RADIO PLANS
électronique Loisirs
ISSN 0033 7668
420
Nov.
82
101

Des bruits qui créent l'ambiance avec notre « boîte à rire »

- Le rire communicatif
- Le pistolet spatial
- La sirène de police
- La poule pondeuse
- La sirène spatiale

Compte-tours digital

Pour les skippers avertis, ce

speedomètre

Programmateur d'EAROM 4 × 1 K

T 2438 - 420 - 10,00 F
Belgique: 81 FB - Suisse: 4 FS - Canada $: 1,75 - Espagne: 175 Pesetas - Tunisie: 1,150 Dinar - Italie: 3800 Lires -

SOMMAIRE

N° 420
NOVEMBRE 1982

REALISATIONS

27 Programmateur d'EAROM

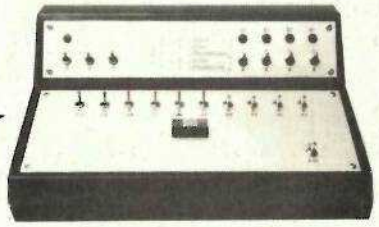
41 Convertisseur 27 MHz → PO

43 Une petite boîte rigolote

53 Compte-tours digital pour auto

67 Speedomètre digital

79 Voltmètre de bord pour auto

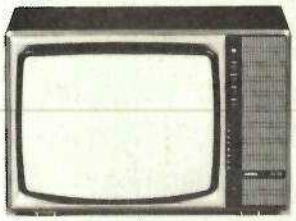


TECHNIQUE

75 Manipulations sur les transistors

83 Réseaux de caractéristiques d'un transistor

87 Normes TV



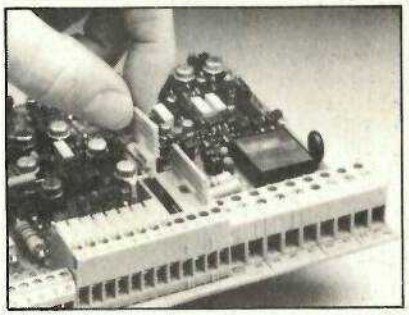
Ce numéro comporte deux encarts numérotés:
59-60 - Fiches « idées »
65-66 - Fiches « composants »
61 - Eurelec
62-63 - Unieco
64 - Eurelec

DIVERS

3 Service circuits imprimés

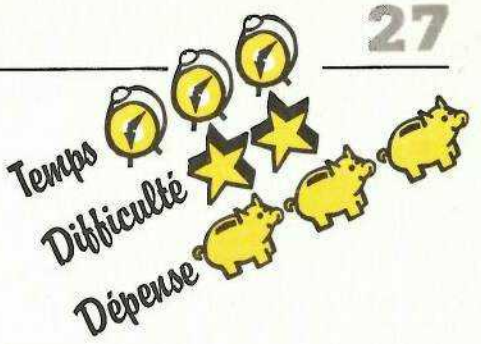
78 Infos nouveautés

82 Rectificatif



Ont participé à ce numéro:
H. Bilbille, J. Ceccaldi, C. Couillec, F. de Dieuleveult, P. Gueulle, C. Lemoigne, P. Patenay, J. Sabourin, D. Yole.

Programmateur d'EAROM



Les mémoires sont, bien sûr, un élément fondamental dans l'électronique moderne. L'intégration à grande échelle — LSI — a augmenté leur rapport performances/coût. Un nouveau type de mémoire, ayant des propriétés fondamentales différentes des types antérieurs, a toutes les qualités pour être utilisé dans de nombreux champs d'applications. Cette mémoire s'appelle EAROM — (Electronicalty - Alterable - Read Only - Memory) — et sa principale qualité est d'être non volatile. Elle est donc capable de retenir les informations même si la source d'alimentation est déconnectée.

Depuis l'avènement des microprocesseurs, les mémoires sont devenues indispensables à la conception des systèmes. Bien souvent, ce sont elles qui limitent l'expansion de l'électronique programmable auprès des amateurs, d'une part à cause de leur prix, et d'autre part à cause de la difficulté de programmation.

Les mémoires traditionnelles

Avant de comparer cette mémoire avec les autres, revoyons les propriétés des mémoires classiques. Toutes les mémoires peuvent être classées dans l'un des deux types suivant : ROM ou RAM: mémoire morte ou mémoire vive. La ROM est une mémoire morte dont le contenu est fixé une fois pour toutes. Les données ne peuvent être modifiées puisqu'elles sont fixées à la fabrication mais elles ne sont pas perdues en absence d'alimentation.

La RAM est vierge d'informations, celles-ci étant fournies et chargées dans la mémoire par le système dans lequel elle est insérée. Avec ces deux types de mémoire, le concepteur à le choix entre une mémoire non volatile dont le contenu est fixé une fois pour toute et une mémoire dont on peut modifier le contenu mais dont le contenu est volatile. Ces dernières années, quelques améliorations ont été apportées par les PROM et les EPROM dont les propriétés sont comparées à celles des ROM et des RAM à la **figure 1.** Les PROM: Programmable Read Only Memory et les EPROM: Erasable Programmable Read Only Memory, ont été développées pour partiellement combler l'espace entre les ROM et les RAM.

Avec ces deux types de mémoire, le concepteur a un choix supplémentaire : mémoire non volatile avec possibilité d'écriture et d'effacement illimitée. Les opérations d'effacement et d'écriture étant réalisée par l'utilisateur.

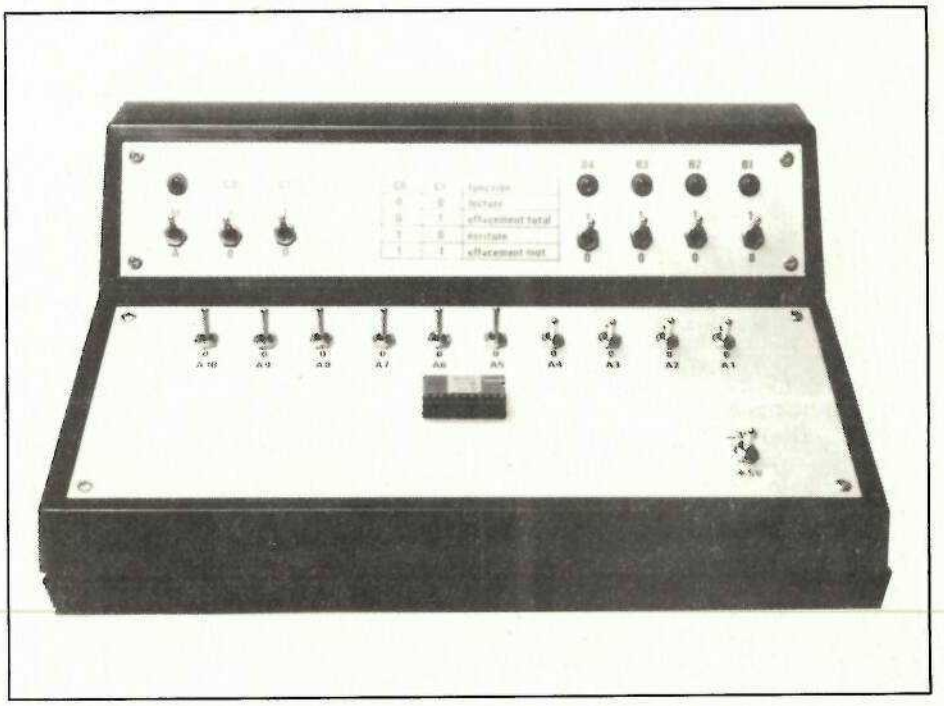


Figure 1. Tableau comparatif des différentes mémoires

Type	Non volatile	Programmation (utilisateur)	Commentaires
ROM	OUI	NON	Programmée à la fabrication. Lecture rapide. Faible coût en grandes quantités.
RAM	NON	OUI	Temps de lecture court
PROM (fusibles)	OUI	OUI (une fois)	Temps de lecture court. Faible coût même en petite quantité.
EPROM	OUI	OUI En dehors du système	Effaçable globalement mais non mot par mot. Effacement par U.V.
EAROM	OUI	OUI Dans ou Hors le système	Effaçable mot par mot ou globalement. Temps de lecture court. Temps d'écriture long.

Dans le cas de la PROM, programmable par fusible, l'écriture ne peut s'effectuer qu'une fois, après quoi la mémoire est une mémoire ROM. Avec l'EPROM, l'effacement est fait en masse par des rayons ultra-violet et l'écriture par un appareillage spécial. Cette mémoire peut être effacée puis « réécrite » plusieurs fois mais l'effacement est global et la mémoire est dissociée du système auquel elle appartient pendant l'effacement et l'écriture.

Remarquons que le contenu de l'EAROM peut être modifié de nombreuses fois. Cette opération peut être faite sur une partie de la mémoire : un mot, sans modifier le reste du contenu de la mémoire, l'effacement et l'écriture sont commandés par des signaux électriques pouvant être fournis par le système.

D'une certaine manière l'EAROM associe les propriétés de la RAM : capacité de lecture et d'écriture et de la ROM : rétention des informations.

La structure MNOS

La mémoire EAROM est fabriquée selon un processus MOS appelé MNOS représenté à la **figure 2** et qui fait apparaître 4 couches: Métal, Nitride, Oxyde et Silicium.

Les transistors constituant la cellule mémoire ont des caractéristiques de transistors, à canal P, conventionnels. La couche constituant la mémoire a une structure telle qu'en son centre la couche soit extrêmement fine : de l'ordre de 25 à 50 Angströms.

Lorsque l'on applique la tension de grille, des gradiants de champs extrêmement élévés apparaissent dans cette faible épaisseur d'oxyde.

La cellule se charge. Les charges se déplacent du substrat (Si, N) jusqu'à l'interface entre les couches de $Si_3 N_4$ et $Si O_2$ de la porte. Ce transfert de charges n'a lieu que si le champ est présent. Si le champ disparaît, les charges sont établies et le système reste stable. Lorsque la porte est maintenue à un potentiel négatif par rapport au substrat, on se trouve en phase d'écriture. Quand cette même électrode est rendue positive, toujours par rapport au substrat, c'est la phase d'effacement. De manière à obtenir les champs élevés nécessaires, on applique à la structure une tension de l'ordre de 35 V. Cette tension doit être présente obligatoirement pendant l'effacement mais peut être établie pendant la phase de lecture ou en période d'attente. Il existe aussi quelques limitations quant au nombre de cycles d'écriture et d'effacement que l'on peut attendre de la mémoire. Les caractéristiques électriques d'une mémoire EAROM sont données à la **figure 3**.

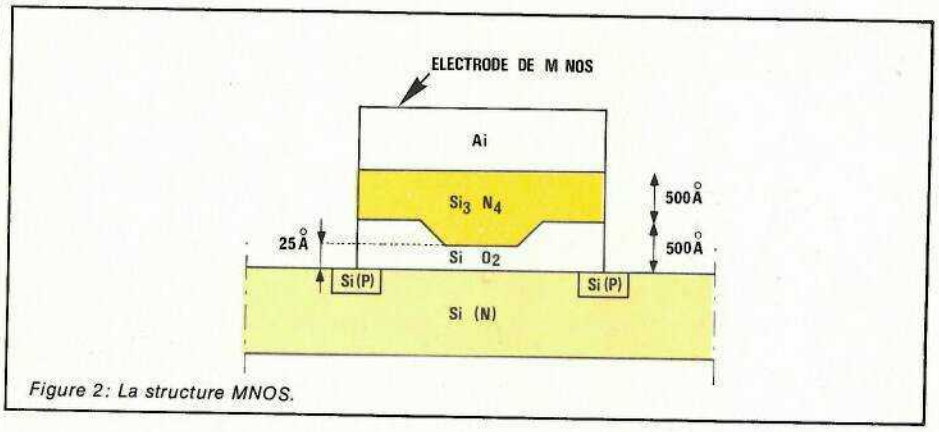


Figure 2: La structure MNOS.

Figure 3: Principales caractéristiques d'une EAROM.

Tension d'alimentation Ecriture et Effacement	– 35 V
Tension d'alimentation des circuits logique	– 17 V
Niveau logique 0	– 10 V
1	0
Temps d'écriture pour 1 mot	20 ms
Temps d'effacement pour 1 mot	20 ms
Temps d'accès à la lecture	1 µs
Retention des informations avant de devoir les renouveler	10 ans
Nombre de cycles d'effacement et écriture	10^7
Nombre de cycles de lecture maximal avant de devoir renouveler les informations	10^{11}

L'emploi des EAROM

Ce type de mémoire peut être employé dans bien des cas, citons pour « mémoire » les trois configurations suivantes :

— Stockage de données ou d'informations : dans ce cas la mémoire peut contenir des tableaux qui peuvent être modifiés de temps en temps.

— Protection contre une coupure de courant : dans ces conditions le système est protégé contre les coupures de courant accidentelles ou intentionnelles. Les informations importantes peuvent alors être retenues jusqu'à la remise en service normale du système. Si l'on imagine que le système est occupé à traiter une série d'informations, l'instant de la coupure est enregistrée et dès la remise sous tension le traitement peut continuer à partir du point précédent l'incident.

— Mémoire de programme pour microcalculateur.

Le chargement des mémoires

Dans certaines applications l'utilisateur peut lui même programmer les mémoires. Si l'EAROM est employée pour retenir les informations concernant l'accord sur les stations favorites d'un récepteur radio ou télévision, c'est le propriétaire qui sélectionne et enregistre les données correspondantes.

Dans d'autres configurations ce peut être le fabricant qui fixe le contenu de la mémoire si, par exemple, un sous-ensemble comporte une conversion de code.

Finalement dans la situation de la coupure secteur précédemment citée, c'est le système lui-même qui charge les mémoires avec les données essentielles que l'utilisateur tient à conserver.

Exemples

Terminons cette présentation des EAROM par une rapide émunération de l'emploi des mémoires non volatiles dans les systèmes suivants : protection contre les coupures intentionnelles ou accidentelles de la tension d'alimentation, génération de commandes multiples, linéarisation de courbe par mémorisation de tables ou tableaux. Jusqu'à présent, les EAROM ont percé les marchés

grand public surtout avec la mémorisation des stations dans les récepteurs radio et TV, **calculatrices, caisse enregistreuses,** etc.

Dans les prochains mois on peut s'attendre à ce que ces mémoires pénètrent d'autres systèmes tels que la composition automatique des numéros de téléphone, les répondeurs automatiques, les jeux vidéo, les appareils de mesure, et toutes les applications qui touchent l'automobile.

Nous espérons prochainement employer certaines mémoires dans des systèmes de synthèse de la parole.

Fonctionnement de la cellule mémoire à transistor MOS

Dans un transistor MOS classique tel que le transistor à canal P représenté à la **figure 4a**, si l'on applique une tension de polarisation négative à la porte, les électrons sont repoussés et les trous attirés du substrat vers la région délimitant le canal entre la source et la porte. Ces porteurs positifs inversent la polarité du canal qui devient N au lieu de P. Cette inversion cause à son tour une conduction entre le drain et la source du transistor. Ce simple transistor MOSFET a une tension de seuil — tension nécessaire pour rendre le transistor conducteur — de trois à quatre volts qui est trop élevée pour permettre une compatibilité avec des circuits TTL. La plupart des développements apportés aux transistors MOSFET ont pour but de réduire cette tension de seuil et plusieurs solutions ont été essayées. Une des premières a été le remplacement de l'oxyde de Silicium $Si\,O_2$ par un Nitride de Silicium $Si_3\,N_4$ qui, tout en ayant une constante diélectrique et une résistance à la migration des ions plus importante aurait permis une tension de seuil moins importante.

A la surprise des premiers expérimentateurs, les transistors ainsi fabriqués avaient des tensions de seuil instables, variant selon que le transistor était dans l'état passant ou non. Et dans ce cas il n'y avait pas de phénomène de mémorisation.

La structure MTNS a été alors développé pour assurer la compatibilité TTL-MOS. Une couche de $Si\,O_2$ est déposée entre le $Si_3\,N_4$ et le substrat de type N. La couche d'oxyde devait être suffisamment épaisse pour éviter la diffusion des charges dans la couche de $Si_3\,N_4$ et suffisamment mince pour profiter des avantages du $Si_3\,N_4$ par rapport au $Si\,O_2$. Le transistor ainsi obtenu est stable et a une tension de seuil suffisamment basse pour que la « mémoire » soit compatible avec des circuits TTL.

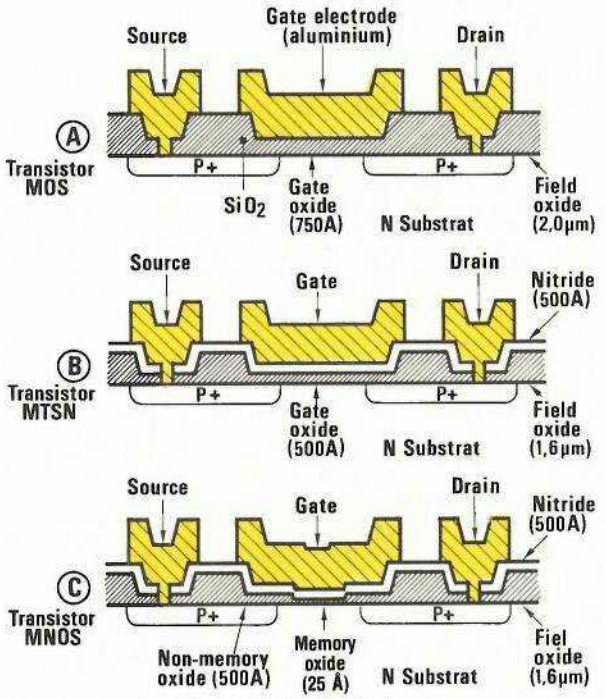


Figure 4: Evolution des structures des transistors « mémoire ».

Le transistor MNOS

La plupart des fabricants utilisèrent la structure MTNS pour produire des mémoires non volatiles en série. Le développement continua et l'on chercha à réduire l'effet de l'hystérésis et à obtenir une structure de mémoire non volatile viable. La structure finale retenue est la même que celle représentée à la **figure 4b**, la seule différence réside dans l'épaisseur du dioxyde de Silicium qui est réduite à environ 15 A (1 Angström = 10^{-10} m).

Les charges traversent l'isolant que constitue la couche de $Si\,O_2$ lorsqu'une tension de polarisation de 25 à 30 V est appliquée. Ces charges restent dans l'interface Nitride Oxyde. Les deux matériaux étant d'excellents isolants, les charges peuvent être stockées pendant un temps excessivement long que les constructeurs garantissent supérieur à dix ans.

On « écrit » dans le transistor en passant à l'état de faible conduction, qui revient à appliquer une tension négative de 25 à 30 V sur la porte du transistor. Les électrons situés dans l'interface Nitride-Oxyde traverse la couche d'isolant de $Si\,O_2$ et regagne le substrat; les charges résultantes — par opposition — sont positives dans l'interface.

Le transistor a une tension de seuil très élevée : environ − 12 volts. La cellule peut être effacée ou ramenée à l'état conducteur avec une tension de polarisation positive sur la porte. Cette tension attire les électrons dans l'interface, électrons qui donnent une charge négative et il en résulte un décalage positif de la tension de seuil du transistor. La mémoire ainsi constituée est difficilement utilisable et l'on utilise finalement la structure représentée à la **figure 4c**. Avec cette structure le seuil est toujours approximativement à − 12 V mais le seuil bas est ramené à environ − 2 V. La quantité de charge stockée dépend de la durée et de la valeur de la tension appliquée et de la température. La **figure 5** rend compte des transferts de charges pendant les phases d'effacement et d'écriture.

Il y a toujours des concessions à faire dès que l'on envisage la conception d'un appareillage et d'un système. Avec les mémoires non volatiles, le problème se pose entre les temps d'écriture et d'effacement et la rétention, il faut donc trouver un compromis rapidité-retenue des informations. Le temps d'écriture et d'effacement diminue avec l'épaisseur de la couche d'oxyde puisque les charges ont un trajet plus court à

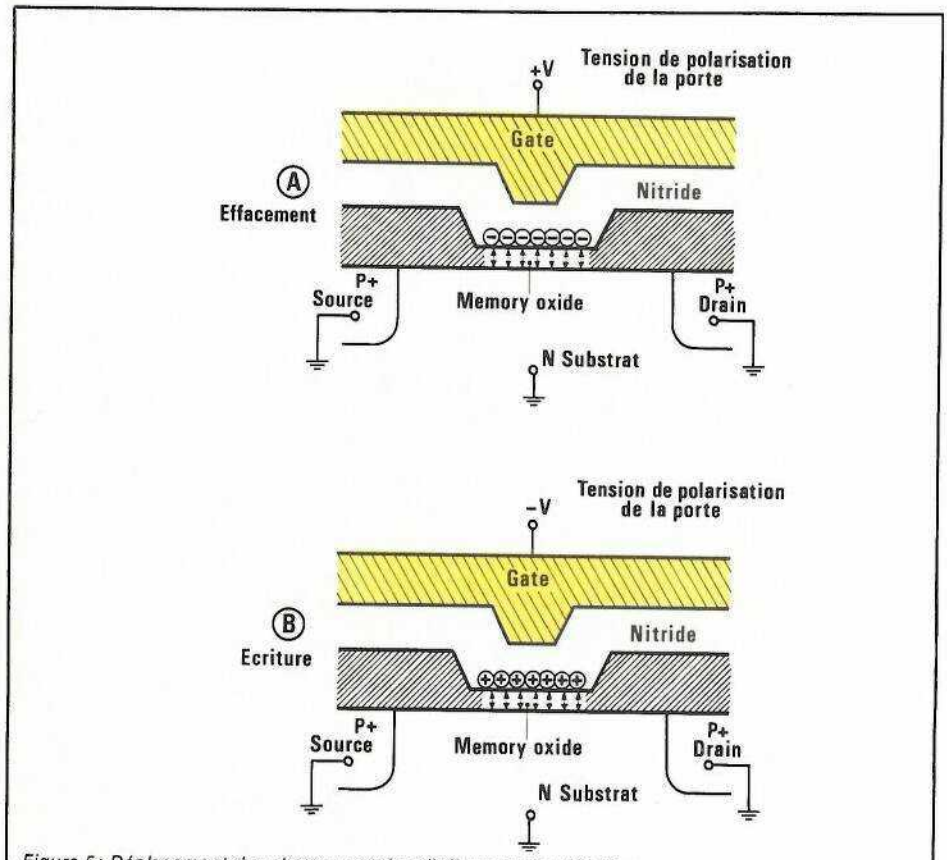


Figure 5: Déplacement des charges pendant l'effacement et l'écriture.

effectuer. Mais dans le même temps on diminue le temps de stockage en augmentant les fuites des charges à travers la couche d'oxyde trop mince.

On peut aussi penser à accroître la densité de charges, ce qui augmente la vitesse mais comme précédemment au détriment du temps de stockage.

Les différentes mémoires EAROM Général Instruments

Les différentes mémoires General Instruments sont représentées à la **figure 6**. Il n'existe quasiment aucune compatibilité entre ces mémoires : les tensions d'alimentation sont différentes en nombre et en valeur et le mode opératoire — écriture, effacement, lecture — diffère notablement. L'ER 1400 est un produit très utilisé qui ne nécessite qu'une seule tension d'alimentation, la mémorisation est organisée en 100 mots de 14 bits, l'adresse et les données sont sérialisées. Notons qu'il existe une seconde source — la mémoire RTC PCB 1400 — qui est compatible

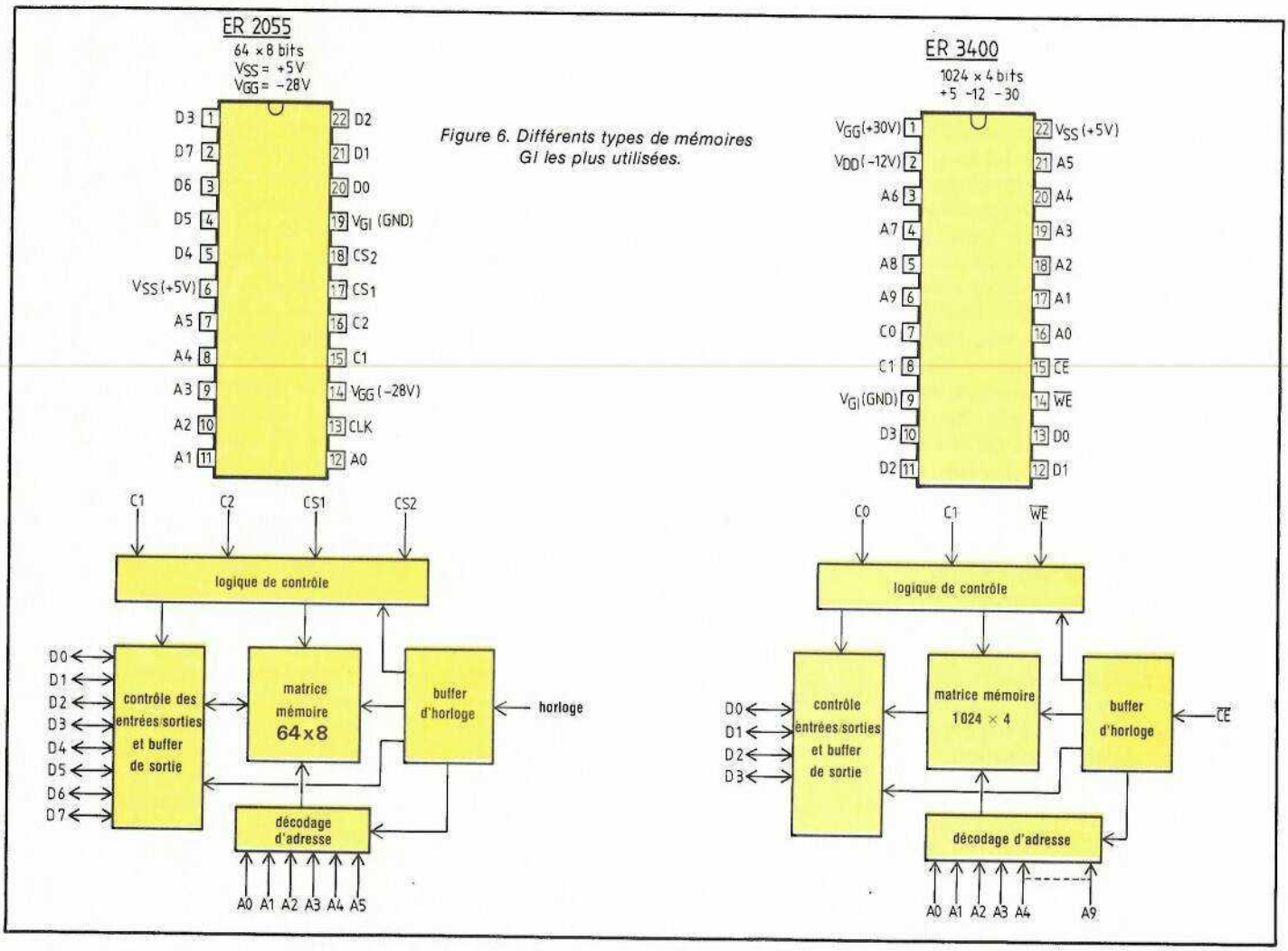


Figure 6. Différents types de mémoires GI les plus utilisées.

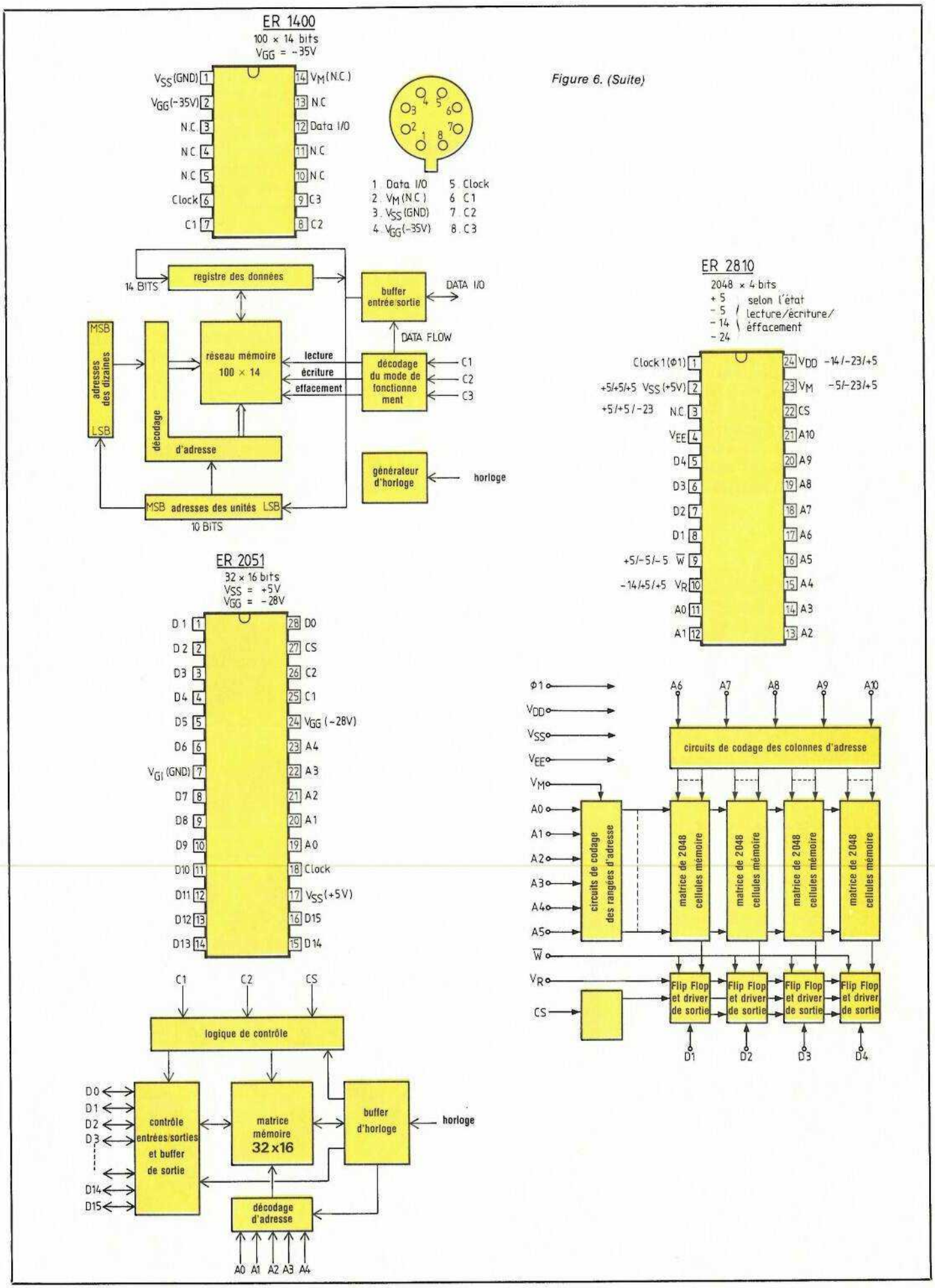


Figure 6. (Suite)

broche à broche dans certaines conditions puisqu'elle réclame deux tensions d'alimentation. La mémoire ER 2810 a la plus grande capacité : 2 K × 4 mais réclame quatre tensions de polarisation qui ne sont appliquées qu'à certaines broches que pendant un cycle déterminé : écriture, effacement ou lecture.

Finalement l'ER 3400 a une capacité intéressante 1 K × 4. Le fonctionnement est assuré par deux tensions + 5 et − 12 pendant la lecture et trois tensions pour les autres cycles + 5, − 12 et − 30 V.

Cette mémoire est la dernière née de la gamme. C'est bien sûr un circuit qui a dépassé le stade du développement et qui est produit en grande série. Il est le plus utilisé de toute la gamme. Son emploi facile le rend idéal pour les applications utilisant des microprocesseurs ou des systèmes logiques conventionnels nécessitant ou pas un système de programmation embarqué.

L'ER 3400

Il est inconcevable de vouloir réaliser un programmateur adapté aux différentes mémoires. Un tel système serait complexe et cher alors qu'un système particulier est simple et très bon marché. C'est la raison pour laquelle nous nous orienterons vers un programmateur adapté à l'ER 3400. Nous verrons à la fin de ce chapitre que la capacité peut être augmentée en groupant les mémoires de la manière traditionnelle.

L'ER 3400 est donc une mémoire de 4 K bits organisée en 1024 mots de 4 bits. Chaque mot peut individuellement être effacé et reprogrammé ou si l'on veut la mémoire peut être entièrement effacée. Les quatre modes de fonctionnement : lecture, écriture, effacement individuel et effacement global correspondent à un code sur deux bits appliqués sur les entrées de contrôle C_0 et C_1 avec des niveaux correspondant au standard logique TTL. Le circuit est muni d'une entrée sélection de la puce : Chip select qui reçoit le signal d'horloge et qui peut aussi être utilisée pour la mise en parallèle de plusieurs mémoires. L'entrée validation écriture est utilisée pour valider les données dans la mémoire pendant la période d'écriture. Notons qu'il est impératif de générer un cycle d'effacement, qui préconditionne la mémoire, avant tout cycle d'écriture. Les opérations d'effacement et d'écriture doivent être suivies d'un cycle de lecture particulier pendant lequel les données de sortie ne sont pas disponibles.

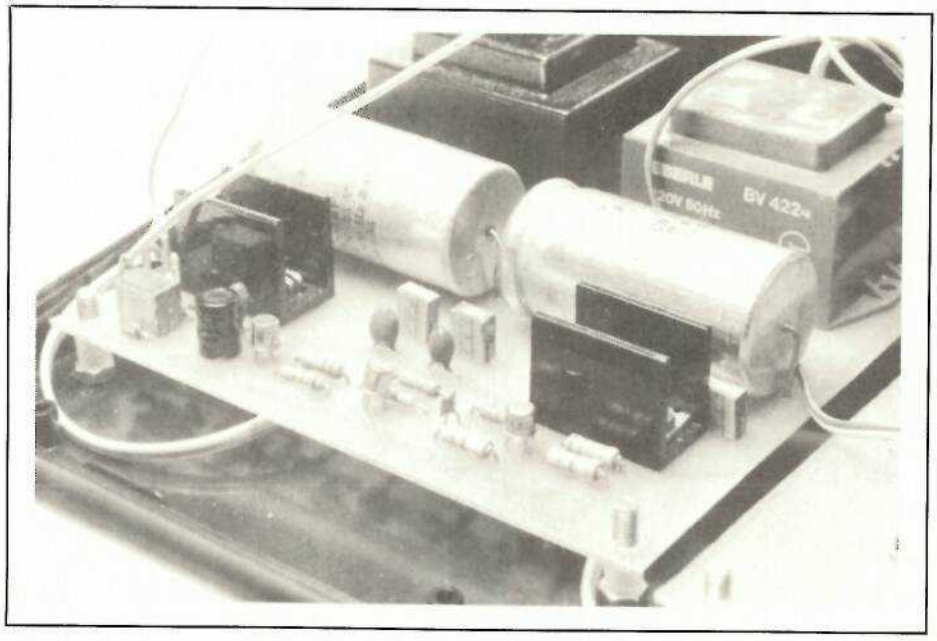
Fonctionnement dans les différents modes

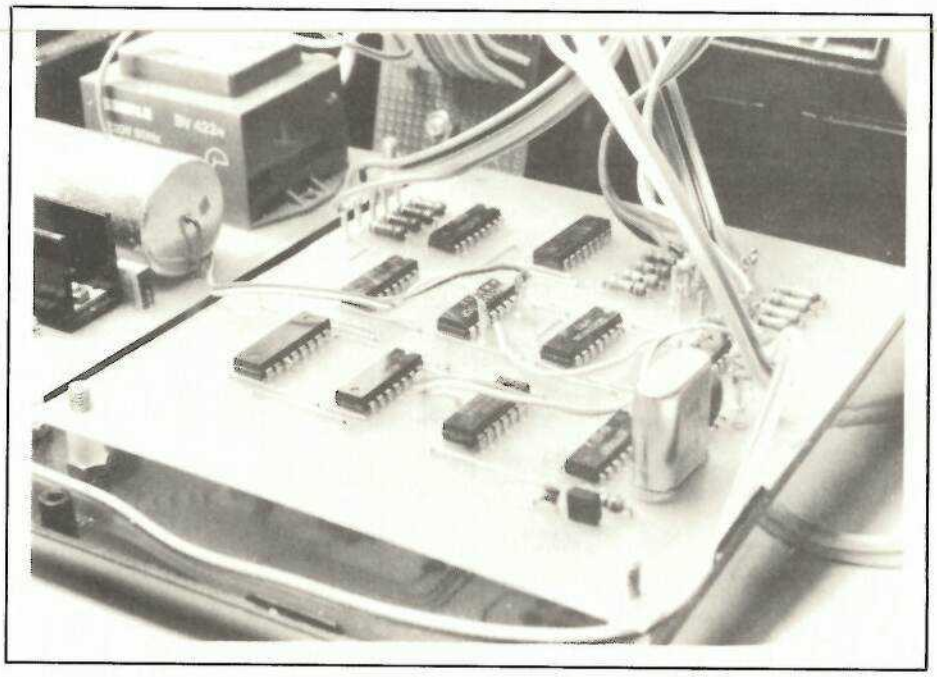
Effacement

Un mot est effacé si les entrées C_0 et C_1 sont mises à l'état haut et l'adresse choisie correspondant à l'emplacement du mot appliqué aux entrées de la mémoire. Un front négatif de la tension appliquée sur l'entrée sélection de la puce CE charge les adresses et les données de contrôle et marque le début du cycle d'effacement. Ce mode de fonctionnement est stocké sur le deuxième front négatif à l'entrée CE et continue tant que l'entrée CE est à l'état haut. Si l'on désire effacer toute la mémoire l'opération reste la même mais C_0 passe à l'état bas alors que C_1 reste à l'état haut. L'effacement se termine avec le début du cycle de lecture spécial.

Écriture

Pour l'écriture, le code appliqué à la mémoire doit être le suivant : C_0 à l'état haut et C_1 à l'état bas. Le signal présent à l'entrée CE valide le mot C_0 C_1 et le signal à l'entrée WE résulte d'une combinaison du signal : sélec-





tion de la puce et d'un signal d'écriture. Comme dans le cas de l'effacement, un cycle de lecture spécial clot le cycle d'écriture.

Lecture

Les données contenues dans la mémoire ne sont lues que si C_0 et C_1 sont maintenus à l'état bas et l'adresse désirée sélectionnée. Dans tous les cas lorsque CE est à l'état haut, les entrées/sorties sont dans l'état haute impédance. Nous verrons l'incidence de l'état de CE sur la lecture et l'affichage des informations dans le chapitre suivant traitant du programmateur.

Protection à la mise en route et à l'extinction

Il est bien difficile de prévoir l'évolution des tensions d'alimentation lors de la mise en route d'un système quelconque. Dans la plupart des cas ce phénomène n'est pas gênant; dans les circuits logiques les plus simples on se contente d'une remise à zéro générale.

Avec les mémoires EAROM, le phénomène est beaucoup plus gênant car on risque un effacement global de la mémoire; c'est pourquoi tous les systèmes prévus pour fonctionner avec des mémoires non volatiles sont couplés avec un système générant les séquences de mise en marche et d'extinction.

Pour la mémoire ER 3400, l'établissement des tensions d'alimentation + 5 V et − 12 V n'entraîne aucun désagréable phénomène mais l'on doit prendre garde aux conditions dans lesquelles la tension de polarisation V_{GG} (− 30 V est appliquée. Cette tension n'est nécessaire que pour les cycles d'effacement et d'écriture, elle ne doit être appliquée que si V_{DD} et V_{SS} ont atteint leurs valeurs nominales. Par contre la source V_{GG} devra être déconnectée avant que V_{DD} et V_{SS} ne commencent à évoluer au moment de la coupure. Ou, plus simplement V_{GG} sera appliquée après la mise en marche et disparaîtra avant l'extinction.

Au moment de la mise en marche C_0 et C_1 seront à l'état bas — en mode lecture — et V_{GG} au + 5 V. La mémoire ne peut plus évoluer, la réduction de consommation est de l'ordre de 30 %. Les quatre modes sont obtenus en remplaçant V_{GG} = 5 V par V_{GG} = − 30 V.

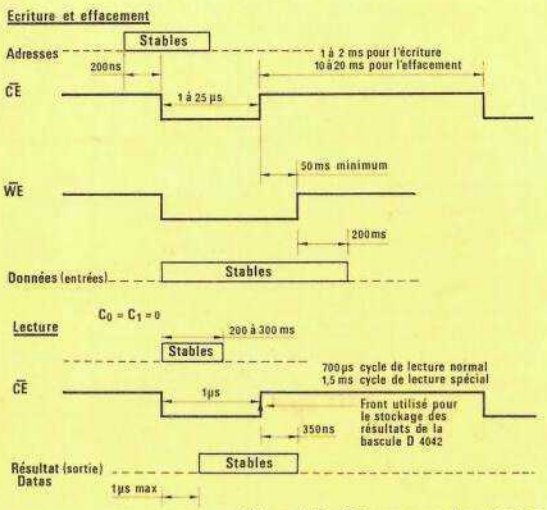


Figure 7b : Diagramme des temps — *cycle,* — *d'écriture,* — *lecture,* — *effacement.*

Le programmateur

Le programmateur doit générer et fournir tous les signaux nécessaires au bon fonctionnement de la mémoire dans les quatre configurations écriture, lecture, effacement global, effacement individuel.

Ces signaux sont générés par le système représenté à la **figure 7a**. L'utilisateur a alors accès aux interrupteurs K_0, K_1, K_3 qui déterminent le mode de fonctionnement et A_0 à A_9 qui adressent la mémoire. Les formes d'onde obtenues sont représentées à la **figure 7b** pour les signaux WE, CE, C_0 et C_1 présents aux broches 14, 15, 7 et 8 de la mémoire ER 3400.

Les interrupteurs D_0 à D_3 déterminent les données à mémoriser. Une base de temps principale : oscillateur à quartz, fonctionnant à 1 MHz délivre tous les signaux aux circuits logiques qui génèrent $\overline{WE}$ et $\overline{CE}$. Nous avons utilisé un oscillateur à quartz construit autour de IC_1 mais on peut se contenter d'un oscillateur RC classique, à partir d'un 555 par exemple. Le signal résultant ne devra pas être trop supérieur à 1 MHz pour rester dans les limites de temps d'écriture et d'effacement, etc. prévues par le constructeur.

Les données ne sont présentes, en mode lecture, que pendant un temps très court : 350 ns. La période durant laquelle les données peuvent être utilisées est déterminée par le temps d'accès maximal : 1 µs et le temps pendant lequel le signal $\overline{CE}$ est à l'état bas : 25 µs maximum. Ce qui donne un temps de présence des données maximal de 24 µs. Si l'on veut afficher le résultat on utilise une bascule, mémoire tampon qui stocke les informations. Le front positif du signal $\overline{CE}$ est alors utilisé comme signal d'horloge pour la bascule. On utilise dans la maquette une quadruple bascule D : 4042. La sortance du circuit est amplifiée par les 4049 qui commande les diodes électroluminescentes.

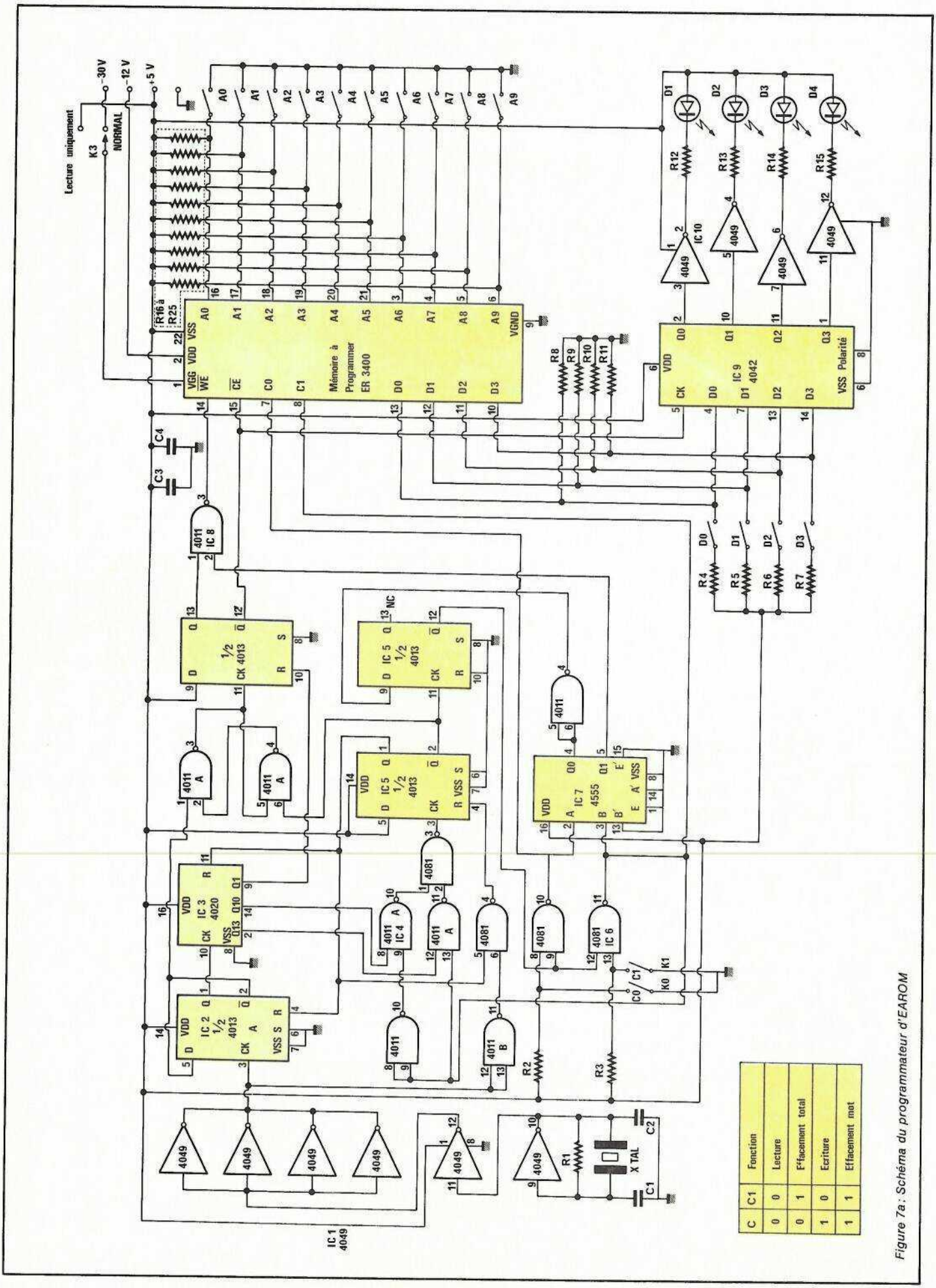
Le tracé des pistes du circuit imprimé est représenté à la **figure 8** et l'implantation correspondante à la **figure 9**. Comme on peut le remarquer la carte comporte de nombreux straps mais la solution du circuit imprimé simple face a été malgré tout retenue car moins coûteuse et plus rapide.

