

électronique

Laisirs

ISSN 0033 7668

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

Pour les skippers avertis, ce

speedomètre



Programmateur
d'EAROM
4 × 1 K

Compte-tours digital



420
ov.
82

Belgique: 81 FB - Suisse: 4 FS - Canada S: 1,75 - Espagne: 175 Pesetas - Tunisie: 1,150 Dinar - Italie: 3800 Lires -

T 2438 - 420 - 10.00 F

SOMMAIRE

N° 420
NOVEMBRE 1982

REALISATIONS



27 Programmeur d'EAROM

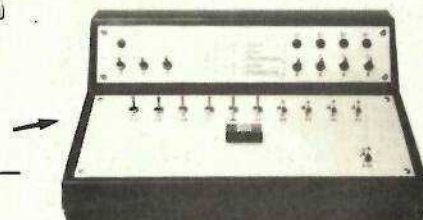
41 Convertisseur 27 MHz → PO

43 Une petite boîte rigolote

53 Compte-tours digital pour auto

67 Speedomètre digital

79 Voltmètre de bord pour auto



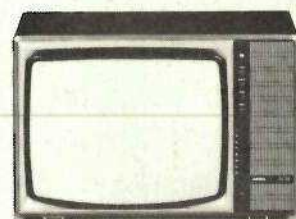
TECHNIQUE

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

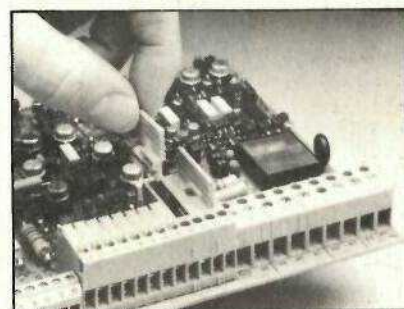


DIVERS

3 Service circuits imprimés

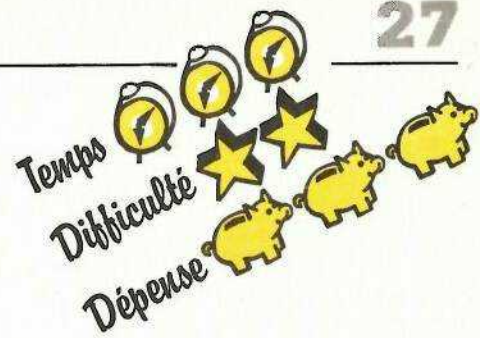
78 Infos nouveautés

82 Rectificatif



Ont participé à ce numéro:
H. Bilbille, J. Ceccaldi, C. Couillec, F. de Dieuleveult, P. Gueulle, C. Lemoigne, P. Pateñay, 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 — (Electronically - 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 a 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.

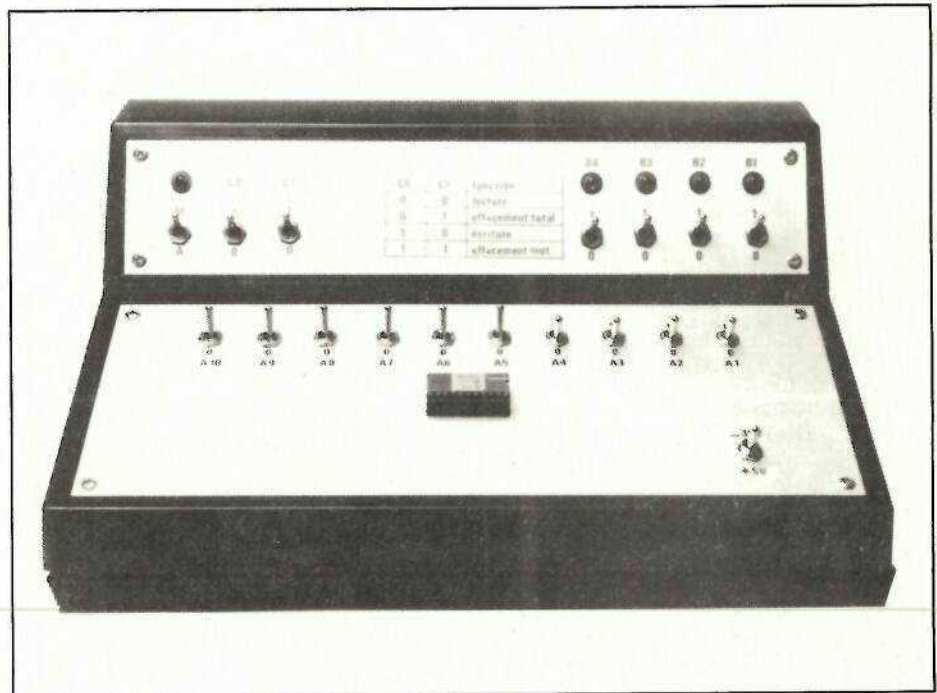


Figure 1. Tableau comparatif des différentes mémoires

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, Nitrure, 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 Å à 50 Angströms.

Lorsque l'on applique la tension de grille, des gradients de champs extrêmement élevés 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_3N_4 et SiO_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'at-

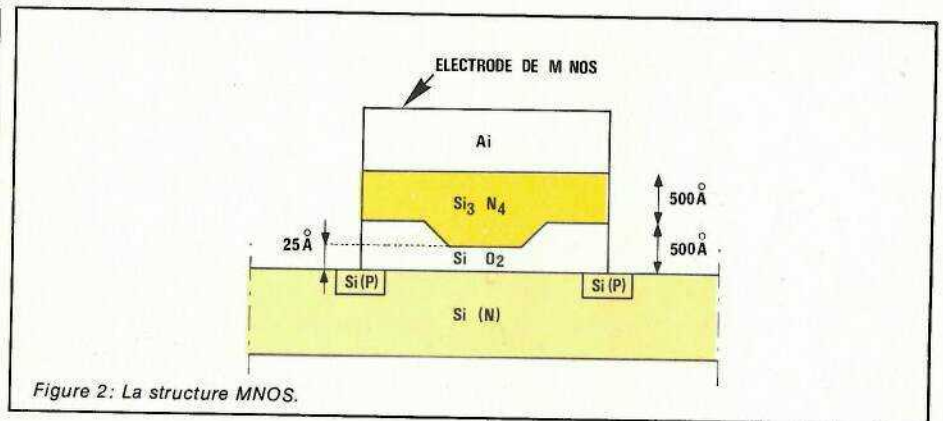


Figure 2: La structure MNOS.

tente. 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 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 impor-

tantes 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 énumération 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 SiO_2 par un Nitride de Silicium Si_3N_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.

À 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 développée pour assurer la compatibilité TTL-MOS. Une couche de SiO_2 est déposée entre le Si_3N_4 et le substrat de type N. La couche d'oxyde devait être suffisamment épaisse pour éviter la diffusion des charges

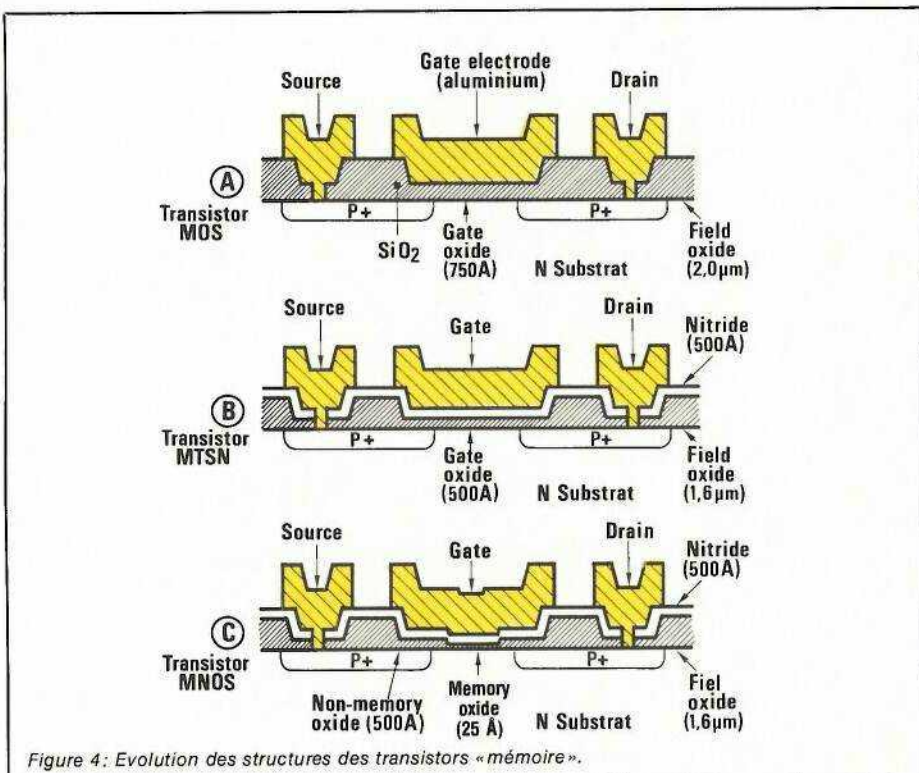


Figure 4: Evolution des structures des transistors « mémoire ».

dans la couche de Si_3N_4 et suffisamment mince pour profiter des avantages du Si_3N_4 par rapport au SiO_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.

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 Å (1 Ångström = 10^{-10} m).

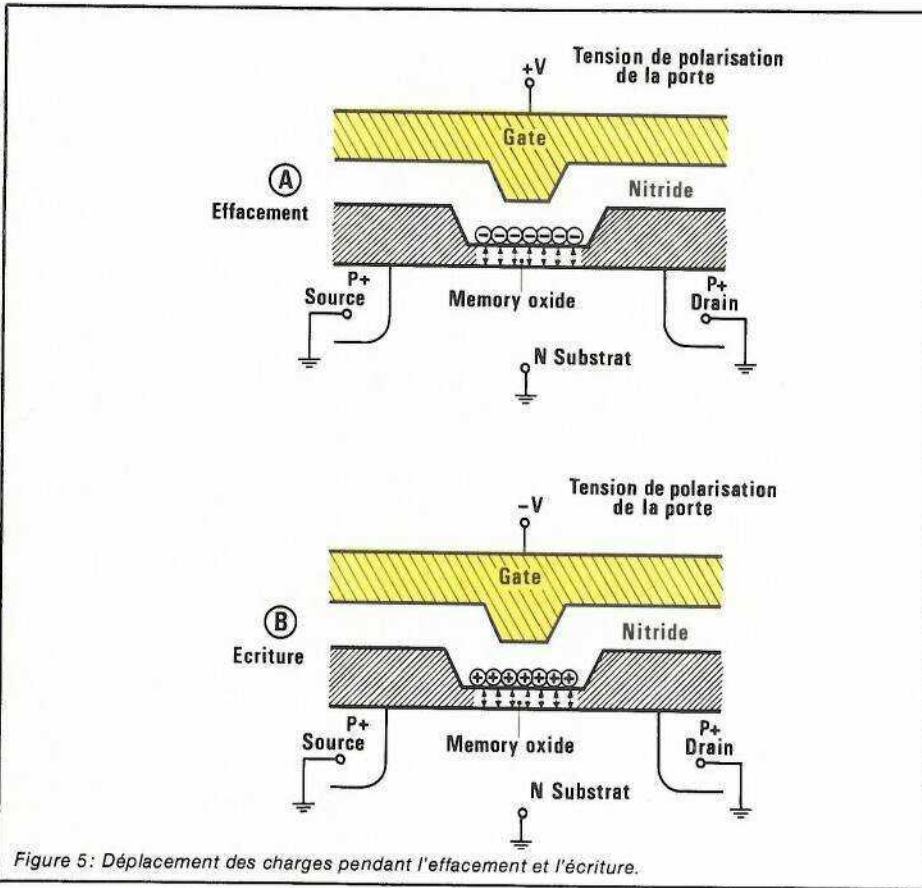
Les charges traversent l'isolant que constitue la couche de SiO_2 lorsqu'une tension de polarisation de 25 à 30 V est appliquée. Ces charges restent dans l'interface Nitride Oxyde. Les deux matériaux étant d'excellents isolants, les charges peuvent être stockées pendant un temps excessivement long que 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 SiO_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-retention 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



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

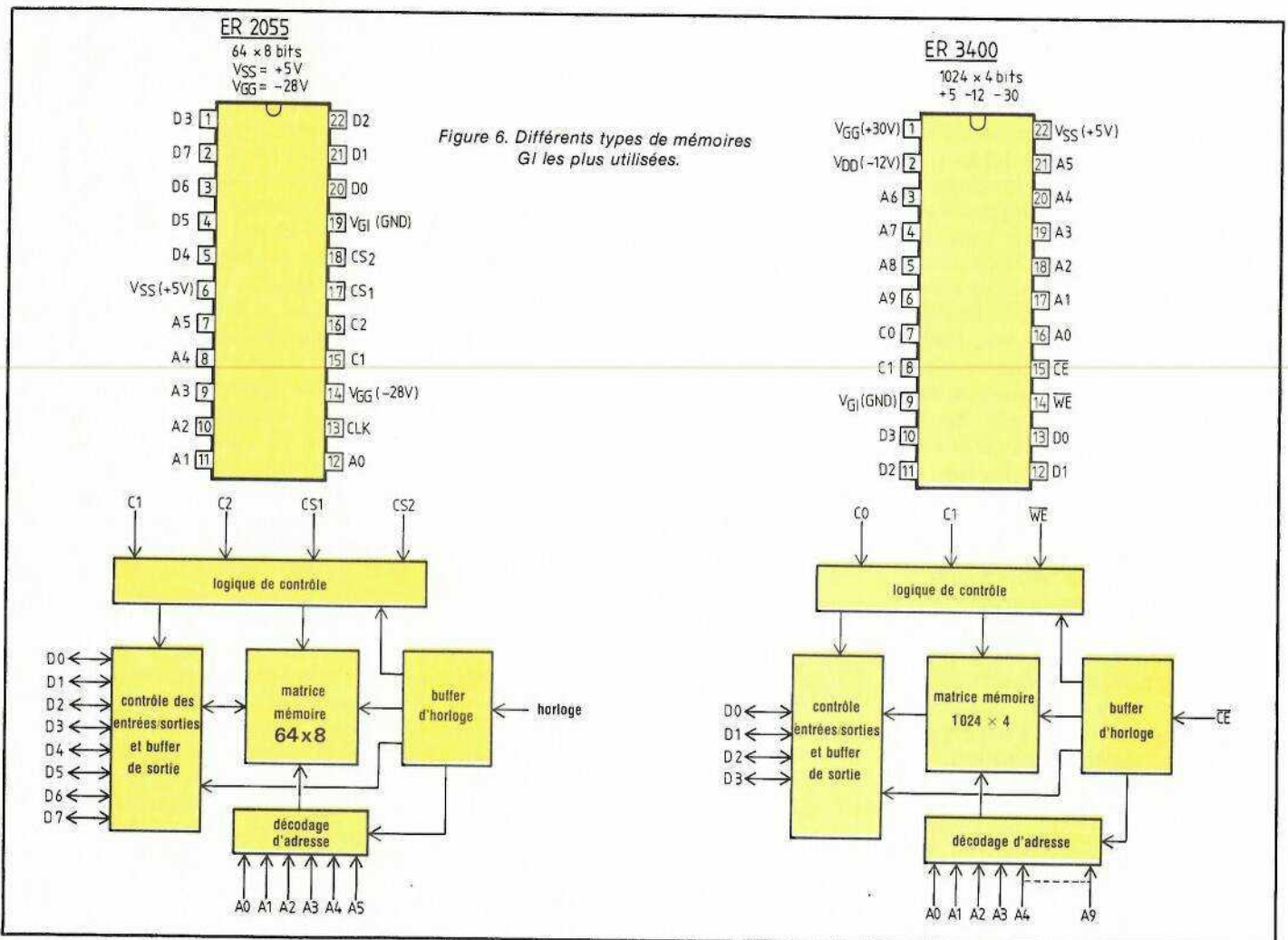
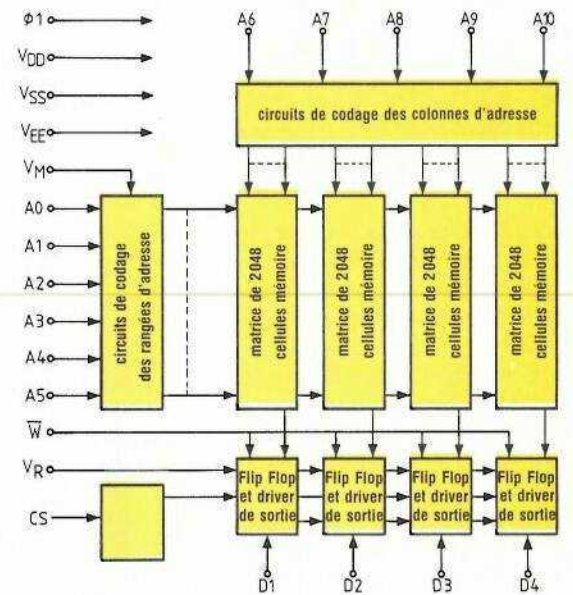
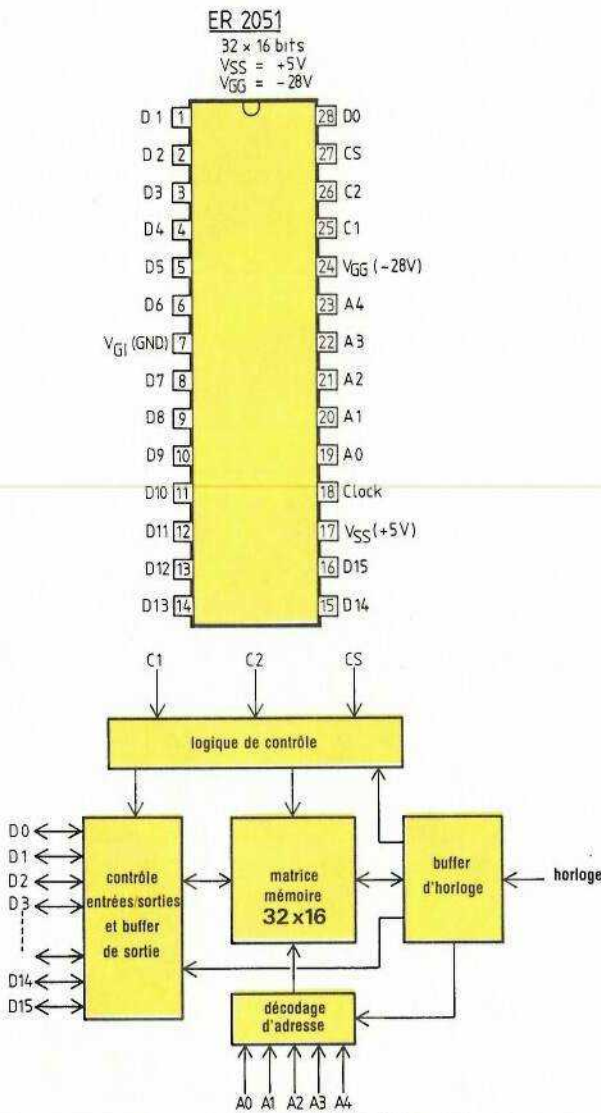
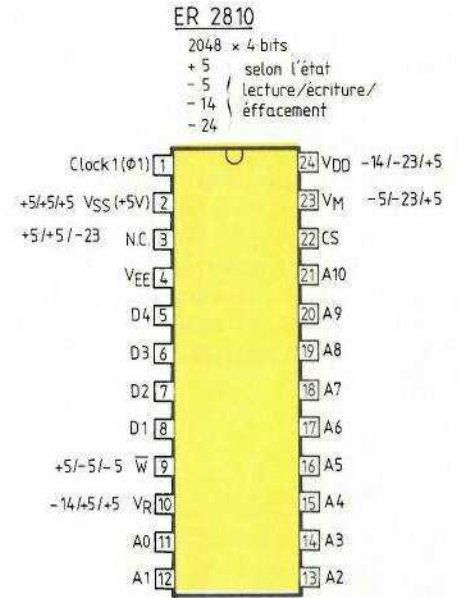
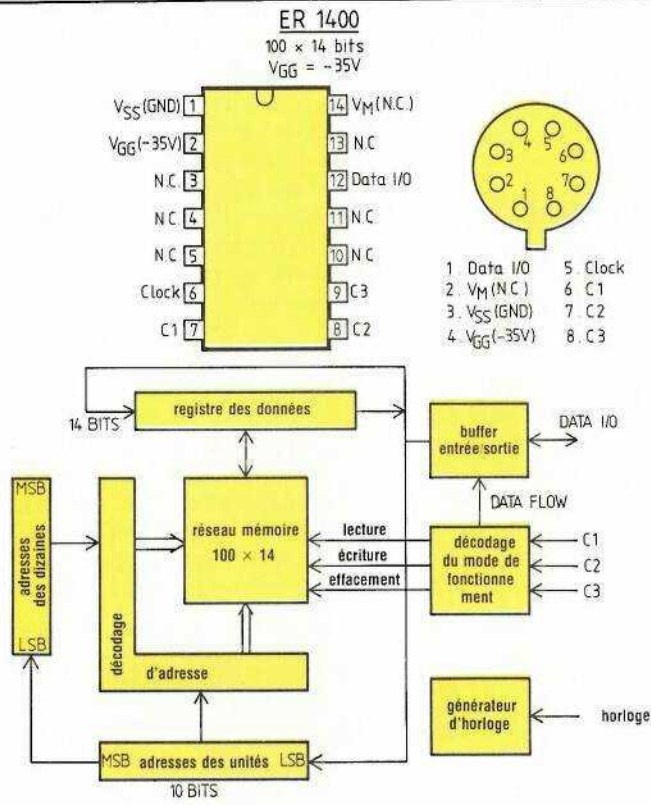


Figure 6. (Suite)



broche à broche dans certaines conditions puisqu'elle réclame deux tensions d'alimentation. La mémoire ER 2810 a la plus grande capacité: $2\text{ K} \times 4$ 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 $1\text{ K} \times 4$. 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 programmeur 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 programmeur 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

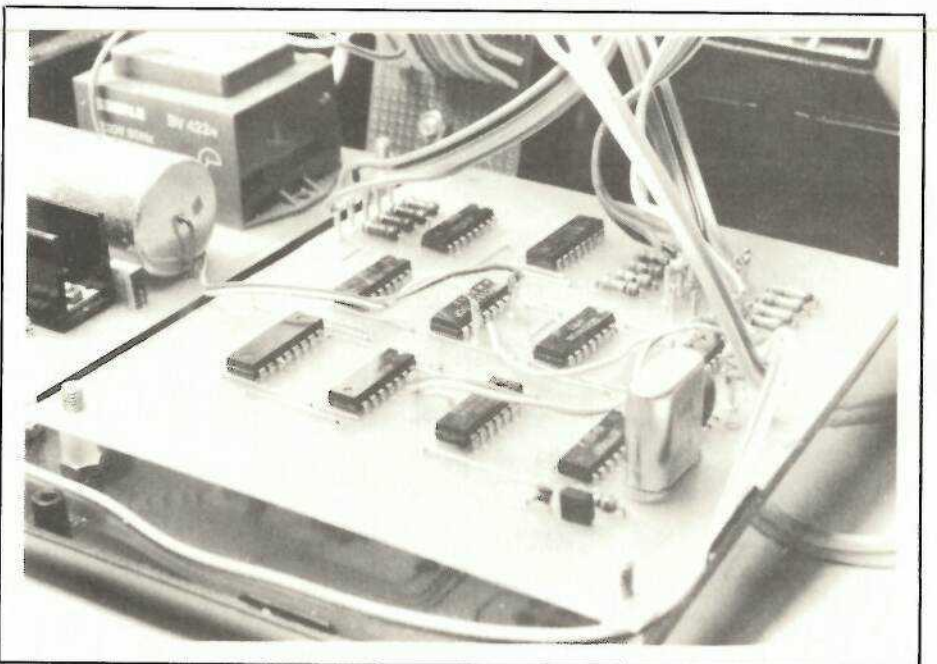
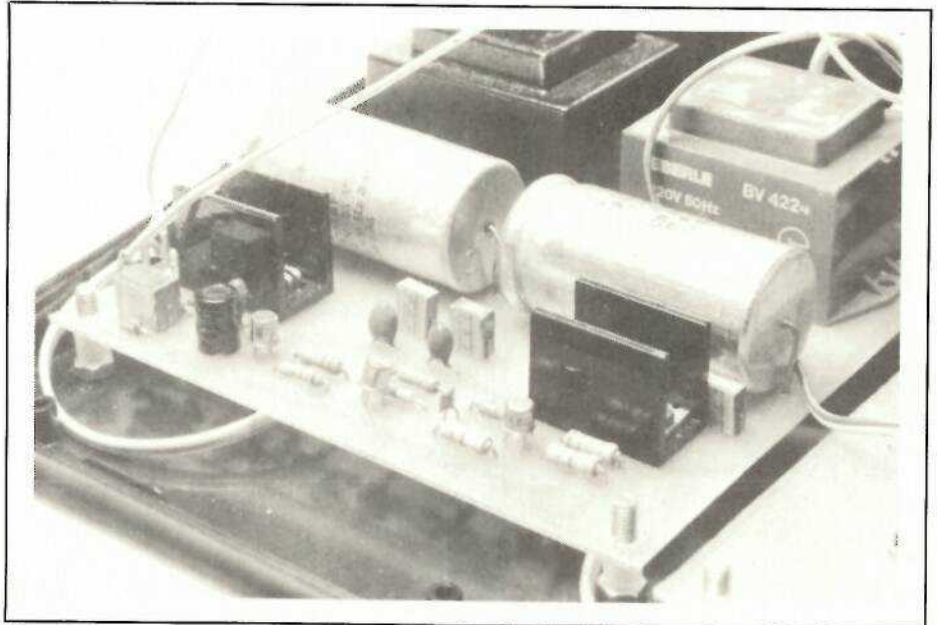
Effacement

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 programmeur.

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.

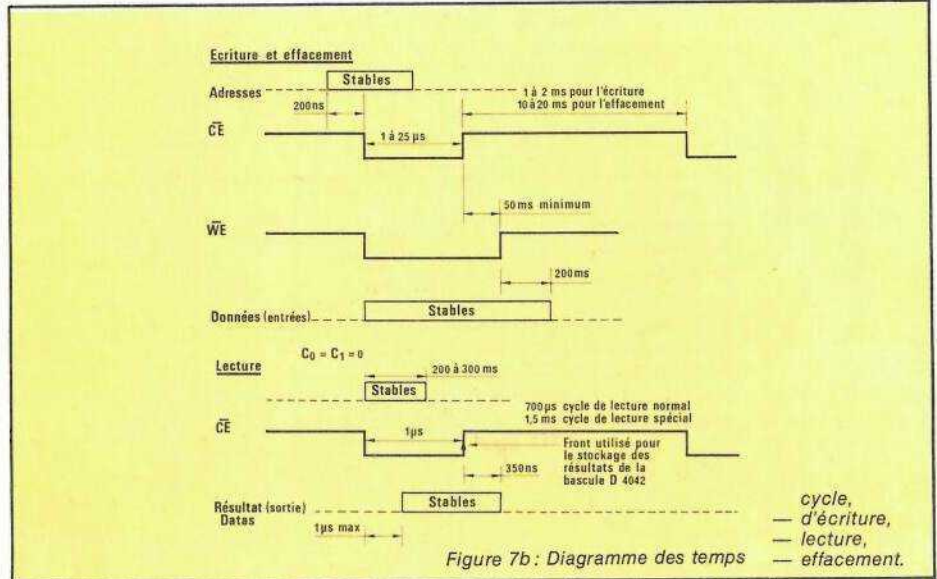


Figure 7b: Diagramme des temps

Le programmeur

Le programmeur 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 WE et 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 μ s et le temps pendant lequel le signal CE est à l'état bas : 25 μ s maximum. Ce qui donne un temps de présence des données maximal de 24 μ s. Si l'on veut afficher le résultat on utilise une bascule, mémoire tampon qui stocke

les informations. Le front positif du signal 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.

