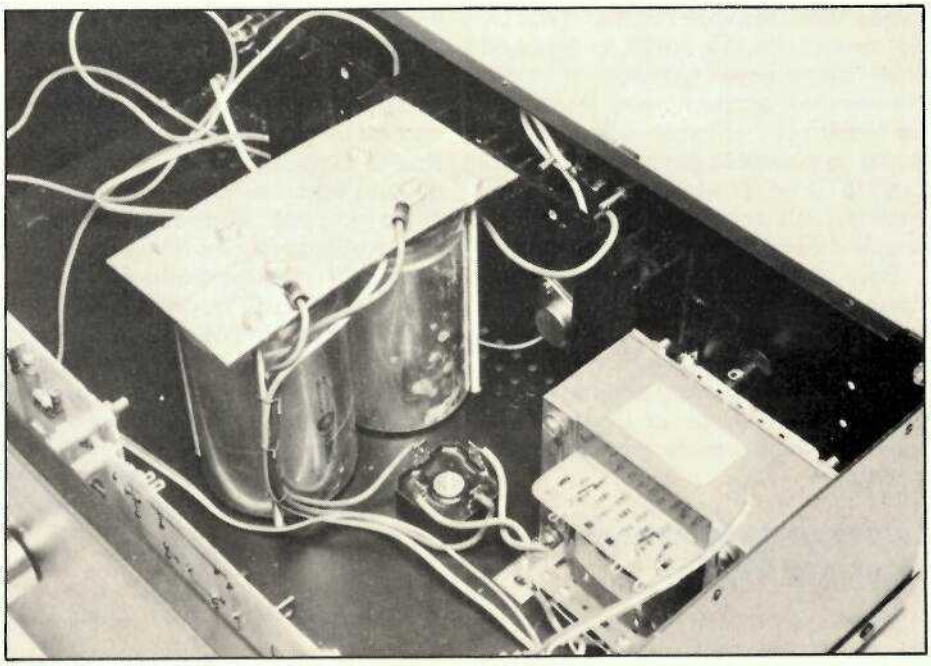
Le coffret choisi est un modèle ESM 48/13, il s'agit d'un Rack au standard 19 pouces, de trois unités qui est entièrement démontable. Derrière la face avant, ce type de rack comporte une contre-plaque en tôle noire ; celle-ci est très proche de la face avant, ce qui oblige à prévoir des orifices de dégagement pour les commandes directement vissées en face avant. C'est-à-dire : le jack d'entrée guitare, l'interrupteur marche-arrêt et éventuellement un voyant secteur (voir **figure 7**).

L'organisation générale du coffret est donné à la **figure 8** ; on y constate que les deux circuits imprimés sont fixés directement par entretoises sur la contre-plaque côté circuit vers l'extérieur.

Les axes des potentiomètres qui doivent être assez longs et en plastique (toujours ces fameuses boucles de masse) traverssent la contre-plaque et la façade. Sur la face arrière on trouvera le fusible secteur, la prise de sortie haut-parleur, le passage du câble secteur, la prise départ-retour effets et enfin les fixations des radiateurs de puissance. Le fond du coffret supportera les alimentations, c'est-à-dire les deux transformateurs, un pont de diodes et les condensateurs de filtrage.

Nous ne donnerons pas toutes les cotes, ces dernières dépendent en effet, pour beaucoup d'entre elles, des sources d'approvisionnement.

Pour l'avant on percera sur la contre-plaque les trous indiqués, fixation des circuits et passage des axes de potentiomètres, puis les trous du jack 6,35, de l'inverseur secteur et du voyant **aux dimensions de fixation sur la façade elle-même** (voir **figure 9**). Ensuite, à l'aide de 4 vis, il suffira de plaquer la façade contre la contre-plaque et de percer la première à travers les trous de la seconde (sauf pour les fixations des



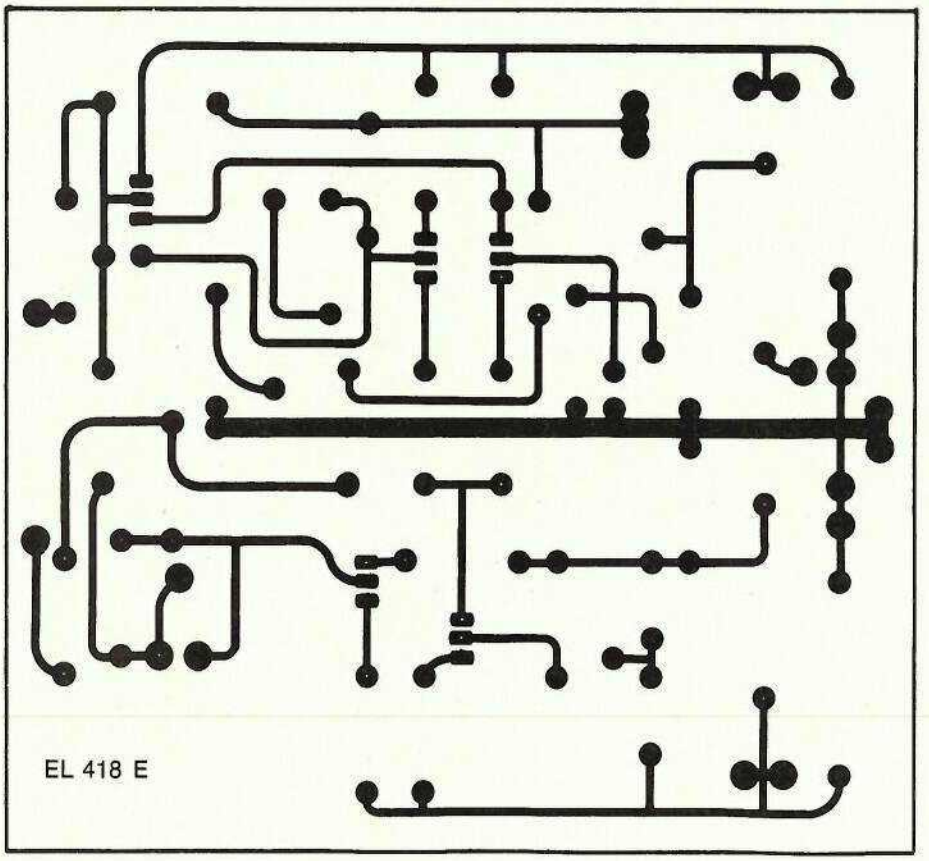


Figure 4

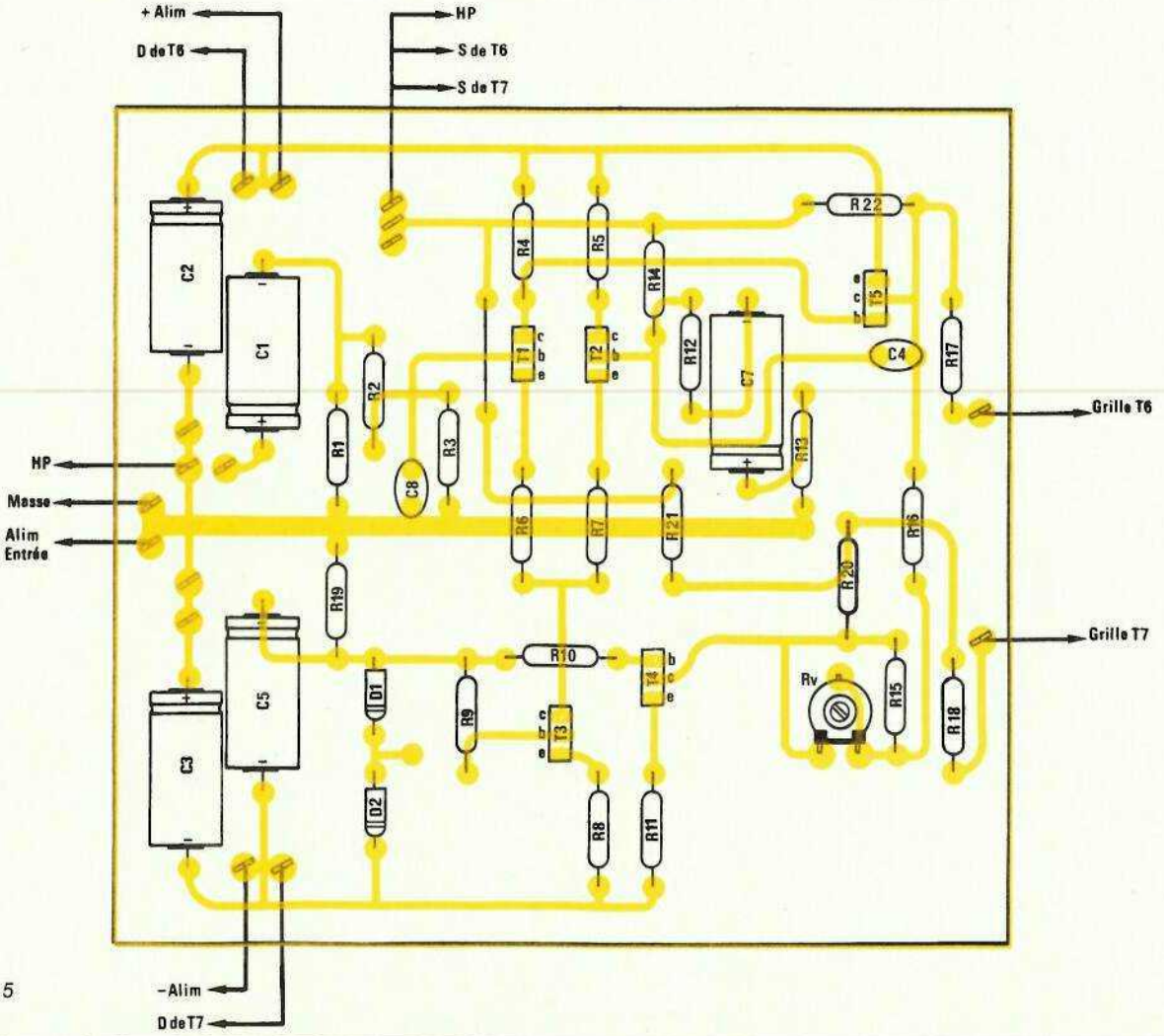


Figure 5

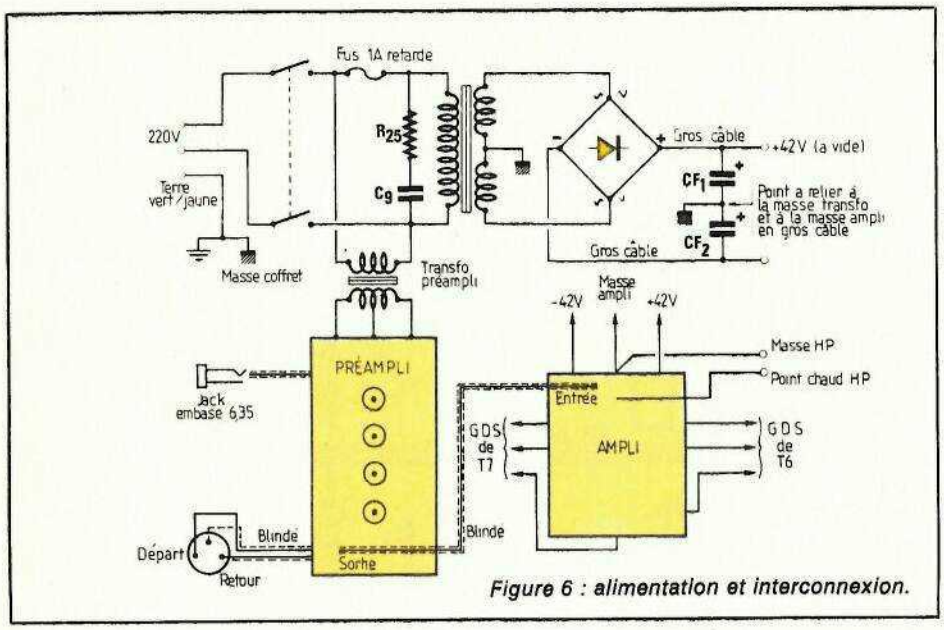


Figure 6 : alimentation et interconnexion.

Les radiateurs seront fixés sur la face arrière (**figure 10**) avec les ailettes orientées verticalement. Est-il préférable de monter ceux-ci à l'extérieur du coffret plutôt qu'à l'intérieur, ce qui fait gagner une place substancielle au niveau encombrement ?

La réponse dépend de l'application envisagée ; si la tête d'ampli est utilisée dans une valise en bois style COMBO ou dans certaines armoires rack, les ouies d'aération risquant d'être bouchées, il vaut mieux monter les radiateurs à l'extérieur. Sinon une disposition à l'intérieur est préférable. Pour le premier cas, nous avons prévu des trous pour permettre le passage des fils reliés aux HEXFET vers le circuit ampli.

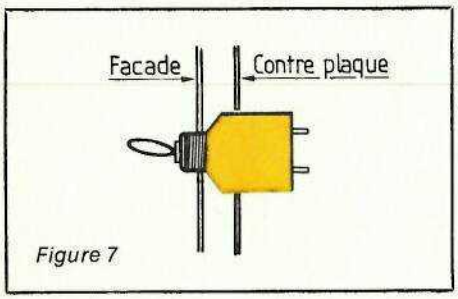


Figure 7

circuits bien entendu). Cette méthode assure une parfaite coïncidence entre le perçage de la contre-plaque et celui de façade. Enfin, on terminera en agrandissant les trous de contre-plaque qui servent au dégagement (jack, inverseur).

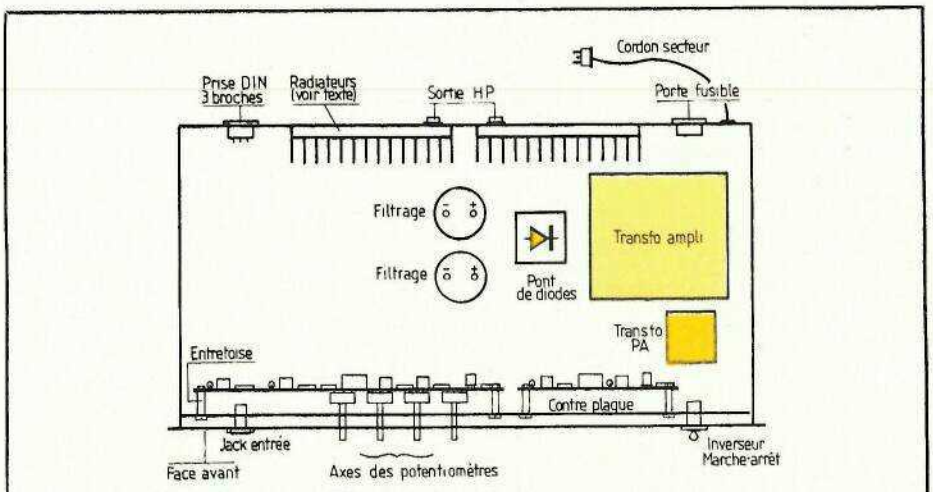


Figure 8 : disposition conseillée dans le coffret.

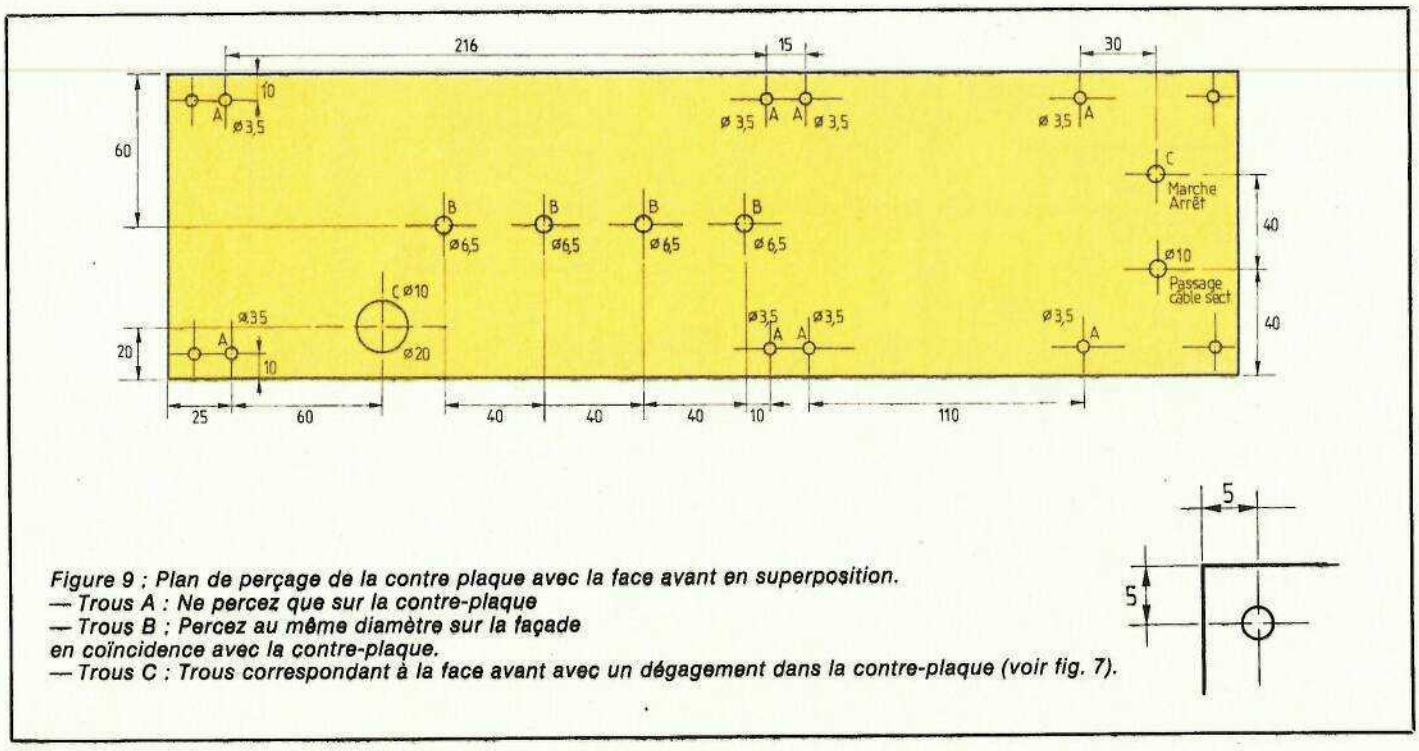


Figure 9 : Plan de perçage de la contre plaque avec la face avant en superposition.
— Trous A : Ne percez que sur la contre-plaque
— Trous B : Percez au même diamètre sur la façade en coïncidence avec la contre-plaque.
— Trous C : Trous correspondant à la face avant avec un dégagement dans la contre-plaque (voir fig. 7).

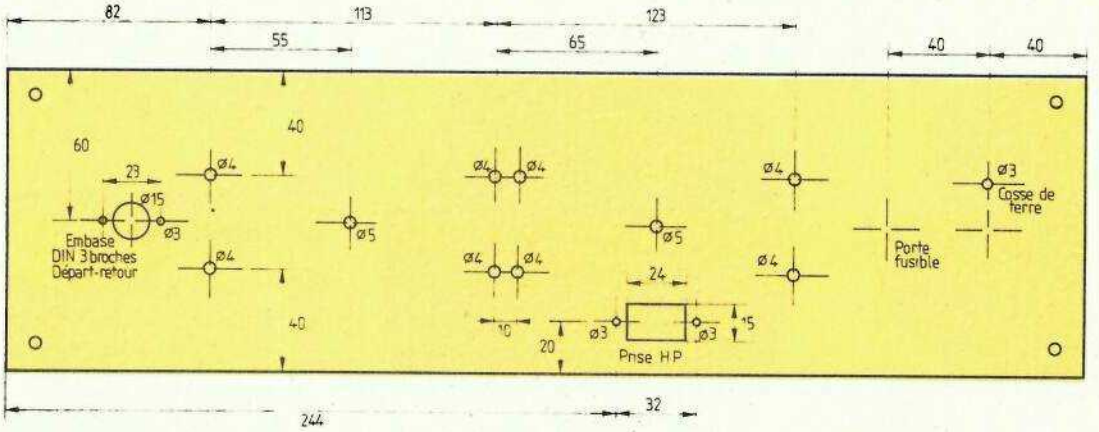


Figure 10 : plan de perçage de la face arrière vue de l'intérieur du coffret.

Réglage de l'ampli et câblage final

Avant de monter l'ampli, il faut procéder au réglage de l'ajustable RV. **On vérifie d'abord que RV est à sa résistance minimum à l'ohmmètre.** Ensuite, on met l'ampli sous tension et on injecte à l'entrée un signal à 5 KHz de 1 volt crête à crête, la sortie est reliée à une charge de 8 ohms et à l'entrée d'un scope.

On doit observer une distorsion de raccordement (**figure 11**) qui sera éliminée grâce à l'ajustage de RV. Dès que cette distorsion a disparu, on revient un peu en arrière avec l'ajustable et l'ampli est prêt à fonctionner.

Comme le rack est entièrement démontable, on pourra fixer chaque composant ou circuit sur la face qui doit le recevoir. Une fois cela obtenu, on assemble le rack. On relie le fil de terre secteur à une cosse et l'un des autres fils au porte-fusible et à l'inverseur Marche-Arrêt, puis aux deux primaires. Le secondaire du petit transformateur va directement sur le circuit imprimé de préampli, celui du transformateur d'ampli est relié au pont de diodes dont les sorties vont sur les condensateurs de filtrage. Reste à alimenter l'ampli au moyen de trois câbles : plus, moins, et masse, de forte section, et à relier les HEXFET (attention aux branchements).

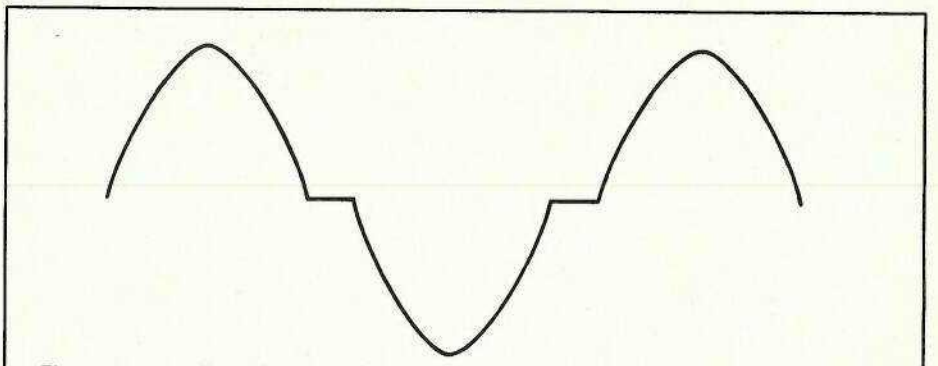
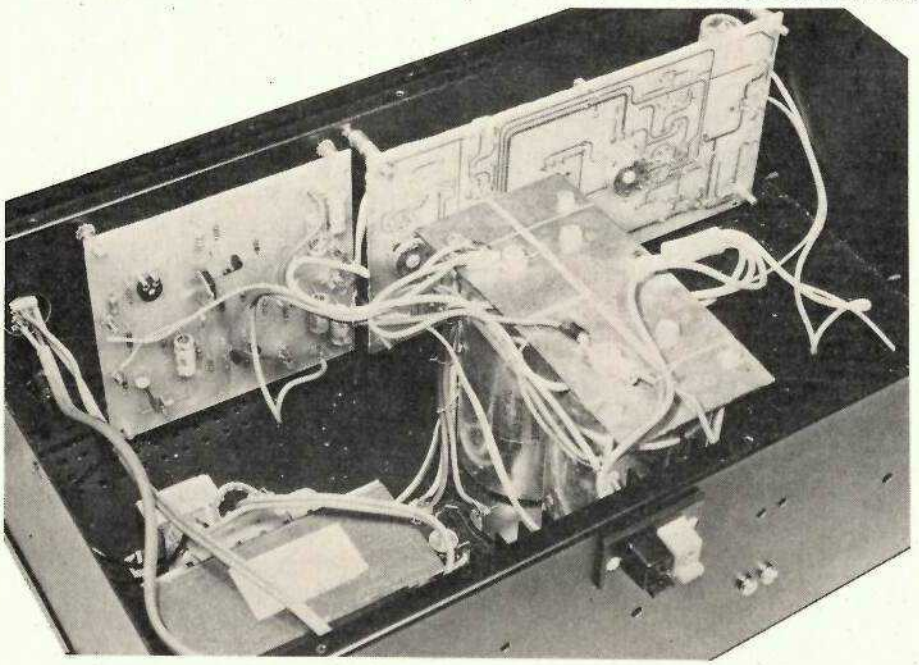


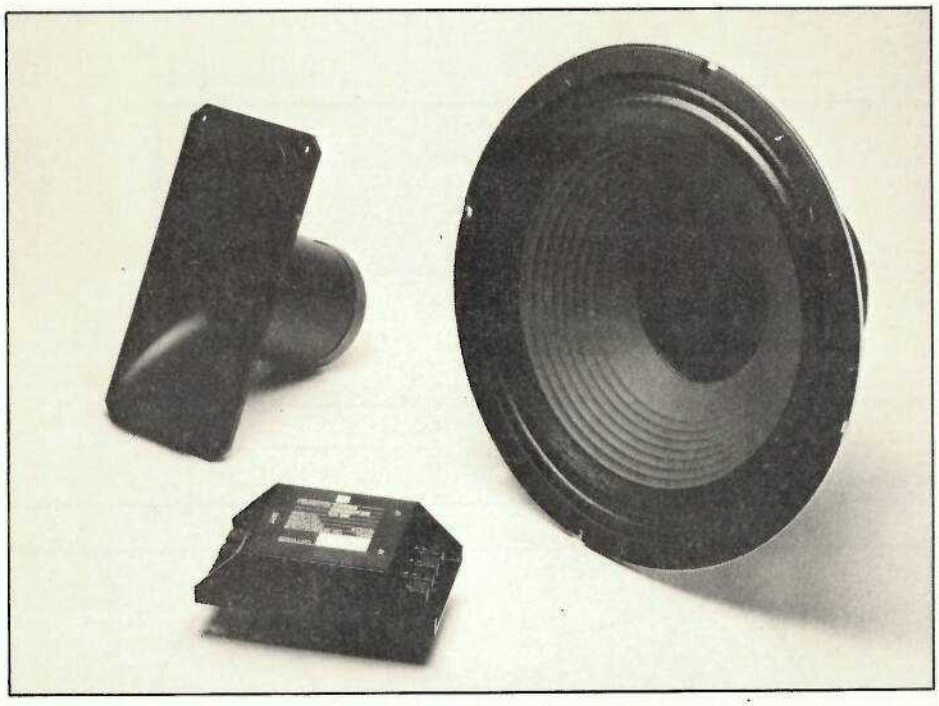
Figure 11 : manifestation de la distorsion de raccordement.