Les alimentations du système

Le schéma de principe des alimentations est représenté à la **figure 10**. La mémoire consomme au maximum 32 mA sous 5 V, 5 mA sous − 30 V et 27 mA sous − 12 V selon le cycle choisi. Le programmateur, en circuits logique CMOS, n'est alimenté que par la source 5 V.

On peut donc utiliser des transformateurs délivrant une faible puissance, donc de faible encombrement. Malheureusement le prix ne varie pas d'une manière linéaire avec la taille et la puissance. Notre choix s'est fixé sur un transformateur EBERLE BV 4224 et un transformateur EREL VN 48 1001 qui sont affectés à l'alimentation — 12 V et + 5 V. Les régulateurs 7912 et 7805 remplissent parfaitement leur fonction et il n'y a aucun commentaire à ajouter.

La tension de polarisation de — 30 V aurait pu être obtenue à par-



C	C1	Fonction
0	0	Lecture
0	1	Effacement total
1	0	Ecriture
1	1	Effacement mot

Figure 7a : Schéma du programmateur d'EAROM

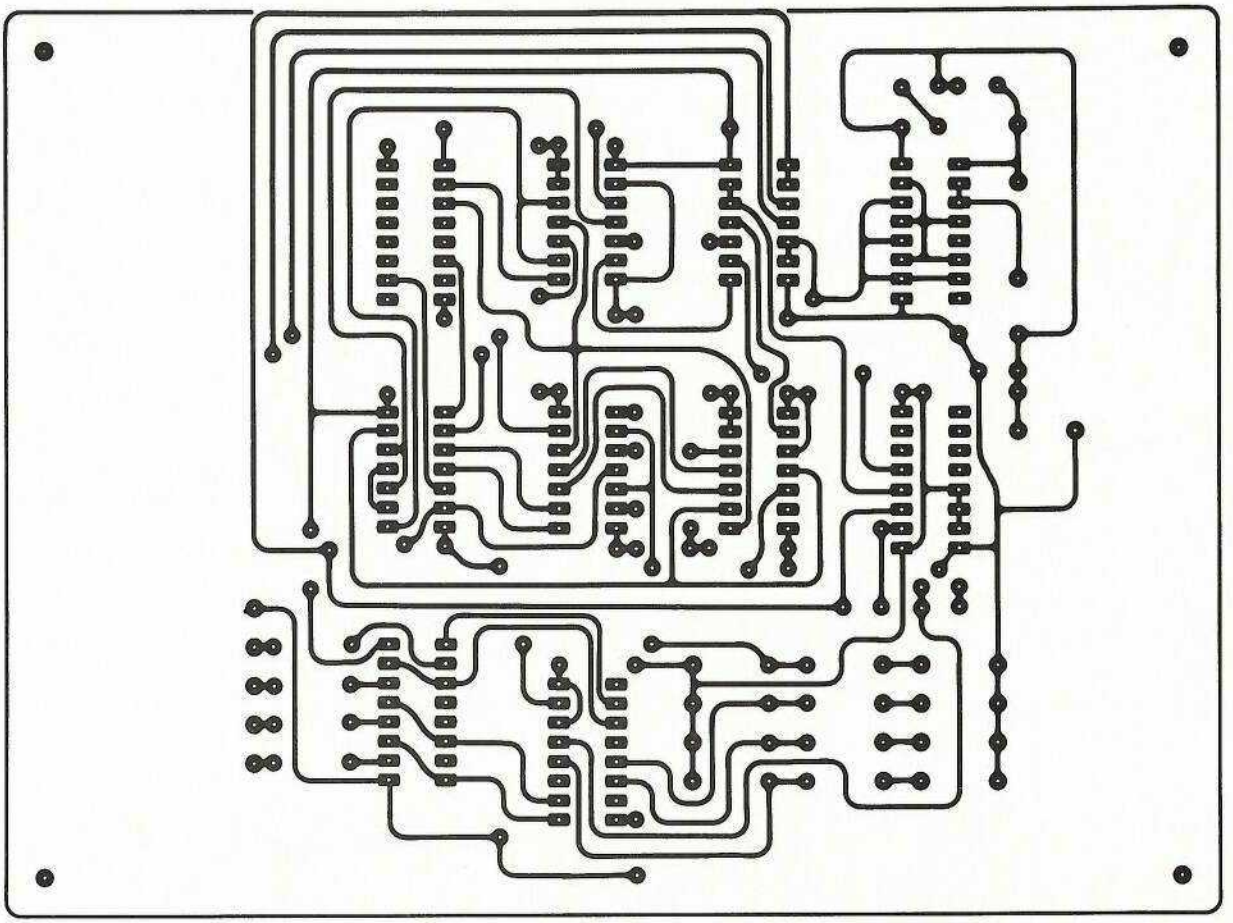


Figure 8 : Programmateur d'EAROM, tracé des pistes.

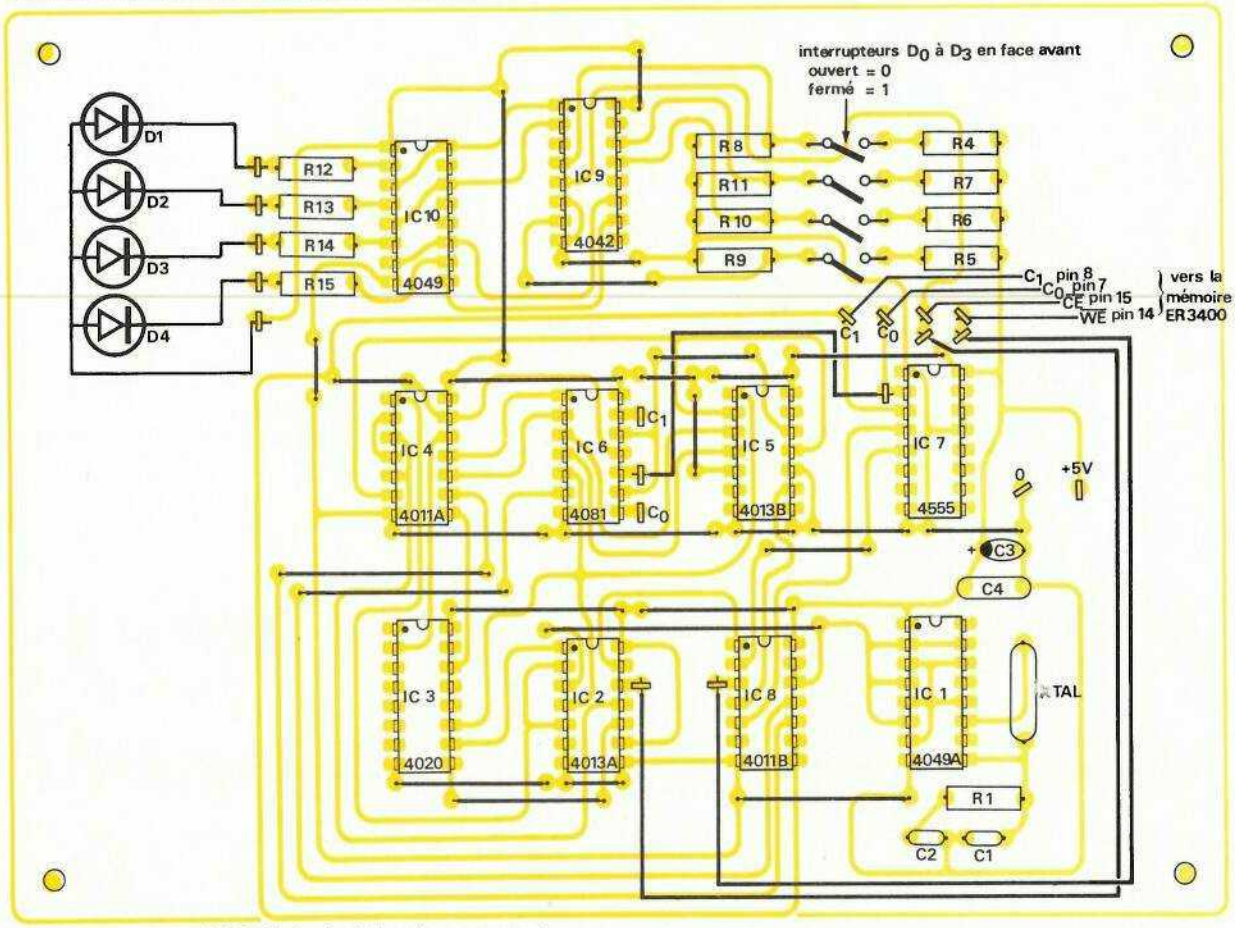


Figure 9 : Programmateur d'EAROM, implantation des composants.

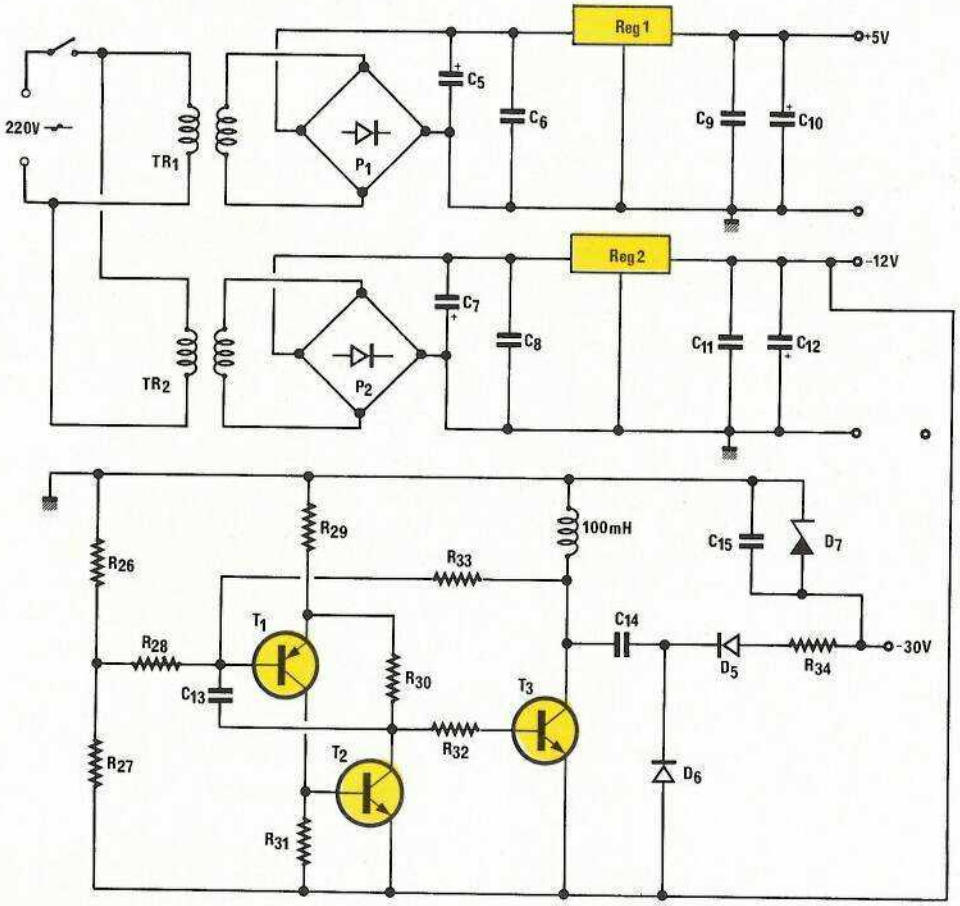
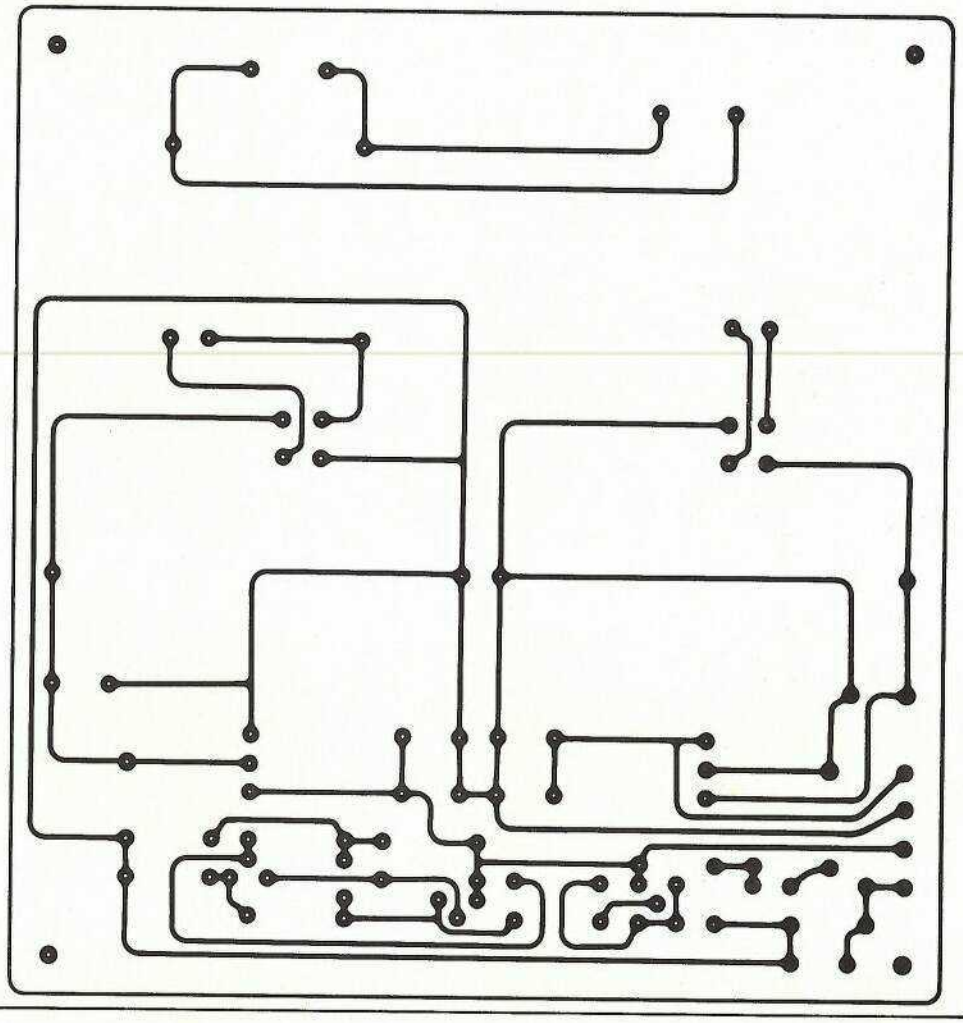


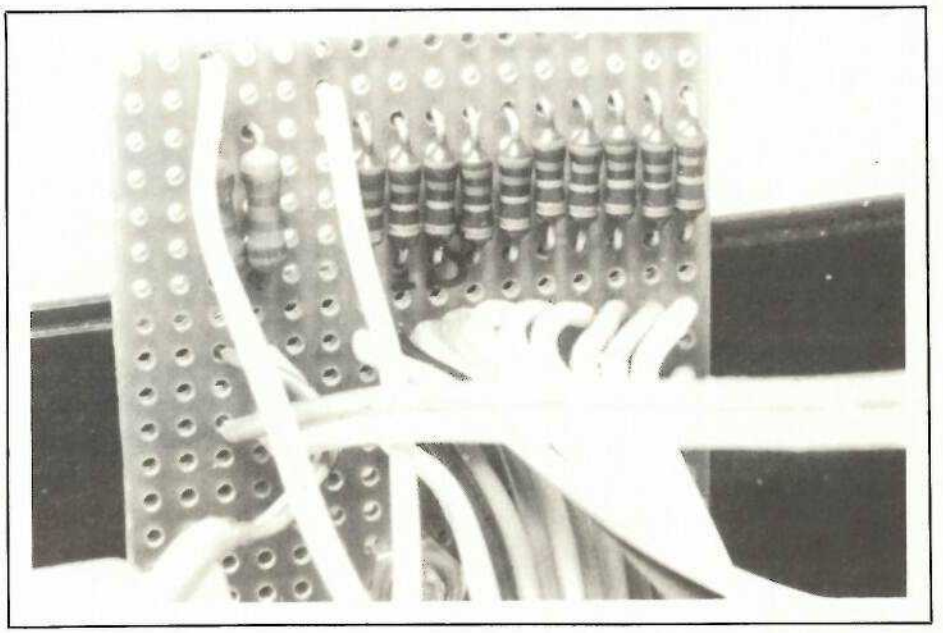
Figure 10: Schéma théorique de l'alimentation du programmateur d'EAROM.



Tracé des pistes de l'alimentation multitensions.

tir d'un troisième transformateur mais la solution n'est pas très élégante. On a préféré un convertisseur qui est capable de délivrer les 5 mA nécessaires pendant les périodes d'écriture et d'effacement. La puissance mise en jeu étant tellement faible, on se sert de l'énergie emmagasinée dans une self. Après redressement la tension est filtrée et grossièrement stabilisée. Le tracé des pistes de la carte d'alimentation est représenté à la **figure 11** et l'implantation des composants à la **figure 12**.

Les Cartes alimentation-programmateur-support circuit intégré, à force d'insertion nulle de préférence, seront connectées conformément au schéma de la **figure 13**.



Opération et utilisation

Les premiers essais peuvent être faits sur table mais il est quand même plus pratique de disposer d'un coffret plastique — donc facile à travailler — ne serait-ce que pour maintenir les 18 interrupteurs ou inverseurs nécessaires.

A la première mise en marche il est inutile d'attacher de l'importance à la position de l'inverseur K_3. Si un cycle d'effacement global est généré toutes les sorties seront au niveau logique haut, les quatre LED seront allumées pour toutes les adresses. Ensuite positionner K_3 pour avoir V_{GG} = — 30 V si besoin est.

— Générer un cycle d'effacement individuel pour la première adresse choisie.

— Sélectionner les données à mémoriser en fermant les interrupteurs concernés D_0 à D_3. Les diodes électronmuninescentes rendent compte de l'état des entrées D_0 à D_3.

— Générer un cycle d'écriture en

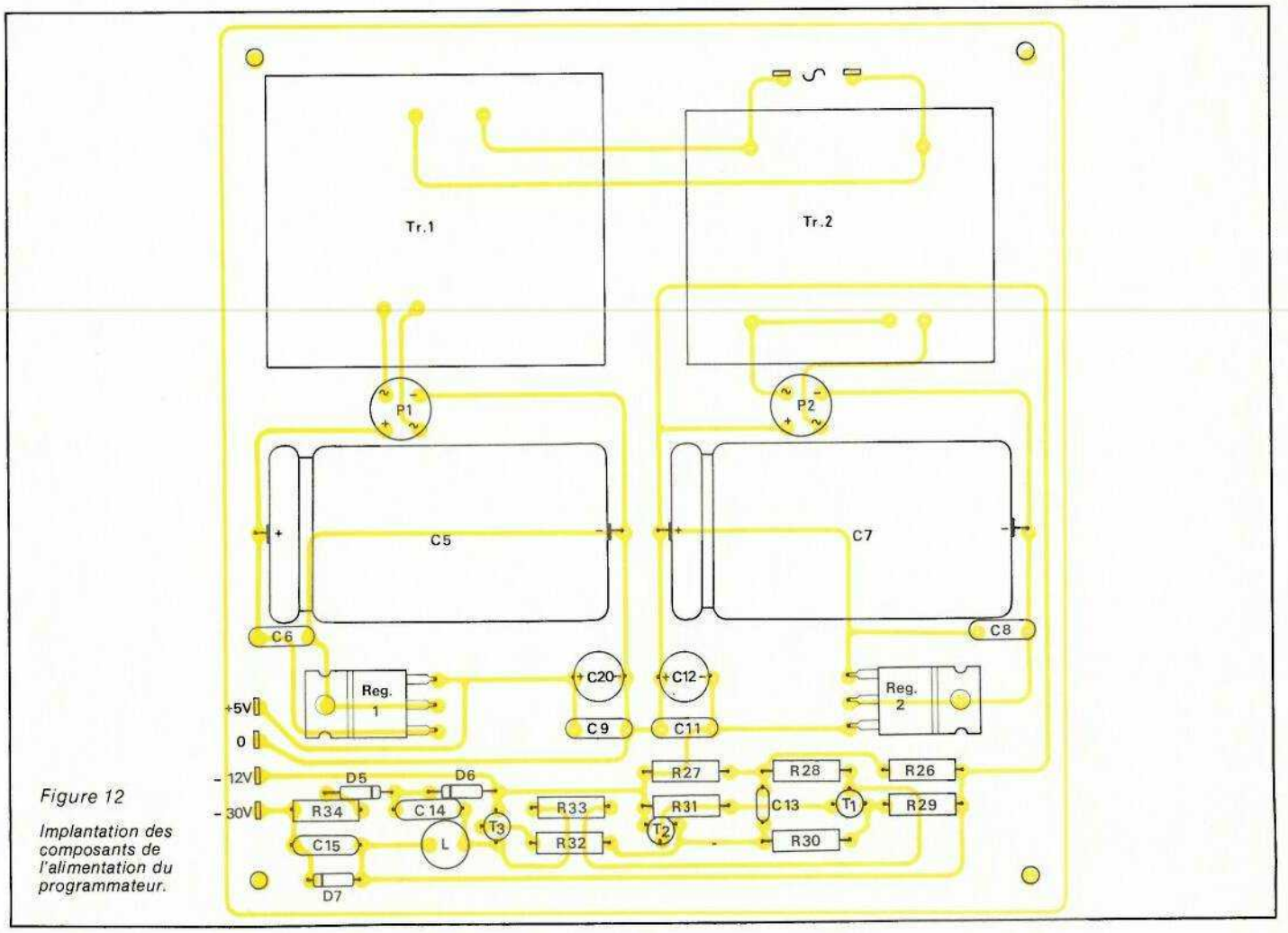


Figure 12

Implantation des composants de l'alimentation du programmateur.

faisant attention de ne pas repasser par un cycle d'effacement global. En effet si l'opération de programmation tire à sa fin, une erreur aussi simple pourrait réduire à néant tous vos efforts et il vous faudrait recommencer les opérations de programmation à partir du début. En effet pour l'effacement mot on a $C_0 = 1$ et $C_1 = 1$ et pour l'écriture $C_0 = 1$ et $C_1 = 0$.

— Passer en mode lecture en positionnement C_0 et C_1 à 0.

— Ouvrir les interrupteurs D_0 à D_3. Les données sont mémorisées et les diodes électromuninescentes rendent compte du contenu de la mémoire.

— Changer l'adresse et recommencer le cycle en débutant par l'effacement mot $C_0 = 1$ et $C_1 = 1$. Attention ne pas basculer les deux inverseurs en même temps. Il est impossible d'avoir une opération simultanée et pendant un laps de temps — même très court — on peut trouver la configuration $C_0 = 0$ et $C_1 = 1$ qui correspond à l'effacement total.

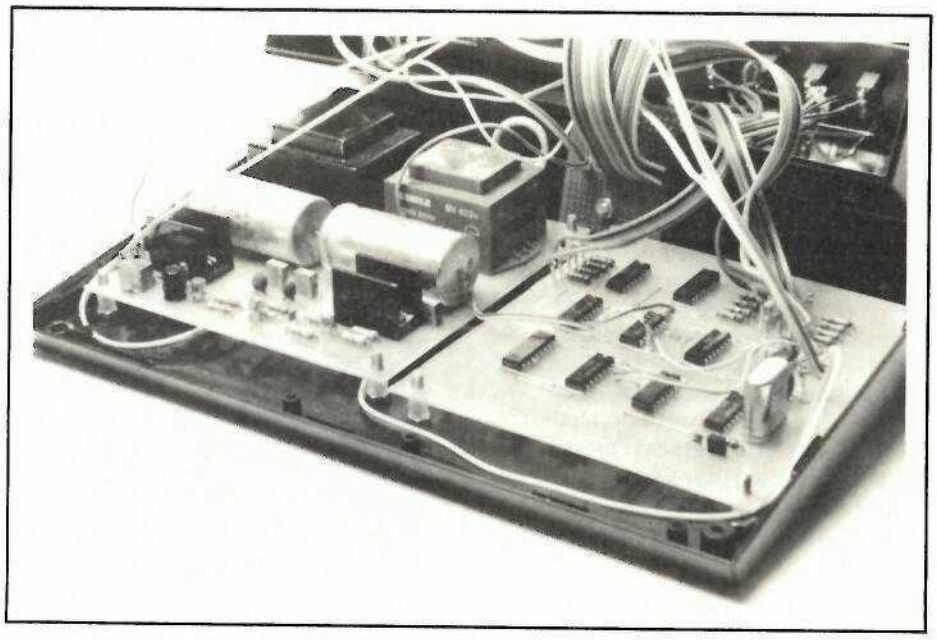
On basculera donc C_0 en premier $C_0 = 1$ et $C_1 = 0$ puis ensuite $C_0 = 1$ et $C_1 = 1$. Le cycle d'écriture n'aura aucun effet puisqu'il il n'a pas été précédé par un cycle d'effacement conditionneur. Il est aussi possible pour ce passage d'inverser K_3 de manière à avoir $V_{GG} = +5$ V mais pour le cycle d'effacement suivant on n'omettra pas la manipulation inverse. $V_{GG} = -30$ V.

Le programmateur génère les cycles spéciaux de lecture pour clore les cycles d'effacement et d'écriture.

Association de mémoires

L'ER 3400 avec sa capacité de 4 Kbits organisée en 1024 mots de 4 bits peut être associée avec d'autres mémoires de manière à obtenir une capacité supérieure. Les méthodes sont traditionnelles mais nous représentons à la **figure 14** un ensemble de 16 mémoires ER 3400 qui donne une capacité de 64 Kbits. Les mémoires peuvent être programmées une par une mais on peut envisager facilement un système de programmateur identique au précédent et employé pour la carte.

Nous espérons ainsi avoir montré le grand intérêt des mémoires EAROM : programmation simple, effacement global ou individuel même si les mémoires restent intégrés au système.



Le programmateur ne nécessite que dix circuits intégrés CMOS très courants et d'un faible coût, ce qui devrait permettre d'utiliser ce type de mémoire dans d'autres applications.

Nomenclature

Résistances

R_1 : 4,7 M Ω
R_2, R_3 : 1 k Ω
R_4 à R_7 : 15 k Ω
R_8 à R_{11} : 100 k Ω
R_{12} à R_{15} : 150 Ω
R_{16} à R_{25} : 1 k Ω
R_{26} : 10 k Ω
R_{27} : 39 k Ω
R_{28} : 6,8 k Ω
R_{29}, R_{30} : 390 Ω
R_{31} : 3,9 k Ω
R_{32} : 1,8 k Ω
R_{33} : 22 k Ω
R_{34} : 270 Ω

Condensateurs

C_1 : 120 pF
C_2 : 3,3 pF
C_3 : 22 µF 6,3 V
C_4 : 0,1 µF MKH
C_5 : 4700 µF 25 V
C_6 : 0,1 µF
C_7 : 4700 µF 25 V
C_8 : 0,1 µF
C_9 : 0,1 µF
C_{10} : 22 µF 6 V
C_{11} : 0,1 µF
C_{12} : 3,3 µF 35 V
C_{13} : 1 µF
C_{14} : 0,47 µF
C_{15} : 0,47 µF

TR_1 : EREL VN 481001
TR_2 : EBERLE BV 4224
Un inverseur marche-arrêt.

Semiconducteurs

D_1 à D_4 : diodes électrolumin.
D_5, D_6 : 1N4148
D_7 : Zener 30 V, 0,4 W
Reg_1 : 7805
Reg_2 : 7912
P_1 : Pont 100 V/1A
P_2 : Pont 100 V/1A
T_1 : BC 179 B
T_2 : 2N2222
T_3 : 2N2222

Circuits intégrés

IC_1 : 4049
IC_2 : 4013
IC_3 : 4020
IC_4 : 4011
IC_5 : 4013
IC_6 : 4081
IC_7 : 4555
IC_8 : 4011
IC_9 : 4042
IC_{10} : 4049
IC_{11} : ER 3400

Divers

XTAL : Quartz 1 MHz.

L = 10 mH

K_0, K_1, D_0, D_3, A_0, A_9 } 16 interrupteurs basculants. 1 circuit, 2 positions
K_3 : Inverseur 1 circuit, 2 positions

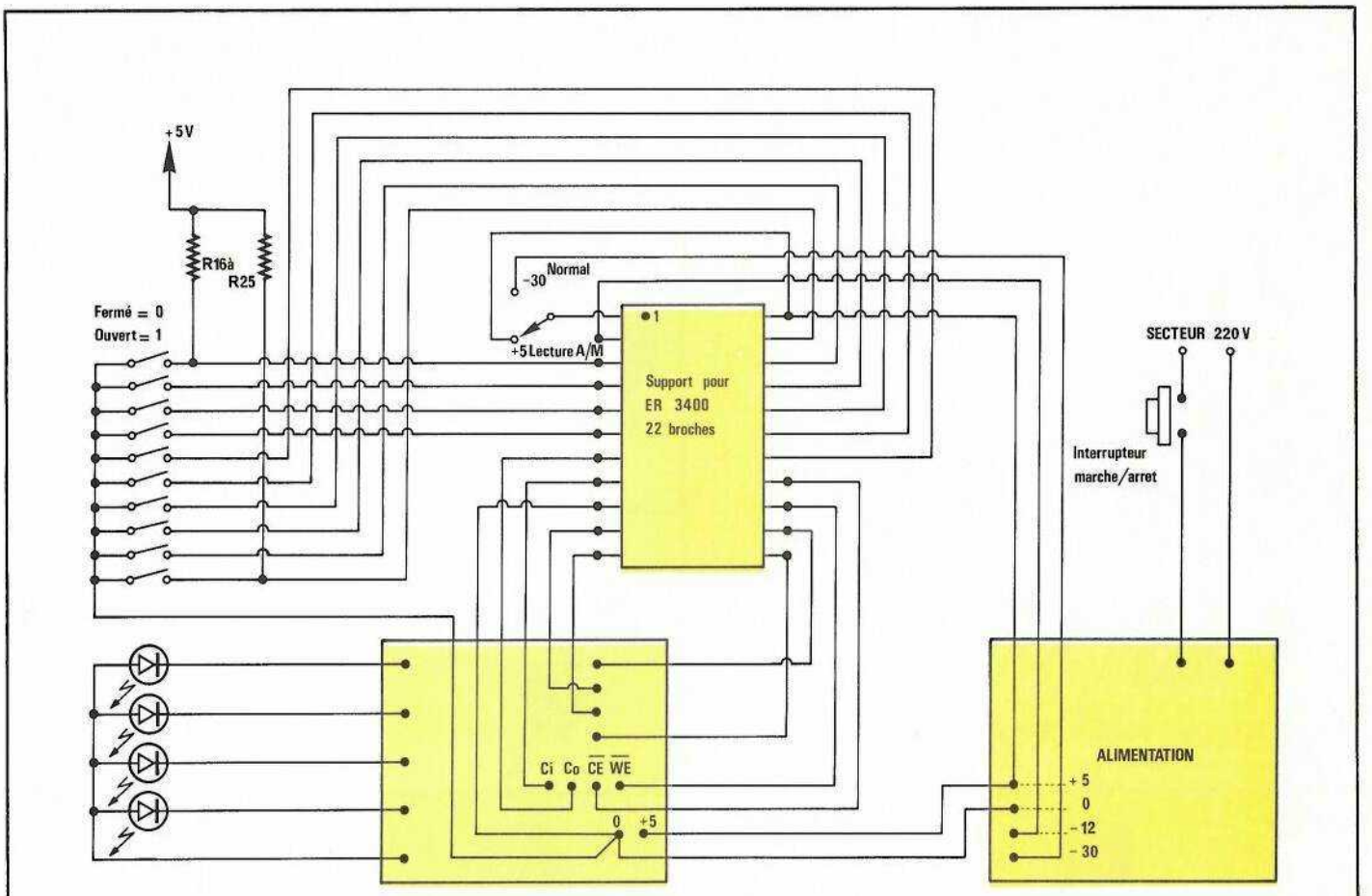


Figure 13 : Schéma d'interconnexion des platines et commandes.

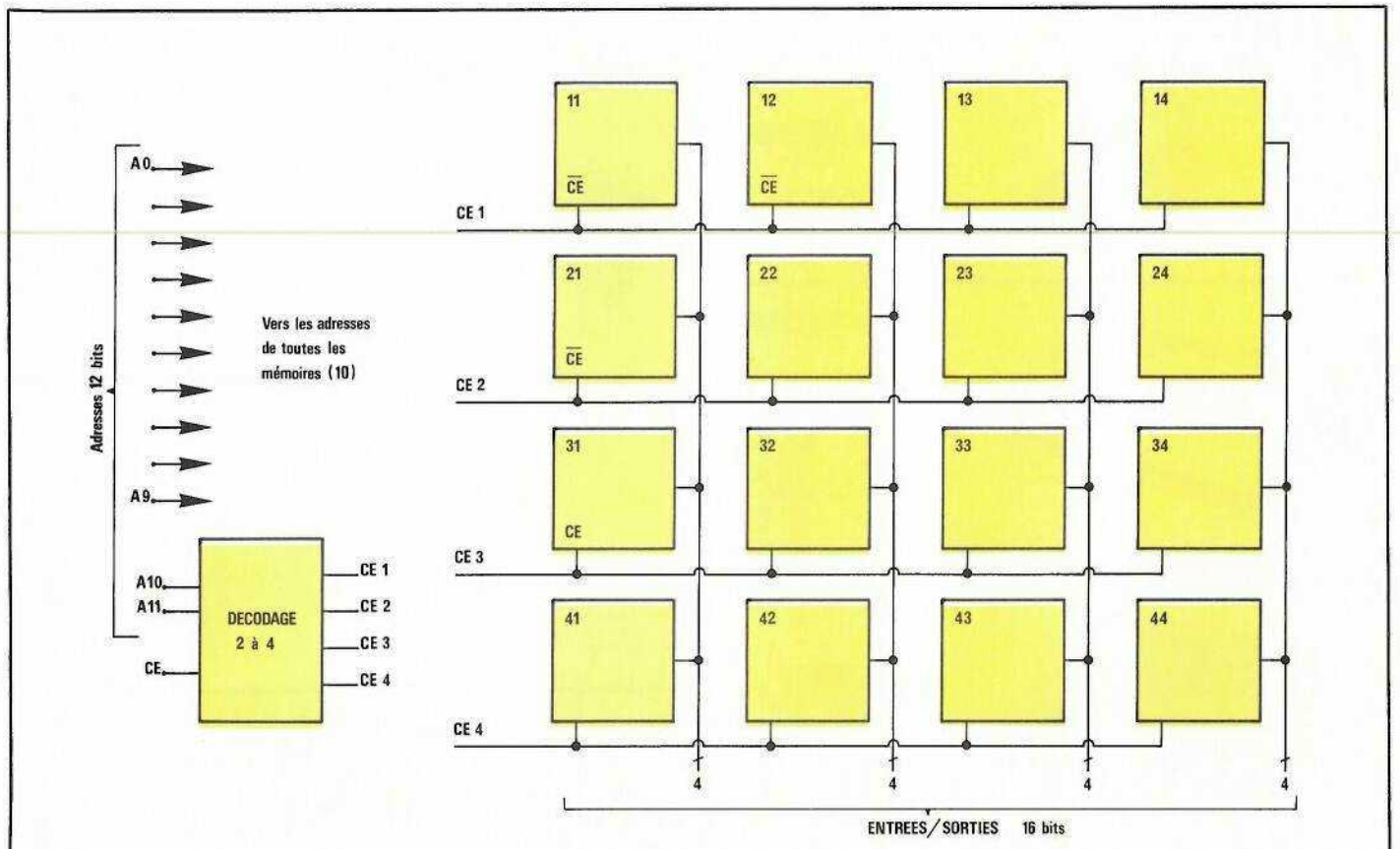


Figure 14 : Exemple d'association de mémoires. Assemblage de 16 ER 3400 capacité 64 K, organisation 4 K×16.

RETEX

REALISEZ VOS HABILLAGES - NOUS HABILLONS VOS REALISATIONS

TOUS LES COFFRETS POUR L'AMATEUR ET LE PROFESSIONNEL

NOUVEAU

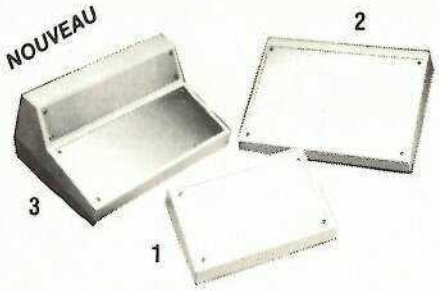
R.S. SOLBOX
(coloris bleu)

RS. 1	150 x 53 x 105	RS. 2	120 x 68 x 130
RS. 3	200 x 68 x 130	RS. 4	150 x 68 x 180
RSP. 6	260 x 78 x 130	RSP. 5	180 x 48 x 250
RSP. 7	280 x 98 x 180		
RSP. 8	350 x 118 x 220		

Accessoires :
— Face avant plastique ou plexi rouge pour RS 1-2-3-4
— Châssis vertical intérieur
— Traverses pour cartes Cit et composants.

RS. sans poignées
RSP. avec poignées

NOUVEAU

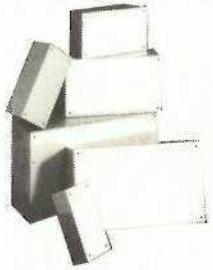


RA. ABOX

PUPITRE PLASTIQUE FACE AVANT ALU

Pour cartes C.I.
100 x 160 et 160 x 233

RA.1	190 x 105 x 33 x 61
RA.2	265 x 170 x 33 x 77
RA.3	265 x 170 x 33 - 63 x 125



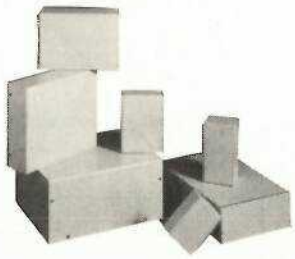
R.P. POLIBOX plastique

	Dim. ext.
RP 00	90 x 45 x 30
RP 01	110 x 55 x 35
RP 02	125 x 70 x 40
RP 03	155 x 90 x 50
RP 04	190 x 110 x 60
RP 05	220 x 135 x 75

NOUVEAU

RU. MURBOX
(Fixation murale)

RU.1 70 x 70 x 50
RU.2 100 x 70 x 50
RU.3 130 x 70 x 50



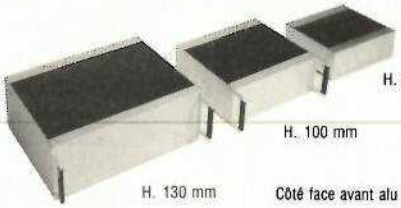
R.P. MINIBOX alu

RM 121	40 x 25 x 55
RM 222	55 x 25 x 75
RM 231	40 x 35 x 75
RM 234	105 x 35 x 75
RM 334	125 x 35 x 105
RM 543	105 x 45 x 155
RM 574	125 x 75 x 155

NOUVEAU

RV. VISEBOX
(à vis)

RV.04 80 x 40 x 125
RV.08 105 x 55 x 125
RV.10 150 x 55 x 125
RV.16 200 x 70 x 125



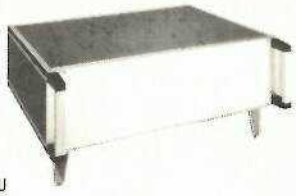
OCTOBOX

Côté face avant alu anodisé. Avec et sans poignées

Dimensions : largeur 150 - 200 - 250 - 300 - 350 - 400 mm
Profondeur 150 - 200 - 250 mm

Pupitre métallique **DATABOX**

		Larg. x Prof.
	D.12.3	365 x 198
	D.14.4	488 x 278
	D.22.3	365 x 230
	D.24.4	488 x 316
	D.31.3	365 x 384
autre cotes nous consulter	D.51.3	365 x 325
	D.56.4	488 x 521



EUROBOX

Metallique
Hauteur 3U-6U
Kit d'adaptation
pour cartes c.i. et modules

Dim. int.	L x P x H
3223.63	320 x 286 x 129,5
3233.63	320 x 346 x 129,5
3223.84	427 x 286 x 129,5
3233.84	427 x 346 x 129,5
3226.63	320 x 286 x 262,9
3236.63	320 x 346 x 262,9
3226.84	427 x 286 x 262,9
3236.84	427 x 346 x 262,9

KEYBOX

	L x P x H
CADI 32	265 x 139 x 67
ETNA 63	398 x 221 x 80
DUEN 52	265 x 171 x 77
ZUNI 62	265 x 234 x 129
RILA 63	398 x 264 x 156

RETEX FRANCE
LE DEPOT ELECTRONIQUE
84470 CHATEAUNEUF DE GADAGNE
TELEX 431 195 ab61 Tél. (90) 22.22.40

Catalogue complet et liste des distributeurs sur demande

Un convertisseur 27 MHz pour récepteur PO

Il est facile de se procurer à très bas prix des récepteurs captant la gamme des petites ondes (PO) ou ondes moyennes. Si leur sonorité n'atteint pas des sommets, leur sensibilité et leur sélectivité peuvent être qualifiées d'honnêtes.

Une application intéressante de ces petits appareils bas de gamme, est de profiter de leur boîtier, de leur partie BF, et de leur partie HF en leur adjoignant des convertisseurs capables de leur faire recevoir très correctement des bandes de fréquences variées.

On obtient ainsi un récepteur très présentable pour un prix de revient sans concurrence.

Il est commode d'expérimenter avec la bande CB des 27 MHz, car son intense fréquentation garantit des résultats rapides.

Le schéma de principe

La **figure 1** montre que le montage est organisé autour d'un classique S042P monté en oscillateur à quartz 26 MHz. Ce choix permet d'obtenir immédiatement des résultats, sans aucun tâtonnement préalable. Le quartz est placé dans un pont de réaction capacitif C_5, C_6, C_7 chargé de faire entrer le S042P en oscillation. Pour cela, la valeur de C_6 est assez critique, et il convient de respecter la valeur de 68 pF préconisée. Toutefois, certains quartz de mauvaise qualité pouvant se montrer quelque peu paresseux, on pourra être amené, en cas de difficultés seulement, à essayer les valeurs 56 pF et 82 pF.

L'antenne attaque directement un circuit accordé, assez peu sélectif afin de permettre le passage aisé de toutes les fréquences des différents canaux CB. Un enroulement de couplage attaque le S042P en symétrique.

C'est là que se situe le seul réglage du montage, qui ne sert qu'à optimiser la réception, en agissant sur le noyau de la bobine et/ou sur le condensateur ajustable, de façon à obtenir la meilleure audition possible.

Le récepteur reçoit la fréquence, ramenée par le convertisseur dans les limites de la gamme PO, sans aucun branchement électrique, par la seule entremise de quatre spires de fil de câblage rigide bobinées par dessus, le cadre ferrite. L'adaptation est ainsi valable pour tous les types de récepteurs (autoradios exceptés) et permet de prélever l'alimentation du convertisseurs sur la pile du récepteur sans arrière-pensée quant à d'éventuels problèmes de masse.

Le montage devrait fonctionner sitôt installé, mais il convient de noter les deux points suivants :

- le récepteur reste sensible aux émissions PO, et il conviendra de l'orienter jusqu'à ce que cessent d'éventuelles interférences sur certaines fréquences.
- des résultats peuvent être obtenus, en ville, sur une simple antenne télescopique, mais une véritable antenne de toit 27 MHz est indispensable pour toute réception à une distance significative.

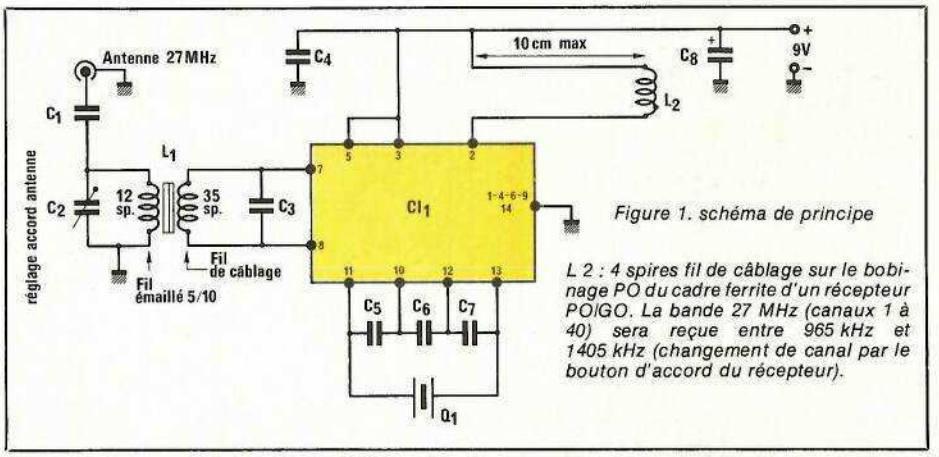


Figure 1. schéma de principe

L 2 : 4 spires fil de câblage sur le bobinage PO du cadre ferrite d'un récepteur PO/GO. La bande 27 MHz (canaux 1 à 40) sera reçue entre 965 kHz et 1405 kHz (changement de canal par le bouton d'accord du récepteur).

Réalisation pratique

Le montage peut se loger en totalité sur le petit circuit imprimé dont le tracé des pistes est représenté à la **figure 2.** Son câblage ne pose pas de problème particulier si l'on se réfère à la **figure 3.** Seul le bobinage L_1 réclame un peu de soin : on commencera par bobiner les douze spires de fil émaillé 5/10 bien jointives au pied du mandrin. Par dessus seront disposées trois spires de fil de câblage rigide à âme de 6/10 environ. Il importe que cet enroulement de couplage recouvre parfaitement l'enroulement accordé. Le bobinage de cet enroulement sur une autre partie du mandrin ne donnerait pas les résultats escomptés.

Il est avantageux, lorsque la place le permet, de loger le convertisseur dans le boîtier même du récepteur.

SONEREL
33, rue de la Colonie
75013 PARIS
580.10.21

TRANSISTORS
CIRCUITS INTEGRES

RESISTANCES METAL

POTENTIOMETRES
PISTE CERMET

CONDENSATEURS
PROFESSIONNELS

RELAIS
NATIONAL

BRADY
ADHESIVE AND GRAPHICS CHEMISTRY

MECANORMA
MATERIEL DE DESSIN
POUR CIRCUITS IMPRIMES

TRANSFORMATEURS

POTENTIOMETRES RECTILIGNES
ACCESSOIRES DE CABLAGE
INTERRUPTEURS
REFROIDISSEURS

DEMANDE DE
CATALOGUE GRATUIT
ET TARIF

Nom : . . . . . .
Adresse : . . . . . .
. . . . . .
Code postal : . . . . . .