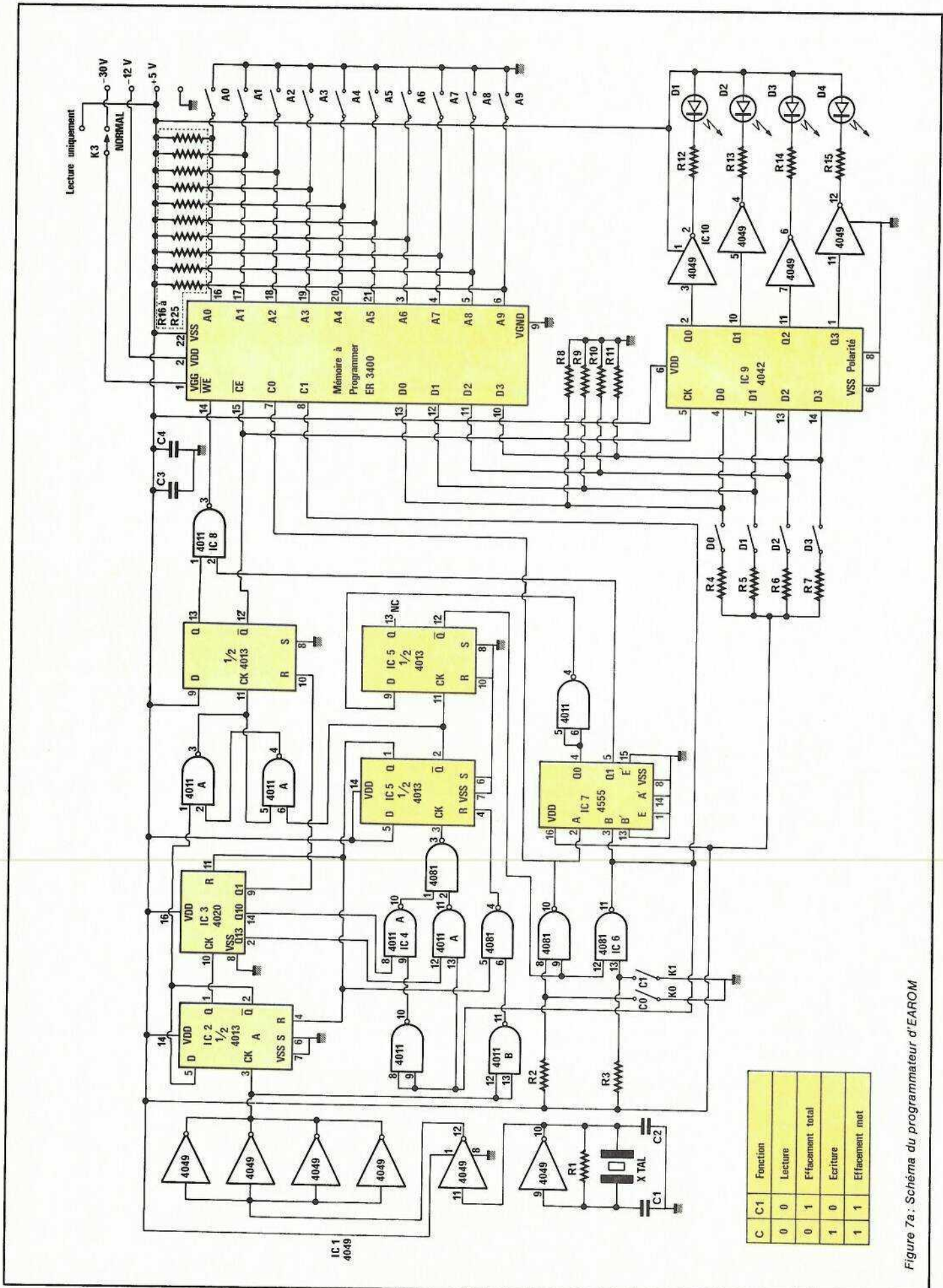
Le tracé des pistes du circuit imprimé est représenté à la figure 8 et l'implantation correspondante à la figure 9. Comme on peut le remarquer la carte comporte de nombreux straps mais la solution du circuit imprimé simple face a été malgré tout retenue car moins coûteuse et plus rapide.

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 programmeur, 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 programmeur d'EAROM

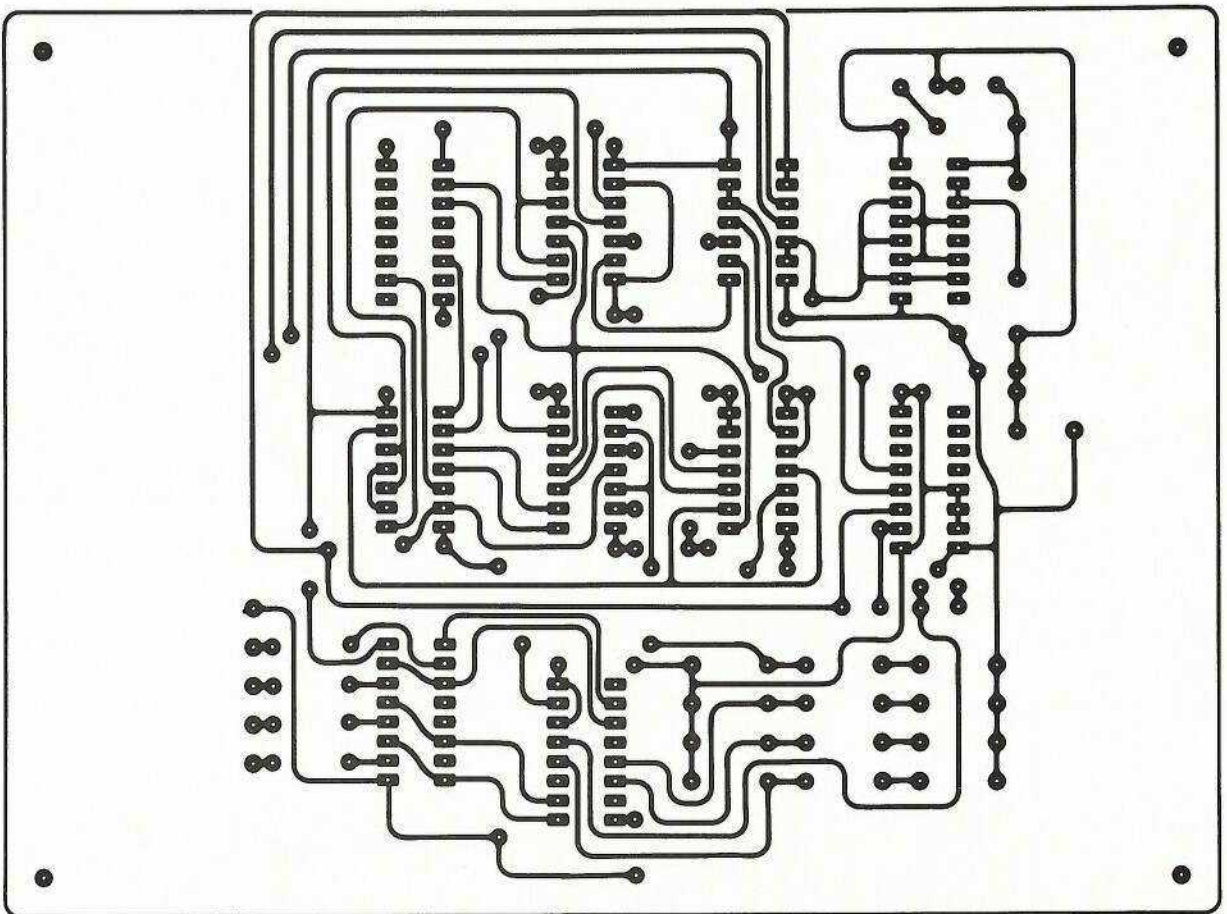


Figure 8 : Programmeur d'EAROM, tracé des pistes.

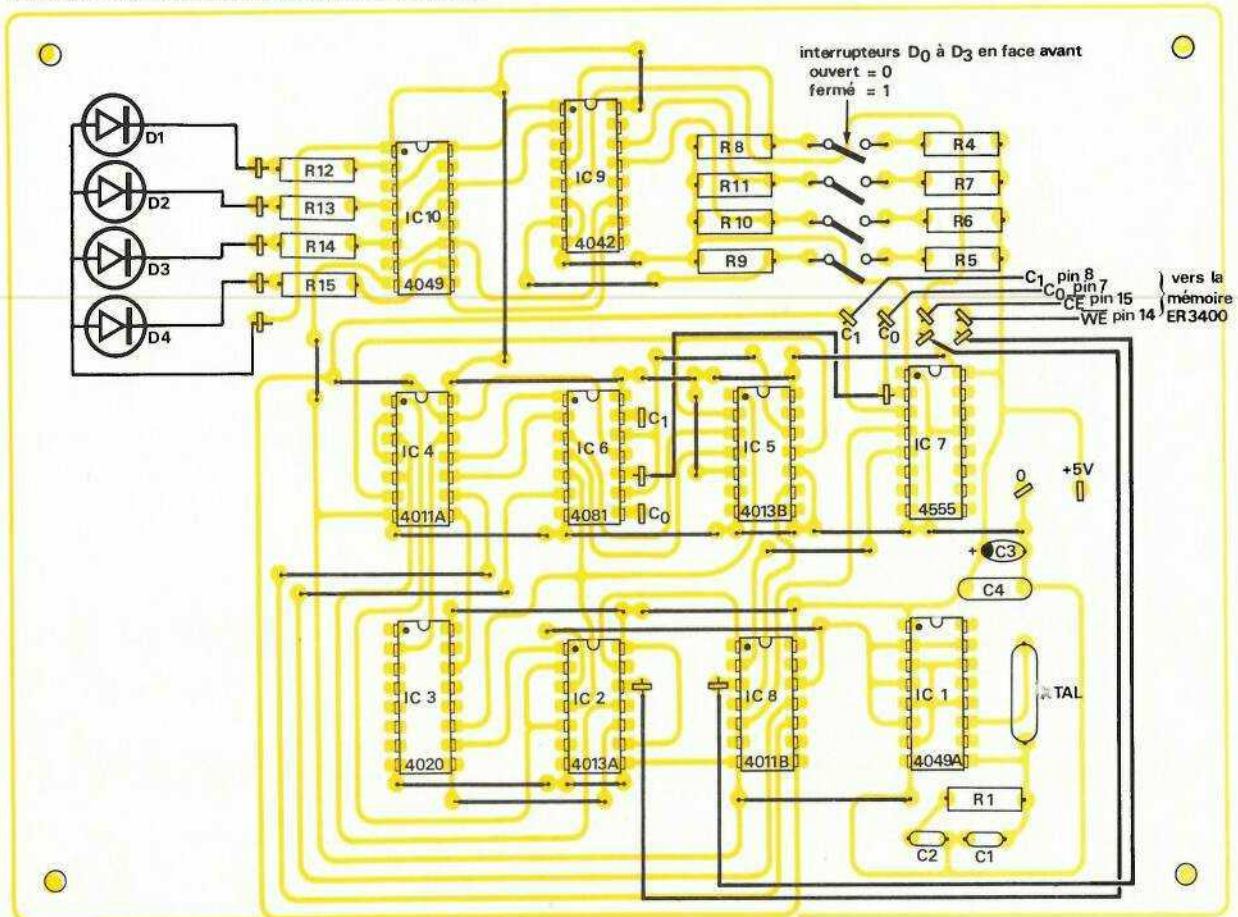


Figure 9 : Programmeur d'EAROM, implantation des composants.

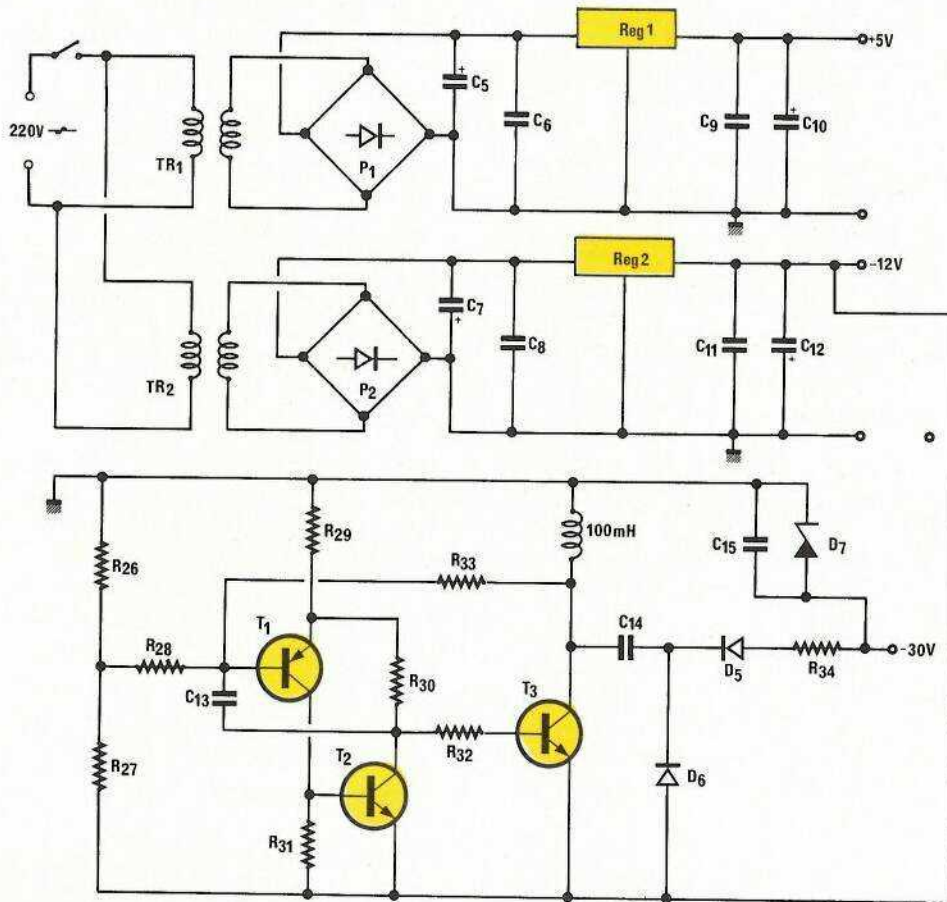
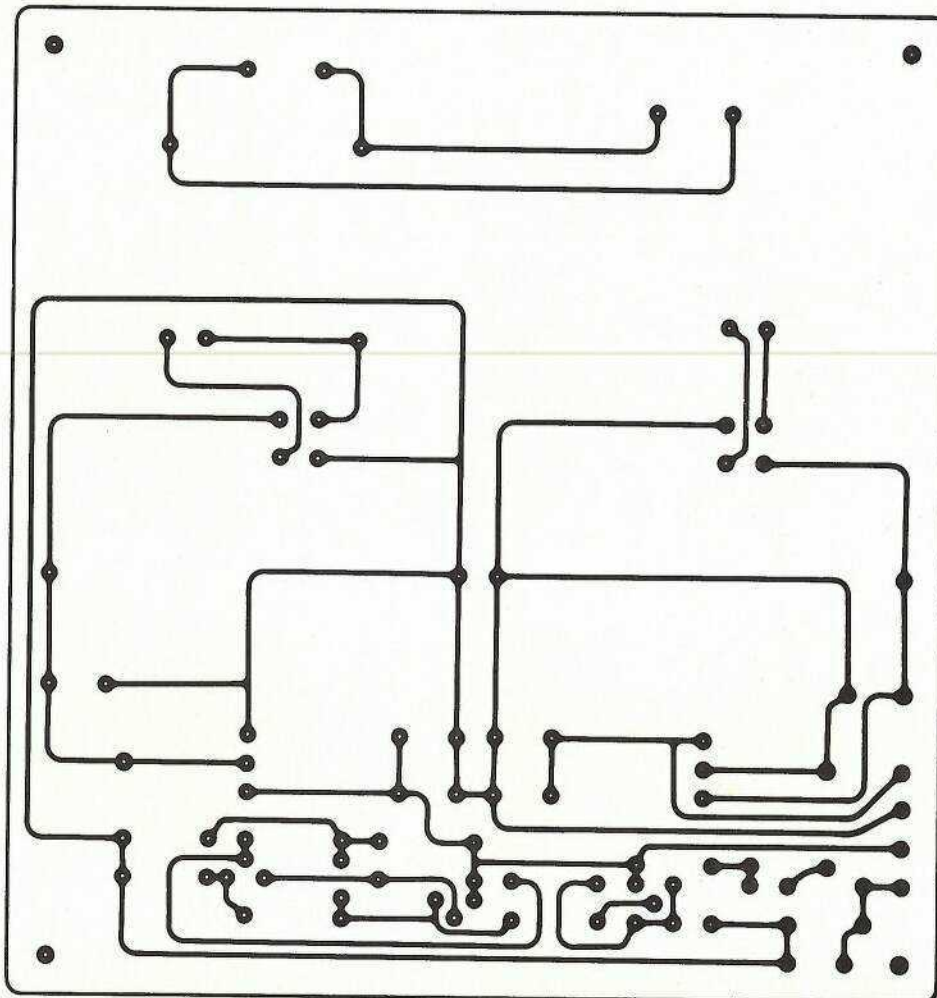


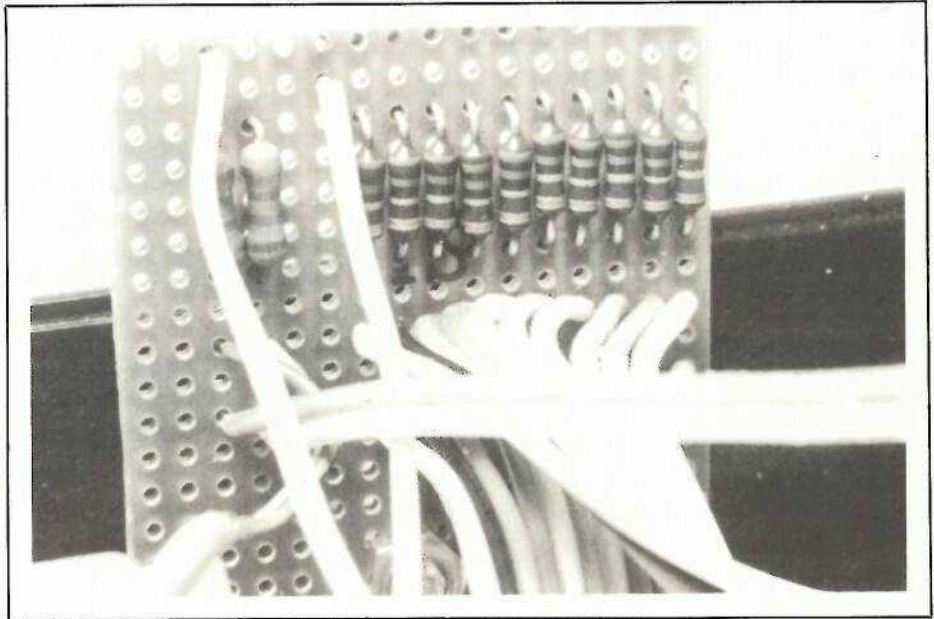
Figure 10: Schéma théorique de l'alimentation du programmeur d'EAROM.



Tracé des pistes de l'alimentation multitenions.

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 électroluminescentes rendent compte de l'état des entrées D_0 à D_3 .
- Générer un cycle d'écriture en

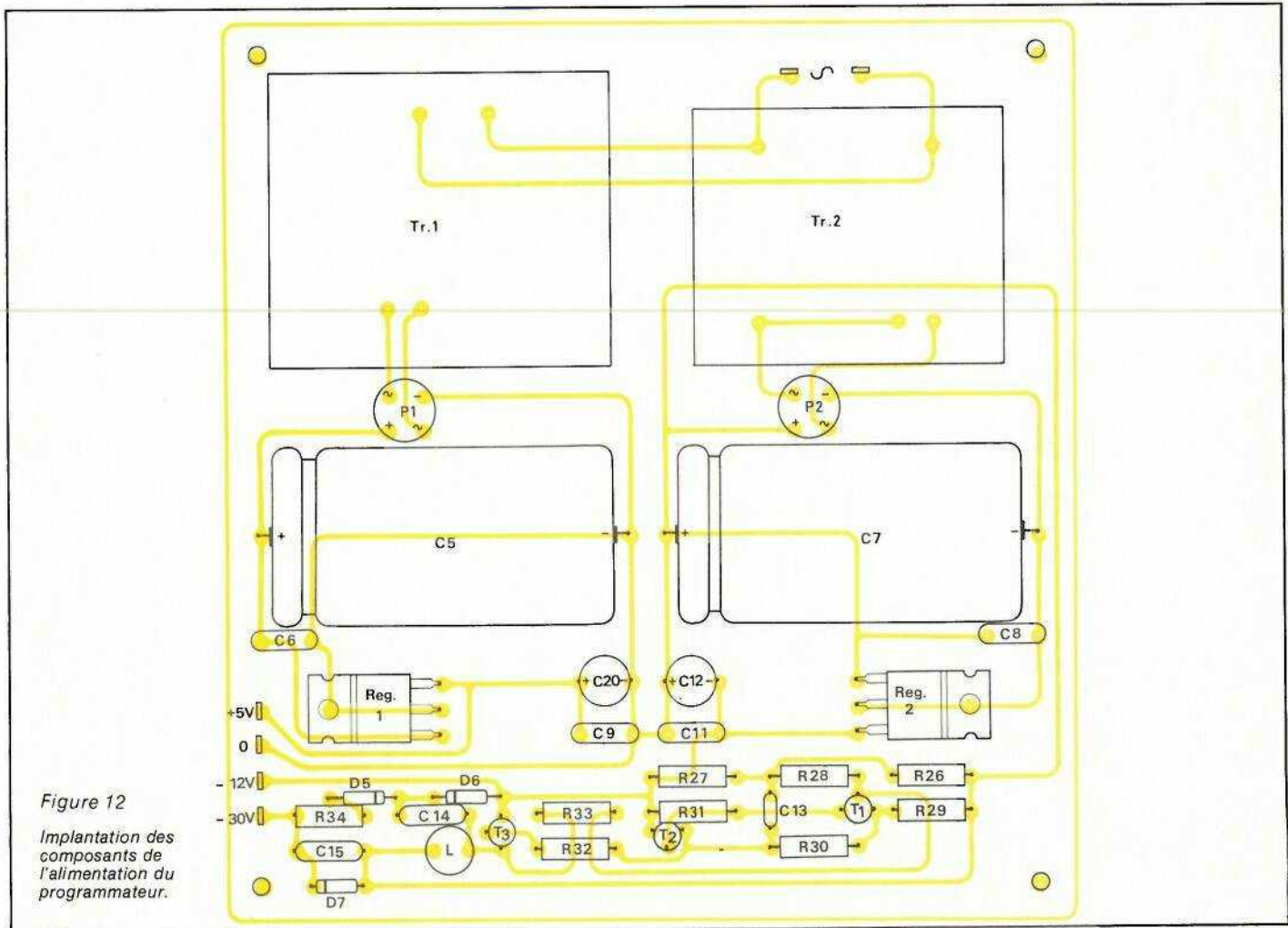


Figure 12
Implantation des composants de l'alimentation du programmeur.

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 électroluminescentes 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.

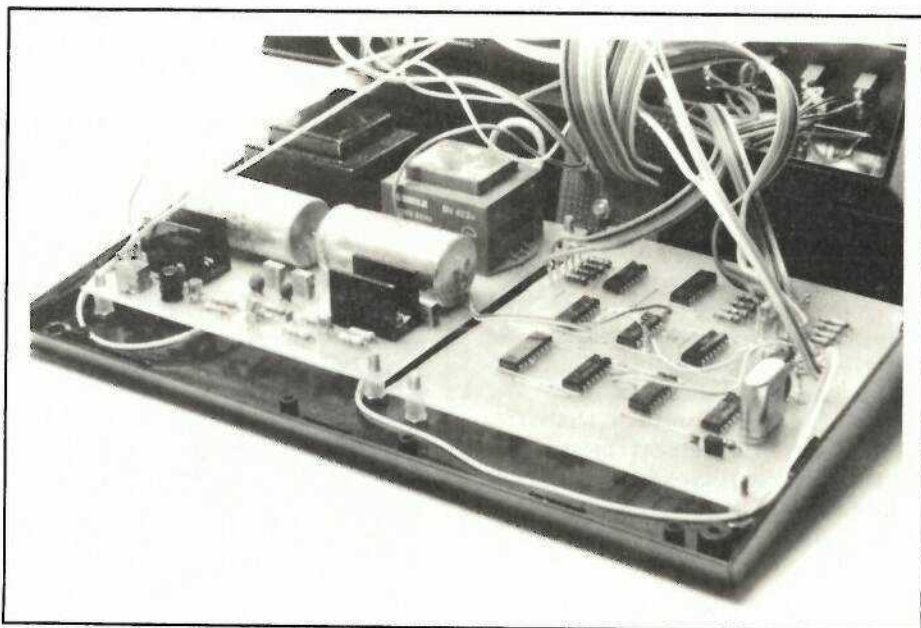
On basculera donc C_0 en premier $C_0 = 1$ et $C_1 = 0$ puis ensuite $C_0 = 1$ et $C_1 = 1$. Le cycle d'écriture n'aura aucun effet puisqu'il n'a pas été précédé par un cycle d'effacement conditionneur. Il est aussi possible pour ce passage d'inverser K_3 de manière à avoir $V_{GG} = +5$ V mais pour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

Le programmeur 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 programmeur identique au précédent et employé pour la carte.

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



Le programmeur 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 μ F 6,3 V
 C_4 : 0,1 μ F MKH
 C_5 : 4700 μ F 25 V
 C_6 : 0,1 μ F
 C_7 : 4700 μ F 25 V
 C_8 : 0,1 μ F
 C_9 : 0,1 μ F
 C_{10} : 22 μ F 6 V
 C_{11} : 0,1 μ F
 C_{12} : 3,3 μ F 35 V
 C_{13} : 1 μ F
 C_{14} : 0,47 μ F
 C_{15} : 0,47 μ F

TR₁ : EREL VN 481001
 TR₂ : 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
 Reg₁ : 7805
 Reg₂ : 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

IC₁ : 4049
 IC₂ : 4013
 IC₃ : 4020
 IC₄ : 4011
 IC₅ : 4013
 IC₆ : 4081
 IC₇ : 4555
 IC₈ : 4011
 IC₉ : 4042
 IC₁₀ : 4049
 IC₁₁ : ER 3400

Divers

XTAL : Quartz 1 MHz.

L = 10 mH

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

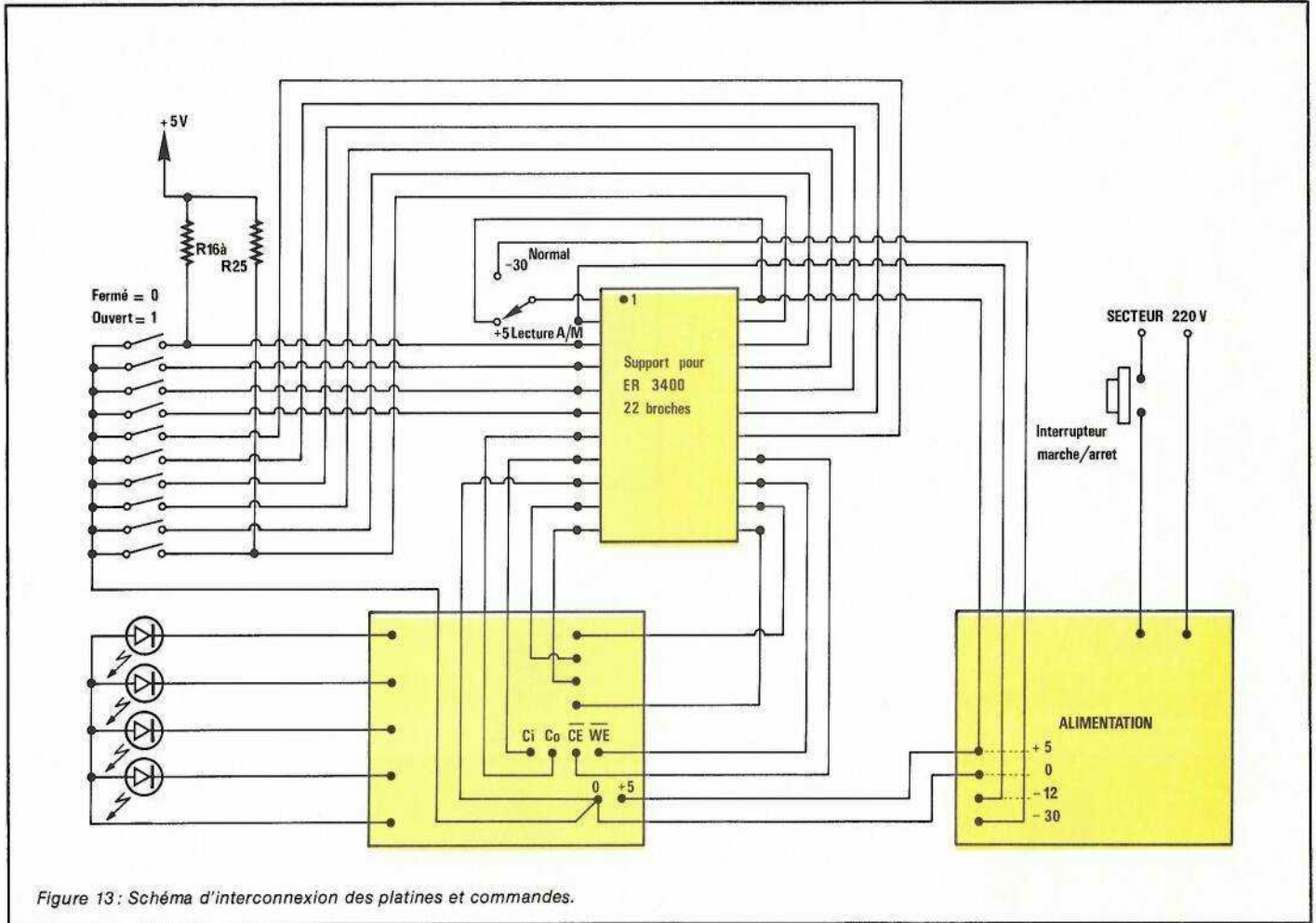


Figure 13: Schéma d'interconnexion des platines et commandes.