A l'aide de câbles blindés les plus courts possible, on connecte alors le jack d'entrée à l'entrée préampli, le départ-retour effets au préampli (blindé 2 conducteurs + masse) et enfin l'entrée ampli à la sortie préampli (voir **figure 11**). On terminera le câblage par la liaison avec la sortie HP (point chaud rouge).



Un exemple de réalisation en « Combo »

Il existe un ensemble : haut-parleur grave, trompette médium aigu et filtre deux voies dans la gamme **Celestion** qui convient parfaitement à notre amplificateur RPG 50. Précisons tout de suite qu'il s'agit-là d'une possibilité parmi d'autres. Toutefois, étant donné que ce constructeur fournit toutes les indications utiles à la construction d'enceintes à partir de ces éléments, nous avons pensé que cet exemple aiderait beaucoup d'amateurs. Dans le cas d'un autre choix, il sera nécessaire de posséder **les mêmes éléments de construction** pour aboutir à un résultat valable.



L'ensemble **Celestion** se compose d'un HP grave **G 12.80 CE** 8 Ω qui, comme ses références l'indiquent, est un modèle 80 W, 8 Ω, de 12 pouces de diamètre, d'un médium aigu à compression **RTT 50** de 8 Ω, 50 W et d'un filtre deux voies **CX 208** adapté à ces deux moteurs.

Nous donnons aux **figures 12** et **13**, les courbes de réponse de ces deux HP. La fréquence de résonance du boomer à l'air libre est de 75 Hz, ce qui dénote une suspension assez rigide parfaitement adaptée à notre utilisation, car évitant au HP de « talonner » sur des attaques assez fortes dans les graves.

Le filtre CX 208 assure le relais à 2,5 KHz avec une pente de 12 dB/octave. Comme on peut le constater en regardant les courbes des **figures 12** et **13**, cela convient parfaitement aux deux HP choisis. Ce filtre peut supporter en continu une puissance de 100 W_{RMS} et reste donc très en de ça des mauvais traitements qui pourrait lui infliger notre RPG 50.

Les rendements sont respectivement de 97 dB 1 W-1 m et 101 dB 1 W-1 m pour le grave et le médium aigu.

Avec une enceinte correctement construite, on peut donc prétendre à des niveaux sonore de l'ordre de 115 dB à 1 m, pour une puissance de sortie ampli de 50 W, ce qui commence à être appréciable, et certainement gênant pour certains (les voisins)...

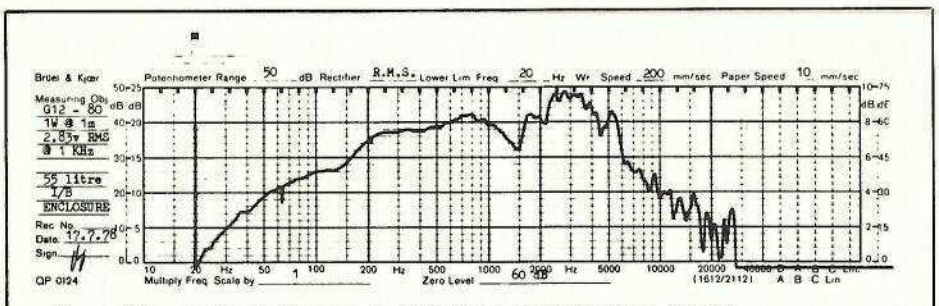


Figure 12 : courbe de réponse du G12-80 en enceinte close de 55 l.

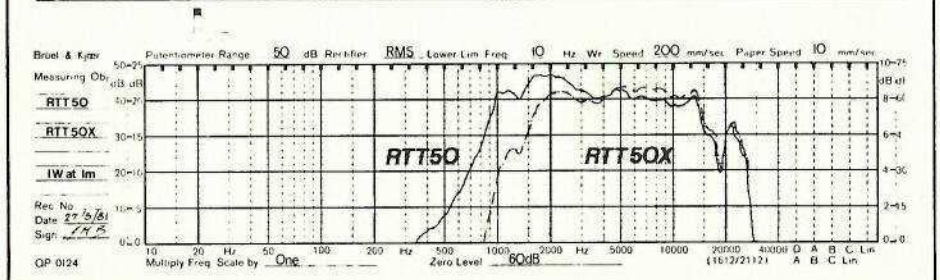


Figure 13 : courbe de réponse de la trompette RTT 50.

Enceinte close ou bass-reflex

Tout dépend de l'utilisation envisagée. Il est préférable d'utiliser une enceinte accordée type bass-reflex dans le cas d'un Combo pour guitare basse ; et dans l'autre cas, solo ou rythmique la solution enceinte close s'avère meilleure.

L'emploi d'un évent accordé permet d'abaisser la fréquence de coupure basse du système complet de presque 40 Hz avec le G 12.80 en tenant compte des autres paramètres que nous allons maintenant aborder.

Construction de l'enceinte

Nous ne donnerons pas de cotes, car seuls le volume et le choix des matériaux sont importants. De cette façon, chacun pourra réaliser l'enceinte selon ses goûts pourvu qu'il respecte les autres paramètres.

Dans le cas d'une enceinte close, le volume optimum qui assure le meilleure coefficient de surtension (Q = 0,7) et par conséquent la meilleure réponse en fréquence est de 60 l. Dans ces conditions, la coupure basse à - 3 dB est de 89 Hz.

Pour un système bass-reflex le volume utile sera lui aussi de 60 l avec un évent de longueur (60 mm) et de diamètre intérieur (75 mm); on utilise en général des tuyaux en PVC. La fréquence de coupure basse est dans ce cas ramenée à 50 Hz et la fréquence d'accord de l'enceinte est de 45 Hz. Dans ce cas, il faudra utiliser un G 12.80 CE.

En appendice, nous donnons les paramètres du G 12.80 PE (selon **Thiele et Small**) qui permettent, pour ceux qui le désirent, de calculer une enceinte.

En ce qui concerne la réalisation pratique nous reproduisons les conseils donnés par **Celestion** dans sa petite brochure « Kits de Sono, guide de construction ».

On fera attention lors des calculs de ne pas oublier que le volume utile correspond aux cotes internes, une fois le baffle assemblé...

Appendice : Paramètres du G 12.80 PE Celestion (selon Thiele et Small)	
• Résistance en continu de la bobine mobile : R_e	7 Ω
• Fréquence de résonance à l'air libre : Fs	86 Hz
• Facteur de surtension total : Q_{TS}	0,48
• Volume d'air équivalent à la compliance du système mobile : V_{AS}	42 l
• Compliance acoustique de la suspension : C_{MS}	$1{,}10^{-4}$ m/n
• Masse totale de l'équipage mobile : M_{MS}	30 g
• Impédance mécanique équivalente : $\frac{(B.l)^2}{R_e}$	32,4
• Produit de l'induction par la longueur de la bobine dans l'entrefer : B.l.	15,1 T.m
• Diamètre effectif du piston : d	255 mm

Conclusion

Nous espérons avoir répondu, avec cette étude, aux vœux de tous ceux, et ils sont nombreux, qui nous avaient demandé un article sur la réalisation d'un ampli pour guitare.

Le soin apporté à la réalisation, aussi bien de l'électronique que de la mécanique et de l'enceinte, sera seul garant d'un bon fonctionnement, qui, souhaitons-le, ravira les musiciens en herbe, et les plus expérimentés...

G. GINTER

Matériel nécessaire à la construction

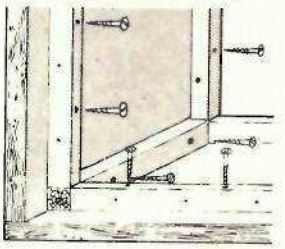
Bois inerte: (exemple agglomere) epaisseur minimum: 19 mm.
Tasseaux: 30 mm de section carree en sapin.
Gainage: en tissu enduit vynil ou skai (dimension des panneaux plus 15 cm dans chaque sens).
Tissu special H.P.: dimensions panneau avant
+ 12 cm sur chaque dimension.
Laine de verre (ou mousse polyether): dimensions des panneaux 1, 2 et 3 en 3 cm d'épaisseur minimum.
Colle: blanche a bois.
Colle: Neoprene pour le gainage.
Mastic plastique etanche: (ex.: Rubson).
Vis a bois: 60 vis de 5 x 45 mm.
Vis a metaux: 8 vis de 6 mm de diametre tête fraisee + ecrous et rondelles eventail.
Soudure.
Prise de sortie.

Outils nécessaires

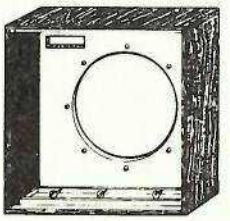
- scie egoine
- tournevis
- cle a tube
- paire de ciseaux
- agrafeuse.

Procédés d'assemblage

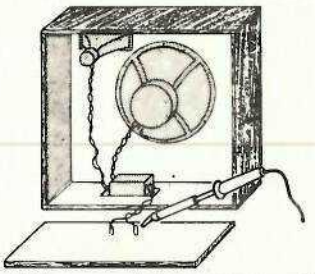
1 Assembler les panneaux pour constituer le fût avec des renforts en tasseaux carres.
Assembler, visser et coller.
Enduire tous les joints du fût avec de l'enduit plastique pour assurer l'étancheite du baffle.



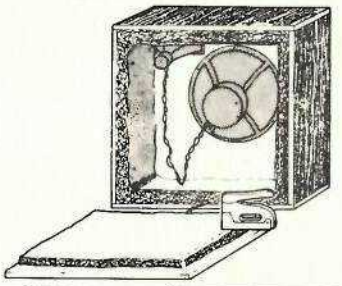
2 Apres avoir decoupé la ou les ouvertures H.P. sur la face avant, mettre en place les boulons "tête fraisée" pour la future fixation du ou des H.P., tête de vis collée à l'avant. Tendre la toile spéciale H.P. sur la face avant.
Agrafer a l'intérieur du panneau.
Prévoir du jeu sur les dimensions de la face avant pour permettre l'assemblage avec l'épaisseur du tissu.
Assembler la face avant avec le fût gainé: coller le tissu enduit vinyl ou skai a l'aide de la colle néoprène, en ayant soin de bien tendre le tissu et de ne pas faire de trop importantes surépaisseurs dans les rabats.
Visser la face avant par l'intérieur (vis à bois) au travers de trous préalablement percés dans les tasseaux supports de la face avant.



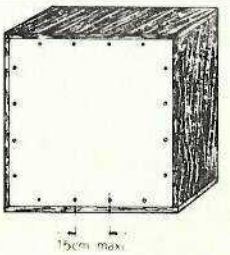
3 Fixer le ou les H.P. avec rondelles éventail et écrous. Fixer le filtre sur le fond interieur du fût.
Câbler et souder suivant schéma l'ensemble des connexions. Raccorder à la prise de sortie sur la face arrière gainée, respecter la couleur des fils, pour la mise en phase de plusieurs baffles.



4 Disposer et agrafer la charge acoustique isolante (laine de verre ou mousse polyether) sur le tour intérieur du fût et à l'intérieur de la face arrière.



5 Assembler la face arrière gainée avec des vis à bois espacées de 15 cm maximum. Suspendre les horns éventuellement avec un fil électrique de forte section.
Procéder aux essais.



Nomenclature

Résistances
1/4 W sauf mention contraire

R_1 : 2,2 k Ω
R_2 : 4,7 k Ω
R_3 : 22 k Ω
R_4 : 1,2 k Ω
R_5 : 1,2 k Ω
R_6 : 10 Ω
R_7 : 10 Ω
R_8 : 330 Ω
R_9 : 120 Ω
R_{10} : 120 Ω
R_{11} : 150 Ω
R_{12} : 1,2 k Ω
R_{13} : 10 Ω
R_{14} : 22 k Ω
R_{15} : 2,2 k Ω
R_{16} : 750 Ω
R_{17} : 10 k Ω
R_{18} : 510 Ω
R_{19} : 10 k Ω
R_{20} : 8,2 k Ω
R_{21} : 47 k Ω
R_{22} : 47 k Ω
R_{23} : 2,2 k Ω
R_{24} : 20 Ω 1 W
R_{25} : 1,5 k Ω 1/2 W
R_V : 2,2 k Ω ajustable horizontale.

Condensateurs
C_1 : 47 µF/63 V
C_2 : "
C_3 : "
C_4 : 33 pF céramique
C_5 : 47 µF/63 V
C_6 : "
C_7 : "
C_8 : 680 pF, céramique
C_9 : 47 nF/400 V
C_{F1} : 6 800 µF/63 V } avec collier
C_{F2} : 6 800 µF/63 V } de fixation

Transistors
T_1 :
T_2 : } MPSL0I (100 V)
T_3 :
T_4 : BD 241 C (100 V)
T_5 : BD 242 C (100 V)
T_6 : IRF 120 I.R.
T_7 : IRF 9132 I.R.

Autres semi-conducteurs
D_1, D_2 : 1 N 4148
1 pont de diodes BD 37931 Thomson ou équivalent

Divers
1 transformateur 2 × 30 V - 150 VA
1 fusible 1 A retardé
1 porte-fusible
1 inverseur double 250 V
2 radiateurs ISKRA série 34 (75 mm) ou équivalent
1 embase DIN 3 b
1 Jack 6,35 mono embase à coupure
1 coffret ESM ER 48/13
Fil, fiches Faston, boutons...

Nous donnons pour finir quelques mesures, relevées sur le prototype; nous aurons l'occasion d'y revenir à l'occasion du prochain numéro lors d'une étude d'un appareil de mesure Fluke.

- **Puissance efficace à la limite de l'écrêtage :**
  66 WRMS (les hexfet du prototype ont un seuil de 4 V).
- **Temps de montée : 5 µs.**
- **Bande passante (à — 3 dB) relevée à la puissance nominale : 2 Hz à 70 kHz.**
- **Déphasage à 20 kHz : $\frac{\Pi}{6}$**

LE CARREFOUR DES GRANDES MARQUES
LE RENDEZ-VOUS DES CONNAISSEURS

COMPOSANTS
Texas Instruments
SIEMENS
MOTOROLA
Synertec

COFFRETS
ESM

MULTIMETRES NUMERIQUES
BECKMAN
Ga
FLUKE

HAUT-PARLEURS
SIARE
AUDAX

ATOMISEURS
KF

TRANSFOS
NANTELEC
Kitato
Kubicki

CONTRÔLEURS
MILANO ICE ITALY

KITS
ASSO

OSCILLOSCOPES
HAMEG

HBN

FERS A SOUDER
JBC
ANTEX

POTENTIOMETRES
Radiohm

TRANSFERTS
MECANORMA

DETECTEURS DE METAUX
CSCOPE

Etc...

HBN ELECTRONIC
48, rue Charlot PARIS 3ème
Métro FILLES DU CALVAIRE Tél.(1)277 51 37

HBN Publicité

Quelques types particuliers de diodes semiconductrices

Traitant, lors d'articles précédents, de la jonction PN (RP-EL n° 416), nous sommes arrivés à l'étude de la diode semiconductrice, dont nous avons analysé la caractéristique (RP-EL n° 417).

Si celle-ci justifie d'abord l'utilisation des diodes pour le redressement et la détection, objets des quelques manipulations que nous proposons dans ce même numéro, des technologies particulières permettent aussi d'exploiter la zone d'avalanche: c'est ce qu'on fait dans les diodes Zener, auxquelles nous consacrerons d'abord l'essentiel de ces pages. L'emploi de l'effet tunnel donne, à la caractéristique directe, une résistance dynamique négative: nous en verrons les applications. Il est possible aussi d'appliquer la charge d'espace à la réalisation de condensateurs dont la capacité varie sous l'action d'une tension continue: c'est le cas des diodes varicap. Enfin, dans les diodes PIN, l'interposition d'un semiconducteur intrinsèque dans la jonction, confère à l'ensemble des propriétés particulières. Il en va de même pour les diodes Schottky, construites autour d'un contact métal-semiconducteur.

Les diodes Zener

Dans une diode de redressement, le claquage, qui n'intervient que pour des tensions inverses relativement élevées (de plusieurs dizaines à quelques milliers de volts selon les modèles), est un phénomène destructif. Pour les diodes Zener, par contre, il s'agit d'un mode de fonctionnement normal.

Nous commencerons par analyser le phénomène de claquage.

Mécanisme du claquage dans une jonction

Comme nous l'avions indiqué déjà, le claquage, c'est-à-dire l'apparition brutale d'un courant inverse de forte intensité, peut découler de deux causes physiques distinctes, dont les effets, d'ailleurs, s'ajoutent dans certaines conditions.

Dans un premier cas, un champ électrique suffisamment élevé (au moins 10^7 V/m), entraîne la rupture des liaisons de covalence entre les atomes du réseau cristallin. Il y donc libération de porteurs (les électrons de valence): cet **effet de champ** s'appelle aussi **effet Zener.**

Le champ électrique E agit également selon un autre processus; appliquant, aux électrons libres de charge, une force:

$$F = e\,E$$

il les accélère, augmente alors leur vitesse v, donc leur énergie cinétique:

$$W = \frac{1}{2}\ m\,v^2$$

où m est la masse de l'électron.

Ces porteurs de grande énergie deviennent capables, lors des collisions, d'arracher des électrons liés. Libérés, ceux-ci sont à leur tour accélérés, et brisent d'autres liaisons. Ce phénomène cumulatif est l'**effet d'avalanche.**

En général, effet Zener et effet d'avalanche coexistent. Mais leur constitution relative diffère énormément en fonction de la concentration N_D des atomes donneurs. Pour les très fortes concentrations ($N_D > 10^{18}$ donneurs/cm³), l'effet Zener domine largement. Pour un dopage faible, l'effet d'avalanche l'emporte.

Les caractéristiques de la **figure 1** précisent ces distinctions. On y voit que les diodes zener à faible tension de coude (5 volts et au-dessous) n'exploitent que l'effet Zener. Au contraire, au-delà de 7 ou 8 volts, l'effet d'avalanche intervient presque seul. Évidemment, dans la région intermédiaire, vers 6 volts, ils ont sensiblement la même importance.

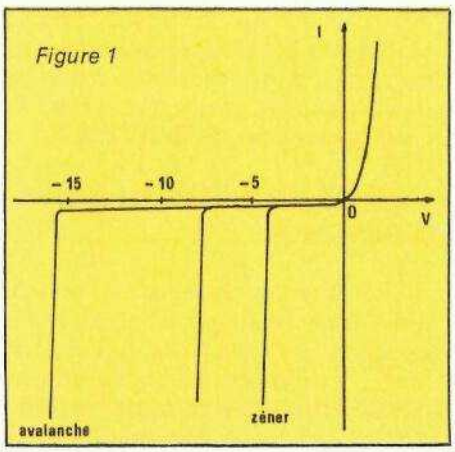


Figure 1

Dans la pratique, on construit des diodes Zener offrant des tensions de coude échelonnées d'environ 3 volts à 100 ou 200 volts.

Influence de la température

Baptisons V_{ZK} la tension de coude: l'expérience montre que, pour chaque diode, V_{ZK} dépend, plus ou moins de la température. On peut définir un coefficient de température α; celui-ci, généralement, est donné en % de variations de V_{ZK}, par degré Celsius. Ainsi, une diode régulation offrant une tension Zener de 6,2 volts à 25 °C, et présentant un coefficient de température:

$$\alpha = +\ 0{,}05\ \%/°C$$

aura, à 40 °C, et dans les mêmes conditions d'utilisation (même intensité inverse), une tension:

$$V_{ZK} = 6{,}2 + \frac{0{,}05 \times 6{,}2}{100}\quad (40\text{-}25)$$

$$V_{ZK} \# 6{,}25 \text{ volts.}$$

La valeur, et le signe, du coefficient α, dépendent de la tension de coude, car ils sont liés au mécanisme du claquage. Lorsque celui-ci résulte de l'effet de champ, une élévation de la température, entraînant par agitation thermique une augmentation du nombre des porteurs, s'accompagne d'une apparition plus rapide du claquage: la tension Zener diminue, et le coefficient α est négatif.

Dans le cas de l'avalanche, l'agitation thermique, au contraire, gêne la circulation des porteurs libres, et

s'oppose à l'augmentation de leur énergie cinétique. La tension V_{ZK} croît alors avec la température, ce qui donne un coefficient α positif.

C'est évidemment dans la plage des tensions intermédiaires (V_{ZK} voisin de 5,5 volts) que s'opère le changement de signe, et qu'on peut annuler α. La courbe de la **figure 2** montre l'ordre de grandeur des variations de α, en fonction de V_{ZK}.

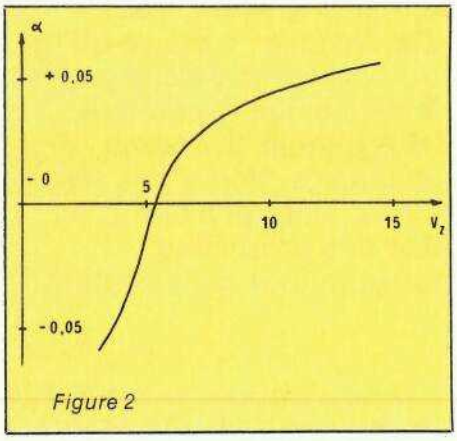


Figure 2

Résistance dynamique d'une diode Zener

Reprenons (**figure 3**) la caractéristique inverse. Le coude, qui marque la fin du «quasi-palier» correspondant au courant de fuite inverse avant claquage, montre que ce dernier n'intervient que progressivement. La caractéristique, ensuite, n'est pas verticale, mais plus ou moins inclinée : la tension V_Z dépend donc de l'intensité inverse en régime d'avalanche. Dans leurs notices, les constructeurs doivent, en annonçant V_Z, préciser le courant correspondant.

Partons maintenant d'un courant I_{ZT} donné, pour lequel la tension Zener est V_{ZT}. Si on augmente I_{ZT} de ΔI_Z, la tension croît de ΔV_Z. Comme pour

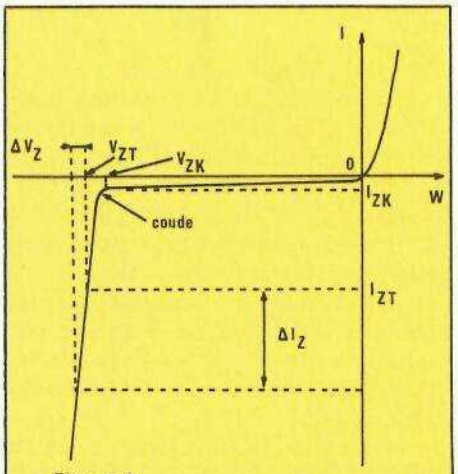


Figure 3

la caractéristique directe, on peut définir une résistance dynamique r_d, rapport de ces deux accroissements :

$$r_d = \frac{\Delta V_Z}{\Delta I_Z}$$

La résistance dynamique, liée à la concentration en atomes donneurs dans le cristal, varie avec la tension Zener de la diode considérée. La courbe de la **figure 4**, qui donne l'allure de ces variations, et l'ordre de grandeur de r_d, montre que cette résistance passe par un minimum aux alentours de 8 volts.

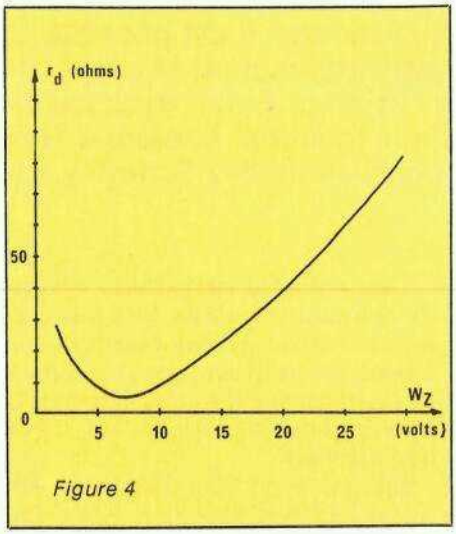


Figure 4

Bruit dans les diodes Zener

A la tension continue aux bornes d'une diode Zener polarisée par un courant inverse I_Z constant, s'ajoute une tension alternative de bruit. Ce phénomène résulte de variations faibles, mais rapides (et aléatoires) de la tension de claquage, dues aux imperfections du réseau cristallin : nous n'insisterons pas sur le mécanisme, dont l'explication impliquerait de sérieuses connaissances de cristallographie.

La tension de bruit, qui peut descendre à quelques millivolts seulement dans la partie abrupte de la caractéristique inverse, devient beaucoup plus importante au voisinage du coude : plusieurs centaines de millivolts, dans certains cas (voir l'oscillogramme de la **figure 5**).

Critères de sélection d'une diode Zener

L'application principale des diodes Zener réside dans la régulation des tensions continues. On cherche alors à disposer d'une référence aussi stable que possible, en dépit de l'influence des paramètres qui influent sur V_Z. Or, parmi ceux-ci, deux prédominent nettement, que nous venons de citer :

- la température ; nous avons vu que le coefficient α change de signe, en s'annulant, pour des tensions voisines de 5,5 volts. Si le circuit étudié risque de connaître d'importantes fluctuations de température, on s'efforcera de n'y employer que des diodes Zener de cette tension, quitte à réaliser des associations en série, pour obtenir des références plus élevées (11 volts avec deux diodes, 16,5 volts avec trois diodes, etc.) ;
- le courant de polarisation, par l'intermédiaire de la résistance dynamique. Cette dernière devient minimale aux alentours de 8 volts. Si la

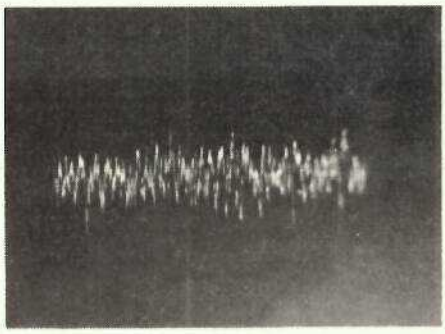


Figure 5 : Aspect de la tension de bruit au voisinage du coude.

diode utilisée doit subir d'importantes variations du courant de polarisation, on sélectionnera donc des tensions voisines de cette valeur. Là encore, des associations en série sont possibles.

Lorsque les deux paramètres, température et résistance dynamique, interviennent avec la même importance, un compromis conduira à des tensions de 6,2 volts : on rencontre cette valeur dans bien des montages.

Ces deux critères ne sont pas les seuls à guider le choix d'une diode. Lorsque celle-ci, de tension V_Z, est parcourure en permanence par une intensité continue I_Z, elle dissipe une puissance :

$$P = V_Z I_Z$$

qui se retrouve sous forme de chaleur dans la jonction, dont elle élève la température. On prendra donc en compte la puissance maximale dissipable. Celle-ci, dans les catalogues des constructeurs, est indiquée pour une température de jonction de 25 °C. Les plus petites diodes Zener sont prévues pour 400 mW, et les plus grosses peuvent supporter quelques watts.