Utilisation

Une fois l'adaptation effectuée, il suffit de mettre sous tension à la fois le récepteur et le convertisseur, puis de balayer la bande 27 MHz au moyen de la commande d'accord du récepteur. Les quarante canaux CB se trouvent en effet étalés de 965 à 1405 kHz sur le cadran PO, et d'autres fréquences pourront être reçues hors de ces limites.

Conclusion

Ce montage simple à réaliser et peu coûteux peut s'adapter sans difficulté à une large variété de récepteurs PO. Il permet la réception de la bande CB 27 MHz dans d'assez bonnes conditions, lorsqu'une antenne valable lui est raccordée. Éventuellement, le remplacement du quartz 26 MHz par un autre modèle pourrait, moyennant essais, ouvrir la porte à la réception d'autres bandes de fréquences.

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Condensateurs

C_1 : 10 pF
C_2 : 4/20 pF ajustable
C_3 : 10 pF
C_4 : 0,1 µF
C_5 : 12 pF
C_6 : 68 pF
C_7 : 12 pF
C_8 : 47 µF 16 V

Circuit intégré

CI_1 : SO42P Siemens

Divers

Q_1 : Quartz 26,000 MHz
1 mandrin Lipa 8 mm avec vis
fil émaillé 5/10
fil de câblage rigide
antenne 27 MHz en télescopique

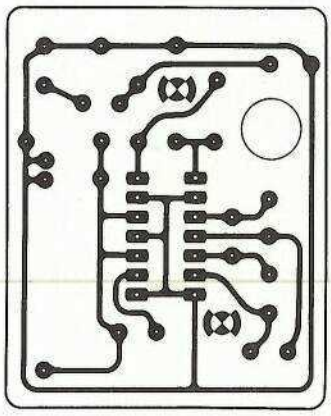


Figure 2

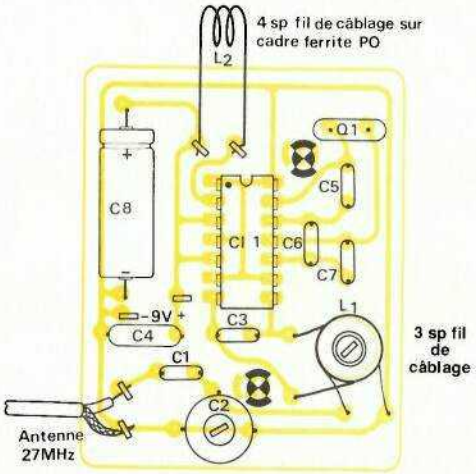


Figure 3

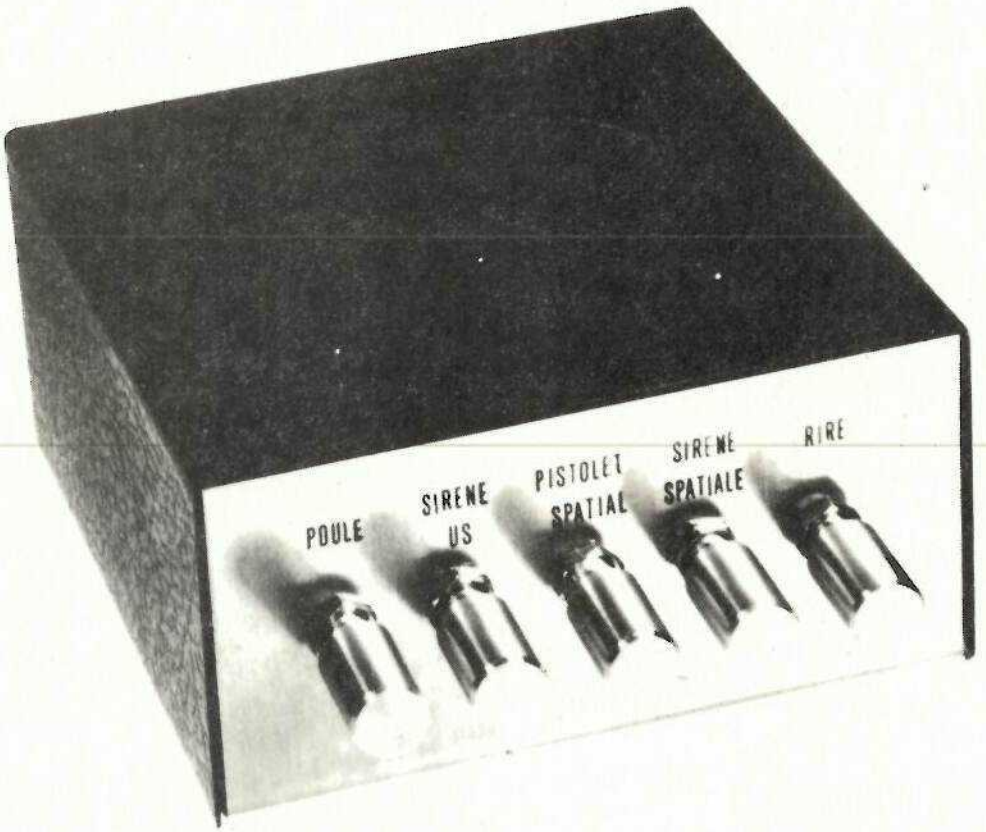
Une petite boîte rigolote

Parallèlement à la sortie de circuits intégrés spécialisés dans la synthèse de son, il est possible, autour de quelques composants classiques, de produire des sons allant de la plus simple sirène à des imitations de bruits assez réalistes.

Le montage que nous vous proposons permet de réaliser :
— une sirène américaine
— un pistolet spatial
— une sirène spatiale
— un rire sarcastique
— une poule

Deux versions sont proposées.
Une version « d'appartement » de puissance limitée, compatible avec le bon voisinage, et par une légère modification un avertisseur automobile original, la puissance étant fournie par une chambre de compression. L'auteur décline toute responsabilité quant à une éventuelle verbalisation sur la voie publique.

Une sortie sur prise DIN est prévue pour être connectée à une source extérieure. Pour animer une soirée ou faire un « Jingle », pour la CB etc.



Synoptique et principe de fonctionnement

Le synoptique est représenté à la figure 1.

Tout le principe du montage repose sur une variation de tension appliquée à un VCO (voltage control oscillator : oscillateur piloté par tension).

Chaque effet est sommé par une diode jusqu'au VCO, ceux-ci pourront donc être produits simultanément, offrant ainsi plusieurs combinaisons supplémentaires. Les diodes évitent les réinjections des tensions issues des autres générateurs d'effet. Le signal issu du VCO est amplifié et dirigé vers le haut parleur.

Schéma de principe

Celui-ci est représenté dans la version « d'appartement » à la figure 2.

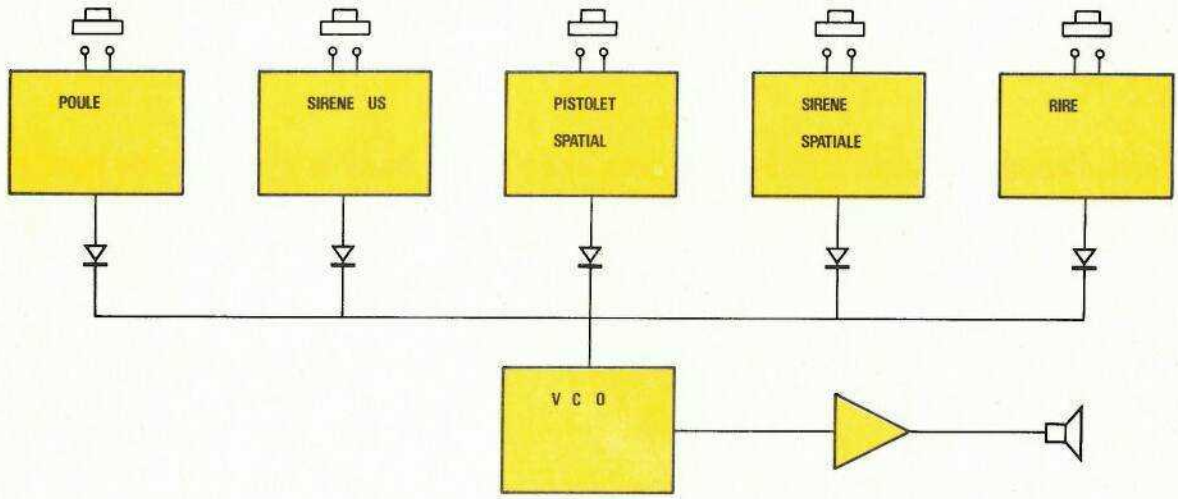


Figure 1

Description du VCO et de l'ampli

Lorsqu'une tension arrive sur R_{10}, le circuit Q_2 (l'éternel NE 555) se met à osciller. Plus cette tension sera élevée, plus la fréquence sera haute. Le signal issu de la patte 3 de Q_2 est différencié par R_{12} et C_7, le condensateur C_7 permettant d'isoler T_2 de la composante continue, la sortie 3 de Q_2 se trouvant au + lorsque celui-ci n'oscille pas. La résistance R_{13} fixe le potentiel de base de T_2, D_4 ayant pour but de stopper la tension inverse pouvant apparaître suite à la différenciation. Le signal de base de T_2 est dirigé par R_{24} sur la prise DIN. Cette sortie permet de coupler le bruiteur à une table de mixage, une entrée auxiliaire d'une chaîne, à une CB, pour réaliser des Jingles originaux. Les transistors T_2, T_5 sont montés en darlington assurant la mise en puissance du signal issu de Q_2. La diode D_7 protège T_2 et T_5 des tensions inverses produites par le haut parleur. Pour la version d'appartement R_{25} sera connectée afin de limiter la puissance dans le haut parleur à 0,5 W environ. Pour la version klaxon, R_{25} sera remplacée par un strap, le montage libérant ainsi toute sa puissance dans la chambre de compression de 4 Ω.

Alimentation du montage

Dans la version d'« appartement », nous utiliserons comme source une pile 9 V, l'alimentation de $Q1_1$ et Q_2 sera stabilisée par D_6 découplée par C_{13}, la résistance R_{15} limitant le courant dans la Zener.

Pour la version avertisseur, nous utiliserons le 12 V de la voiture, dans les deux versions ces alimentations sont découplées par C_8.

Description des effets

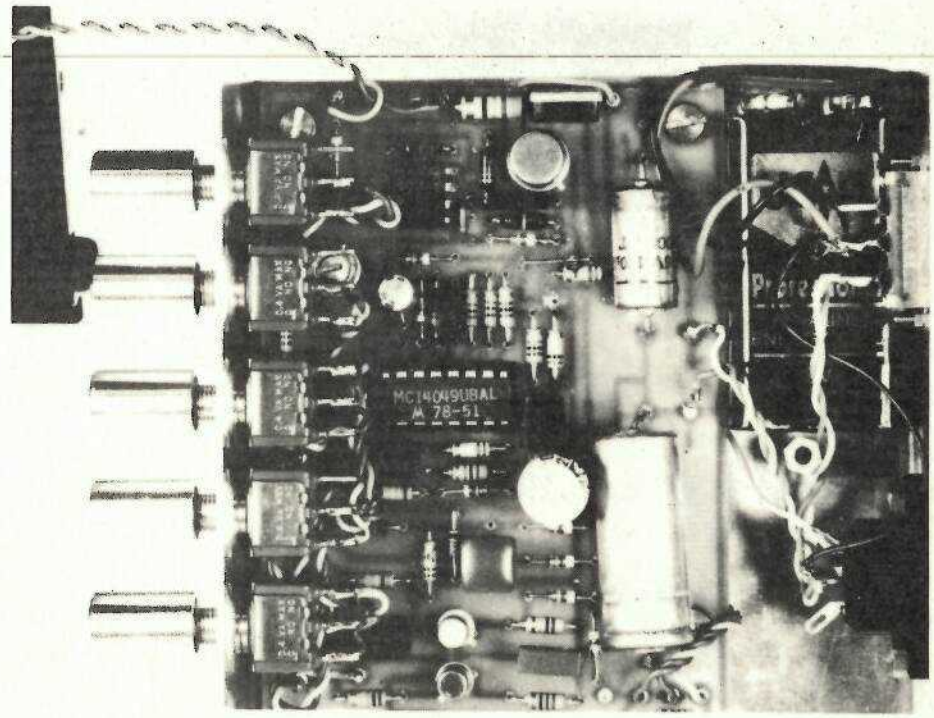
I - Sirène américaine

Le montage est représenté par la **figure 3**.

C'est un simple intégrateur reposant sur R_{22}, R_{23}, C_{12}, la diode D_{10} dirigeant le signal vers le VCO et protégeant des réinjections de tension des autres effets.

Lorsque l'on ferme I_5, le condensateur C_{12} se charge à travers R_{22}, lorsque la tension aux bornes du condensateur via la diode est suffisante, le VCO oscille et sa fréquence augmente jusqu'à la charge complète du condensateur C_{12}, la constante de temps étant déterminée par les valeurs de R_{22} et C_{12}.

Lorsque l'on relache le poussoir I_5, le condensateur se décharge à travers R_{23} et la fréquence décroit jusqu'à l'arrêt, le temps d'amortissement étant déterminé par la va-



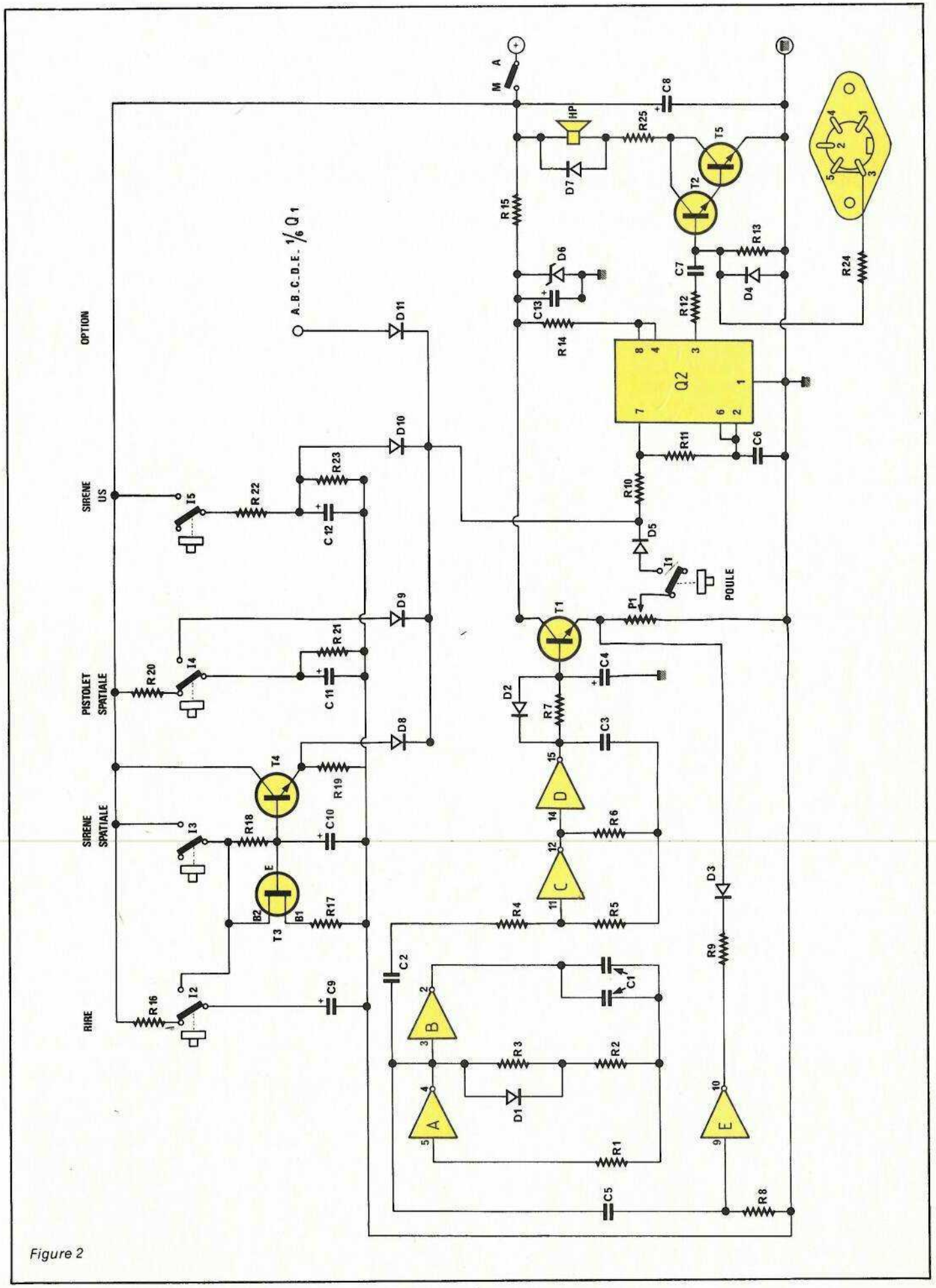

OPTION
SIRENE US
PISTOLET SPATIALE
SIRENE SPATIALE
RIRE
A.B.C.D.E. 1/6 Q 1
M A
HP
POULE
Q2
T1
T2
T3
T4
T5
A
B
C
D
E

Figure 2

leur de R_{23}. En agissant sur I_5 par impulsion, on produit un son modulé du plus bel effet.

2 - Pistolet spatial

Le montage est représenté à la figure 4.

Pour un effet totalement différent, le schéma est presque identique.

Le poussoir inverseur I_4 étant au repos, le condensateur C_{11} est chargé en permanence à travers la résistance R_{20}, celle-ci limitant le courant de charge.

En agissant sur le poussoir inverseur I_4, le condensateur se décharge à travers R_{21} entraînant le déclenchement de l'oscillateur, la fréquence de celui-ci décroit donc brusquement, la vitesse d'amortissement étant déterminée par la valeur de R_{21}.

La résistance R_{20} est assez faible afin d'obtenir une charge rapide du condensateur C_{11} au moment ou est relâché le poussoir inverseur I_4, permettant une répétition immédiate de l'effet (rafale).

3 - Sirène spatiale

Le montage est représenté à la figure 5.

Le principe pour produire cet effet est un peu plus compliqué mais repose toujours sur la variation de tension du VCO.

Nous utiliserons un transistor unijonction pour fournir un signal en dent de scie. Le fonctionnement de ce type de transistor ayant déjà été relaté dans un autre article, nous ne reviendrons pas sur son analyse. (voir radio plan, n° 414 : sécurité pour modèle réduit).

Lorsque le poussoir I_3 est actionné, nous avons sur la base de T_4 une dent de scie dont la fréquence est déterminée par la valeur de R_{18} et C_{10}. (voir figure 6).

Le courant disponible au niveau de l'émetteur de T_3 étant trop faible, nous passons par un amplificateur pour attaquer le VCO.

Cette amplification est réalisée par le transistor T_4, la résistance R_{19} chargeant l'émetteur de celui-ci. Nous retrouvons sur l'émetteur de T_4 la dent de scie diminuée de 0,6 V (jonction base émetteur) qui est dirigée vers le VCO par la diode D_8. Nous obtenons une variation de fréquence cyclique produisant l'effet de sirène spatiale.

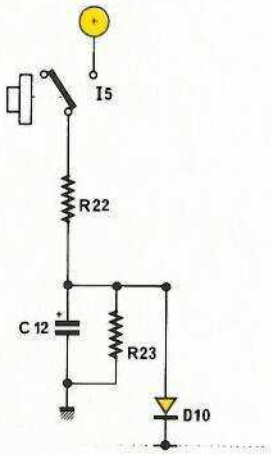


Figure 3. Sirène américaine.

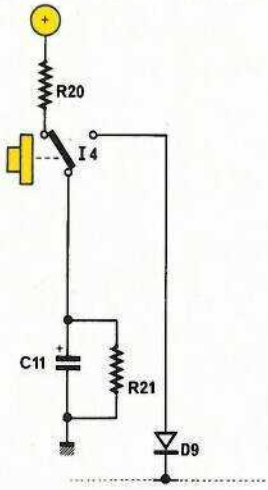


Figure 4. Pistolet spatial.

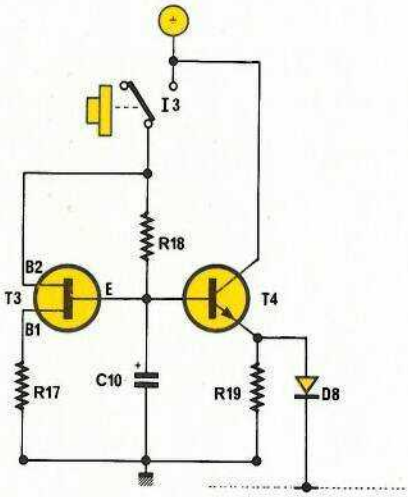


Figure 5. Sirène spatiale.

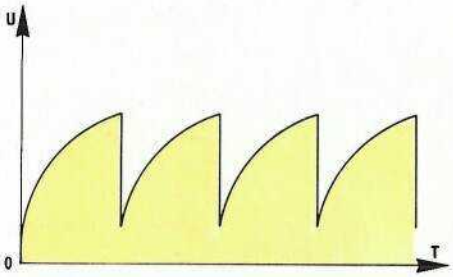


Figure 6

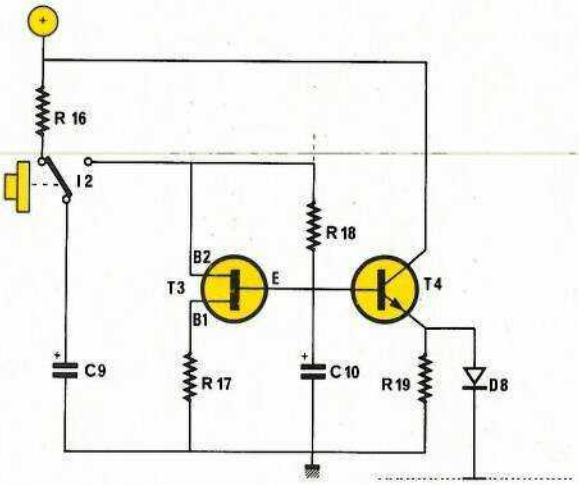


Figure 7. Le rire.

4 - Le rire

Le schéma est représenté par la figure 7.

Nous retrouvons le montage de la figure 5 mais le mode d'alimentation du circuit est différent.

Au lieu de connecter par l'intermédiaire du poussoir le montage au + de l'alimentation, nous venons décharger le condensateur C_9 dans le circuit. Au fur et à mesure que la tension du condensateur C_9 décroit, nous obtenons une variation d'amplitude et de fréquence du transistor unijonction T_3 (figure 8a). Le seuil de

déclenchement du VCO étant constant, nous obtenons en sortie de celui-ci une variation de fréquence de moins en moins élevée et de durée de plus en plus courte (**figure 8b**).

Nous obtenons donc la reproduction d'un rire sarcastique, la durée de celui-ci étant directement liée à la valeur du condensateur C_9, la résistance R_{16} servant à limiter le courant de charge de celui-ci lorsqu'on relache le poussoir I_2.

5 - La poule

Le schéma est représenté à la **figure 9**.

Nous retrouvons le schéma de base du concours de la meilleure pondeuse. Nous ne reviendrons pas sur le fonctionnement du séquenceur. En sortie 15 de Q_1, nous obtenons le diagramme 1 de la **figure 10**.

Génération du cot cot

Nous transformons les créneaux de 15 de Q_1 en une dent de scie, celle-ci étant réalisée par le réseau R_7, C_4, D_2. La diode D_2 ayant pour but d'obtenir un front raide au moment de la décharge de C_4.

La charge résiduelle aux bornes du condensateur C_4 augmentant l'amplitude de la dent de scie, croit progressivement jusqu'à l'apparition du créneau générant le « code ee et ».

Cette variation d'amplitude ne peut avoir lieu que par la présence

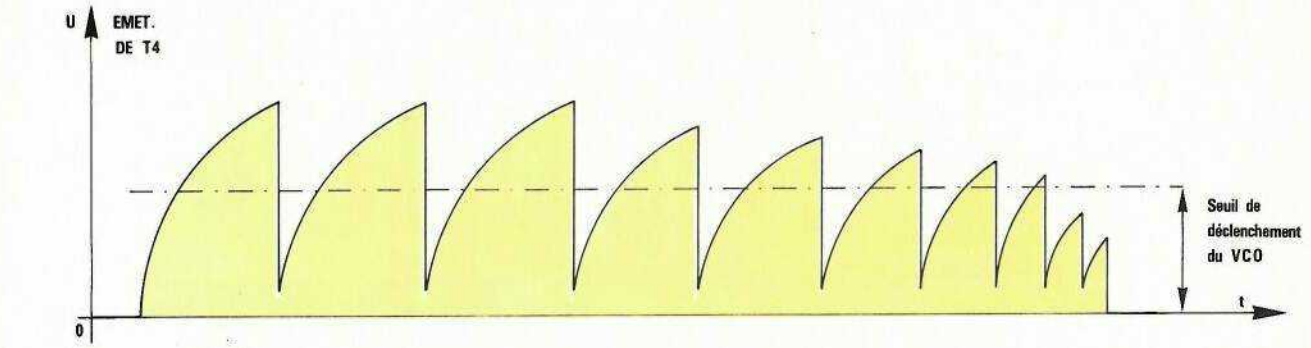


Figure 8a

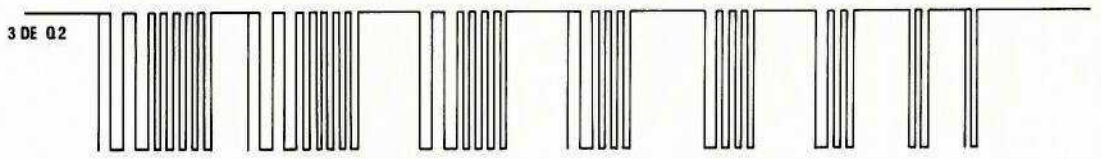


Figure 8b

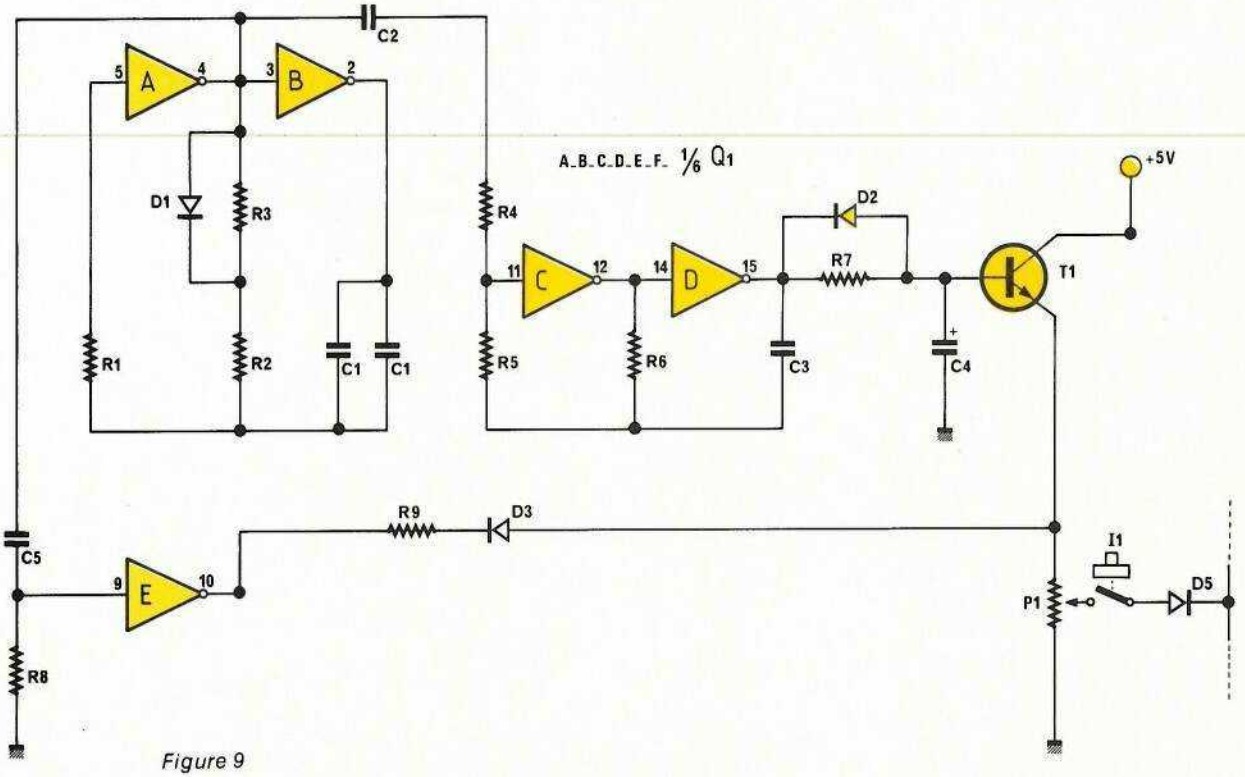


Figure 9

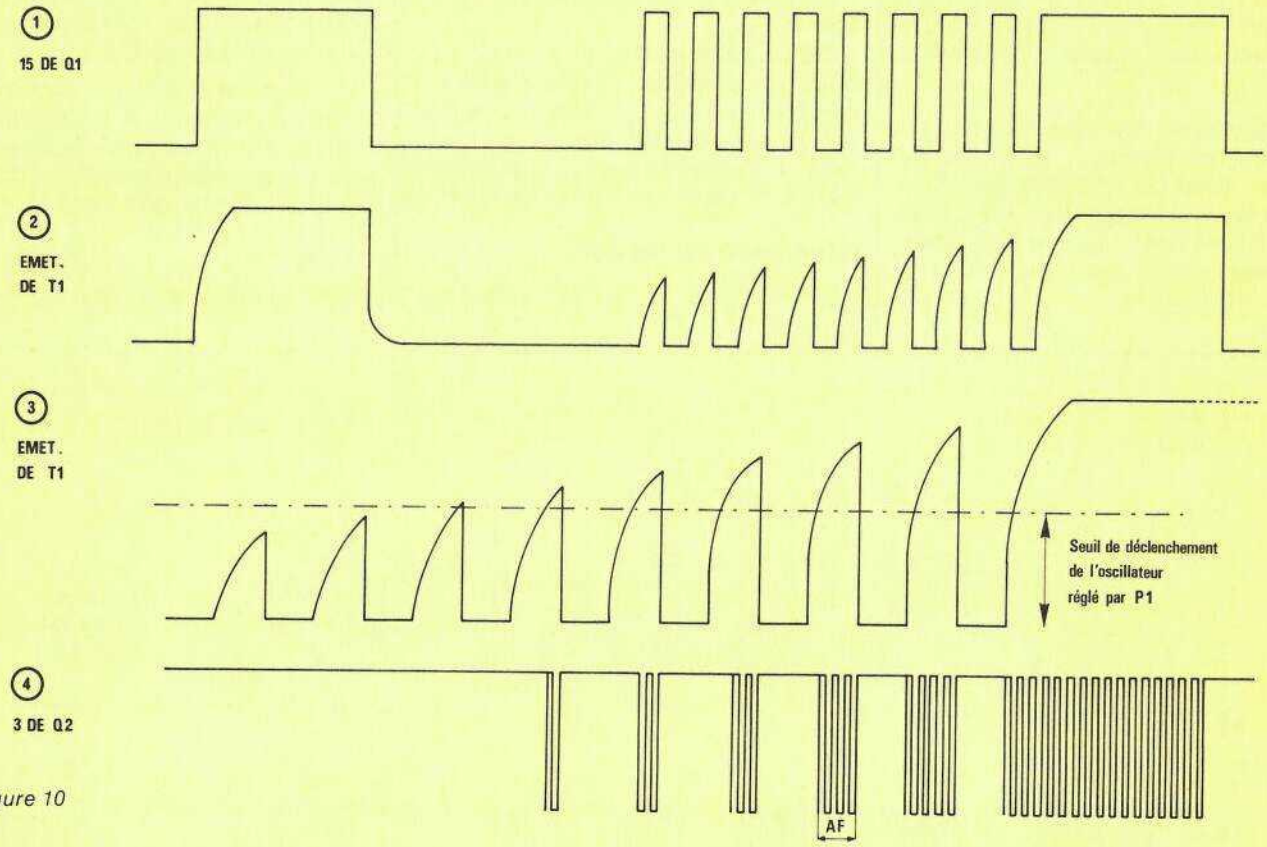


Figure 10

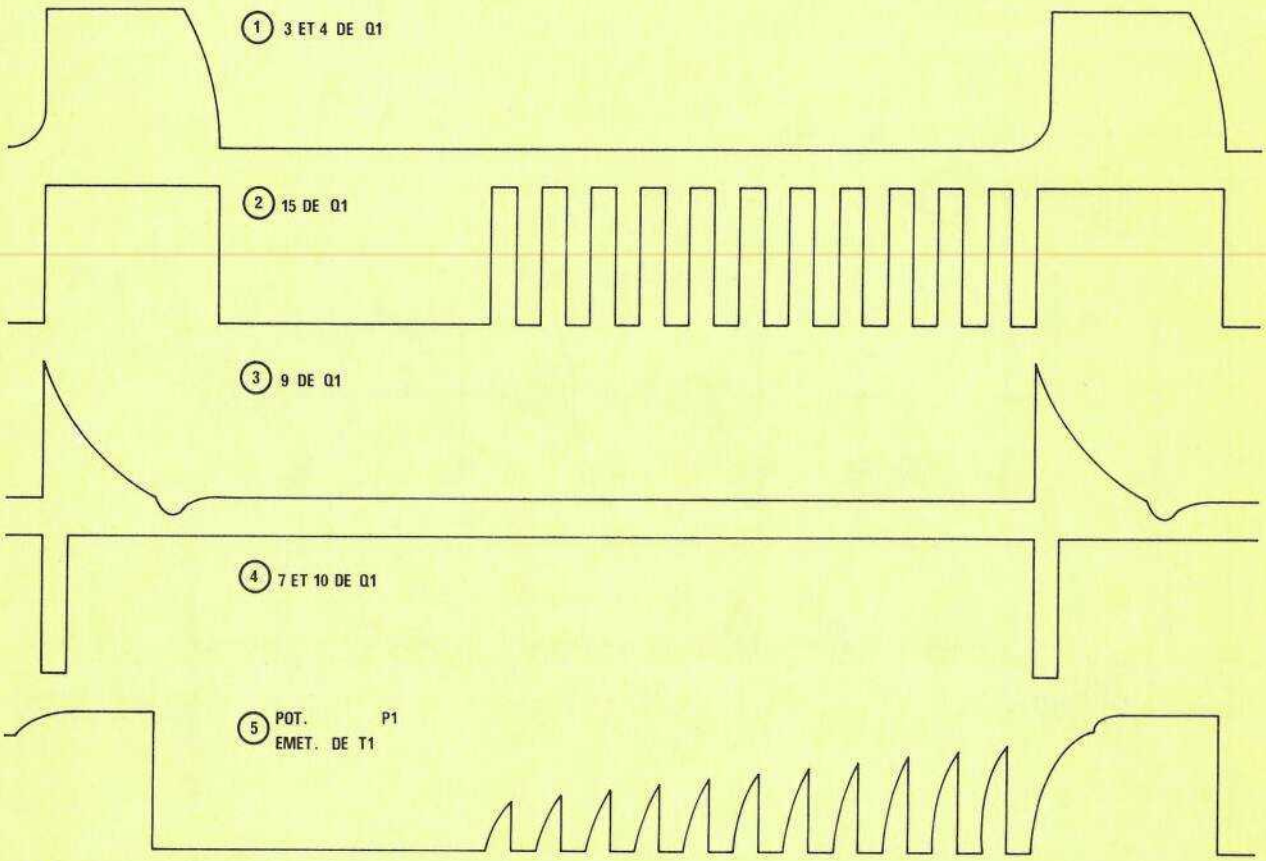


Figure 11

de T_1 monté en ampli de courant entre l'intégrateur R_7, C_4, D_2 et P_1. Nous retrouvons donc la dent de scie diminuée de 0,6 V sur l'émetteur de T_1, ainsi que sur l'extrémité de P_1 (diagramme 2 de la **figure 10**). Le curseur de P_1 permet de prélever une partie de la dent de scie. Ce niveau permet de régler la hauteur du chant de la poule. Nous obtenons le même effet que pour le rire mais la durée ici est croissante. (Diagramme 3 et 4 de la **figure 10**).

Génération du code ee et.

Il faut produire deux hauteurs de son différentes : une pour le « code » et l'autre pour le « ee et » ; ce dernier devant varier en fréquence.

Pour cela nous différencions le signal issu de 3 et 4 de Q_1 par l'intermédiaire du réseau R_8 C_5, nous obtenons le diagramme 3 de la **figure 11**. Ce signal est mis en forme et inversé par E de Q_1 (diagramme 4 de la **figure 11**).

Au moment de l'impulsion en 10 de Q_1, l'émetteur de T_1 est tiré à la masse à travers R_9 et D_3. Ceci a pour effet de mettre en parallèle R_9 et P_1 et réduit ainsi l'impédance vue par T_1 vers I k Ω au lieu de 10 k Ω (valeur de P_1).

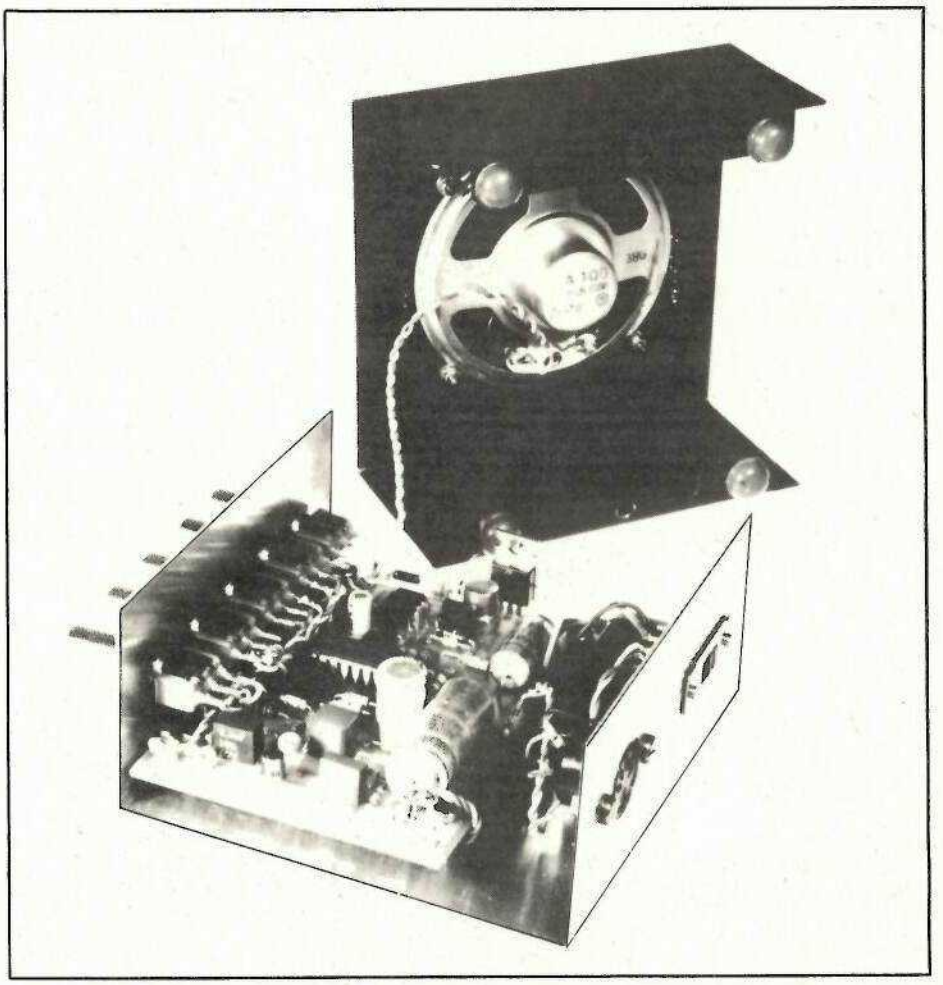
Cette variation d'impédance en sortie de T_1 se caractérise par une modification du courant de base entraînant une modification de la charge de C_4 et produisant ainsi le « code ». Lorsque le 10 de Q_1 passe au niveau 1, la capacité continue sa charge normale jusqu'à la valeur maximum produisant ainsi le « e-e-et » final (diagramme 5 de la fig. 11).

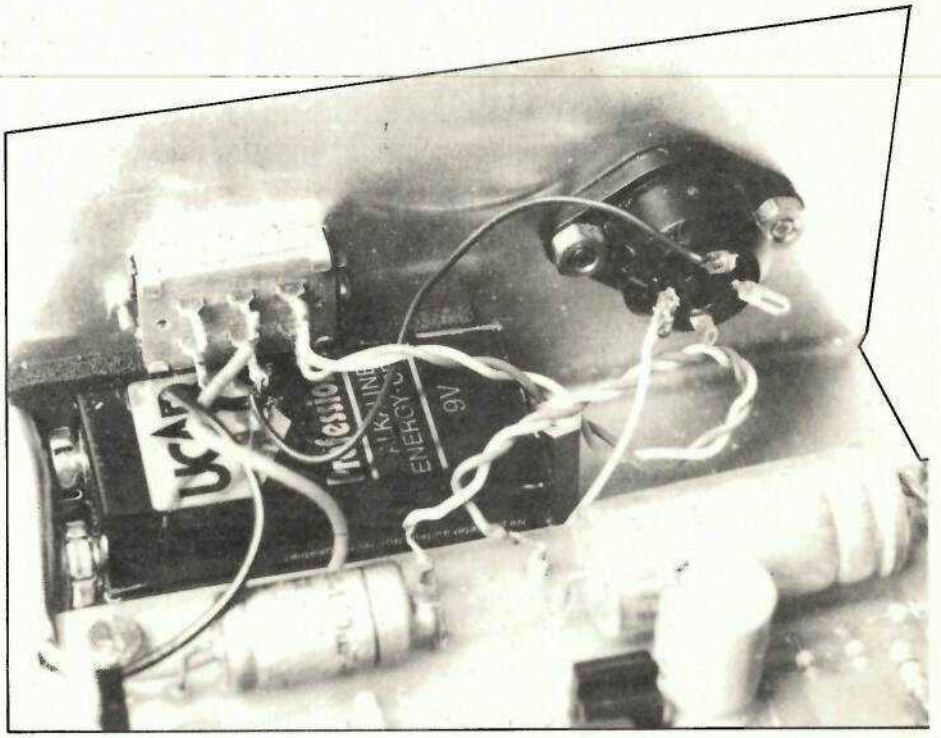
Nous obtenons donc un code -ee-et bien coulé avec deux hauteurs de son bien distinctes.

Nota : le condensateur C_1 est constitué de deux condensateurs de 1 μF **céramique ou MKH** en parallèle. En effet, un modèle chimique de 2 μF présente un courant de fuite trop important parfois et le séquenceur refuserait d'osciller.

Rôle de D_{11}

Nous pouvons remarquer que cette diode n'est pas connectée. Elle est destinée à accueillir vos propres effets, puisqu'il suffit d'une tension pour obtenir un son ; libre à vous de rentrer le signal que vous désirez. Par exemple à partir d'un simple potentiomètre de valeur quelconque de 1 K Ω à 10 K Ω; mais aussi d'autres signaux plus complexes (marche d'escalier etc.). Les « fiches idées » de RADIO PLANS pouvant vous servir de guide.





Réalisation pratique

Le circuit imprimé de la **figure 12** reçoit tous les composants du montage (boutons poussoir exceptés), qui seront cablés d'après le plan de la **figure 13.** Aucune précaution particulière n'est à respecter, si ce n'est le sens des diodes, transistors et circuits intégrés, condensateurs.

Mise en coffret

Ce montage peut être mis en coffret, la dimension du circuit imprimé ayant été prévu pour être incorporé dans un boîtier ESM du type EM 10-05.

Les photos représentent la maquette en version d'« appartement ». Pour la version klaxon, la résistance R_{25} sera remplacée par un strap ; la prise DIN ne sera pas montée, ainsi que le haut parleur de 0,5 W et la pile 9 V. Les connections de l'alimentation du + 12 batterie voiture, la masse, et la chambre de compression pourront être sorties du boîtier à l'aide de dominos d'électricien.

Mise en service

Après avoir connecté la pile, appuyez sur l'un des poussoirs d'effets (sauf la poule), le montage doit fonctionner immédiatement. En cas d'échec, vérifier à l'aide d'un voltmètre sur le point de sommation des diodes (cathode de D_5, D_8, D_9, D_{10}, D_{11}) une variation de tension lorsqu'on appuie sur un poussoir d'effet.

Si une tension est présente, vérifier alors soigneusement le circuit autour de Q_2, T_2, T_5.

Réglage de la poule

Mettre le potentiomètre P_1 au milieu. Actionner le poussoir et régler P_1 de façon à obtenir la meilleure hauteur de son imitant la poule.

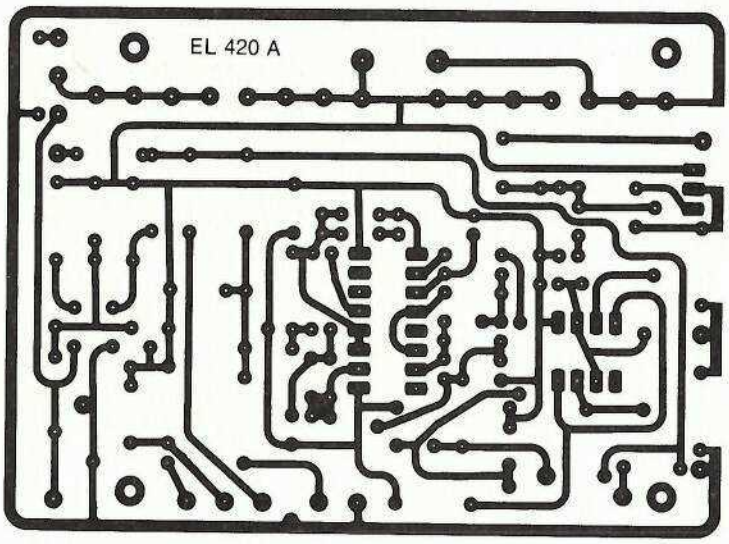


Figure 12. Tracé du circuit imprimé.