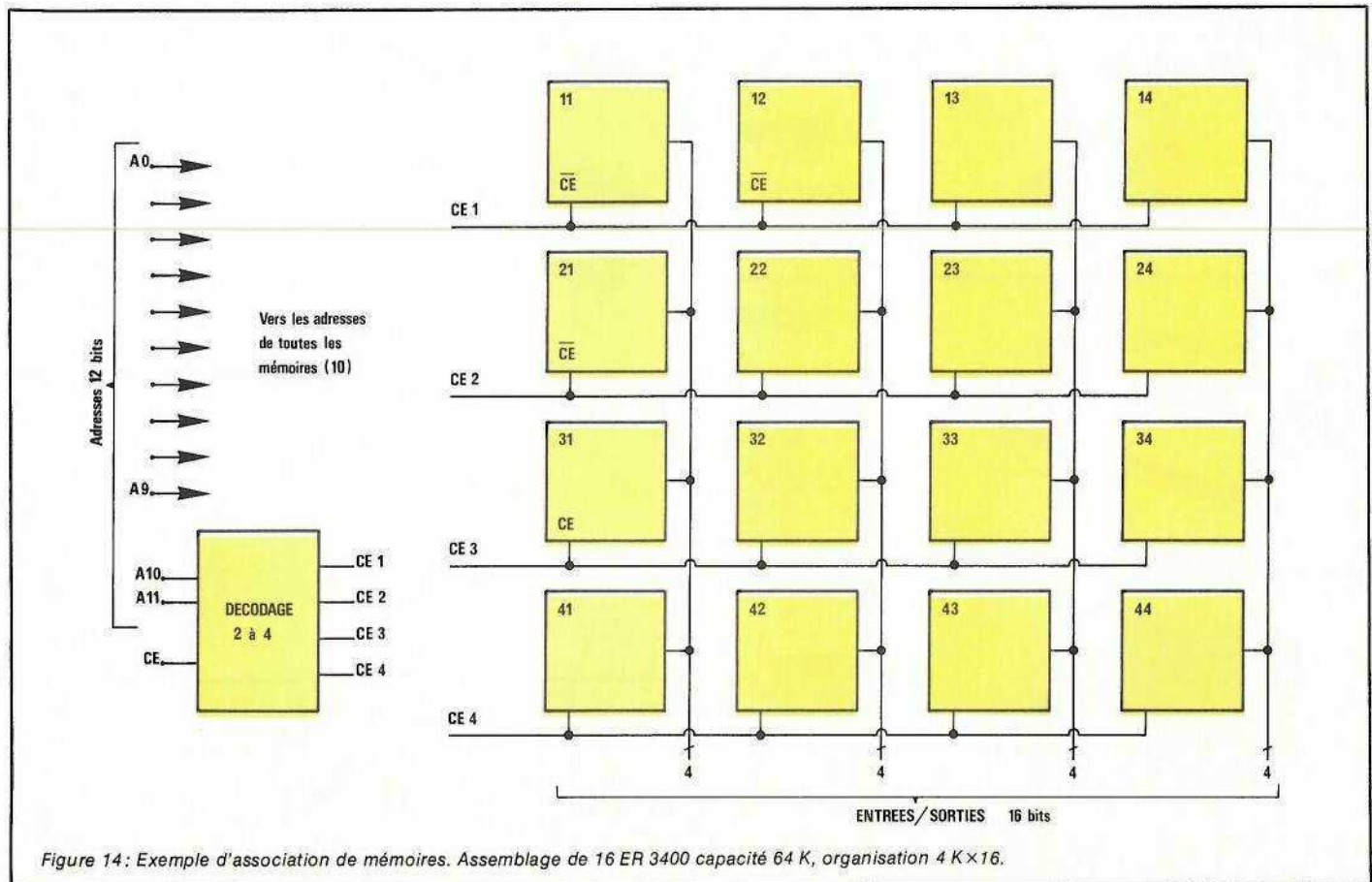


Figure 14: Exemple d'association de mémoires. Assemblage de 16 ER 3400 capacité 64 K, organisation 4 K x 16.

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. 3	200 x 68 x 130
RSP. 6	260 x 78 x 130
RSP. 7	280 x 98 x 180
RSP. 8	350 x 118 x 220

RS. 2	120 x 68 x 130
RS. 4	150 x 68 x 180
RSP. 5	180 x 48 x 250

Accessoires :

- Face avant plastique ou plexi rouge pour RS 1-2-3-4
- Châssis vertical intérieur
- Traverses pour cartes C1 et composants.

RS. sans poignées
RSP. avec poignées

NOUVEAU



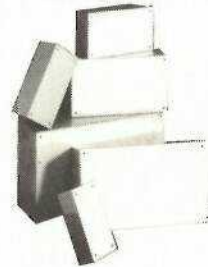
RA. ABOX

PUITRE
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

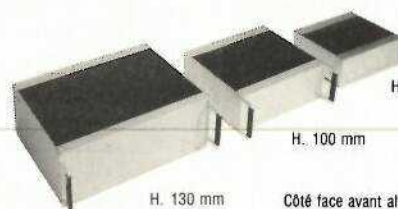
NOUVEAU



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



H. 130 mm

Côté face avant alu anodisé. Avec et sans poignées

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

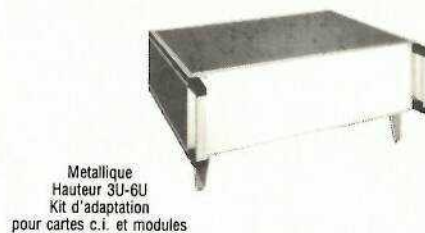
Pupitre métallique **DATABOX**



	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
D.51.3	365 x 325
D.56.4	488 x 521

autres cotes
nous consulter

EUROBOX



Métallique
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_5 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

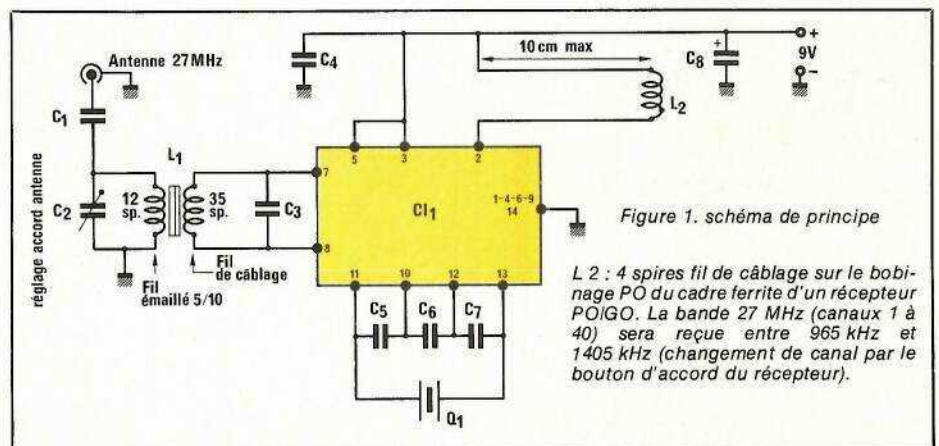


Figure 1. schéma de principe

L2 : 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).

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.

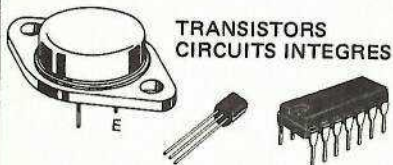
Réalisation pratique

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

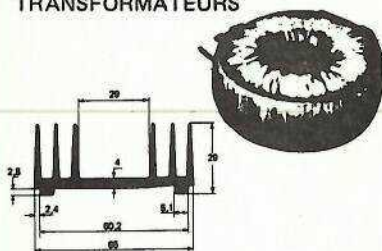


ADHESIVE
AND
GRAPHICS
CHEMISTRY



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

- C₁ : 10 pF
- C₂ : 4/20 pF ajustable
- C₃ : 10 pF
- C₄ : 0,1 µF
- C₅ : 12 pF
- C₆ : 68 pF
- C₇ : 12 pF
- C₈ : 47 µF 16 V

Circuit intégré

CI1 : SO42P Siemens

Divers

- Q1 : Quartz 26,000 MHz
- 1 mandrin Lipa 8 mm avec vis
- fil émaillé 5/10
- fil de câblage rigide
- antenne 27 MHz en télescopique

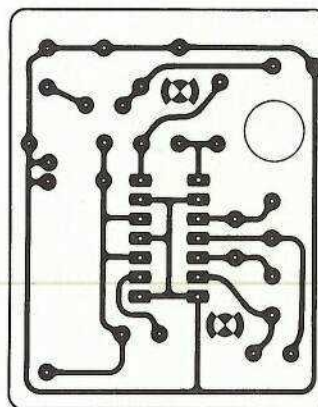


Figure 2

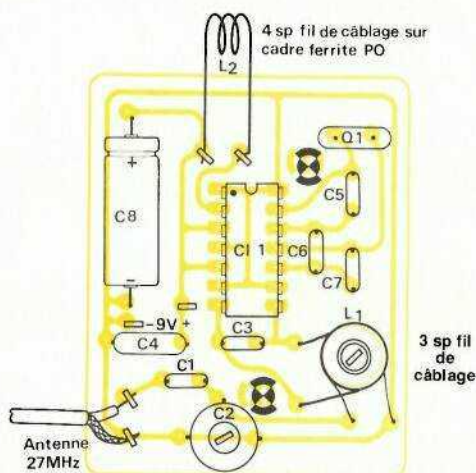


Figure 3

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.

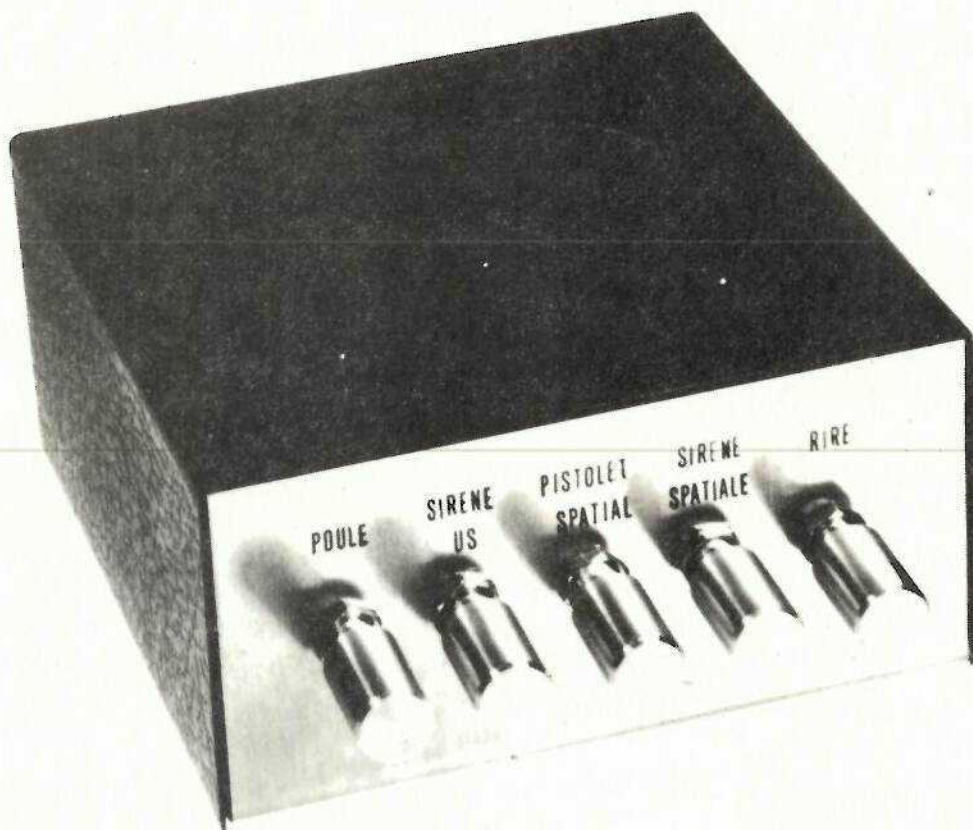
Le montage que nous vous proposons permet de réaliser :

- 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.

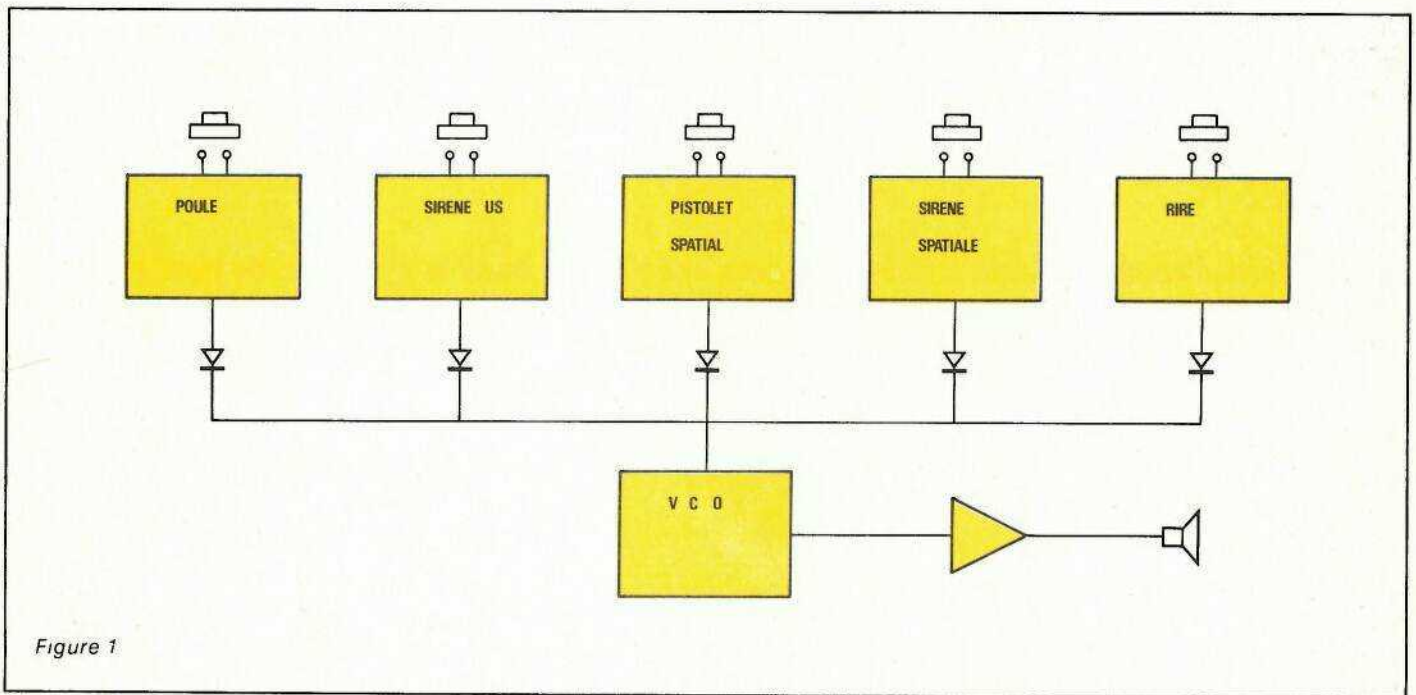


Figure 1

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 4Ω .

Alimentation du montage

Dans la version d'« appartement », nous utiliserons comme source une pile 9 V, l'alimentation de Q_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

1 - Sirène américaine

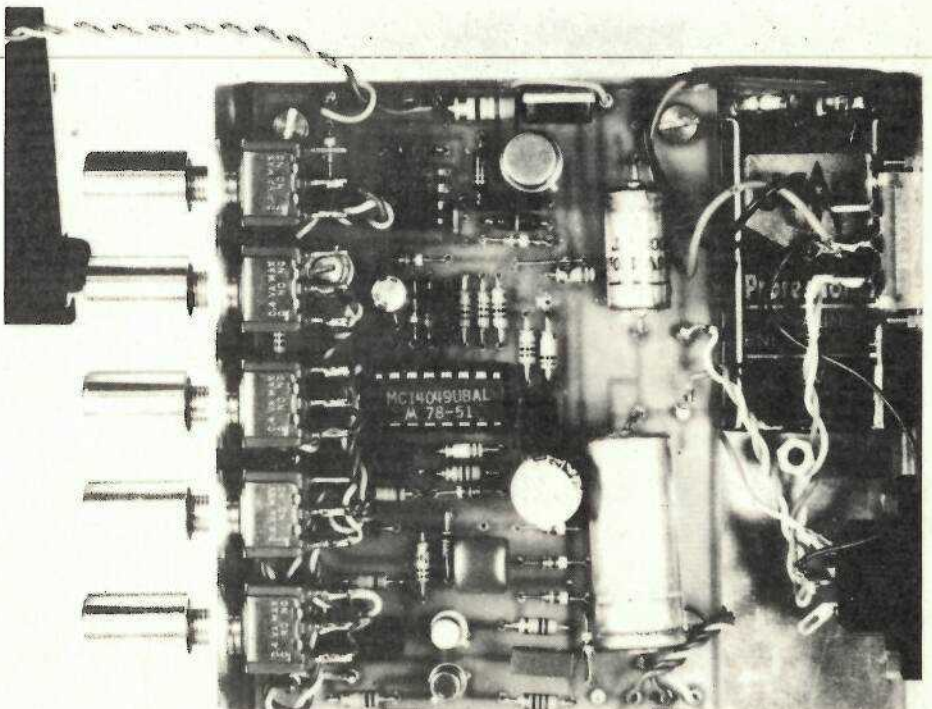
Le montage est représenté par la figure 3.

C'est un simple intégrateur reposant sur R_{22} , R_{23} , C_{12} , la diode D_{10} diri-

geant 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 relâche le poussoir I_5 , le condensateur se décharge à travers R_{23} et la fréquence décroît 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 Q1

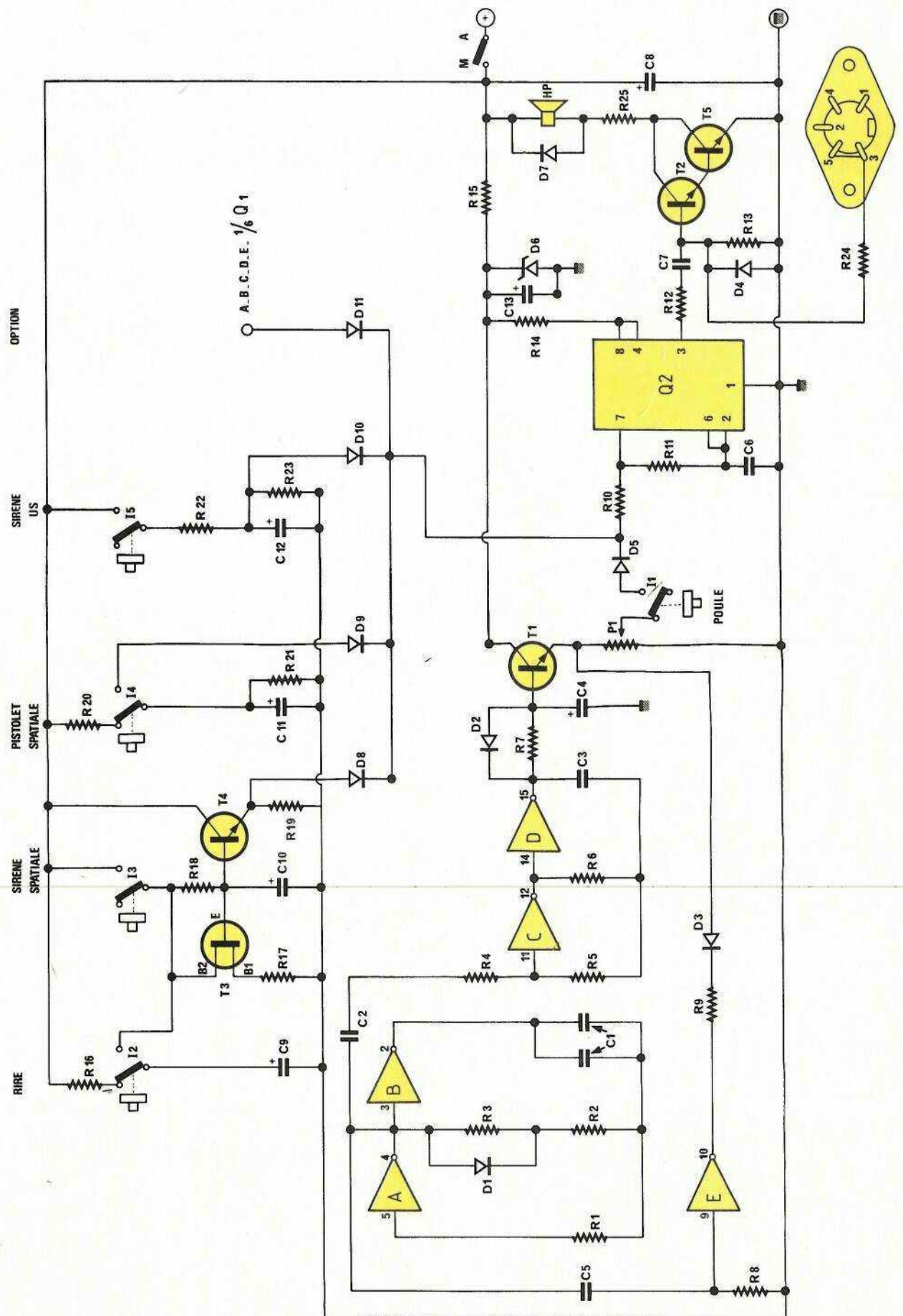


Figure 2

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 décroît 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 où 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.

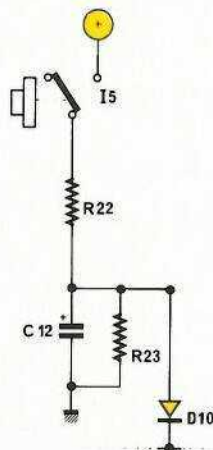


Figure 3. Sirène américaine.

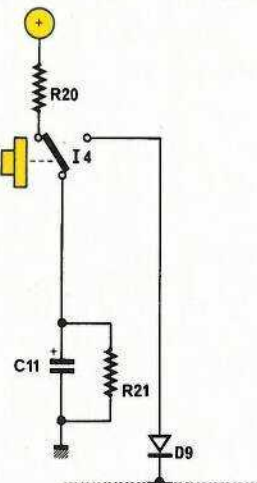


Figure 4. Pistolet spatial.

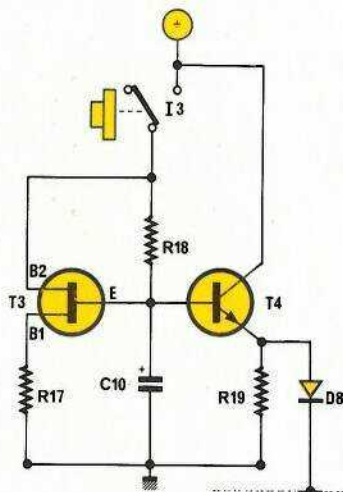


Figure 5. Sirène spatiale.

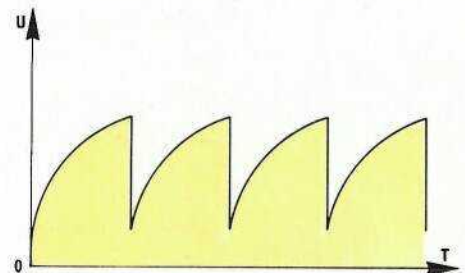


Figure 6

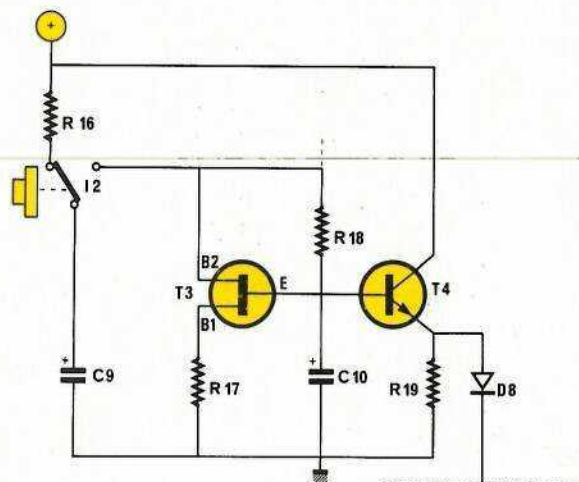


Figure 7. Le rire.

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 décroît, 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 C₉, la résistance R₁₆ servant à limiter le courant de charge de celui-ci lorsqu'on relâche le poussoir I₂.

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 Q₁, nous obtenons le diagramme l de la figure 10.

Génération du cot cot

Nous transformons les créneaux

de 15 de Q₁ en une dent de scie, celle-ci étant réalisée par le réseau R₇, C₄, D₂. La diode D₂ ayant pour but d'obtenir un front raide au moment de la décharge de C₄.

La charge résiduelle aux bornes du condensateur C₄ 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

