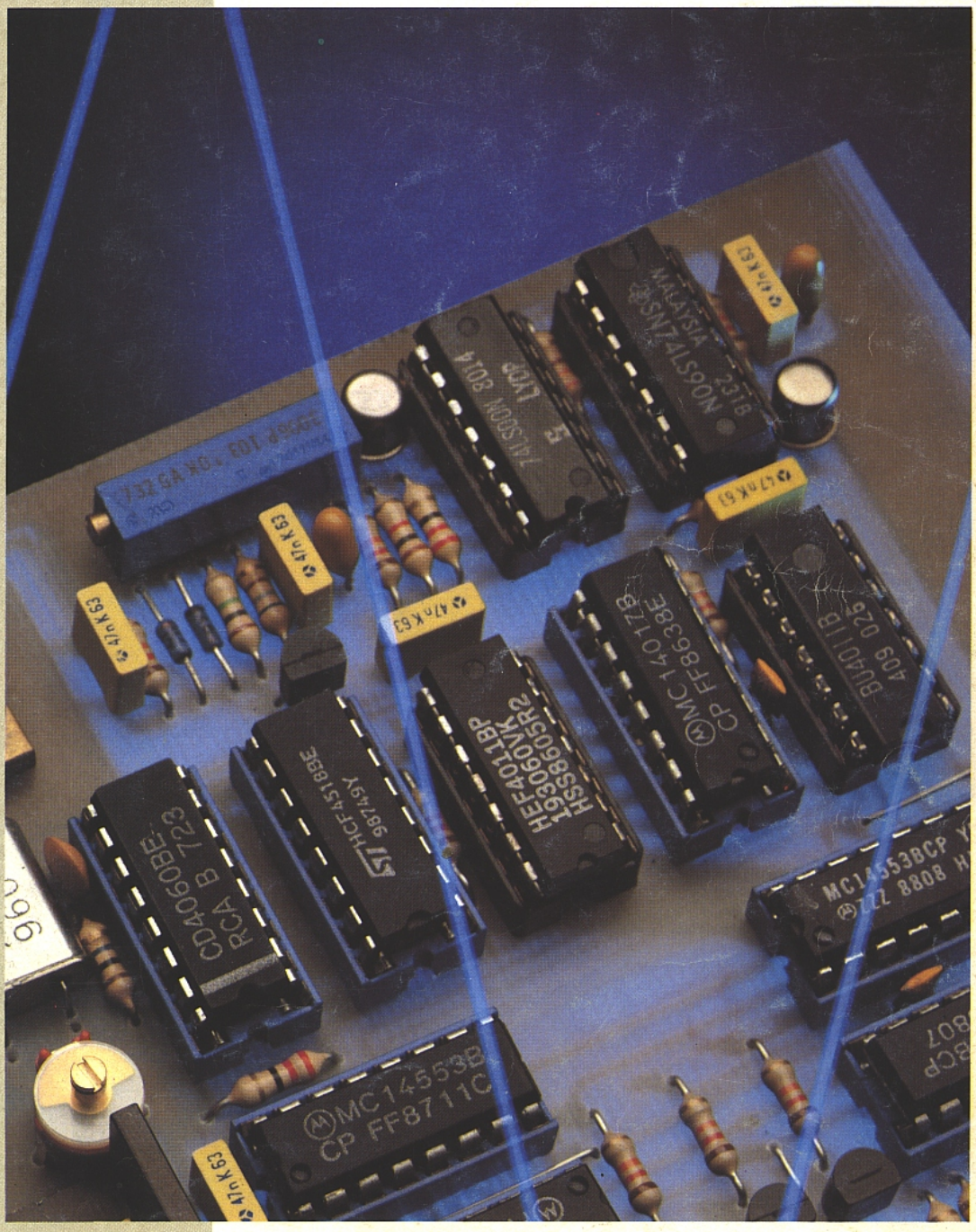
NUMERO 502 - SEPTEMBRE 1989 - ISSN 0033 7668

RADIO PLANS

electronique

ÉTUDE ET CONCEPTION D'UN FRÉQUENCEMÈTRE.
SYSTÈME D'APPELS DE PERSONNE.
AMPLIFICATEUR-CORRECTEUR VIDÉO.
COMMANDE DE POLARISATION POUR RÉCEPTION SATELLITE.
MINI LECTEUR D'EPROM.
RÉCEPTEUR VHF TRÈS SENSIBLE, BANDE AVIATION.
APPLICATIONS DU MM 53200 ET U 263 B.