Utilisation des diodes Zener pour la stabilisation des tensions

Le montage le plus simple d'une Zener employée à la régulation d'une tension continue, est celui de la **figure 6**.

En amont, on dispose d'une tension E non régulée. En aval, aux bornes de la charge R_L le plus souvent variable, on souhaite maintenir une différence de potentiel U aussi constante que possible. L'intensité I du courant qui traverse R, se partage entre I_Z dans la diode, et I_L dans la charge:

$$I = I_Z + I_L.$$

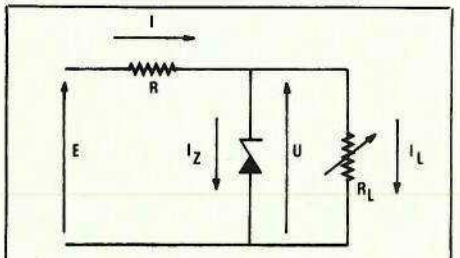


Figure 6

Comme E et R_L peuvent varier, on est amené à considérer l'influence de ces deux facteurs sur U. Il s'agit de la **régulation amont** dans le premier cas, et de la **régulation aval** dans le deuxième. On suppose, à chaque fois, la température constante.

Examinons, d'abord, le cas de la stabilisation amont: R_L demure fixe, tandis que E varie. On appellera **caractéristique en charge (figure 7)** la courbe:

$$I = I_Z + I_L = f(U)$$

obtenue en ajoutant, point par point, donc pour chaque valeur de U, les courbes:

$$I_Z = f_1(U)$$

et

$$I_L = \frac{U}{R_L}$$

Le point de fonctionnement P du montage se situe, alors, à l'intersection de cette caractéristique, et de la droite de charge, d'équation:

$$U = E - R\,I$$

Comme le montre la **figure 7**, la plage de stabilisation, pour une résistance R donnée (qui fixe la pente de la droite de charge), se situe entre le minimum E_1 imposé par le coude de la caractéristique, et le maximum E_2 imposé par la dissipation maximale.

On appelle **facteur de stabilisation amont** σ, le rapport des variations relatives de U, à celles de E:

$$\sigma = \frac{\dfrac{\Delta U}{U}}{\dfrac{\Delta E}{E}} = \frac{\Delta U}{\Delta E} \times \frac{E}{U}$$

Pour alléger notre exposé, nous reportons en annexe le calcul de σ. En s'y référant, nos lecteurs vérifieront qu'on trouve:

$$\sigma = 1 - \frac{V_{ZK}}{U} + \frac{r_d}{R_L} + \frac{r_d}{R}$$

où V_{ZK} est la tension Zener au coude (voir **figure 3**), et où r_d est la résistance dynamique.

Pour obtenir une bonne stabilisation amont, c'est-à-dire un faible σ, il fait alors:

- choisir U aussi proche que possible de V_{ZK}, pour réduire le terme dans la parenthèse,
- choisir R aussi grand que possible, pour réduire le dernier terme.

Passons maintenant à la stabilisation aval: E restant maintenant fixe, tandis que R_L varie, on définit le **coefficient de stabilisation aval** τ, comme le rapport des varaitions relatives de U à celles de R_L:

$$\tau = \frac{\dfrac{\Delta U}{U}}{\dfrac{\Delta R_L}{R_L}} = \frac{\Delta U}{\Delta R_L} \times \frac{R_L}{U}$$

Un calcul que, là encore, nous reportons en annexe, conduit à:

$$\tau = \frac{r_d}{R_L}$$

La stabilisation aval augmente donc lorsque la résistance dynamique de la diode diminue. Il est d'ailleurs facile de montrer que, vis-à-vis de la charge R_L, l'ensemble de la diode Zener et de la résistance R se comporte sensiblement comme un générateur de résistance interne r_d.

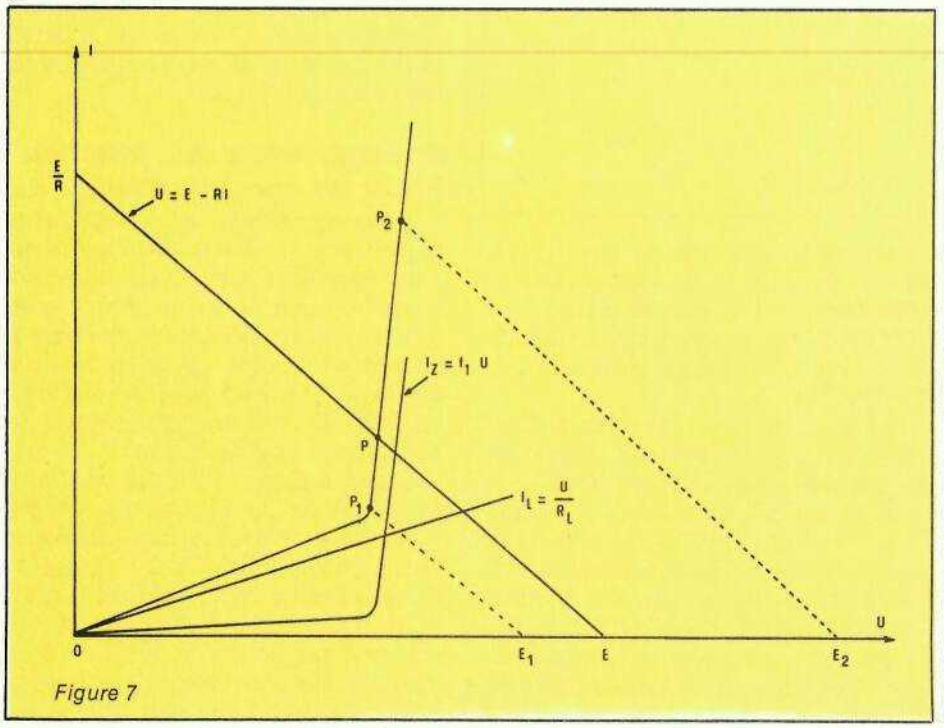


Figure 7

Les diodes tunnel

La diode tunnel porte aussi le nom de diode Esaki, du nom de son inventeur Japonais, qui l'a découverte en 1953. Pour des raisons que nous supposons tristement commerciales, ce composant n'est guère répandu dans les officines où s'approvisionnent les amateurs. Il nous semble toutefois inadmissible d'en ignorer les propriétés.

Approche expérimentale de la diode tunnel

Dans les diodes ordinaires, les semiconducteurs P et N contiennent environ 10^{14} atomes d'impuretés par cm^3, soit environ un atome donneur ou accepteur pour 10^8 atomes du cristal. On réalise des diodes tunnel grâce à une concentration beaucoup plus élevée d'impuretés : de l'ordre de 10^{20} atomes par cm^3.

Le relevé de la caractéristique d'une diode tunnel conduit au résultat de la **figure 8** où, pour faciliter les comparaisons, nous avons aussi tracé, en pontillés, la caractéristique d'une diode ordinaire. Dans les deux cas, le semiconducteur utilisé est le germanium. On constate alors :

- que le courant inverse croît très rapidement : il n'existe plus de palier suivi d'une zone de claquage (du

moins pour des tensions faibles) ;

- que le courant direct augmente rapidement aux très faibles tensions, pour atteindre, vers 50 mV, un maximum I_P dit **courant de pic** ; la tension correspondante, V_P, est la **tension de pic** ;
- qu'il existe ensuite une zone de **résistance dynamique négative** (I décroît lorsque V croît), suivie d'un minimum d'intensité I_V. I_V est le **courant de vallée**, à quoi correspond la **tension de vallé** V_V ;
- qu'après la vallée, la caractéristique rejoint celle d'une diode normale.

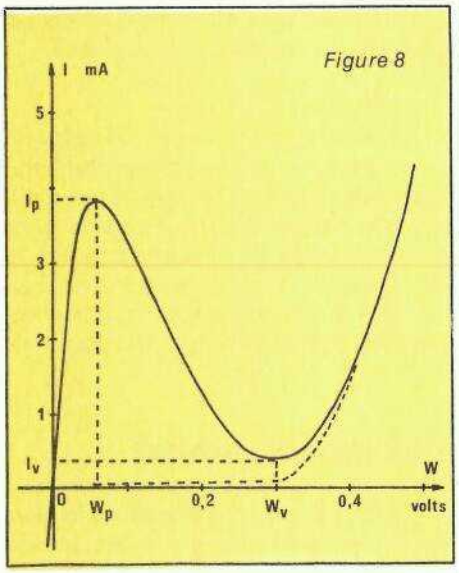


Figure 8

L'effet tunnel : une manifestation de la mécanique quantique

On sait que dans une jonction PN ordinaire, un électron ne peut franchir la barrière de potentiel V que s'il dispose d'une énergie égale ou supérieure à eV : c'est une conséquence des lois de la mécanique classique (voir RP-EL n° 416).

Or, dans une telle jonction, la largeur de la barrière de potentiel (ou de la charge d'espace) est de l'ordre du micromètre. Les très fortes concentrations en impuretés utilisées dans les diodes tunnel, réduisent cette largeur aux alentours de 10 nm, soit 100 fois moins. On montre alors, grâce à la théorie des bandes d'énergie, que la probabilité de franchissement de la barrière de potentiel n'est plus nulle, pour des électrons d'énergie inférieure à eV, à condition que des niveaux d'énergie équivalents soient disponibles de part et d'autre de la jonction. Par ailleurs, le déplacement des porteurs de charge à travers la jonction, s'effectue à des vitesses voisines de celle de la lumière, donc beaucoup plus rapidement que dans le cas de la mécanique classique : ceci autorise l'accès à des fréquences de fonctionnement très élevées (plusieurs dizaines de gigahertz).

Il est évident que nous ne saurions ici nous étendre davantage sur l'effet tunnel, la mécanique quantique n'étant sans doute maîtrisée que par peu de nos lecteurs. Justifions cependant l'appellation du phénomène : de façon très imagée, on peut comparer la barrière de potentiel à une colline ; un électron ne peut la gravir jusqu'à son sommet, et la franchir, que s'il possède, au pied de la colline, une énergie (donc une vitesse) suffisante. Dans l'effet tunnel, cette condition n'est pas satisfaite : tout se passe comme si l'électron traversait la colline... à travers un tunnel, en faisant l'économie d'une ascension.

Applications des diodes tunnel

Un circuit oscillant LC (**figure 9 a**), excité par une impulsion puis abandonné à lui-même, est le siège d'oscillations amorties (**figure 9, b**), de fréquence :

$$f = \frac{1}{2\Pi\sqrt{LC}}$$

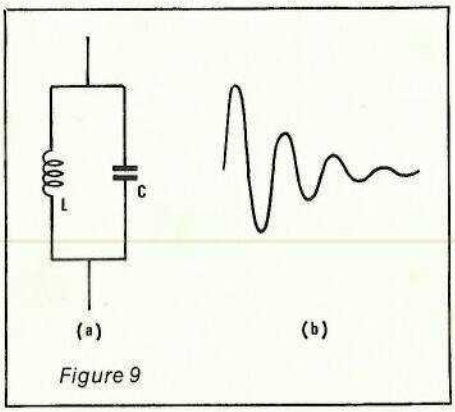


Figure 9

l'amortissement résulte de la présence de résistances (pertes dans la diélectique du condensateur, et dans le fil de la self), dont l'ensemble peut se réduire à la résistance R de la **figure 10 a**.

Pour maintenir des oscillations permanentes, il suffirait d'annuler l'amortissement en branchant, en parallèle sur R, une résistance négative − R (**figure 10, b**). Or, de telles résistances négatives existent **en alternatif** ; le diode tunnel, concevablement polarisé, en constitue sans aucun doute l'exemple le plus simple. On en jugera par le schéma d'oscillateur (il ne s'agit pas d'une réalisation pratique !) de la **figure 11** (noter, au passage, la représentation symbolique de la diode tunnel). Les résistances R_1 et R_2 déterminent la polarisation de la diode, pour la placer dans la partie à pente négative de la caractéristique.

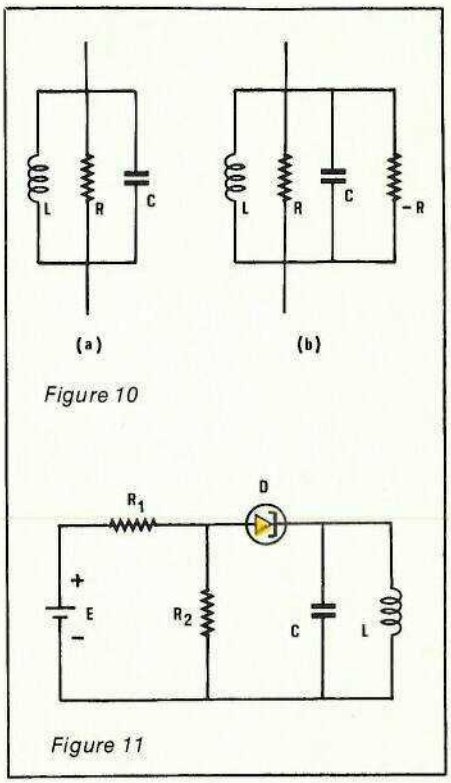


Figure 10

Figure 11

Les diodes Varicap

Comparables à des condensateurs variables dont la capacité dépend d'une tension, les diodes varicap supplantent largement leurs ancêtres mécaniques, dans nombre d'applications. C'est le cas, notamment, des têtes HF des récepteurs de radio ou de télévision.

Analogie entre une jonction PN et un condensateur

Nous avons déjà signalé cette analogie dans le numéro 416 de la revue, auquel le lecteur se reportera. La zone centrale de la jonction est une région de déplétion, encadrée, de part et d'autre, de deux couches d'ions de signes opposés : elle joue le rôle du diélectique dans le condensateur ainsi formé.

Comme dans tout condensateur, la capacité, toutes autres choses constantes, varie de façon inversement proportionnelle à l'épaisseur de ce diélectique. Considérons alors la variation des concentrations de chaque type de porteurs (C_P pour les trous et C_n pour les électrons), en l'absence de polarisation : on abou-

tit à la distribution de la **figure 12, a**, qui fait apparaître une épaisseur équivalente de diélectique e_1.

En présence d'une polarisation inverse (anode négative par rapport à la cathode), le champ électrique de la jonction garde le même sens que précédemment, mais augmente d'intensité. Les trous sont donc repoussés vers la région P et les électrons vers la région N, ce qui, comme le montre la **figure 12 b**, augmente jusqu'à e_2 la largeur de la zone de déplétion, donc l'épaisseur du diélectrique : la capacité diminue.

A titre d'exemple, nous reproduisons, en **figure 13**, les variations relatives de capacité d'une diode BA 110, c'est-à-dire le rapport :

$$\frac{C_v}{C_2}$$

de la capacité pour une tension inverse v quelconque, à la capacité pour une tension inverse de 2 volts. Les capacités maximales couramment atteintes sont de l'ordre de quelques dizaines de picofarads.

Circuit équivalent à une diode varicap

Une diode à capacité variable ne se réduit pas à un condensateur idéal, et son comportement réel conduit à l'assimiler à l'association des composants du schéma équivalent de la **figure 14**.

Dans ce circuit, la capacité C_v est celle que nous avons précédemment définie. La résistance parallèle, R_p, traduit la pente de la caractéristique inverse :

$$R_p = \frac{\Delta V_R}{\Delta I_R}$$

L'inductance série, L_s, est essentiellement celle des fils de connexion. Ceux-ci, et le semiconducteur de la diode, sont responsables de la résistance série R_s. On ne tiendra souvent compte que d'une partie des constituants parasites ; ainsi, R_s et parfois L_s, prédominent aux fréquences élevées ; aux fréquences basses, seules interviennent R_s et R_p

Coefficient de surtension d'une varicap

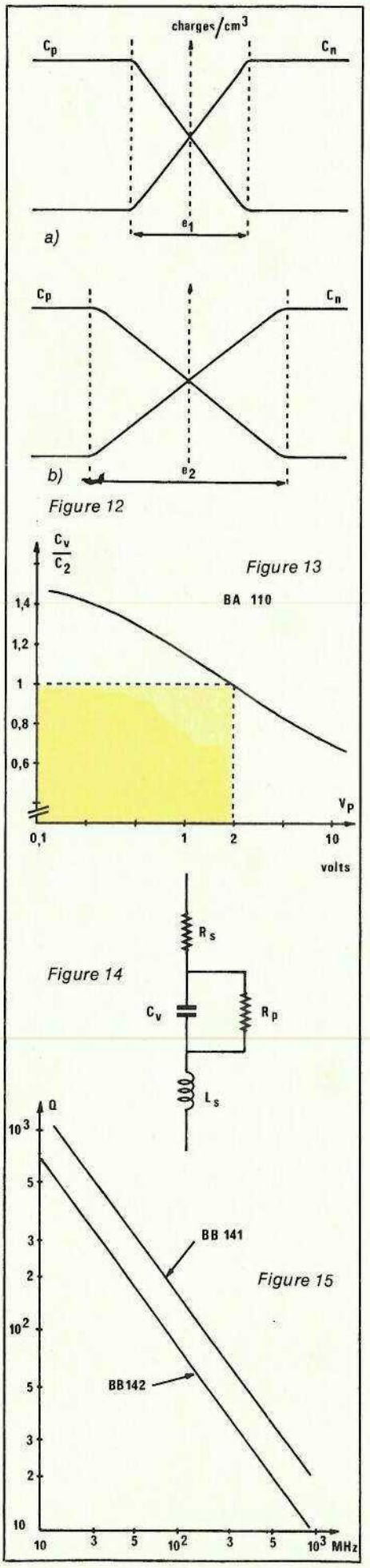
Comme dans tout circuit traditionnel, le schéma de la figure 14 permet de calculer le coefficient de surtension Q de la diode varicap, fonction de la pulsation :

$$\omega = 2\Pi f$$

Aux fréquences auxquelles travaillent le plus souvent ces diodes, c'est-à-dire de 10 MHz à quelques centaines de mégahertz, il est possible de négliger R_p et L_s, ce qui conduit à l'expression simplifiée :

$$Q = \frac{1}{R_s C\omega}$$

Des coefficients Q de quelques dizaines sont courants vers 50 à 100 MHz. La courbe de la **figure 15** donne, d'ailleurs, un exemple de variations de Q avec f, pour des diodes BB 141 et BB 142.



Applications des diodes varicap

Elles sont extrêmement nombreuses, et touchent aux domaines des oscillateurs HF et VHF, de la réception en modulation de fréquence, des tuners des téléviseurs, etc. Nous aurons donc l'occasion d'y revenir, au fil de cette série d'articles. Contentons-nous pour l'instant d'indiquer, en **figure 16**, le principe de l'accord d'un circuit résonant.

Dans celui-ci, la capacité résulte de la mise en parallèle du condensateur fixe C_P, et de la diode D, de capacité C_V. C_S, d'impédance négligeable à la fréquence de travail, évite de court-circuiter la tension continue de commande, appliquée à travers R, par la self L.

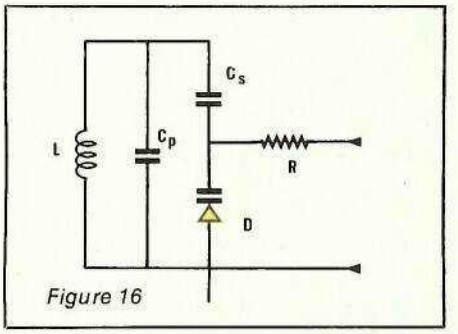


Figure 16

Quelques autres diodes

La diversité des diodes, aux technologies et aux applications particulières, est telle qu'un livre ne suffirait pas à en traiter totalement. Nous nous bornerons, pour conclure cet article, à une rapide revue de quelques types intéressants.

Les diodes PIN

Comme leur sigle l'indique, elles contiennent, entre les régions P et N fortement dopées, une couche de semi-conducteur intrinsèque I à haute résistivité, les diodes PIN connaissent deux grandes catégories d'applications.

Lorsque la zone intrinsèque est épaisse (de 10 à 100 μm), elles offrent un courant inverse très faible pour des tensions inverses élevées, et permettent ainsi le redressement de fortes tensions.

Pour des épaisseurs plus faibles de la zone intrinsèque, les applications concernent les fréquences élevées (de 100 MHz à plusieurs gigahertz). On montre alors, en effet, que la diode se comporte essentiellement comme une résistance dynamique variable avec la polarisation, ainsi que le montre la **figure 17**. On s'en sert alors pour commuter des fréquences élevées, par exemple dans les sélecteurs de canaux des récepteurs TV.

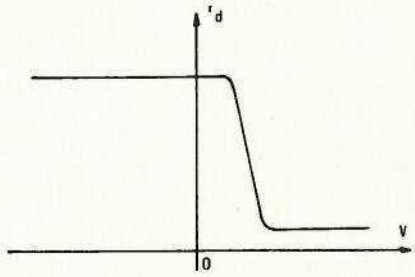


Figure 17

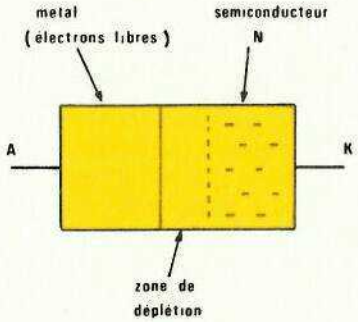


Figure 18

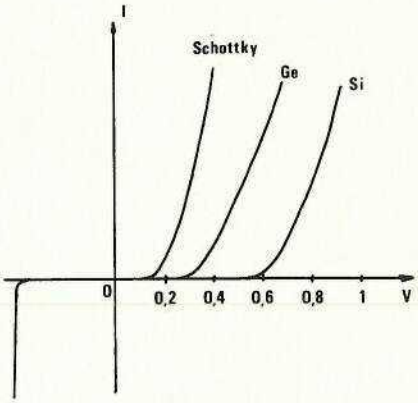


Figure 19

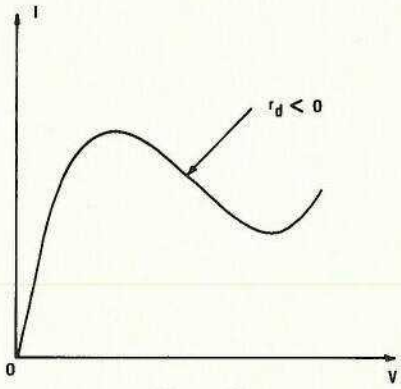


Figure 20

Les diodes Schottky

Les diodes Schottky sont le fruit d'une modification des diodes à pointe : le fil métallique de ces dernières, y est remplacé par un contact de grande surface, entre le métal et le semiconducteur (**figure 18**). Le métal est généralement de l'aluminium, et le semiconducteur du silicium N.

La zone de déplétion, qui se situe dans le semiconducteur, résulte de la pénétration des électrons les plus énergétiques dans le métal. La barrière de potentiel ainsi créée, s'appelle **barrière de Schottky**.

La particularité essentielle de la diode Schottky, réside dans l'absence de courant inverse par porteurs minoritaires. Toutefois, comme dans toutes les diodes semiconductrices, il existe une tension d'avalanche, à partir de laquelle l'intensité croît très rapidement.

D'allure exponentielle, le caractéristique directe peut être représenté par l'équation.

$$I = Is\left(\exp\frac{eV}{\eta kT} - 1\right)$$

où η prend la valeur 1 dans le cas du

ANNEXE

Calcul des facteurs de stabilisation

Stabilisation amont

La droite de charge donne:

$$E = R(I_Z + I_L) + U$$

avec

$$I_Z = \frac{U - V_{ZK}}{r_d} \text{ et } I_L = \frac{U}{R_L}$$

ce qui donne:

$$E = U\left(\frac{R}{r_d} + \frac{R}{R_L} + 1\right) - \frac{R}{r_d}V_{ZK}$$

En différenciant les deux membres, on en déduit:

$$\Delta E = \left(\frac{R}{r_d} + \frac{R}{R_L} + 1\right)\Delta U$$

En tenant compte du fait que R_L est beaucoup plus grand que r_d, on peut négliger le terme R/R_L. Par ailleurs, R est aussi, généralement, très supérieur à r_d. On peut alors écrire:

$$\frac{\Delta U}{\Delta E} \# \frac{r_d}{R}$$

Si on reporte ceci dans l'expression qui définit σ, il vient:

$$\sigma = 1 - \frac{V_{ZK}}{U} + \frac{r_d}{R_L} + \frac{r_d}{R}$$

Stabilisation aval

De la troisième égalité du calcul précédent, on peut tirer l'expression de U:

$$U = \frac{E + \frac{R}{r_d}V_{ZK}}{1 + \frac{R}{R_L} + \frac{R}{r_d}}$$

Dans le deuxième membre, seul R_L est vaiable. Calculons alors la dérivée logarithmique de U:

$$\frac{dU}{U} = \frac{-\frac{R}{R_L^2}}{1 + \frac{R}{R_L} + \frac{R}{r_d}}dR_L$$

soit:

$$\frac{dR_L}{R_L} = \frac{dU}{U}\left(1 + \frac{R_L}{R} + \frac{R_L}{2_d}\right)$$

En se reportant à la définition de τ, on trouve:

$$\tau = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R} + \frac{R_L}{r_d}}$$

Les mêmes simplifications que précédemment conduisent à:

$$\tau \# \frac{r_d}{R}$$

germanium, et 2 dans celui du silicium. Les autres termes de cette équation ont été définis dans notre article général sur les diodes (RP-EL n° 417). La **figure 19** permet de situer cette caractéristique, par rapport à celles d'une diode à jonction au germanium, et au silicum.

De l'absence d'un courant inverse par porteurs minoritaires, résulte l'absence de stockage de charges, donc un faible temps de recouvrement inverse et des commutations extrêmement rapides (de l'ordre de 0,05 ns, contre 1 ns pour les diodes à jonction les plus performantes).

On utilise donc ces diodes :

- dans la technique des hyperfréquences : détection, conversion de fréquence, commutation de signaux, etc. ;

- dans les éléments de commutation rapide, notamment les circuits intégrés numériques TTL « S » ou « LS » (technologie TTL Schottky).

Les diodes Gunn

Contrairement à tous les dispositifs étudiés jusqu'à présent, celui qu'on appelle **diode Gunn** ne comporte aucune jonction : il ne présente donc pas de caractéristique de redressement.

L'effet Gunn est lié à l'apparition, dans certains matériaux comme l'arséniure de gallium Ga As, et au-delà d'un champ électrique donné, d'une résistance dynamique négative : c'est ce que montre la caractéristique de la **figure 20**.

Comme tous les composants offrant une résistance négative (voir diode tunnel), la diode Gunn, associée à un circuit résonant passif, permet l'entretien d'oscillations. Comme elle se montre capable de travailler à des fréquences très élevées (plusieurs dizaines de gigahertz), on l'utilise dans les oscillateurs en hyperfréquences. Le circuit oscillant, alors, est une cavité. On trouvera d'ailleurs un exemple d'application dans l'article « Alarme hyperfréquence », de F. de Dieuleveult (RP.-EL. n° 411).