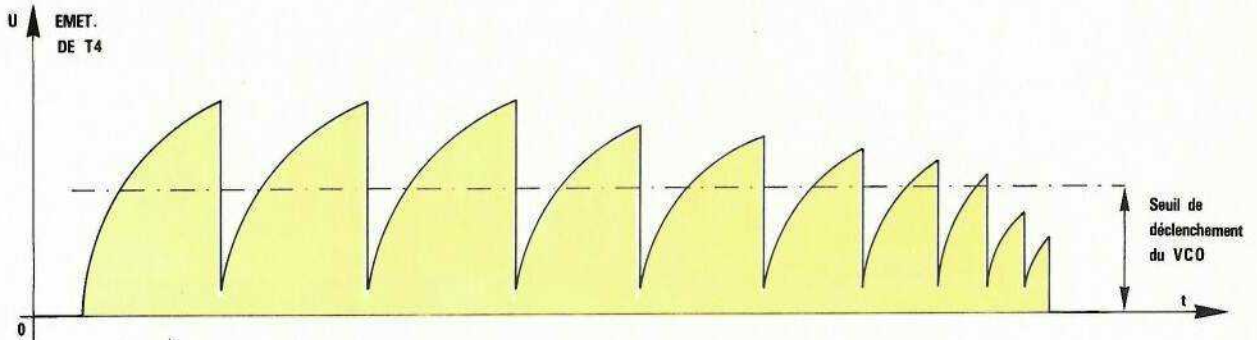


Figure 8a

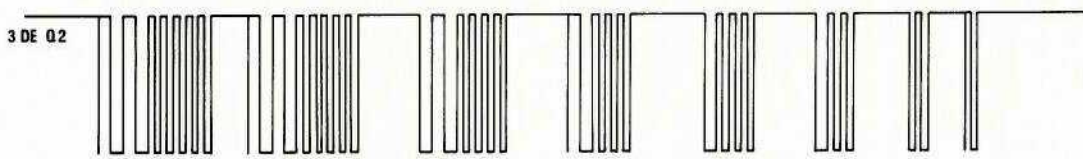


Figure 8b

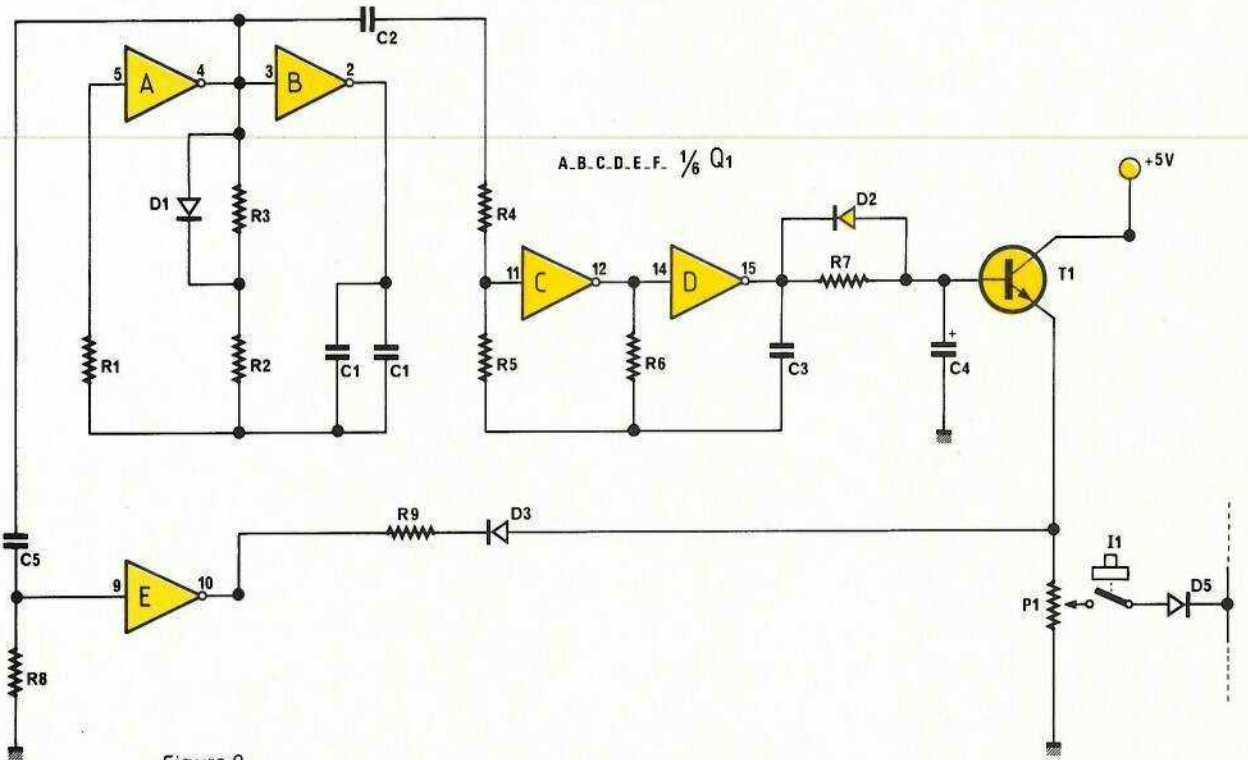


Figure 9

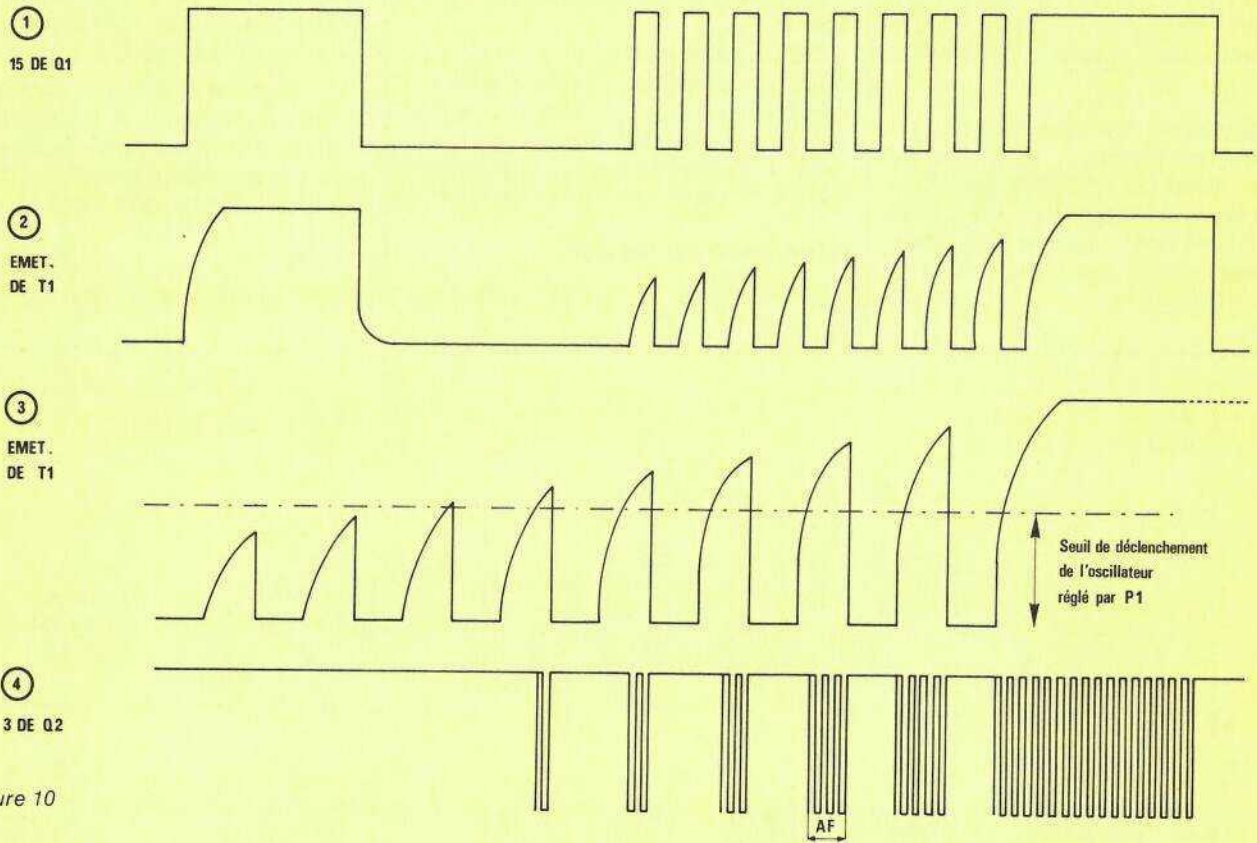


Figure 10

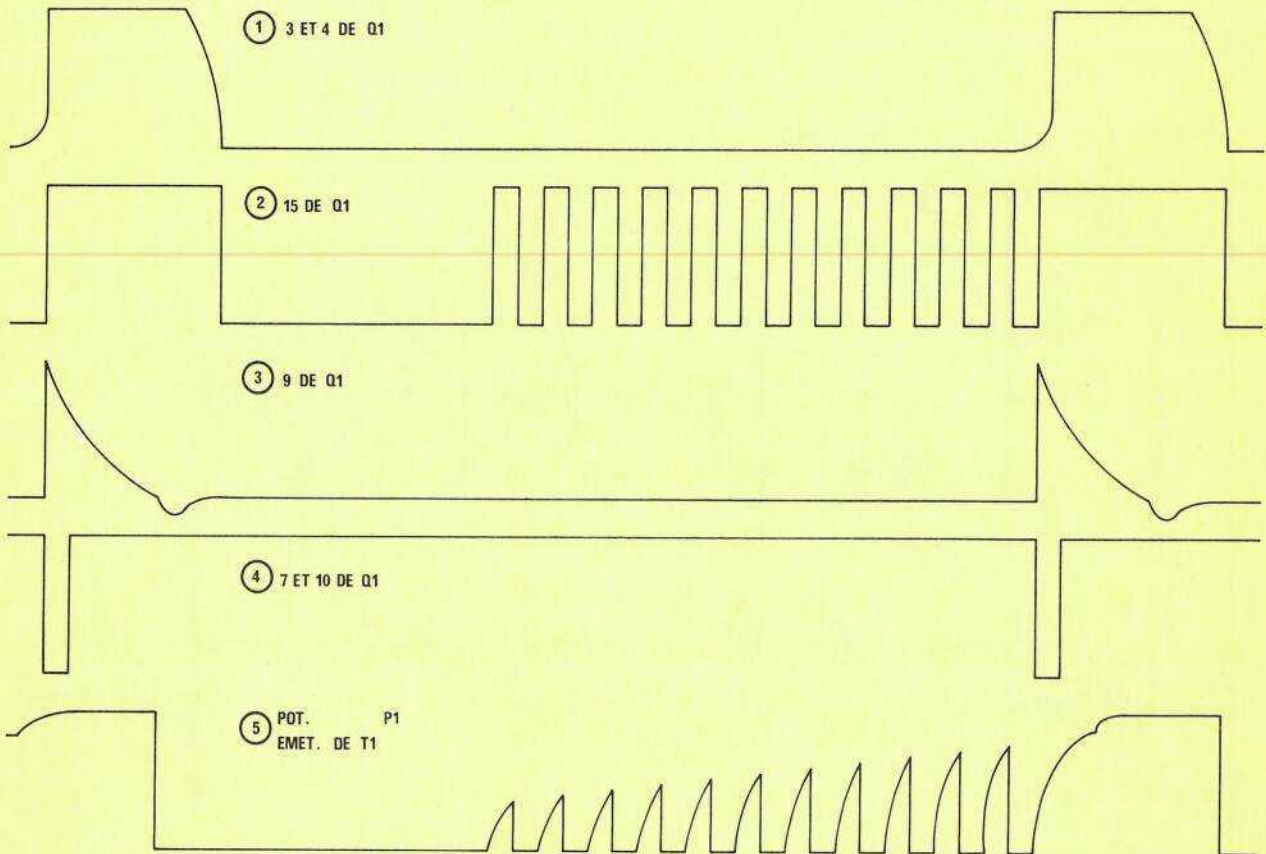


Figure 11

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 1 k Ω au lieu de 10 k Ω (valeur de P_1).

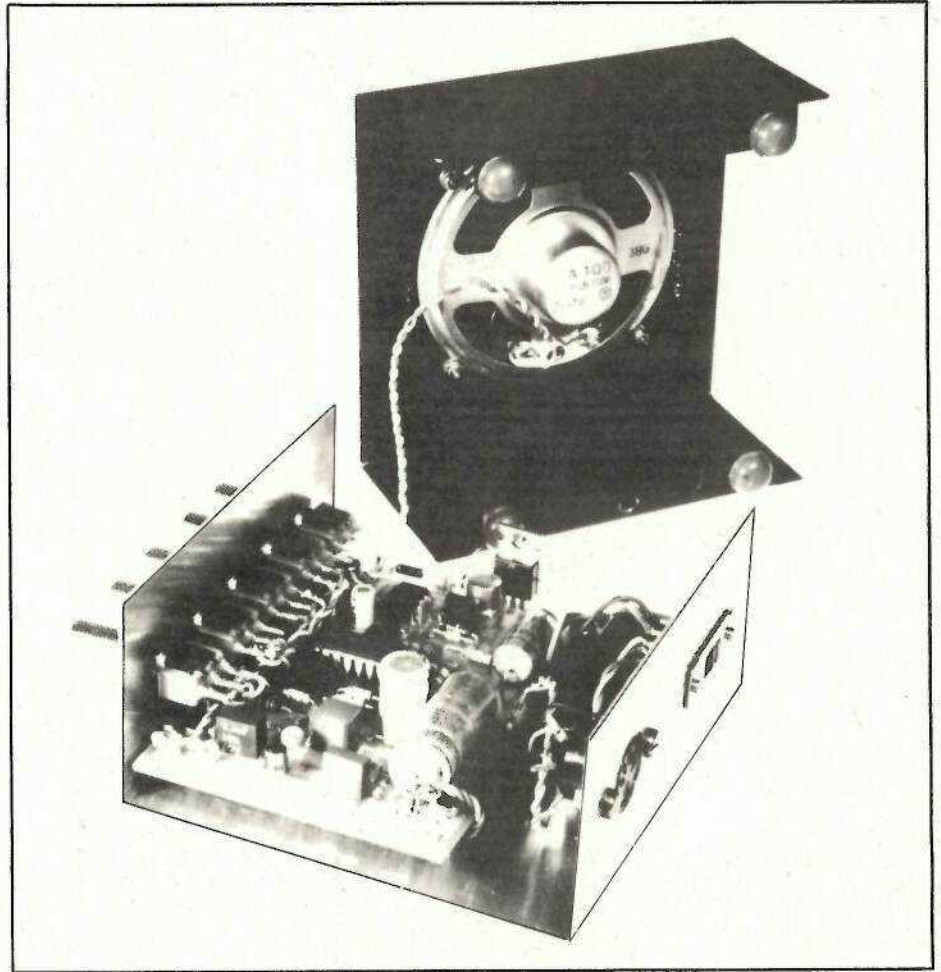
Cette variation d'impédance en sortie de T_1 se caractérise par une modification du courant de base entraînant une modification de la charge de C_4 et produisant ainsi le « code ». Lorsque le 10 de Q_1 passe au niveau 1, la capacité continue sa charge normale jusqu'à la valeur maximum produisant ainsi 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 μ F céramique ou MKH en parallèle. En effet, un modèle chimique de 2 μ F présente un courant de fuite trop important parfois et le séquenceur re-fuserait d'osciller.

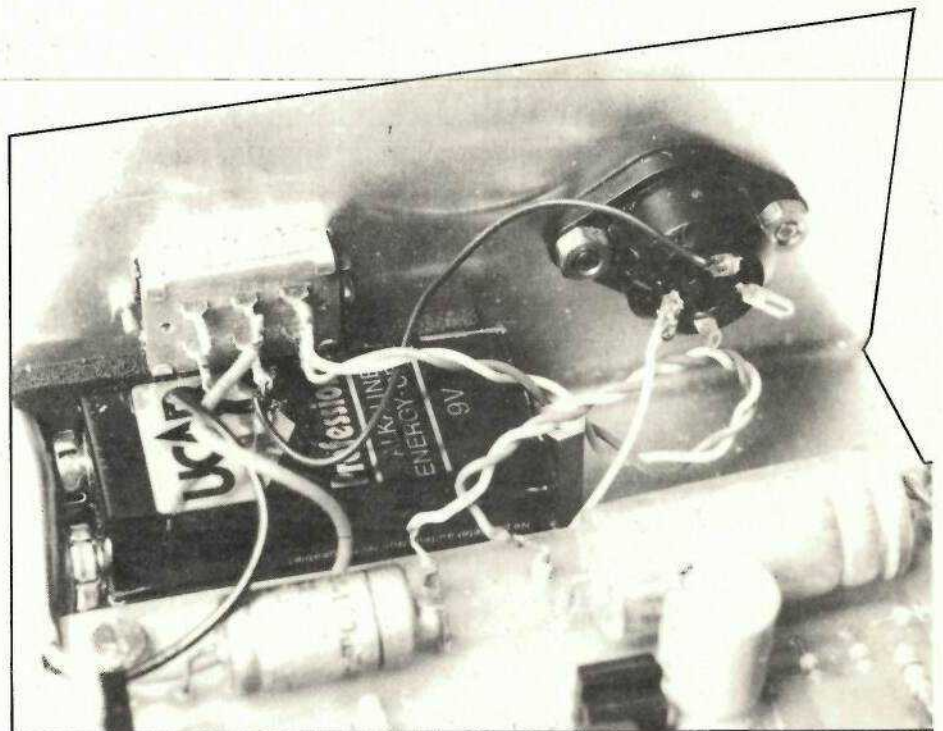
Rôle de D_{11}

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'au-

tres 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 R₂₅ 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 connexions 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, ap-

puyez 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 D₅, D₈, D₉, D₁₀, D₁₁) une variation de tension lorsqu'on appuie sur un poussoir d'effet.

Si une tension est présente, vérifier alors soigneusement le circuit autour de Q₂, T₂, T₅.

Réglage de la poule

Mettre le potentiomètre P₁ au milieu. Actionner le poussoir et régler P₁ de façon à obtenir la meilleure hauteur de son imitant la poule.

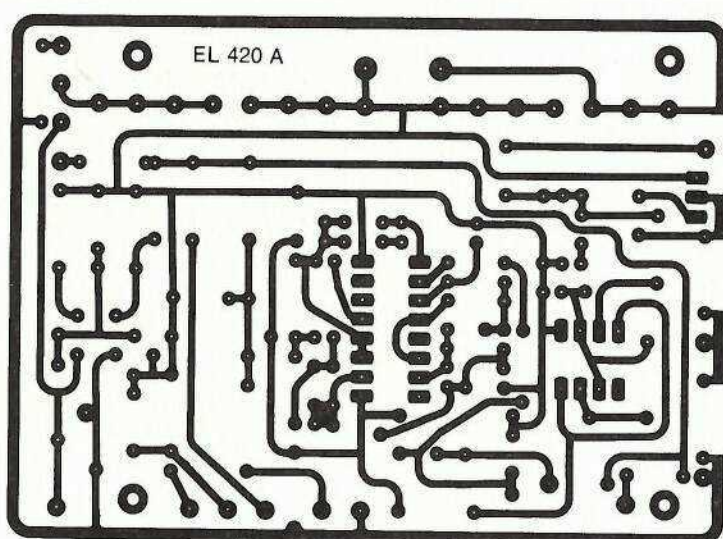


Figure 12. Tracé du circuit imprimé.

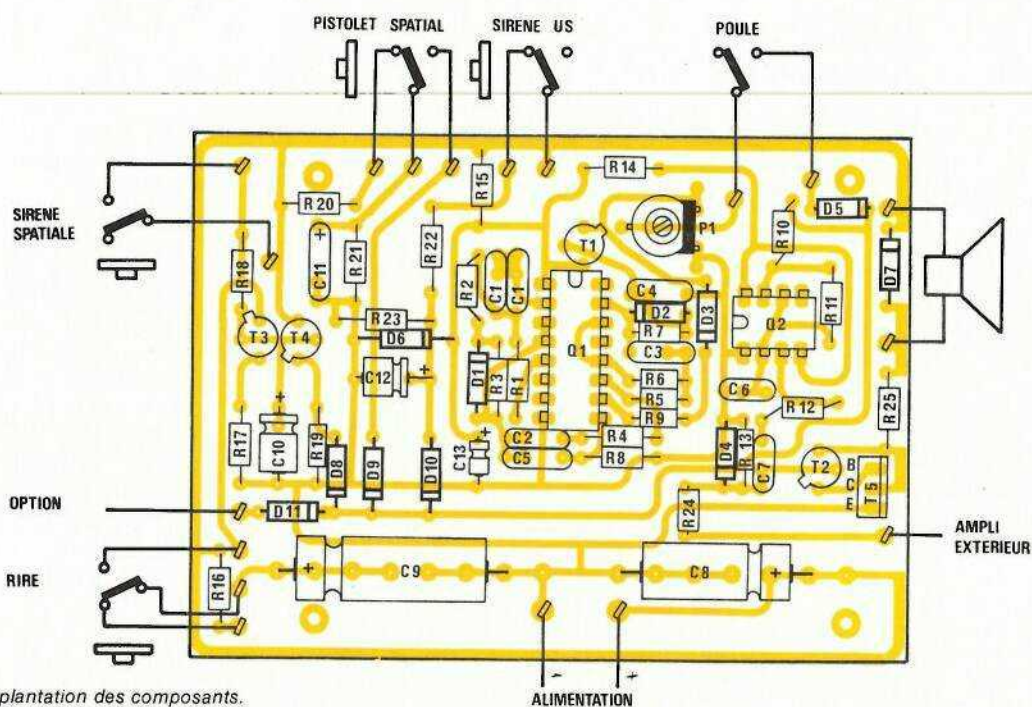
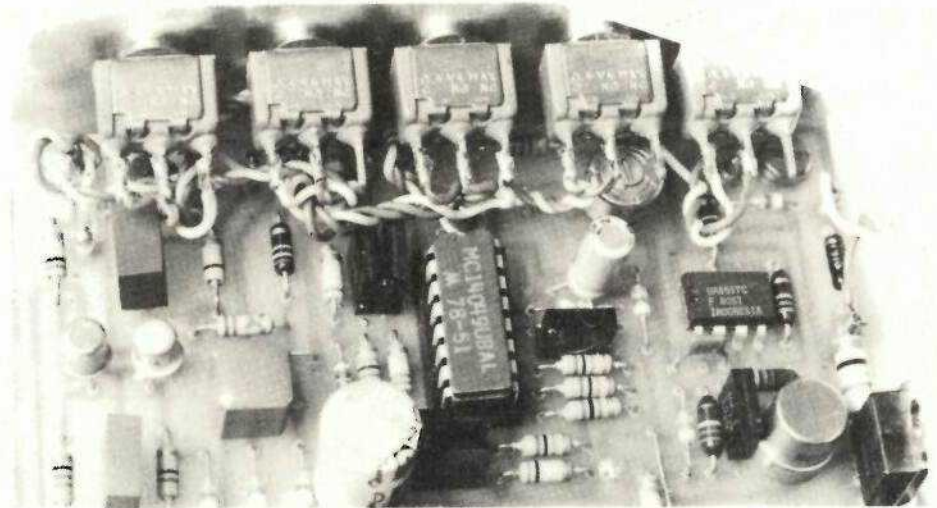


Figure 13. Implantation des composants.

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

Nous espérons que ces montages vous apporteront 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 \times 1 μ F « céramique » ou MKH
 C_2 : 1 μ F céramique ou MKH
 C_3 : 100 nF 16 V
 C_4 : 4,7 μ F 16 V
 C_5 : 1 μ F céramique ou MKH
 C_6 : 10 nF 16 V
 C_7 : 1 μ F
 C_8 : 100 μ F 16 V
 C_9 : 470 μ F 16 V
 C_{10} : 10 μ F 16 V
 C_{11} : 2,2 μ F 16 V
 C_{12} : 47 μ F 16 V
 C_{13} : 220 μ F 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

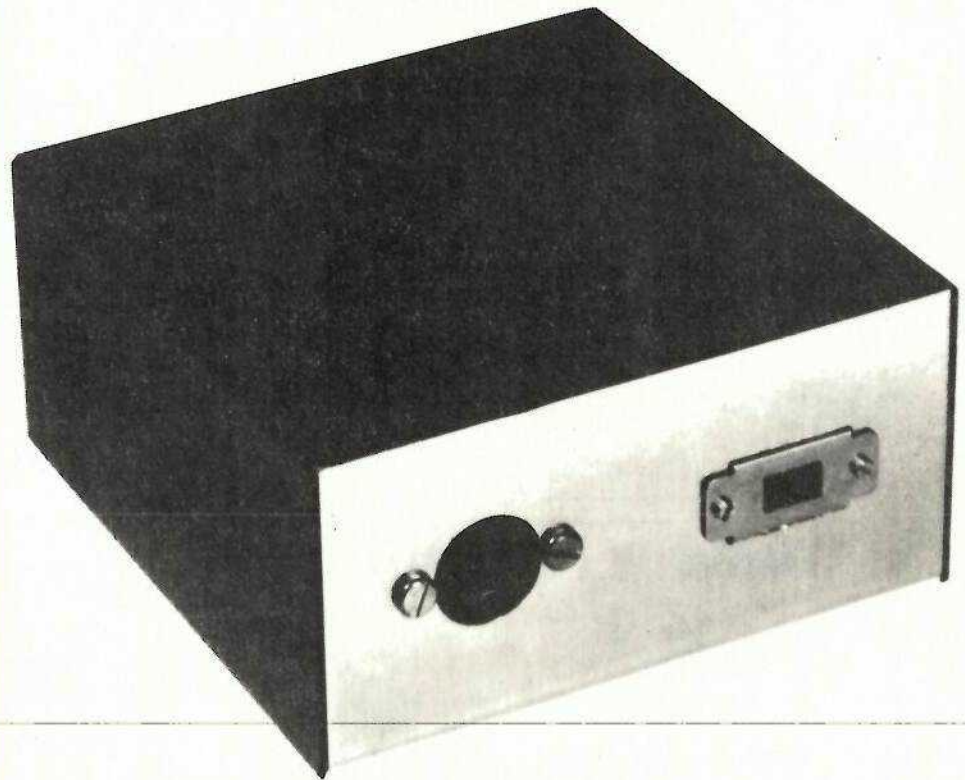
Circuits intégrés

Q_1 : CD 4049
 Q_2 : NE 555

Divers

1 \times 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 \times Poussoirs simples
 2 \times Poussoirs inverseurs
 1 \times 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

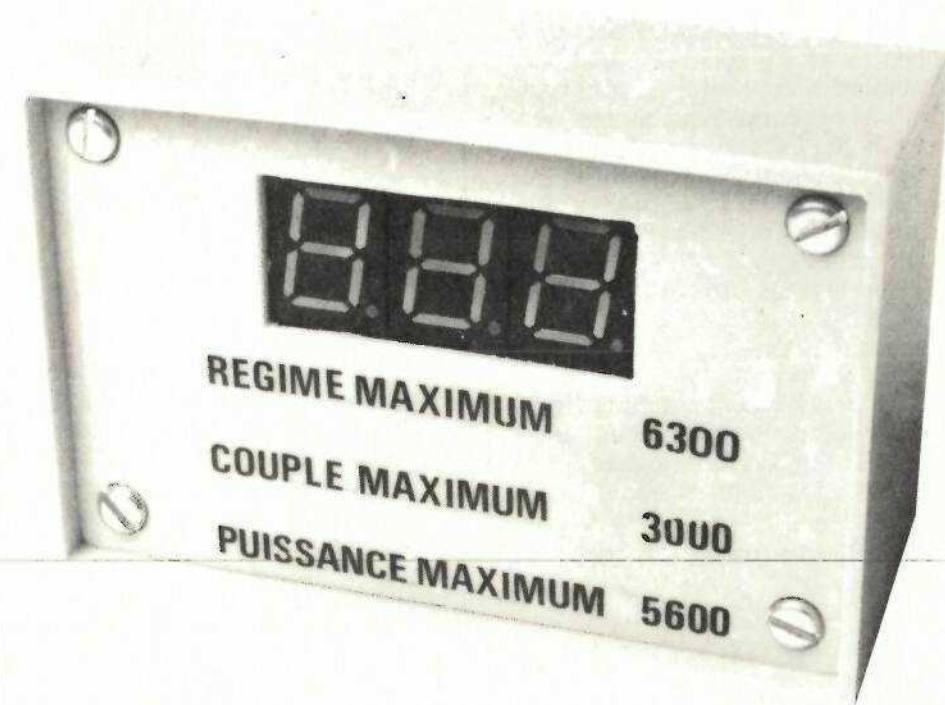
Mesurer le nombre de révolutions de l'arbre moteur par minute revient à mesurer une fréquence.

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 uni-

que 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 presque 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'hystérésis 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

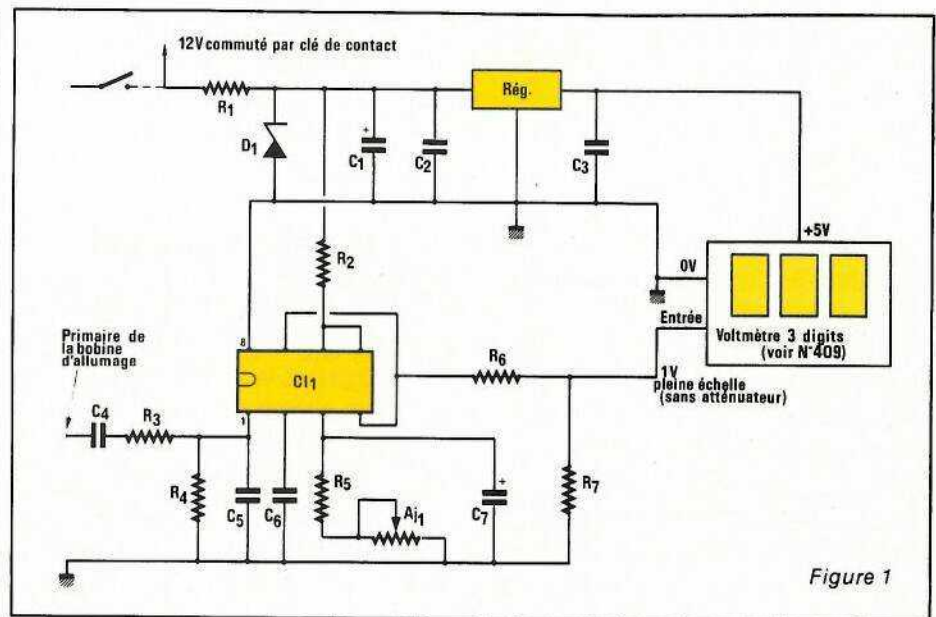


Figure 1

d'un condensateur d'intégration, respectivement référencés C6, R5 + AJ1 et C7 sur le schéma de la figure 1. L'écart de tension entre les seuils des deux comparateurs vaut $V_{CC}/2$.

Le condensateur C6 est alternativement chargé et déchargé linéairement au rythme de la fréquence d'entrée entre $V_{CC}/4$ et $3V_{CC}/4$, 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 R5 + AJ1 et C7. 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. R6 et R7

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 $(2N/60)$ 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:

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

f en Hz

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

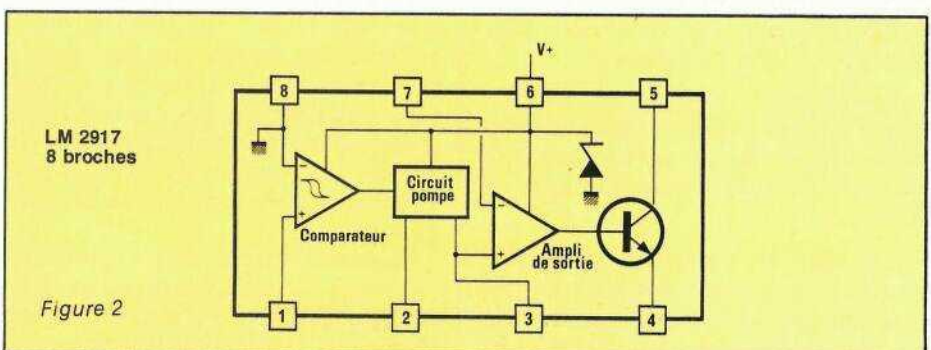


Figure 2

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 :

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

Ici $V_{3 \text{ maxi}}$ 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 $R_5 = 47 \text{ k}\Omega$ $AJ_1 = 30 \text{ k}\Omega$ avec $C_7 = 4,7 \mu F$ 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 .