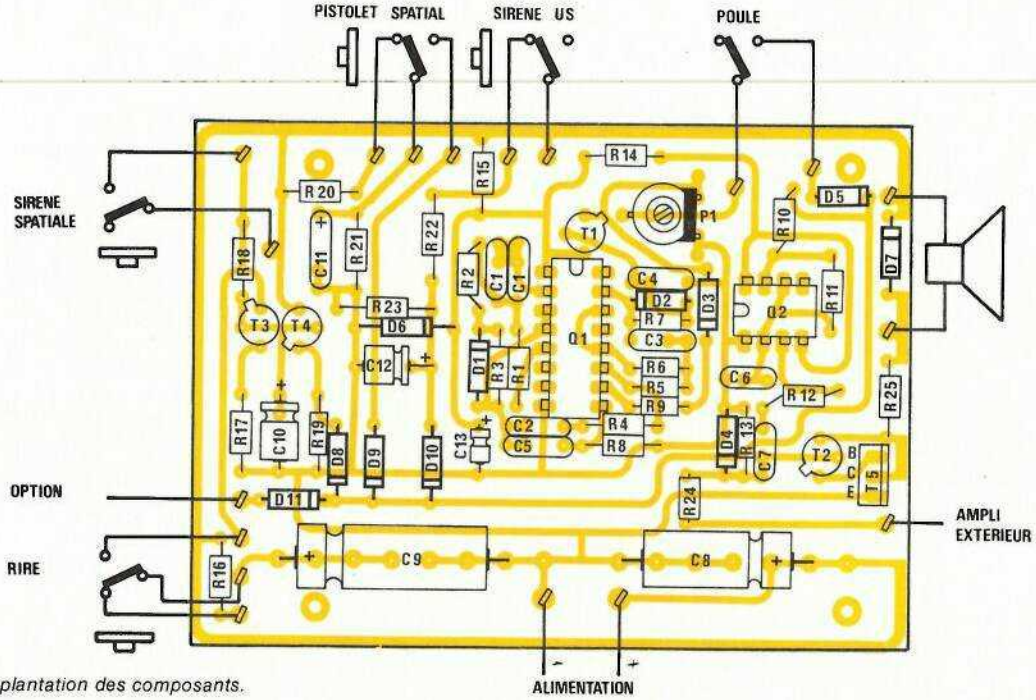
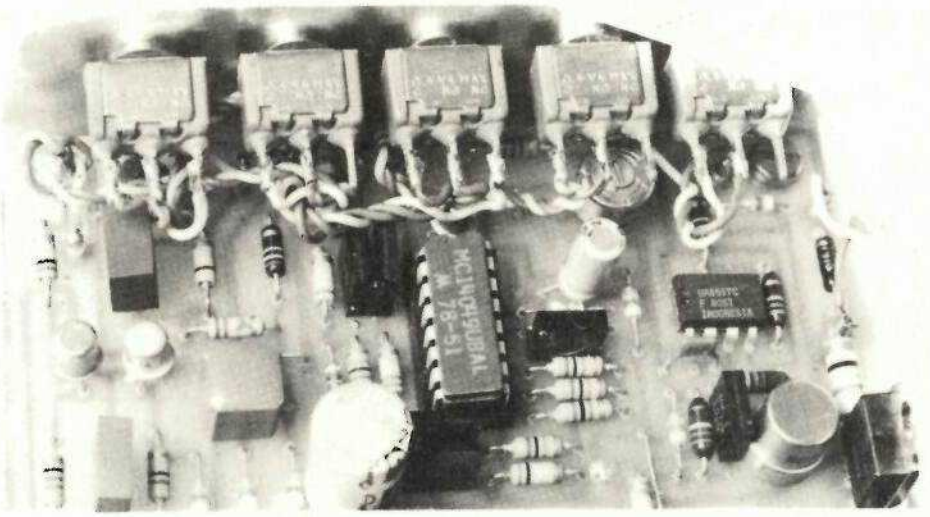


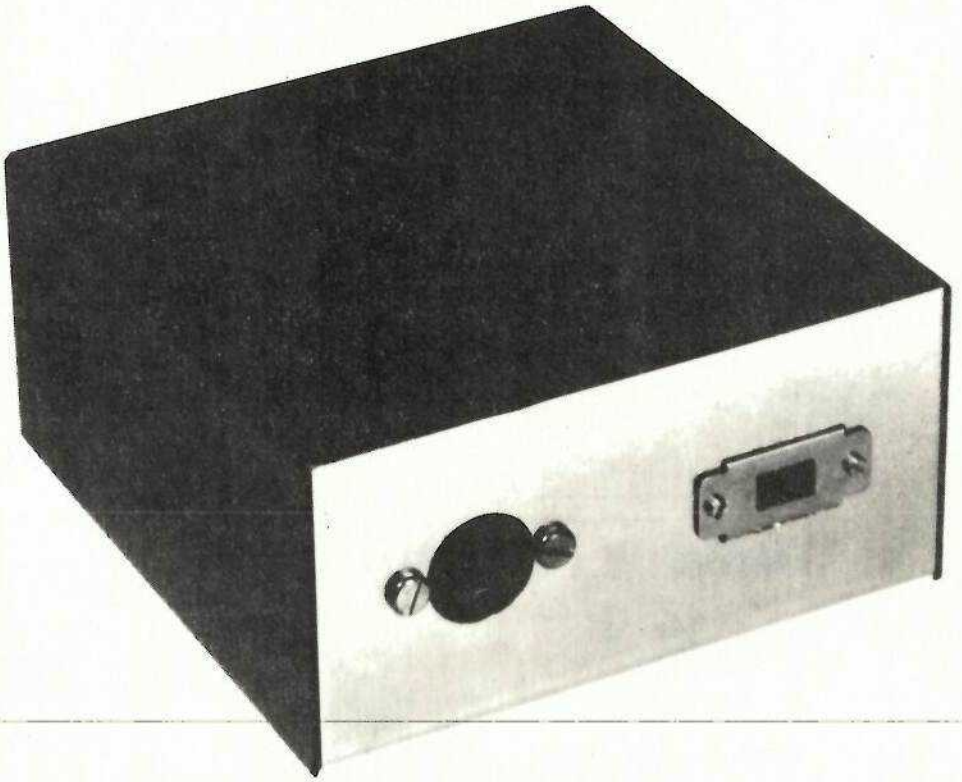
Figure 13. Implantation des composants.

L'action de P_1 règle la hauteur de son ainsi que le nombre de « cot cot ».

Nous espérons que ces montages vous apporterons beaucoup de plaisir et que vous pourrez créer aussi vos propres effets.

D. YOLE





Nomenclature

Résistances

R_1 : 220 k Ω 1/4 W
R_2 : 240 k Ω
R_3 : 1 M Ω
R_4 : 1 M Ω
R_5 : 1 M Ω
R_6 : 1 M Ω
R_7 : 10 k Ω
R_8 : 200 k Ω
R_9 : 1 k Ω
R_{10} : 75 k Ω
R_{11} : 62 k Ω
R_{12} : 470 Ω
R_{13} : 220 k Ω
R_{14} : 1,2 k Ω
R_{15} : 330 Ω
R_{16} : 510 Ω
R_{17} : 51 Ω
R_{18} : 10 k Ω
R_{19} : 10 k Ω
R_{20} : 510 Ω
R_{21} : 300 k Ω
R_{22} : 12 k Ω
R_{23} : 120 k Ω
R_{24} : 82 k Ω
R_{25} : 27 Ω 1/2 W voir texte
P_1 : 10 k Ω

Condensateurs

C_1 : 2 × 1 μF « céramique » ou MKH
C_2 : 1 μF céramique ou MKH
C_3 : 100 nF 16 V
C_4 : 4,7 μF 16 V
C_5 : 1 μF céramique ou MKH
C_6 : 10 nF 16 V
C_7 : 1 μF
C_8 : 100 μF 16 V
C_9 : 470 μF 16 V
C_{10} : 10 μF 16 V
C_{11} : 2,2 μF 16 V
C_{12} : 47 μF 16 V
C_{13} : 220 μF 16 V

Diodes

D_1 : 1 N 914 ou 1 N 4148
D_2 : 1 N 914 ou 1 N 4148
D_3 : 1 N 914 ou 1 N 4148
D_4 : 1 N 914 ou 1 N 4148
D_5 : 1 N 914 ou 1 N 4148
D_6 : Zener 5,6 V
D_7 : 1 N 645
D_8 : 1 N 914 ou 1 N 4148
D_9 : 1 N 914 ou 1 N 4148
D_{10} : 1 N 914 ou 1 N 4148
D_{11} : 1 N 914 ou 1 N 4148

Transistors

T_1 : 2 N 2222
T_2 : 2 N 1711
T_3 : 2 N 2646
T_4 : 2 N 2222
T_5 : TIP 31

Circuits intégrés

Q_1 : CD 4049
Q_2 : NE 555

Divers

1 × HP 8 Ω 0,5 W
1 chambre de compression BZL 0518 15 W 4 Ω ISKRA (version klaxon)
Boîtier ESM Type EM 10/05
3 × Poussoirs simples
2 × Poussoirs inverseurs
1 × Inter Marche Arrêt
1 prise DIN 5 broches

NDLR : Le circuit imprimé est prévu pour implanter des composants de taille différente en certains endroits, ceci pour faciliter l'approvisionnement de certains composants.

Compte-tours digital

L'électronique fait une apparition de plus en plus prononcée sur les automobiles modernes; celles présentées lors du dernier salon de l'automobile le prouvent.

Un des appareils les plus utilisés, et qui peut faire appel à l'électronique demeure le compte-tours. Certains, ceux qui conduisent à l'oreille, ne lui accorde pas une grande importance. Mais de nos jours où l'énergie se fait de plus en plus chère, le compte-tours reste l'appareil de contrôle qui permet, par l'intervention du conducteur, de maîtriser au mieux la consommation de carburant: soit en passant les rapports le plus tôt possible, soit en contrôlant le régime de ralenti, soit, lors du fonctionnement à pleine charge, en se positionnant dans la meilleure plage de couple. Pour les adeptes de la conduite sportive, il devient vraiment indispensable si l'on veut tirer le meilleur parti de son moteur.

La réalisation que nous vous présentons fait appel, pour la partie affichage, au voltmètre décrit dans le n° 409 de la revue, nous ne reviendrons donc pas sur la partie du schéma concernée.

Généralités

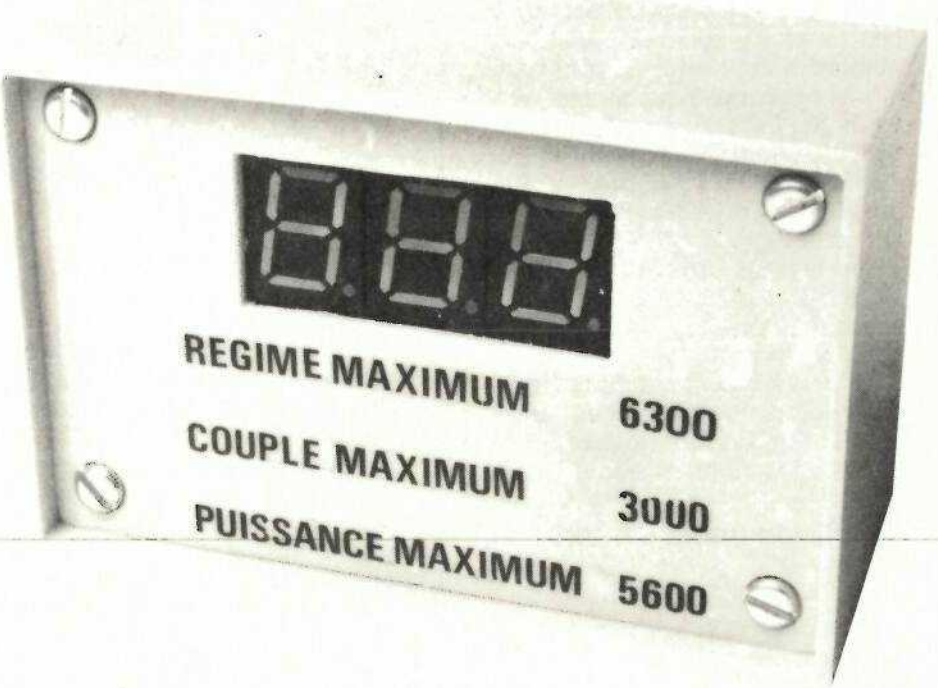
Mesurer le nombre de révolutions de l'arbre moteur par minute revient à mesurer une fréquence.

Un compte-tours n'est donc qu'un fréquencemètre particulier. Si l'on voulait mesurer directement la vitesse de rotation, il faudrait un capteur solidaire du vilebrequin ou d'une pièce mécanique entraînée par celui-ci; l'adaptation serait alors indépendante du type de véhicule. Le capteur pourrait être un circuit Hall avec aimant permanent en regard ou un système optique à photodiode ou phototransistor. Oui, mais voilà, il n'est guère aisé de bricoler à ce niveau dans un véhicule, sans compter que le système quelqu'il soit serait soumis à de rudes contraintes mécaniques.

La solution généralement adoptée, réside dans le comptage du nombre d'étincelles par minute. Dans ce cas, il n'y a aucune intervention mécanique, puisque qu'on dispose directement d'une information électrique prise le plus souvent au niveau du rupteur de l'allumeur. Cette solution n'est pas non plus exempte d'inconvénients.

Le premier est que la relation nombre d'étincelles-nombre de tours dépend du type de moteur: nombre de cylindres et cycle 4 temps ou 2 temps.

Le second inconvénient réside dans la disparité actuelle des types d'allumage qui influent sur le choix de l'étage d'entrée du compte-tours.



Hormis le traditionnel allumage électromécanique à rupteur et bobine, on dénombre aujourd'hui plusieurs types d'allumage électronique: allumage transistorisé avec capteur Hall ou avec capteur inductif, allumage à décharge capacitive, sans compter les dérivés de l'allumage électromécanique qui consistent à conserver le rupteur mais avec une commutation de puissance électronique.

Le signal disponible au niveau de l'élément de commutation est différent suivant les cas; il est donc impossible à partir d'un montage unique de satisfaire tous les cas. Nous verrons plus loin que dans notre compte-tours, cela revient uniquement à modifier le filtre d'entrée.

En ce qui concerne le nombre de cylindres, et en se préoccupant uniquement du cycle quatre temps presqu'universellement employé sur les voitures de série, la relation nombre de commutations rupteur-nombre de tours est:

— pour un moteur à quatre cylindres: 2 commutations rupteur par tour,

— pour un moteur à six cylindres: 3 commutations rupteur par tour.

Le schéma proposé

Comme nous l'avons précisé dans le paragraphe précédent, il y a deux façons d'aborder le problème. Soit en réalisant un fréquencemètre, c'est-à-dire compter un nombre d'impulsions pendant une période déterminée, et afficher le résultat cycliquement, soit en utilisant un voltmètre et en réalisant une conversion fréquence-tension. Nous avons opté pour la seconde solution car nous disposons d'un petit voltmètre trois digits économique (publié dans le n° 409), et trois digits suffisent. En effet, le digit des unités est inexploitable sur un compte-tours car les fluctuations du régime moteur sont trop importantes pour qu'il ait une signification ; par ailleurs, il provoquerait une fatigue visuelle à cause du défilement incessant des segments.

Il existe sur le marché un circuit national, le LM 2907 ou 2917, qui réalise la fonction conversion fréquence-tension pour un prix minimum et, ce, avec un nombre restreint de composants périphériques ; alors, pourquoi ne pas profiter de l'aubaine ? Ce choix peut en outre faciliter ultérieurement l'adaptation d'extensions où la grandeur vitesse moteur est le paramètre principal, car on dispose alors directement d'une tension analogue au régime moteur qui peut être exploitée par des comparateurs, ou par des circuits asservis.

Le schéma complet de la **figure 1** où le voltmètre apparaît en tant que sous-ensemble montre bien la simplicité du schéma retenu.

Fonctionnement du 2907 ou 2917

Tout d'abord précisons que ce circuit existe en quatre versions, boîtiers 8 ou 14 broches avec ou sans régulateur shunt incorporé. La version équipée du régulateur se nomme 2917 et l'autre 2907. Quelle que soit la version, la puce contient : (voir **figure 2**)

— un amplificateur opérationnel d'entrée utilisé en comparateur dont l'hystéris est fixe sur la version 8 broches ou peut être ajustée sur la version 14 broches,

— un circuit baptisé « pump charge » qui résulte de l'association de deux générateurs de courant et de deux comparateurs. C'est ce circuit qui réalise la fonction conversion à l'aide d'un condensateur de temporisation, d'une résistance et d'un condensateur d'intégration, respectivement référencés C_6, R_5 + AJ_1 et C_7 sur le schéma de la **figure 1**. L'écart de tension entre les seuils des deux comparateurs vaut $V_{CC}/2$.

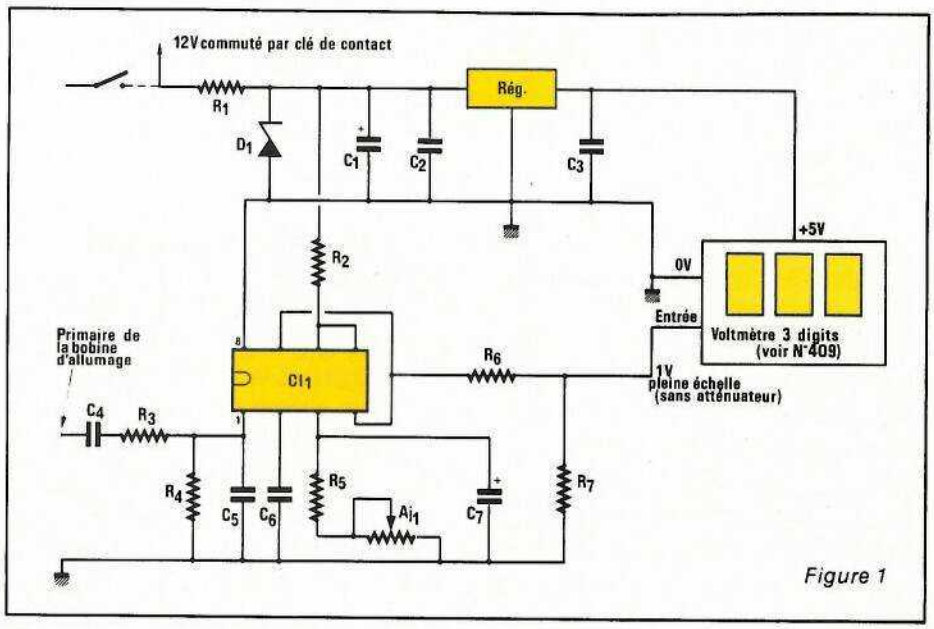


Figure 1

Le condensateur C_6 est alternativement chargé et déchargé linéairement au rythme de la fréquence d'entrée entre $V_{CC}/4$ et $3\,V_{CC}/4$, de sorte que le courant moyen « pompé », fourni au condensateur ou extrait de ce dernier vaut :

$$\frac{\Delta Q}{T} = C_6 \frac{V_{CC}}{2} \times 2f = V_{CC} \times f \times C_6$$

où T représente la période du signal d'entrée, f sa fréquence et Q la charge électrique (en Coulombs) du condensateur.

Il ne reste donc plus qu'à intégrer sur chaque période le courant et à obtenir une tension analogue, rôle confié à R_5 + AJ_1 et C_7. La tension obtenue à la broche 3 est alors proportionnelle à la fréquence d'entrée et donnée par la relation :

$$V_3 = V_{CC} \times f \times (R_5 + AJ_1)\, C_6$$

— un dernier bloc constitué d'un ampli opérationnel et d'un transistor permet de prélever cette tension à haute impédance et d'attaquer n'importe quel autre circuit. R_6 et R_7 connectées à la sortie de ce suiveur (broche 4) ramène cette tension à une valeur compatible avec la sensibilité de notre voltmètre.

Choix des composants

Le circuit de conversion

Nous nous limitons au cas d'un moteur quatre cylindres quatre temps. Dans ce cas nous avons vu plus haut qu'un tour de vilebrequin correspond à deux cycles rupteur. La fréquence mesurée pour afficher un nombre de tours donnés N vaut (2 N/60) Hz.

Par exemple 1500 tr/min correspondent à 50 Hz. Notre voltmètre trois digits nous permet d'afficher jusqu'à 9999 tr/min puisque nous n'utilisons pas de digit d'unités, et cela revient à lui présenter une tension de 0,999 V (voir n° 409), soit 10000 tr/min donne 1 V, soit encore :

$$f = \frac{2 \times 10000}{60} \Leftrightarrow 1\ V$$

f en Hz

La conversion globale doit donc être de 333,33 Hz/V. Le LM 2917 dis-

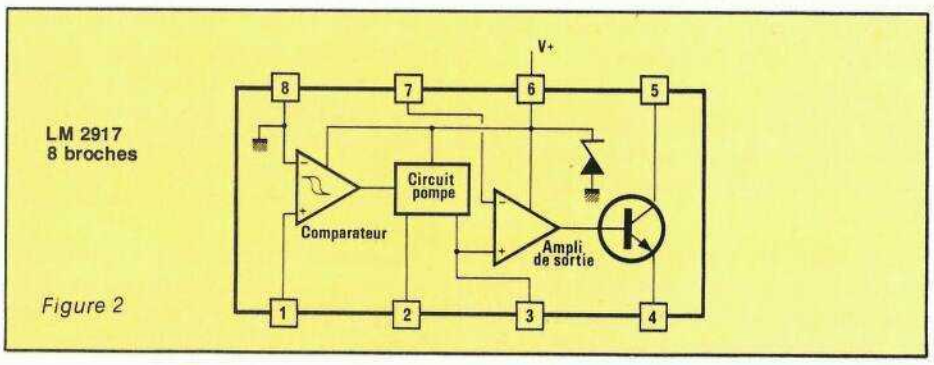


Figure 2

pose d'une Zener incorporée qui limite la tension V_{CC} à 7,6 V. Cette Zener nous dispense d'une régulation annexe et protège le LM 2917 envers les pics de tensions inverses que l'on peut rencontrer sur les lignes 12 V d'un circuit électrique auto. La tension disponible pleine échelle sur la broche 4 du LM 2917 en utilisant le dernier étage en suiveur peut donc atteindre 5 V sans perte de linéarité. Dans ces conditions, l'emploi du diviseur de tension 1/5 constitué par R_6 et R_7 sur le schéma de la **figure 1**, ramène le gain de conversion à 66,6 Hz, ce qui améliore la précision totale.

La relation fréquence-tension donnée plus haut est incomplète pour déterminer $R_5 + AJ_1$ et C_6 car il faut tenir compte de certaines limitations internes du LM 2917. En particulier le courant issu de la broche 3 n'est pas exactement le même d'un circuit à l'autre, mais le constructeur donne une valeur minimum garantie de 150 μA. $R_5 + AJ_1$ sera donc choisie telle que:

$$R_5 + AJ_1 \geq \frac{V_{3\,maxi}}{I_{3\,mini}}$$

Ici $V_{3\,maxi}$ vaut 5 V comme vu précédemment, donc l'ensemble $R_5 + AJ_1$ doit toujours être supérieur à 33,3 k Ω. Par ailleurs, une valeur trop importante de cette résistance augmente l'ondulation résiduelle d'intégration. On pourrait prendre un condensateur de capacité supérieure en C_2 mais au détriment du temps de réponse! Le couple R_5 = 47 k Ω AJ_1 = 30 k Ω avec C_7 = 4,7 μF assure le meilleur compromis, ondulation-temps de réponse. En prenant le réglage médian de AJ_1 qui correspond à une valeur totale de 62 k Ω en broche 3 et en reportant dans la relation:

$$C_6 = \frac{V_3 \text{ pleine échelle}}{(R_5 + AJ_1) \cdot V_{CC} \cdot f \text{ pleine échelle}}$$

nous obtenons une valeur de 33 nF pour C_6 avec possibilité de compensation des tolérances par AJ_1.

Le filtre d'entrée

Son choix est très important; mal calculé il peut entraîner soit un mauvais fonctionnement dû à une fréquence mal interprétée par le circuit d'entrée, soit une destruction de l'étage d'entrée qui n'admet au maximum que 28 V en positif ou en négatif. Or, suivant le type d'allumage et l'endroit de branchement, on peut avoir affaire à des transitoires de 300 V avec train d'oscillations amorties (voir **figure 3**), cas du système classique avec branchement sur le rupteur, des surtensions de même ordre de grandeur avec un train d'oscillations quasi inexistant, cas de l'allumage transistorisé avec branchement sur l'espace collecteur-émetteur du transistor de commutation de puissance, ou bien encore, des créneaux asymétriques de 12 V lorsque le rupteur ne commute plus la bobine mais une résistance, cas des allumages à décharge capacitive rapportés ou des allumages à transistor rapportés. Il ne faut en aucun cas se brancher au niveau des capteurs magnétiques ou à effet Hall des allumages modernes sous peine d'entraver le bon fonctionnement de ce dernier.

Ces considérations établies et sachant que la version choisie, LM 2917 8 broches déclenche dans une fenêtre minimum de ± 15 mV, il faut que suivant le cas la tension maximum reste en deça des ± 28 V et qu'il n'y ait à chaque ouverture du rupteur qu'un seul passage à + 15 et − 15 mV.

Le filtre d'ordre 2 de la **figure 1** C_4, R_3, R_4, C_5) satisfait ces conditions pour le cas d'un allumeur conven-

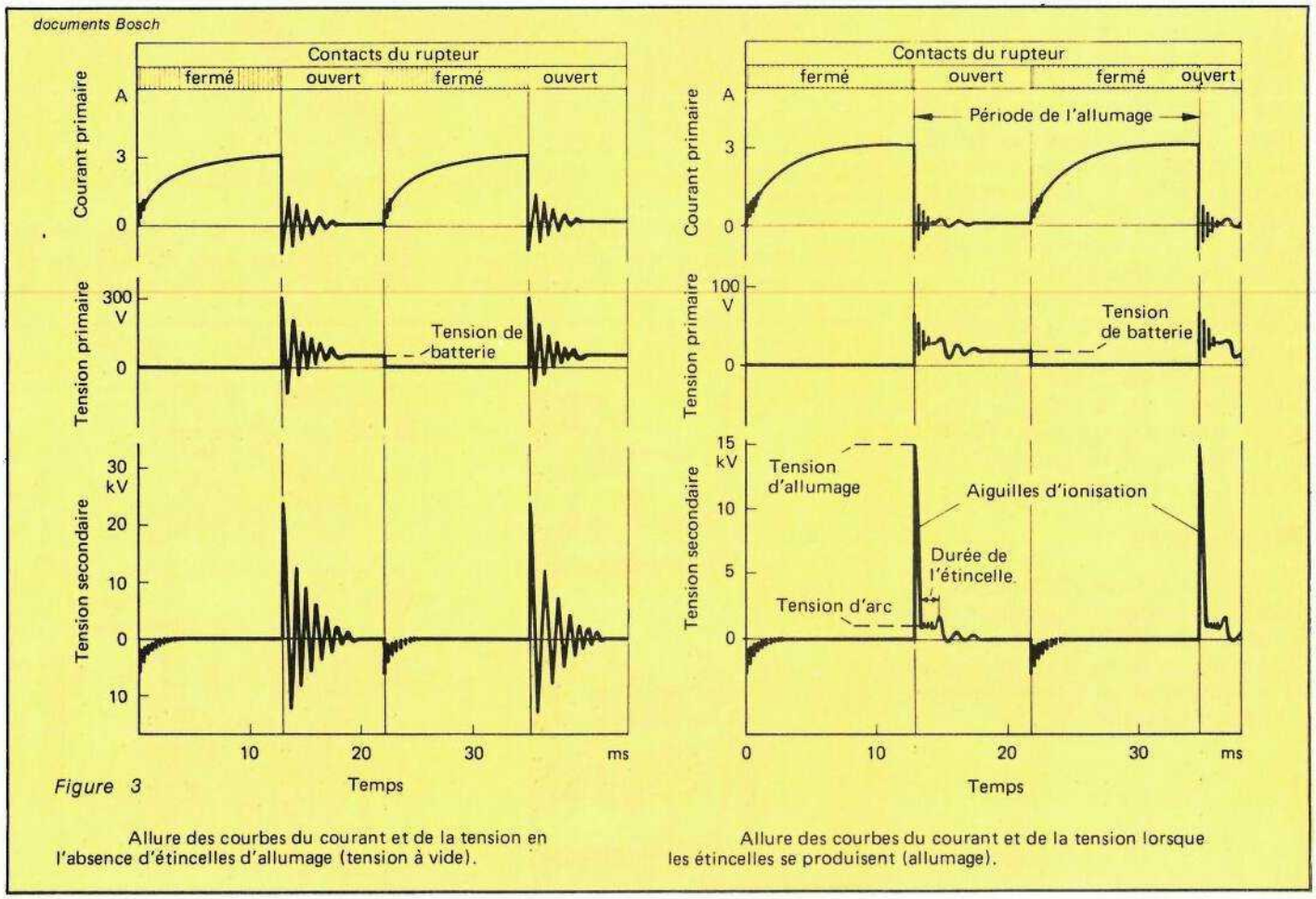


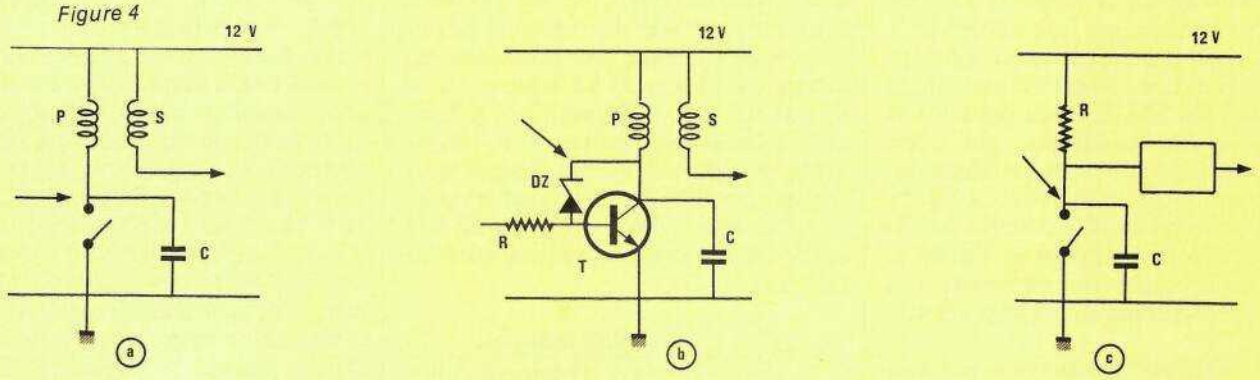
Figure 3

Allure des courbes du courant et de la tension en l'absence d'étincelles d'allumage (tension à vide).

Allure des courbes du courant et de la tension lorsque les étincelles se produisent (allumage).

Dans les trois cas, la flèche représente le point chaud de branchement, baptisé rupteur/bobine sur l'implantation de la figure 8.

Figure 4



Allumage conventionnel, pour le filtre
C_4 = 1 nF (250 V), C_5 = 220 nF

Allumage transistorisé
C_4 = 1 nF (250 V), C_5 = 100 nF

Allumage transistorisé ou à décharge capacitive rapporté
C_4 = 6,8 nF (100 V), C_5 = 100 nF

tionnel par rupteur ou pour un allumage transistorisé. Dans le cas d'un rupteur commutant une résistance, la valeur de C_4 sera augmentée à 6,8 nF. Une tension de service de 250 V n'est plus nécessaire dans ce cas précis. La **figure 4** résume toutes les possibilités.

L'alimentation

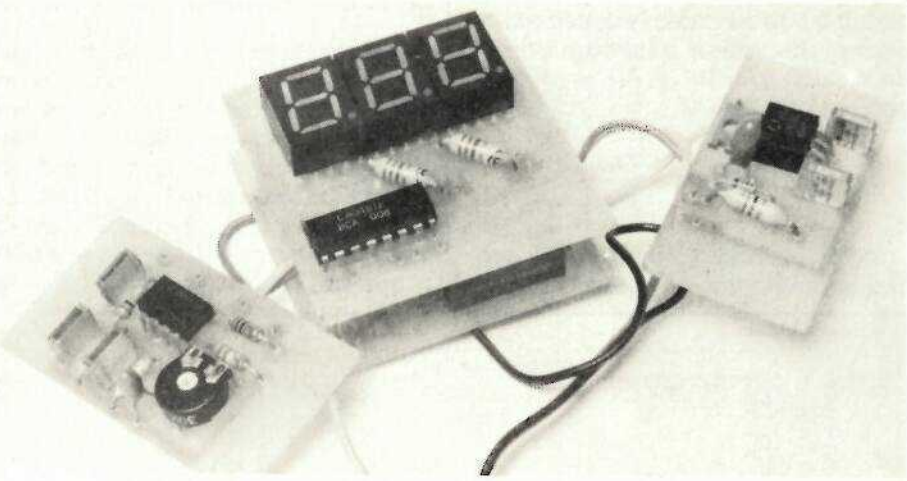
La cellule R_1, D_1 constitue une projection envers les transitoires tant positifs que négatifs véhiculés par le + batterie. R_2 polarise la Zener interne du LM 2917 pour une tension d'alimentation comprise entre 12 V et 16 V ; d'après les fiches caractéristiques du circuit, la valeur optimum est de 470 Ω. C_1 et C_2 intègre le bruit d'entrée et C_3 améliore la réponse transitoire du régulateur 5 V.

La consommation moyenne du voltmètre étant de 100 mA, le régulateur dissipe presque 1 W à la température ambiante, il en résulte une petite fièvre qui n'est pas dangereuse, puisqu'il accepte 1,5 W à 70 °C d'ambiante en version TO 220 (voir fiches composants).

Réalisation

L'électronique se décompose en quatre plaquettes compatibles avec le petit boîtier MMP 10 M :

— la platine alimentation dont le tracé est donné en **figure 5** et l'implantation en **figure 6** ;



Les platines montées avant leur insertion dans le coffret MMP. Il peut s'avérer nécessaire de jouer de la lime plate douce.

— les deux platines déjà proposées dans le numéro 409 dont nous redonnons l'implantation aux **figures 9** et **10**. Les circuits imprimés de ces deux platines sont référencés EL 409 A et B sur notre page circuit im-

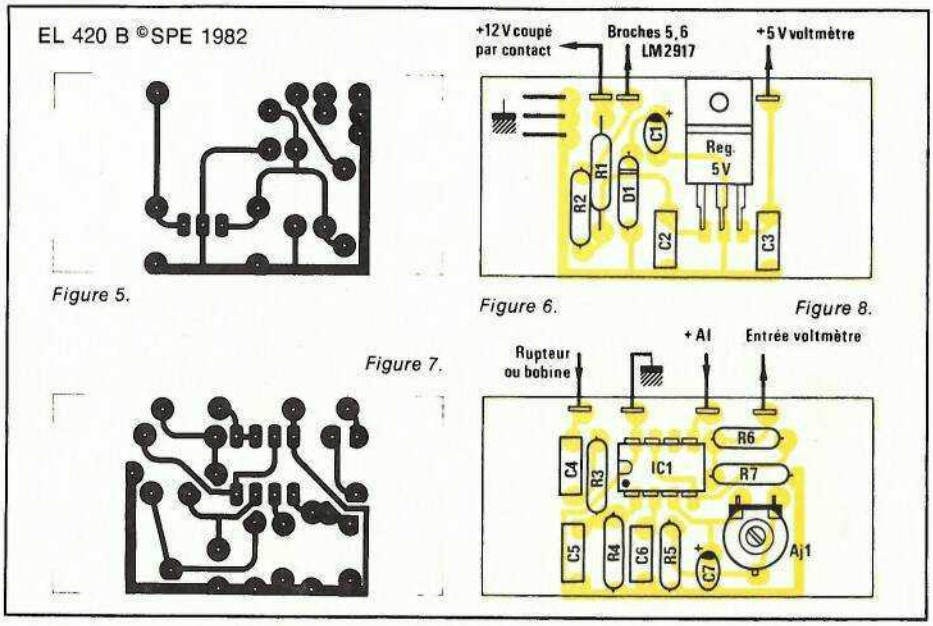


Figure 5.

Figure 6.

Figure 7.

Figure 8.

primé. Les résistances des points décimaux ne sont pas nécessaires pour notre compte-tours. Les afficheurs Texas Instruments TIL 701 ou 721 anodes communes utilisés ne sont plus fabriqués depuis peu mais existent encore sous les références MAN 6660 et 6760 (version orange et rouge) chez G.I. et sous la référence D 350 PA chez AEG Telefunken.

L'interconnexion générale se fera en tenant compte des indications données sur les implantations.

Nous avons changé la nomenclature des composants du voltmètre puisque certains d'entre eux n'ont plus de raison d'être.

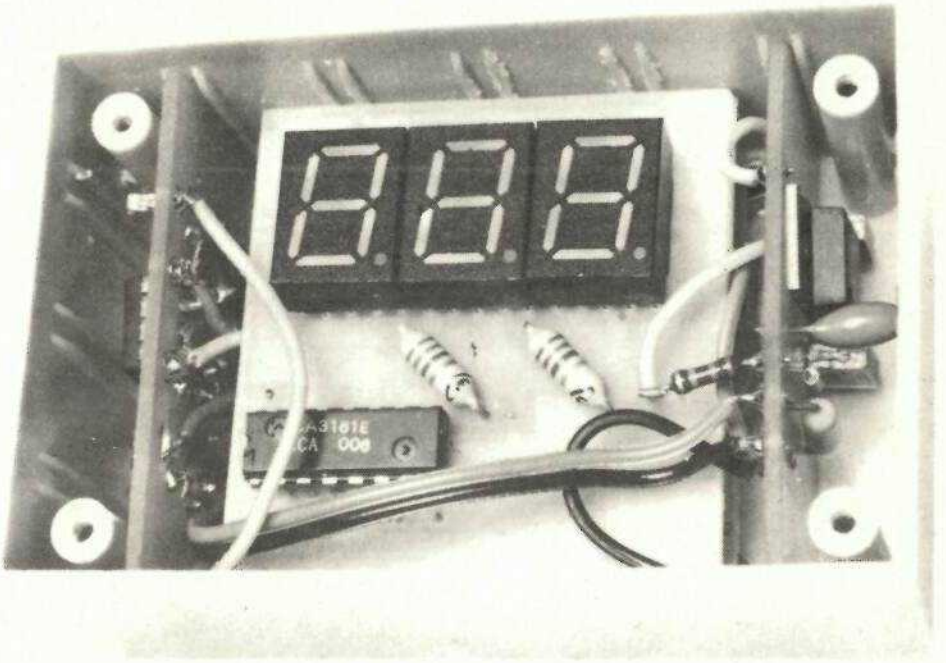
Mise au point

On réglera d'abord la partie voltmètre. En court-circuitant l'entrée, on ajustera AJ_1 pour obtenir 0 V (soit 000). Puis en injectant une tension connue inférieure à 1 V et mesurée avec un multimètre étalonné, on ajustera AJ_2 pour obtenir la même lecture.

Après raccordement des diverses platines, en alimentant le compte-tours sous 14 V, on réglera l'ajustable de la platine conversion pour obtenir un affichage de 600 en injectant un signal carré ou sinus de 200 Hz sur la broche 1 du 2917.

Une fois ces réglages effectués, le compte-tours est prêt à vous rendre de bons et loyaux services.

N'oubliez pas de bloquer les réglages des ajustables avec une goutte d'araldite ou de vernis, car une automobile est le siège d'importantes sources de vibrations.



La petite résistance sortant de la platine alimentation a été reportée sur les figures 5 et 6 du montage ; il s'agit de R2.

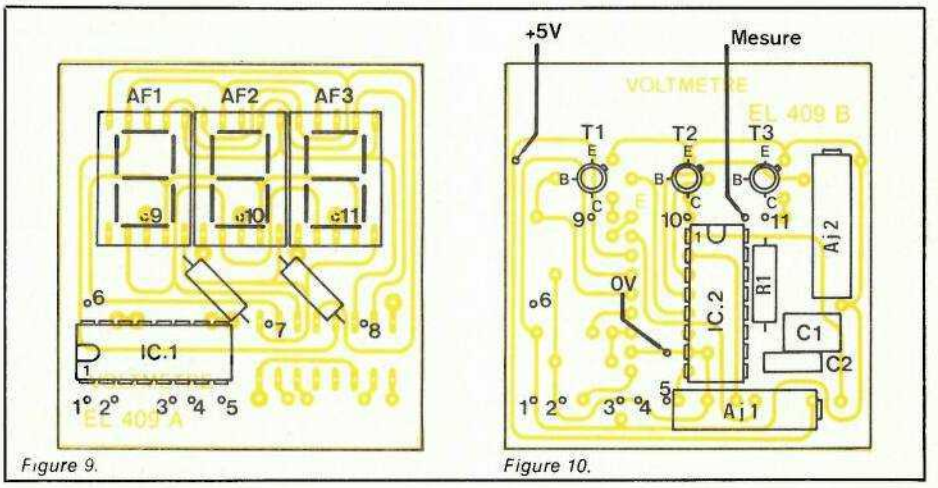


Figure 9. *Figure 10.*

Nomenclature

Platines d'alimentation et de conversion fréquence/tension

Résistances 1/8 ou 1/4 de W 5 %
R_1 : 10 Ω 1/2 W
R_2 : 470 Ω
R_3 : 10 k Ω
R_4 : 27 k Ω
R_5 : 47 k Ω
R_6 : 10 k Ω 1 %
R_7 : 2,5 k Ω 1 %
AJ_1 : 30 k Ω Piher horizontale

Condensateurs
C_1 : 10 µF tantale 25 V
C_2, C_3 : 100 nF MKH 100 V
C_4 : 1 nF 250 V MKH (voir texte)
C_5 : 100 nF 100 V MKH (voir texte)
C_6 : 33 nF MKH 100 V
C_7 : 4,7 µF tantale 25 V

Circuits intégrés
CI_1 : LM 2917 en boîtier plastique 8 broches
Régulateur 7805 en TO 220

Semiconducteurs
D_1 : Zener 18 V/500 mW

Platines voltmètre

Résistances
R_1 : 10 k Ω 1/4 W
AJ_1 : 50 k Ω 10 tours
AJ_2 : 10 k Ω 10 tours

Condensateurs
C_1 : 270 nF MKH
C_2 : 10 nF MKH

Circuits intégrés
Ic_1 : CA 3161 RCA
Ic_2 : CA 3162 RCA
AF_1, AF_2, AF_3 : MAN 6660 orange ou MAN 6760 rouge chez G.I., D 350 PA chez AEG

Transistors
T_1, T_2, T_3 : 2 N 2907 ou tout autre modèle PNP de même brochage.

CIRCUITS INTEGRES

TAA

241 25,00
310 22,00
500 3,50
550B 3,50
550C 3,50
611A12 17,00
611B12 19,00
611x1 18,00
611C11 19,00
611C12 16,00
621AX1 21,00
621A11 22,00
661B 25,00
790 64,00
861 00,00
4761 22,00
1208 18,00

TBA

221 14,00
231 14,00
331 31,00
435AX5 28,00
625AX5 16,00
625BX5 16,00
625CX5 16,00
651 21,00
790 50,00
800 16,00
810S 22,00
810AS 22,00
820M 16,00
820 16,00
940 50,00
950 46,00

TCA

150KB 34,00
240 34,00
345 21,00
350 170,00
440 30,00
511 26,00
600 15,00
610 15,00
750 45,00
830 16,00
900 15,00
910 15,00
940 5,00
940E 24,00
965 24,00
3089 24,00

TDA

440 25,00
470 28,00
1008 38,00
1022 77,00
1024 15,00
1028 35,00
1034AN 24,00
1034BN-5534 29,00
1037 17,00
1046 30,00
1051 30,00
1054 28,00
1151 30,00
1170 33,00
1200 24,00
1405 13,00
1410 24,00
1412 13,00
1415 13,00
1420 24,00
1510 80,00
1905 35,00
2002 25,00
2003 20,00
2004 45,00
2010 34,00
2020 37,00
2030 30,00
2310 18,00
3000 35,00
3310 25,00
9400 42,00
4431 28,00
4050 28,00

TDB

2870 28,00

CIRCUITS INTEGRES 74 LS

74LS00. 02-03-04-08-09-10-11-15-21-22-30-51-54-55-133-266 4,00
74LS05. 20-26-27-28-32-33-37-38-48-73-74-76-78-109 4,50
74LS01. 13-86-90-92-107-125-136 6,00
74LS14. 122-123-139-221-290-365-367 8,00
74LS32. 113-126-137-138-139-155-158-163-174-257 9,00
74LS32. 164-165-175 10,00
74LS. 93-95 11,00
74LS. 151-153-192-195-240-248-258-260 12,00
74LS. 47-48-49-193-245 13,00
74LS. 83-173-194-393 14,00
74LS. 157-249-251 15,00
74LS. 85-161-295 16,00
74LS. 156 17,00
74LS. 124 19,00
74LS. 190-191 20,00
74LS. 145-160-162-324 22,00
74LS 197 24,00
74LS. 181-390 25,00
74LS. 168-241-374 27,00
74LS. 169 30,00
74LS. 243 35,00
74LS. 244 44,00
74LS. 170 52,00

CIRCUITS INTEGRES C MOS

4000. 01-02-07-23-25-71-72 3,50
4009. 10-13-19-69-77-11 4,70
4027. 30-50-73 5,00
4009. 12-16-49 6,50
4066 7,00
4014. 28-44-52-53-81 9,00
4008. 15-20-24-29-40-51-60-106 11,00
4035. 43-46 13,00
4017. 47 14,00
4098 18,00
4076 20,00
40103 33,00
4067 35,00
4093 12,00

CIRCUITS INTEGRES TTL

7400. 01-02-03-50-60 3,00
7404. 05-25-26-27-30-32-40 3,50
7408. 09-10-11-16-17-51-53-72-73-74-76 86-88-121 4,00
7406. 07-13-20-22-37-38-78-95 5,00
74151 6,00
7475. 92 7,00
74165. 7442-74122-193 8,00
7490. 91-96-107-123 9,00
7483. 492 10,00
7445. 46-47-48-85-175-196 14,00
74120. 247 15,00
74150 21,00
74185 24,00
74181 25,00
7489 30,00

Digitast ..... 14,00 | Digitast avec Led ..20,00

TRANSFO «TOKO» - Filtres céramiques
113 CN2 ..8,00 • SFJ 10,7 ..23,00 • SFE 10,7 ..8,00

QUARTZ (en MHz)
10 ..32 F • 10,240 ..80 F • 50 ..80 F

BON A DECOUPER POUR RECEVOIR LE CATALOGUE GENERAL
ENVOI : Franco 30 F en T.P.
Au magasin 20 F

NOM : .....

ADRESSE : .....

.....