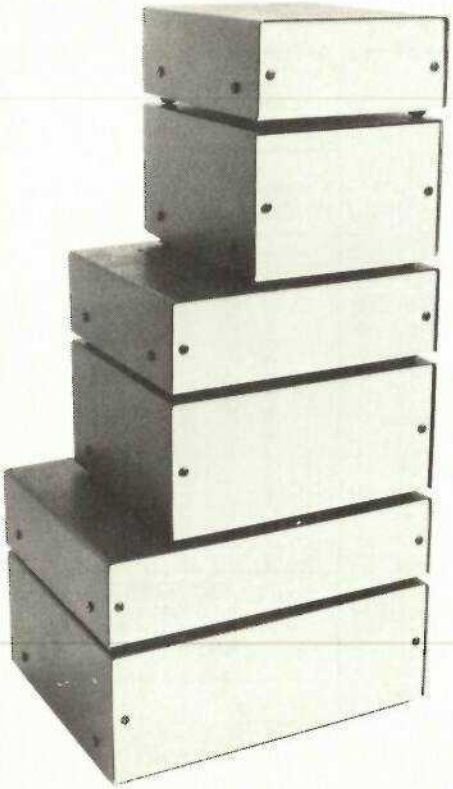
R. RATEAU

INFOS

ESM annonce plusieurs nouveautés pour la rentrée :

Une nouvelle série de coffrets EB

Ceux-ci sont constitués d'un chassis électrozingué de 8/10e, d'un capot en tôle noire de 10/10e d'épaisseur gravée et recouverte d'une peinture epoxy.
L'ensemble rappelle parfaitement l'aspect d'un gainage plastique.
Deux types de faces avant sont disponibles :
— Aluminium 12/10e recouvert d'un film plastique de protection évitant les rayures pendant les opérations d'usinage.

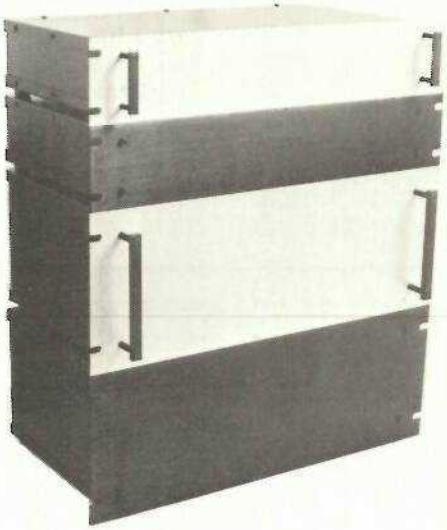


— Plastique gris de 20/10e.
Des trous d'aération sont disposés à l'avant et à l'arrière du capot pour permettre l'évacuation des calories.
Cette série économique devrait retenir l'attention des amateurs.

Amélioration de la série ER :

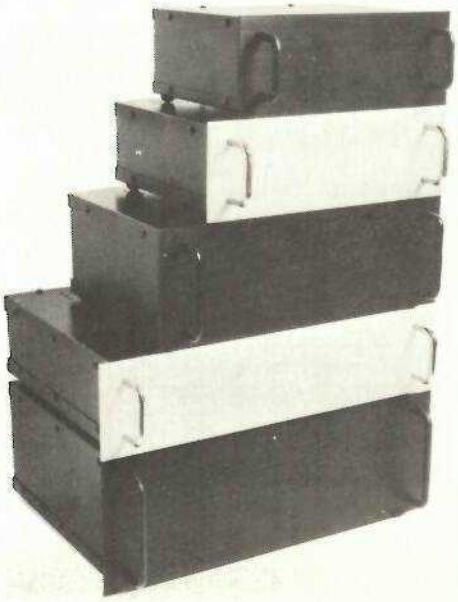
Celle-ci connue de nos lecteurs, pour avoir abrité plusieurs des réalisations proposées dans la revue, s'enrichit d'un nouveau coloris de façade.
Rappelons qu'il s'agit de racks standard 19 pouces, avec face avant en aluminium 30/10e brossé et anodisé.

Le constructeur propose dorénavant en option des façades anodisées noires ainsi que des poignées noires. Ajoutons qu'une gamme de poignées de section carrée équipe la version professionnelle de cette série.



La série ET :

Cette série existe déjà également, mais se voit complétée par trois nouveaux modèles ligne basse équipés de faces avant aluminium anodisé noir ou incolore. Le style «coffret de mini-chaîne» que revêt par exemple le modèle 24/09 saura certainement séduire nos lecteurs.



Transformez votre voltmètre digital en thermomètre de précision

Les voltmètres digitaux (ou numériques) se prêtent fort bien, de par leur extrême précision, à la mesure de toutes sortes de grandeurs physiques qu'un capteur approprié peut transformer en tension.

Parmi ces grandeurs, la température revêt sans aucun doute une importance particulière pour chacun.

Cependant, l'adaptation entre le capteur et le voltmètre n'est réalisable que si la caractéristique du capteur est parfaitement linéaire. Dans certains cas, des montages linéarisateurs relativement simples peuvent également donner satisfaction.

Notre propos sera ici de décrire la réalisation d'un adaptateur thermométrique pour voltmètre digital permettant, au moyen de composants courants et très peu coûteux, de mesurer avec une grande précision toute température comprise entre − 50 et + 150 °C dans des conditions variées.

Principaux composants thermométriques actuels

De nombreux composants ont été mis au point pour cette application très importante, tant pour l'industriel que pour l'amateur, que représente la mesure des températures.

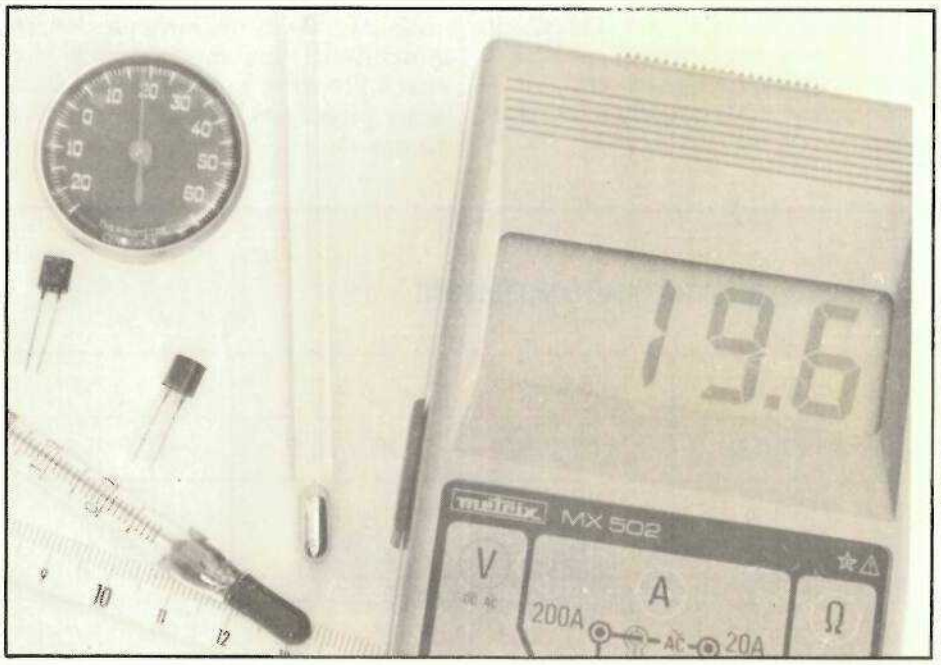
Deux principales catégories de capteurs peuvent être distinguées selon que l'organe sensible produit lui-même une tension ou se comporte en résistance variable.

Les thermocouples appartiennent à la première catégorie. Simples à réaliser (assemblage par brasure de deux fils de métaux différents), ils s'avèrent plus délicats à utiliser en raison d'une part de la très faible amplitude des tensions délivrées et d'autre part des effets parasites d'un câblage qui n'obéirait pas parfaitement à tout une série de règles très strictes. Ceci ajouté à leur caractéristique non linéaire les destine presque uniquement à un usage industriel (mesure des très hautes températures notamment) de précision.

Les sondes platine sont un autre exemple de capteur très précis, mais réservé également à un usage industriel en raison de leur prix élevé et, toujours, de leur non-linéarité.

Dans ces deux cas, il existe pour chaque type de thermocouple ou de sonde platine des **tables de conversion** donnant directement la température en fonction de la tension ou de la résistance mesurée. A partir de ces tables, il est possible de calculer des montages linéarisateurs, mais ceux-ci introduisent une notable perte de précision si leur complexité doit être limitée à un degré raisonnable.

Comme les sondes platine, les thermistances CTP et CTN voient leur résistance varier avec la température : la résistance des CTP augmente lorsque la température augmente alors que celle des CTN diminue lorsque la température augmente. Leur prix très minime et leur très fort coefficient de température (analogue à une sensibilité) les font souvent utiliser dans les réalisations d'amateur ou dans les équipements grand public. Malheureusement, leur caractéristique est fortement non-linéaire et la précision assez moyenne (les tolérances des courbes d'étalonnage sont relativement importantes). Les thermistances sont certes capables de rendre de grands services (le domaine d'application des CTP s'élargit d'ailleurs sans cesse sous l'impulsion de fabricants comme Siemens), mais ne



conviennent pas dans le cas de figure qui vous occupe ici.

Nous nous sommes donc tournés vers un nouveau composant mis au point par Siemens : le capteur de température au silicum KTY 10, en raison de ses caractéristiques des plus intéressantes et de son faible coût.

Le capteur de température KTY 10

Le capteur du silicium KTY 10 est présenté dans un boîtier plastique analogue à ceux équipant les petits transistors genre BC 238, etc. mais muni de deux sorties seulement (figure 1). En effet, ce capteur consiste en un simple cristal de silicium dopé N, réalisé comme les transistors en technologie Planar, et équipé de deux contacts en or (technologie à plusieurs couches). Ceci étant, si l'on mesure la résistance présente entre ces deux contacts (pas de polarité préférentielle puisqu'il ne s'agit aucunement d'une jonction PN), on trouve une valeur de 2 kΩ environ pour une température de 25 °C et un courant d'essai de 1 mA.

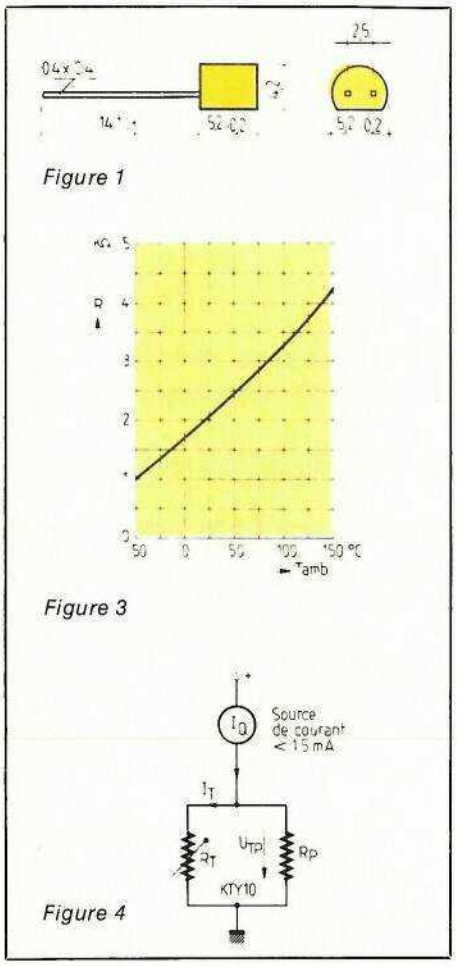
La figure 2 montre qu'il existe plusieurs variantes de KTY 10, référencées de A à D, selon la précision avec laquelle cette résistance est garantie.

Si maintenant nous faisons varier la température du capteur entre − 50 et + 150 °C, nous constatons une variation de résistance de 1 kΩ à 4,2 kΩ environ comme en témoigne, la figure 3. En fait, ce comportement ressemble à celui d'une thermistance CTP, à coefficient de température positif.

Cependant, cette ressemblance s'arrête au sens de la variation de la résistance. En effet, si la sensibilité est nettement moindre que celle d'une thermistance, la linéarité est bien meilleure, quoique encore approximative,. Un examen détaillé de la courbe de la figure 3 ferait en effet apparaître une erreur de linéarité pouvant atteindre 14 % dans les plus mauvaises conditions, c'est-à-dire aux environs de + 50 °C.

Lorsque l'on souhaite travailler dans un domaine de températures plus étroit que − 50 à + 150 °C, on peut obtenir une précision de 1 à 2 % sans artifice supplémentaire.

En ce qui nous concerne, nous tenons à utiliser la totalité de la gamme de mesure du KTY 10, ce qui rend nécessaire l'étude d'un montage de linéarisation et d'adaptation sur voltmètre numérique utilisé, un Métrix MX 502 réglé sur le calibre ± 200 mV. Notre adaptateur doit donc délivrer 1 mV/°C, ce qui le rend compatible avec n'importe quel autre multimètre ou millivoltmètre digital.



Etude de l'adaptateur thermométrique

Le fabricant du capteur affirme que la simple mise en parallèle d'une résistance de 6,8 kΩ avec le KTY 10 alimenté à courant constant permet d'atteindre une linéarité excellente.

En effet, si on enregistre une légère perte de sensibilité (870Ω à 2 600Ω toujours pour − 50 à + 150 °C), l'erreur maximale se trouve ramenée à ± 0,5 % soit ± 1 °C. Mieux, encore dans le domaine de température le plus souvent rencontré : 0 à + 100 °C, l'erreur n'est plus que de ± 0,2 % soit 0,2 °C. Il n'est donc pas ridicule d'afficher le dixième de degré sur le multimètre comme nous le faisons avec notre MX 502 (lecture maximum 199,9 mV pour ce 2 000 points ou 3 digits 1/2).

Si donc nous suivons les conseils de Siemens et que nous faisons passer un courant inférieur à 1,5 mA **mais constant** dans le capteur, nous recueillerons à ses bornes une tension proportionnelle à la température mais décalée d'une quantité égale à la tension apparaissant à la température de 0 °C, puisqu'à cette température la résistance du capteur n'est pas nulle. Nos lecteurs amateurs de mathématiques reconnaîtront ici une fonction dite « affine » $y = ax + b$, ou avec nos notations physiques $V = aT + Vo$ (voir figure 4).

TOLERANCE DE LA RESISTANCE NOMINALE					
Tolérance		± 10 %	± 5 %	± 2 %	± 1 %
Type		KTY 10 D	KTY 10 C	KTY 10 B	KTY 10 A
Résistance nominale à I = 1 mA Tamb = 25 °C	min.	1 800 Ω	1 900 Ω	1 960 Ω	1 980 Ω
	max.	2 200 Ω	2 100 Ω	2 040 Ω	2 020 Ω

Figure 2

Comme nous voulons non seulement que la tension appliquée au voltmètre soit nulle pour T = 0 mais également que la variation de tension soit de 1 mV/°C, il nous faut fixer d'abord a, puis Vo que nous retrancherons à V.

Pour des raisons d'encombrement et de disponibilité, nous avons décidé d'alimenter le montage à partir d'une pile miniature de 9 V. Plutôt que de construire un générateur de courant constant à transistor, nous nous contenterons d'une simple résistance. En effet, puisque la tension aux bornes du capteur est de l'ordre de grandeur de la centaine de millivolts, le courant qui le travertse est voisin de 100μ A (exactement 113μ A). La résistance qui, alimentée sous 9 V, fournira ce courant sera donc forte (80 kΩ environ) ce qui permet de considérer comme constant le courant que cette 80 kΩ fournira à une charge ne variant guère que de 870Ω à 2 600Ω dans le pire des cas.

La compensation de Vo (0,15 V) se fera de la façon la plus simple possible par mise en opposition d'une tension fixe avec la tension délivrée par le capteur.

Le schéma de la **figure 5** reprend ces idées générales et montre bien les deux parties fondamentales du montage. On notera que des éléments ajustables ont été prévus afin de permettre un étalonnage aussi précis que possible.

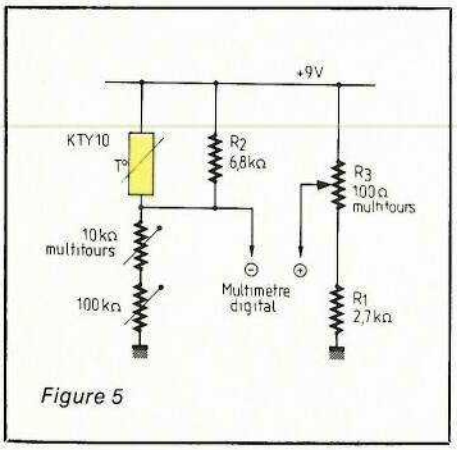


Figure 5

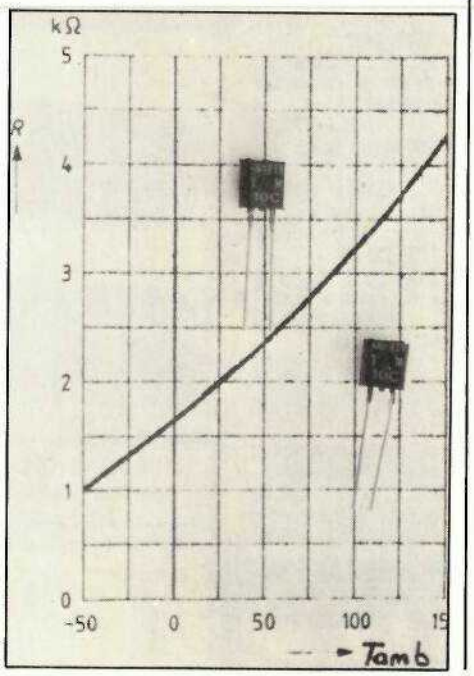
Réalisation pratique et étalonnage

La réalisation pratique ne pose vraiment aucun problème compte tenu de l'extrême simplicité du schéma. L'étude d'un circuit imprimé nous semble superflue étant donné que n'importe quelle chute de véroboard conviendra aussi bien. On peut prévoir un petit boîtier qui abritera le circuit et la pile.

On soignera tout spécialement le raccordement de la KTY 10, qui sera effectué avec du fil de fort diamètre si la longueur doit être notable. Selon que l'on souhaite mesurer la température de gaz (air notamment) ou de liquides (eau, bains photo, etc.), on soignera plus ou moins l'isolement des connexions, une solution radicale étant le moulage à l'araldite ou à l'élastomère silicone. On évitera d'augmenter par trop les dimensions du capteur lors de ces opérations, afin de ne pas accroître son inertie thermique. Ceci ferait en effet perdre cette grande rapidité de réaction du KTY 10, capable d'équilibrer sa tempértature en moins de 4 secondes lorsqu'on le plonge dans de l'huile en température.

L'étalonnage exige le recours à un thermomètre de précision et à des récipients d'eau à des températures connues avec certitude. La précision de l'appareil terminé dépend de celle du thermomètre « étalon ».

La première étape consiste à régler le potentiomètre de 100Ω de façon à mesurer 150,0 mV entre son curseur et le + de la pile. Un potentiomètre multitours est impératif à ce niveau. Amener le capteur à une température de + 50 °C et ajuster d'abord le 100 kΩ puis le 10 kΩ (impérativement multitours) afin de lire + 50,0 mV.



Amener le capteur à une température de + 10 °C et ajuster le 100Ω si le voltmètre n'indique pas + 10,0. Revenir alors à + 50 °C, puis à + 10 °C, et obtenir de proche en proche la meilleure précision possible. Il est conseillé d'effectuer alors des mesures à des températures extrêmes pour parachever l'étalonnage précédemment dégrossi.

Conclusion

Très simple à réaliser et à étalonner, ce montage d'un prix de revient négligeable permet à tout possesseur d'un quelconque multimètre numérique de résolution 0,1 mV (ou à la rigueur 1 mV) de disposer d'un thermomètre précis et pratique couvrant une très large gamme de température.

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Résistances 1/4 W 5 % ou meilleur si possible
R_1 : 2,7 kΩ
R_2 : 6,8 kΩ
R_3 : 100Ω pot ajust multitours
R_4 : 100 kΩ ajustable
R_5 : 10 kΩ pot ajust multitours

Semi-conducteur
1 : KTY 10, Siemens

Divers
1 pile 9 V avec clip
Boîtier
Véroborard
Fil de câblage
1 multimètre digital.

Indicateur d'égalité pour alimentations symétriques

Temps Difficulté Dépense

De nombreux montages nécessitent une alimentation symétrique. Nous citerons pour exemple, certains amplificateurs BF de puissance, une grande partie des montages ou figurent des amplificateurs opérationnels, etc. Il est souhaitable pour tous ces montages que les 2 alimentations délivrent des tensions égales en valeur absolue. Il est certain qu'avec les régulateurs de tension intégrés on peut considérer que les tensions de sortie sont rigoureusement égales.

Alors, nous direz-vous, à quoi bon vérifier l'égalité d'alimentations symétriques puisqu'avec des régulateurs fixes, l'égalité est à peu près certaine à 100 %. La raison est simple : les régulateurs que l'on trouve dans le commerce délivrent en sortie des tensions de valeur normalisée (5, 8, 12, 15, 18, 24 V) mais si d'aventure, il vous est nécessaire de disposer d'une alimentation + ou − 20 V vous êtes alors obligé de passer par des régulateurs à tension de sortie réglable. C'est là qu'intervient notre petit module grâce auquel on pourra ajuster l'égalité des alimentations à quelques millivolts près, sans être obligé de brancher un contrôleur successivement sur une sortie puis sur l'autre.

Principe de fonctionnement et synoptique

Une alimentation symétrique délivre 2 tensions, l'une positive, l'autre négative par rapport à la masse du montage auquel elle est destinée.

Pour détecter l'égalité (en valeur absolue) des 2 sorties de l'alimentation nous additionnerons les 2 tensions qu'elle délivre.

Si la sortie positive est supérieure en valeur absolue à la sortie négative, notre additionneur donnera à sa sortie une tension positive. Dans le cas contraire, elle sera négative.

Pour disposer d'une information permettant, par exemple, d'allumer une LED indiquant quelle est celle des 2 sorties qui a la plus grande valeur absolue l'additionneur est insuffisant car au voisinage de l'égalité de + V et − V la tension à sa sortie se rapproche de zéro. On fait donc appel à un comparateur dont l'une des entrées est au zéro et l'autre à la sortie de l'additionneur, c'est ce que l'ont peut voir sur le synoptique de la **figure 1**.

Pour toute tension positive à l'entrée (même très faible quelques millivolts suffisent) la sortie du comparateur sera à l'état haut et à l'état bas pour toute tension d'entrée négative. Dans le 1er cas on allume une LED L_1 et dans le 2e cas on allume L_2.

Schéma du montage

Celui-ci est donné à la **figure 2**. L'additionneur dont nous avons parlé plus haut est réalisé autour de IC_1 qui n'est autre qu'un 741. Pour le comparateur nous trouvons IC_2 encore un 741. De façon à obtenir une tension de sortie de même signe que la tension d'entrée, le signal issu de l'additionneur est envoyé à l'entrée non inverseuse de IC_2. L'entrée inverseuse est pour sa part, relié à la masse qui est notre zéro volt de référence. Pour limiter le courant dans les LED indicatrices on a inséré une résistance de protection R_6 entre la sortie de IC_2 et les 2 diodes LED montées tête bêche.

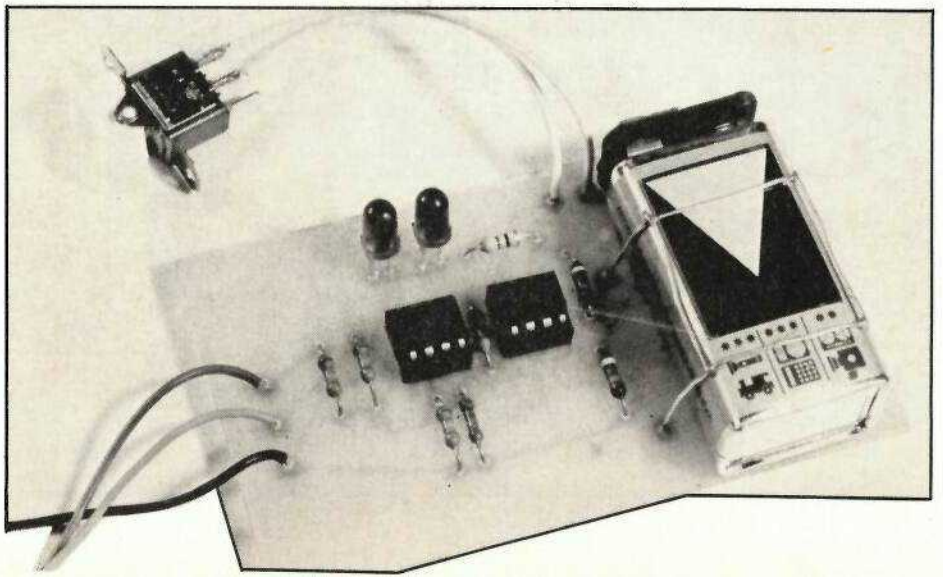
Pour obtenir l'alimentation de notre module on a réalisé une masse artificielle grâce aux résistances R_7 et R_8 de valeur égale et qui permettent d'obtenir 2 tensions symétriques (encore une alimentation symétrique) de 4,5 V à partir d'une pile de 9 V.

Compte tenu du gain élevé de IC_2 la sensibilité de notre montage est très grande. Comparée à la précision des indications d'un simple voltmètre branché successivement sur chaque sortie à équilibrer, notre module est de très loin supérieur. Aussi serait-il dommage de gâcher de telles qualités par un choix des composants non réfléchi.

La tension sur l'entrée non inverseuse de IC_1 a pour expression :

$$e+ = e_1 \frac{R_3//R_2}{R_1 + R_3//R_2} + e_2 \frac{R_1//R_3}{R_2 + R_1//R_3}$$

$$= \frac{e_1 R_2 R_3}{R_1(R_2+R_3) + R_2R_3} + \frac{e_2 R_1 R_3}{R_2(R_1+R_3) + R_1R_3}$$



$$e + = \frac{R_3}{R_1R_2+R_1R_3+R_2R_3} (e_1 R_2 + e_2 R_1)$$

si on s'arrange pour que $R_1 = R_2$ la tension sur l'entrée e+ sera donc directement proportionnelle à ($e_1 + C_2$) et la sortie Vs de IC_1 sera nulle pour $e_1 = - e_2$ ce que nous cherchons à obtenir.

Il faudra donc prendre pour R_1 et R_2 deux résistances rigoureusement égales. Pour cela on procèdera par un tri à l'ohmmètre (de préférence à affichage numérique) dans un lot de résistances de même valeur. L'utilisateur de résistance 1 % peut faciliter les choses.