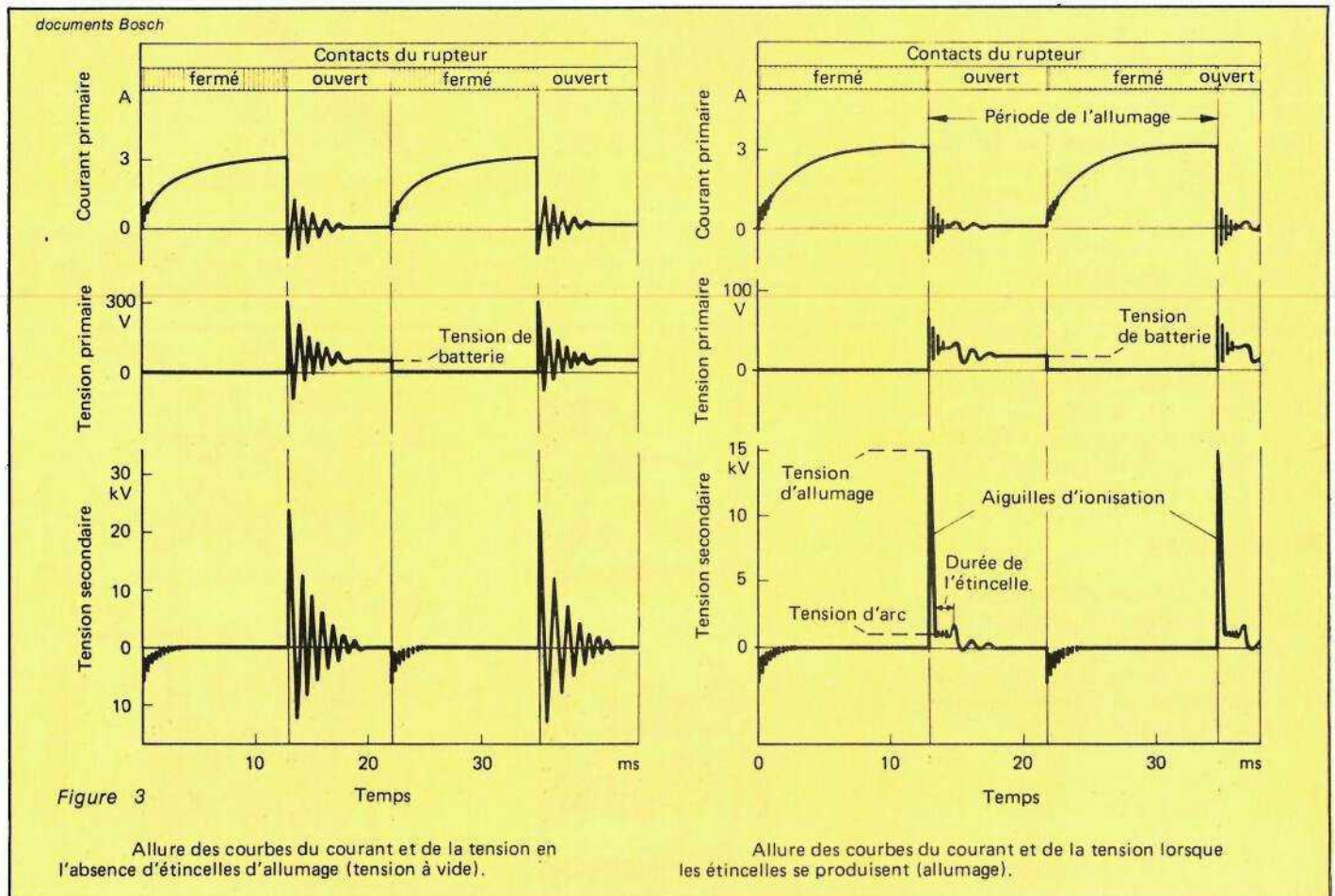
Le filtre d'entrée

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 $\pm 15 \text{ mV}$, il faut que suivant le cas la tension maximum reste en deçà des $\pm 28 \text{ V}$ 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-



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

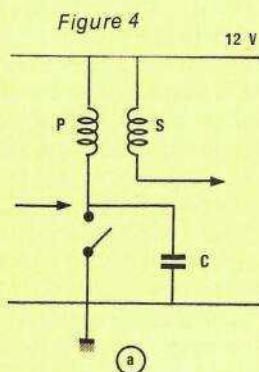
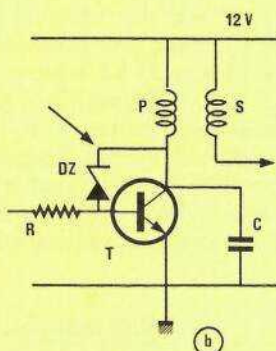
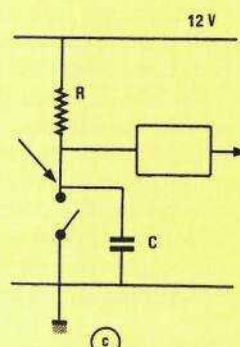


Figure 4
Allumage conventionnel, pour le filtre
C4 = 1 nF (250 V), C5 = 220 nF



Allumage transistorisé
C4 = 1 nF (250 V), C5 = 100 nF



Allumage transistorisé ou à décharge capacitive rapporté
C4 = 6,8 nF (100 V), C5 = 100 nF

tionnel par rupteur ou pour un allumage transistorisé. Dans le cas d'un rupteur commutant une résistance, la valeur de C4 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

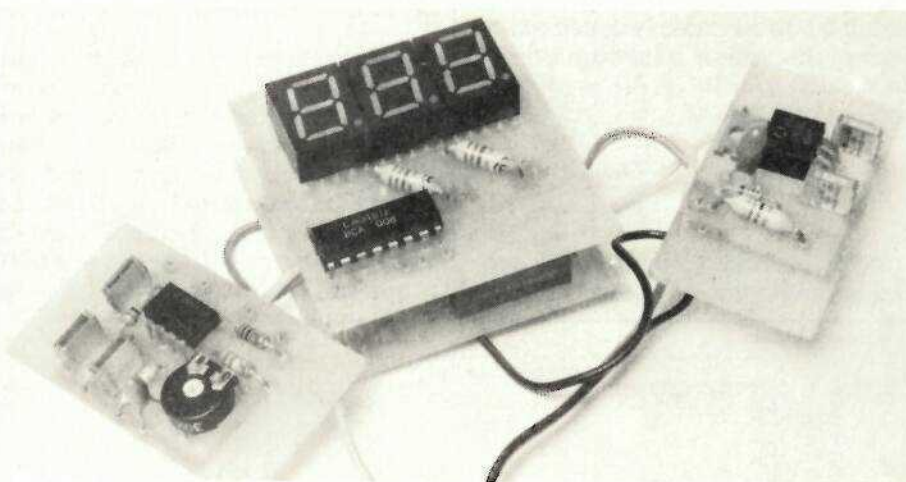
La cellule R1, D1 constitue une projection envers les transitoires tant positifs que négatifs véhiculés par le + batterie. R2 polarise la Zener interne du LM 2917 pour une tension d'alimentation comprise entre 12 V et 16 V ; d'après les fiches caractéristiques du circuit, la valeur optimum est de 470 Ω. C1 et C2 intègre le bruit d'entrée et C3 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-

EL 420 B ©SPE 1982

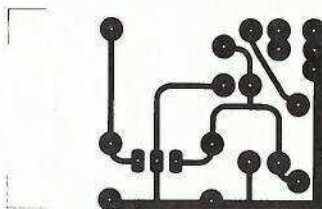


Figure 5.

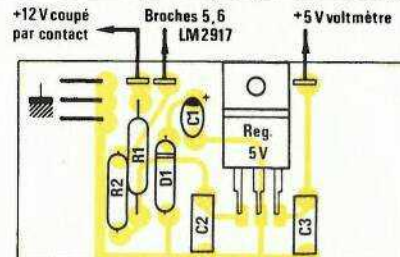


Figure 6.

Figure 8.

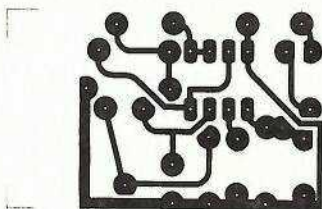
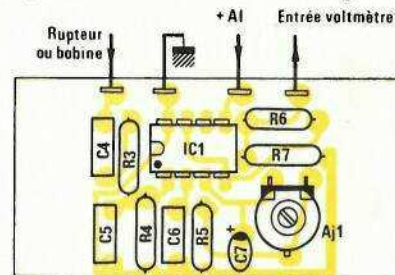


Figure 7.



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.

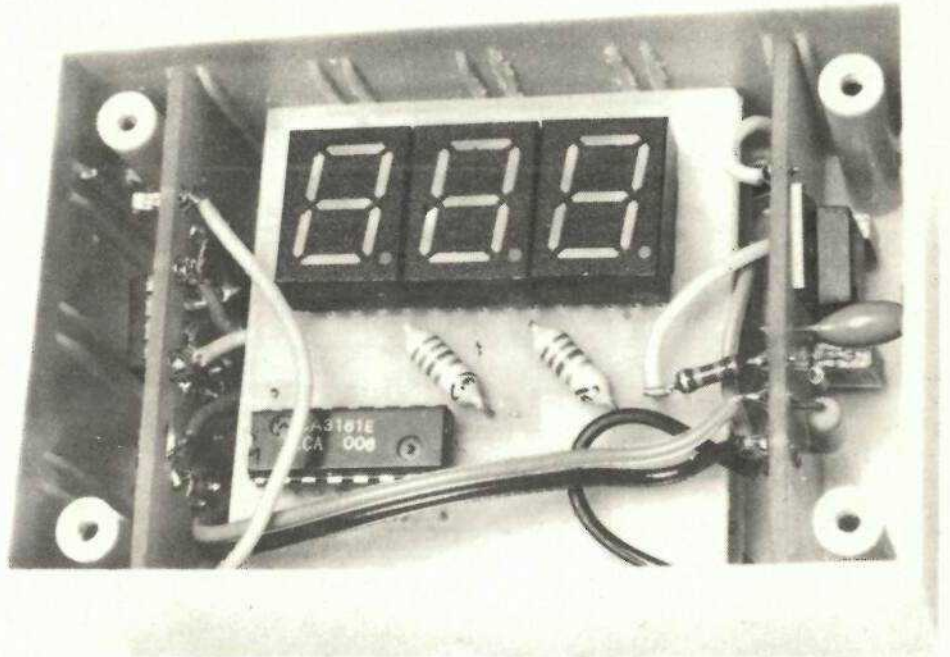
Mise au point

On réglera d'abord la partie voltmètre. En court-circuitant l'entrée, on ajustera AJ₁ pour obtenir 0 V (soit 000). Puis en injectant une tension connue inférieure à 1 V et mesurée avec un multimètre étalonné, on ajustera AJ₂ 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.

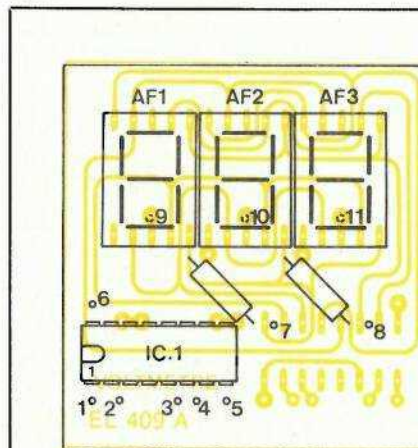


Figure 9.

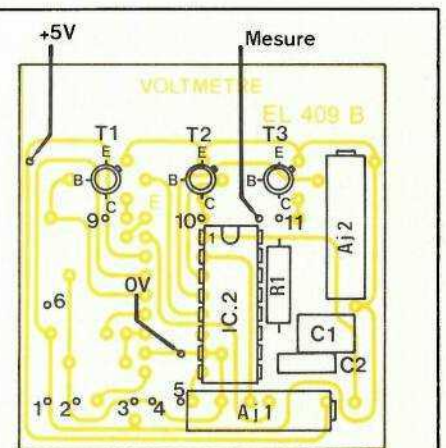


Figure 10.

Nomenclature

Platines d'alimentation et de conversion fréquence/tension

Résistances 1/8 ou 1/4

de W 5 %

R₁ : 10 Ω 1/2 W

R₂ : 470 Ω

R₃ : 10 k Ω

R₄ : 27 k Ω

R₅ : 47 k Ω

R₆ : 10 k Ω 1 %

R₇ : 2,5 k Ω 1 %

AJ₁ : 30 k Ω Piher horizontale

Condensateurs

C₁ : 10 μF tantale 25 V

C₂, C₃ : 100 nF MKH 100 V

C₄ : 1 nF 250 V MKH (voir texte)

C₅ : 100 nF 100 V MKH (voir texte)

C₆ : 33 nF MKH 100 V

C₇ : 4,7 μF tantale 25 V

Circuits intégrés

CI₁ : LM 2917 en boîtier plastique 8 broches

Régulateur 7805 en TO 220

Semiconducteurs

D₁ : Zener 18 V/500 mW

Platines voltmètre

Résistances

R₁ : 10 k Ω 1/4 W

AJ₁ : 50 k Ω 10 tours

AJ₂ : 10 k Ω 10 tours

Condensateurs

C₁ : 270 nF MKH

C₂ : 10 nF MKH

Circuits intégrés

IC₁ : CA 3161 RCA

IC₂ : CA 3162 RCA

AF₁, AF₂, AF₃ : MAN 6660 orange ou MAN 6760 rouge chez G.I., D 350 PA chez AEG

Transistors

T₁, T₂, T₃ : 2 N 2907 ou tout autre modèle PNP de même brochage.

CIRCUITS INTEGRES

TAA	750	45,00
241	830	16,00
310	900	15,00
500	910	15,00
550B	940	5,00
550C	940E	24,00
611A12	965	24,00
611B12	3089	24,00
611X1	440	TDA 25,00
611C11	470	28,00
611C12	1008	38,00
621AX1	1022	77,00
621A11	1024	15,00
661B	1028	35,00
790	1034AN	24,00
861	1034BN-5534	29,00
4761	1037	17,00
120B	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
	2870	TDB 28,00
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	

CIRCUITS INTEGRES

74 LS	74LS. 47-48-49-193-	
74LS00. 02-03-04-06-09-10-11-15-21-22-30-51-54-55-133-266	245	13,00
	393	4,00
74LS05. 20-26-27-28-32-33-37-38-48-73-74-76-78-109	74LS. 157-249-251	15,00
74LS01. 13-86-90-92-107-125-136	74LS. 85-161-295	16,00
74LS14. 122-123-139-221-290-365-367	74LS. 156	17,00
	74LS. 124	19,00
	74LS. 190-191	20,00
	74LS. 145-160-162-	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	4008. 15-20-24-29-40-51-60-106	11,00
4009. 10-13-19-69-77-11	4035. 43-46	13,00
4027. 30-50-73	4017. 47	14,00
4009. 12-16-49	4098	18,00
4066	4076	20,00
4014. 28-44-52-53-81	40103	33,00
	4067	35,00
	4093	12,00

CIRCUITS INTEGRES TTL

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

TRANSFO «TOKO» - Filtrés 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 DECALQUER POUR RECEVOIR LE CATALOGUE GENERAL
ENVOI : Franco 30 F en T.P.
Au magasin 20 F

NOM :
ADRESSE :

R. PLANS, KITS COMPLETS

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 sidem	590 F
	Sécurité pour modèles réduits	100 F
EL 414 A	Préampli R.I.A. 2310	130 F
EL 414 B	Adaptateur 2310	80 F
EL 414 E	Adaptateur 772	45 F
EL 414 F	Alimentation +	65 F
EL 414 G	Alimentation	55 F
EL 414 H	Break Beep	145 F
EL 414 I	Allumage électronique	790 F
EL 415 A	Tête d'ampli	260 F
EL 415 E	Télécom. et affich. Tuner	900 F
EL 415 B	GF2 universel	550 F
EL 415 C	Ampli RPG 50	980 F
EL 415 D	Système appel Ermet.	135 F
EL 415 F	Système appel Récept.	155 F
EL 416 A	Système appel Répét.	82 F
EL 416 B	Interphone Moto	126 F
EL 416 D	Générateur de Salvea	340 F
EL 416 E	Frequencemètre + CIGF	320 F
EL 416 F	Mini-récept. FM	450 F

Des montages livrés avec C.I.

Préampli TURBO complet série 2310 avec châssis percé sérigraphié, prises boutons vissées	1200 F
Géné. de fonction (platine)	420 F
Géné. de fonction (alim.)	210 F
Capacimètre 3 digits	108 F
Géné d'impulsions	300 F
Correcteur 772	196 F
Inverseur	55 F
Ampli de sortie	65 F
Alimentation complète	950 F
Afficheur de polarité	65 F
Récepteur FM 88/108	

C.I. SPECIAUX POUR MONTAGES «RP»

7038-7209	45,00	9368	23,00	BF 905	16,00	120FSE	65,00
7205	165,00	µA 758	29,00	AY3 2270	150,00	BDV64B	25,00
7217	150,00	µA 771	8,00	AYS 1013	75,00	BDV65B	23,00
7555 µ	13,00	µA 796	15,00	AY 1350	130,00	BDW51C-52C	21,00
8038	75,00	µA 431	6,00	SO 41P	25,00	HEF 4750	200,00
8063	67,00	B0X 87C, 88C	22,00	SO 42P	17,00	HEF 4751	200,00
SAB0600	40,00	B0X 64	28,00	SO 258	36,00	HEF 4754	90,00
TMS 1122	110,00	B0X 65	26,00	MC 145151	128,00	TSM1000	100,00
76477	44,00	S 89	180,00	10131	40,00	MCS 2400	22,00

CIRCUITS INTEGRES DIVERS

CA	LM - 311	8,70	LM	MM	CR
3045-46	317 K-LM 394	42,00	1458	9,00	200
3060	322	44,00	1800-78 G	26,00	360
3084	323	78,00	3900-LM 1496	12,00	390
3089	324	10,60	3905-2309	19,00	1508 L8
3130	324	17,00	3915	36,00	74C
3161	326-339	24,00	3909	9,00	922
3189	349	17,00	3915	36,00	923
3080	358	9,40	13600	26,00	925
3086	377	32,00	LM 3837	24,00	926
3094-14017-14029	478	28,00	LM 3914	62,00	928
3140-XR 2203	308 8 p	16,00	AM - 2833	68,00	78S40PC
3162	380 14 p	25,00	MM	35,43	78P05
E	381	24,00	7112	39,00	78HG
420	382	14,00	5556	95,00	78H05
L	387	19,00	6502-6522	105,00	80C-97
120	391 N 60 - LM 310	65,32	175,00	105,00	98
123	LM 2907	22,00	5318	84,00	81LS95
129	391 N 80 319	26,00	1403	35,00	82S23
146	389	25,00	1458	9,00	75492
200	555	6,00	1468	80,00	LM10C
	556-LM 386	10,00	1488-1413	10,00	PBW 34
	564-565	14,00	1489	10,00	M 85 10 K
351	567	18,00	1496	12,00	KR-2206
357 DII - LM 1303 144	379	66,00	1303-1416	14,00	2207
356	383	28,00	1309	35,00	R216
357 B, rond	387-318	19,00	1310	15,00	AY-10212
LM - 193 A	723	8,00	1709	6,00	1:1320
301-LM 305-710	741	3,50	1710	11,00	81LS95
307-393-3401	747	14,00	1733	16,00	82S23
308	748	8,00	1748	6,00	75492
309 K	566	27,00	14046	28,00	LM10C

CLAVECIN ORGUE PIANO 5 OCTAVES «MF 50»



COMPLET, EN KIT : 3.500 F

MODULES SEPARES

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

PIECES DETACHEES POUR ORGUES

Claviers	Nus	Contacts	1	2	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		

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

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

• DICDES •

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

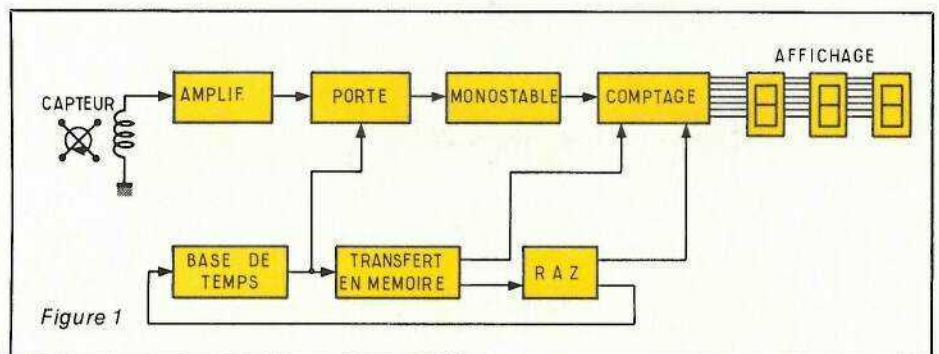
On se reportera au schéma synoptique de la figure 1.

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 proportionnelle 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. À 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



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 sont 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 (T₁ - T₂)

Les signaux issus du capteur électromagnétique étant de très faible amplitude nécessitent une amplification très importante pour pouvoir piloter des circuits intégrés. Ce rôle est confié aux transistors T₁ et T₂ qui doivent présenter un gain élevé. L'entrée sur le transistor T₁ se fait par le condensateur de liaison C₂ isolant le capteur de la tension continue présente sur la base de T₁. Le condensateur C₁ sert à la réjection des signaux de fréquence élevée et des parasites détectés par le capteur. La base de T₁ est polarisée par les résistances R₁, R₂ tandis que la

charge de collecteur est réalisée au moyen de R₃. La base du transistor T₂ est directement reliée au collecteur de T₁ tandis que son collecteur est chargé par la résistance R₄ et le condensateur C₃. Ce condensateur permet d'éliminer les parasites de commutation qui prennent naissance lors de l'amplification. Ces transitoires de 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 T₁, T₂ 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 T₂ les demi sinusoïdes positives tellement amplifiées qu'elles sont très largement écrêtées et ressemblent presque à des signaux rectangulaires.

La porte N₁

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 T₂, et ces signaux ne seront transmis à la sortie 4, donc traverseront la porte que si celle-ci est ouverte. Cette ou-

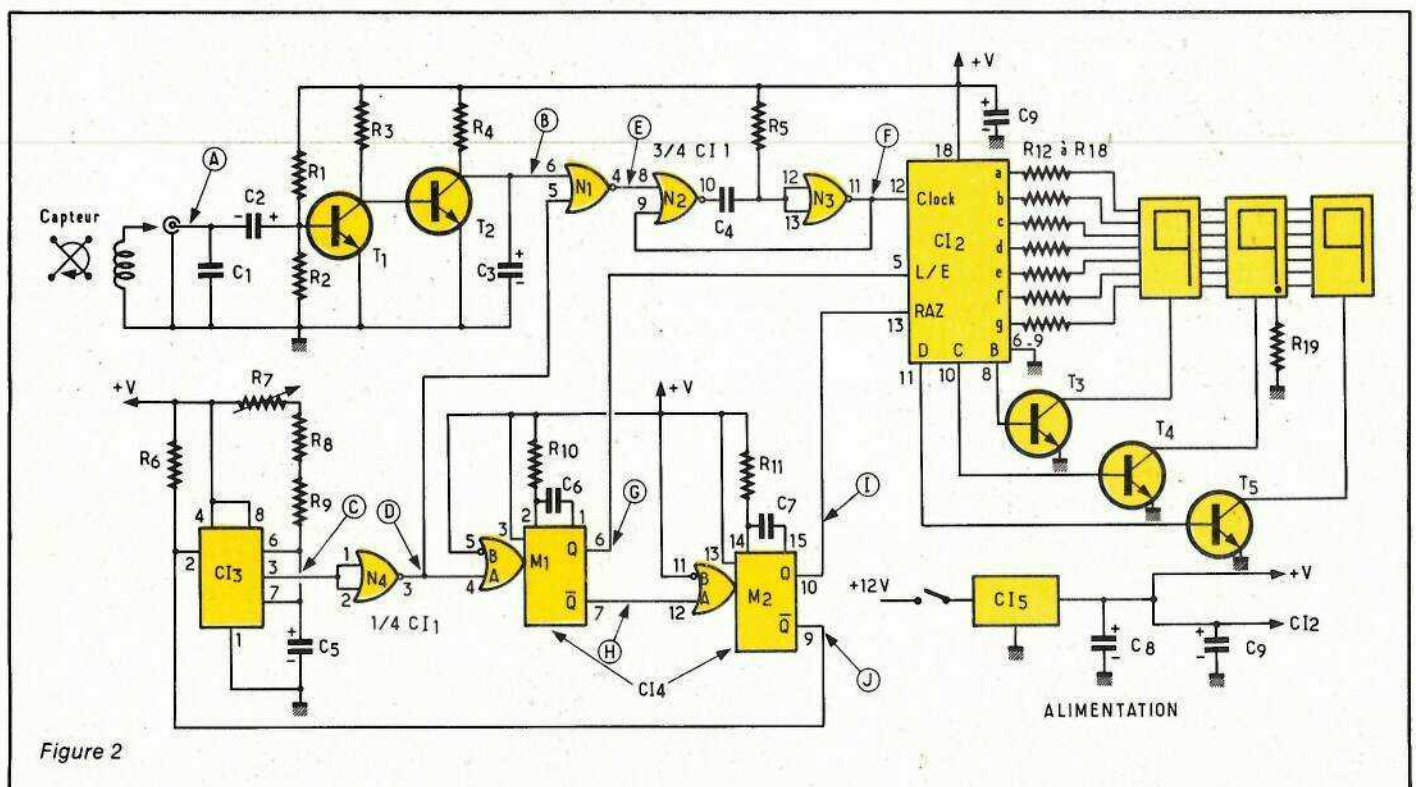


Figure 2

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.

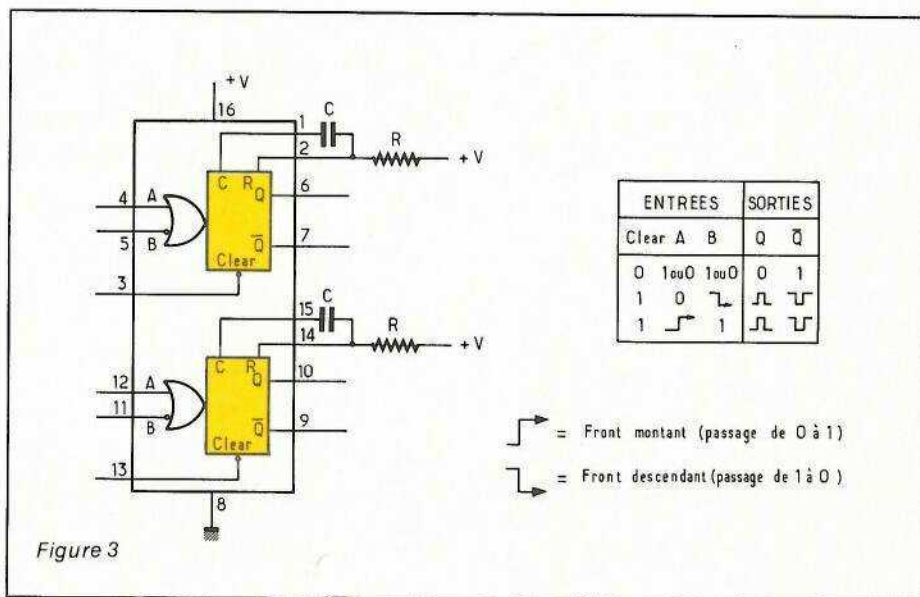
Le monostable $N_2 - N_3$:

Les signaux issus de T_2 et qui transistent par la porte étant constitués 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 crêteaux 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 ($T \approx 0,7 R_5 C_4$).

La base de temps Cl_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 noëud 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 noëud. Le condensateur C_5 sera de préférence au tantale pour minimiser les dérives dans le temps. L'entrée 2 du Cl_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 Cl_1 , N_4 , est disposée en sortie de Cl_3 pour inverser les signaux de la base de temps de façon à attaquer à la fois la



porte N_1 de Cl_1 et l'entrée 4 de Cl_4 qui est le circuit de commande de transfert en mémoire.