BELGIQUE : 140 FB - LUXEMBOURG : 140 FL - SUISSE : 5,80 FS - ESPAGNE : 400 Ptas - CANADA : $ 3,90

T 2438 - 502 - 20,00 F

3792438020008 05020

NUMERO 502 - SEPTEMBRE 1989 - ISSN 0033 7668

RADIO PLANS

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

SOMMAIRE

ETUDE ET CONCEPTION

45 Ampli correcteur vidéo
50 Fréquencemètre 6 chiffres
73 Récepteur VHF haute sensibilité 110-150 MHz
60 Commande de sélection de polarisation

MONTAGES

19 Système d'appel de personnes
39 Mini lecteur d'EPROM

CIRCUITS D'APPLICATIONS

13 MM 53200 National
64 U 263 B Telefunken

MESURE ET INSTRUMENTATION

25 Oscilloscope 9202 Beckman

TECHNIQUE

70 Expérimentations : les oscillateurs RC

COMMUNICATIONS

31 Architecture des réseaux câblés

COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE

58 Méthode de fabrication des C.I. présensibilisés

INFOS

82 Un nouveau fer Antex : le TCS
Le convertisseur CGV SVHS 80
83 Avertissement Amstrad
84 Pont de mesure programmable Tinsley
85 Le multimètre Fluke 45
Relais carte Dold
86 Relais de sécurité Clare
AOP de précision Linear Technology
87 Multimètres de la série 200, Beckman Industrial
88 Forum mesure

est édité par la SPE
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social
Direction-Rédaction-Administration-Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 42.00.33.05
Télex : TGV 230472F - Télécopie : 42.41.89.40
Président-Directeur Général,
Directeur de la Publication :
J.-P. VENTILLARD
Directeur de la Rédaction :
Bernard FIGHIERA
Rédacteur en chef adjoint :
Claude DUCROS
Publicité : Société Auxiliaire de Publicité
70, rue de Compans, 75019 Paris
Tél. : 42.00.33.05 - C.C.P. 37-93-60 Paris
Directeur commercial : J.-P. REITER
Chef de publicité : Francine FIGHIERA
Assistée de : Karine JEUFFRAULT
Promotion : Société Auxiliaire de Publicité
Mme EHLINGER
Directeur des ventes : Joël PETAUTON
Abonnements : Odette LESAUVAGE
Service des abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

Voir notre tarif « spécial abonnement » page 56.

Electronique Radio Plans décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite » (alinéa premier de l'article 40). Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code Pénal ».

Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 2,20 F en timbres.
IMPORTANT: ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal.

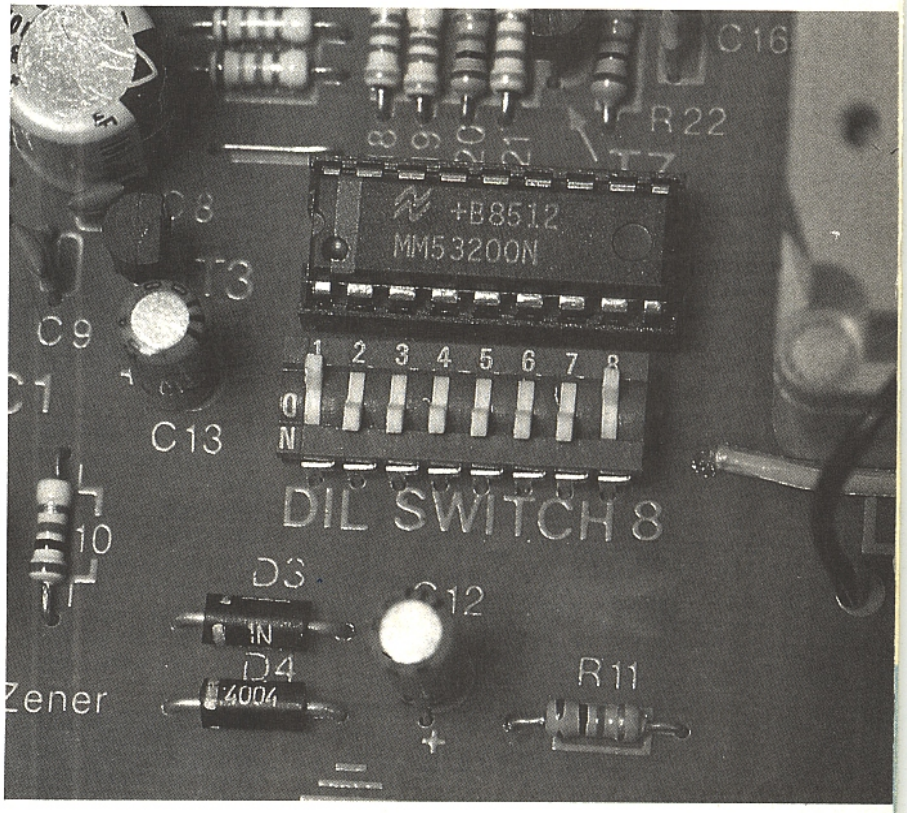
Ce numéro a été tiré à 67 100 exemplaires
Dépot légal septembre 89 - Éditeur 1586 -
Mensuel paraissant en fin de mois.
Distribué par S.A.E.M. Transport-Presse.
Photocomposition COMPOGRAPHIA - 75019 PARIS -
Imprimerie SNIL Aulnay-sous-bois et REG Torcy.