R. PLANS, KITS COMPLETS

Des montages livrés avec C.I.

Autres réalisations disponibles (voir numéros antérieurs de R. Plans)

EL 402 A Micro-émetteur HF ..... 240 F
EL 403 C-403 D Ampli turbo 2 x 25 W complet avec châssis ..... 1 900 F
EL 404 B ou C Thermostat électronique ..... 220 F
Capacimètre ..... 520 F
EL 406 A Alimentation Citizen Band 5 A 540 F
Alimentation Citizen Band 10 A 700 F
EL 406 B - C - D Egaliseur 10 fréquences ..... 890 F
Analyseur de spectre B F ..... 860 F
EL 407 C Stimulateur 40 V ..... 280 F
EL 407 D Stimulateur 60 V ..... 300 F
EL 408 Récepteur FM complet ..... 270 F
EL 409 A - B Voltmètre digital 999 points 214 F
EL 410 Micro émetteur HF ..... 485 F
Récepteur VHF 27 MHz ..... 280 F
EL 412 A et B Micro ordin. domestique ..... 1420 F
EL 412 C-D-E Chrozoom ..... 660 F
EL 412 F Alimentation CB ..... 220 F
EL 413 C Modulateur ..... 400 F
EL 413 Super manip. + boîte connexions s/dem ..... 590 F
EL 414 A Sécurité pour modèles réduits 100 F
EL 414 B Préampli R.I.A.A. 2310 ..... 130 F
EL 414 D Adaptateur 2310 ..... 80 F
EL 414 E Adaptateur 772 ..... 45 F
EL 414 F Alimentation + ... 65 F
EL 414 G Alimentation — ..... 55 F
Préampli TURBO complet série 2310 avec châssis percé sérégraphié, prises boutons visserie ..... 1200 F
EL 414 H Géné. de fonction (platine) ..... 420 F
EL 414 I Géné. de fonction (alim.) ..... 210 F
EL 415 A Capacimètre 3 digits ..... 108 F
EL 415 E Géné d'impulsions ..... 300 F
EL 415 B Correcteur 772 ..... 196 F
EL 415 C Inverseur ..... 55 F
EL 415 D Ampli de sortie ..... 65 F
EL 416 A Alimentation complète ..... 950 F
EL 416 D Afficheur de polarité ..... 65 F
EL 416 Récepteur FM 88/108 *Nous consulter*
EL 417 A Break Beep ..... 145 F
EL 417 B Allumage électronique ..... 790 F
EL 417 C Tête d'ampli ..... 260 F
EL 418 A-B-C Télécom. et affich. Tuner ..... 900 F
EL 418 D GF2 universel ..... 550 F
EL 418 E Ampli RPG 50 ..... 980 F
EL 419 B Système appel Emet. ..... 135 F
EL 419 C Système appel Récept. ..... 155 F
EL 419 D Système appel Répet. ..... 82 F
EL 419 E Interphone Moto ..... 126 F
EL 419 F Générateur de Salvea ..... 340 F
Fréquencemètre + CICF ..... 320 F
EL 419 H Mini-récept. FM ..... 450 F

C.I. SPECIAUX POUR MONTAGES «RP»

7038-7209 45,00
7205 165,00
7217 150,00
7555 µ 13,00
8038 75,00
8063 67,00
SAB0600 40,00
TMS 1122 110,00
76477 44,00
9368 23,00
µA 758 29,00
µA 771 8,00
µA 796 15,00
µA 431 6,00
BDX 87C, 88C 22,00
BDX 64 28,00
BDX 65 26,00
S 89 180,00
BF 905 16,00
AY3 2270 150,00
AY5 1013 75,00
AY 1350 130,00
SO 41P 25,00
SO 42P 17,00
SO 258 36,00
MC 145151 128,00
10131 40,00
120FSE 65,00
BDV64B 25,00
BDV65B 23,00
BDW51C-52C 21,00
HEF 4750 200,00
HEF 4751 200,00
HEF 4754 90,00
TSM1000 100,00
MCS 2400 22,00

CIRCUITS INTEGRES DIVERS

CA
3045-46 48,00
3060 24,00
3084 38,00
3089 25,00
3130 17,00
3161 20,00
3189 56,00
3080 9,00
3086 9,00
3094-14017-14029 18,00
3140-XR 2203 20,00
3162 70,00

E
420 30,00

L
120 27,00
123 14,00
129 13,00
146 17,00
200 18,00

LF
351 7,00
357 Dil -LM 1303 14,00
356 14,00
357 B. rond 19,00
LM - 193 A 42,00
301-LM 305-710 9,00
307-393-3401 7,60
308 10,00
309 K 25,00

LM - 311 8,70
317 K-LM 394 42,00
322 44,00
323 78,00
324 10,60
336-339 24,00
349 17,00
358 9,40
377 32,00
378 28,00
308 8 p 16,00
380 14 p 25,00
381 24,00
382 14,00
387 19,00
391 N 60 - LM 310
LM 2907 22,00
391 N 80 319 26,00
389 25,00
555 6,00
556-LM 386 10,00
564-565 14,00
567 18,00
379 66,00
383 28,00
387-318 19,00
723 8,00
741 3,50
747 14,00
748 8,00
566 27,00

LM
1458 9,00
1800-78 G 26,00
3900-LM 1496 12,00
3905-2309 19,00
3909 9,00
3915 36,00
13600 26,00
LM 383T 24,00
LM 3914 62,00
AM - 2833 68,00

MM
2112 39,00
5556 95,00
6502-6522 105,00
6532 175,00
5318 84,00
1403 35,00
1458 9,00
1468 80,00
1488-1413 10,00
1489 10,00
1496 12,00
1303-1416 14,00
1309 35,00
1310 15,00
1709 6,00
1710 11,00
1733 16,00
1748 6,00
14046 28,00

MM
14082 3,60
14433 120,00
14503 8,80
14510 9,00
14511 16,00
14514 62,00
14518 14,00
14520 13,00
14528 30,00
14543 19,00
14553 42,00
14566 18,00
45175 10,00

SAD
1054 44,00
1024 200,00
5680 167,00

SAS
660 27,00
670 27,00

TL-081 8,00
084 19,00
µA 726 98,00

XR
4136 20,00

UAA
170 23,00
180 23,00

CR-20036 36,00
390 27,00

CR
200 36,00
390 27,00
1508 L8 133,00

74C
922 42,00
923 80,00
925 60,00
926 86,00
928 72,00
78S40PC 35,00
78P05 160,00
78HG 104,00
78H05 85,00

80C-97 9,80
98 10,00
81LS95 25,00
82S23 36,00
75492 19,00
LM10C 70,00
PBW 34 25,00
M 85 10 K 85,00
XR-2206 48,00
2207 40,00
8216 319,00
AY-1/0212 115,00
1/1320 135,00

SAJ
180/25002 34,00
110/SAA 1004 34,00
S 576 B 45,00

MU
57164 60,00
µA739 19,00

CLAVECIN ORGUE PIANO 5 OCTAVES «MF 50»

COMPLET, EN KIT : 3.500 F

MODULES SEPARES

Ensemble oscillateur/diviseur
Alimentation 1 A ..... 980 F
Clavier 5 octaves, 2 contacts, avec 61 plaquette percuss., piano ..... 1 800 F
Boîte de timbres piano avec clés ..... 250 F
• Valise gainée ..... 560 F

PIECES DETACHEES POUR ORGUES

Claviers	Nus	Contacts 1	Contacts 2	Contacts 3
1 oct.	145 F	290 F	330 F	370 F
2 oct.	225 F	340 F	390 F	440 F
3 oct.	290 F	470 F	580 F	690 F
4 oct.	380 F	600 F	740 F	880 F
5 oct.	490 F	780 F	940 F	1 100 F
7 1/2 oct.	890 F	1 350 F	1 600 F	

MODULES
Vibrato ..... 90 F • Repeat ..... 100 F
Percussion ..... 150 F
Sustain avec clés ..... 480 F
Boîte de timbres ..... 310 F

PEDALIERS
1 octave ..... 535 F
1 1/2 octave 670 F 2 oct. 1/2 bois 1950 F
Tirette d'harmonie ..... 8 F
Clé double inverseur ..... 9 F

MAGNETIC-FRANCE

11, pl. de la Nation, 75011 Paris
ouvert de 9 h 30 à 12 h et de 14 h à 19 h
Tél. : 379.39.88

CARTE BLEUE

CREDIT
Nous consulter

Métro : NATION R.E.R.
Sortie : Taillebourg
FERMÉ LE LUNDI

EXPEDITIONS : 20 % à la commande, le solde contre remboursement

PRIX AU 1-11-82 DONNES SOUS RESERVE

REALISATION DE TOUS CIRCUITS IMPRIMES SUR EPOXY D'APRES VOS «MYLAR»

simple et double face

FACE AVANT GRAVEES
sur Scotch Call autocollants
D'après dessins ou «Mylar»
Nous consulter

SUPPORTS C.I.

8 br 1,70	22 br 3,00
14 br 2,10	24 br 3,40
16 br 2,30	28 br 4,50
20 br 3,00	40 br 7,00

2N

1613	3,00	3053-	
1711	3,50	3906	4,50
1893	3,50	3054	7,00
2218	3,00	3390	4,00
2219	3,00	4037-	
2222	3,00	5400-	
2904	3,00	5401	5,00
2905	6,00	4416	18,00
2906	3,00	5629	66,00
2907	3,00	5631	89,00
3055	8,00	6029	74,00
3819	6,00	6031	75,00
2646	9,00	6051	45,00
2369	3,50	6052	52,00
2926	3,50	6059	47,00
		6658	
		MOS	65,00

SEMI-CONDUCTEURS BD

115*	11,00	132*	13,00
131*	10,50	135*	4,00
136*	4,50	263/	
137*	5,00	681	11,00
138*	5,00	266/	
139*	6,00	646	14,00
140*	6,30	266 A/	
202*	11,00	648	14,00
203*	11,00	266 B/	
204*	12,00	650*	16,00
226	7,00	267 A/	
230*	8,80	647	15,00
231*	8,50	267/	
232*	12,00	649*	15,00
233*	7,00	433*	8,00
234*	7,00	434*	9,00
235*	7,00	435*	9,00
236*	7,50	436*	9,00
237*	8,00	437*	9,00
238*	8,00	438*	10,00
239	6,50	651	14,50
240	6,50	652*	16,00
241	8,00	677*	8,50
242	8,00	679*	9,50
243	8,00	680*	10,50
244	8,00	682/	
262/		262B	11,50
678	10,00	684*	12,00

• DIODES •

AA 119 1,50
AA 143 5,20
BA 157 2,00
BA 158 2,20
BA 159 2,50
BA 243 1,50
BA 244 2,60
BAX 13 0,60
BAX 16 1,40
BAX 12 1,40

TANTALE «GOUTTE» 1er CHOIX
De 0,1 à 47 µF
Toutes tensions de 2 à 12 F
Regul posi et néga. réglable de 1,2 à 37 V
0,5 A 11,00
1,5 A 16,00

AFFICHEURS
LC513031 178,00
HA1183 20,00
DIS1306 .....
SIOV 8,00
Pot ferrite Siemens
B65 23,00
ICM7217 150,00
ULN2003 10,00
TL497 12,00
AD590 48,00
Relai 6 V ou 12 V
2RT 40,00
6N135 48,00
TL489 6,00
TL496 7,00

PANNEAUX SOLAIRES

3 W, 15 V ..... 880 F
6 W, 12 V ..... 1590 F
10 W, 12 V ..... 2000 F
23 W, 12 V ..... 4730 F
40 W, 12 V ..... 6800 F
REGULATEUR DE CHARGE
de 3 à 10 W ..... 240 F
REGULATEUR DE CHARGE
jusqu'à 40 W ..... 360 F
Doc. sur demande contre 4 F en timbre

Dépositaire des COFFRETS ESM

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF REGION PARISIENNE

TRANSFO TORIQUES
« METALIMPHY »
Qualité professionnelle
Primaire : 2 x 110 V

15 VA. Sec. 2 x 9, 2 x 12, 2 x 15, 2 x 18 V ..... 155 F
22 VA. Sec. 2 x 9, 2 x 12, 2 x 15, 2 x 18, 2 x 22 V ..... 160 F
33 VA. Sec. 2 x 9, 2 x 12, 2 x 15, 2 x 18, 2 x 22 V ..... 168 F
47 VA. Sec. 2 x 9, 2 x 12, 2 x 15, 2 x 18, 2 x 22 V ..... 183 F
68 VA. Sec. 2 x 9, 2 x 12, 2 x 15, 2 x 18, 2 x 22, 2 x 27 V ..... 198 F
100 VA. Sec. 2 x 9, 2 x 12, 2 x 18, 2 x 22, 2 x 27, 2 x 30 V ..... 229 F
150 VA. Sec. 2 x 12, 2 x 18, 2 x 22, 2 x 27, 2 x 33 V ..... 249 F
220 VA. Sec. 2 x 12, 2 x 24, 2 x 30, 2 x 36 V ..... 302 F
330 VA. Sec. 2 x 24, 2 x 33, 2 x 43 V ..... 365 F
470 VA. Sec. 2 x 36, 2 x 43 V ..... 442 F
680 VA. Sec. 2 x 43, 2 x 51 V ..... 579 F

RP 11-82

Pour la navigation de plaisance : un speedomètre à affichage digital

Avec cette réalisation nous avons voulu aborder le domaine de la précision dans la mesure de vitesse d'un bateau. Cette précision est nécessaire pour qui veut tirer le maximum de son bateau en course, mais aussi pour le nouvel adepte de la navigation qui pourra ainsi se rendre compte de l'importance du réglage des voiles dans la marche de son voilier.

Il va sans dire que ce speedomètre pourra bien sûr être utilisé sur les bateaux à moteurs puisque son échelle va jusqu'à... 99,9 nœuds avec une précision de 0,1 nœud !

Étude théorique

On se reportera au schéma synoptique de la **figure 1**.

Les signaux issus du capteur sont de forme sinusoïdale, leur amplitude et leur fréquence étant d'autant plus élevées que les aubes tournent rapidement. Ceci est dû au fait que le capteur est composé de 4 pales sur chacune desquelles est fixée un petit aimant. Le passage de ces aimants devant un bobinage noyé dans le corps du capteur induit dans ce bobinage une tension alternative dont l'amplitude est porpotionnelle à la vitesse de variation du champ magnétique créé par l'aimant. Si l'hélice tourne lentement, l'amplitude de cette tension est de l'ordre de 50 mV crête à crête, soit 25 mv positif, pour atteindre 500 mv crête à crête si l'hélice tourne rapidement. Un étage d'amplification est donc nécessaire pour remonter ces signaux, surtout les plus faibles à un niveau de tension suffisant pour leur permettre d'attaquer des circuits logiques de comptage. Cette amplification sera élevée de façon à transformer les sinusoïdes en pseudo-signaux rectangulaires par écrêtage au maximum des demi-ondes supérieures. Malgré cette première mise en forme des signaux, ceux-ci n'ont pas encore des temps de montée et de descente suffisamment courts ni surtout des largeurs constantes pour attaquer le circuit de comptage. Aussi, après amplification et passage par une « Porte » dont nous reparlerons plus loin, les signaux vont cette fois

être transformés en signaux « propres » au moyen d'un monostable. A la sortie de ce dernier, nous aurons des signaux vraiment rectangulaires, à flancs raides et de largeur constante aptes à attaquer le circuit de comptage.

Le circuit de comptage est assez compliqué par le fait qu'en plus de compter les impulsions, il pilote les afficheurs, ce qui nécessite une mémoire interne qu'il faudra adresser correctement. Pour faire fonctionner ce compteur, il nous faut donc une

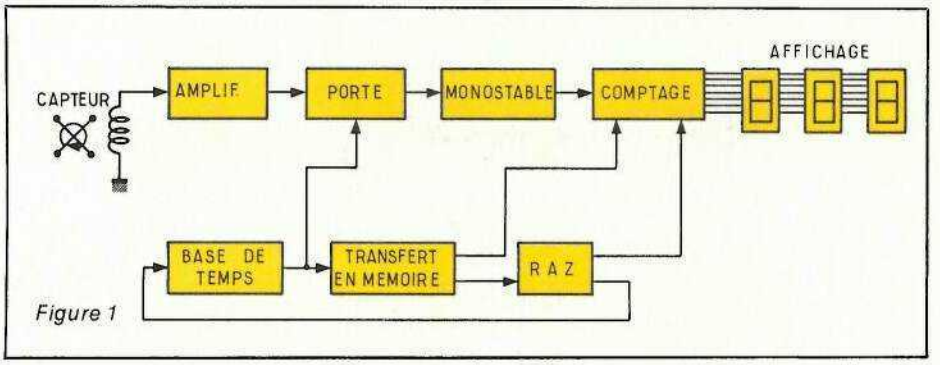


Figure 1

base de temps, une commande de transfert en mémoire des impulsions comptées, et une remise à zéro, le tout parfaitement synchronisée. Pour cela, chaque opération est déclenchée par la fin de la précédente : la fin de la période de base de temps déclenche une impulsion de transfert en mémoire, la fin de l'impulsion de transfert en mémoire déclenche une remise à zéro, et la fin de l'impulsion de RAZ redémarre la base de temps. L'ensemble est donc entièrement rebouclé et permet ainsi une synchronisation parfaite que n'auraient pas trois oscillateurs séparés pouvant avoir des dérives de temps incompatibles avec cette utilisation. Dans notre cas un seul réglage, celui de la base de temps, conditionne tous les autres. La base de temps en plus de la nécessité de créer les impulsions de transfert en mémoire doit, et c'est sa fonction primordiale assurer l'ouverture de la porte qui fait suite à l'ampli d'entrée. Cette porte ne doit en effet être ouverte que pendant un temps déterminé, pendant lequel les signaux issus de l'ampli d'entrée son transmis au circuit de comptage. L'ordre des opérations est donc en définitive le suivant : démarrage de la base de temps au bout du temps T préprogrammé, avec fermeture de la porte, envoi d'une impulsion de transfert en mémoire des impulsions comptées pendant l'ouverture de la porte, puis remise à zéro du comptage en conservant néanmoins l'affichage de la valeur précédente, et redémarrage de la base de temps et donc d'un nouveau cycle de comptage.

L'affichage est réalisé par des afficheurs LED classiques mais son originalité réside dans le fait que c'est le circuit de comptage qui pilote directement les afficheurs suivant le principe du multiplexage. Le nombre de circuits intégrés est ainsi limité au maximum et la consommation en courant s'en trouve aussi diminuée.

Etude de fonctionnement

Ce paragraphe fait référence au schéma de principe de la **figure 2**.

L'ampli d'entrée (T_1 - T_2)

Les signaux issus du capteur électromagnétique étant de très faible amplitude necessitent une amplification très importante pour pouvoir piloter des circuits intégrés. Ce rôle est confié aux transistors T_1 et T_2 qui doivent présenter un gain élevé. L'entrée sur le transistor T_1 se fait par le condensateur de liaison C_2 isolant le capteur de la tension continue présente sur la base de T_1. Le condensateur C_1 sert à la réjection des signaux de fréquence élevée et des parasites détectés par le capteur. La base de T_1 est polarisée par les résistances R_1, R_2 tandis que la charge de collecteur est réalisée au moyen de R_3. La base du transistor T_2 est directement reliée au collecteur de T_1 tandis que son collecteur est chargé par la résistance R_4 et le condensateur C_3. Ce condensateur permet d'éliminer les parasites de commutation qui prennent naissance lors de l'amplification. Ces transitoires ce commutation doivent être rigoureusement éliminés car sinon ils seront comptés comme impulsions normales et la vitesse affichée sera plus importante que la vitesse réelle sans compter qu'en plus l'affichage ne sera pas stable. L'ensemble T_1, T_2 constitue un amplificateur à gain très élevé car étant le produit des gains respectifs des deux transistors. Les signaux issus du capteur étant de forme sinusoïdale et de faible amplitude, on retrouve sur le collecteur de T_2 les demi sinusoïdes positives tellement amplifiées qu'elles sont très largement écrêtées et ressemblent presque à des signaux rectangulaires.

La porte N_1

Cette porte n'est autre qu'une porte NOR classique qui joue réellement ici son rôle de porte. En effet, elle reçoit sur son entrée 6 les signaux issus du collecteur de T_2, et ces signaux ne seront transmis à la sortie 4, donc traverseront la porte que si celle-ci est ouverte. Cette ou-

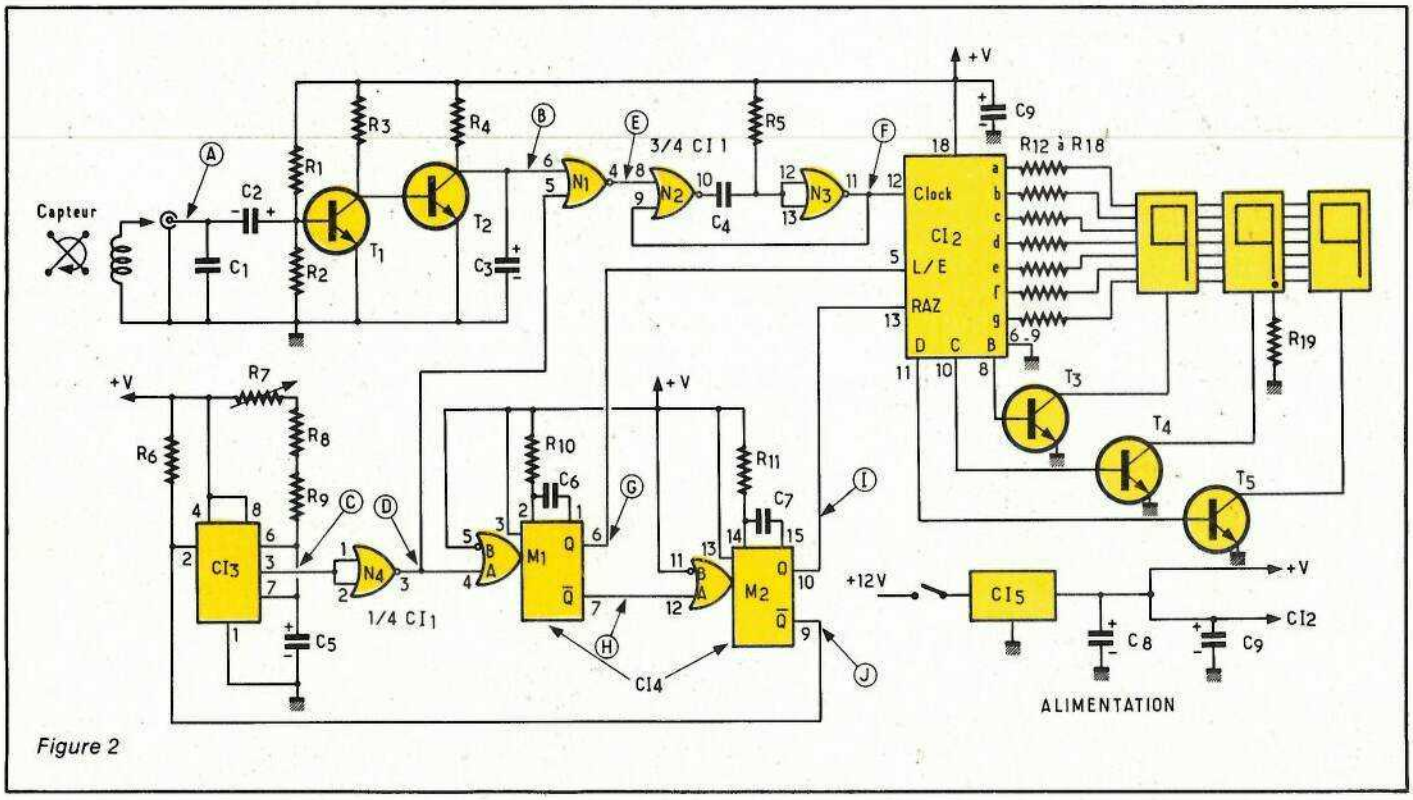


Figure 2

verture ne peut se faire que si la base de temps en donne l'autorisation au moyen de l'entrée 5 de N_1. Il suffit donc que la base de temps donne un signal de niveau bas pour que les signaux transistent à travers N_1 de 6 vers 4. Lorsque la base de temps repassera à l'état haut, les signaux ne seront plus transmis.

Le monostable N_2 - N_3:

Les signaux issus de T_2 et qui transitent par la porte étant consititués de demi-sinusoïdes écrêtés dont la largeur n'est pas constante (car elle varie avec la vitesse de rotation du capteur), vont nécessiter une mise en forme pour le comptage, c'est-à-dire créneaux de largeur constante et à faible temps de montée et de descente. Ce rôle est confié à un monostable simple, bâti autour de deux autres portes NOR, N_2 et N_3. R_5 et C_4 déterminent la largeur d'impulsion du monostable qui est ici d'environ 500 ns ($T \cong 0,7\ R_5\ C_4$).

La base de temps CI_3

La base de temps est construite simplement autour d'un 555. La temporisation ou période de la base de temps est fonction de l'ensemble $R_7 + R_8 + R_9$ et C_5. $R_7 + R_8 + R_9$ ne constitue du point de vue théorique qu'une seule résistance mais qui a été fractionnée en trois dont une ajustable pour pouvoir régler très précisément la période de la base de temps. Cette période est de 1,28 secondes pour pouvoir afficher 0,1 nœud ou autrement dit, si une seule impulsion arrive au compteur pendant l'ouverture de la porte N_1 commandée par la base de temps qui est de 1,28 seconde, l'affichage indiquera 0,1 nœud. Le condensateur C_5 sera de préférence au tantale pour minimiser les dérives dans le temps. L'entrée 2 du CI_3 sert au déclenchement de la base de temps par les impulsions issues du circuit de RAZ. Il est à noter qu'à la mise sous tension la base de temps démarre d'elle-même, heureusement pour nous, car il n'y a alors aucune impulsion de démarrage issue du circuit de RAZ. C'est ici un avantage du 555 alors que dans bien d'autres montages, c'est souvent un inconvénient de ce même circuit intégré.

La porte non encore utilisée de CI_1, N_4, est disposée en sortie de CI_3 pour inverser les signaux de la base de temps de façon à attaquer à la fois la porte N_1 de CI_1 et l'entrée 4 de CI_4 qui est le circuit de commande de transfert en mémoire.

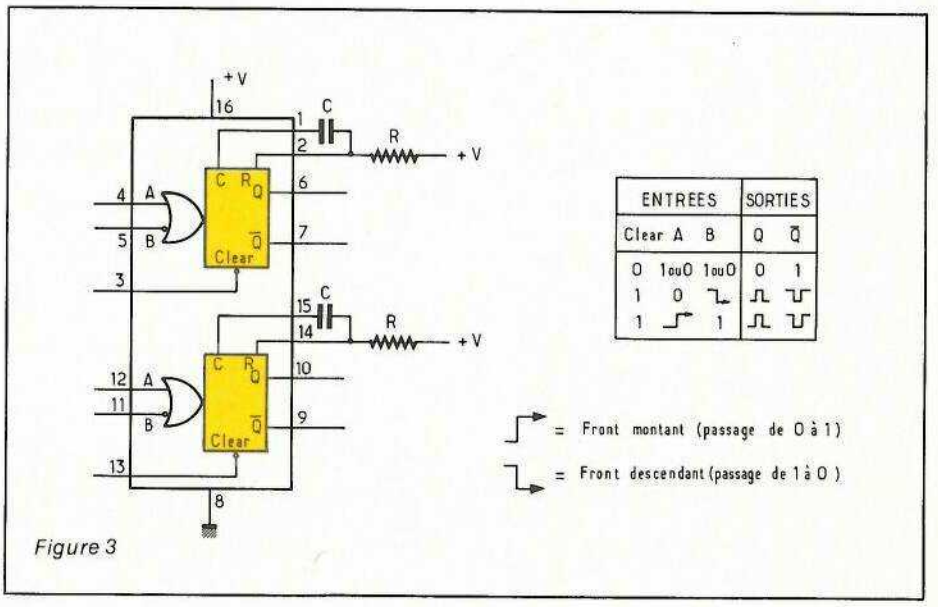


Figure 3

Le circuit de transfert en mémoire (Latch enable) M_1

Il utilise une moitié du circuit intégré CI_4 qui est un double monostable très pratique puisqu'il peut-être déclenché soit par un front montant, soit par un front descendant, il suffit pour cela de choisir son entrée, l'autre devant être reliée au + alimentation. Les signaux de sortie sont disponibles en même temps en niveau haut et en niveau bas sur deux sorties distinctes ce qui permet de piloter n'importe quel autre circuit intégré, voir la table de vérité du 4528 sur la **figure 3**. Les seuls composants extérieurs nécessaires sont une résistance R_{10} et un condensateur C_6 permettant de déterminer la largeur de l'impulsion de sortie suivant la formule $T = 0,33\ R \times C$ (T en ns avec R en k Ω et C en nf). Avec les valeurs choisies dans notre montage cela nous donne une largeur de 400 ns environ. La sortie en niveau haut (broche 6) va piloter CI_2 de façon à assurer le transfert en mémoire des impulsions comptées pendant l'ouverture de la porte N_1. La sortie en niveau bas (broche 7) est utilisée pour commander le second monostable de CI_4 qui est le circuit de remise à zéro (RAZ) du compteur.

Le circuit de RAZ (M_2)

Etant donné que nous avons utilisé la sortie à l'état bas de M_1, nous allons entrer sur l'entrée à front montant du second monostable du CI_4 de façon à assurer un décalage de temps entre les impulsions de transfert en mémoire et de RAZ. Se reporter aux chronogrammes de la **figure 4**.

Ce second monostable est identique au premier et les valeurs de R_{11} et C_{17} seront les mêmes. Par contre la sortie à l'état bas (broche 9) est rebouclée sur l'entrée de déclenchement de CI_3 de façon à redémarrer la base de temps en même temps que l'impulsion de remise à zéro du compteur.

Le circuit de comptage et d'affichage CI_2

Le comptage et le pilotage des afficheurs sont réalisés par le circuit intégré CI_2 qui n'est autre qu'un 74 C 928, circuit CMOS assez connu. Il permet normalement de commander quatre afficheurs mais nous n'en utiliserons que trois car nous ne nous voyons pas dépasser les 99,9 nœuds !... Le fait d'utiliser un seul circuit intégré pour commander 3 afficheurs nous permet un gain de place appréciable et aussi un prix de revient intéressant.

L'affichage utilise à cet effet la technique du multiplexage qui oblige à relier tous les segments de même fonction de tous les afficheurs entre eux. La liaison des segments au circuit intégré n'est fait que par une résistance de limitation d'intensité pour chaque groupe de segments. Nous n'aurons donc besoin que de 7 résistances au lieu de 21 dans un affichage classique. Chaque afficheur sera en plus relié au circuit intégré par un transistor

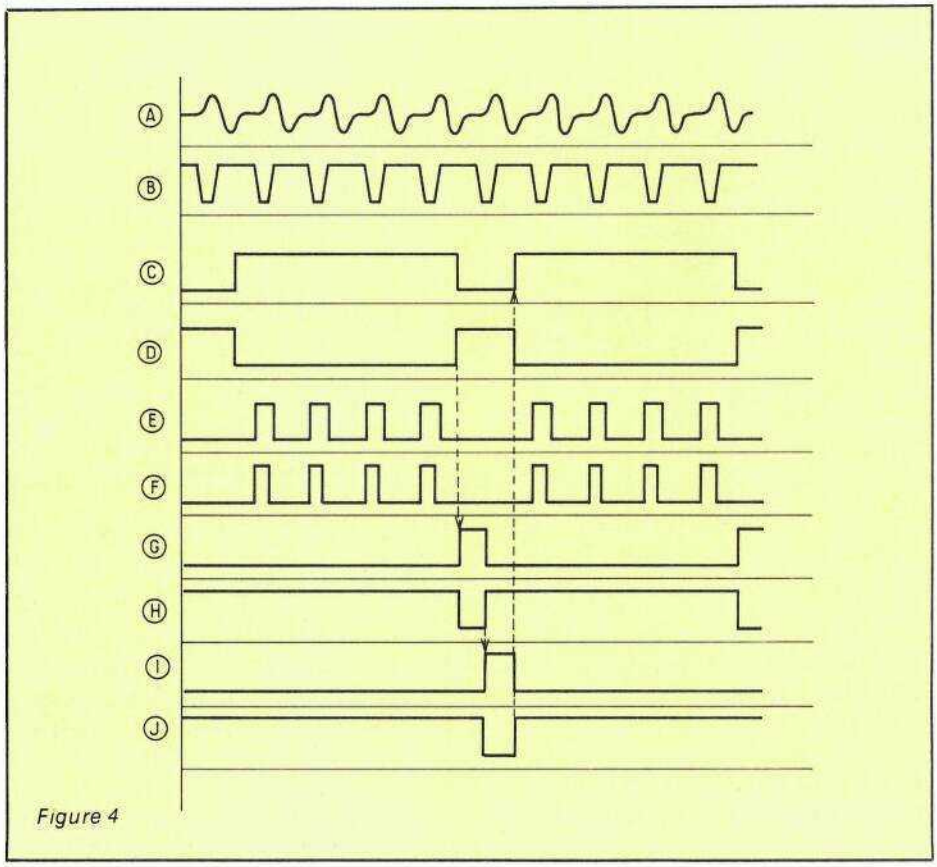


Figure 4

qui sélectionne le digit à allumer suivant le chiffre à afficher. Les commutations se font très rapidement, à une fréquence de 1 kHz si bien que l'œil ne distingue rien. Sur le deuxième afficheur le point décimal sera allumé en permanence au moyen d'une résistance R_{19} reliée à la masse.

Les entrées du 74 C 928 sont au nombre de 3, une pour l'entrée d'horloge (clock-broche 12), une pour la transfert en mémoire (Latch-enable broche 5) et une pour la remise à zéro (RAZ broche 13). Toutes ces entrées sont utilisées dans notre réalisation comme nous venons de le voir.

Nous avons maintenant terminé l'étude théorique destinée à mieux faire comprendre le fonctionnement de cet appareil. Nous allons pouvoir passer à la réalisation pratique.

Réalisation pratique

La réalisation des circuits imprimés demande un peu de soin car les pistes sont très serrées, surtout celles de la carte d'affichage. Pour des raisons d'encombrement, nous avons en effet séparé les circuits imprimés en deux cartes, une pour la base de temps et les circuits annexes du comptage (**figures 5, 6**), l'autre pour le comptage et l'affichage (**figures 7, 8, 9**). Il en résulte une réalisation compacte habillée par un coffret MMP permettant un accès facile à tous les composants. Les deux cartes imprimées sont reliées entre elles par des fils de câblage ordinaires. Il faut noter que sur la carte d'affichage, les transistors T_3, T_4 et T_5 sont soudés côté pistes cuivrées ainsi que le condensateur C_9 qui améliore le filtrage à l'entrée alimentation du circuit intégré de comptage. Le circuit intégré d'alimentation est équipé d'un radiateur découpé dans de la tôle d'aluminium, ce radiateur est indispensable, vu la consommation en courant de l'appareil. On prendra bien soin à ce que ce qu'il ne vienne toucher la patte d'un des composants.

Les cartes imprimées sont fixées sur les faces avant et arrière par des entretoises collées.

La face avant reçoit aussi l'interrupteur de mise en marche et un cache en rhodoïd rouge derrière lequel apparaissent les chiffres de l'afficheur. Enfin un pare-soleil améliore la lisiblité en plein jour. Ce pare-soleil est tout simplement un mor-

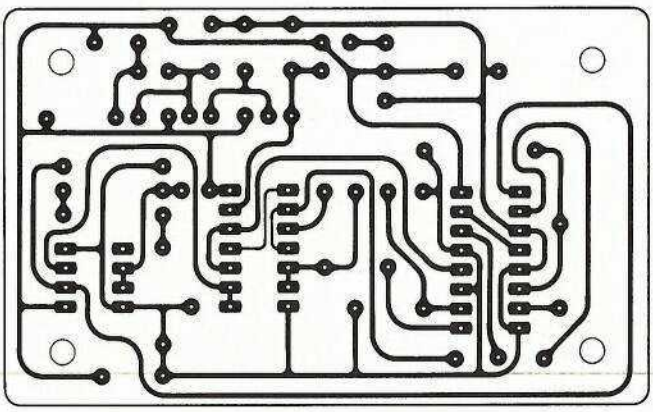


Figure 5

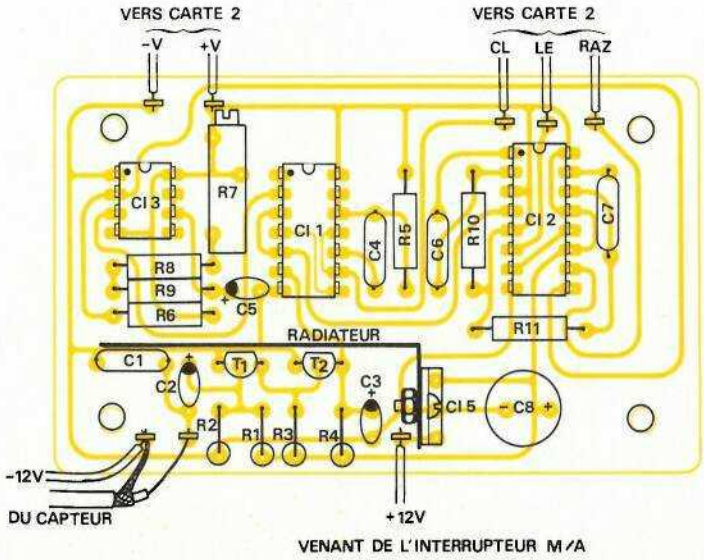


Figure 6

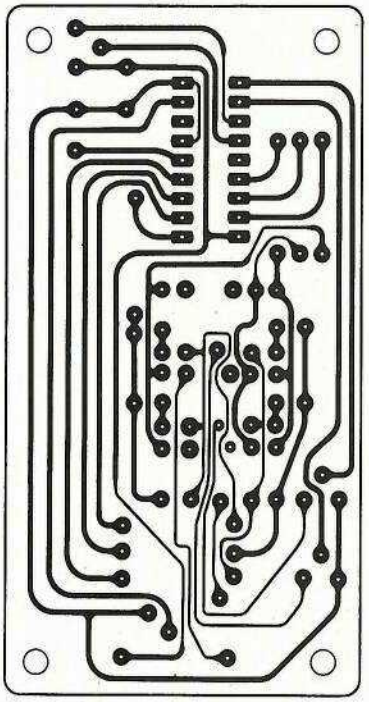


Figure 7

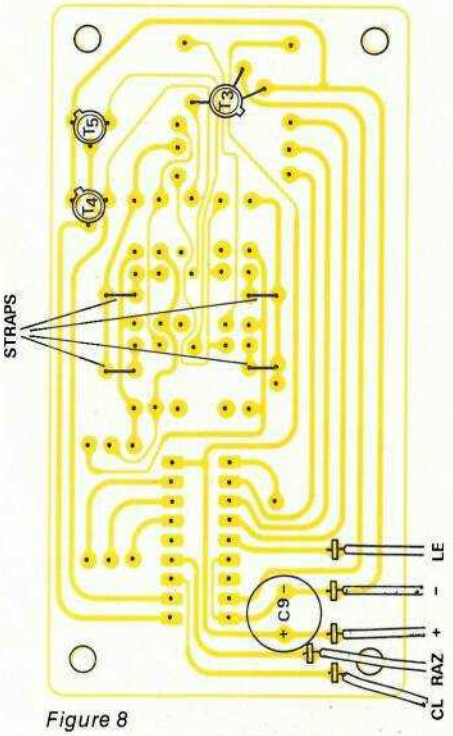


Figure 8

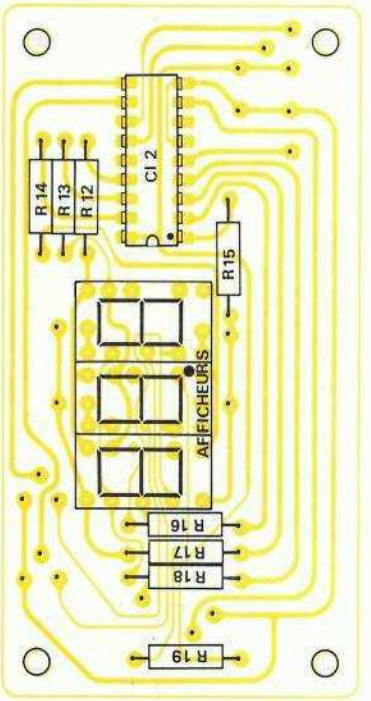
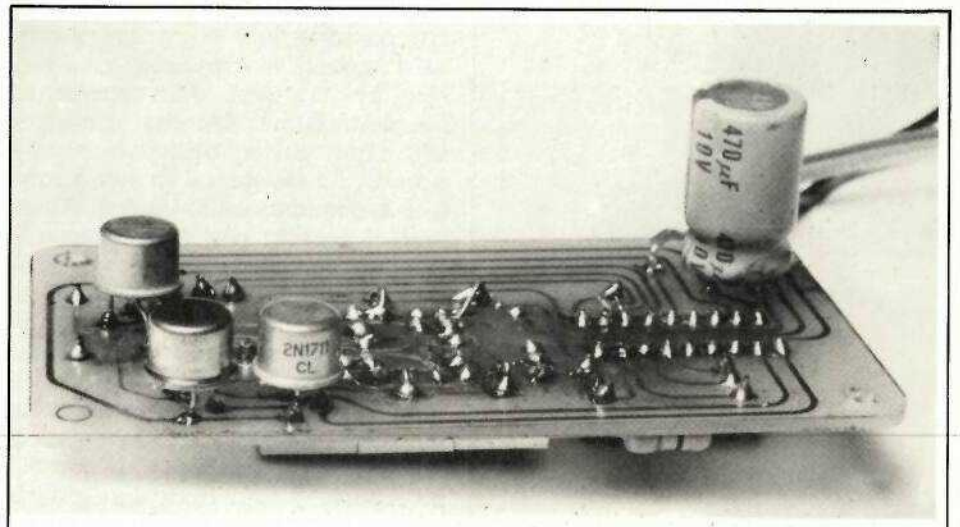
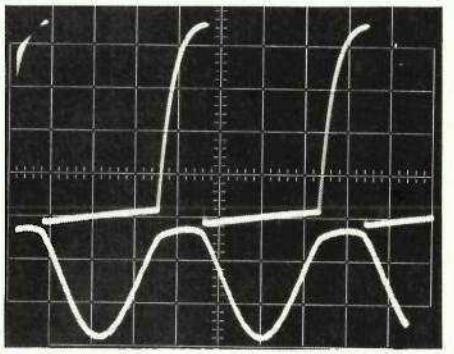


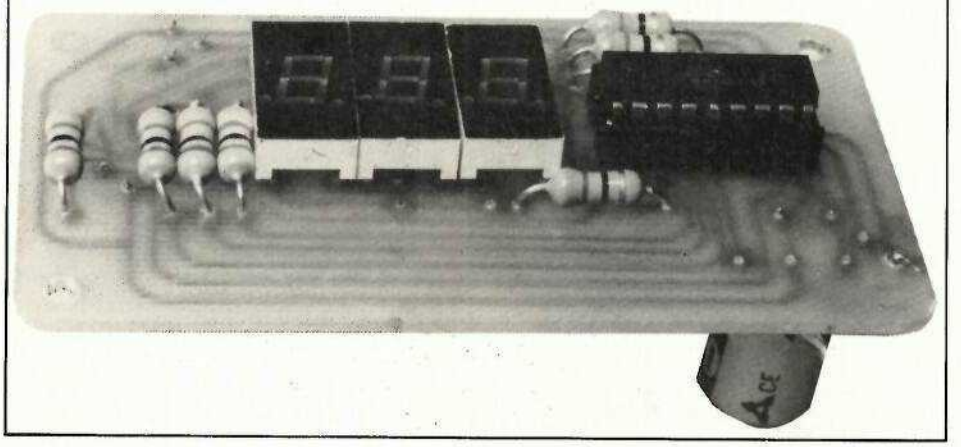
Figure 9

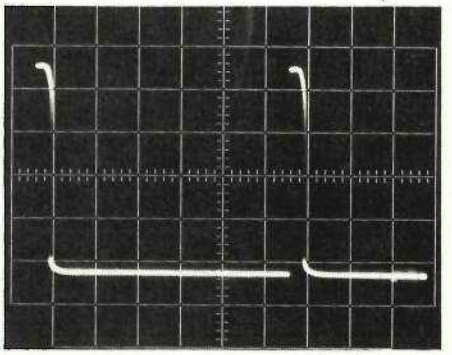




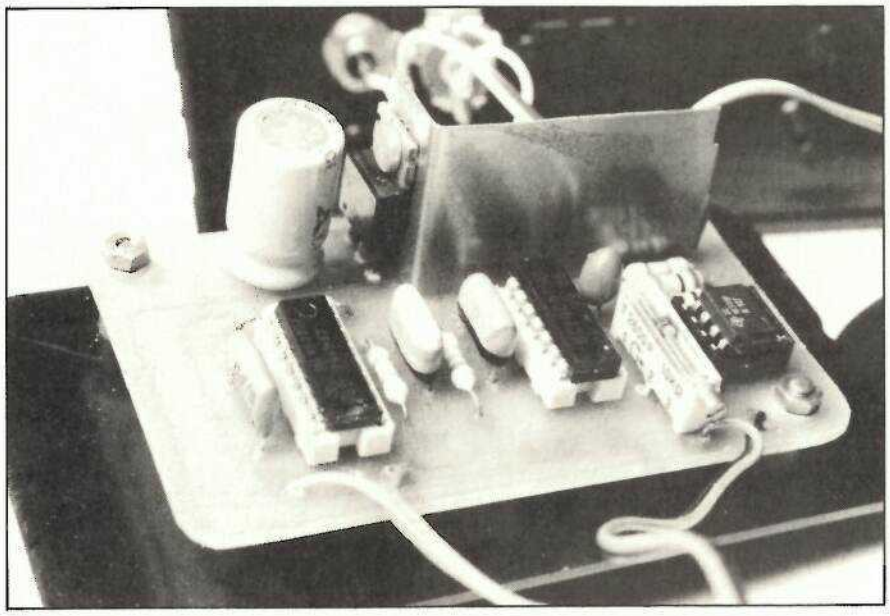
En haut :
— aspect du signal sur le collecteur de T2.