On remarquera au passage que les entrées C_1 et C_2 peuvent être branchés indifféremment sur les sorties positives ou négatives de l'alimentation testée. Par contre, la masse de l'alimentation testée devra obligatoirement être reliée à celle du module.

Après ces quelques explications qui sont toujours indispensables pour connaître en détail le rôle de chaque élément et le fonctionnement de l'ensemble, nous allons passer à la réalisation pratique.

Réalisation

Le circuit imprimé sur lequel les différents composants ont été montés est donné à la **figure 3**. Tous les composants y compris la pile servant à l'alimentation sont disposés sur le circuit conformément au schéma d'implantation de la **figure 4**.

On acceptera l'orientation des 2 circuits intégrés et des diodes LED attention aux ennuis que ces inversions pourraient entraîner. La pile de 9 V sera maintenue sur le circuit imprimé par 2 fils dénudés.

Utilisation

Celle-ci est très simple. On relie la masse du module à celle de l'alimentation puis les entrées e_1 et e_2 aux sorties positive et négative. Le module et l'alimentation testée sont alors mises sous tension. L'une des 2 LED est alors allumée. Suivant qu'il s'agit de L_1 ou L_2 on agira sur celle des 2 sorties qui fait défaut.

Pour faciliter la lecture, on repèrera L_1 par un signe + et L_2 par un signe −. Inutile de dire que compte tenu du gain élevé de IC_2 il sera impossible d'éteindre les 2 diodes. On se placera donc à la limite du clignotement de celles-ci.

F. JONGBLOËT

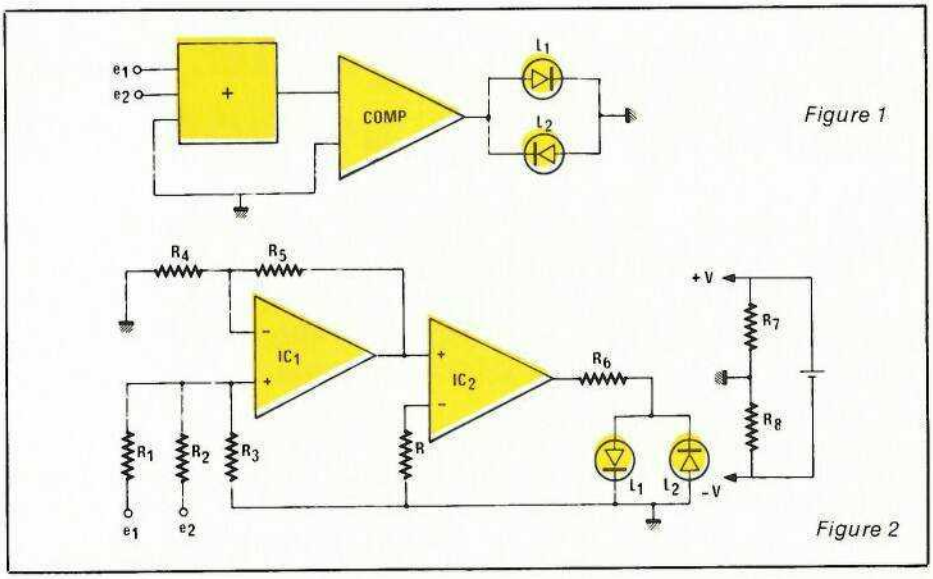


Figure 1

Figure 2

Nomenclature

Résistances
R_1 R_2 : 12 kΩ 1/4 W triées à l'ohmmètre ou 1 %
R_3 : 1 kΩ 1/4 W
R_4 : 12 kΩ 1/4 W
R_5 : 12 kΩ 1/4 W
R_6 : 47Ω 1/4 W
R_7 : 470Ω 1/4 W
R_8 : 470Ω 1/4 W

Diodes
L_1, L_2 : diodes LED rouges

Circuits intégrés
IC_1 IC_2 : AOP 741

Divers
K = interrupteur simple
P = pile 9 V type sucre.

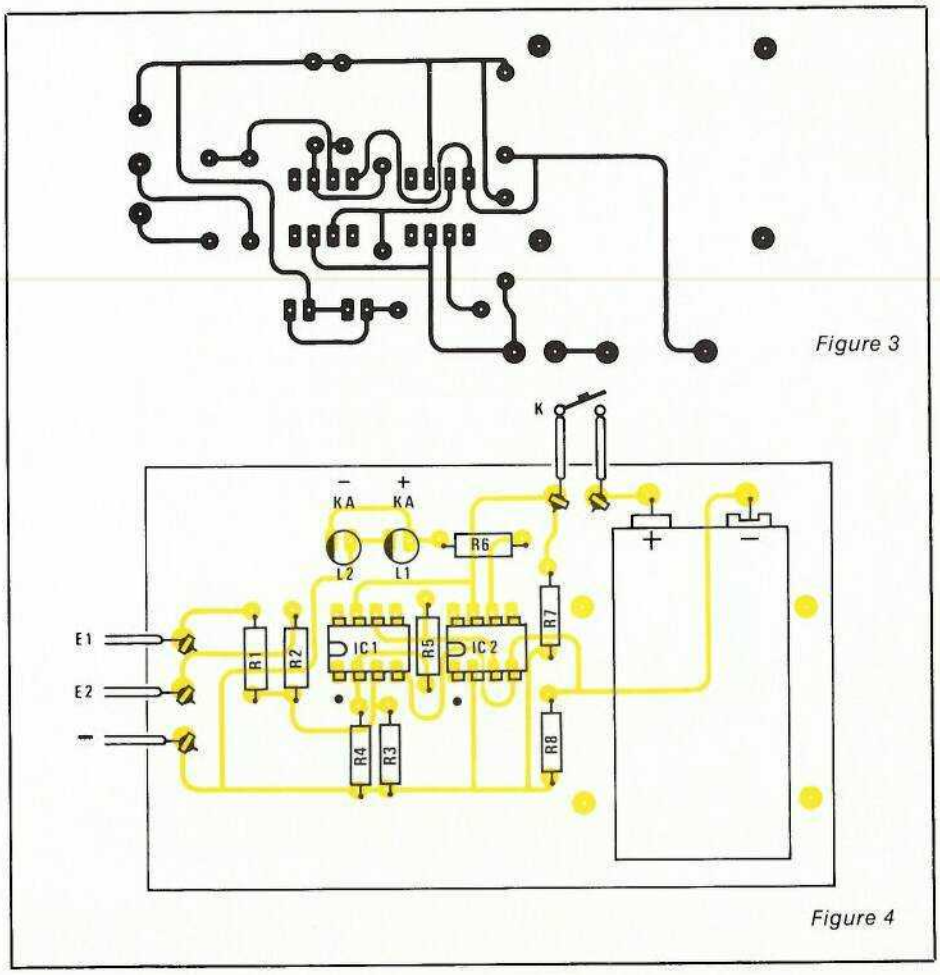


Figure 3

Figure 4

Application des diodes au redressement

Les diodes conduisent le courant de l'anode vers la cathode. Elles s'opposent à son passage en sens inverse. De là découle une de leurs applications principales: le redressement des tensions alternatives.

Cette opération, qui vise généralement à fournir une tension continue, implique un filtrage. Elle met en jeu un transformateur, destiné à ramener les 220 volts du secteur à une valeur compatible avec l'utilisation prévue.

Une alimentation non stabilisée regroupe donc: un transformateur, une ou plusieurs diodes, un filtre, le tout débitant dans la charge. C'est à cet ensemble que nous consacrons le présent article, en y proposant, en annexe, une série de manipulations.

Débit d'un redresseur sur charge résistive

Nous ne considérerons que le cas des tensions sinusoïdales, comme elles le sont à la sortie d'un transformateur alimenté par le secteur. On peut alors en redresser, à chaque période, une alternance, ou les deux. Ceci nous conduit à trois montages possibles, que nous examinerons successivement.

Redressement monoalternance

Au secondaire du transformateur (**figure 1**), on dispose d'une tension alternative V. Lorsque celle-ci est positive, avec les conventions de signe de la **figure 1**, la diode D conduit: au seuil près, généralement négligeable vis-à-vis de l'amplitude de V, la tension sur la cathode, donc aux bornes de R, reproduit V.

Pour les alternances négatives, la diode, polarisée en inverse, est bloquée: aucun courant ne circule, et la tension U reste nulle aux bornes de R. La **figure 2** montre, en fonction du temps, les variations de U, et celles de V.

Redressement double alternance en pont

On utilise un transformateur à secondaire unique, associé à un pont de quatre diodes D_1 à D_4, conformément au schéma de la **figure 3**. Pendant la demi-alternance où V est positif, le courant circule à travers D_2, R, et D_4; pendant l'autre demi-alternance, il traverse D_3, R, et D_1. L'intensité I garde donc toujours le même sens dans la résistance, aux bornes de laquelle la tension U est une succession d'arches de sinusoïdes, comme le montre la **figure 4**.

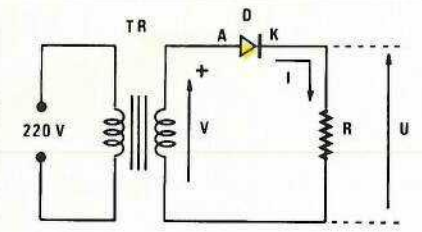


Figure 1

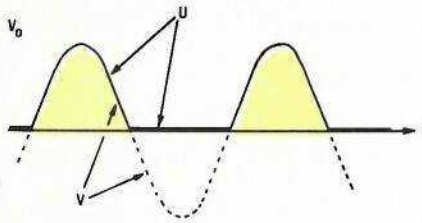


Figure 2

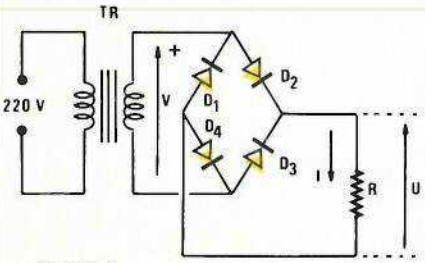


Figure 3

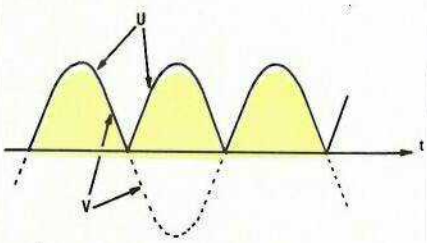


Figure 4

Redressement double alternance à point milieu

Chaque demi-secondaire du transformateur délivre une tension alternative V, à chaque instant de même amplitude et de même signe (**figure 5**). Pendant la demi-alternance positive, D_1 conduit, tandis que D_2 est bloquée: le courant I traverse R dans le sens indiqué par la figure. Pendant la demi-alternance négative, D_1 se bloque, et D_2 conduit: le courant garde le même sens dans R.

Finalement, les tensions U et V sont celles de la **figure 4**.

Composante continue et composante alternative

On sait que toute grandeur alternative périodique, de fréquence f, peut être décomposée en série de Fourier, donc considérée comme la

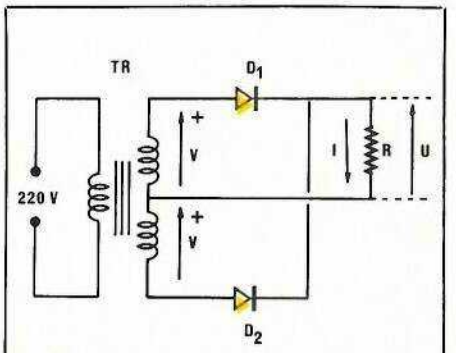


Figure 5

somme de signaux sinusoïdaux de fréquence f (la fondamentale) et de fréquences 2 f, 3 f, etc. (les harmoniques). Chaque terme, dans cette somme, est affecté d'un coefficient dépendant de la forme du signal.

Appliquons ce développement aux signaux des **figures 2** et **4**.

Redressement monoalternance

Nous donnerons les résultats sans détailler les calculs. Si V_o est l'amplitude de la sinusoïde, et f sa fréquence, on trouve:

$$U = \frac{V_o}{\Pi} + \frac{V_o}{2} \cos 2\,\Pi ft + \frac{V_o}{3\,\Pi} \cos 4\,\Pi\, ft + \ldots$$

La présence du premier terme traduit l'existence d'une composante continue, ce qui était physiquement évident. Les autres termes constituent l'ondulation: sa partie principale (2e terme) a même fréquence que la sinusoïde d'origine, donc 50 Hz dans le cas du secteur.

Redressement double alternance

C'est le cas de la **figure 4**. Le développement en série de Fourier donne, cette fois:

$$U = \frac{2\,V_o}{\Pi} + \frac{4\,V_o}{3\,\Pi} \cos 4\,\Pi ft - \frac{4\,V_o}{15\,\Pi} \cos 8\,\Pi\, ft + \ldots$$

Par rapport au cas précédent, on remarque deux différences importantes:

- la composante continue est doublée: là encore, il s'agit d'un résultat physiquement évident,
- la fréquence du premier terme de l'ondulation, est double de celle de la sinusoïde d'origine: 100 Hz, en partant du secteur. Nous verrons plus loin que ceci facilite le filtrage.

Valeur moyenne et valeur efficace d'une fonction périodique

Le terme général « fonction » est ici volontairement choisi: son imprécision traduit le fait que les définitions et les calculs qui suivent se rapportent aussi bien, pour l'électronicien, à des intensités qu'à des tensions, variables avec le temps.

Notion de valeur moyenne

Chacun la connaît pour l'avoir éprouvée dans son âge scolaire. Si, pendant un mois, un élève a obtenu les cinq notes a, b, c, d et e, sa moyenne mensuelle, y, est:

$$y = \frac{a + b + c + d + e}{5}$$

Facile à comprendre pour des grandeurs discrètes en nombre fini, la notion de moyenne peut s'étendre à une fonction continue. Soit la fonction $y = f(t)$, représentée par la courbe de la **figure 6**. Entre les instants t_1 et t_2, elle prend une infinité de valeurs (chacune correspondant à un point de la courbe). La somme doit être maintenant remplacée par une intégrale, prise entre les bornes t_1 et t_2. Le nombre de notes est remplacé par la largeur $t_2 - t_1$ de l'intervalle. La valeur moyenne $\overline{y}$ de la fonction y, entre t_1 et t_2, est alors définie par:

$$\overline{y} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f(t)\, dt$$

Pour une fonction périodique, il est intéressant de considérer la moyenne sur une période T. Celle-ci devient:

$$\overline{y} = \frac{1}{T} \int_{o}^{T} f(t)\, dt$$

Rappelons que l'intégrale n'est que la limite de la somme d'un nombre infini de termes, dont chacun devient infiniment petit.

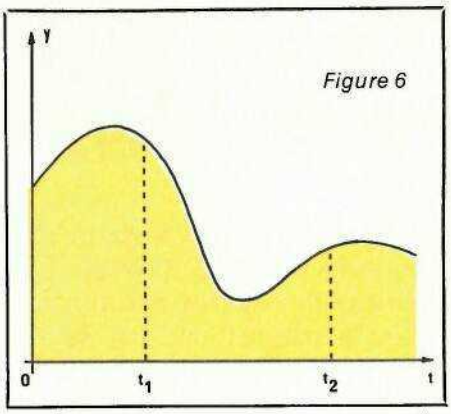


Figure 6

Notion de valeur efficace

Celle-ci étant déjà familière aux électroniciens, nous la définirons à partir de considérations physiques, en se ramenant à la puissance calorifique dissipée par effet Joule dans une résistance.

Si un courant continu d'intensité I traverse une résistance R, il y libère une puissance:

$$P = R\, I^2$$

Faisons circuler maintenant, dans cette même résistance, un courant périodique de forme quelconque, mais tel qu'il délivre la même puissance que précédemment. Nous dirons que son intensité efficace est I_{eff}, en la définissant par la relation:

$$P = R\, I_{eff}^2$$

Ceci conduit à montrer que la valeur efficace d'un courant I (t) fonction périodique du temps t avec la période T, est:

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{o}^{T} I^2(t)\, dt}$$

La même définition s'applique, évidemment, à une tension périodique.

	Figure 1	Figure 3	Figure 5
U_{moy}	$\frac{V_m}{\Pi}$	$\frac{2\,Vm}{\Pi}$	$\frac{2\,V_m}{\Pi}$
I_{moy}	$\frac{V_m}{\Pi R}$	$\frac{2\,V_m}{\Pi R}$	$\frac{2\,V_m}{\Pi R}$
$V_{eff.}$	$\frac{V_m}{2}$	$\frac{V_m}{\sqrt{2}}$	$\frac{V_m}{\sqrt{2}}$
$I_{eff.}$	$\frac{V_m}{2\,R}$	$\frac{V_m}{\sqrt{2}\,R}$	$\frac{V_m}{\sqrt{2}\,R}$
$I_{moy.}$ (D)	$\frac{V_m}{\Pi R}$	$\frac{V_m}{\Pi R}$	$\frac{V_m}{\Pi R}$
$V_{inv.}$ (D)	$-V_m$	$-V_m$	$-2\,V_m$
$I_{crête}$ (D)	$\frac{V_m}{R}$	$\frac{V_m}{R}$	$\frac{V_m}{R}$

Application aux tensions et courants redressés

Les **figures 2** et **4** montrent les formes des tensions redressées en simple et double alternance, sur charge résistive pure. Nous indiquons, sous forme d'un tableau, et pour les montages des **figure 1, 3** et **5**, les valeurs des tensions moyennes ($U_{moy.}$) et efficace (U_{eff}), des courants moyen ($I_{moy.}$) et efficace ($I_{eff.}$) dans R en fonction de l'amplitude V_m de la tension alternative V disponible au secondaire (ou sur chaque demi-secondaire) du transformateur.

Dans ce même tableau, nous donnons aussi l'intensité moyenne $I_{moy.}$ à travers la diode (ou chacune des diodes), ainsi que la tension inverse $V_{inv.}$ et l'intensité de crête $I_{crête}$.

Filtrage par capacité

Sur charge purement résistive, les circuits redresseurs précédemment étudiés délivrent des tensions et des courants unidirectionnels, mais non continus. Or, ces derniers constituent l'objectif final de toute alimentation destinée à fournir l'énergie dont a besoin un montage électronique. Pour passer du premier au deuxième cas, on utilise un filtre, c'est-à-dire un dispositif qui:

- transmet la composante continue (premier terme du développement en série de Fourier) du signal redressé,
- arrête, ou minimise, les composantes alternatives.

Dans les alimentations à haute tension (plusieurs centaines de volts) autrefois employées pour les montages à tubes, le filtrage faisait généralement intervenir des associations d'inductances et de condensateurs. Dans le cas des basses tensions, on se contente d'un filtrage par capacité: c'est ce cas que nous développerons, en l'appliquant aux trois montages redresseurs déjà cités.

Nous détaillerons particulièrement les explications pour le redressement monoalternance. Elles se transforment facilement pour s'appliquer au redressement à double alternance, et nous nous limiterons alors à l'énoncé des résultats.

Filtrage d'une tension redressée monoalternance

On place le condensateur, de capacité C, en parallèle sur la charge résistive R (**figure 7**). Nous baptiserons:

- V_A, la tension appliquée sur l'anode de la diode: c'est, évidemment, la tension sinusoïdale V au secondaire du transformateur;
- V_C la tension sur la cathode de la diode, égale à la différence de potentiel aux bornes de R;
- I le courant total qui traverse la diode;
- I_1 le courant qui circule dans la résistance de charge R;
- I_2 le courant qui circule dans le condensateur de filtrage C.

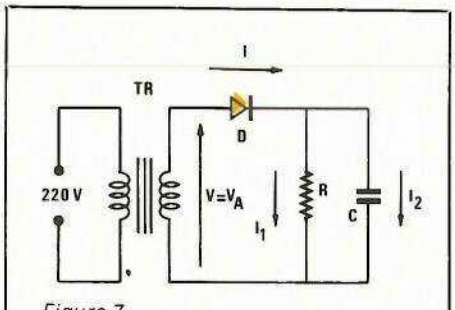


Figure 7

On a évidemment, à chaque instant t:

$$I = I_1 + I_2$$

A la première alternance positive, dont nous prendrons le point de départ comme origine des temps (**figure 8**), le condensateur est totalement déchargé. Les variables V_A, V_C, I_1, I_2 et I évoluent comme l'indique le début des courbes a, b et c de la **figure 8**. Ce régime transitoire ne nous intéressant guère, nous passerons au régime permanent, que la même figure illustre dans les alternances suivantes.

Tant que V_A reste supérieure à V_C, la diode conduit (nous négligeons ici sa tension de seuil). Elle laisse passer, à chaque instant t (nous negligeons V_A-V_C dans le calcul):

- dans la résistance, l'intensité:

$$I_1 = \frac{V_C}{R} = \frac{V_A}{R}$$

de forme sinusoïdale, puisque:

$$V_A = V_m \sin 2\Pi f t$$

- dans le condensateur, l'intensité:

$$I_2 = C\frac{dV_C}{dt} = C\frac{dV_A}{dt}$$

soit:

$$I_2 = 2\Pi V_m \cos 2\Pi f t$$

qui s'annule pour t_2:

$$t_2 = \frac{1}{4f} = \frac{T}{4}$$

A partir de l'instant t_3, V_A, à cause de l'énergie emmagasinée dans le condensateur, descend au-dessous de V_C, et la diode cesse de conduire. Le condensateur se décharge alors dans R, ce qui permet d'écrire:

$$I_2 = -I_1$$

C'est ce que traduisent, entre les instants t_3 et t_4, les courbes de la **figure 8, b.** Dans cet intervalle de temps, la tension V_C décroît exponentiellement (**figure 8, a**).

A l'instant t_4, la tension V_A, en train de croître sinusoïdalement, rejoint la tension décroissante V_C, et la diode recommence à conduire. Elle recharge le condensateur, avec l'intensité I_2, entre les instants t_4 et t_6, en même temps qu'elle fournit le courant I_1, alors sinusoïdal, à la résistance R. A l'instant t_6, un nouveau cycle recommence, identique au précédent.

En ajoutant, point par point, les intensités I_1 et I_2, on obtient la courbe c de la **figure 8**, qui illustre l'évolution du courant total I à travers la diode. Il s'agit d'un courant pulsé, dont l'intensité moyenne, et l'intensité de crête, ont été données dans le tableau précédent.

Taux d'ondulation - Tension et courant redressés

Dans la pratique, ainsi que nous l'indiquions précédemment, on cherche à obtenir, aux bornes de la charge R, une tension aussi continue que possible, donc une faible ondulation. Pour cela, il faut que le condensateur ne se décharge que très peu entre deux périodes, et la courbe **a** de la **figure 8** devient celle de la **figure 9**, où ΔV_C représente l'ondulation. La tension moyenne, aux bornes de R, est alors très voisine de l'amplitude V_m de la sinusoïde.

Pendant la décharge du condensateur, les intensités I_1 et I_2 dans R et dans C, sont égales et de signes contraires:

$$I_1 = -I_2$$

soit:

$$\frac{V_C}{R} = -C\frac{dV_C}{dt}$$

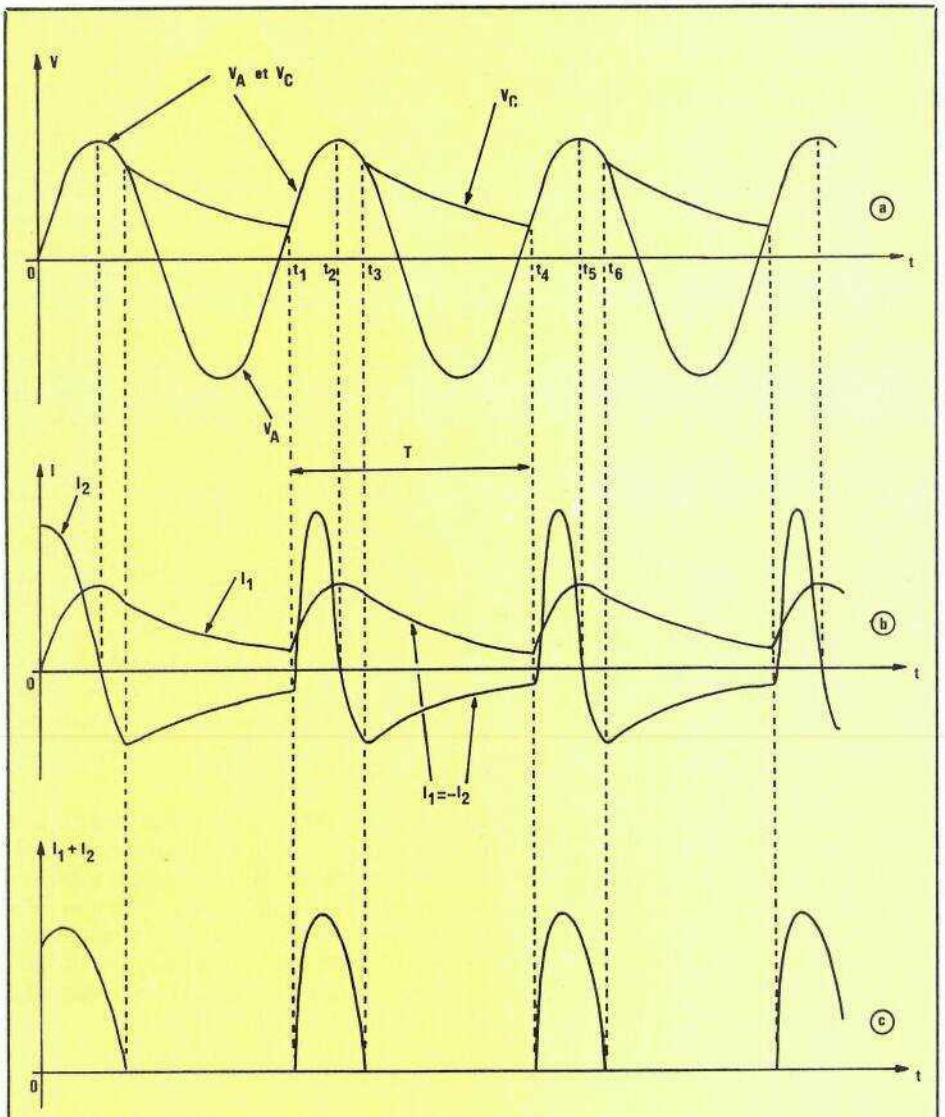


Figure 8

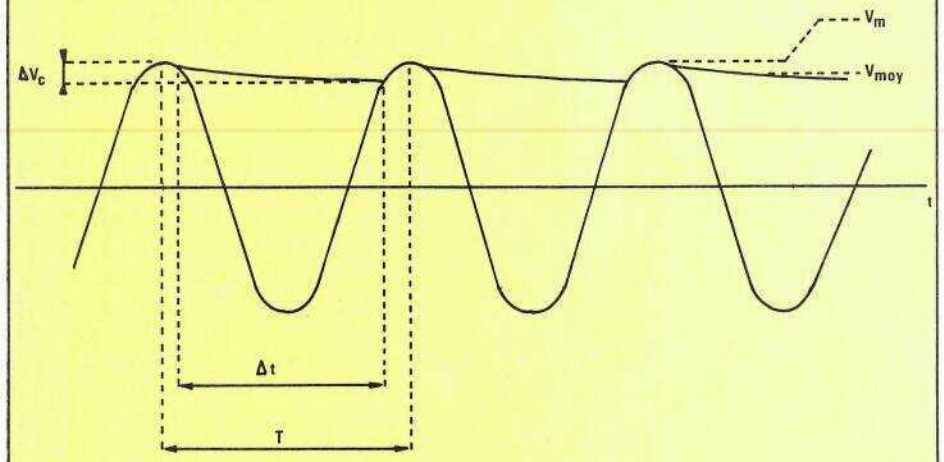


Figure 9

Au signe près, on a donc, pendant un intervalle de temps infiniment petit dt:

$$dV_C = \frac{V_C}{RC}\,dt$$

Or, dans les conditions que nous avons choisies, on peut faire deux approximations acceptables:

- d'abord, V_C, variant peu, reste toujours très voisin de V_m; on écrira:

$$V_C = V_m$$

- ensuite, la durée de décharge du condensateur, c'est-à-dire (**figure 9**) l'intervalle Δt, est très voisin de la période T.