Ont participé à ce numéro :
Ph. Bajcik, C. Basso, B. Bencic, F. de Dieuleveult, H. Dutheil, A. Garrigou, P. Gueulle, Ph. Horvat, C. Lefebvre, J. Lefevre, E. Malemanche.

Ce numéro comporte un encart **Educatel** folioté I, II, III, IV au centre de la revue.

Un circuit intégré aux applications multiples : le MM 53200

Dans le domaine des télécommandes, ou même des commandes directes, il est souvent nécessaire de disposer d'une garantie sérieuse pour éliminer tout risque d'enclenchement intempestif du récepteur.
Ces risques peuvent provenir de perturbations diverses des signaux transmis, mais également de la part d'essais plus ou moins fructueux de "pirates"...
Le MM 53200 apporte une solution à ce problème, par un codage aux possibilités extraordinaires, allié à une véritable simplicité de mise en œuvre.



CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES DU MM 53200

Présentation et brochage : (figure 1)

Il s'agit d'un circuit encodeur-décodeur de la famille MOS LSI, qui a l'avantage d'être disponible à un prix tout à fait raisonnable. Il peut aussi bien être utilisé en mode "encodeur" qu'en mode "décodeur". Ses possibilités de codage sont énormes : 4096 exactement !
Il se caractérise par une consommation quasiment négligeable. Le circuit est enfermé dans un boîtier rectangulaire comportant 18 broches "dual in line" (2 rangées de 9).
Les broches numérotées de 1 à 12 correspondent aux entrées de codage pour établir un mot de 12 bits. La broche n° 18 est à relier au "plus" de l'alimentation ; cette dernière s'étend dans une plage de 7 à 11 volts. Le "moins" correspond à la broche n° 14.
La broche n° 15 sert à la commande du mode de fonctionnement souhaité : encodeur ou décodeur. La broche n° 13 "clock" est reliée aux seuls composants périphériques nécessaires, à savoir une résistance et une capacité, pour la génération d'une base de temps interne. La broche n° 16, "IN", uniquement utilisée en mode "décodeur", intercepte les signaux codés. Enfin, sur la broche n° 17 "OUT",

est disponible le message codé dans le cas du fonctionnement en "encodeur" ou le signal attestant la validité du message reçu en mode de fonctionnement "décodeur".

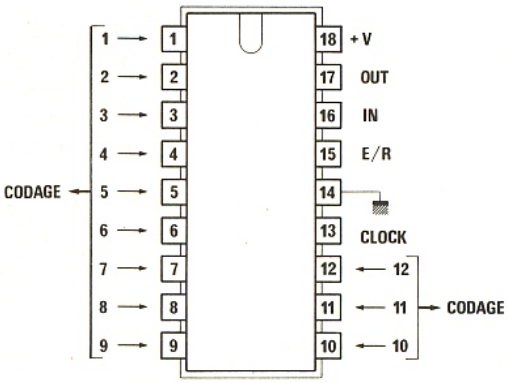


Figure 1

Fonctionnement : (figure 2)

Le codage s'établit grâce aux 12 entrées de programmation. Si on relie l'une (ou plusieurs) d'entre elles au "moins" de l'alimentation, on définit un état bas, pour le (ou les) bit concerné(s). Un état haut se trouve défini en laissant simplement l'entrée correspondante "en l'air". Grâce à cette disposition, il devient possible de réaliser $2^{12} = 4096$ combinaisons différentes. L'entrée "clock" est à relier à la polarité positive par l'intermédiaire d'une résistance R, et à la polarité négative par le biais d'une capacité C. La constante de temps RC défini la période de la base de temps : une valeur couramment employée est 18 à 20 µs, ce qui correspond à une fréquence interne de l'ordre de 50 kHz.
Cette base de temps doit être la même pour l'encodeur et le décodeur destinés à fonctionner en relation ; on utilisera donc des résistances et des capacités de même valeur et aussi précises et stables que possible.
Dans le cas d'un fonctionnement en "encodeur", l'entrée 15 doit être portée à un état haut ; l'entrée 16 peut être laissée "en l'air".
Sur la sortie "OUT", on recueille alors un train cyclique de messages. Chaque message se compose de 13 bits. Le premier bit, le seul qui n'est pas accessible au niveau de la programmation, sert à l'initialisation et permet au récepteur de reconnaître le début du message. Ce dernier se poursuit par une succession d'états logiques, hauts ou bas, dont la logique d'élaboration est la suivante :

- un état haut se distingue d'un état bas par une durée double du signal correspondant au BIT,
- qu'il s'agisse d'un état haut ou d'un état bas, le signal correspondant, se caractérise à son tour par un niveau 1 et 0 de même durée ; l'état haut précédant toujours l'état bas.