Le circuit de transfert en mémoire (Latch enable) M_1

Il utilise une moitié du circuit intégré Cl_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 $k\Omega$ 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 Cl_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 Cl_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 mon-

tant du second monostable du Cl_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 Cl_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 Cl_2

Le comptage et le pilotage des afficheurs sont réalisés par le circuit intégré Cl_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 noëuds !... 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

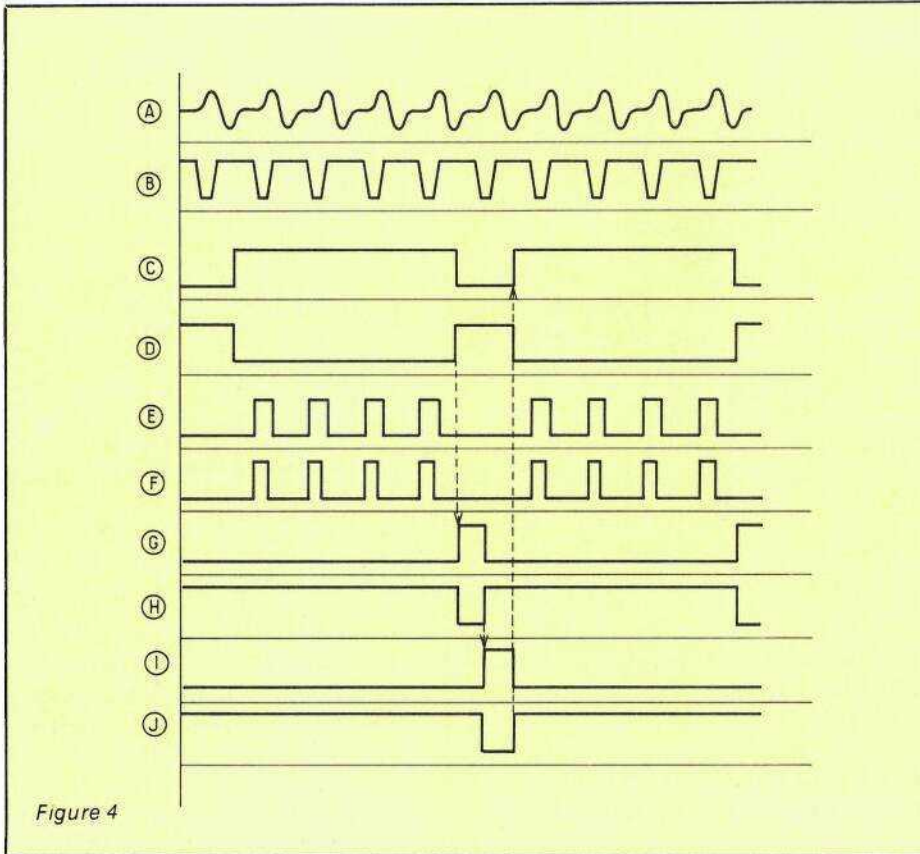


Figure 4

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 (Latchenable 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 lisibilité en plein jour. Ce pare-soleil est tout simplement un mor-

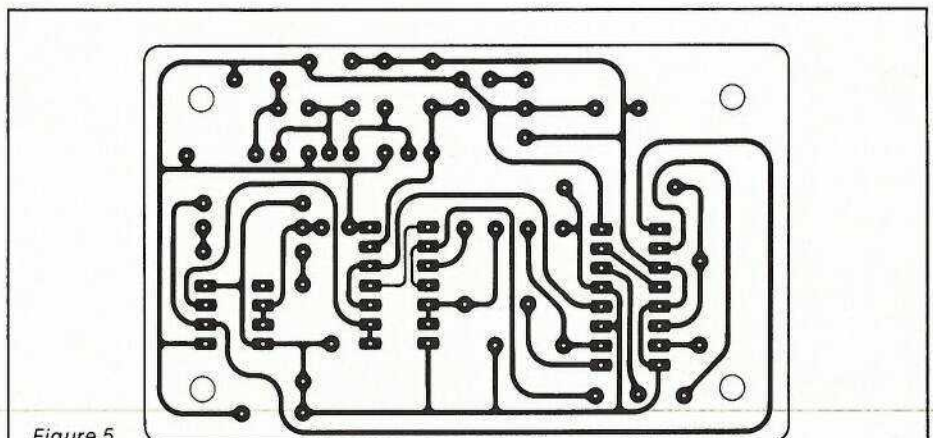


Figure 5

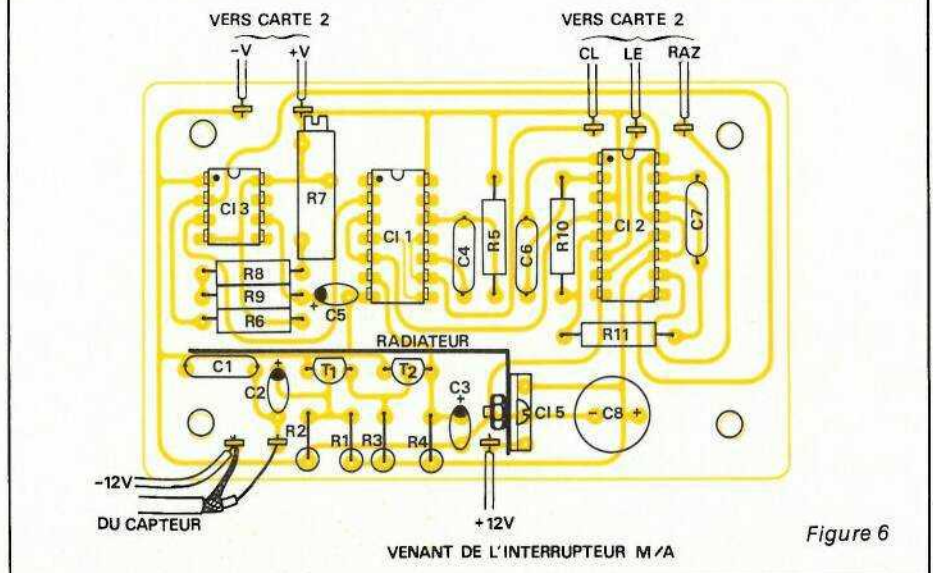


Figure 6

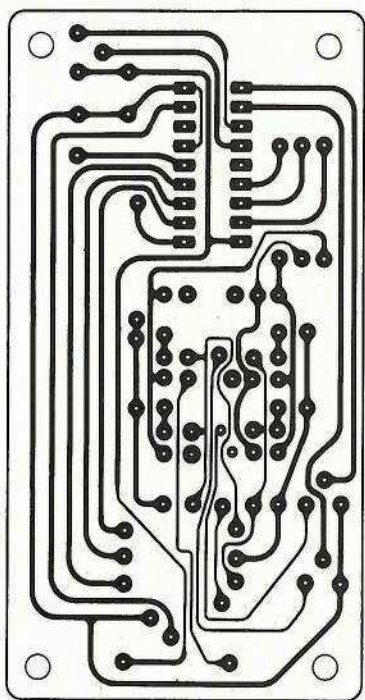


Figure 7

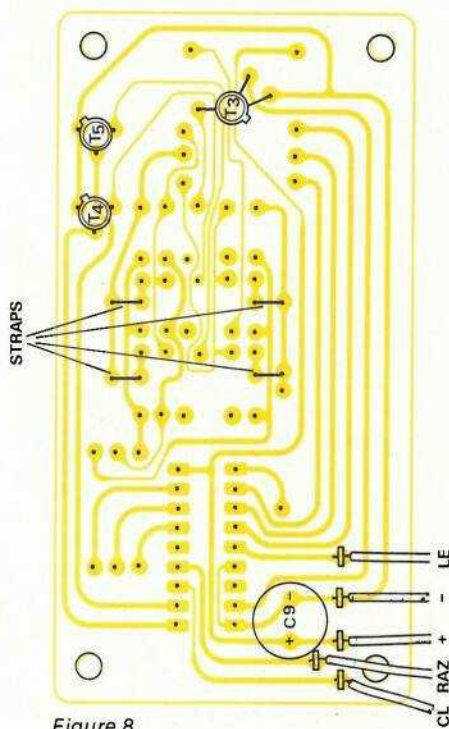


Figure 8

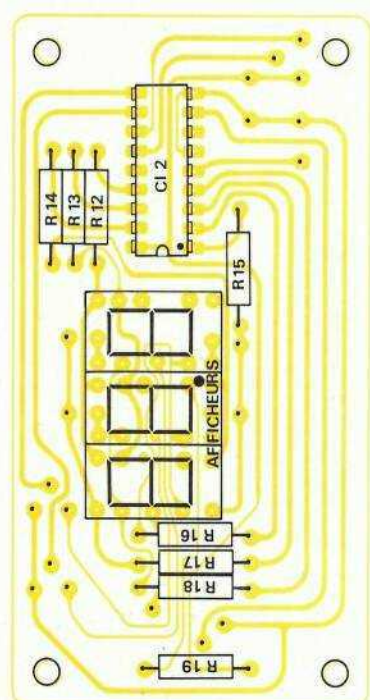
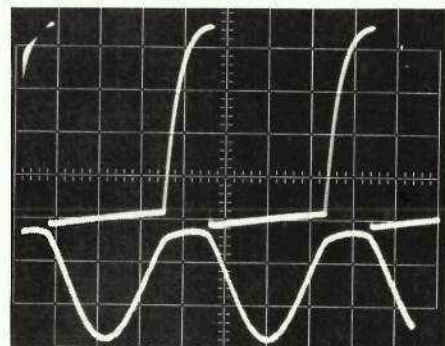
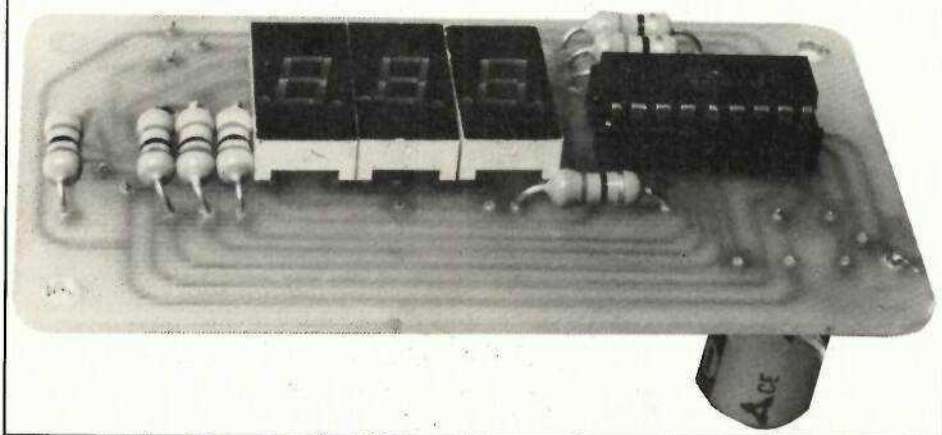
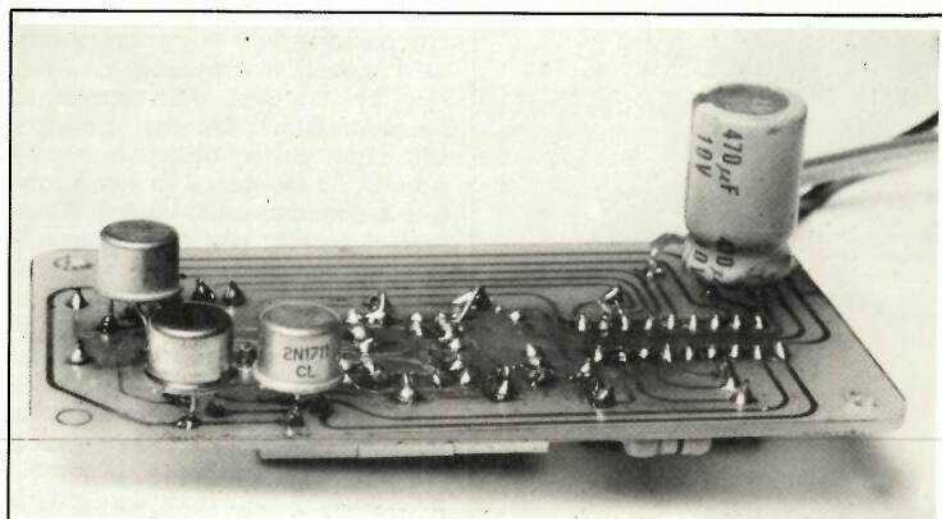
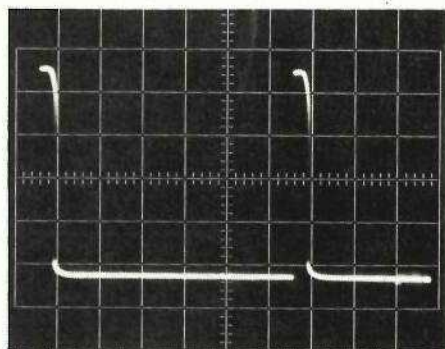


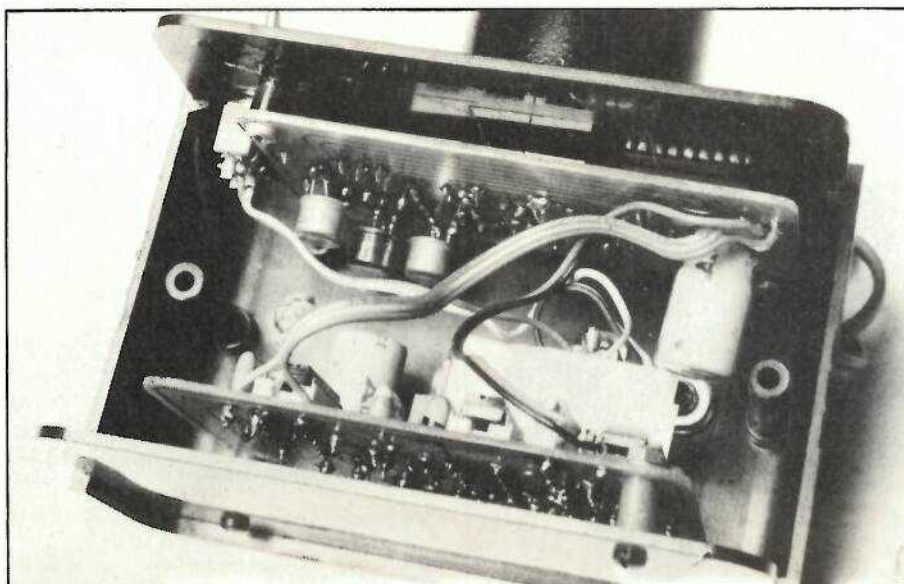
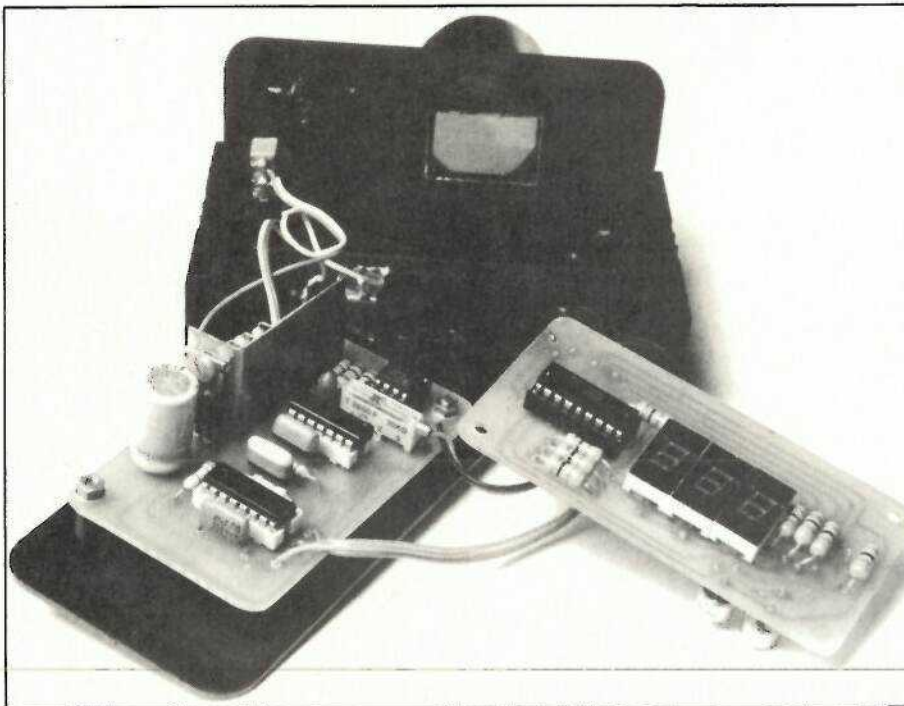
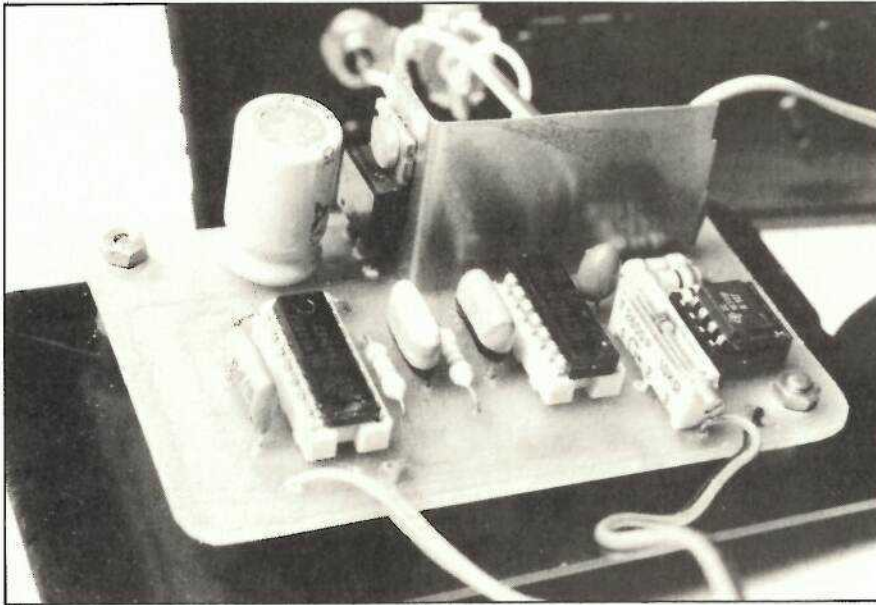
Figure 9



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 transfo 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 se situait en dessous de 6 nœuds (dans les 5 nœuds) ou vers 7 nœuds et que la résistance R_8 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_8 réglée pour lire 6,4 nœuds, un point de peinture sur la vis de réglage immobilise cette dernière et évite un dérèglement 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-

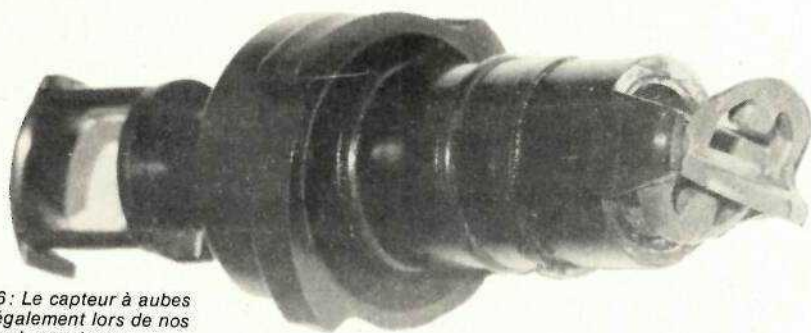


Photo 6: Le capteur à aubes utilisé également lors de nos précédents montages.

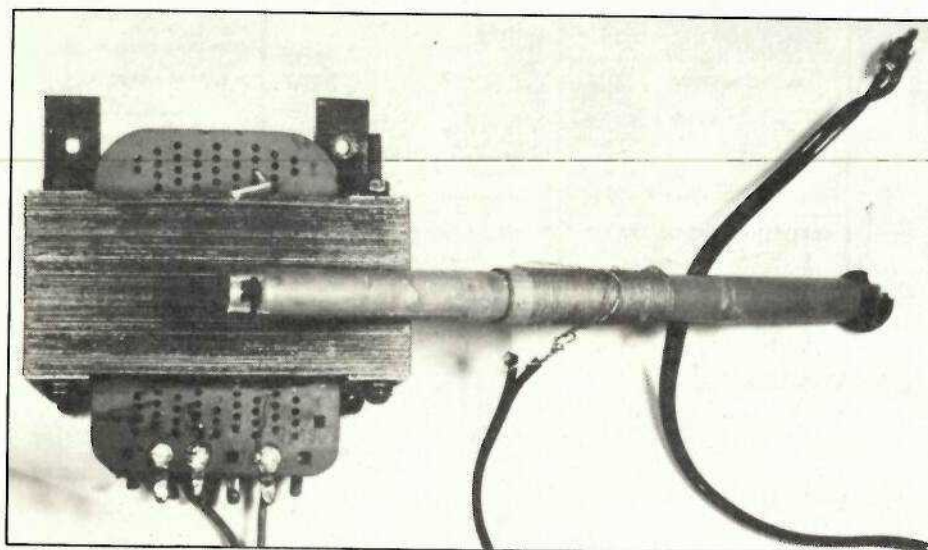
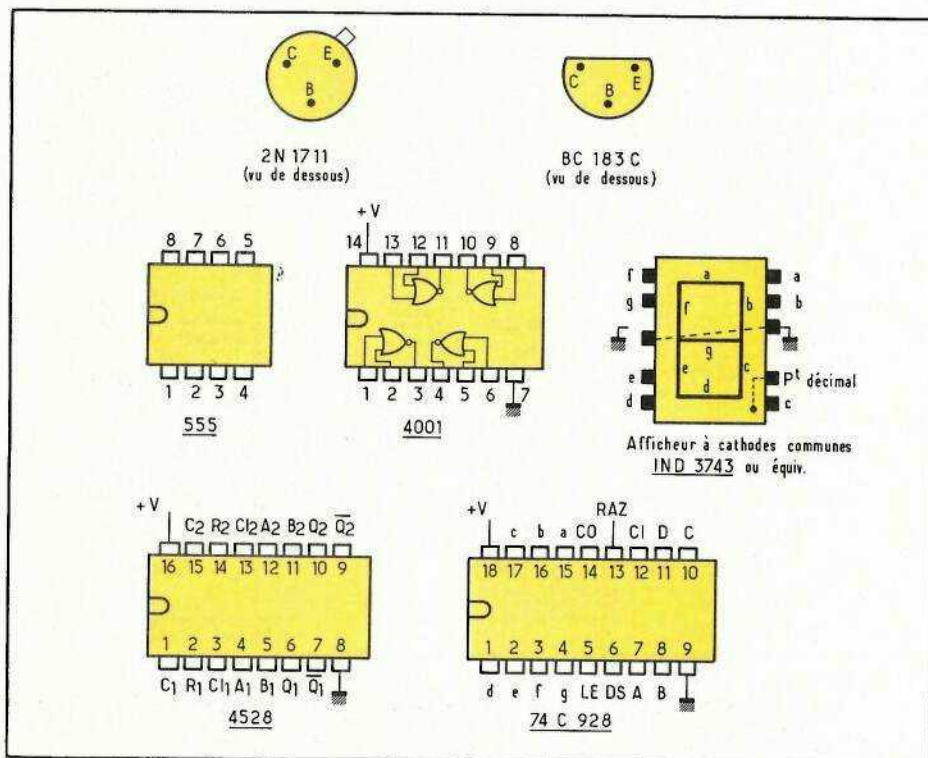


Photo 7: Etalonnage à partir d'un transfo et d'un cadre ferrite pour petites ondes.

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_s pour lire 6,4 noeuds.

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

C. LE MOIGNE

Nomenclature

Résistances

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

Condensateurs

C_1 : 4,7 nF céramique
 C_2 : 22 μ F 16 V tantale goutte
 C_3 : 1,5 μ F 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 μ F 10 V chimique
 C_9 : 470 μ F 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 \varnothing 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

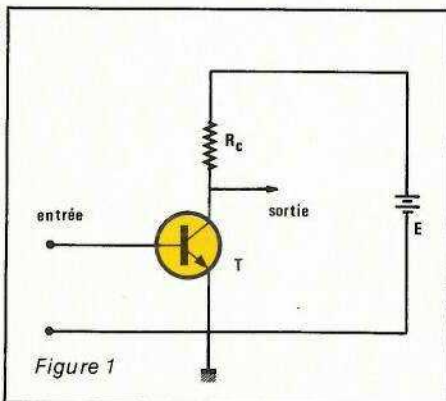
Les premières manipulations que nous proposons sur les transistors, concernent, d'abord, les diverses méthodes de polarisation, c'est-à-dire les différentes façons d'imposer le point moyen de fonctionnement, en l'absence de signaux alternatifs sur l'entrée.

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).



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 évidem-

ment 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 $I_B = I_{B0}$, c'est le point M_0 .

Appliquer un signal d'entrée, que nous supposons sinusoïdal, revient à faire varier I_B sinusoïdalement autour de sa valeur moyenne I_{B0} . 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_0 . 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_{C0} de I_C , il suffit donc d'imposer I_{B0} . 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_{C0} , on peut donc, connaissant le gain en courant β du transistor, calculer R_B :

$$R_B = \frac{E - V_{BE}}{I_{B0}} = \beta \frac{E - V_{BE}}{I_{C0}}$$

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-

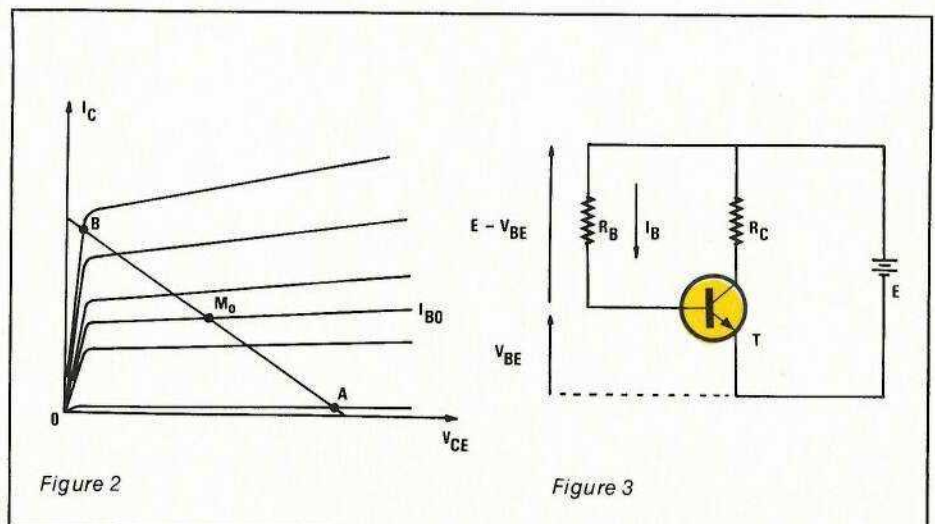


Figure 2

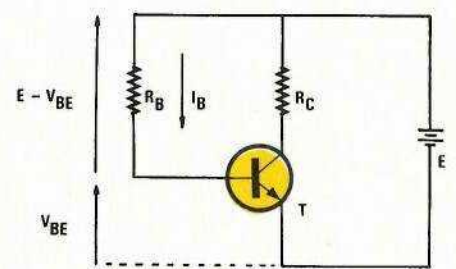


Figure 3

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

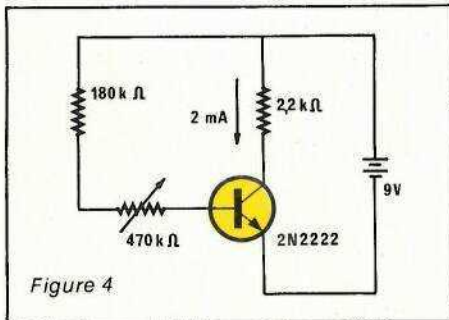


Figure 4

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

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

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 :

$$210 \text{ k}\Omega \leq R_B \leq 630 \text{ k}\Omega$$

Pratiquement, à moins de mesurer d'abord β pour le transistor utilisé, on remplacera R_B par l'association d'une résistance fixe de $180 \text{ k}\Omega$, et d'une ajustable de $470 \text{ k}\Omega$, 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'extrémité 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 bornes 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 ($R_C = 2,2 \text{ k}\Omega$).

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 470Ω , 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 $20 \mu\text{A}$ (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 $200 \mu\text{A}$. On peut en déduire la somme $R_1 + R_2$:

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

On en déduit maintenant R_2 , donc R_1 :

$$(R_1 + R_2) 1,6 = 9 R_2$$

$$R_2 = 8 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 45 - 8 = 37 \text{ k}\Omega$$

Pour tenir compte des normalisations, on prendra finalement $R_1 = 39 \text{ k}\Omega$, et $R_2 = 8,2 \text{ k}\Omega$.

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

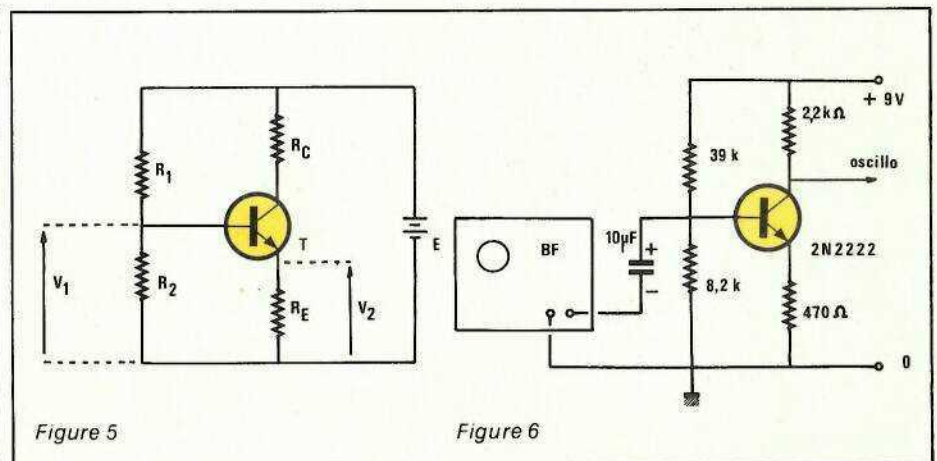


Figure 5

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 C₁ 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.

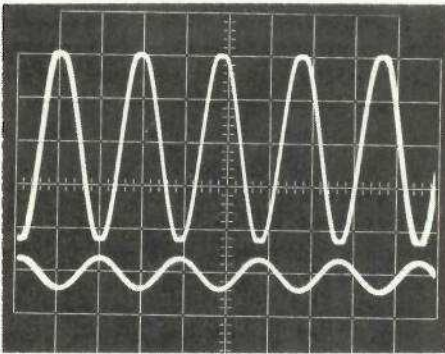


Figure 7.

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

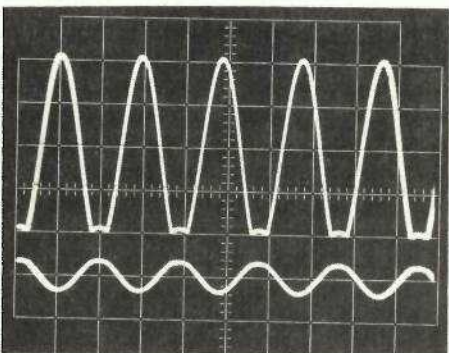


Figure 8.

obtiendra expérimentalement ce résultat en diminuant R₁ (27 kΩ 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 obser-

vera ce résultat en diminuant R₂ (6,8 kΩ).

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.

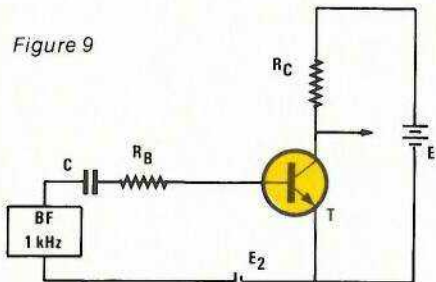


Figure 9

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 MΩ, devant laquelle on peut négliger la résistance d'entrée R_e. On charge le collecteur par une résistance R_C de 1 kΩ, 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 R₁ 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'ohmmètre.