Finalement, sur une période, l'ondulation est pratiquement:

$$\Delta V = \Delta V_C = V_m \frac{T}{RC}$$

On peut aussi l'exprimer en pourcentage de la tension moyenne filtrée. Il vient:

$$\Delta V\ (\%) = 100\,\frac{T}{RC}$$

Comme nous venons de le voir, et toujours dans l'hypothèse de ce filtrage quasi-parfait:

- la tension moyenne redressée est très voisine de la tension de crête V_m,
- le courant moyen I dans la charge, est donc très voisin de:

$$I = \frac{V_m}{R}$$

Redressement à double alternance

Les phénomènes ne diffèrent de ceux que nous venons d'exposer, que par la durée T de la période, qui devient deux fois plus faible, ainsi que le montrent les courbes de la **figure 10**.

Toutes choses égales par ailleurs, le taux d'ondulation se trouve divisé par deux, pour un même condensateur de filtrage. Inversement, si on se fixe l'ondulation maximale tolérée, il suffira d'un condensateur offrant une capacité moitié moindre.

Le transformateur d'alimentation

On appelle « transformateur » l'ensemble de deux bobines couplées magnétiquement; pour les alimentations travaillant à la fréquence du secteur, le couplage s'obtient par le noyau commun au primaire et au secondaire, et constitué d'un empilement de tôles de fer.

La **figure 11** schématise, sous forme simplifiée, le circuit équivalent à un transformateur. Outre les enroulements primaires L_1 et secondaire L_2, comportant respectivement n_1 et n_2 spires de fil, apparaissent les résistances r_1 et r_2, ainsi que les capacités parasites C_1 et C_2. A 50 Hz, on peut négliger ces dernières.

Si V_1 et V_2 sont les tensions efficaces au primaire et au secondaire, parcourus respectivement par les intensités I_1 et I_2, on sait que ces grandeurs sont liées par:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{n_1}{n_2}$$

et

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{n_2}{n_1}$$

Lors du choix d'un transformateur, l'amateur doit le plus souvent, hélas, se satisfaire des données fort réduites qu'on lui fournit: tension V_1 du primaire (généralement 220 volts, parfois 110 volts ou une combinaison de deux enroulements de 110 volts), tension V_2 au secondaire, et puissance maximale P (exprimée en VA ou volts x ampères) que peut fournir le transformateur. On a évidemment:

$$P = V_2 I_2$$

où I_2 est l'intensité secondaire maximale.

Les catalogues des constructeurs sérieux, fournissent d'autres renseignements. Voici les principaux:

- tension nominale en charge au secondaire, V_{2N}. C'est la tension qu'on obtient lorsque le primaire est normalement alimenté (220 volts), et que le transformateur débite le courant secondaire nominal, I_{2N},
- tension maximale V_{20} délivrée par le secondaire, lorsque celui-ci ne débite pas,
- résistance R_2 de l'enroulement secondaire,
- chute relative de tension au secondaire, r, définie par la relation:

$$r = \frac{\Delta V_2}{V_{2N}} = \frac{V_{20} - V_{2N}}{V_{2N}}$$

C'est donc la variation de tension au secondaire entre le fonctionnement à vide, et le fonctionnement en charge. On l'exprime généralement en pourcentage:

$$r\,(\%) = \frac{\Delta V_2}{V_{2N}} \times 100$$

Cette chute relative de tension est généralement beaucoup plus importante dans les transformateurs de faible puissance, que dans les modèles de forte puissance. A titre d'exemple, nous extrayons, du catalogue Métalimphy, la courbe de variation de r en fonction de P, pour les transformateurs toriques de ce constructeur. On la trouvera en figure 12.

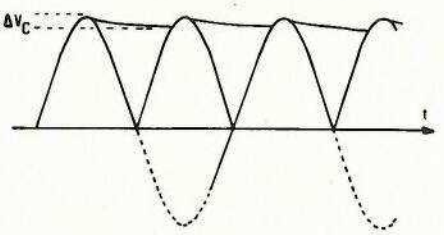


Figure 10

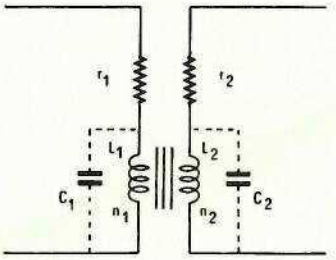


Figure 11

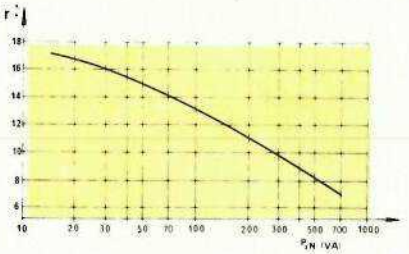


Figure 12

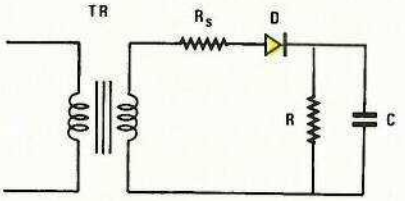


Figure 13

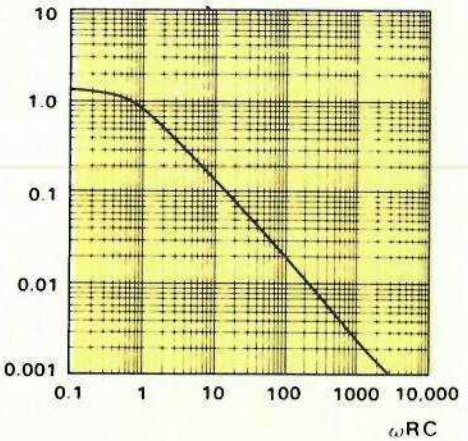


Figure 14

Influence de la résistance secondaire du transformateur

Si on tient compte de cette résistance R_2, ainsi que de la résistance directe R_d de la diode, il faut ajouter, en série avec le transformateur, au secondaire, la résistance:

$$R_s = R_2 + R_d$$

Dans le cas d'un redresseur monoalternance, comme celui de la **figure 7**, le schéma complet devient celui de la **figure 13**. Dans l'expression des divers tensions et courants, que nous avons précédemment fournie sous forme de tableau, il faut alors remplacer R par $R + R_s$.

Utilisation des abaques

Les calculs de taux d'ondulation, et de courant de crête dans la (ou les) diode, compte tenu de la charge R et du condensateur de filtrage C, sont souvent fastidieux. On gagne du temps en utilisant les abaques que nous reproduisons ci-dessous.

Le premier (**figure 14**) fournit le taux d'ondulation, en fonction du

produit ωRC, ou ω est la pulsation, liée à la fréquence f par la relation connue:

$$\omega = 2\,\Pi f$$

En France, f = 50 Hz, d'où:
ω = 314rd/s (radian par seconde).

La **figure 14** s'applique au cas du redressement monoalternance (**figures 7 et 13**).

L'intensité de crête I_M dans la diode, lorsque celle-ci conduit (recharge du condensateur de filtrage), dépend bien entendu de la capacité C, mais aussi du rapport R_s/R, où, comme précédemment, R_s désigne la somme de la résistance du secondaire du transformateur, et de celle de la diode dans le sens passant. L'abaque de la **figure 15** donne le rapport I_M/I_{moy}, ou I_{moy} est le courant moyen dans la charge, toujours pour un redressement monoalternance.

On voit que, le cas échéant, on peut protéger la diode contre les surtensions, en ajoutant une résistance en sortie avec le transformateur, pour augmenter le rapport R_s/R

Aux **figures 16 et 17**, on trouvera des abaques comparables aux précédents, mais qui s'appliquent, cette fois, au redressement à double alternance. L'une des courbes de la **figure 16** se rapporte au filtrage par inductance, dont nous n'avons pas traité, en raison de son peu d'importance pratique.

Choix des diodes de redressement

Lors de la conception d'une alimentation non stabilisée, trois caractéristiques conditionnent d'abord, le choix des composants: la tension redressée, le courant consommé au secondaire, et le taux d'ondulation résiduelle, lors du fonctionnement en charge.

Ceci conduit à choisir le transformateur (voir plus haut), puis le condensateur de filtrage. Il reste, ensuite, à déterminer les caractéristiques des diodes, c'est-à-dire:
— l'intensité du courant moyen qui traverse chacune d'elles,
— l'intensité du courant de crête qu'elles doivent supporter,
— la tension inverse à laquelle elles sont soumises.

Les considérations énoncées au long de cet article permettent la détermination de ces paramètres, soit par le calcul, soit en se reportant aux tableaux et aux abaques. Il ne reste, alors, qu'à découvrir le modèle le mieux adapté, en se reportant aux catalogues des constructeurs de semiconducteurs. Ceux-ci donnent, pour chaque type de diode:

- l'intensité directe I_F (F pour «forward») supportable en permanence, pour une température de jonction de 25 °C. Elle doit être, évidemment, supérieure à l'intensité I_{moy} définie plus haut,
- l'intensité de crête I_{FSM} (S pour «surge» et M pour «maximum»), en précisant la durée d'application: celle-ci est en général une demi-période, soit 10 ms,
- la tension inverse V_{RRM} (R pour «reverse», R pour «repetitive» et M pour «maximum»).

Ainsi, dans le cas classique de la série 1 N 4001 à 1 N 4007, souvent exploitée dans nos montagnes, on trouve: I_F = 1 A; I_{FSM} = 50 A (pendant 10 ms). Les tensions inverses s'étagent de 50 volts (1 N 4001) à 1000 volts (1 N 4007).

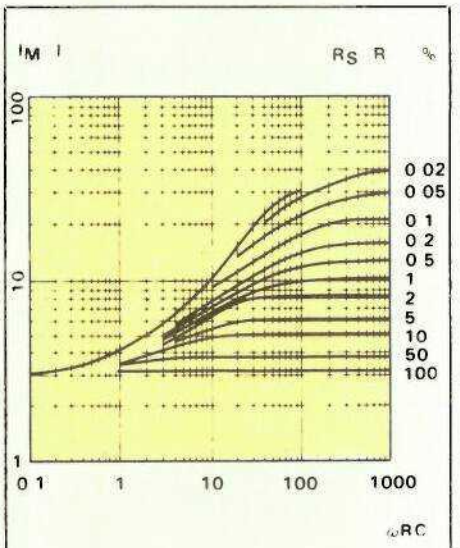


Figure 15

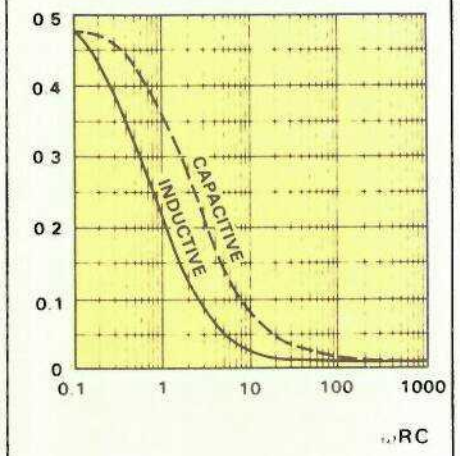


Figure 16

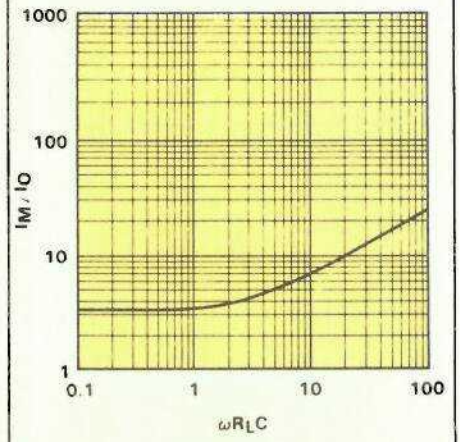


Figure 17

Protection contre les surtensions transitoires

Les données précédentes ne concernent que le régime permanent. Or, même si toutes les conditions requises sont respectées, l'utilisateur constate, parfois, des destructions de diodes, en apparence inexplicables. Elles proviennent, le plus souvent, de surtensions transitoires, auxquelles on peut attribuer deux origines principales:

- les surtensions au démarrage de l'alimentation (fermeture de l'interrupteur au primaire du transformateur),
- les surtensions parasites véhiculées par le secteur.

Les premières s'observent particulièrement lors de l'emploi de transformateurs de très bonne qualité, par exemple des modèles toriques. Elles résultent de l'établissement (ou de la suppression) brusque du courant magnétisant: c'est ce qu'explicite le diagramme de la **figure 18**. Les deuxièmes, dont la source est souvent inconnue de l'utilisateur, proviennent des autres exploitants du réseau, ou parfois même de l'EDF.

Une méthode classique de lutte contre ces accidents, consiste à employer des cellules de filtrage RC, comme le montrent les schémas des **figures 19 a** et **b**. Nous ne détaillerons pas ici le mode de calcul de ces circuits d'amortissement, nous bornant à l'énoncé des résultats.

Dans la **figure 19, a**, si on désigne par I (en ampères) le courant magnétisant du primaire :

$$I = \frac{I_{eff}\ (\text{primaire})}{10}$$

et par V (en volts) la tension efficace au primaire on prendra :

$$C_1\ (\mu F) = 200\ \frac{I}{V}$$

et

$$R_1\ (\Omega) = \frac{150}{C_1\ (\mu F)}$$

Dans la **figure 19, b**, où le circuit est placé au secondaire, et où n désigne le rapport de transformation :

$$n = \frac{n_1}{n_2}$$

on prendra :

$$C_2\ (\mu F) = 225\ \frac{I}{n^2\ V}$$

et

$$R_2\ (\Omega) = \frac{200}{C_2\ (\mu F)}$$

où I, V désignent toujours les grandeurs caractéristiques du primaire.

R. RATEAU

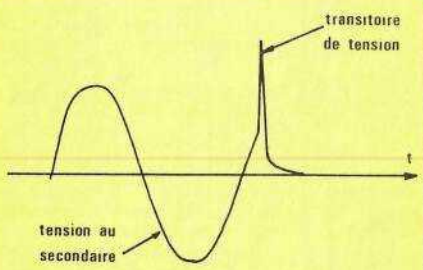


Figure 18

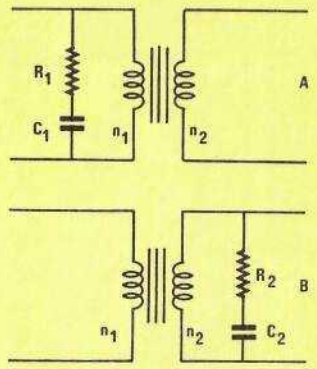


Figure 19

ANNEXE

Oscillogramme A

Le montage exploité est celui de la figure 7, avec les caractéristiques suivantes : tension au secondaire du transformateur : 12 volts ; résistance de charge : R = 330 Ω ; condensateur de filtrage : C = 22 μF.

La masse est prise au pied de l'enroulement du transformateur. Avec un oscilloscope bicourbe, on pourra observer simultanément les variations de V_A (brancher la sonde sur l'anode de D), illustrées par la trace supérieure, et celles de V_C (brancher la sonde sur la cathode).

On comparera les oscillogrammes obtenus, avec le diagramme de la figure 8,a.

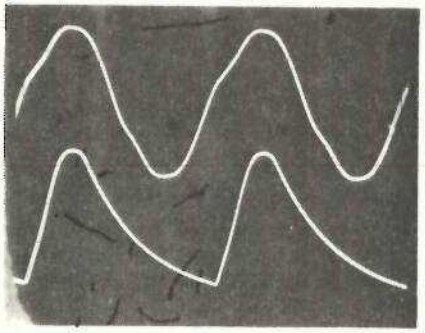
La forme torturée de la tension V_A, dans notre expérience, résulte du choix d'un transformateur grand public de petite puissance (3 V_A), affligé d'insuffisances dont nous n'avons pas analysé le détail (fort hystérèsis, entre autres).

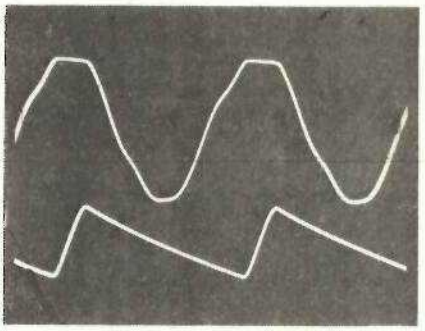
Oscillogramme C

La manipulation consiste toujours, pour l'essentiel, à étudier les variations de l'ondulation résiduelle en fonction de la constante de temps RC, mais pour un redressement à double alternance.

Nous avons utilisé le montage en pont de la figure 3, avec des diodes 1 N 4002. La photographie publiée a été prise avec R = 330 Ω, et C = 22 μF. On pourra essayer d'autres valeurs.

Il n'est plus possible, ici, de montrer simultanément la tension filtrée, et les sinusoïdes au secondaire du transformateur, faute de masse commune. Nous en avons profité pour matérialiser, avec la voie inférieure de l'oscilloscope, le niveau zéro. Sur la voie supérieure, on laisse passer la composante continue.





Oscillogramme B

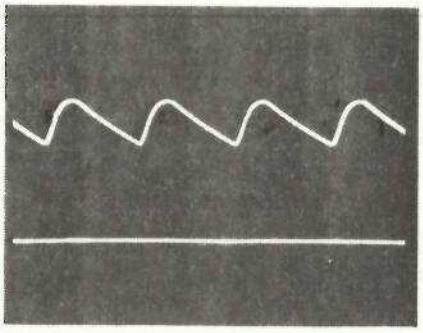
Il s'agit du même montage que précédemment, mais avec une constante de temps RC plus élevée : R = 330 Ω, et C = 1 000 μF. La sensibilité verticale de la voie inférieure de l'oscilloscope, a été évidemment augmentée.

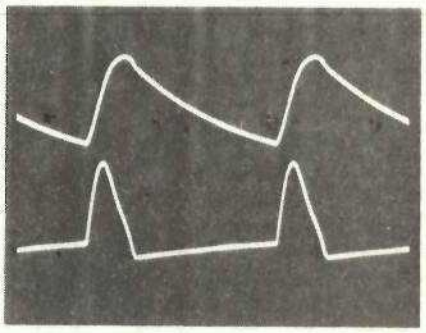
Lors de la manipulation, on mesurera l'amplitude de l'ondulation résiduelle, ainsi que la tension moyenne redressée (brancher un voltmètre continu en parallèle sur R). On comparera alors le taux d'ondulation mesuré, avec les valeurs prévues dans les abaques.

Oscillogramme D

Nous nous proposons, dans cette expérience, d'afficher simultanément, à l'oscilloscope bicourbe, les courants I_1 dans la résistance de charge R, et I_2 dans le condensateur de filtrage (voir la figure 8).

Le premier est proportionnel à la tension aux bornes de R : c'est cette dernière que l'on observera, en plaçant la sonde correspondante sur les cathodes de D_2 et D_3. Pour mettre en évidence le courant dans C, il faut le faire passer dans une résistance r de faible valeur : on réalisera donc le montage de la figure 20, avec r = 10 Ω.





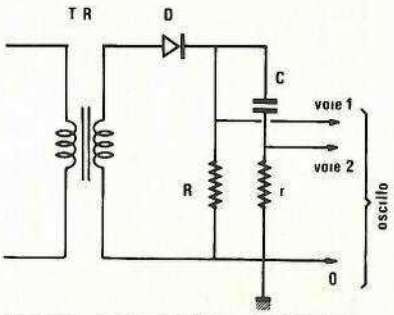


Figure 20

Les PLL de la CB

Les émetteurs-récepteurs modernes de CB bénéficient de synthétiseurs de fréquence à PLL et d'affichages de canaux à diodes LED. Si le codage des sept segments de chaque afficheur est immuable, celui des diviseurs programmables des synthétiseurs, est sujet à diverses variations. L'adressage des PLL revêt plusieurs aspects : binaire, BCD, interfaçage direct depuis l'afficheur. Deux tendances distinctes se partagent le marché : le PLL partiellement employé et le PLL à ROM. Les performances des TX dépendant des aptitudes des circuits intégrés des synthétiseurs, il convient donc de faire leur connaissance.

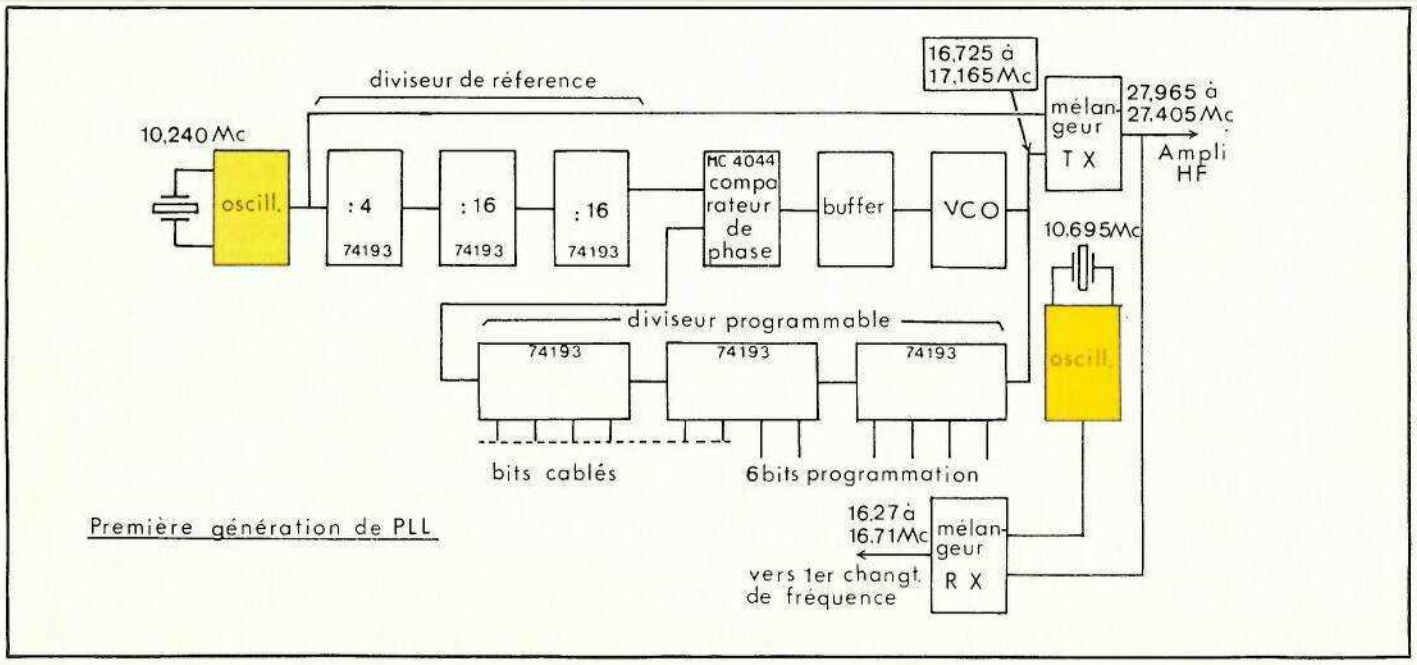
Les ancêtres

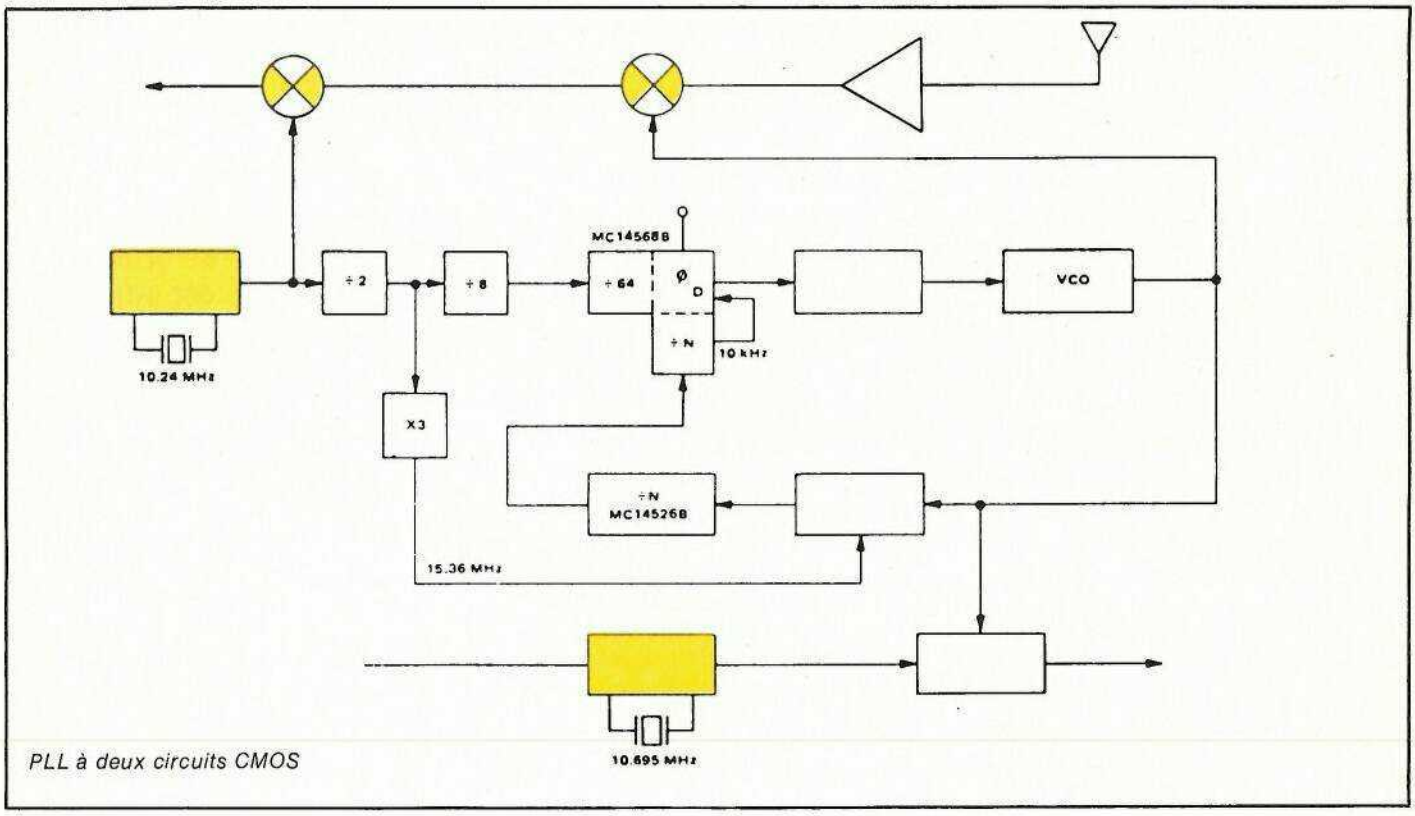
Dans le matériel d'émission CB à PLL, les modèles antédiluviens que nous connaissons, sont rares. Les premiers en circulation, dont le plus connu était le SBE Stow-away, possédaient un circuit de synthèse de fréquence réalisé avec des boîtiers classiques en technologie TTL. Les fonctions diverses : oscillateur-diviseur de référence, comparateur de phase et diviseur programmable, faisaient appel à de nombreux circuits intégrés distincts. Les anciens cibistes se souviendront de leur UTAC TRX 500 - Bristol BCB 228 - Pace 830, émetteurs-récepteurs de technologie presque moderne : deux circuits intégrés seulement : un comparateur de phase-diviseur programmable (type : MC 14568 B) et un diviseur programmable d'appoint CMOS (type MC 14526 B).