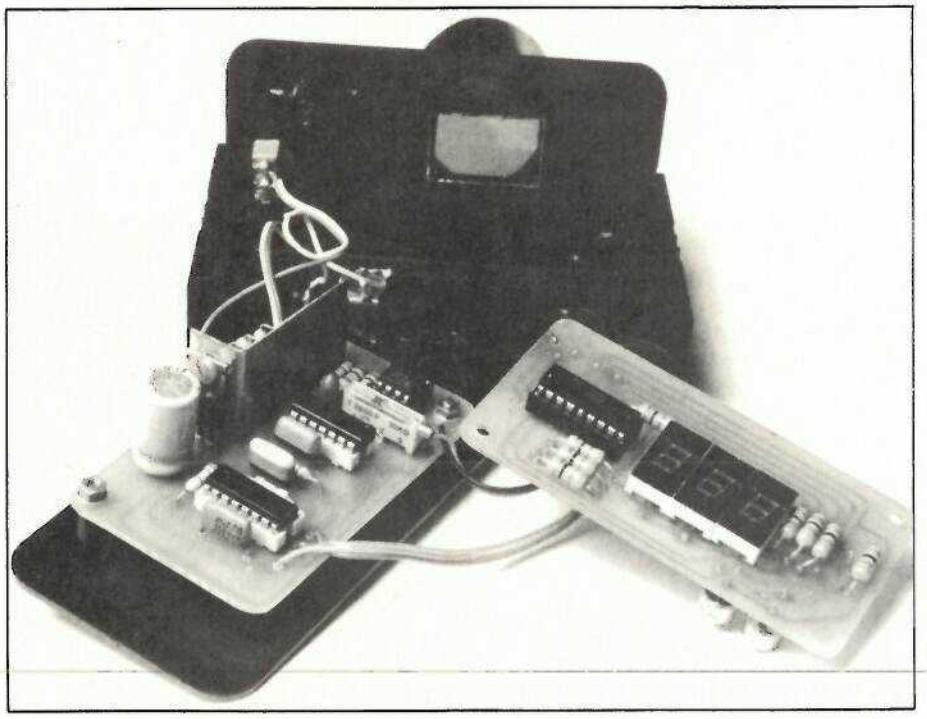
En bas :
— signal d'entrée.

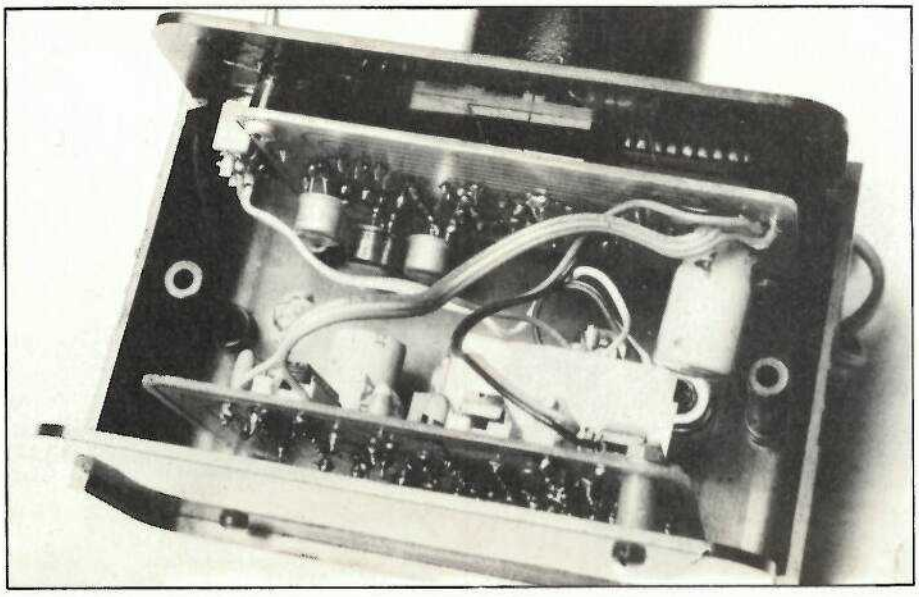




Impulsions à la sortie du monostable.







ceau de tube en PVC utilisé en sanitaire, découpé en biseau et peint en noir (diamètre extérieur 40 mm).

Sur la demi-coquille inférieure du boîtier, deux prises permettent l'alimentation de l'appareil et le raccordement au capteur. Ces deux prises devront être de conceptions différentes pour éviter d'envoyer de + alimentation sur l'entrée capteur et inversement.

Le capteur devra être acheté, car il est impensable de vouloir le fabriquer soi-même. Rappelons qu'il doit traverser la coque du bateau au moyen d'un « passe-coque » et que l'ensemble doit être étanche. Le capteur qui est de marque « Plastimo » peut être acheté (ainsi que le passe-coque) dans tous les magasins d'accastillage ; c'est une pièce très courante, relativement chère (200 à 300 F) mais dont on ne peut se passer.

L'étalonnage

Il y a deux manières d'étalonner le speedomètre. Si on a acheté ou que l'on possède déjà le capteur, il suffit de l'approcher, appareil sous tension évidemment, d'un trasnfo en fonctionnement. On doit alors lire une indication approchant 6,4 nœuds. La résistance R_7 sert à caler très exactement cette valeur. Attention, il ne faut pas approcher trop près le capteur du transfo au risque de le saturer. Il faut commencer assez loin et l'approcher doucement du transfo jusqu'à ce que sa valeur lue soit proche de 6,4 nœuds (entre 6,1 et 6,7 nœuds au moins). Si le capteur est approché trop près on peut alors lire une valeur double car le capteur se sature. Il faut donc lors du réglage, déjà lire une valeur dans les 6 nœuds. Si cette valeur si situait en dessous de 6 nœuds (dans les 5 nœuds) ou vers 7 nœuds et que la résistance R_5 est en butée, il faudrait alors diminuer ou augmenter la valeur de R_8 ou R_9. Cela dépend du 555 utilisé. Une fois la résistance R_5 réglée pour lire 6,4 nœuds, un point de peinture sur la vis de réglage immobilise cette dernière et évite un déréglage toujours possible par vibrations.

Si on ne dispose pas encore du capteur, il est toujours possible d'étalonner le speedomètre en utilisant un barreau de ferrite comportant un enroulement PO, utilisé dans les postes de radio à transistors. Il suffit de relier les deux extrémités de l'enrou-

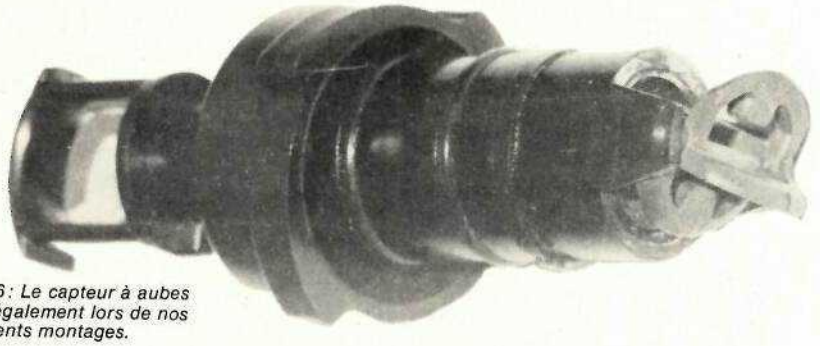
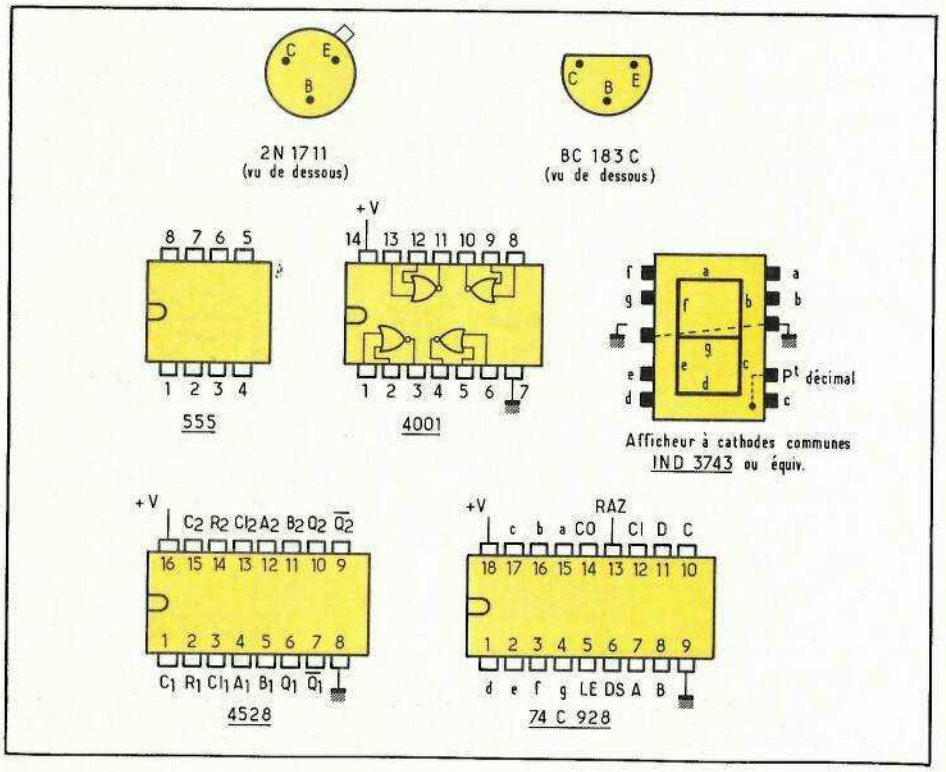


Photo 6 : Le capteur à aubes utilisé également lors de nos précédents montages.



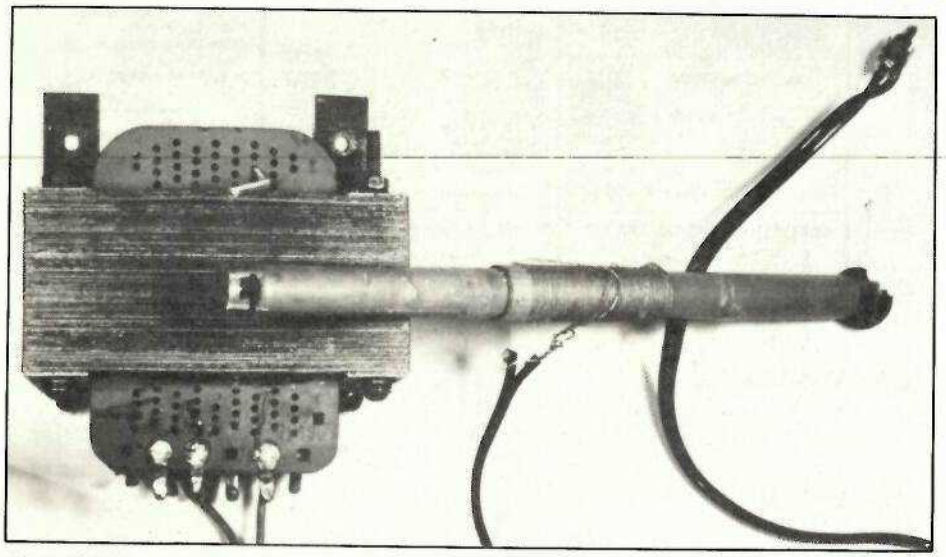


Photo 7 : Etalonnage à partir d'un transfo et d'un cadre ferrite pour petites ondes.

lement le plus long à l'entrée capteur (un fil à la masse, l'autre à l'entrée) et de mettre cette fois le barreau de ferrite et son enroulement directement sur les tôles du transfo (la sensibilité est beaucoup moindre). On règle alors de la même manière la résistance R_5 pour lire 6,4 nœuds.

L'appareil est désormais prêt à être utilisé et nous esperons qu'ils se montrera très utile pour vous permettre d'apprécier les joies de la navigation de croisière ou de régate pour lesquelles il a été particulièrement conçu.

C. LE MOIGNE

Nomenclature

Résistances

5 %, 0,5 W
R_1 : 100 kΩ
R_2 : 22 kΩ
R_3 : 1,2 kΩ
R_4 : 1,2 kΩ
R_5 : 22 kΩ
R_6 : 27 kΩ
R_7 : 10 kΩ ajustable
R_8 : 100 kK Ω
R_9 : 100 kΩ
R_{10} : 27 kΩ
R_{11} : 27 kΩ
R_{12} à R_{19} : 47Ω

Condensateurs

C_1 : 4,7 nF céramique
C_2 : 22 µF 16 V tantale goutte
C_3 : 1,5 µF 16 V tantale goutte
C_4 : 33 nF céramique
C_5 : 10 nF 16 V tantale goutte
C_6 : 47 nF céramique
C_7 : 47 nF céramique
C_8 : 470 µF 10 V chimique
C_9 : 470 µF 10 V chimique

Transistors

T_1 : BC 183 C ou équivalent
T_2 : BC 183 C ou équivalent
T_3 : 2 N 1711 ou équivalent
T_4 : 2 N 1711 ou équivalent
T_5 : 2 N 1711 ou équivalent

Circuits intégrés

CI_1 : 4001
CI_2 : 74 C 928
CI_3 : 555
CI_4 : 4528
CI_5 : LM 340 T5 régulateur 5 V 1,5 A

Autres semi-conducteurs

3 afficheurs CC genre IND 3743 ou équivalent du point de vue brochage.

Divers

1 coffret MMP 115×75×65
1 interrupteur miniature
2 prises de tableau différentes
1 morceau de plexiglass rouge 3×3 cm
1 morceau de tube en PVC de Ø 40 mm longueur 40 mm environ.
1 plaque de verre époxy de 85×50 mm
1 plaque de verre époxy de 90×47 mm
4 supports de circuits intégrés
1 capteur à 4 pales marque Plastimo.

Manipulations sur les transistors

Les premières manipulations que nous proposons sur les transistors, concernent, d'abord, les diverses méthodes de polarisation, c'est-à-dire les différentes façons d'imposer le point moyen de fonctionnement, en l'absence de signaux alternatifs sur l'entrée.

Elles seront complétées par des mesures du gain en courant et, de la résistance d'entrée.

I — Nécessité d'une polarisation continue

Dans ses utilisations en régime linéaire, le transistor, attaqué sur son entrée par un signal alternatif, a pour tâche de le restituer sur sa sortie, avec amplification de tension et (ou) de puissance, mais sans déformations.

Nous nous limitons toujours, pour l'instant au cas du montage en émetteur commun, pour lequel la charge, supposée purement résistive, est placée dans le collecteur (**figure 1**).

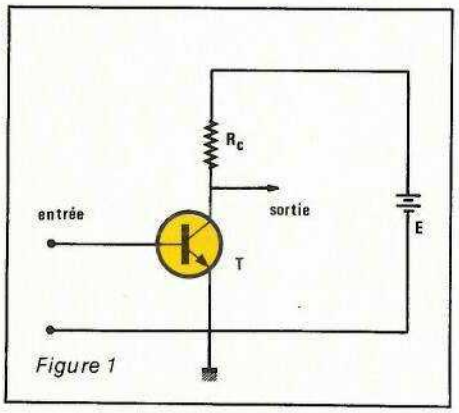


Figure 1

La référence commune étant ici l'émetteur (d'où l'expression « émetteur commun »), on applique le signal d'entrée entre base et émetteur, et on recueille la sortie entre collecteur et émetteur.

La présence de la charge R_C impose une relation entre la tension continue d'alimentation E, la différence de potentiel collecteur — émetteur V_{CE}, et le courant de collecteur I_C. Par simple application de la loi d'Ohm, on trouve :

$$E = V_{CE} + R_C I_C$$

Dans le système d'axes de coordonnées du réseau de caractéristiques du premier quadrant, cette équation est celle d'une droite, dite **droite de charge**, que nous avons tracée sur la **figure 2**.

Pour chaque valeur de I_B, le point de fonctionnement se situe évidemment sur la caractéristique correspondante. Comme il se trouve, aussi, sur la droite de charge, il est déterminé par l'intersection de ces deux courbes. Ainsi, pour $I_B = I_{BO}$, c'est le point M_O.

Appliquer un signal d'entrée, que nous supposerons sinusoïdal, revient à faire varier I_B sinusoïdalement autour de sa valeur moyenne I_{BO}. A chaque valeur de I_B correspond alors une caractéristique, et le point de fonctionnement M se déplace, sur la droite de charge, de part et d'autre de M_O. Ces déplacements entraînent des variations de I_C et de V_{CE}. Pour que ces dernières reproduisent fidèlement les signaux de commande, il importe que M n'atteigne, sur la droite de charge, ni le point A, ni le point B. L'excursion maximale sans déformations, implique alors de choisir le point de repos sensiblement au milieu du segment A_B.

II — Polarisation par une résistance de base

L'intensité de collecteur I_C dépend biunivoquement, et quasi proportionnellement, de l'intensité de base I_B. Pour imposer la valeur moyenne I_{CO} de I_C, il suffit donc d'imposer I_{BO}. A cet effet, on utilise, parfois, le montage de la **figure 3**.

Dans ce circuit, la résistance R_B, soumise à la différence de potentiel :

$$V = E - V_{BE}$$

est donc traversée par le courant :

$$I_B = \frac{E - V_{BE}}{R_B}$$

Or, les variations de V_{BE} restent toujours très faibles (au maximum quelques centaines de millivolts) ; on peut considérer V_{BE} comme fixe, et voisin de 600 mV dans le cas des transistors au silicium (300 mV pour le germanium). Une fois choisi le courant de repos I_{CO}, on peut donc, connaissant le gain en courant β du transistor, calculer R_B :

$$R_B = \frac{E - V_{BE}}{I_{BO}} = \beta \frac{E - V_{BE}}{I_{CO}}$$

II — Les méfaits du bêta !

Nous proposons au lecteur de réaliser le montage très simple de la **figure 4**, en utilisant un transistor courant de petite puissance, par exemple un 2N2222. L'ensemble sera ali-

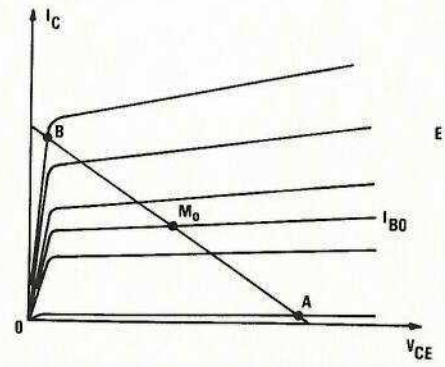


Figure 2

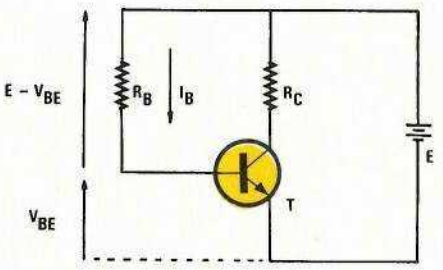


Figure 3

menté, par exemple, sous une tension E = 9 volts, et on prendra une résistance de charge R_C de 2,2 k Ω. Pour caler le point de fonctionnement au milieu de la droite de

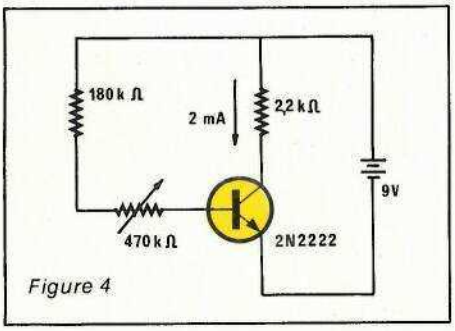


Figure 4

charge, soit V_{CE} = 4,5 volts, il faut un courant de repos, au collecteur :

$$I_C = \frac{4{,}5\ V}{2{,}2\ k\Omega} \# 2\ mA$$

Pour déterminer maintenant R_B, donc I_B, il convient de connaître le gain en courant du transistor utilisé. Or, ce paramètre est affligé, d'un échantillon à l'autre d'un même type de transistor, d'une importante dispersion. Ainsi, pour le 2N2222, les catalogues donnent :

$$50 \leq \beta \leq 150$$

pour une intensité de collecteur de 2 mA. On ne peut donc qu'encadrer la valeur de R_B :

$$210\ k\Omega \leq R_B \leq 630\ k\Omega$$

Pratiquement, à moins de mesurer d'abord β pour le transistor utilisé, on remplacera R_B par l'association d'une résistance fixe de 180 kΩ, et d'une ajustable de 470 kΩ, comme le montre la figure 4.

Pour le réglage de l'ajustable, on mesurera soit l'intensité I_C (ce qui n'est guère commode), soit la différence de potentiel V_{CE}, afin de l'amener à 4,5 volts.

III — Influence de la température

Non seulement le gain en courant varie avec chaque échantillon d'un transistor de type donné, mais, en plus, il dépend de la température. On pourra s'en rendre compte aisément sur le circuit de la figure 4, en approchant du transistor la panne d'un fer à souder, ou l'extrêmité incandescente d'une cigarette. La tension V_{CE} diminue, ce qui traduit une augmentation de I_C, due elle-même à un accroissement de β.

Pour ces raisons, la méthode de polarisation par résistance de base se révèle mauvaise. On ne peut la tolérer que dans des étages travaillant à très faible niveau de signal, et où les petits déplacements du point de fonctionnement limitent les risques d'écrêtage.

IV — Polarisation par pont de base et résistance d'émetteur

Considérons, maintenant, le circuit de la **figure 5**. Le pont des résistances R_1 et R_2 fixe, cette fois, le **potentiel** V_1 de la base. En toute rigueur, il faudrait tenir compte du courant de base I_B, qui traverse R_1. Dans la pratique, nous supposerons R_1 et R_2 suffisamment faibles pour que le courant propre du pont excède largement I_B, ce qui permet de négliger celui-ci.

Puisque V_{BE} demeure sensiblement constant, et voisin de 600 mV, une différence de potentiel constante apparaît aux bonnes de la résistance d'émetteur R_E. Elle a pour valeur :

$$V_2 = V_1 - V_{BE}$$

R_E est donc traversée par un courant continu d'intensité :

$$I_E = \frac{V_1 - V_{BE}}{R_E}$$

Or, les courants d'émetteur et de collecteur ont des intensités très voisines. En fixant I_E, on peut donc considérer qu'on a fixé I_C.

A aucun moment, les calculs précédents ne font intervenir le gain en courant β du transistor. La polarisation par pont de base, et résistance d'émetteur, permet donc de s'affranchir des variations de ce paramètre, qu'elles proviennent de la dispersion des caractéristiques, ou de l'influence de la température.

V — Manipulation proposée.

Il s'agit de calculer, et d'expérimenter, le circuit de la **figure 5**. Nous nous imposerons, comme précédemment, la tension d'alimentation (E = 9 volts), et la résistance de charge (R_C = 2,2 k Ω).

La chute de tension, aux bornes de R_E, diminue l'excursion maximale disponible en sortie : on cherchera donc à la minimiser. Sa valeur exacte, sauf à imposer également le degré de stabilité en température, comporte une part d'arbitraire. Si nous choisissons un ordre de grandeur voisin du volt, on prendra R_E voisin de 470 Ω, puisque le courant de collecteur reste proche de 2 mA.

Le potentiel, sur la base du transistor, doit atteindre 1,6 volts, en tenant compte de la chute de tension V_{BE}. Par ailleurs, l'ordre de grandeur de I_B se situe vers 20 μA (pour un β moyen de 100). Si on veut négliger cette intensité vis-à-vis de celle qui traverse l'ensemble R_1, R_2, il convient de choisir, pour cette dernière, environ dix fois plus, soit 200 μA. On peut en déduire la somme $R_1 + R_2$:

$$R_1 + R_2 = \frac{E}{200\ \mu A} = 45\ k\Omega$$

On en déduit maintenant R_2, donc R_1 :

$$(R_1 + R_2)\ 1{,}6 = 9\ R_2$$
$$R_2 = 8\ k\Omega$$
$$R_1 = 45 - 8 = 37\ k\Omega$$

Pour tenir compte des normalisations, on prendra finalement R_1 = 39 k Ω, et R_2 = 8,2 k Ω.

Il est intéressant, maintenant, de contrôler la validité de nos calculs,

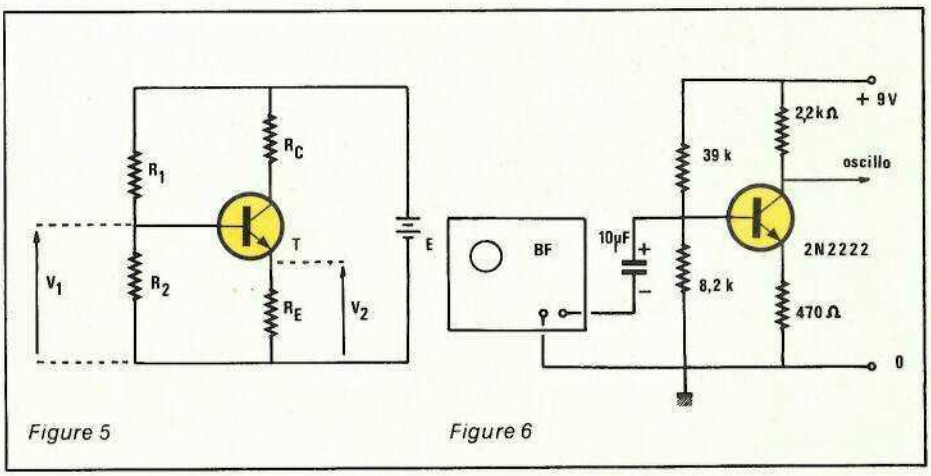


Figure 5 Figure 6

en observant le comportement du montage en régime dynamique. A cet effet, on réalisera le montage de la **figure 6**. La base est excitée, en alternatif, par un générateur BF réglé sur une fréquence moyenne, 1 kHz par exemple. Le condensateur C_1 assure la séparation des tensions continues entre le générateur et la base de T. Un oscilloscope affiche les signaux de sortie, prélevés au collecteur du transistor. En augmentant progressivement l'amplitude d'entrée, on doit voir apparaître l'écrêtage simultanément sur les pointes positives et négatives, comme le montre l'oscillogramme de la **figure 7**.

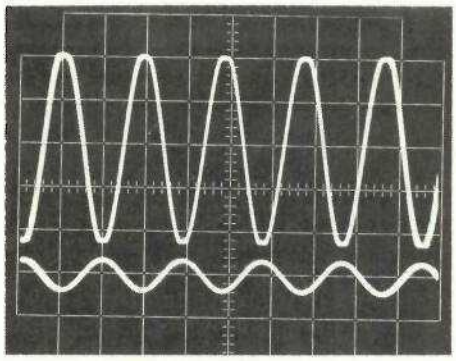


Figure 7.

Une trop forte intensité de repos au collecteur déplace le point de fonctionnement vers les faibles V_{CE}. Dans ces conditions, l'écrêtage apparaît d'abord sur les pointes négatives du signal de sortie, ainsi que l'illustre l'oscillogramme de la **figure 8**. On

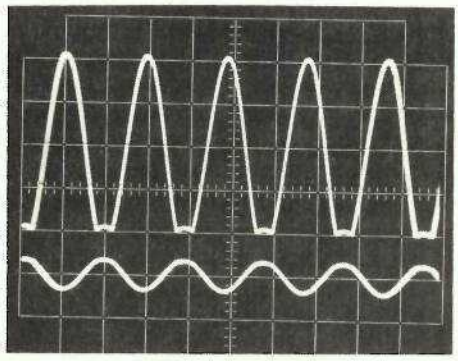


Figure 8.

obtiendra expérimentalement ce résultat en diminuant R_1 (27 k Ω par exemple).

Au contraire, un courant de repos insuffisant déplace le point de fonctionnement vers les V_{CE} élevés. L'écrêtage se manifeste, en premier, sur les pointes positives. On observera ce résultat en diminuant R_2 (6,8 k Ω).

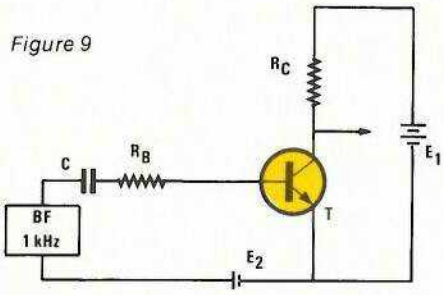
Remarque.

Ne nous préoccupant pas encore, à ce stade de notre étude, du gain en tension de l'amplificateur, nous n'avons pas découplé la résistance d'émetteur. Ce problème sera abordé ultérieurement.

VI — Mesure du gain en courant

La méthode habituellement proposée et exploitée dans les transistormètres simples, consiste à imposer (par exemple à l'aide d'une résistance) l'intensité continue I_B qui pénètre dans la base, et à mesurer le courant I_C correspondant. Malheureusement, on n'obtient pas, ainsi, le β tel que nous l'avons défini, rapport de deux accroissements. Aussi préférons-nous la méthode décrite ci-dessous, plus rigoureuse.

Figure 9



Le montage est celui de la **figure 9**, où une tension sinusoïdale, dont on choisira la fréquence aux alentours de 1 kHz, attaque la base du transistor T à travers un condensateur d'isolement, et une résistance de 1 M Ω, devant laquelle on peut négliger la résistance d'entrée R_e. On charge le collecteur par une résistance R_C de 1 k Ω, aux bornes de laquelle on mesure la tension alternative soit à l'aide d'un voltmètre, soit sur un oscilloscope. Soient alors :

- v_e la tension alternative d'entrée (elle aussi mesurée à l'oscilloscope, par exemple, et qu'on prendra voisine de 10 volts).
- v_s la tension alternative de sortie.

Par simple application de la loi d'Ohm, on trouve :

$$\Delta I_C = \frac{v_s}{R_C}$$

et :

$$\Delta I_B = \frac{v_e}{R_B}$$

Le rapport de ces deux grandeurs donne alors β.

VII — Mesure de la résistance d'entrée

Elle peut s'effectuer assez simplement, à partir du montage de la **figure 10**, où nous avons représenté en pointillés (elle est interne au transistor) la résistance d'entrée R_e.

Supposons, d'abord, l'interrupteur I ouvert : le générateur BF débite dans le diviseur résistif que constituent R_1 et R_e. En sortie, on mesure la tension alternative aux bornes de la charge R_C soit à l'aide d'un voltmètre, soit sur un oscilloscope.

Fermons maintenant l'interrupteur I. Ce faisant, on connecte, en parallèle sur R_e, la résistance variable P (le condensateur C se comporte, vis-à-vis de l'alternatif, comme une impédance négligeable). La deuxième branche du diviseur comporte alors deux résistances en parallèle : P, et R_e. Si on règle P pour obtenir, aux bornes de R_e, un signal moitié de ce qu'il était précédemment, on en déduit l'égalité :

$$P = R_e$$

Pour connaître R_e, il suffit de mesurer P à l'ohmètre.

Pratiquement, on pourra réaliser l'expérience en prenant pour T un 2 N 2222, et en donnant aux divers composants les valeurs suivantes : R_1 = 1 M Ω ; P = 2,2 k Ω ou 4,7 k Ω ; C = 100 μF ; E_1 = 10 volts ; E_2 = 10 volts.

R. RATEAU.

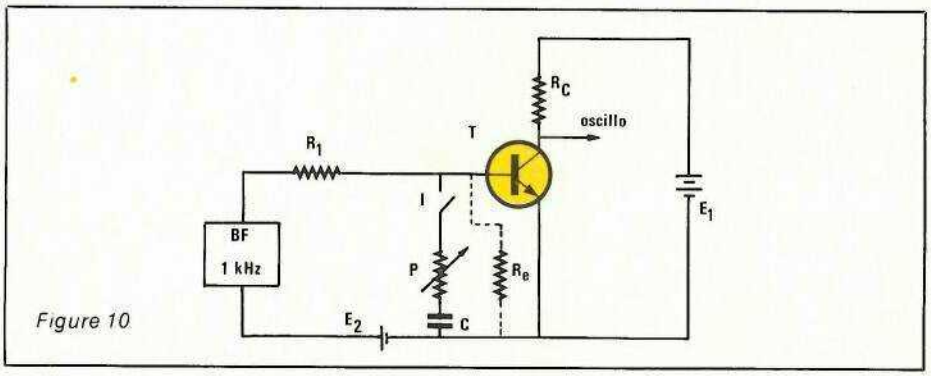


Figure 10

INFOS

Nouveautés composants

Un convertisseur CMOS-8 bits à faible consommation et haute précision chez RCA

Un convertisseur analogique-digital « flash » à 8 bits caractérisé par l'emploi de circuits CMOS à haute vitesse et à faible consommation est en développement à la Division Solid State Devices de RCA. Des échantillons sont dès à présent disponibles. Le CA 3308 assure des vitesses d'échantillonnage de 15 MHz. La consommation typique n'est que 150 mW à 15 MHz avec une alimentation unique de 5 V. La précision est de ± 1 LSB en standard, ± 1/2 LSB sélectionné.

Ce nouveau composant se caractérise par des sorties 3 états à 8 bits avec un 9e bit de dépassement de capacité. Il s'agit d'une extension du fameux convertisseur « flash » à 6 bits de RCA, le CA 3300. Les 2 bits additionnels améliorent grandement la précision sans affecter la consommation. Ce dernier convertisseur est disponible dans un boîtier céramique à 24 broches ou sous forme de puce et ne requiert qu'une alimentation unique de 4 à 8 V. La commande de ce circuit est facilitée par une capacité d'entrée très basse de 10 pF. Deux circuits peuvent être utilisés en série pour fournir une sortie à 9 bits, ou en parallèle pour permettre une vitesse d'échantillonnage de 30 MHz.

256 comparateurs pairés

Le CA 3308 utilise 256 comparateurs pairés à hautes performances pour obtenir les 8 bits, c'est-à-dire 4 fois le nombre requis pour le CA 3300 à 6 bits. Le processus RCA CMOS permet de loger les 256 comparateurs et la logique correspondante sur une seule puce.

Les comparateurs sont configurés en 4 groupes de 64 avec un réseau de résistances de charge en polysilicium connectées séquentiellement à l'extérieur des groupes. Trois points du réseau sont réservés au filtrage par des condensateurs de découplage pour compenser les erreurs produites par la charge du réseau.

Applications à la digitalisation d'un signal vidéo

Ce convertisseur « flash » à 8 bits convient particulièrement pour les applications à haute vitesse où une faible consommation est essentielle. Il est particulièrement adapté à la digitalisation des signaux vidéo de télévision. La vitesse d'échantillonnage vaut trois fois la bande passante requise pour opérer avec des signaux vidéo à large bande.

L'analyse de signatures ultrasonique, les recherches en physique haute énergie, la mémorisation et l'affichage pour les oscilloscopes à haute vitesse, la reconnaissance optique de caractères et l'analyse d'impulsions radar sont autant d'utilisations envisageables.

RCA SA, 32, rue Fessart, 92100 Boulogne. Tél. : (1) 603.87.87.

Nouveautés composants

Blocs de jonction porte-fusible pour circuits imprimés Réf. KDS 3-Si

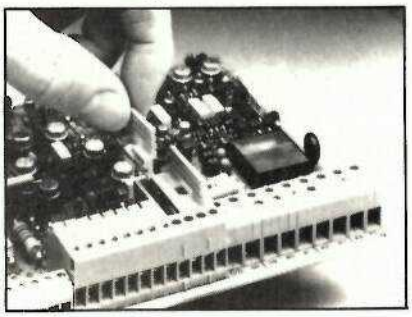
Grâce à ce nouveau bloc de jonction double pour circuits imrpimés, on peut monter un fusible 5 × 20 ou 5 × 25 mm directement dans la barrette de jonction.

Etant donné qu'ils sont facilement accessibles, le personnel chargé de l'entretien peut changer les fusibles sans aucune difficulté. Cela est rendu possible en particulier par la fiche porte-fusible en matière plastique, qui permet de changer le fusible sans avoir à toucher d'éléments sous tension.

Ce bloc de jonction de 10 mm de largeur possède un raccordement intégré pour le commun, ce qui petmet de raccorder chaque connexion double à une unité de Bloc de Jonction.

Une grande facilité pour procéder au repérage d'une part et des vis à alvéoles d'autre part complètent les caractéristiques de ce nouveau bloc de jonction spécial pour circuits imprimés.

Un peigne de liaison sectionnable dont la partie supérieure est isolée, peut être adapté sur ce modèle.



Pour de plus amples informations, contacter :

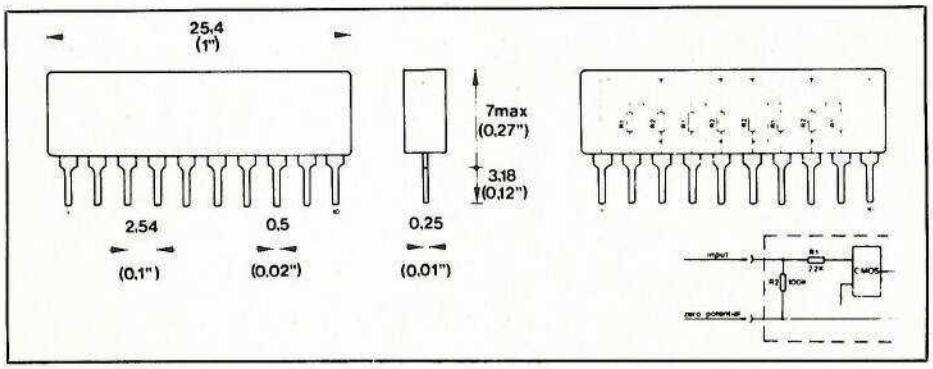
Phönix SARL, 85, avenue de Neuilly, 94120 Fontenay-sous-Bois. Tél. : 877.21.45.

Réseau de protection pour circuits CMOS

La firme Hitech, représentée en France par la société Capey, introduit un réseau de protection résistif pour les circuits CMOS.

Ce réseau présenté en boîtier single in line 10 broches comporte quatre diviseurs résistifs (R_1 = 22 k Ω, R_2 = 100 kΩ) qui protègent les entrées CMOS envers les charges statiques et contre le phénomène de verrouillage (lacht-up) dans le cas d'une décharge négative. La constitution est faite de telle sorte que les circuits sont reversibles.

Ce type de protection est indispensable, lorsque les circuits CMOS sont directement attaqués par des lignes en provenance d'un connecteur et se trouvent par voie de conséquence en l'air en dehors de l'utilisation.



Voltmètre de bord à affichage par LED

Pour les circuits d'allumage du moteur, pour l'éclairage, et pour l'alimentation d'éventuels accessoires (un récepteur radio par exemple), toute voiture nécessite une source d'énergie électrique.

Dans tous les modèles récents, celle-ci se présente sous forme d'une batterie d'accumulateurs au plomb, délivrant une tension nominale de 12 volts. Une telle batterie ne se comporte que comme un réservoir, de capacité relativement faible vis-à-vis des consommations exigées. Aussi apparaît-il indispensable, chaque fois que le moteur fonctionne, de recharger les accumulateurs à partir d'une dynamo (solution ancienne), ou d'un alternateur suivi d'un redresseur.

Toute défaillance d'un maillon de cette chaîne que nous commencerons par analyser brièvement, se traduit par un risque de panne, ou par la destruction d'autres éléments. Un moyen de contrôle, plus immédiatement perceptible que les traditionnels témoins de charge, ou même qu'un voltmètre, diminue les délais de découverte d'un incident, et accroît la sécurité. Tel est l'objectif du montage décrit ci-dessous.

L'installation électrique d'une voiture

On peut, très schématiquement, la décrire par le synoptique de la **figure 1**, dont la batterie constitue l'élément central: en amont, se trouvent les circuits de recharge; en aval, les circuits d'utilisation.

Entraîné par le moteur à l'aide d'une courroie, l'alternateur délivre, en général, une tension triphasée, qu'on redresse ensuite par un groupe de diodes. Cet ensemble doit, en dépit des variations de la vitesse de rotation d'une part, et des fluctuations de consommation d'autre part, fournir une tension restant à l'intérieur d'une certaine fourchette. A cet effet, un régulateur, commandé par le potentiel continu du redresseur, coupe ou rétablit le courant d'inducteur.

Pour une batterie de 12 volts, on adopte généralement, comme bornes de la plage de régulation, une limite inférieure de 13,5 volts, et une limite supérieure de 15 volts, dès que le moteur tourne à plus de 1000 tours par minute.

En aval de la batterie, se répartissent les circuits d'utilisation. A l'exception évidente du démarreur, tous (allumage, éclairage, accessoires) ne sont mis en service que moteur en marche.

Les pannes possibles

La première déficience possible concerne la batterie elle-même, soit par suite d'un vieillissement normal, soit à cause d'un manque d'entretien. La faiblesse des tensions délivrées à l'arrêt constitue alors un diagnostic immédiat, que bien des automobilistes négligents subissent dans les petits matins d'hiver.

A régime normal du moteur, une tension inférieure au seuil de 13,5 volts peut résulter de différentes causes:

- entraînement insuffisant de l'alternateur, à cause d'une courroie détendue ou usée. La rupture de cour-

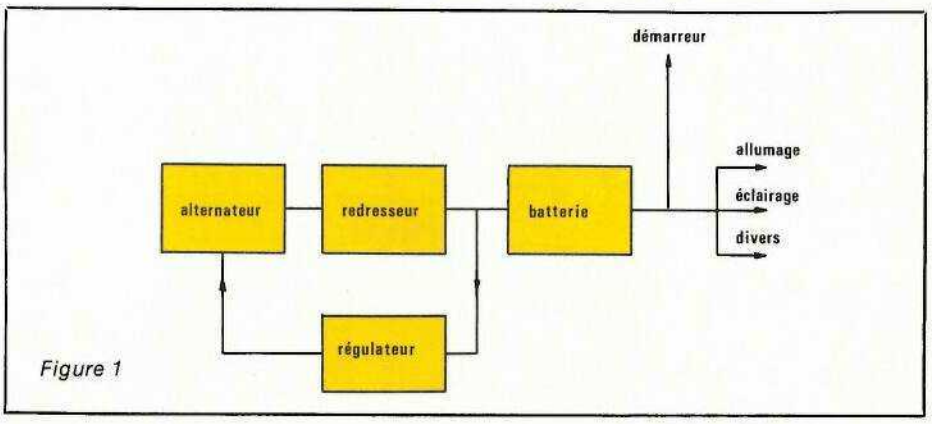


Figure 1

roie, avec arrêt total de l'alternateur, constitue le cas limite de ce type de panne;

- destruction d'une ou de plusieurs diodes du groupe redresseur,
- maintien des contacts des régulateurs (ou du transsitor qui en tient lieu dans les modèles électroniques) en position ouverte: il ne circule alors plus aucun courant dans l'inducteur.

Il peut arriver, par contre, que la tension dépasse 15 volts. Ceci résulte, encore, d'un disfonctionnement du régulateur dont, cette fois, les contacts restent perpétuellement fermés. Il importe de déceler très rapidement cette anomalie, car la surtension met en péril les appareils alimentés.

Les méthodes classiques de contrôle

Le plus modeste des équipements de bord comporte au moins un voyant: celui-ci, qui s'allume à l'arrêt dès qu'on met le contact, doit s'éteindre à régime normal. Dans le cas contraire, il n'y a, pour une ou plusieurs des raisons énumérées plus haut, pas de charge de la batterie.

Ce voyant de charge ne détecte évidemment pas les surtensions. On le complète fréquemment par un voltmètre, dont la plage de fonctionnement est dilatée dans la zone utile, soit de 12 à 16 volts environ. Mais les écarts d'une aiguille par rapport à sa position normale, risquent de n'être perçus que tardivement par le conducteur, dont l'attention ne se porte qu'occasionnellement sur le tableau de bord.

Le contrôle par trois voyants

C'est la méthode que nous proposons. A l'aide d'un comparateur à fenêtre (**figure 2**), qui reçoit la tension V_e délivrée par l'ensemble batterie-alternateur, et deux tensions de référence ajustées à la construction, on situe visuellement V_e dans trois zones possibles:

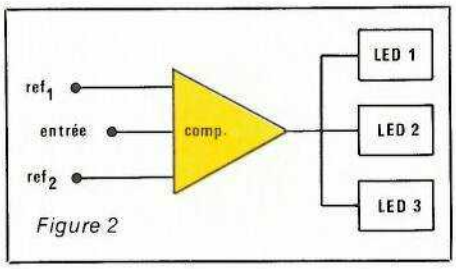


Figure 2

- si V_e est comprise entre 13,5 volts et 15 volts, ce qui correspond au fonctionnement normal, une diode électroluminescente verte s'allume,
- si V_e passe au-dessous de 13,5 volts, on commande alors une diode jaune,
- enfin, si V_e dépasse 15 volts, une diode rouge s'allume. Ce cas étant le plus rapidement dangereux, nécessite une perception immédiate. Nous avons donc choisi de donner, à la diode rouge, une luminosité supérieure à celle des deux autres.

Le circuit Siemens TCA 965

Il s'agit d'un circuit étudié particulièrement pour des applications photographiques, pour afficher et contrôler les niveaux d'illumination dans les appareils de prise de prise de vue. Le TCA 965 est essentiellement un comparateur à fenêtre, qui répond exactement aux besoins énoncés dans le précédent paragraphe. L'ayant alors retenu pour notre réalisation, nous commencerons par en analyser la structure interne, et le fonctionnement.

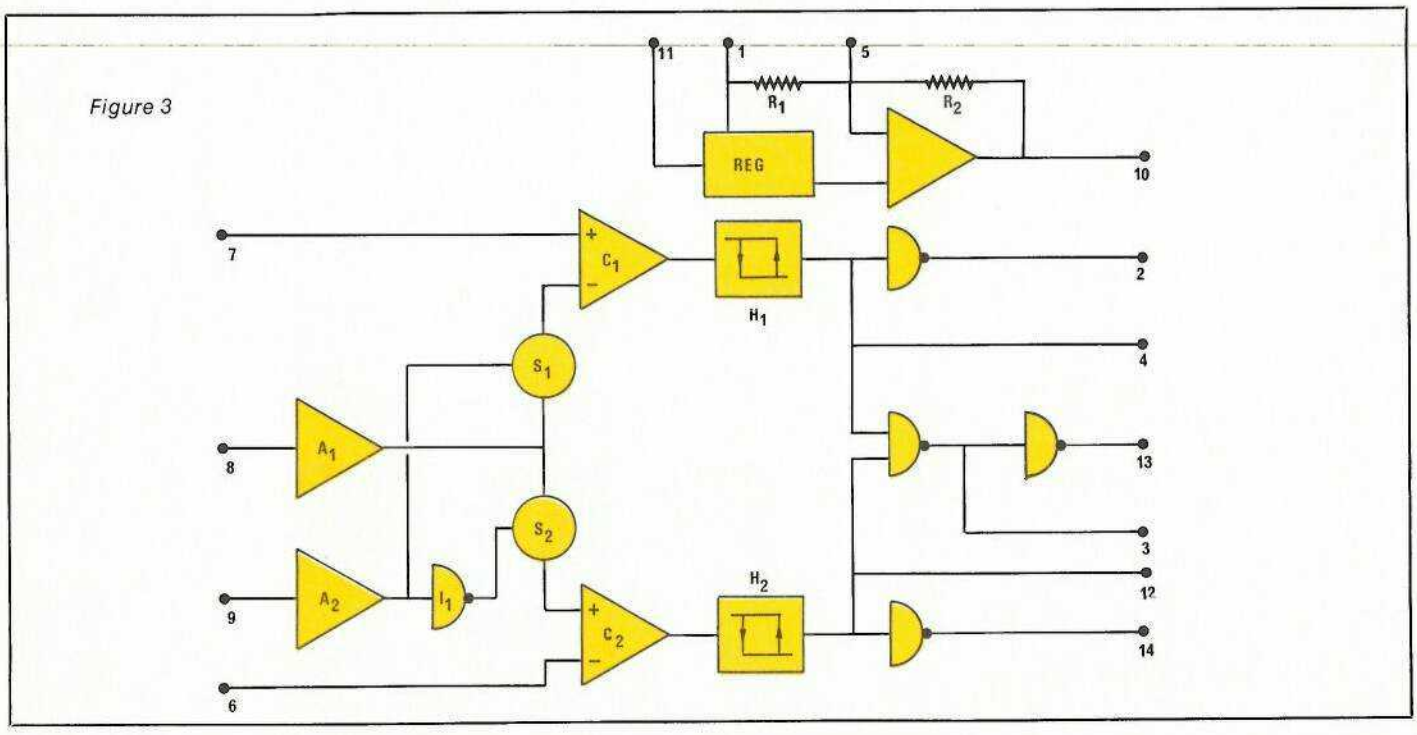
Sous forme synoptique, le TCA 965 offre la configuration de la **figure 3**. Les entrées 8 et 9 (tensions V_8 et V_9) attaquent deux adaptateurs d'impédance A_1 et A_2, ce qui permet de limiter l'intensité à 20 nA sur la première de ces entrées, et à 400 nA sur la deuxième.