Pratiquement, on pourra réaliser l'expérience en prenant pour T un 2N 2222, et en donnant aux divers composants les valeurs suivantes : R₁ = 1 MΩ ; P = 2,2 kΩ ou 4,7 kΩ ; C = 100 μF ; E₁ = 10 volts ; E₂ = 10 volts.

R. RATEAU.

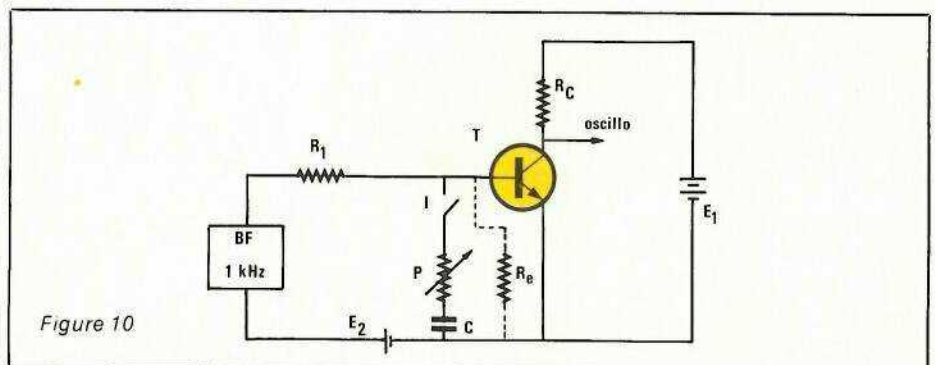


Figure 10

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, $\pm 1/2$ LSB sélectionné.

Ce nouveau composant se caractérise par des sorties 3 états à 8 bits avec un 9^e 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 paillés

Le CA 3308 utilise 256 comparateurs 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.

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

Grâce à ce nouveau bloc de jonction double pour circuits imprimés, 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

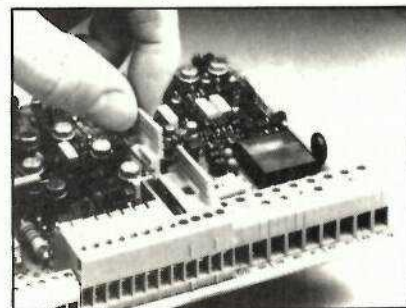
Nouveautés composants

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 permet 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.

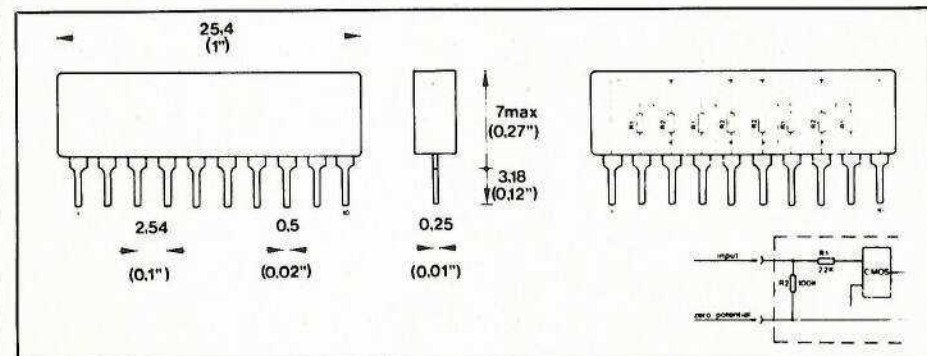
Réseau de protection pour circuits CMOS

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 ($R_1 = 22 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$) qui protègent les entrées

CMOS envers les charges statiques et contre le phénomène de verrouillage (latch-up) dans le cas d'une décharge négative. La constitution est faite de telle sorte que les circuits sont réversibles.

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 1 000 tours par minute.

En aval de la batterie, se répartissent les circuits d'utilisation. À 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 au-

tomobilistes 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-

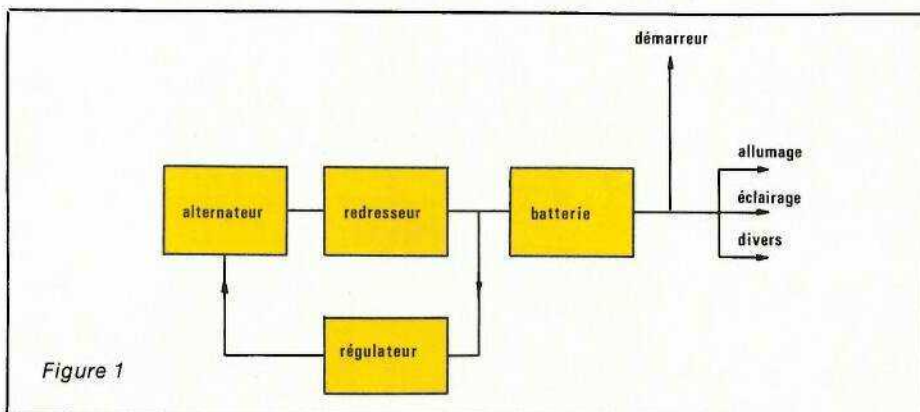


Figure 1

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 transistor 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 dysfonctionnement du régulateur dont, cette fois, les contacts restent perpétuellement fermés. Il importe de détecter très rapidement cette anomalie, car la surtension met en péril les appareils alimentés.

Les méthodes classiques de contrôle

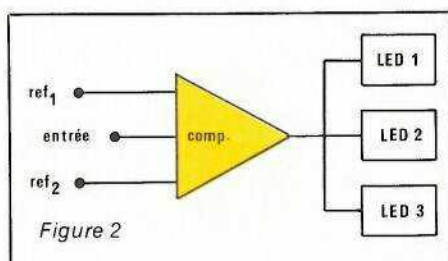
Le plus modeste des équipements de bord comporte au moins un voyant: celui-ci, qui s'allume à l'arrêt dès qu'on met le contact, doit s'éteindre à régime normal. Dans le cas contraire, il n'y a, pour une ou plusieurs des raisons énumérées plus haut, pas de charge de la batterie.

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:



- 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 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.

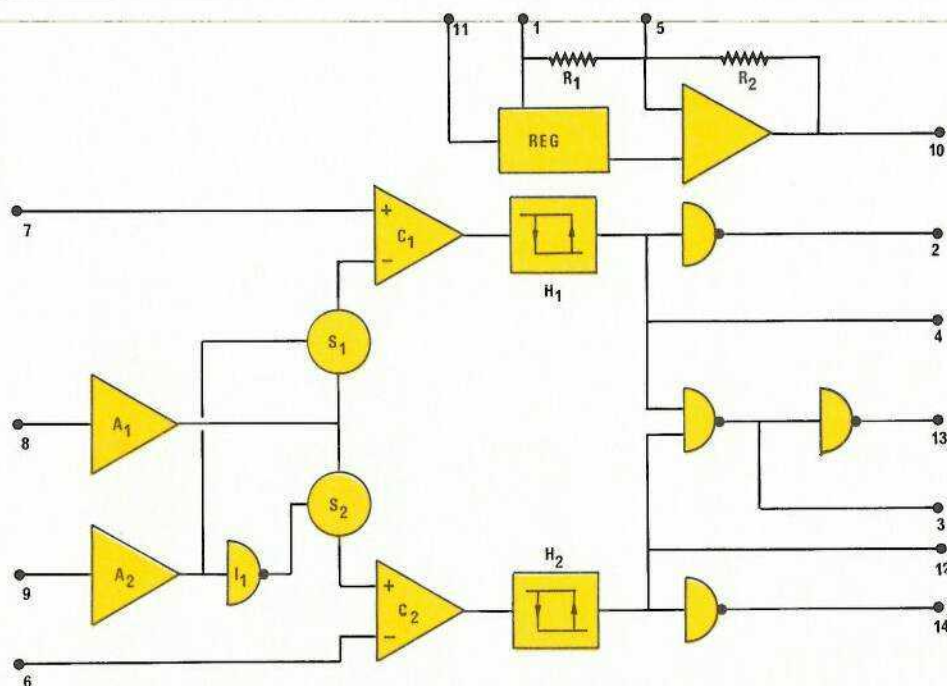
Sur la sortie de l'amplificateur A_2 , on dispose ainsi, à basse impédance, de la tension V_9 . Celle-ci est exploitée sur deux voies: d'une part, directement; d'autre part, à travers un inverseur à gain unitaire, qui la transforme en $-V_9$.

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 3



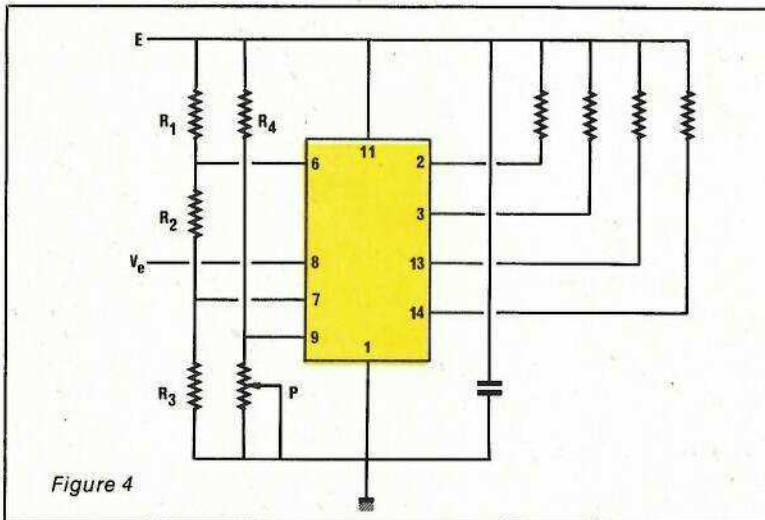


Figure 4

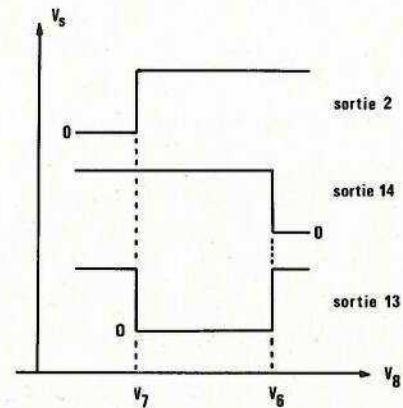


Figure 5

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'ins-

tallation 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 dans 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.

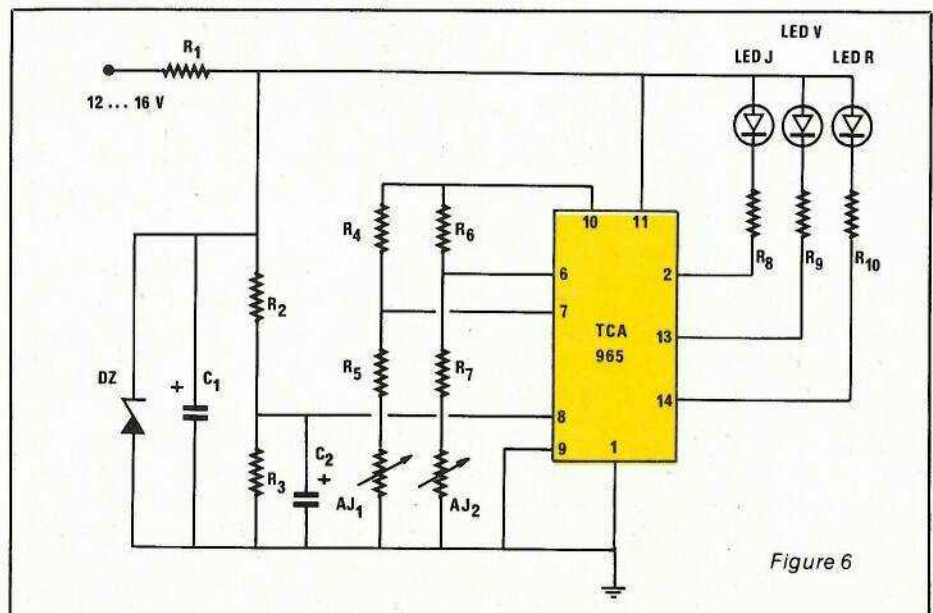
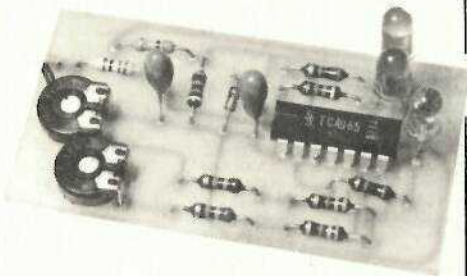


Figure 6

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 C1 et C2 sont des modèles au tantale: on veillera à respecter leur polarité.

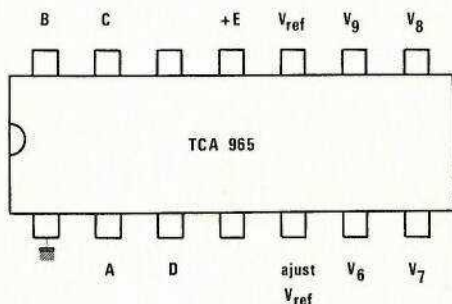


Figure 10

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

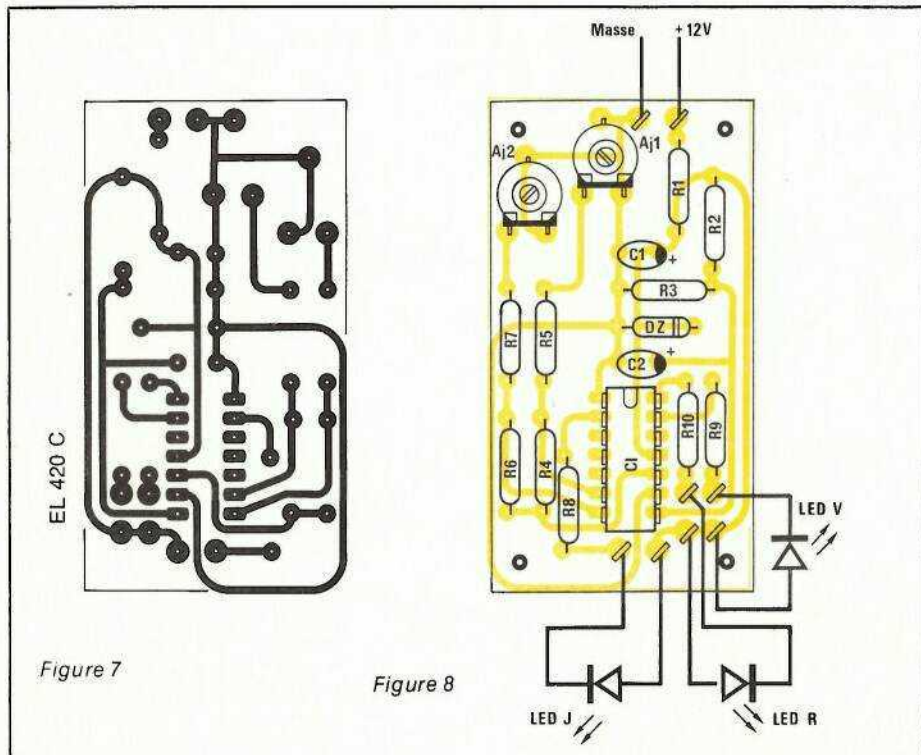
Mise au point du voltmètre

Extrêmement simple, cette mise au point consiste à ajuster les deux seuils de basculement, par les résistances AJ1 et AJ2. Pour cela, on alimentera d'abord le montage sous 13,5 volts (alimentation de laboratoire et voltmètre de contrôle), et on réglera AJ1 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 AJ2, 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 boîtier 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

- R3 : 4,7 kΩ
- R4 : 3,3 kΩ
- R5 : 6,8 kΩ
- R6 : 3,3 kΩ
- R7 : 6,8 kΩ
- R8 : 1 kΩ
- R9 : 1 kΩ
- R10 : 470 Ω
- AJ1 et AJ2 : 10 kΩ

Condensateurs chimiques (tantale)

- C1 : 47 μF/25 V
- C2 : 10 μF/25 V

Diode Zener

DZ : 18 volts (400 mw)

Diodes LED

1 jaune, 1 verte, 1 rouge

Circuit intégré

TCA 965 (Siemens)

Nomenclature des composants

Résistances 0,5 Watt à ± 5 %

- R1 : 4,7 Ω
- R2 : 10 kΩ

RECTIFICATIF

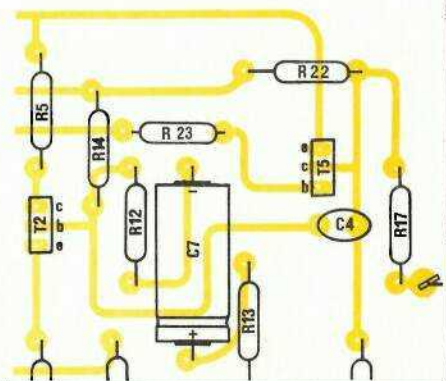
Ampli RPG 50 du n° 418

Cet ampli ayant été modifié en cours d'étude, nous avons oublié de reporter sur le circuit imprimé, la résistance R23 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 R23 entraîne la destruction de T1 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 porté 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

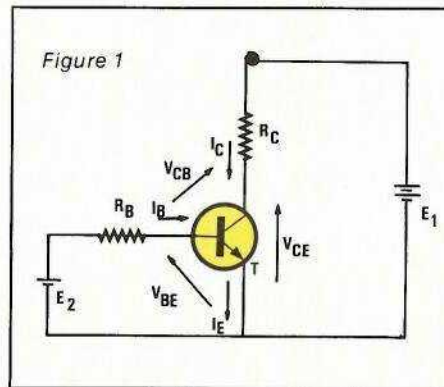
Toutes ces grandeurs sont continues, c'est-à-dire invariables dans le temps : il s'agit d'un régime statique, que nous caractériserons toujours, graphiquement, par l'emploi de lettres majuscules.

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.

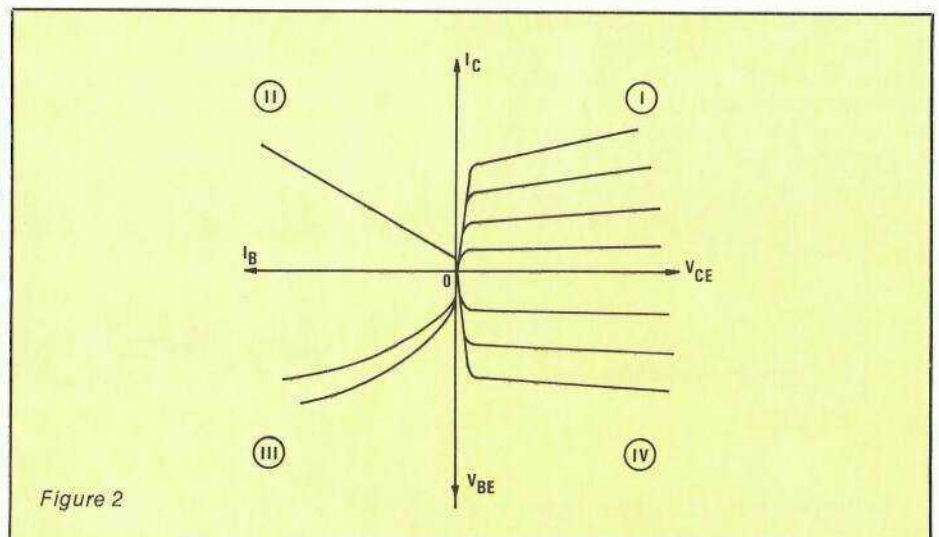


Figure 2

- 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 milliampèremètre continu placé en série dans le circuit du collecteur, et I_B avec un microampèremètre 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 $10 \mu A$, $20 \mu A$, $40 \mu A$, $60 \mu A$, 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} . À

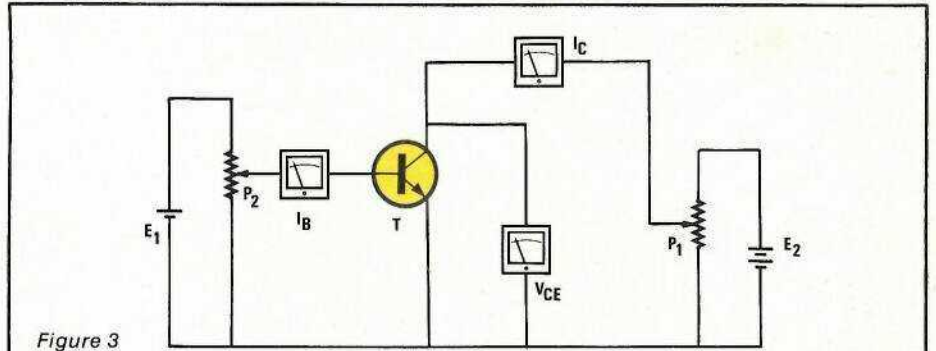


Figure 3

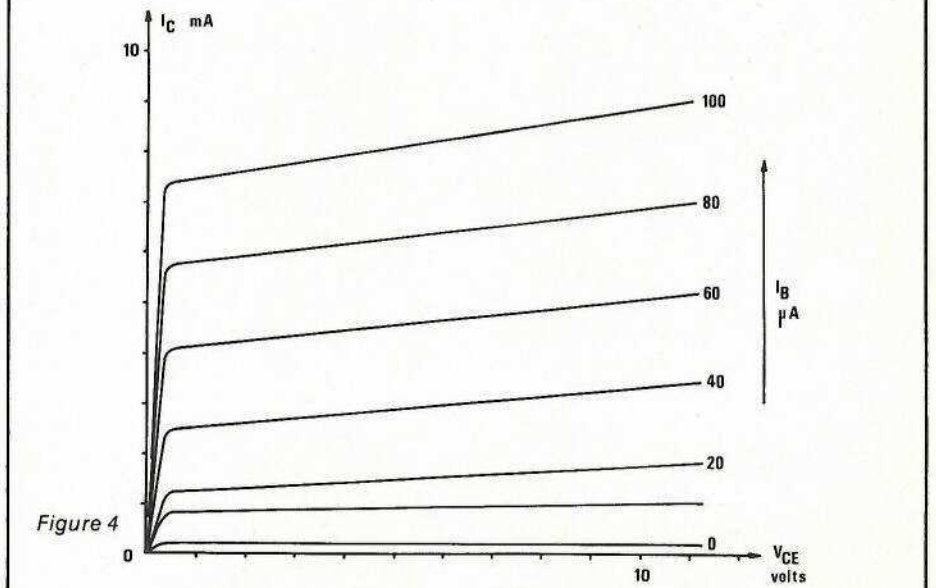


Figure 4

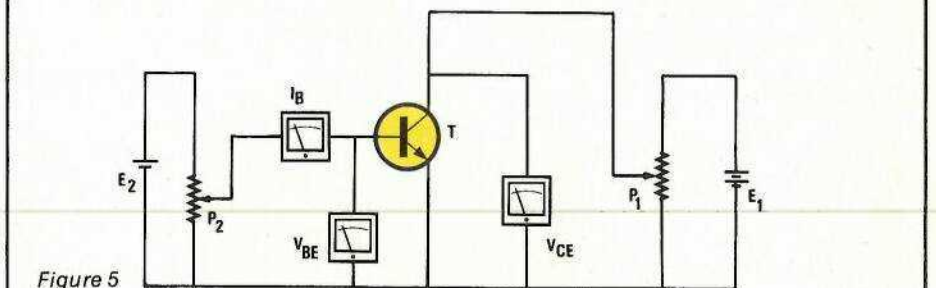


Figure 5

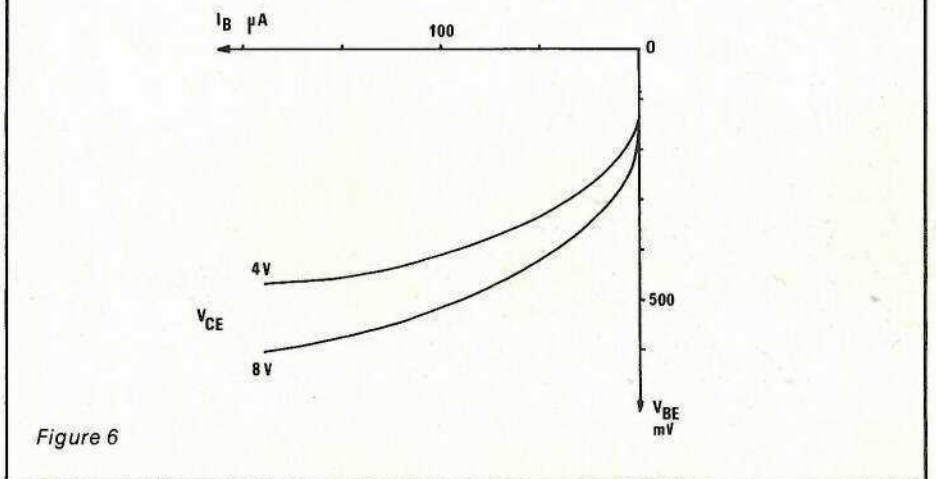


Figure 6

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 I_C

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.

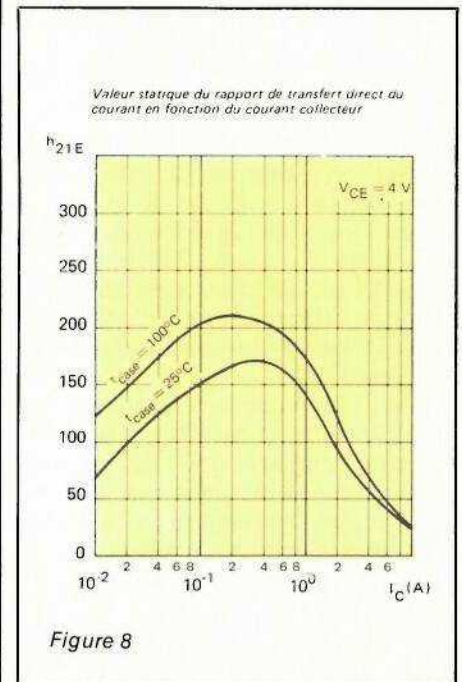


Figure 8

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

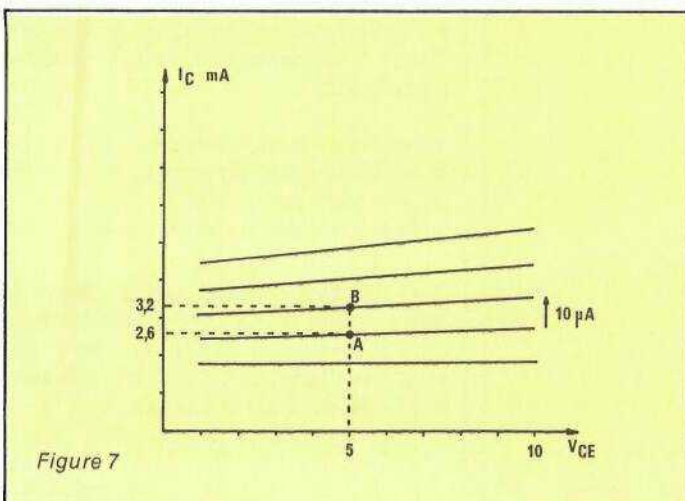


Figure 7

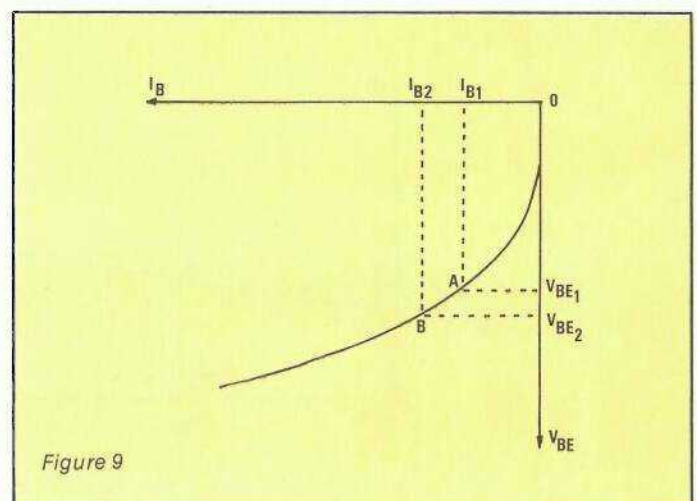


Figure 9

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

$$\Delta I_B = I_{B2} - I_{B1}$$

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.

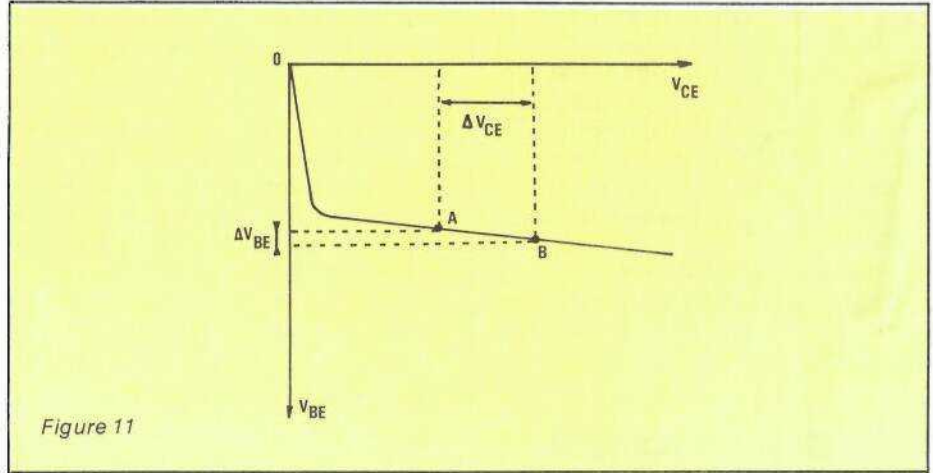


Figure 11

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.