L'adressage du diviseur programmable établissant les canaux espacés de 10 KHz s'effectuait en comptage binaire. Une simple intervention sur le bit de programmation de poids élevé, libérait 16 canaux supplémentaires (27,425 à 27,595 MHz), les virtuoses du micro-switch plafonnant à 66 canaux : 40 d'origine (répartition selon norme FCC) + 16 supérieurs + 8 appelés bis (trous de 20 KHz dans la répartition FCC). Le codage sur 6 bits épuisant le programme de 64 fréquences.

Le chaînon intermédiaire : le PLL mono-circuit

Rien n'arrêtant la calvacade des familiers « mille pattes » que sont devenus les circuits intégrés, nous avons vu venir à nous les premiers postes AM-SSB : sommer kamp TS 340 et TS 340 DX. Ceux-ci, plus récents, étaient dotés d'un unique circuit intégré PLL groupant le diviseur de référence, le diviseur programmable et le comparateur de phase en boîtier DIL à 16 pattes : le C 3001. Le codage était toujours binaire, sur 6 bits. Les possibilités : 64 canaux au pas de 10 KHz et 64 autres, supérieurs, en terminaison en 0 KHz. Ce circuit équipe une platine de base connue sous diverses marques : TS 340 Sommerkamp - LCBS 4 SBE - Royce 641... et divers produits moins connus, en version AM-SSB. Un circuit PLL dérivé de celui-ci : le C 3002, équipe des 40 canaux AM divers : Convoy 40 - Saturne 40 - Dynacom 40... etc. C'est le cas typique de circuit de synthèse à programmation sur 6 bits, avec programme incomplet, permettant, en complétant le comptage binaire du sélecteur de



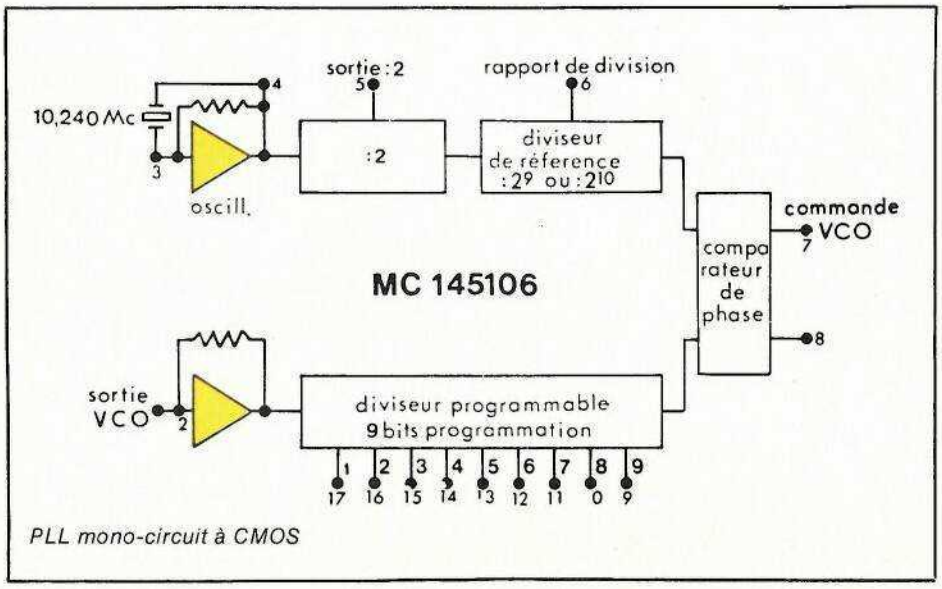


PLL à deux circuits CMOS

canaux, les mêmes résultats que précédemment : 64 canaux. Un détail cependant : les 6 bits étant au niveau logique 0 donnent le canal 1 (code binaire + 1). L'interfaçage entre la sélection de canaux et l'affichage digital s'effectue par un ensemble de roues codeuses jumelées. Le sélecteur de canaux comprend deux groupes de commutateurs, synchronisant une progression binaire avec 5 trous de 20 KHz (entre les canaux 3 et 4, 7 et 8, 11 et 12, 15 et 16, 19 et 20) et le codage des afficheurs à 7 segments. A noter le départ au 0 binaire sur le canal 1. Il y a là, possibilité de balayer les canaux par un compteur binaire tel le 4024, avec affichage par compteur BCD à 2 décades. Seul problème : le canal 1 est affiché 0, prévoir un compteur BCD + 1 pour les unités. Les canaux se suivent dans l'ordre : attention aux canaux 23, 24, 25, qui s'enchevêtrent dans la répartition FCC.

Les PLL à usages généraux : sous-emploi

De nouvelles familles de circuits de synthèse plus performants sont apparues. Ceux-ci se distinguent par un diviseur programmable à 9 bits ou plus. On les trouve sur la majorité des 40, des 80 et 120 canaux AM-SSB. Ils ont pour nom : PLL 02 A MB 8719 - MC 145106 P - LC 7120... etc. Avec 9 bits, nous constatons qu'il y a 512 pas de division. Les émetteurs qui en sont munis sont organisés autour d'un ou plusieurs oscillateurs à quartz pour obtenir les 40, 80 ou 120 canaux. Dans tous les cas, la programmation n'utilise que 40 pas de division. Une simple altération du « programme génétique » permet sur un 40 canaux couvrant initialement de 26,965 à 27,405 MHz, une couverture entre 26,325 MHz à 28,305 MHz. Nous remarquerons que seule une petite partie du programme est employée (un peu moins du 1/12e). L'interfaçage entre l'affichage et la programmation du PLL est un peu particulier par le fait que les 6 bits utilisés sont prélevés en cours de route sur la progression binaire. Un scanning sur ce type de PLL, se réalise au moyen de deux conversions : BCD/7 segments pour l'affichage et BCD/code du PLL par une mémoire, selon l'organigramme suivant : un générateur d'impulsions, suivi d'un compteur à décades au double rôle : affichage des canaux et adressage d'une mémoire qui réalise la programmation du PLL. Un maximum de 200 canaux et au pas de 10 KHz peut être ainsi ob-



PLL mono-circuit à CMOS

tenu avec une mémoire de 1 024 mots de 8 bits (10 bits significatifs en BCD avec affichage entre 1 et 200 canaux). Les 2 MHz représentent l'extrême limite de fonctionnement du VCO. Le résultat le plus courant est la couverture entre 26,515 et 28 MHz, assuré par tous les VCO de postes AM-SSB, sans difficulté. Certains VCO assurent une couverture plus large, d'autres nécessitant un rattrapage par diode varicap pour les fréquences les plus basses.

Les PLL à ROM

Ce sont les modèles les plus récents. Une pratique courante aux USA, consistant à augmenter le nombre des canaux du matériel en circulation a ému les autorités.

Des recommandations en conséquence ont été faites aux constructeurs. Un nouveau genre de PLL a vu le jour : le modèle inviolable. Celui-ci ne permet en aucun cas, d'obtenir de canaux supplémentaires par action sur le synthétiseur. La raison en est simple : si les circuits antérieurs pouvaient fournir d'avantage de canaux, c'est parce que le diviseur programmable était directement accessible, la parade qui s'imposait était d'isoler cet étage du PLL. La méthode employée : insérer une mémoire à lecture seule (ROM) programmée par masque chez le constructeur pour 40 canaux. L'adressage de ces PLL s'effectue généralement en binaire. Les bricoleurs étant tenaces, il y avait encore moyen d'augmenter le nombre de canaux en changeant la valeur d'un oscillateur à quartz. Une précision s'impose ici : généralement les postes emploient le même principe : oscillateur à quartz de 10,240 MHz servant pour la référence du PLL et d'oscillateur local, donnant par addition avec la fréquence du VCO, la fréquence finale d'émission, tout au moins en modulation d'amplitude. Nous trouvons donc, pour le canal 1 (26,965 MHz), une fréquence de 16,725 MHz, qui s'additionne aux 10,240 MHz. Changez la valeur de la fréquence qui s'additionne à celle du VCO et vous obtenez une gamme de fréquences d'émission différente. La parade : un circuit sortant deux fréquences différentes, radicalement différentes même. Nous voici face au PLL pour TX homologué à la mode européenne, façon CEPT.

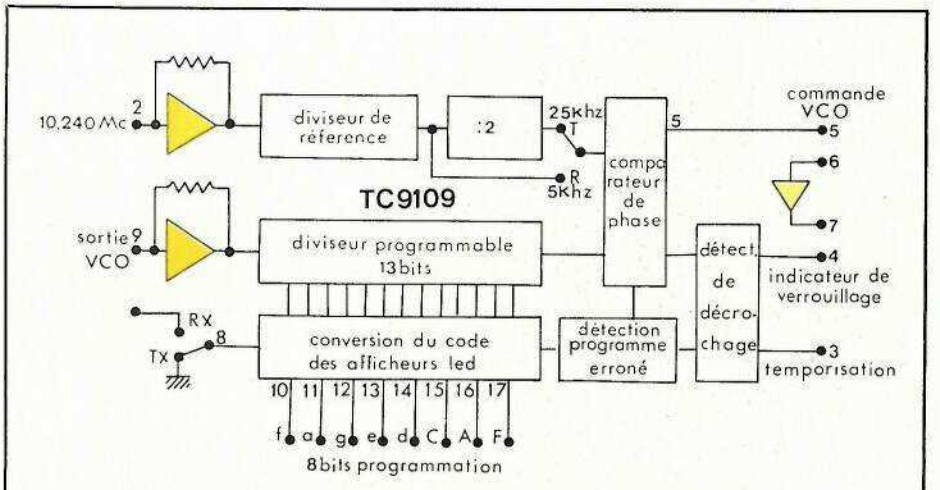
Le PLL pour émetteurs-récepteurs homologués

Afin d'interdire le « bidouillage » des canaux, terme en faveur en milieu cibiste : la ROM est programmée pour 22 canaux (5 bits) et les fréquences de VCO distinctes. Nous étions habitués à trouver un double changement de fréquence sur nos 40 ou 80 canaux AM :
Emission = VCO + 10,240 MHz
et Réception = Fréquence d'émission − (10,240 MHz + 0,455 MHz) (double changement de fréquence).
La nouvelle mode impose : Emission = 2 × VCO, et Réception = Fréquence d'émission — 10,695 MHz (double changement de fréquence).
Les étages d'émission se contentent de doubler la fréquence d'émission. Avec ce nouvel handicap, il est pratiquement impossible de modifier un poste homologué. Pour ce faire, il faut changer le PLL, et, simultanément le bloc sélecteur de canaux assorti pour son affichage et ceci est une modification importante. Notons que les modèles pour 22 canaux FM, ne sont que des avatars de ceux prévus pour 40 canaux ; ainsi, ils sont compatibles broche pour broche (exemple PLL 08 A en 22 canaux et PLL 22 A en 40 canaux). Une autre innovation : l'interfaçage direct à partir du codage des afficheurs. Le double codage affichage-programmation disparaît ainsi, remplacé par la ROM du PLL. C'est ce que nous trouvons sur le Président Veep, que nous pouvons faire balayer directement à partir d'un compteur à 2 décades avec afficheurs à anode commune. Il est possible de substituer dans un 22 canaux homologués en FM, le PLL d'origine avec la version programmée en 40 canaux, et le bloc codeur-afficheur à 22 canaux par un compteur-décompteur à 2 décades, sans changer le bloc sélecteur assorti avec l'affichage en 40 canaux. C'est l'exemple le plus simple et le plus économique de scanner.

Du PLL au microprocesseur

Des produits sophistiqués ont vu le jour aux USA. Les seuls modèles que nous avons connus en France sont les SBE Sidebander VI et la console VI. Quoi de spécial ? Tout simplement un circuit intégré basé sur la technique du microprocesseur : PLL avec diviseur programmable commandé par une ROM. La ROM est adressée par un clavier. L'affichage à deux chiffres permet d'utiliser 99 canaux. En outre, il dispose d'une mémoire active qui lui permet de stocker dix canaux plus un prioritaire. Malheureusement, cette formule spectaculaire ne s'est pas répandue au-delà de ces deux modèles, alors qu'aux States, diverses marques l'ont exploitée. Mais rien, heureusement, n'empêche d'exploiter toutes ces options, en munissant un poste existant, d'accessoires extérieurs que l'on peut réaliser sur mesure. A défaut du microprocesseur, l'amateur peut employer des compteurs divers, des encodeurs de clavier, des mémoires et surpasser la console VI, dont la conception date déjà de quelques années. La balle est dans le camp de la logique.

B. BENCIC



PLL à ROM (codage par afficheurs)

Micro Expo 82 :

Il n'y a pas qu'en mythologie que le chiffre 7 porte bonheur. Ce 7e congrès-exposition de Paris réunissait du 14 au 19 juin dernier tout ce qui pourra désormais tenter les mordus de l'ordinateur.

A la rédaction, nous sommes très partagés sur le sujet et l'on rencontre aussi bien des possesseurs (tel Patrick « ZX 81 » Gueulle) que des détracteurs. En fait, l'entrée d'un micro-ordinateur dans la maison est (et restera) une affaire de rapport qualité/prix. Les réserves politiques et philosophiques, si valables soient-elles, deviennent inaudibles de jour en jour.

Comme les années précédentes, nous avons visité ce Salon avec un doute préalable. Cette fois pourtant et nous en sommes ravis, le doute est devenu enthousiasme car votre matériel existe et nous l'avons rencontré....

Micro Expo de SYBEX : une réussite confirmée

En 1976, trois ans après l'apparition du premier micro-ordinateur, SYBEX organisait le premier Congrès/Exposition concernant les microprocesseurs et les micro-ordinateurs. Une douzaine de fabricants présentaient leur matériel dans une ambiance d'avant-garde confidentielle et hermétique.

Depuis ces sept dernières années, les micro-ordinateurs se sont imposés au point de devenir un véritable phénomène de société, ils débouchent sur un marché de masse qui veut ressembler à celui de l'automobile : à chacun son micro-ordinateur.

Au Palais des Congrès de la Porte Maillot, nous avons vu au fil des ans grandir Micro-Expo qui en 1982 occupait deux fois la surface de l'an dernier, soit tout le rez-de-chaussée du C.I.P. Ce sont aujourd'hui les revendeurs plus que les fabricants qui constituent ce Salon : l'an prochain, ils risquent fort de pulluler.

Le nombre d'exposants est passé de 69 en 1980 à 85 en 1981, pour atteindre cette année le chiffre de 140. Les 25 000 visiteurs attendus sont certainement venus pour quelque chose : loin du mythe, ils veulent palper la réalité informatique qui est ou sera la leur dans la vie quotidienne.

En marge du matériel, une profusion de conférences

Chaque jour a vu son style, sa spécialité et son auteur. D'une durée moyenne de quatre heures, ces conférences étaient toutes payantes et assurées par des spécialistes de haut niveau.

Les **journées de formation professionnelle** proposaient à 1 100 F pièce les sujets suivants :

- Introduction aux micro-ordinateurs
- Les microprocesseurs (2 jours)
- Introduction à la télématique (le futur le plus passionnant et de loin)
- Les réseaux (une nouvelle forme de transport)
- Transmissions de données et microprocesseurs
- Introduction à ADA (nouveau langage)
- Introduction à FORTH (idem et première Européenne)
- Introduction au BASIC
- Introduction au PASCAL
- Le BASIC avancé.

Les **journées Grand Public** permettaient à 150 F pièce de répondre à diverses interrogations :

- Quel micro-ordinateur choisir ? (Voilà une bonne question)
- Show APPLE (le « 2 » et le « 3 » venus de Californie, un exemple de réussite)
- Show TANDY (en vedette les fameux TRS 80)
- Show COMMODORE (les CBM 8000 et 4000 et surtout le VIC-20)
- Les micro-ordinateurs de poche (les hyper, calculettes très en vogue)
- Introduction au traitement de texte.

Du côté revendeurs, une fébrilité remarquée

Incontestablement, c'est la bonne affaire pour demain. Celle d'aujourd'hui n'est plus vraiment la Hi-Fi mais principalement la Vidéo qui engendre une fascination justifiée. L'ordinateur individuel devient une valeur sûre pour la boutique. Nous avons même remarqué des ache-

teurs de grandes surfaces venus incognito pour s'informer du phénomène.

Tout de même, il y a un « petit détail » qui nous a semblé digne de mention. On ne vend pas un micro-ordinateur comme un téléviseur ou une chaîne Hi-Fi, à grand renfort de boutons et gadgets. Bien des démonstrations de programmes nous ont parus hésitantes, peu claires, voire catastrophiques.

S'il nous est permis de donner un conseil aux boutiquiers qui veulent réussir et non suivre une mode, une offre d'emploi passée à l'ANPE pour un **spécialiste** des micro-ordinateurs s'annonce comme une bonne solution, voire une nécessité.

L'auteur de ces lignes considère qu'il n'y a pas (encore) carence de jeunes cerveaux dans notre pays, au contraire. Mais la conjoncture tend à les exploiter et à les considérer comme de simples tournevis. Un changement profond devra naître dans l'esprit des employeurs ou nous **perdrons** la bataille des programmes (software) **après** celle du matériel (hardware). Il y a même risque de guerre entre les générations et certainement du fait de l'ancienne, ce qui se perçoit dans bien des domaines...

Le matériel exposé : enfin de bonnes surprises !

Si nous considérons que la quasi-totalité des appareils et programmes présentés concerne plutôt notre excellent confrère MICRO-SYSTEMES, il nous est possible toutefois de saluer trois réussites.

Le ZX 81 de Sinclair, désormais un classique

Grosse affluence sur le stand de **Direco International**. Une foule de (jeunes) visiteurs qui veulent découvrir ou vérifier une opinion sur cette petite merveille. Le succès de cet appareil d'initiation est indéniable. Pouvoir acquérir en kit un tel système est une bonne idée de plus pour cette marque qui ne cesse de faire des remous chez les « gros ».

Au départ, il y a Clive Sinclair qui n'en est pas à son coup d'essai en matière de miniaturisation. Cet Anglais a du génie, et il faut voir son microtéléviseur pour s'en persuader si le ZX 81 ne suffit pas.

Certes, son micro-ordinateur à base Zilog (Z 80) a beau être évolué, il a des limites d'emploi. Mais ce serait compter sans le fanatisme qu'il suscite, grâce auquel apparaissent ici et là des extensions bienvenues. De plus, la rumeur veut que chez Sinclair on annonce bientôt... mais chut !

Il reste que ce petit fait la nique aux grands qui ne peuvent plus désormais le considérer comme un gadget, vue les ventes qu'il réalise... Après les Falklands, le jeune prince héritier et le ZX 81, que nous réserve le perfide Albion ?

Le VIC 20 de Commodore, un parfum de grand

En effet, ce nouveau micro-ordinateur venu d'Extrême Orient ressemble quelque peu au PET (CBM) qui a bien des adeptes. Pour environ 3 000 F (sous réserves) vous accédez par un clavier de luxe à la **couleur** sur télévision. Actuellement, elle est en PAL, mais la conversion PAL/SECAM est imminente.

Les applications de hobby comprennent un certain nombre de jeux vidéo qui peuvent se comparer à ceux vus dans les cafés actuellement. Citons par exemple, Avenger, Alien et le Road Race ou le Poker, les Echecs, etc. Mais, le côté didactique n'est pas oublié avec un Basic que l'on peut apprendre tout seul en autoformation avec contrôle de résultats par l'ordinateur. un manuel accompagne deux cassettes (audio) à cet effet.

Si le Basic proposé est compatible avec les autres produits Commodore, il faut noter que les accessoires ont ici un cachet indéniable avec l'unité de monodisquette VIC 1540 et la superbe imprimante graphique VIC 1515 (à paraître). Le VIC 20 utilise des microprocesseurs de la série 6500 dont nous ne savons pas s'ils sont de Commodore, Rockwell ou Signetics, mais ce sont des 8 bits.

L'ordinateur familial de Texas Instruments, la bombe 1982 ?

Vous vous en doutiez, nous l'avons gardé pour la bonne bouche, notre surprise du mois est le T.I. 99/4 A. The « Home Computer » by Texas Instruments. La télévision et la radio en ont parlé depuis quelques temps, nous l'attendions impatiemment depuis le Salon des Composants 1980, et le voici enfin.

Texas Instruments est, vous le savez, le n° 1 mondial des circuits intégrés. Il fallait donc s'attendre à ce qu'il frappe fort et c'est fait. Cet ordinateur est le premier en France à concerner **toute la famille** et ceci ouvre une brèche de taille dans nos propres convictions sur l'informatique pour gens « branchés »...

Le T.I. 99/4 A est une sorte de machine à écrire (QWERTY) disposant à sa droite d'un logement pour cartouche mémoire de type ROM (Solid State Software). Le microprocesseur utilisé est pour la première fois à notre connaissance un **16 bits** (TMS 9900). Sa puissance en sera d'autant plus appréciable pour l'emploi à la maison.

Les mémoires internes sont de 26 k octets en ROM et 16 k octets en RAM (extensible à 48 k octets) avec une limite ROM + RAM de 110 k octets. L'appareil dispose d'une sortie 3 couleurs (Rouge, Vert, Bleu) pour attaquer directement les canons d'un téléviseur **équipé de la prise Péritel** normalisée par le SCART. Un codeur SECAM est à l'étude pour une liaison normale par cardon d'antenne UHF.

En audio, les amateurs de SN 76477 apprécieront, le T.I. 99/4 A génère 8 bruits plus 3 tous simultanés, le tout en 5 octaves. Il incorpore également l'interface pour 2 magnétophones à K 7, celle pour les 2 manches de commande (jeux vidéo) et comporte une prise à 44 broches pour périphériques où sont accessibles la mémoire du système et les signaux d'adresse.

Parmi les nombreux périphériques possibles, sachez que T.I. France développe en ce moment une adaptation dans notre langue du module d'activation pour synthétiseur de parole. Il fonctionnera toutefois, en « ellophones » et non par mots.

Mais nous reviendrons en détail sur tout ce que représente le concept TI 99/4 A. Un point qui pour l'auteur est une petite révolution est la cartouche T.I.-LOGO. Le LOGO est un nouveau langage qui est basé sur la philosophie d'enseignement développée par le Professeur Seymour PAPERT en collaboration avec l'équipe de l'Artificial Intelligence Laboratory du Massachussets Institute of Technology (MIT).

L'élément fondamental du LOGO est la création d'environnements informatisés par lesquels les mathématiques ainsi que d'autres domaines scolaires peuvent être enseignés de façon naturelle (sic).

Ce langage informatique accessible aux enfants permet à tous, quel que soit leur âge, de dialoguer avec un ordinateur avec un vocabulaire facile à comprendre.

Ce nouveau concept selon lequel l'élève, même enfant, détermine le niveau du dialogue avec l'ordinateur, est une approche résolument moderne de l'utilisation des ordinateurs comme instruments pédagogiques.

De façon indicative, on peut rencontrer dès aujourd'hui **la console T.I. 99/4 A** en boutique au prix de 2 950 F TTC (sous réserves). Mais nous laissons à Texas Instruments le soin d'annoncer les prix pour T.I.-LOGO qui nécessite l'extension mémoire 32 k octets (pas donnée) et un K 7 ou unité de disquette pour le stockage des programmes.

Nous pensons qu'à la rentrée scolaire, plus d'informations seront en nos mains, y compris l'appareil que l'auteur a manipulé sans pour autant parvenir à le voler à la Porte Maillot. Il nous reste une revue Américaine totalement consacrée au « Home Computer T.I. 99/4 A » qui montre l'étendue du software proposé aux USA. A première vue, il semble qu'environ 600 programmes différents y circulent !

Enfin, côté folklore, **une grande fête** à l'Américaine se tiendra en octobre 82 à San Francisco (Californie) qui sera **totalement consacrée** à l'Ordinateur Familial T.I. 99/4 A ! La place nous manque pour détailler le programme des réjouissances, mais il est bien digne de l'Oncle Sam...

Consolez-vous cependant car un fan club du T.I. 99/4 A vient de s'ouvrir près de Paris, qui fera sûrement des émules en Province.

Conclusion

Le CII-Honeywell Bull ne semblait pas présente à Micro-Expo 82. La Thomson nous ayant répondu « non, oui, peut-être » à la question « ordinateur familial ? », il semble que nos couleurs soient un peu en berne sur ce chapitre.

Le changement serait-il une donnée spécifiquement étrangère ? A quelle sauce serons-nous mangés, Basic, LOGO, Dupont Lajoie ?

D. JACOVOPOULOS

Un gradateur à commande par effleurement

Cette réalisation est une application directe d'un circuit intégré désormais très courant sur le marché amateur: le S 566 B,qui remplit les fonctions d'interrupteur et de gradateur de puissance commandé par effleurement.