Sur la sortie de l'amplificateur A_2, on dispose ainsi, à basse impédance, de la tension V_9. Celle-ci est exploitée sur deux voies: d'une part, directement; d'autre part, à travers un inverseur à gain unitaire, qui la transforme en $-V_9$.

Les tensions $+V_9$ et $-V_9$ sont, dans les sommateurs S_1 et S_2, ajoutées à V_8. On retrouve alors:

- sur l'entrée inverseuse des comparateurs C_1, le potentiel $V_8 + V_9$,
- sur l'entrée non inverseuse du comparateur C_2, le potentiel $V_8 - V_9$.

Le comparateur C_1 bascule, dans ces conditions, lorsque la somme $V_8 + V_9$ traverse la valeur de consigne



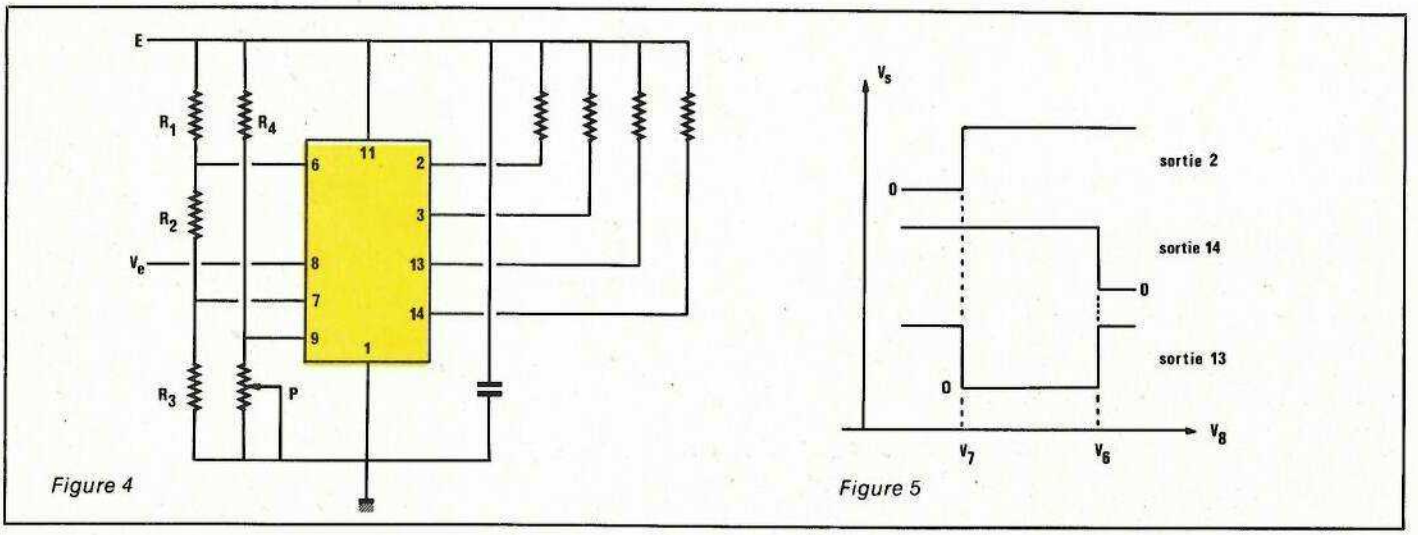


Figure 4

Figure 5

V_7 appliquée sur son autre entrée. De même, le comparateur C_2 bascule lorsque $V_8 - V_9$ traverse le seuil V_6. Pour éviter, au voisinage de chacun de ces seuils, des basculements répétitifs des sorties, les concepteurs du TCA 965 ont interposé deux circuits H_1 et H_2 qui introduisent une légère hystérésis.

Les différents inverseurs et circuits logiques conduisant vers les sorties 2, 3, 4, 12, 13 et 14, jouent des rôles suffisamment évidents pour que nous nous dispensions de les analyser en détail.

Le circuit TCA 965 s'alimente sous une tension unique + E, qui peut monter jusqu'à un maximum de 27 volts. Il englobe une régulation interne, et délivre, sur sa broche 10, un potentiel de référence V_{10}, normalisé à 6 volts en l'absence de réglages externes (ceux-ci peuvent, éventuellement, s'effectuer par la broche 5, en mettant une résistance en parallèle sur R_1).

Dans ses notes d'applications, Siemens propose deux schémas d'utilisation du TCA 965. Nous reproduisons l'un d'eux (**figure 4**), d'où découlera, après quelques modifications, l'appareil que nous proposons. Dans la **figure 4**, les références V_6 et V_7 sont prélevées sur le diviseur R_1, R_2, R_3. Par l'intermédiaire de R_4, et du potentiomètre P, on peut ajuster le potentiel V_9. Dans ces conditions, le diagramme de la **figure 5** donne l'état des sorties 2, 3, 13 et 14, en fonction de la tension d'entrée V_8, pour le cas particulier où $V_9 = 0$.

Schéma complet du voltmètre de bord

On le trouvera dans la **figure 6**. Comme dans l'exemple précédent, nous avons ramené à la masse le potentiel de V_9. Les seuils de basculement sont alors réglés :

- sur l'entrée 6, qui fixe le seuil supérieur, par R_6, R_7, et AJ_2. L'ajustable permettra de régler à + 15 volts le basculement de la LED verte vers la LED rouge,
- sur l'entrée 7, qui détermine le seuil inférieur, par R_4, R_5, et AJ_1. A la mise au point, AJ_1 servira à régler le basculement de la LED verte vers la LED jaune, sur 13,5 volts.

Les trois sorties exploitées sont celles de la broche 2 (LED jaune), de la broche 13 (LED verte), et de la broche 14 (LED rouge). Les résistances R_8, R_9 et R_{10}, qui imposent l'intensité traversant les diodes à l'état conducteur, déterminent donc la luminosité de chacune. Pour les raisons déjà exposées, R_{10} est plus faible que les deux autres.

L'ensemble du montage reçoit, pour alimentation, la tension de l'installation électrique du véhicule, variable de 12 à 16 volts dans les pires conditions. Les résistances R_1 d'une part, R_2 et R_3 d'autre part, imposent la tension réellement appliquée au circuit TCA 965, sur la broche 11. Le condensateur C_1 intègre les variations rapides, et la Zener DZ écrête d'éventuelles pointes de surtension : celles-ci, en effet, lorsqu'on établit ou lorsqu'on coupe le contact, peuvent atteindre danz certaines conditions des amplitudes que ne supporterait pas le circuit intégré.

A leur tour, R_2 et R_3 forment un nouveau diviseur, pour l'élaboration de la tension d'entrée V_8. Là encore, un condensateur C_2 intègre les variations rapides, pour lesquelles l'hystérésis des circuits internes du TCA 965 se montre insuffisante.

On remarquera, par contre, que les tensions de référence échappent aux fluctuations de E, puisqu'elles sont prélevées sur l'alimentation régulée du circuit intégré.

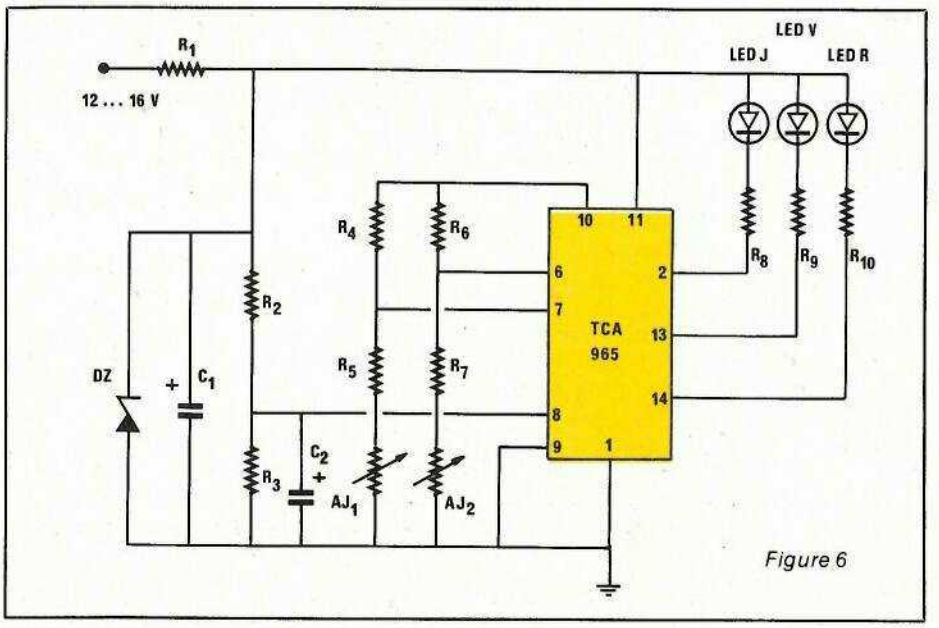
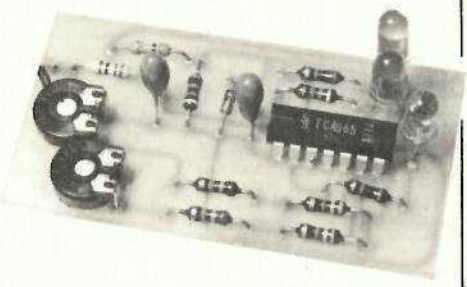


Figure 6

Le circuit imprimé et son câblage

Nous avons dessiné le circuit imprimé avec un souci de compacité que révèle la **figure 7**. Pour l'implantation des composants, on se reportera au schéma de la **figure 8**, et à la photographie de la **figure 9**.



Pour des raisons d'encombrement, les condensateurs C_1 et C_2 sont des modèles au tantale : on veillera à respecter leur polarité.

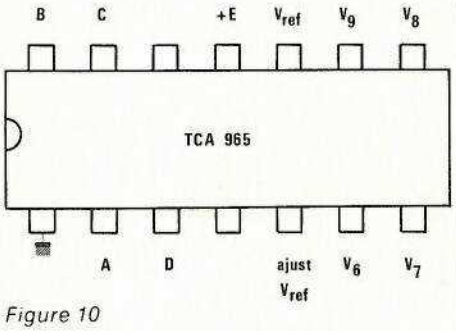


Figure 10

La **figure 10**, enfin, rappelle le brochage du circuit intégré TCA 965.

Mise au point du voltmètre

Extrêmement simple, cette mise au point consiste à ajuster les deux seuils de basculement, par les résistances AJ_1 et AJ_2. Pour cela, on alimentera d'abord le montage sous 13,5 volts (alimentation de laboratoire et voltmètre de contrôle), et on réglera AJ_1 à la limite du passage de la diode verte à la diode jaune.

On passera ensuite à une alimentation sous 15 volts, et on réglera cette fois AJ_2, pour la transition entre la diode verte et la diode rouge. Grâce au schéma que nous avons retenu, ces deux réglages sont totalement indépendants l'un de l'autre.

La mise en coffret

Elle n'est soumise à aucun impératif particulier, et laisse à chacun la possibilité de satisfaire ses goûts. Pour le prototype, nous avons retenu un boitier RETEX, de référence Polybox 5100. Ses dimensions s'adaptent à celles du circuit imprimé, et permettent une disposition facile sur le tableau de bord de toute voiture.

L'alimentation sera prise en n'importe quel point du circuit du véhicule. Ceux qui recherchent la facilité de branchement, pourront utiliser, par l'intermédiaire d'un adaptateur, la prise de l'allume-cigares.

R. RATEAU

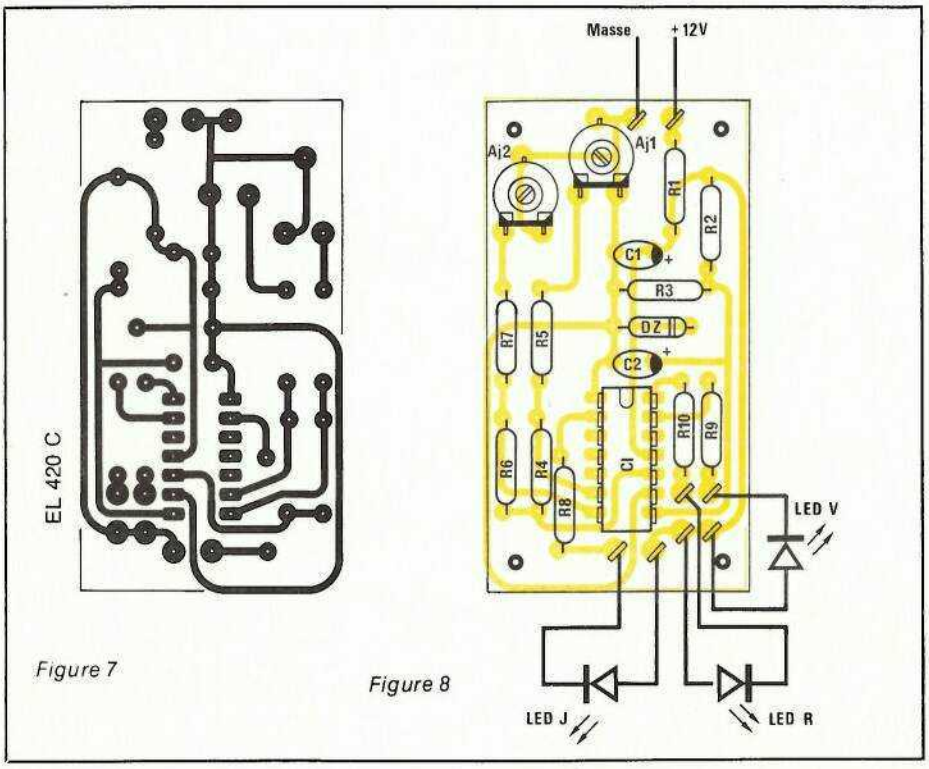


Figure 7

Figure 8

Nomenclature des composants

Résistances 0,5 Watt à ± 5 %
R_1 : 4,7 Ω
R_2 : 10 kΩ
R_3 : 4,7 kΩ
R_4 : 3,3 kΩ
R_5 : 6,8 kΩ
R_6 : 3,3 kΩ
R_7 : 6,8 kΩ
R_8 : 1 kΩ
R_9 : 1 kΩ
R_{10} : 470 Ω
AJ_1 et AJ_2 : 10 kΩ

Condensateurs chimiques (tantale)
C_1 : 47 µF/25 V
C_2 : 10 µF/25 V

Diode Zener
DZ : 18 volts (400 mw)

Diodes LED
1 jaune, 1 verte, 1 rouge

Circuit intégré
TCA 965 (Siemens)

RECTIFICATIF

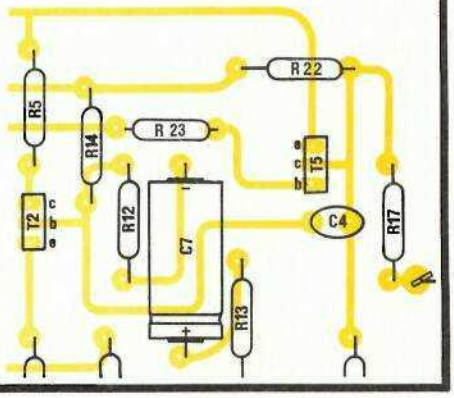
Ampli RPG 50 du n° 418

Cet ampli ayant été modifié en cours d'étude, nous avons oublié de reporter sur le circuit imprimé, la résistance R_{23} de 2,2 kΩ qui figure bien sur le schéma théorique.

La partie du circuit présentée ci-contre montre la modification à effectuer.

L'absence de R_{23} entraîne la destruction de T_1 mais n'est pas préjudiciable, heureusement aux VMOS.

Que nos lecteurs veuillent bien nous excuser de cet oubli fâcheux...



Réseaux des caractéristiques d'un transistor

Nos précédentes pages théoriques (RP-EL n° 418), essentiellement consacrées à la structure du transistor à jonctions, nous ont permis de mettre en évidence l'effet transistor, de l'interpréter à partir du mécanisme de déplacement des porteurs, et d'en dégager l'intérêt pratique le plus évident : le gain en puissance.

L'étude du réseau des caractéristiques, objet principal du présent article, conduira à établir graphiquement les relations qui unissent les divers paramètres (tensions et courants) d'un transistor donné.

Après avoir construit le réseau des caractéristiques, nous montrerons comment l'utiliser pratiquement, notamment pour caractériser le comportement du transistor vis-à-vis du circuit qui attaque son entrée, et de celui qui charge sa sortie.

I — Les paramètres d'un transistor.

Nous les définissons à partir de la **figure 1**, où le transistor T fonctionne en émetteur commun (cette notion sera précisée plus tard). L'exemple porte sur un NPN : il suffirait d'inverser le sens de tous les courants, et la polarité de toutes les tensions, pour l'appliquer au cas d'un PNP.

Dans le montage de la figure 1, le courant de collecteur est fourni par la source continue E_1, et traverse la résistance de charge R_C ; le courant de base est fourni par la source continue E_2, à travers la résistance R_B. Les six paramètres qui caractérisent l'état du transistor sont alors symbolisés par les notations suivantes :

- la tension entre collecteur et émetteur : V_{CE}
- la tension entre base et émetteur : V_{BE}
- la tension entre collecteur et base : V_{CB}
- le courant de collecteur: I_C
- le courant d'émetteur: I_E
- le courant de base : I_B

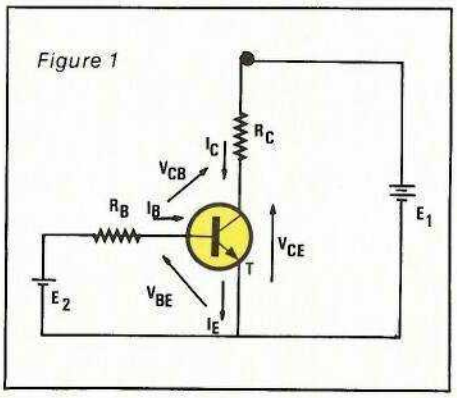
Toutes ces grandeurs sont continues, c'est-à-dire invariables dans le temps : il s'agit d'un régime statique, que nous caractériserons toujours, graphiquement, par l'emploi de lettres majuscules.

Deux relations évidentes unissent ces six paramètres. La première, qui traduit la conservation des courants, a déjà été donnée dans notre précédent article :

$$I_E = I_C + I_B$$

La deuxième concerne les tensions :

$$V_{CE} = V_{BE} + V_{CB}$$



Les flèches de la figure 1 précisent les sens utilisés pour compter positivement tensions et intensités.

II — Réseau des caractéristiques d'un transistor

Puisque deux relations lient déjà les six paramètres d'un transistor, il suffit d'en considérer quatre pour traiter graphiquement le problème de leur interdépendance. La tradition (motivée par des soucis de commodité) veut qu'on retienne V_{CE}, I_C, V_{BE} et I_B.

Quatre variables nécessiteraient une représentation graphique dans un espace à quatre dimensions. C'est une de trop pour les possibilités matérielles de notre univers, limité à trois dimensions. C'est deux de trop pour celles de notre journal, limité à deux dimensions (que le lecteur nous demeure fidèle : en ce domaine, comme en d'autres, la concurrence ne fait pas mieux !).

Ces contraintes conduisent à construire quatre réseaux de caractéristiques, distribués dans les quatre quadrants de la **figure 2**.

- dans le quadrant I, chaque caractéristique représente les variations de I_C en fonction de V_{CE}, pour une valeur donnée de l'intensité I_B. A chaque intensité I_B correspond donc une caractéristique de ce réseau.

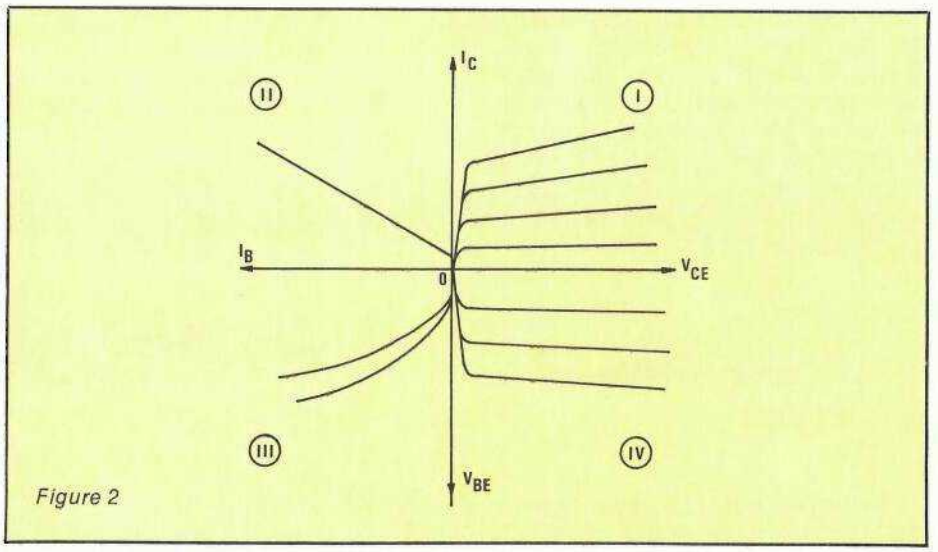


Figure 2

• les caractéristiques du quadrant II représentent les variations de I_C en fonction de I_B, pour différentes valeurs de V_{CE} : elles peuvent donc se déduire de celles du premier quadrant.

• les caractéristiques du quadrant III représentent les variations de V_{BE} en fonction de I_B, pour différentes valeurs de V_{CE}.

• enfin, les caractéristiques du quadrant IV représentent les variations de V_{BE} en fonction de V_{CE}, pour différentes valeurs de I_B. Elles peuvent donc se déduire de celles du troisième quadrant.

En résumé, les caractéristiques des quadrants I et III suffisent à caractériser complètement le transistor.

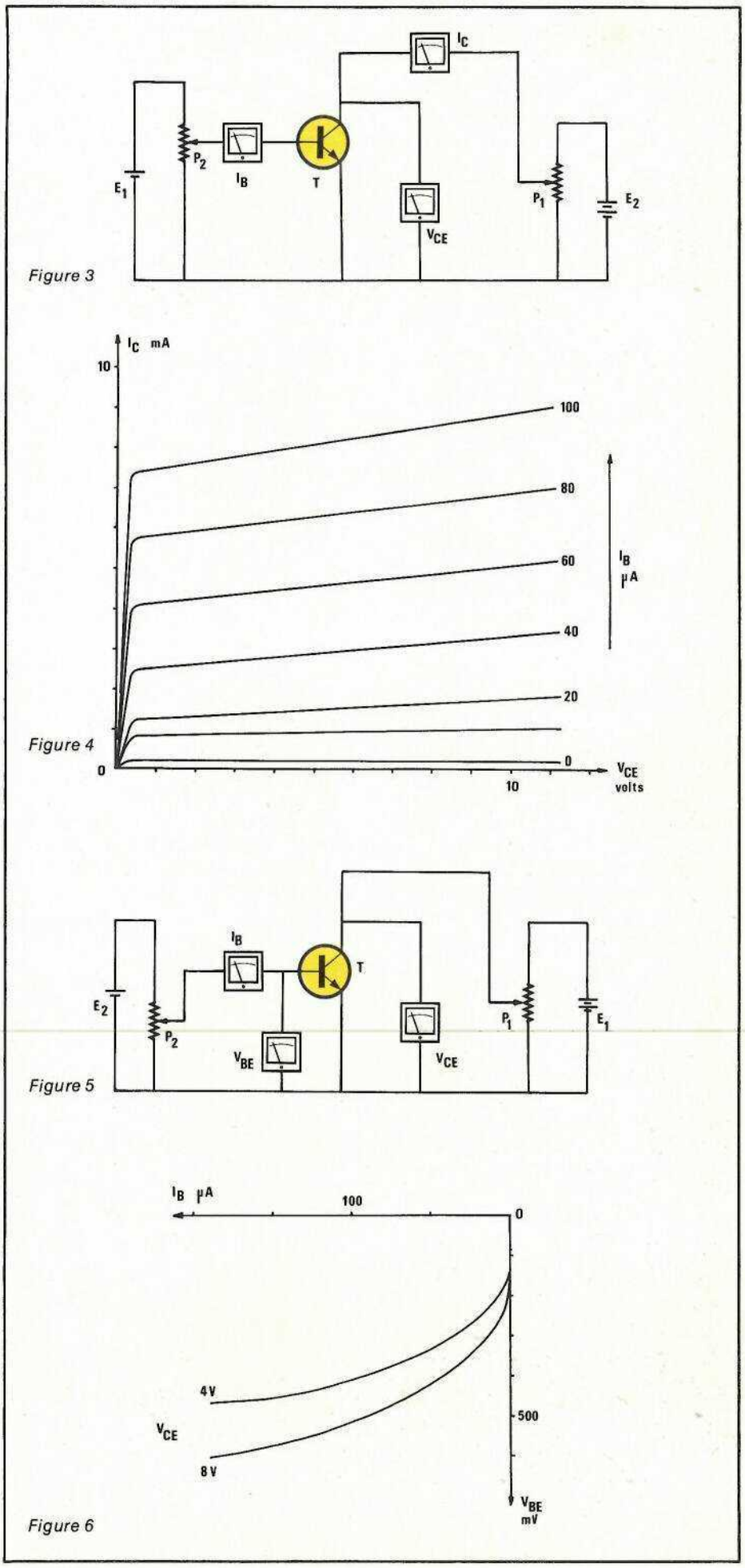
III — Caractéristiques $I_C = f(V_{CE})$

Rappelons que chacune d'elles correspond à une intensité I_B donnée. Expérimentalement, on peut les tracer point par point à l'aide du montage de la **figure 3**, où on mesure V_{CE} avec un voltmètre continu, I_C avec un milliampèrimètre continu placé en série dans le circuit du collecteur, et I_B avec un microampéremètre continu placé en série dans le circuit de base.

Le potentiomètre P_2 permet de régler I_B. Pour chaque série de mesures, c'est-à-dire pour le relevé de chaque caractéristique, on lui donnera donc une position invariable, fournissant par exemple les intensités de base successives 10 µA, 20 µA, 40 µA, 60 µA, etc. Pour chaque intensité I_B ainsi déterminée, on relèvera plusieurs points de la caractéristique en faisant varier P_1, et en notant les couples de valeurs V_{CE} et I_C correspondantes. Un exemple de résultats apparaît à la **figure 4**.

IV — Caractéristiques $I_B = f(V_{BE})$

Chacune d'elles se construit pour une valeur donnée, et fixe, de V_{CE}. A



cette fin, on utilise le montage de la **figure 5**. Le potentiomètre P_2 règle la tension base-émetteur V_{BE}, que mesure un voltmètre continu. La tension collecteur-émetteur, ajustable par P_1, est mesurée à l'aide d'un deuxième voltmètre. Un microampéremètre continu permet de mesurer I_B.

Le réseau de la **figure 6** fournit un exemple des résultats obtenus, en répétant les mesures pour deux valeurs différentes de V_{CE}.

V — Gain en courant d'un transistor

Notre précédent article, et les courbes de celui d'aujourd'hui, font apparaître qu'un faible courant de base donne naissance à un courant de collecteur d'intensité beaucoup plus grande. On peut définir le gain en courant (en émetteur commun), comme le rapport de ces deux intensités :

$$\text{gain} = \frac{I_C}{I_B}$$

Dans la pratique, il est plus utile de s'intéresser aux variations ΔI_C de l'intensité de collecteur, provoquées par des variations ΔI_B de l'intensité de base. Le gain en courant, en émetteur commun, est défini par le rapport :

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

Reprenons alors, comme nous le faisons dans la **figure 7**, les caractéristiques du premier quadrant. Pour des raisons de simplification, nous n'avons pas ici représenté les portions correspondant aux très faibles tensions V_{CE}, mais seulement la zone où les caractéristiques deviennent rectilignes. Pour deux caractéristiques voisines, considérons les points A et B correspondant à une même tension V_{CE}, 5 volts par exemple. De A à B, l'accroissement de l'intensité de base est :

$$\Delta I_C = 10\ \mu A$$

En projetant A et B sur l'axe I_C, on voit que I_C passe de 2,6 mA à 3,2 mA, soit un accroissement :

$$\Delta I_C = 3\,200 - 2\,600 = 600\ \mu A$$

Le rapport de ces deux variations donne le gain en courant β :

$$\beta = \frac{600}{10} = 60$$

VI — Variations de β avec Ic

Pour une tension V_{CE} donnée, et des accroissements successifs I_B égaux, on constate que les accroissements ΔI_C correspondants ne conservent pas toujours la même valeur. Le gain en courant β dépend donc de l'intensité moyenne de collecteur.

Si on maintient constants tous les autres paramètres qui influent sur β, et particulièrement la température (nous y reviendrons), l'allure des variations de β en fonction de I_C, est donnée par la courbe de la **figure 8**. Le gain, qui croît d'abord aux très faibles courants, atteint vite (on remarquera l'échelle logarithmique en abscisses) un maximum, puis décroît lorsque I_C continue à augmenter. Ce phénomène, présenté sans exception par tous les transistors, devient particulièrement sensible dans les modèles de puissance : la courbe de la figure 8 se rapporte au très classique 2 N 3055.

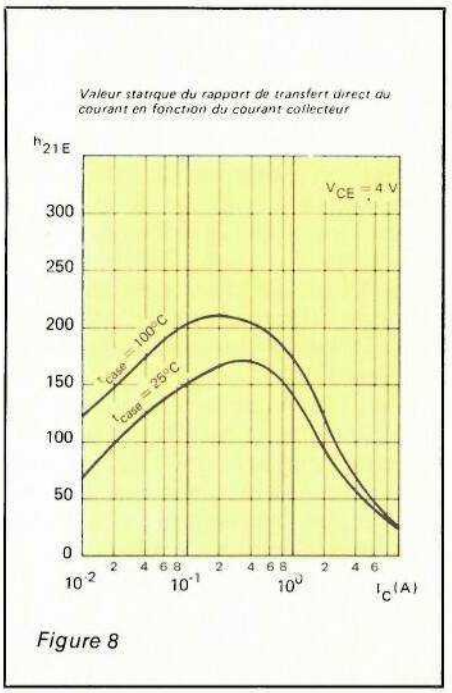


Figure 8

VII — Résistance d'entrée d'un transistor

Considérons, pour une tension V_{CE} donnée, la caractéristique $I_B = f(V_{BE})$, que reproduit la **figure 9**. A un point A de cette courbe, correspondent respectivement la tension base-émetteur V_{BE1}, et l'intensité de base I_{B1}. Pour un point B voisin de A, ces

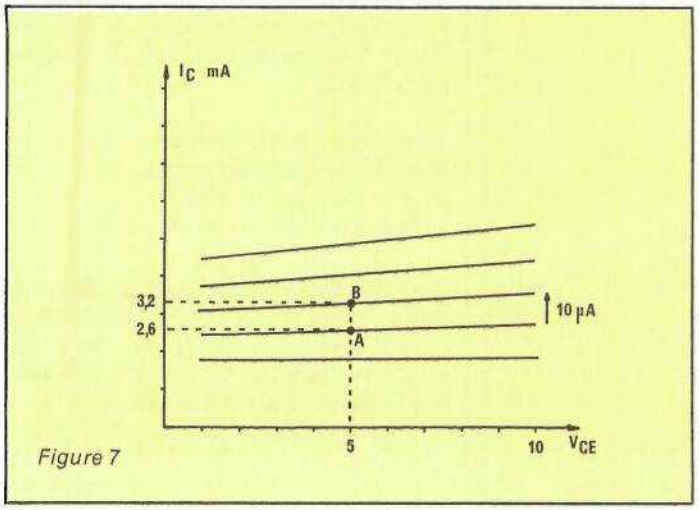


Figure 7

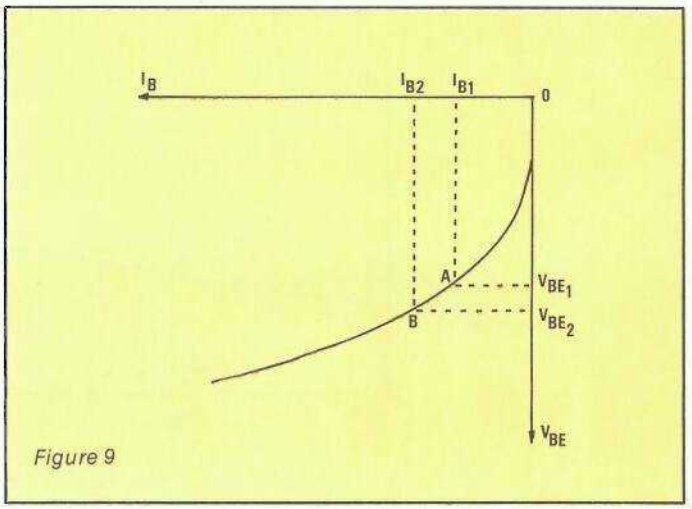


Figure 9

grandeurs prennent les valeurs V_{BE2} et I_{B2}. On peut donc dire qu'à un accroissement :

$$\Delta V_{BE} = V_{BE2} - V_{BE1}$$

de la différence de potentiel entre émetteur et base, correspond un accroissement

$$\Delta I_B = I_{BE} - I_{B1}$$

de l'intensité de base.

Or, le rapport

$$R_E = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}$$

offre les dimensions d'une résistance : on l'appelle la résistance d'entrée du transistor. A la limite, lorsque les points A et B tendent à se confondre, la droite AB devient la tangente en A à la caractéristique de la figure 9. La résistance d'entrée est donc la pente de la tangente à la caractéristique.

Il est facile, dans la figure 9, de constater que la résistance d'entrée diminue lorsque I_B, donc I_C, augmentent. Pour des intensités moyennes, et pour des transistors de petite ou moyenne puissance, son ordre de grandeur se situe aux alentours du kilo-ohm.

VIII — Résistance de sortie d'un transistor

Vis-à-vis de la charge connectée dans son collecteur (soit directement, soit par les étages qui suivent), le transistor en émetteur commun se comporte comme un générateur. Sous cet angle, il se compose donc d'une force électromotrice, en série avec une résistance : c'est sa résistance de sortie.

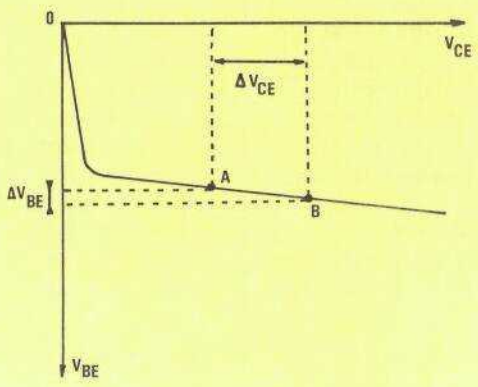


Figure 11

La **figure 10** montre qu'on peut définir et déterminer celle-ci à partir du réseau du premier quadrant. Lorsque, pour une intensité de base I_B donnée, donc en restant sur une même caractéristique, la tension collecteur-émetteur subit un accroissement ΔV_{CE}, le point de fonctionnement passe de A à B. Par projection sur l'axe I_C, on en déduit l'accroissement correspondant du courant de collecteur, ΔI_C. La résistance de sortie est alors le rapport de ces deux variations :

$$R_S = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C}$$

La résistance de sortie est donc déterminée par l'angle que fait la caractéristique avec l'horizontale. En se reportant au réseau complet, on constate qu'elle décroît lorsque le courant de collecteur augmente.

Son ordre de grandeur se situe aux alentours de quelques kilo-ohms.

IX — Taux de réaction interne

Reportons nous maintenant aux caractéristiques du quatrième quadrant, dont la **figure 11** fournit un exemple : elles traduisent les variations de V_{CE} en fonction de V_{BE}, pour une intensité de base I_B donnée.

Sur une caractéristique, un accroissement ΔV_{BE} fait passer le point de fonctionnement de A à B, et entraîne une variation ΔV_{CE} de la tension collecteur-émetteur. On définit le taux de réaction interne du transistor, par le rapport :

$$\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}}$$

Le taux de réaction interne diminue quand le courant de collecteur augmente, puisque la pente des caractéristiques croît avec I_B.

Pour conclure

A partir de l'étude des réseaux de caractéristiques d'un transistor, nous venons de définir quatre grandeurs très importantes, pour un tel composant :

- sa résistance d'entrée,
- sa résistance de sortie,
- son gain en courant,
- son taux de réaction interne.

Dans le prochain article de cette série, nous reprendrons ces mêmes notions sous un angle de vue différent, en faisant appel au schéma équivalent d'un transistor.

R. RATEAU

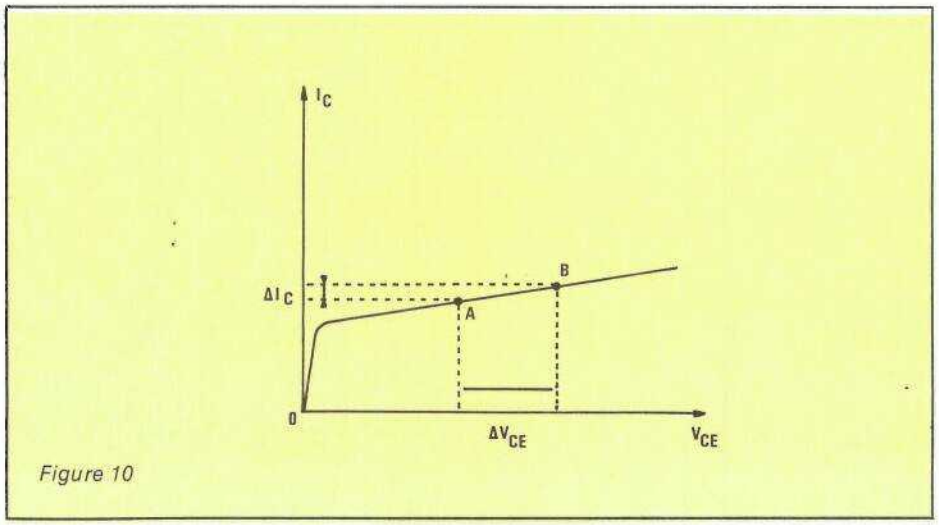


Figure 10

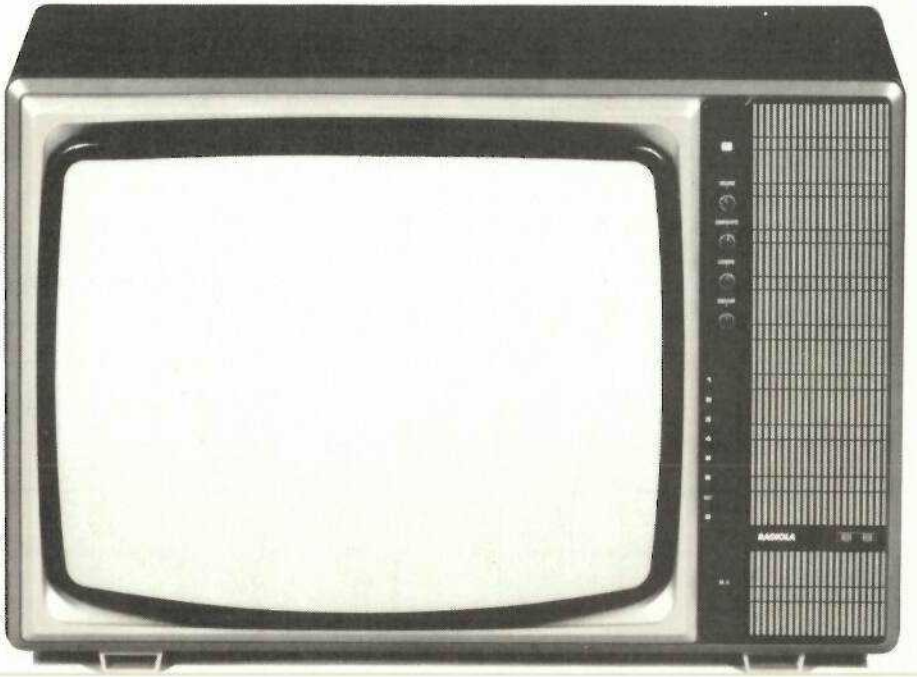
Les différents systèmes normalisés de télévision

Contrairement à ce que peut penser la majorité, le problème des standards n'est pas simple et il ne suffit pas de dire NTSC, PAL ou SECAM pour définir une émission de télévision. En fait on dénombre quinze standards différents appelés: A, B, C, D, E, F, G, H, I, K, K1, L, L', M et N. Il serait fastidieux d'énumérer les pays et les standards qu'ils utilisent, nous ne nous intéressons donc qu'aux pays européens.

Notons que le standard F est un ancien standard 819 lignes Belge qui n'est plus utilisé, que le standard A, 405 lignes anglais est en voie de disparition et sera remplacé par le standard I, et pour finir que le 819 lignes français E sera remplacé progressivement par le standard L'. Le nombre des standards est alors ramené à douze; certains d'entre eux, nous le verrons par la suite, étant compatibles.

Avant de poursuivre dans la description des différents standards, il est nécessaire de savoir qu'une émission de télévision se caractérise par:

— la fréquence de la porteuse vision,
— la fréquence de la porteuse son,
— la définition ou nombre de lignes par image,
— la largeur de la bande vidéo à transmettre liée au nombre de lignes par image,
— la polarité de la modulation image et la forme des signaux de synchronisation,
— la nature de la modulation du son.



Téléviseur couleur Radiola 56 cm RK 701.11 (doc. Radiola).

Les fréquences porteuses vision et son

La conférence européenne de radiodiffusion réunie à Stockholm en 1961 a défini les bandes réservées à la télévision de la manière suivante:

— Bande I de 41 à 68 MHz,
— Bande II de 87,5 à 108 MHz,
— Bande III de 163 à 216 MHz,
— Bandes IV et V de 470 à 960 MHz.

La bande II est réservée aux émissions sonores modulées en fréquence FM. On a l'habitude de regrouper les bandes I et III sous l'appellation VHF et les bandes IV et V: UHF. Rappelons que ces abréviations anglo-saxonnes signifient: Very High Frequency et Ultra High Frequency.

Définition du canal

On cherche, dans les bandes I, III, IV et V à placer le nombre de canaux le plus grand possible. Mais la largeur de bande nominale de la voie, dont dépendra le nombre maximal de canaux, est fonction de la définition et du type de modulation.

Les différents procédés de modulation

Les deux procédés principaux de modulation sont: la modulation d'amplitude AM et la modulation de fréquence FM. Si le signal modulant a une fréquence maximale Fm, la bande occupée, autour de la fréquence centrale vaut:

en AM: $B = 2\,Fm$,
et en FM: $B = 2\,(m + 1)\,Fm$
avec $m = \Delta f/Fm$.

Δf représentant l'excursion maximale en fréquence pour la HF — porteuse — Si l'on envisage le cas du son seul, on a $Fm = 15$ KHz, prenons $\Delta f = 50$ KHz, cas le plus courant, l'occupation du spectre représente alors:

en AM: $B = 30$ KHz,
en FM: $B = 130$ KHz.

Les deux valeurs sont très différentes mais on peut considérer qu'elles sont négligeables devant les centaines de mégahertz allouées. Le type de modulation du son n'a donc que peu d'importance dans l'encombrement de l'émission. Maintenant, considérons le signal vidéo. Nous ne remontrons pas jusqu'à l'établissement de la bande vidéo nécessaire, sachons simplement que nous avons besoin de 5 à 6 MHz. On aurait alors avec $Fm = 5$ MHz en AM, $B = 10$ MHz.

Et si l'on prend $m = 4$ pour que la FM procure un **réel avantage** sur l'AM, on obtient un encombrement de 50 MHz.

La valeur obtenue pour la modulation de fréquence est prohibitive, on ne pourrait loger que 9 canaux dans toute la gamme des UHF. La valeur obtenue en AM est plus raisonnable mais encore trop importante. On utilise alors la modulation à bande latérale atténuée: BLA que l'on peut grossièrement définir comme un intermédiaire entre la modulation d'amplitude classique et la modulation à bande latérale unique BLU. Toutes autres choses restant égales, le spectre dû à la BLU est deux fois moins important que celui dû à l'AM et celui de la BLA légèrement supérieur à celui de la BLU.

Les émissions de télévision sont donc effectuées en modulation à bande latérale atténuée pour l'image et ceci quel que soit le système, et, soit en modulation d'amplitude soit en modulation de fréquence pour le son.