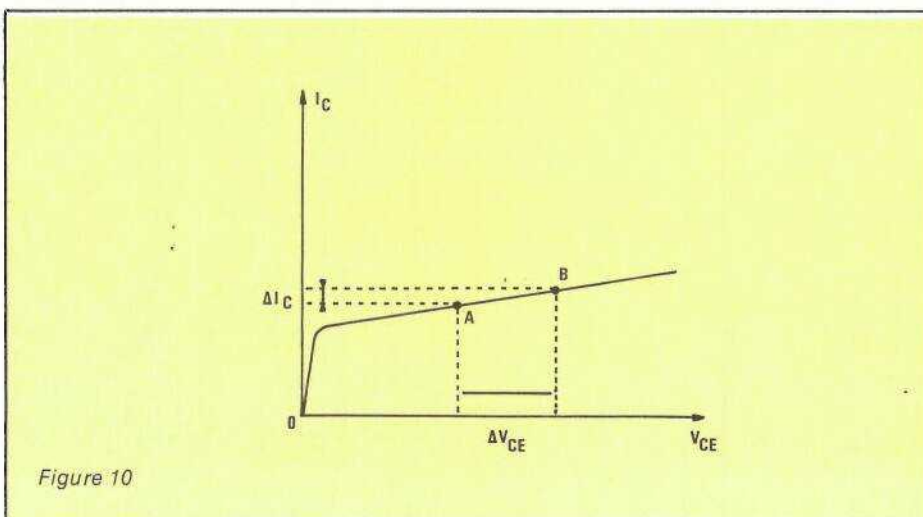


Figure 10

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.

Les fréquences porteuses vision et son

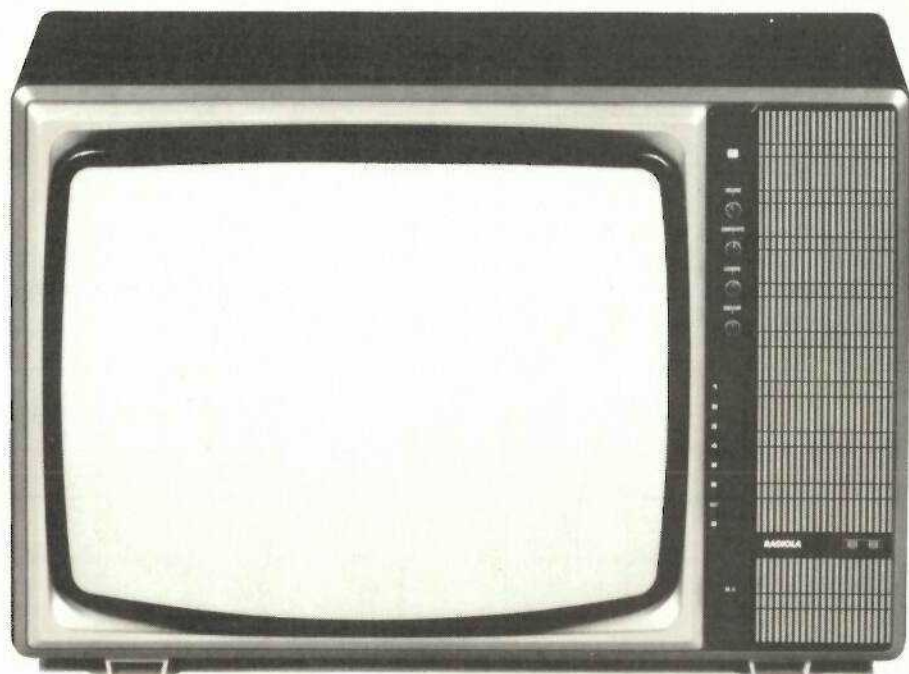
La conférence européenne de radiodiffusion réunie à Stockholm en 1961 a défini les bandes réservées à la télévision de la manière suivante:

- 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,



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

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 F_m , la bande occupée, autour de la fréquence centrale vaut:

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

Δf représentant l'excursion maximale en fréquence pour la HF — porteuse — Si l'on envisage le cas du son seul, on a $F_m = 15$ 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 $F_m = 5$ 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

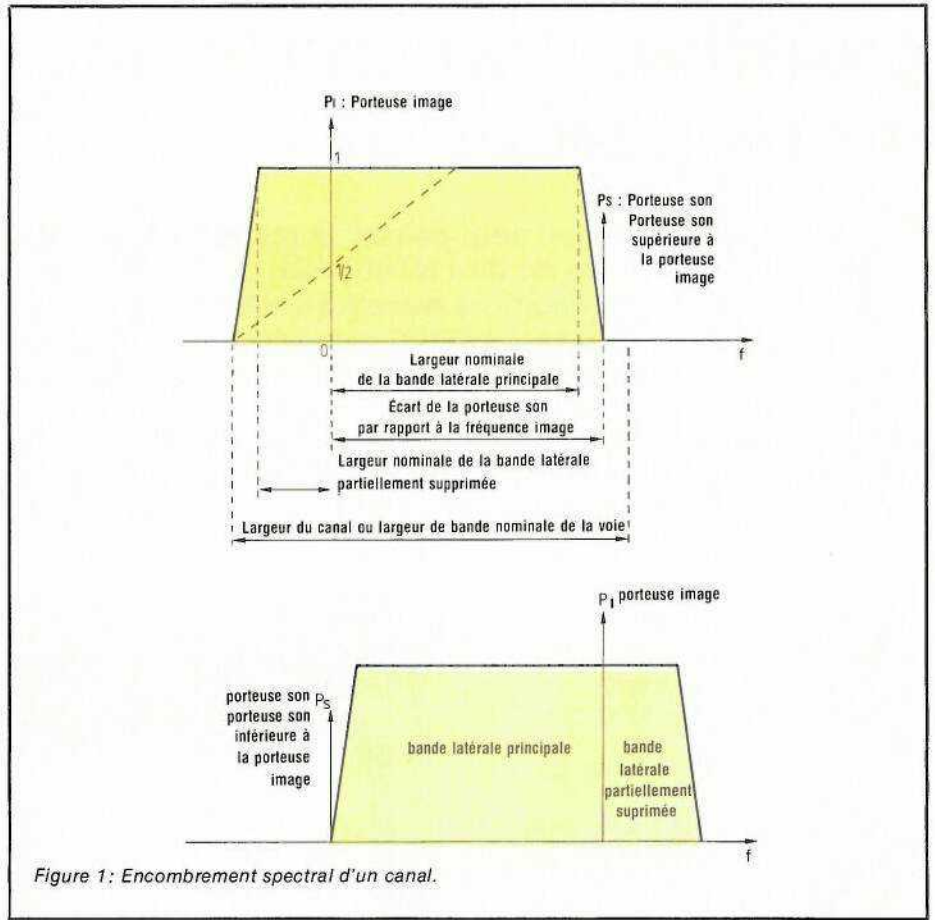


Figure 1: Encombrement spectral d'un canal.

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 largeurlhauteur 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 ban-

de 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.

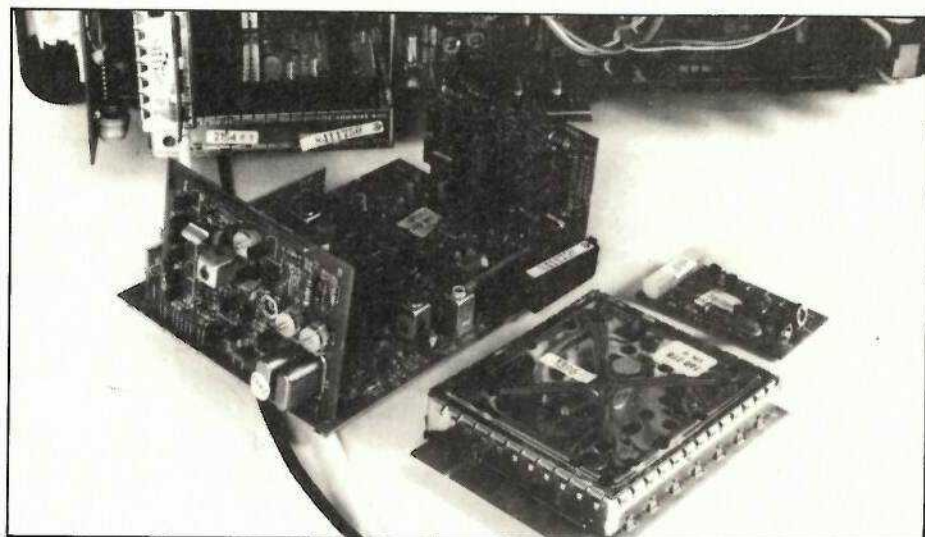
sont représentées dans le tableau de la figure 7. Il est alors aisé de connaître la valeur de la porteuse son, elle peut en effet être déterminée en ajoutant 5,5 MHz pour les systèmes G et H, 6 MHz pour le système I et 6,5 MHz pour les systèmes K et L.

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.

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.

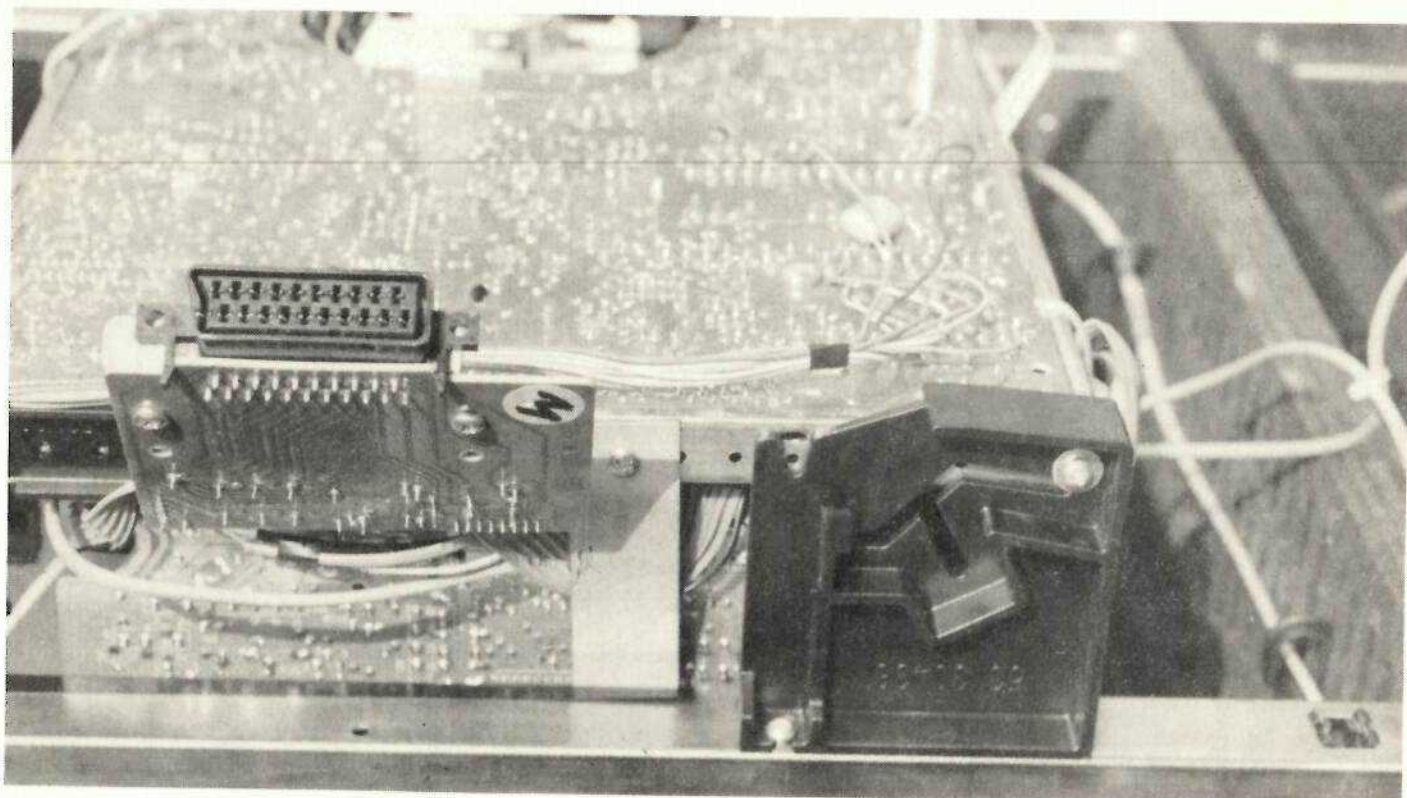


La structure modulaire est bien souvent retenue pour séparer chaque fonction (ex. : téléviseur Barco).

On peut déjà pressentir quelques difficultés quant à la situation de l'oscillateur local, le tuner devra être alternativement infradyne et supra-dyne. 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 F₂ et F₄ 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 péritelvision 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

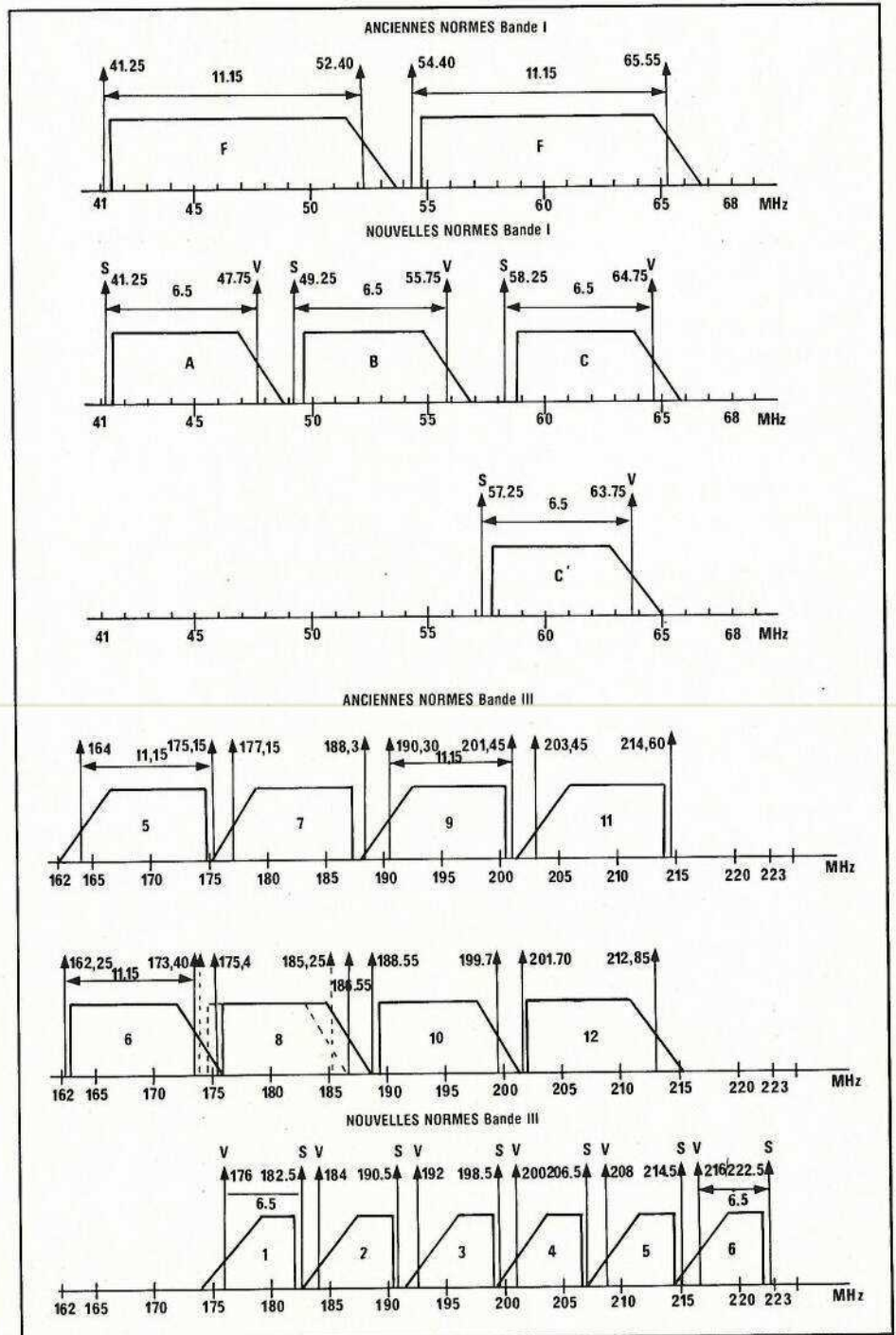
Canal	Fréquence Vision / F Son
33	591.25
34	597.25
35	603.25
36	609.25
37	615.25
38	621.25
39	627.25
40	633.25
41	639.25
42	645.25
43	651.25
44	657.25
45	663.25

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 d'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 d'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.

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 synchronisa-

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

tion 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 transposés 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

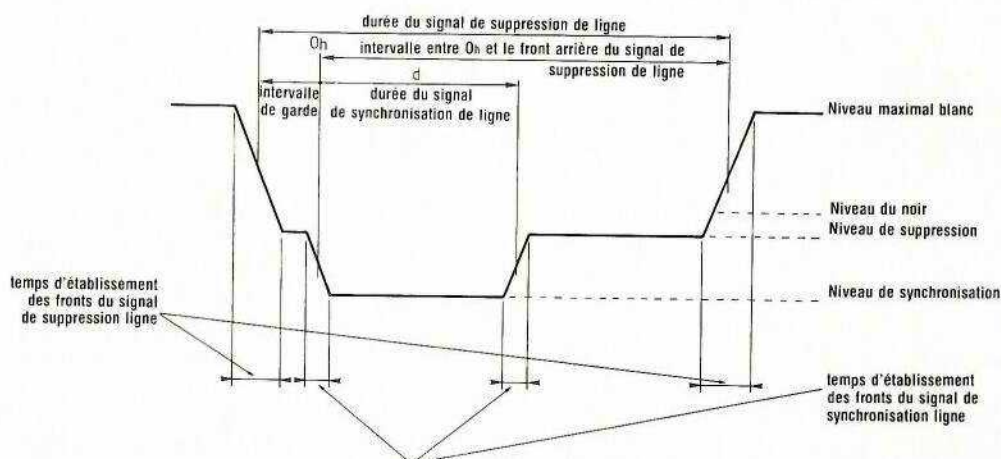


Figure 10

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 \pm 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 \pm 0,3	8,9	10,2 - 11
Intervalle de garde	1,5 - 2	1,3 - 1,8	1,2 - 1,5	1,5 \pm 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 \pm 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 \pm 0,1	0,17 - 0,23	0,2 - 0,4
Temps d'établissement des fronts du signal de synchronisation ligne 10 à 90 %	\leq 0,25	0,2 - 0,4	0,13 - 0,26	0,15 \pm 0,05	0,10 - 0,14	0,2 - 0,4

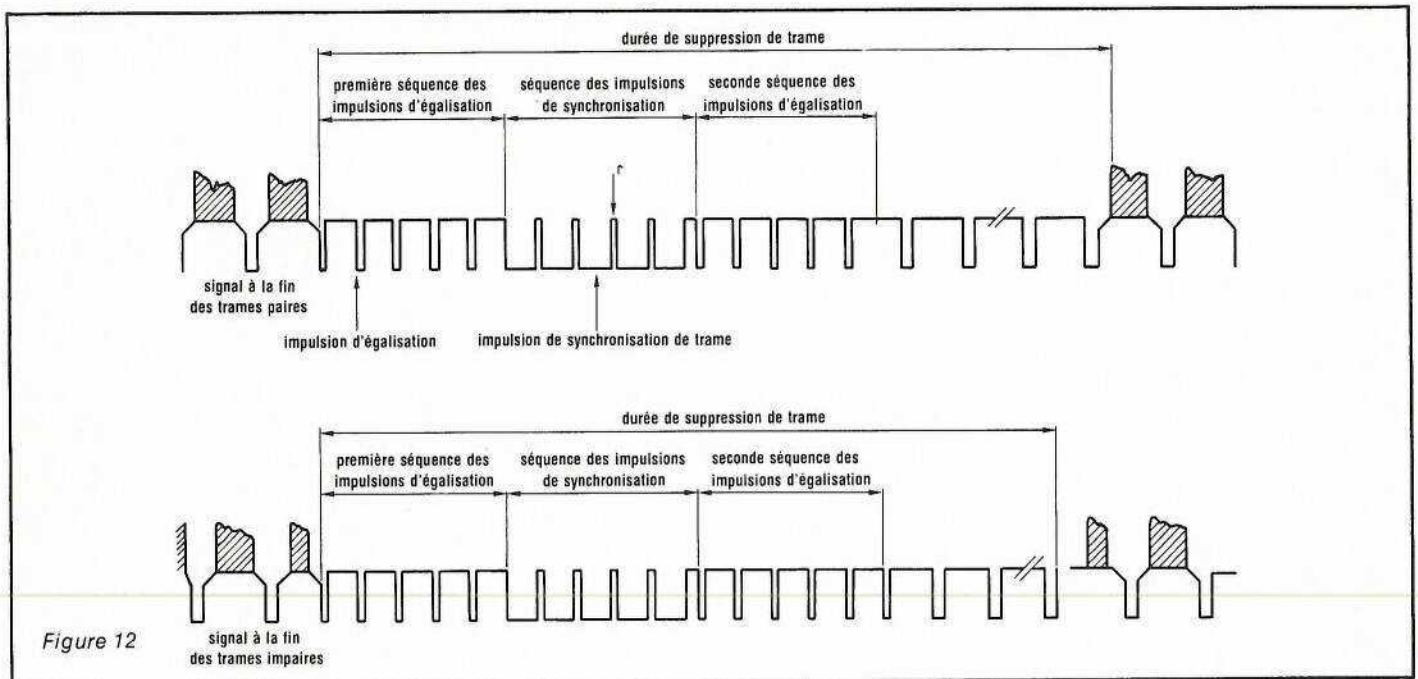


Figure 12

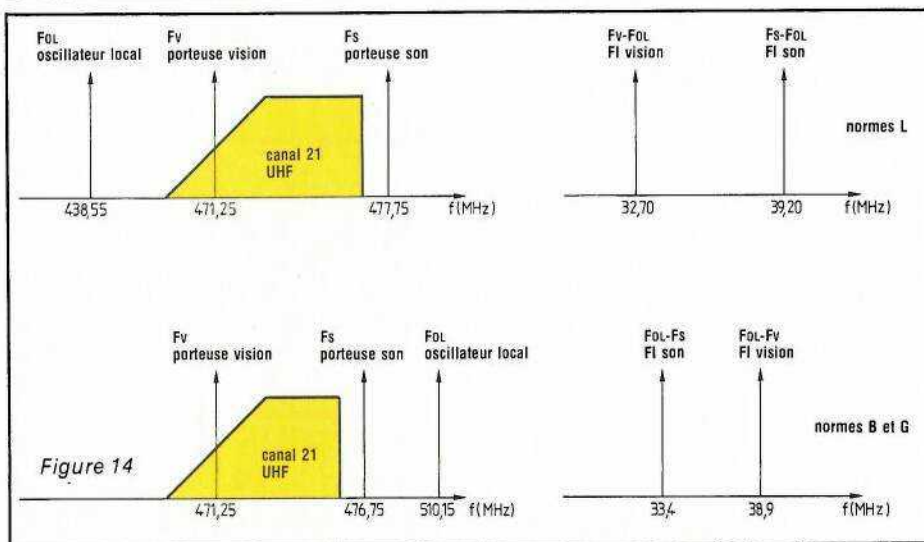


Figure 14

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 (μ s)	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 (μ s)	(18 à 22) H + 12 (μ s)	(23 à 27) H	(22 à 24) H	41 H	(20-21) H + 12 (μ s)
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 μ s)		2,2-2,4	2,25-2,65	2,3 \pm 0,1		2,3- 2,5
Durée de l'impulsion de synchronisation de trame (μ s)	38 -42			27,2 \pm 0,4	19-21	26,8-27,2
Intervalle entre les impulsions de synchronisation de trame (μ s)	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 (μ s)	\leq 0,25	0,2-0,4	0,13-0,26	0,15 \pm 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

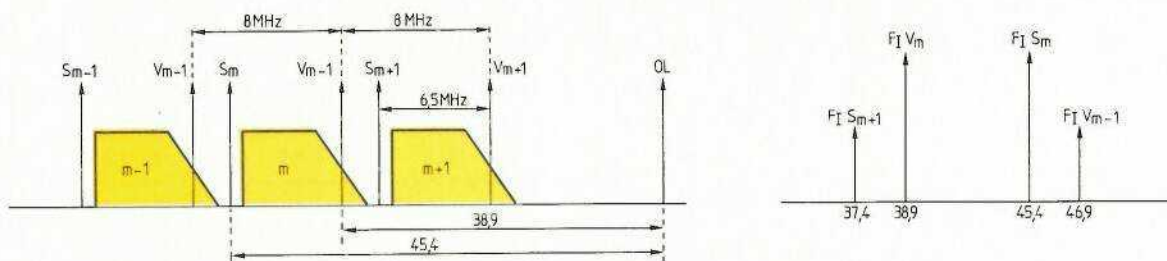


Figure 16

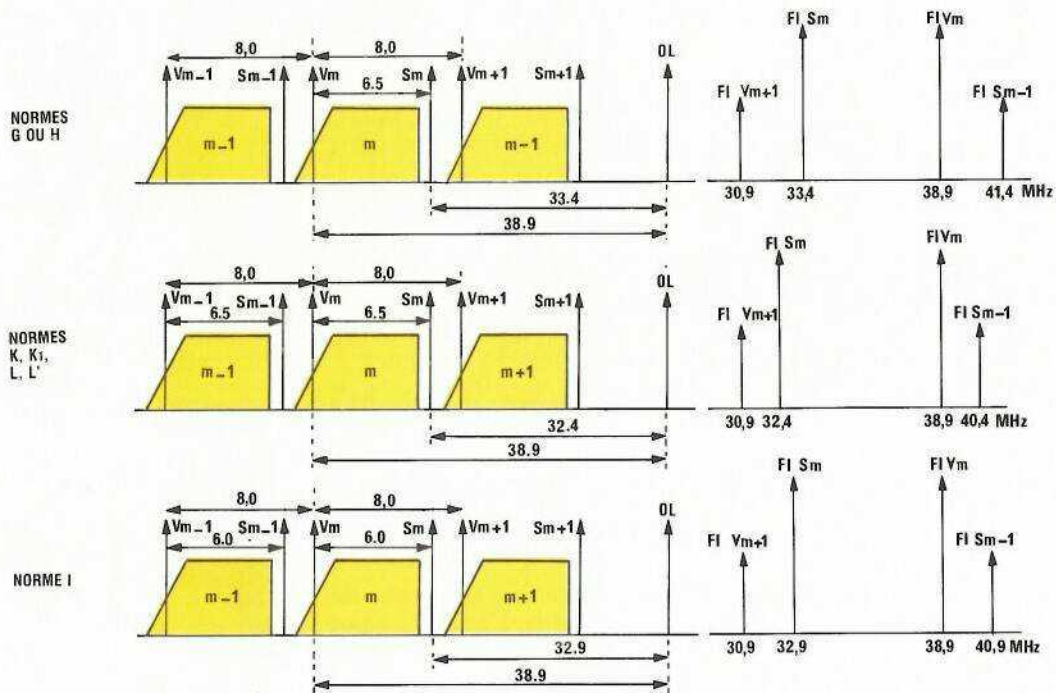
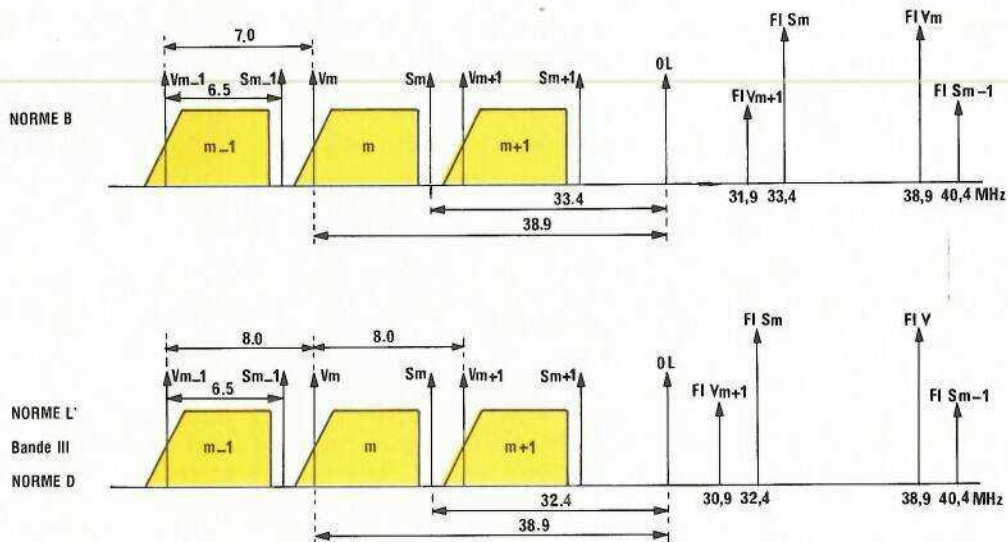


Figure 17



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