L'originalité de ce montage pratique est d'avoir été étudié en laissant de côté toutes les tentations de miniaturisation auxquelles nous avions cédé lors de l'étude des versions précédentes.

N'essayez donc pas de loger le circuit imprimé dans une boîte d'encastrement pour interrupteur, mais plutôt dans un boîtier plastique 110 PP de MMP, dont les dimensions conviennent exactement, et dont la sécurité d'isolement est totale.

Ceci permet d'ailleurs de ne pas avoir à s'inquiéter outre mesure de l'encombrement des autres composants, qui seront choisis aussi courants que possible.

Le schéma de principe :

La **figure 1** confirme bien que le montage fait appel à des composants des plus courants. Le triac, notamment, pourra être un modèle 6 à 10 A 400 V, très facile à se procurer, et capable de commander des charges déjà sérieuses, si on se donne la peine de l'équiper d'un refroidisseur suffisant (son emplacement sur le circuit imprimé permet ce perfectionnement).

Au niveau de l'antiparasitage, la traditionnelle self sur tore a cédé la place à une carcasse de transfo BF miniature, très facile à récupérer, et sur laquelle il convient de bobiner jusqu'à refus du fil émaillé de 8/10, avant de réinstaller les tôles bien sûr.

On notera qu'il est important de bien respecter le branchement phase-neutre au niveau de l'alimentation secteur. Une inversion de polarité, quoique inoffensive, empêcherait la touche à effleurement d'agir, puisque son principe est basé sur la détection du courant qui traverse la 1 MΩ (R_3) lorsque la touche est reliée à la terre à travers la résistance d'isolement d'un individu.

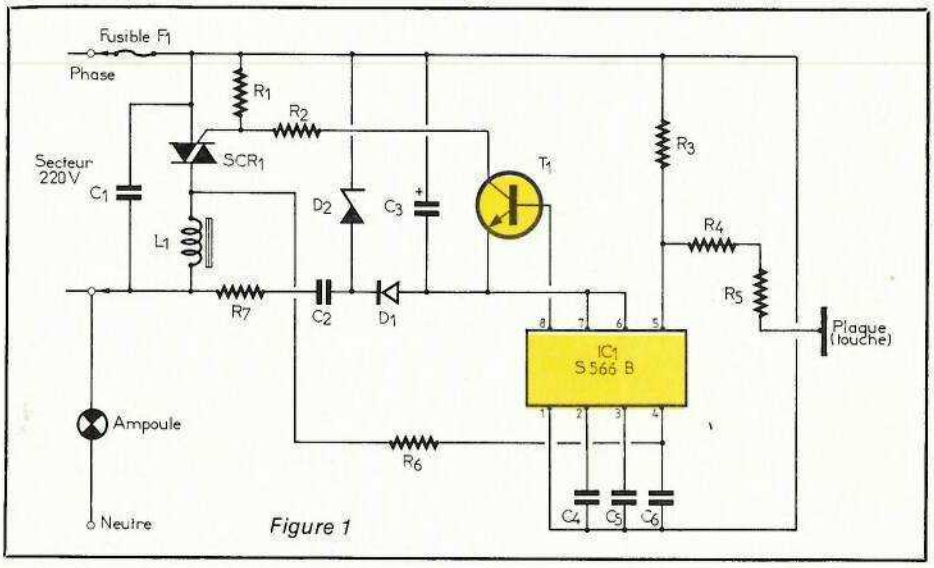
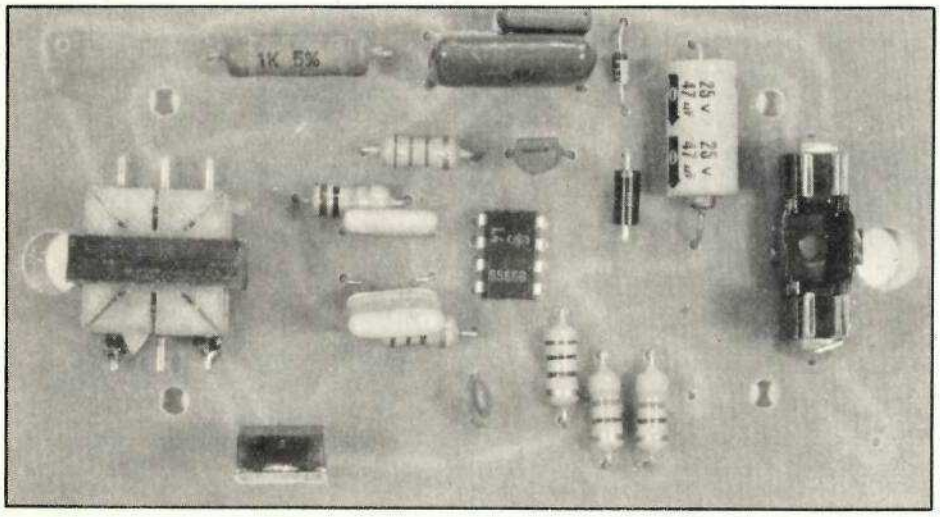


Figure 1



Le reste du schéma appelle peu de commentaires : on remarquera l'alimentation stabilisée 15 V utilisant R_7, C_2, D_1, D_2 et C_3, en notant bien que l'élément faisant chuter la tension du secteur est le condensateur C_2 (0,22 µ F 400 V impératif, tout comme pour C_1 d'ailleurs), et que la résistance R_7 ne sert qu'à éviter aux diodes une pointe de courant excessive à la mise sous tension.

Enfin, remarquons la résistance R_6, qui fournit au S 566 B le signal 50 Hz nécessaire à sa synchronisation précise, afin que le transistor T_1 attaque bien le triac en accord avec les alternances du secteur.

Réalisation pratique

Le circuit imprimé de la **figure 2** doit être équipé en conformité avec le plan de câblage de la **figure 3**. L'implantation des composants ne soulève pas de problème particulier. On choisira simplement le calibrage du fusible en fonction de la charge alimentée, afin que son rôle de protection puisse être rempli correctement.

Comme nous l'avons signalé, la « mise en boîte » peut avantageusement faire appel à un boîtier plastique 110 PP de marque MMP, qui laisse une grande liberté quant à la conception de la touche à effleurement proprement dite. On peut, en particulier, remplacer une des façades plastique par une tôle d'aluminium découpée de la même façon.

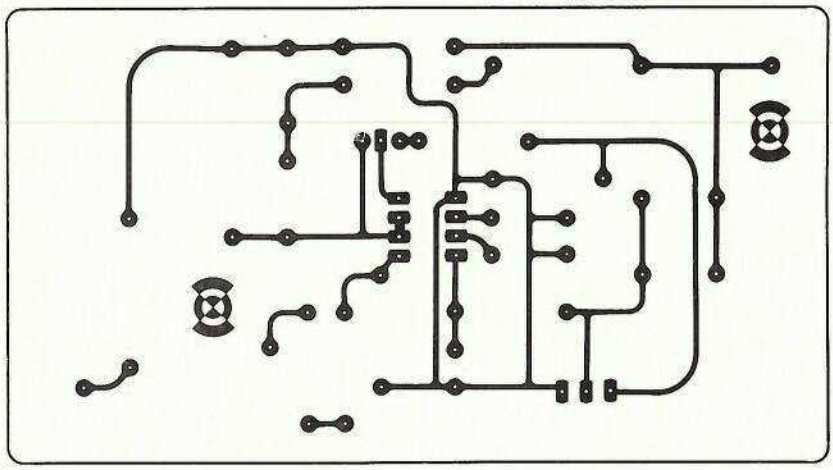


Figure 2

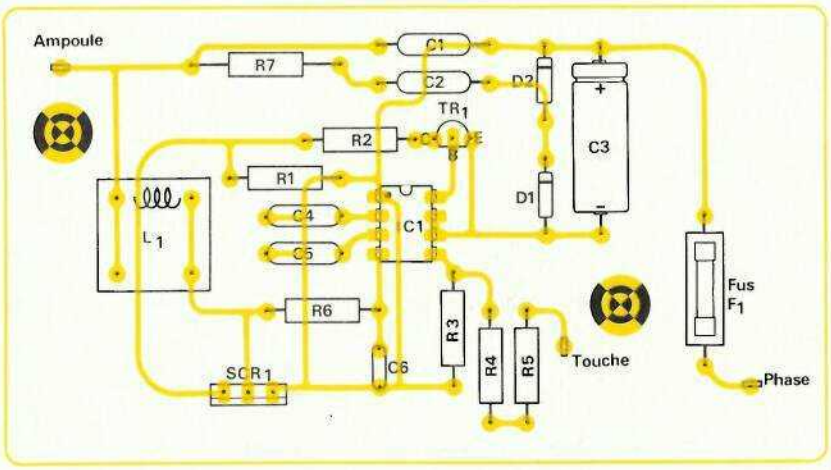


Figure 3

Utilisation

Après avoir fermé le boîtier, brancher la charge **puis** le secteur. Si le sens normal phase-neutre est bien respecté, un bref contact avec la touche doit entraîner l'allumage ou l'extinction de l'ampoule, ou une réaction équivalente de tout autre type de charge.

Par contre, un contact prolongé a pour effet de provoquer une variation de la puissance appliquée à la charge, entre pratiquement 0 et 100 %.

Ceci permet d'envisager toute une variété d'applications dans les domaines les plus divers, et ce en toute sécurité si la réalisation a été menée avec suffisamment de soin et conformément à nos instructions.

Ce montage peut rester branché en permanence, attendu que sa consommation propre reste extrêmement faible.

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Résistances
R_1 : 10 kΩ 0,5 W 5 %
R_2 : 120Ω 0,5 W 5 %
R_3 : 1 MΩ 0,5 W 5 %
R_4 : 4,7 MΩ 0,5 W 5 %
R_5 : 4,7 MΩ 0,5 W 5 %
R_6 : 1,5 MΩ 0,5 W 5 %
R_7 : 1 kΩ 1 watt

Condensateurs
C_1 : 0,1 μ F 400 V } impératif
C_2 : 0,22 μ F 400 V } impératif
C_3 : 47 μ F 16 V
C_4 : 47 nF 250 V
C_5 : 47 nF 250 V
C_6 : 470 pF 250 V

Transistor
T_1 : BC 318 ou BC 237

Circuit intégré
CI_1 : S 566 B Siemens

Autres semi-conducteurs
D_1 : 1 N 4004
D_2 : Zener 15 V
SCR_1 : Triac (voir texte)

Divers
1 fusible avec porte-fusible
1 carcasse de transfo BF miniature
1 circuit imprimé
1 boîtier 110 PP MMP, cordons secteur, électrode (voir texte).

CIBOT • CIBOT • CIBOT • CIBOT • CIBOT • CIBOT • CIBOT • CIBOT • CIBOT • CIBOT

Demandez documentation et liste des programmes.

I'ORDINATEUR DE JEUX QUI DECHAINE LES PASSIONS... ET EN COULEUR !

Installation très facile sur n'importe quel téléviseur, noir et blanc ou couleur. Actuellement disponible 35 programmes offrant plus de 1 500 possibilités de jeux : jeux d'adresse (Space Invaders), de stratégie (Echecs), sportifs (Football Pelé), de hasard (Casino) et éducatifs...

DES ANNEES DE SATISFACTION POUR TOUTE LA FAMILLE

CX 2600. Ordinateur de jeux VCS avec programme "COMBAT", contenant 27 jeux **1 490 F**
Parution continuelle de nouveautés.

C.B.

Modèles homologués CB PHILIPS
22 canaux réglementaires **490 F**

CB THOMSON
Prix et qualité fantastiques

ERA 2000 T. FM 22 canaux. Affichage digital. Signal détresse. Local/distance. Avec micro.
Prix ..... **490 F**

SCOOPER FC 22

CB. FM 22 canaux. Affichage digital. Signal détresse. Grande portée. Avec micro ..... **340 F**

CONTINENTAL EDISON

CB 6190. EMETTEUR-RECEPTEUR MOBILE
FM' 22 canaux. 27 MHz. Seuils de sensibilité et de silencieux réglables. Graves et aigues. Fonction Publicadress. Sortie HF : 2 W. Sensibilité : 0,5 µV pour un rapport S/B de 20 dB. Sortie BF : 1,8 W sur 8 Ω. DHT 10 %. Canaux de 1 à 22 (26,965 MHz à 27,225 MHz). Homologation P et T n° CE 81 054 BP. L 162 × H 57 × P 255 mm.
Complet avec micro 320 F

CB ASTON
P 22 FM portable

22 canaux. Puissance 400 mW HF. Très grande sensibilité : 0,4 µV
Prix ..... **690 F**

Alimentation accu rechargeable.
Ensemble comprenant les accus incorporés et l'alimentation secteur chargeur ..... **170 F**

ANTENNES CB POUR VOITURES
SB 27. 1 m av. self ... **148 F**
MB 30. Antenne à fixat. magnét. av. câble .... **154 F**
MA 28. Antenne spéciale marine en fibre de verre avec câble ..... **412 F**
EP 127 M. 1/4 d'onde à fixation magnétique ..... **318 F**
ORIONE. 27 MHz avec fixation gouttière ..... **186 F**
PEGAZO. 27 MHz. 5 dB. Gain. Fixe. 4 brins ... **189 F**
ANTARES. 27 MHz. 7 dB. Gain. Fixe. 8 brins ... **310 F**
BILANCIA. 27 MHz. 3,5 dB. Fixe. Petit modèle. 4 brins. **Prix** ..... **251 F**
EP 890. 40 MHz, mobile. **Prix** ..... **460 F**
EP 443 G. 40 MHz, base. **Prix** ..... **680 F**

PROMOTION RTG 30
Antenne CB pour mobile à fixation gouttière. Complète ..... **80 F**

ANTENNES POUR TOIT D'IMMEUBLE ET STATION DE BASE :
EP 227. 1/2 onde. Gain 4 dB. Longue portée ..... **567 F**

CABLES 50 Ω POUR ANTENNES D'EMISSION
KX 15. ∅ 6 mm. Le mètre ..... **6,30 F**
KX 4, ∅ 10 mm. Le mètre ..... **17 F**
Par touret de 150 mètres Le mètre ..... **12 F**

MICROS POUR EMISSIONS
DM 501 (mobile) ..... **83 F**
ELP 601. Modèle de table dynamique avec préampli **276 F**

ANTIPARASITES
NB 2. Pour alternateur voiture (n° 132) ..... **62 F**

ROTOR-BEAM
N° 8016. De luxe **690 F**

ANTENNES SPECIALES
FLEX. Remplace l'antenne télescopique de tous les portables ..... **27 F**
TMA 27. Antenne avec fixation à la base par fiche PL 259 ..... **120 F**
RB 25. Antenne ruban **103 F**

FILTRE TV
S'intercale dans le cordon d'antenne TV et élimine les interférences CB ..... **56 F**

ALIMENTATIONS POUR CB
ELC AL 785. 12 V, 5 A **250F**
VOC PS 1, 2, 3, 4, 5, 6 et 7 **N.C.**

TALKIES-WALKIES RADIO-TELEPHONES

BELSON TS 210
1 W, 27 MHz, 2 canaux dont un équipé. Réglage automatique de la puissance de réception, 12 transistors. Portée (non garantie) jusuq'à 6 km suivant conditions climatiques et terrain. Peut-être vendu à l'unité.
La paire .. **1 180 F**

SKYFON NV 7
Talky walky 7 transistors. Dispositif d'appel. Excellente portée. Homologation 549 PP.
La paire ..... **450 F**

ELPHORA EP 826
Station mob. exception

20 transist. 10 diodes, 1 thermist. 1 circ. int. 5 watts. 6 canaux. Appel sélectif intégré
Prix avec 1 canal équipé **1 990 F**

BI 155

5 W - 6 canaux
Antenne courte et flexible
Alim. 12 volts par batteries rechargeables.
14 transistors, 5 diodes, 2 varistors
La paire : avec batterie cad/ni et chargeur et 1 canal équipé ..... **2 890 F**

ELPHORA-PACE EP 35 BI

Station de base « Number one ». Utilisation professionnelle. 22 transist., 16 diodes, 2 C.I. 5 W. 6 canaux. Av. appel sélectif intégré et alim. 220 V.
Prix avec 1 canal équipé **2 140 F**

TW SONY 27 AM
ICB 300. Emetteur-récepteur 100 mW. Dim. 66 × 280 × 86 mm. Homologué n° 1447 PP.
La paire ..... **1 520 F**

INITIATION A LA TECHNIQUE MICROPROCESSEUR :
Ouvrage de base : Le microprocesseur pas à pas, de A. VILLARD et M. MIAUX, 359 pages, format 21 × 15 ..... **105 F**
Une réalisation unique ! Le Synthétiseur de voix. **Schéma et plans** ..... **5 F**
Principaux composant (tous disponibles) : CDP 1802 E RCA **164 F** - CDP 1802 CE RCA **104 F** - CDP 1822 CE RCA **56 F** - CDP 1823 CE RCA **114 F** - CDP 1852 CE RCA **25 F** - CD 4011 BE - CD 40-97 - TIL 311 Texas
QUARTZ HC 6, fréquence 2 MHz, excellente précision avec support céramique ..... **60 F**
KITS « RCA » Pour l'équipement du KIT « Synthétiseur de VOIX ». Ensemble comprenant : 1 CDP 1802 E - 2 CDP 1822 CE et 3 EPROM 2716. Programmés et vérifiés. Avec notice RCA. **L'ensemble** ..... **576 F**

ORDINATEURS

LIBRAIRIE
Les meilleurs ouvrages :
Initiation au langage Basic de A. Lilen ..... **66 F**
Lexique international des microprocesseurs ..... **36 F**
Programmation du 6502 ..... **105 F**
Applications du 6502 ..... **93 F**
Votre premier ordinateur ..... **81 F**
Le Basic pour l'entreprise ..... **67 F**
Introduction au Basic ..... **93 F**
Au cœur des jeux en Basic ..... **138 F**
Programmation du Z 80 ..... **176 F**

CATALOGUE SYBEX GRATUIT

SHARP
MZ 80 K ..... **6 000 F**
MZ 80 IO. Panier d'interface . **1 680 F**
MZ 80 FIO. Carte floppy ..... **1 020 F**
MZ 80 FD. Double floppy ..... **9 700 F**
MZ 80 MDB. Master disquette **490 F**
MZ 80 P3. Imprimante ..... **6 800 F**
GP 80 D Seikosha/Sharp imprimante ..... **3 800 F**
PC 1211. Ordinateur de poche **1 050 F**
CE 121. Interface K7 ..... **150 F**
CE 122. Interface K7 + imp. ... **840 F**
PC 1500. Ordinateur de poche **2 300 F**
CE 151. Interface K7 ..... **515 F**
CE 150. Interface K7 + imp. . **1 820 F**

Disquettes SCOTCH 5,5" et 8"

CASIO
FX 702 P ..... **1 250 F**

VICTOR LAMBDA
16 K - VERSION A.
Livré avec programmes jeux et 2 manipulateurs ..... **2 990 F**

VICTOR LAMBDA IMP
16 K - VERSION PROGRAMMATION
Avec manuel de programmation, programme EZEDIT, et manuel Basic ..... **3 940 F**

WELLER

Fers spéciaux particulièrement indiqués pour les circuits C-MOS, microprocesseur, mémoires.

WECP, Fer à souder à thermostat, réglage fin de la température par régulation. Livré avec panne et transformateur à réglages thermostatés.
L'ensemble ..... **929 F**
Panne de rechange série ET ... **13 F**

SIEMENS

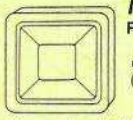
ALLUMAGE ELECTRONIQUE « SRP 2000 »
Appareil simple mable et miniaturisé, à monter vous-même, en quelques instants sur votre véhicule. Plusieurs avantages : ● Dès le contact, mis, l'étincelle jaillit ; démarrage amélioré ● le moteur à tout régime tourne plus souplement ● Très faible, le courant traversant les rupteurs n'use pas les contacts.
Fiche technique : Elément d'enclenchement : transistor Darlington, triple diffusion. Courant : 4 A ● Vitesse jusqu'à 500 Kc/s ● Durée de l'étincelle (typiquement) : 200 µs. Livré avec 3 fils (blanc, bleu, rouge) de 70 cm, 1 fil noir de 15 cm. **Garantie 1 AN.**
Le kit, avec mode d'emploi très clair **199 F**

ALARMES ELECTRONIQUES

CENTRALES POUR SYSTEMES D'ALARMES ELECTRONIQUES
Branchements très simples
● **CT 01.** Coffret autoprotégé avec serrure de sûreté.
Alimentation secteur. Chargeur pour batterie au plomb, régulé en tension et courant 220 V, 50 Hz - 12 Vcc 1,5 A. 2 circuits d'entrée : instantané - Retardé normalement - Fermé ou ouvert. 3 temporisations réglables : temps d'entrée, temps de sortie, durée de l'alarme. Circuit anti-hold-up et anti-sabotage 24/24. Circuit sirène autoalimentée autoprotégée. Préalarme. Contact auxiliaire 6 A/220 V.ca. Dimensions : H 315 × L 225 × P 100.
● **Centrale CT 01** avec accu rechargeable, 1 sirène SM 122, 3 contacts n° 110, 5 contacts de parties ouvrantes n° 394 ..... **1 425 F**
● **CT 02.** Permet de protéger 2zones avec mémorisation d'alarme sur chacune d'elles. La centrale CT02 seule ..... **1 980 F**
● **CT 04.** Permet de protéger 4 zones. Avec mémorisation ..... **3 750 F**
● **CT 05.** Permet de protéger 5 zones. Avec mémorisation et programmation de chaque zone sur face avant . **N.C.**
● **CT16.** Permet de protéger 16 zones. **Nous consulter.**

EN OPTION : RADAR TITAN

Radar hyper fréquence alim. 12 Vcc, 0,2 A. Fréq. 9,9 GHz Portée 3 à 20 m ... **1 425 F**



NOUVEAU !
RADAR HYPER de très faible encombrement (10 × 10 × 4,3) et d'usage universel.
Alimentation 12 V. Relais de commutation incorporé. Portée réglable.
Référence NJH ..... **850 F**

EROS 20. Transmetteur d'alarme par ligne téléphonique. Possibilité d'appel de 2 numéros même par le 16. 4 programmes possibles. Transmission d'un message parlé ou simplement de Bip. Alimentation 12 V.
Prix de lancement ... **3 750 F**

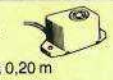
SIRENES

SM 122
12 V, 1 A
Bruit 108 dB à 1 m **80 F**
SE 12
Sirène mod. 12 V, 0 75 A 110 dB à 1 m **170 F**
SM 125
12 V, 11 A 120 dB à 1 m **180 F**
SM 125
220 V alt. 0,7 A **180 F**

SE 125 A. Sirène autoprotégée et auto-alimentée. 120 dB/1 m. Sans accus ..... **520 F**
2 accus 6 V, les 2 ..... **174 F**

SE 130
Sirène avec chambre de compression et circuit électronique module. Aliment. 12 Vcc. 1,6 A. Puissance extraordinaire. Modulation insupportable, 130 dB à 1 m . **500 F**
SE 12 SP. HP à chambre de compr. 8 ohms ..... **70 F**

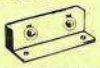
ACCESSOIRES



BE 120 Buzzer
12 volts.
Bruit de 70 dB à 0,20 m
BE 120. 3 V, 6 V ou 24 V.
Prix unitaire ..... **13 F**

N° 393
Contact encastrable
Le jeu ..... **19 F**

N° 394
Contact extérieur
Le jeu ..... **19 F**



N° 110
Contact de choc réglable **18 F**

NOUVEAU !
CC 2. Contacts combinés. Boîtier miniature et protégé contenant un contact-choc très sensible et un ILS à mercure. Livré complet avec aimant ..... **45 F**

ACCUMULATEURS
Batteries au plomb à liquide gélifié
6 V, 1,2 A **87 F** 12 V, 1,9 A **174 F**
12 V, 6 A **241 F** 12 V, 24 A **690 F**

TELEPHONES SANS FIL

ASTON TSF 20
L'ensemble se compose d'un appareil fixe qui se branche sur la prise téléphone et sert également de chargeur pour le poste mobile. Système interphone avec appel sonore. Et d'un combiné téléphonique mobile. Cadran à touches. Appareil non homologué.
En PROMOTION ..... **1 250 F**

ASTON TSF 3000
Appareil très sophistiqué. Portée environ 1 000 à 1 500 mètres. Non homologué **Prix complet** ..... **2 990 F**

HP 5500
Téléphone sans fil, longue portée. Non homologué ..... **2 565 F**

CA 811
Antenne d'extérieur pour balcon ou toit ..... **450 F**

CONVIPHONE 318
Téléphone électronique. Capacité 22 chiffres. Touche secret. Rappel automatique ..... **450 F**
En présentation or ou argent .. **550 F**

STOPTAX TELETAX TLX 501
Empêche les indélicats d'appeler la province et l'étranger pendant votre absence, mais reçoit tous les appels.
Prix ..... **270 F**

COMMANDE D'APPELS HT 100
Commande l'enregistrement des appels sur magnétophone .... **170 F**

AUTO-PULSE
Compose automatiquement le numéro de téléphone mis en mémoire (30 numéros). Visualisation du n°. Une seule touche ..... **840 F**

BON A DECOUPER (ou à recopier) pour recevoir le nouveau CATALOGUE 1982 (200 pages) que tout électronicien doit posséder, et à adresser à CIBOT, 3, rue de Reuilly, 75580 CEDEX PARIS (XII)

COMPOSANTS
Tous les circuits intégrés. Tubes électroniques et cathodiques. Semi-conducteurs. ATES - RTC - RCA - SIGNETICS - ITT - SESCOSEM - SIEMENS - Opto-électronique - Leds - Afficheurs

PIECES DETACHEES
plus de 20.000 articles en stock

JEUX DE LUMIERE SONORISATION - KITS
(plus de 300 modèles en stock)

APPAREILS DE MESURE
Distributeur « METRIX »
CdA - CENTRAD - ELC - HAMEG - ISKRA - NOVOTEST - VOC - GSC - TELEQUIPMENT - BLANC MECA - LEADER - THANDAR SINCLAIR
Démonstration et Vente par Techniciens Qualifiés

Nom ..... Prénom .....
Adresse .....
Code postal ..... Ville ..... RP
Ci-joint la somme de 20F : ☐ en chèque bancaire ☐ en chèque postal ☐ en mandat-lettre

A PARIS : 1 et 3, rue de Reuilly, 75580 CEDEX PARIS (XII)
Tél. 346.63.76 (lignes groupées)
Ouvert tous les jours de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h (sauf dimanche et fêtes)

A TOULOUSE - 31000, 25, rue Bayard
Tél. (61) 62.02.21
Ouvert tous les jours de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h (sauf dimanche, lundi matin et fêtes)

au 136 bd Diderot - Paris 12e : PLUS DE 500 KITS ELECTRONIQUES EN MAGASIN