On peut alors représenter le canal ou la voie par une des configurations de la **figure 1**. En effet dans une même voie on doit avoir simultanément le signal vidéo et le signal son, on a donc les deux possibilités: porteuse son supérieure à la porteuse image et porteuse son inférieure à la

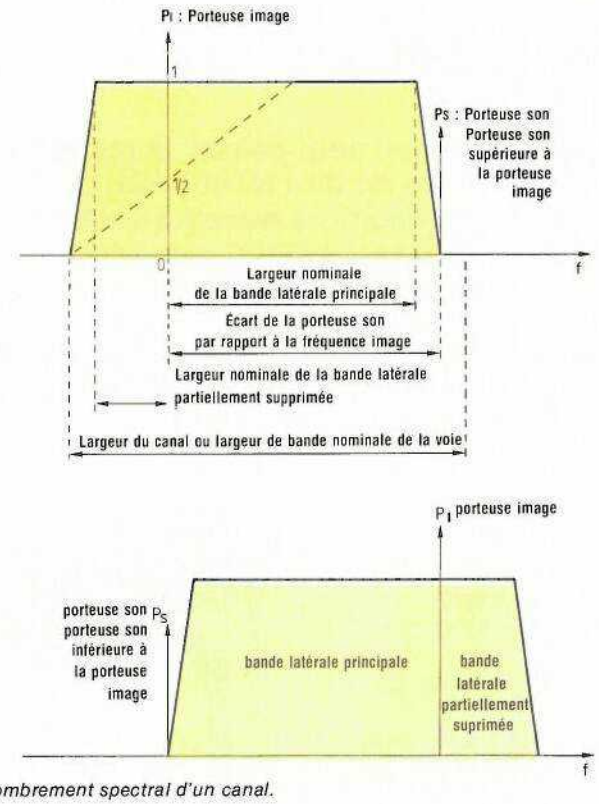


Figure 1: Encombrement spectral d'un canal.

Figure 2. Caractéristiques hautes fréquences dans les différents systèmes de télévision

Caractéristiques	NORMES										
	A VHF	M VHF/UHF	N VHF/UHF	B VHF	C VHF	G UHF	H UHF	I UHF	D, K VHF UHF	L UHF	E UHF
Largeur de bande nominale de la voie MHz	5	6	6	7	7	8	8	8	8	8	14
Écart de la porteuse son par rapport à la porteuse image MHz	−3,5	4,5	4,5	5,5	5,5	5,5	5,5	6	6,5	6,5	11,15
Largeur nominale de la bande latérale principale MHz	3	4,2		5	5	5	5	5,5	6	6	10
Largeur nominale de la bande latérale partiellement supprimée MHz	0,75	0,75	0,75	0,75	0,75	0,75	1,25	1,25	0,75	1,25	2
Type de modulation pour l'image	A5	A5	A5	A5	A5	A5	A5	A5	A5	A5	A5
Polarité de la modulation pour l'image	+	−	−	−	+	−	−	−	−	+	+
Type de modulation pour le son et excursion de fréquence	A3	F3 ± 25KHz		F3 ± 50 KHz	A3	F3 ± 50 KHz	F3 ± 50 KHz	F3	F3 ± 50 KHz	A3	A3
Préaccentuation µS	—	75		50	50	50	—		50	—	—
Rapport des puissances apparentes rayonnées image/son	4/1	4/1		5/1	4/1	5/1	5/1		2/1 5/1	8/1	4/1

Figure 3. Caractéristiques vidéofréquence dans les différents systèmes de télévision

Caractéristiques	NORMES										
	A	M	N	B	C	G	H	I	D, K	L	E
Nombre de lignes par image ou définition	405	525	625	625	625	625	625	625	625	625	819
Fréquence de trame Hz	50	60	50	50	50	50	50	50	50	50	50
Fréquence image Hz	25	30	25	25	25	25	25	25	25	25	25
Fréquence ligne et tolérance en fonctionnement non synchronisé Hz	10.125	15.750	15.625	15.625 ±0,1 %	15.625 ±0,1 %	15.625 ±0,1 %	15.625	15.625	15.625 ±0,05 %	15.625 ±0,1 %	20.475
Largeur de la bande vidéo MHz	3	4,2	4,2	5	5	5	5	5,5	6	6	10

Caractéristiques vidéo communes à toutes les normes: Entrelacement 2 : 1
Format de l'image largeur/hauteur 4/3

Sens de balayage lignes: de gauche à droite
Sens du balayage trames: de haut en bas.

porteuse image. Seuls deux systèmes se distinguent: les systèmes A et E pour lesquels la porteuse son est inférieure à la porteuse image, ces systèmes seront abandonnés et comme nous l'avons vu, remplacés par le système I pour les Anglais et par un système L' pour la France.

Le système L' restera une exception puisqu'en bande I la porteuse son sera toujours inférieure à la porteuse image et qu'en bande III, la porteuse son sera supérieure à la porteuse image. Nous aurons l'occasion de revenir sur ces points particuliers dans un prochain chapitre qui nous montrera le surcroît de complexité apporté à la conception d'un récepteur dans de telles conditions.

On trouvera dans les tableaux des **figures 2** et **3** les caractéristiques haute fréquence et vidéofréquence relatives à un standard ou système particulier. Les systèmes ne sont pas fondamentalement différents, bien au contraire, mais dans la plupart des cas totalement incompatibles.

Le tableau de la **figure 4** rend compte de la diversité des standards utilisés en Europe. Nous voyons — enfin — apparaître le système de codage de la couleur: Secam ou Pal qui n'est pas forcément attaché à un système particulier.

On peut estimer à un peu plus de 125 millions le parc de récepteurs en Europe et si l'on suppose que le nombre de récepteurs est de 65 millions en URSS, on a alors plus de 190 millions de téléviseurs pour toute l'Europe.

Si l'on écarte provisoirement, l'URSS, les quelque 80 millions de récepteurs fonctionnant avec le système PAL représente 67 % de la tota-

PAYS	STANDARD		des signaux couleur
	VHF	UHF	
Albanie	B	G	—
Allemagne (Est et Ouest)	B	G	SECAM/PAL
Autriche	B	G	PAL
Açores	B	—	PAL
Belgique	B	H	PAL
Bulgarie	D	—	SECAM
Danemark	B	—	PAL
Espagne	B	G	PAL
Finlande	B	G	PAL
France	E	L	SECAM
Gibraltar	B	—	PAL
Grande-Bretagne	A	I	PAL
Grèce	B	H	SECAM
Hongrie	D	K	SECAM
Islande	B	—	PAL
Irlande	A	I	PAL
Italie	B	G	PAL
Luxembourg	C	L, G	PAL et SECAM
Malte	B	H	PAL
Monaco	E	L, G	SECAM
Pays-Bas	B	G	PAL
Norvège	B	G	PAL
Pologne	D	K	SECAM
Portugal	B	G	PAL
Roumanie	D	K	—
Suède	B	G	PAL
Suisse	B	G	PAL
Tchécoslovaquie	D	K	SECAM
URSS	D	K	SECAM
Yougoslavie	B	H	PAL
Algérie	B	—	PAL
Iles Canaries	B	—	PAL
Maroc	B	—	SECAM

Départements et territoires d'Outre-Mer

Guadeloupe	K1	K1	SECAM
Guyanne Française	K1		
Martinique	K1		SECAM
Nouvelle Calédonie	K1	K1	SECAM
Réunion	K1	K1	SECAM
Saint-Pierre-et-Miquelon	K1		SECAM
Tahiti	K1	K1	SECAM

Figure 4: Différents standards utilisés dans les principaux pays d'Europe.

lité et le Secam seulement 30 %. Ce qui signifie qu'environ 3 % des récepteurs ne **pourraient** recevoir une émission en couleur: Albanie et Roumanie sans réseau couleur. Les récepteurs fonctionnant avec les standards B et G susceptibles de recevoir une émission couleur codée par le procédé Pal sont majoritaires et représentent 45 % de l'ensemble. Si maintenant on tient compte de l'URSS, les 67 % deviennent 44 % et les 30 %, 55 % rendant le procédé Secam prépondérant.

Répartition des canaux dans les bandes I, III, IV et V

Les bandes de fréquences notées I, III, IV et V étant, comme nous l'avons vu parfaitement définies, on peut donc loger à l'intérieur de ces bandes les canaux correspondants en les agençant de manière à ce qu'ils soient le plus nombreux possible. Il n'y a guère de liberté puisque la largeur nominale de la voie est définie par la définition adoptée et le type de modulation du son. On trouvera dans le tableau de la **figure 5** la répartition des canaux en bande I où l'on remarque l'encombrement de l'ancien 819 lignes français, standard E (13,15 MHz), qui limite le nombre de voies à 2.

Dans ce tableau, et comme dans les suivants, on trouve la fréquence de la porteuse vision suivie de la fréquence de la porteuse son. Au tableau de la **figure 6**, on retrouve la répartition des canaux pour la bande III. On pallie l'inconvénient apporté par l'encombrement de 13,15 MHz avec le standard E en les superposant tête-bêche. Cette astuce permet de loger malgré tout 9 canaux. Sans cet artifice il n'y avait de place que pour 4 canaux. En examinant les valeurs des porteuses vision dans les différents standards, on peut remarquer qu'il n'y a aucune homogénéité: la position des fréquences porteuses est différente d'un standard à l'autre.

Lors de l'établissement des normes relatives aux bandes IV et V, il a été tenu compte de cette multitude de fréquences et la normalisation a été en partie efficace puisque la fréquence vision a la même valeur pour les canaux 21 à 69 et pour les standards G, H, I, K, L. Ces valeurs

Figure 5: Répartition des canaux en Bande I.

Système A Royaume Uni		Système B Europe de l'Est		Système B Italie		Système D URSS	
B1	45,00 / 41,50	E2	48,25 / 53,75	A	53,75 / 59,25	R1	49,75 / 56,25
B2	51,75 / 48,25	E2A	49,75 / 55,25	B	62,25 / 67,75	R2	59,25 / 65,75
B3	56,75 / 53,25	E3	55,25 / 60,75	C	82,25 / 87,75	R3	77,25 / 83,75
B4	61,75 / 58,25	E4	62,25 / 67,75			R4	85,25 / 91,75
B5	66,75 / 63,25					R5	93,25 / 99,75

Système E France		Système I Irlande		Système M USA		Système L' France	
F2	52,40 / 41,25	A	45,75 / 51,75	A2	55,25 / 59,75	A	47,75 / 41,25
F4	65,55 / 54,40	B	53,75 / 59,75	A3	61,25 / 65,75	B	55,75 / 49,25
		C	61,75 / 67,75	A4	67,25 / 71,75	C	64,75 / 58,25
				A5	77,25 / 81,75	C'	63,75 / 57,25
				A6	89,25 / 87,75		

Figure 6: Répartition des canaux en bande III.

Système A Royaume Uni		Système B Europe de l'Est		Système B Italie		Système D URSS	
B6	179,75 / 176,25	E5	175,25 / 180,75	D	175,25 / 180,75	R6	175,25 / 181,75
B7	184,75 / 181,25	E6	182,25 / 187,75	E	183,75 / 189,25	R7	183,25 / 189,75
B8	189,75 / 186,25	E7	189,25 / 194,75	F	192,25 / 197,75	R8	191,25 / 197,75
B9	194,75 / 191,25	E8	196,25 / 201,75	G	201,25 / 206,75	R9	199,25 / 205,75
B10	199,75 / 196,25	E9	203,25 / 208,75	H	210,25 / 215,75	R10	207,25 / 213,75
B11	204,75 / 201,25	E10	210,25 / 215,75	H1	217,25 / 222,75	R11	215,25 / 221,75
B12	209,75 / 206,25	E11	217,25 / 222,75			R12	223,25 / 229,75
B13	214,75 / 211,25	E12	224,25 / 229,75				
B14	219,75 / 216,25						

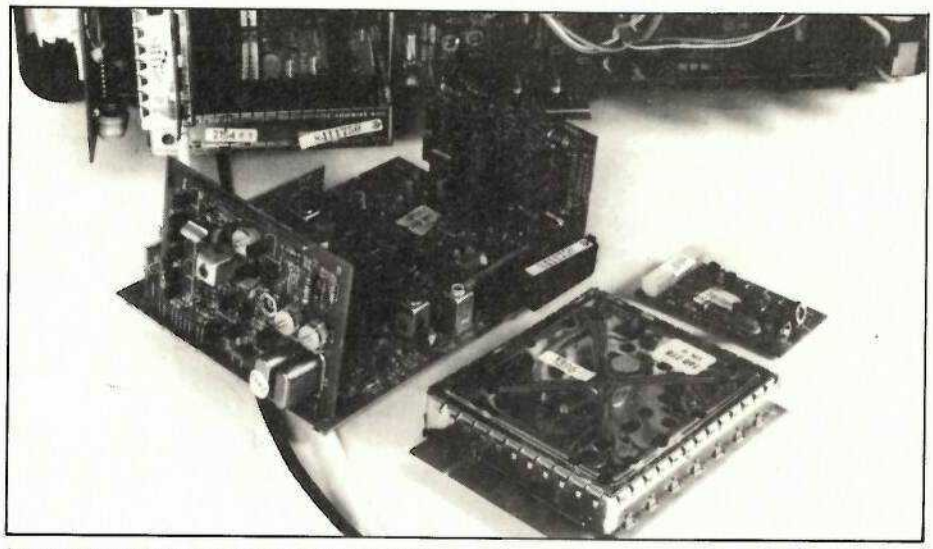
Système E France		Système I Irlande		* Système K1 Territoire Français d'Outre Mer		Système M VSA	
F5	164,00 / 175,15	D	175,25 / 181,25	K4	174,25 / 181,75	A7	175,25 / 179,75
F6	173,40 / 162,25	E	183,25 / 189,25	K5	183,25 / 189,75	A8	181,25 / 185,75
F7	177,15 / 188,30	F	191,25 / 197,25	K6	191,25 / 197,75	A9	187,25 / 191,75
F8	185,25 / 174,10	G	199,25 / 205,25	K7	199,25 / 205,75	A10	193,25 / 197,75
F8A	186,55 / 175,40	H	207,25 / 213,25	K8	207,25 / 213,75	A11	199,25 / 203,75
F9	190,30 / 201,45	J	215,25 / 221,25	K9	215,25 / 221,75	A12	205,25 / 209,75
F10	199,70 / 188,55					A13	211,25 / 215,75
F11	203,45 / 214,60						
F12	212,85 / 201,70						

** Système K': appellation remplacée par K1.*

sont représentées dans le tableau de la **figure 7.** Il est alors aisé de connaître la valeur de la porteuse son, elle peut en effet être déterminée en ajoutant 5,5 MHz pour les systèmes G et H, 6 MHz pour le système I et 6,5 MHz pour les systèmes K et L.

Le Japon et les USA emploient le système N.

Il y a 40 canaux UHF, notés 33 à 62 de 591,25 à 765,25 MHz au Japon et 70 canaux UHF, notés 14 à 83 de 471,25 à 888,25 MHz aux USA. Au tableau de la **figure 2**, on remarque que la largeur maximale de la voie est de 6 MHz pour le système N. Il suffit donc d'ajouter 6 MHz pour obtenir la fréquence de la porteuse vision du canal suivant.



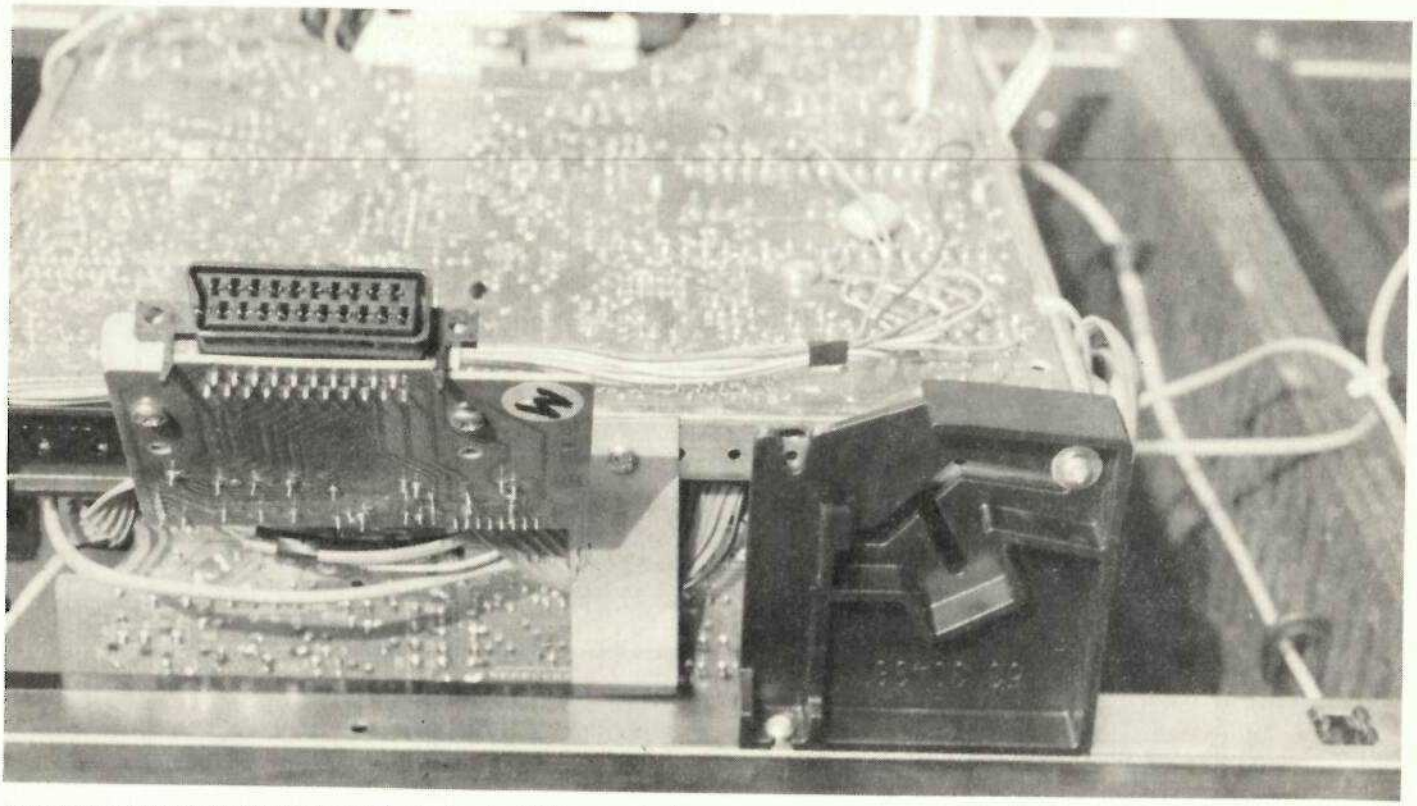
La structure modulaire est bien souvent retenue pour séparer chaque fonction (ex.: téléviseur Barco).

Les standards français

Il y a en France plus de standards que dans n'importe quel autre pays... et elle mérite bien un paragraphe. Nous avons en effet les standards E, L, L', et K1. Le standard K1 n'est utilisé que dans les départements et territoires d'Outre-Mer. Les standards E et L sont actuellement utilisés en métropole, L' remplacera progressivement E. On trouvera à la **figure 8** la configuration des canaux dans les deux cas et l'on remarquera la position relative des porteuses que nous avons précisée antérieurement.

On peut déjà pressentir quelques difficultés quant à la situation de l'oscillateur local, le tuner devra être alternativement infradyne et supradyne. A la **figure 9**, on trouve le tableau regroupant les canaux S: télévision pour câble: CATV, et les canaux interbande dont la position des porteuses vision et son suit la recommandation du CCETT.

Les nouvelles normes de télévision ont pour but de standardiser progressivement tous les canaux en 625 lignes. Dans les bandes I et III, la définition passe donc de 819 à 625 lignes, la largeur du canal passe donc de 14 à 8 MHz avec réduction de l'écart entre les porteuses son et image de 11,15 à 6,5 MHz. Dans la bande I, les canaux F_2 et F_4 seront remplacés par quatre canaux: trois normaux A, B et C et un spécial C' destiné à l'émetteur de Besançon-Lomont. La bande III sera décalée vers le haut. Dans les anciennes normes, la bande III s'étendait de 165,5 MHz à 214,5 MHz, dans les nouvelles normes elle se situe de 176 MHz à 225 MHz. Les 9 canaux actuels de la bande III répartis en canaux impairs 5, 7, 9, 11 et canaux pairs: 6, 8, 8A, 10, 12 disposés tête-bêche seront remplacés par 6 canaux de même sens.



Implantation de la prise péritélévision qui équipe tous les téléviseurs actuels.

Figure 7 : Répartition des canaux en bande III et IV. Standards G, H, I, K, L (Europe et Asie)

	Canal	Fréquence Vision
BANDE IV	21	471.25
	22	479.25
	23	487.25
	24	495.25
	25	503.25
	26	511.25
	27	519.25
	28	527.25
	29	535.25
	30	543.25
	31	551.25
	32	559.25
	33	567.25
	34	575.25
	35	583.25
	36	591.25
	37	599.25
	38	607.25
BANDE V	39	615.25
	40	623.25
	41	631.25
	42	639.25
	43	647.25
	44	655.25
	45	663.25
	46	671.25
	47	679.25
	48	687.25
	49	695.25
	50	703.25
	51	711.25
	52	719.25
	53	727.25
	54	735.25
	55	743.25
	56	751.25
	57	759.25
	58	767.25
	59	775.25
	60	783.25
	61	791.25
	62	799.25
	63	807.25
	64	815.25
	65	823.25
	66	831.25
	67	839.25
	68	847.25
	69	855.25

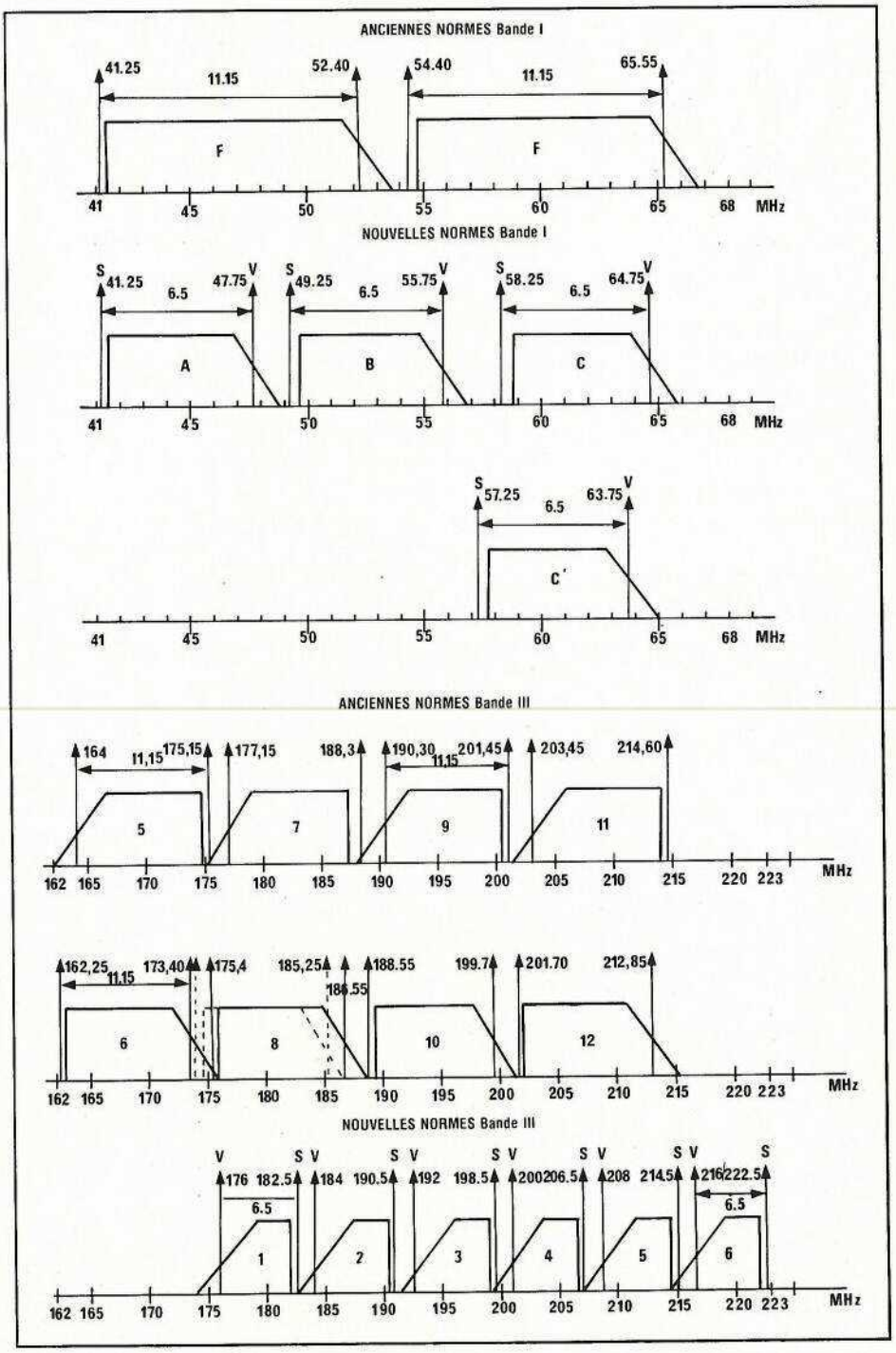
Japon Standard N

Canal	Fréquence Vision / *F Son*
33	591.25
34	597.25
35	603.25
36	609.25
37	615.25
38	621.25
39	627.25
40	633.25
41	639.25
42	645.25
43	651.25
44	657.25
45	663.25
46	669.25
46	669.25
47	675.25
48	681.25
49	687.25
50	693.25
51	699.25
52	705.25
53	711.25
54	717.25
55	723.25
56	729.25
57	735.25
58	741.25
59	747.25
60	753.25
61	759.25
62	765.25

Japon Standard M

Canal	F Vision / *F Son*
J1	91.25
J2	97.25
J3	103.25
J4	171.25
J5	177.25
J6	183.25
J7	189.25
J8	193.25
J9	199.25
J10	205.25
J11	211.25
J12	217.25

F porteuse de son = F porteuse vision + 4,5 MHz



Modification de la méthode d'identification couleur. Actuellement, un signal envoyé à l'émission permet au téléviseur de détecter ou non la présence d'un signal couleur et de fonctionner automatiquement en noir et blanc ou en couleur. Ce signal est adressé sur les neuf premières lignes de chaque image. Les nouvelles normes prévoient que cette identification couleur se fait à chaque début de ligne. Ainsi il n'y a plus identification couleur à la fréquence trame mais à la fréquence ligne. Les neuf lignes libérées en début d'image permettront d'introduire des informations du type Antiope, ce qui n'est pas possible actuellement. Les téléviseurs nouvelle norme sont dès à présent équipés d'un système identification ligne puisque le signal des émetteurs actuels le permet et les téléviseurs anciennes normes continueront de recevoir les émissions en couleur jusqu'à ce que l'identification ligne remplace l'identification trame dans quelques années.

Nous avons donc pour le standard français L ou L', 49 canaux dans les bandes UHF exactement comme pour les standards G, H, I, K, et 10 canaux en bande VHF.

Figure 9: Fréquences porteuses Vision et Son pour la télévision par câble: CATV.

CANAUX : S (en MHz)			CANAUX INTERBANDE (en MHz)		
Nom	v / S		Nom	V / S	
S1	105,25	111,75			
S2	112,25	118,75	B	116,75	123,25
S3	119,25	125,75	C	128,75	135,25
S4	126,25	132,75	D	140,75	147,25
S5	133,25	139,75	E	152,75	159,25
S6	140,25	146,75	F	164,75	171,25
S7	147,25	153,75	G	176,75	183,25
S8	154,25	160,75	H	188,75	195,25
S9	161,25	167,75	I	200,75	207,25
S10	168,25	174,75	J	212,75	219,25
S11	231,25	237,75	K	224,75	231,25
S12	238,25	244,75	L	236,75	243,25
S13	245,25	251,75	M	248,75	255,25
S14	252,25	258,75	N	260,75	267,25
S15	259,25	265,75	O	272,75	279,25
S16	266,25	272,75	P	284,75	291,25
S17	273,25	279,75	Q	296,75	303,25
S18	280,25	286,75			
S19	287,25	293,75			
S20	294,25	300,75			

Caractéristiques des signaux de synchronisation ligne et trame

La **figure 10** rend compte de l'aspect général du signal de synchronisation ligne. On se reportera au tableau de la **figure 11** qui récapitule les caractéristiques de la **figure 10** pour les standards les plus utilisés en Europe. La **figure 12** représente le détail des signaux de synchronisation trame pour le signal à la fin des trames paires et impaires. Les valeurs correspondantes sont répertoriées dans le tableau de la **figure 13** de la même manière que pour le tableau de la **figure 11**.

La conversion HF: fréquences intermédiaires

Comme dans n'importe quel récepteur, le signal haute fréquence ne peut être traité directement. Les signaux haute fréquence sont alors transposé en signaux de fréquence intermédiaire où ils peuvent être amplifiés de manière sélective et démodulés.

On se sert pour cette transposition d'un oscillateur local et le signal à fréquence intermédiaire résulte du battement entre le signal incident et celui de cet oscillateur. En ce point, un récepteur de télévision ne diffère pas d'un autre récepteur. La différence réside dans la présence de deux porteuses: une porteuse vision et une porteuse son qui donnent en battant avec l'oscillateur local deux fréquences intermédiaires appelées fréquence intermédiaire son et fréquence intermédiaire vision. La fréquence de l'oscillateur local peut être inférieure ou supérieure à la fréquence ou aux fréquences à recevoir pour une même valeur de fréquence intermédiaire. Le récepteur est alors infradyne ou supradyne. On se reportera à la **figure 14** qui montre l'incidence de la position de l'oscillateur local sur la position des fréquences intermédiaires vision et son. Pour la norme L, l'oscillateur local est inférieur aux fréquences porteuses et l'on a bien une fréquence

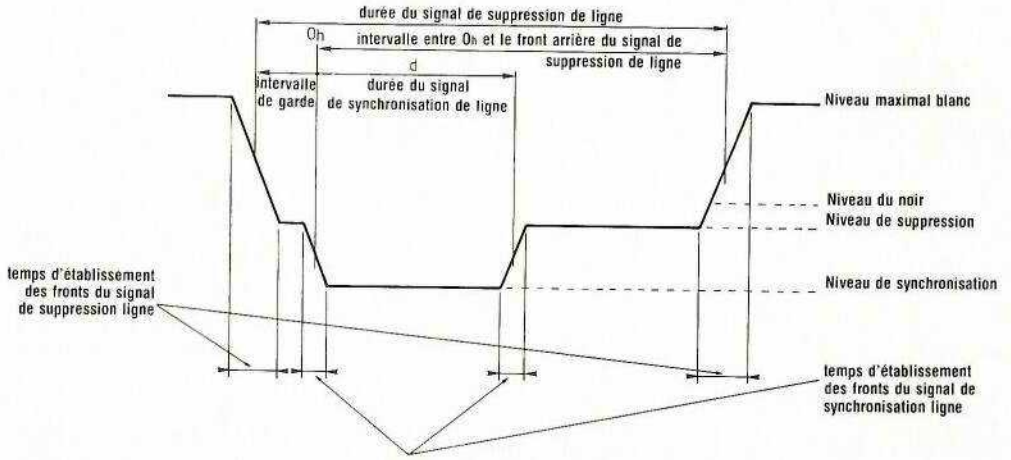


Figure 10

Figure 11 : Caractéristiques des signaux de synchronisation de ligne pour les principales normes européennes.

Caractéristiques en µs	NORMES					
	A	B, H, G	D, K	L	E	C
Période de ligne	98,8	64	64	64	48,84	64
Durée du signal de suppression de ligne	17,5 –19	11,8–12,3	11,8–12,5	12,1 ±0,3	9,2 –9,8	11,8–12,2
Intervalle entre le repère des temps et le front arrière du signal de suppression de ligne	16 –17		10,3 –11,3	10,7±0,3	8,9	10,2–11
Intervalle de garde	1,5 – 2	1,3– 1,8	1,2 – 1,5	1,5 ±0,1	0,5 –0,7	1,2– 1,6
Durée du signal de synchronisation de ligne	8 –10	4,5– 4,9	4,5 – 5,3	4,8 ±0,2	2,4 –2,6	4,8– 5,2
Temps d'établissement des fronts du signal de suppression ligne 10 à 90 %	0,25– 0,5	0,2– 0,4	0,2 – 0,45	0,3±0,1	0,17–0,23	0,2– 0,4
Temps d'établissement des fronts du signal de synchronisation ligne 10 à 90 %	≤ 0,25	0,2– 0,4	0,13– 0,26	0,15±0,05	0,10–0,14	0,2– 0,4

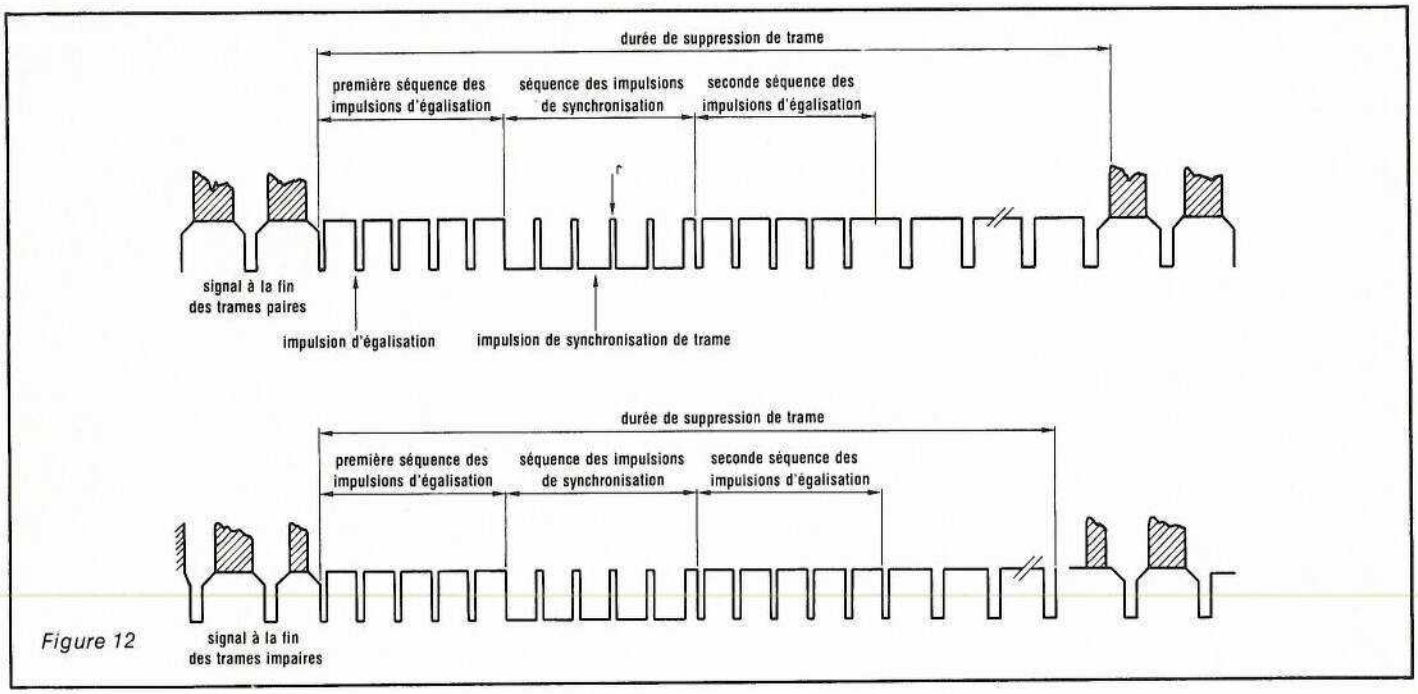


Figure 12

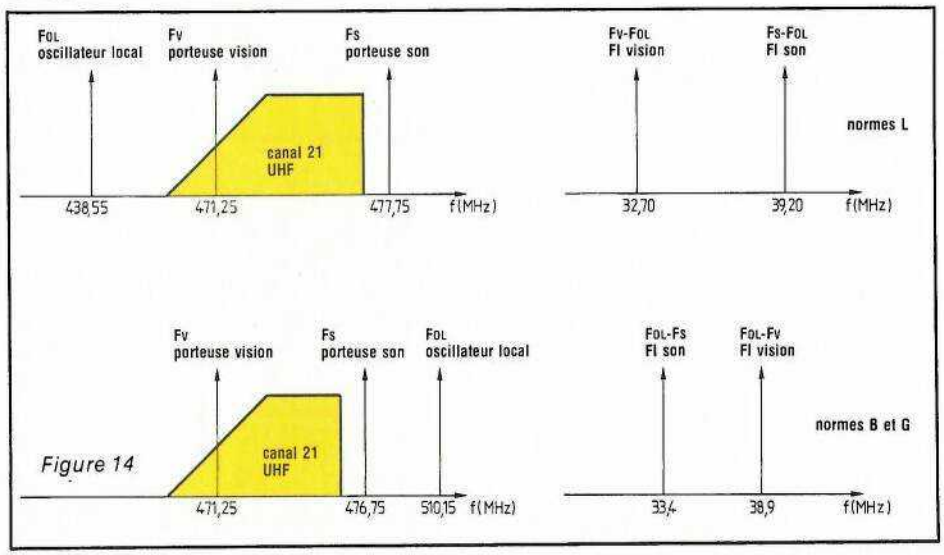


Figure 14

intermédiaire vision à 32,7 MHz et son à 39,20 MHz qui correspondent aux valeurs recommandées par le **SCART: Syndicats des Constructeurs des appareils de radio et télévision.** Pour les normes B et G, l'oscillateur local est supérieur aux fréquences à recevoir et l'on obtient les fréquences intermédiaires vision à 38,9 MHz et son à 33,4 MHz.

Toutes les valeurs des FI recommandées sont regroupées dans le tableau de la **figure 15.**

On voit que pour les standards B, G, I et L', la fréquence intermédiaire vision est supérieure à la fréquence intermédiaire son et que l'on a la

Figure 13: Caractéristiques des signaux de synchronisation de trame pour les principales normes européennes

Caractéristiques	NORMES					
	A	B, H, G	D, K	L	E	C
Période de trame (ms)	20	20	20	20	20	20
Période de ligne: H (µs)	98,8	64	64	64	48,84	64
Durée de la première séquence des impulsions d'égalisation		2,5 H	2,5 ou 3 H	2,5 H	3 H	2,5 H
Durée de suppression de trame	(13 à 15,5) H + 18,25 (µs)	(18 à 22) H + 12 (µs)	(23 à 27) H	(22 à 24) H	41 H	(20–21) H + 12 (µs)
Durée de la séquence des impulsions de synchronisation	4 H	2,5 H	2,5 ou 3 H	2,5 H		2,5 H
Durée de la seconde séquence des impulsions d'égalisation		2,5 H	2,5 ou 3 H	2,5 H		2,5 H
Durée de l'impulsion d'égalisation (en µs)		2,2–2,4	2,25–2,65	2,3 ±0,1		2,3– 2,5
Durée de l'impulsion de synchronisation de trame (µs)	38 –42			27,2 ±0,4	19-21	26,8–27,2
Intervalle entre les impulsions de synchronisation de trame (µs)	11,4– 7,4	4,5–4,9	4,5 –5,3	4,8		4,8– 5,2
Temps d'établissement (10 à 90 %) des fronts du signal de synchro (µs)	≤ 0,25	0,2–0,4	0,13–0,26	0,15±0,05	< 0,2	0,2 à 0,4

disposition inverse pour les standards L, E, A, C, K et D. Ce phénomène complique notablement la conception d'un récepteur multistandard, ou multinorme, puisque l'oscillateur local devrait être alternativement infradyne ou supradyne si l'on voulait conserver les valeurs de FI recommandées. En fait, pour un récepteur multistandard il est inutile de suivre ces recommandations et tous les récepteurs de ce type utilisent une fréquence intermédiaire vision unique à 38,9 MHz qui est la fréquence intermédiaire vision dans les normes B et G. Cette configuration est parfaite pour les systèmes ayant une porteuse son supérieure à la porteuse image car on a alors l'oscillateur local supérieur aux fréquences à recevoir.

Malheureusement, il est impossible de recevoir les canaux inversés: canaux F2, F4, A, B, C et C' dans la bande I et les canaux pairs: 6, 8, 8A, 10 et 12 dans la bande III. On doit alors s'orienter vers un système plus complexe: deux tuners ou un seul tuner et de nombreux circuits de FI.

Approche d'un système multistandard

La conception d'un récepteur multinorme ne peut être faite qu'en employant certains compromis. Il serait en effet aberrant de concevoir un récepteur adapté aussi bien pour les USA et le Japon que pour tous les autres pays d'Europe. Il n'existe pas de marché pour ce type d'appareil fort onéreux et pour cause: comment pourrait-on d'un point donné recevoir les émissions en provenance de tous ces pays. Il existe un marché par contre pour des récepteurs pouvant recevoir les émissions européennes.

Aujourd'hui, ce genre d'appareils ne peut intéresser que les régions frontalières et les amateurs de DX mais la mise en place d'un système de télévision par satellites géostationnaires entraînera le développement du marché de ce type de récepteur qui pour le moment atteint 8 % du volume annuel total des ventes de récepteurs de télévision effectuées en France.

Exemple de système multistandard chez Brandt comprenant un moniteur, un démodulateur son, un démodulateur image et deux enceintes.

Nous avons, dans un premier temps, répertorié et étudié les différents standards utilisés en Europe. Il faut alors trouver une solution pour convertir les porteuses vision et son

Figure 15: Tableau des fréquences intermédiaires recommandées dans les différents systèmes.

NORME	L	E	B, G	I	A	M, N	C	D, K	L'
FI VISION MHz	32,70	28,05	38,9	39,5	34,65	45,75	33,70	30,5	38,9
FI SON MHz	39,20	39,20	33,4	33,5	38,15	41,25	39,20	37,0	32,4

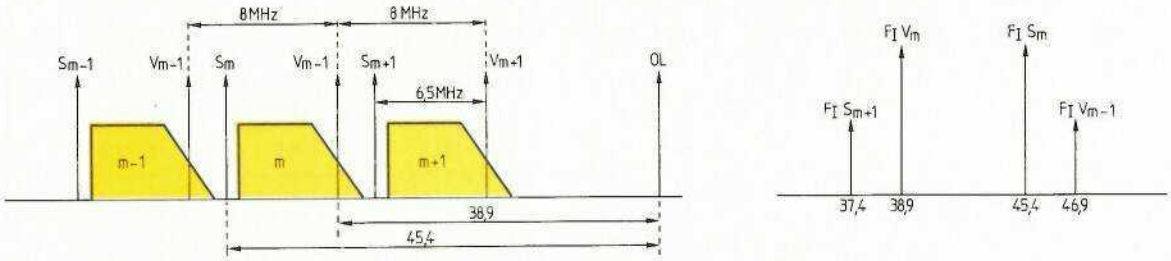


Figure 16

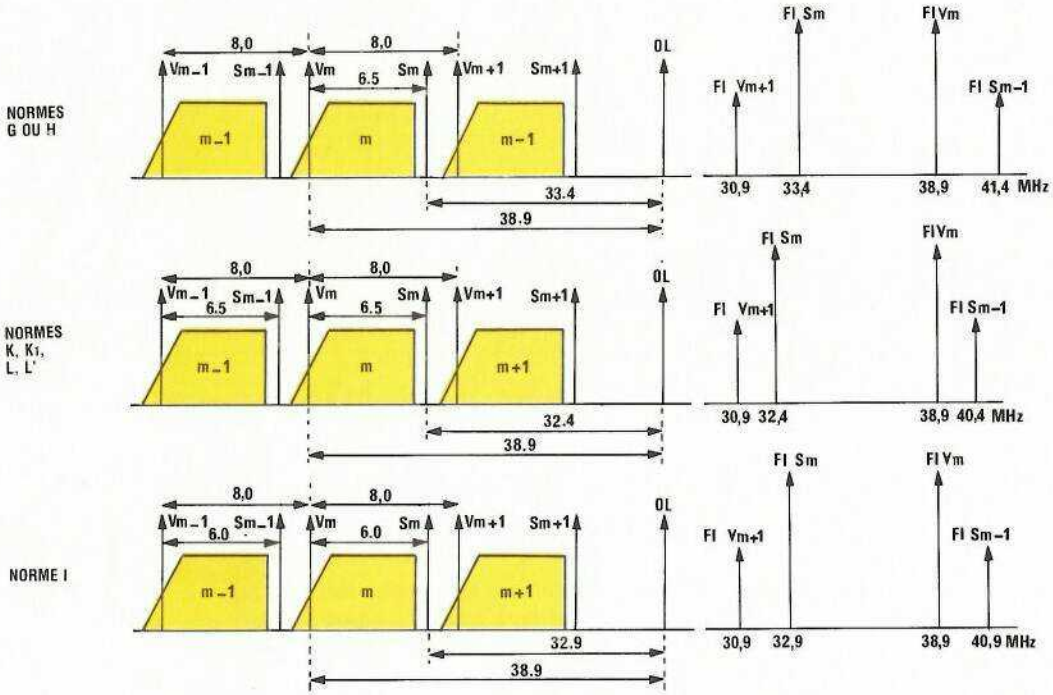
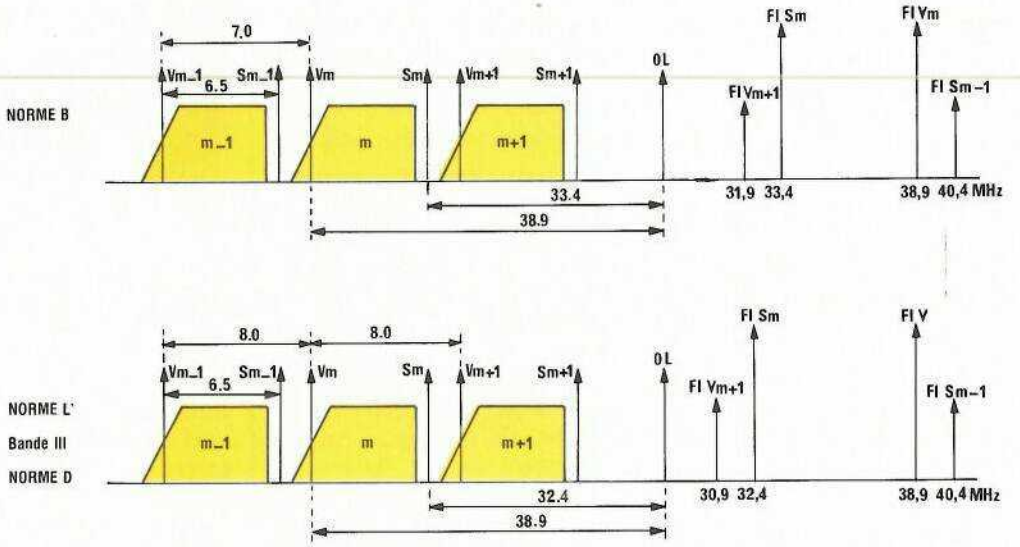


Figure 17



en signaux de fréquences intermédiaires. Pour simplifier les circuits, le concepteur cherchera la meilleure solution: celle qui permet l'emploi d'un minimum de fréquences donc un minimum de composants. Pour qu'un téléviseur soit conforme aux normes en vigueur et donc pouvoir être vendu sur le territoire français, il doit être capable de recevoir et interpréter convenablement toutes les émissions diffusées. En adoptant des