La **figure 2** illustre l'allure de ces signaux. Ce message de 13 bits est ainsi réitéré sans arrêt. Il peut être transmis à l'entrée 16 du décodeur correspondant, dans lequel on aura obligatoirement relié l'entrée 15 à la polarité négative du montage. Cette liaison peut être directe, ou indirecte par l'intermédiaire d'un procédé quelconque de transmission des signaux à distance. Le décodeur, qui doit avoir reçu auparavant **la même programmation** que l'encodeur, compare alors, bit par bit, le contenu du message. Mais il le reconnaît seulement comme valable après avoir enregistré 4 cycles successifs validés. Cette disposition élimine tout risque par lequel, par hasard, le codage "collerait" pour un cycle unique.

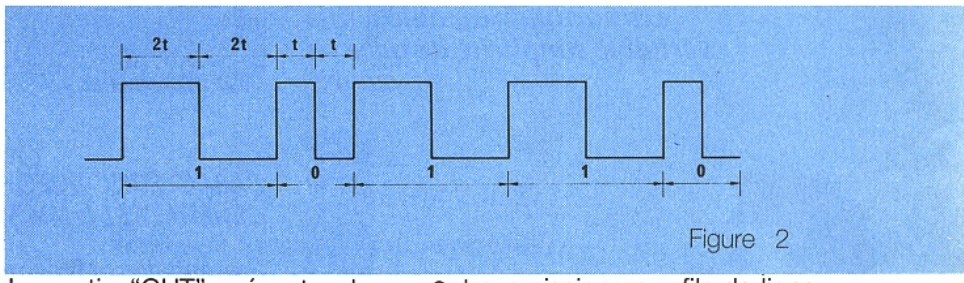


Figure 2

La sortie "OUT" présente alors un état bas pendant une durée de l'ordre de la seconde, puis revient de nouveau sur son état haut de repos.
On peut noter également que l'obligation de disposer d'une base de temps de même valeur pour l'encodeur et le décodeur représente encore une sécurité supplémentaire.
Avec les valeurs usuelles du produit RC, évoquées ci-dessus, la réaction de l'encodeur est pratiquement immédiate ; le délai de vérification n'est pas sensible par un observateur.

Ses Applications

Comme nous venons de le voir, il s'agit d'un circuit intégré véritablement performant pour lequel le constructeur a prévu un maximum de précautions pour assurer une fiabilité, et en quelque sorte une inviolabilité peu communes. Sa mise en œuvre exige de bonnes transmissions, sans aucune altération du message codé : des précautions sont donc à prendre de ce point de vue.

Dans la plupart des applications, le message délivré par l'encodeur sert à moduler un train d'ondes formé par une fréquence porteuse de valeur généralement plus élevée. A la réception, il faut donc démoduler le signal pour en extraire le message et le vérifier.
Les applications usuelles sont les suivantes :

- transmissions ultrasoniques (porteuse de 30 à 60 kHz),
- courants porteurs en télécommande secteur (50 à 300 kHz),
- émission-réception par radiofréquences (27 MHz et plus),
- émission-réception par rayonnement infra-rouges (40 kHz),
- transmissions par fils de ligne téléphonique,
- codage-décodage de clés diverses.

La **figure 3** indique une architecture très générale de mise en œuvre de l'ensemble encodeur-décodeur. On notera en particulier que le signal transmis se

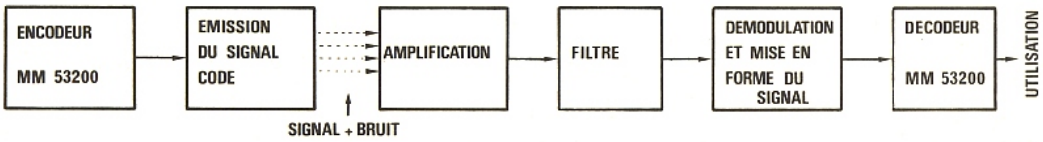


Figure 3

trouve mélangé à une quantité de signaux parasites désignées sous le terme général de "bruit". Celui-ci doit absolument être éliminé. C'est la raison pour laquelle un filtre est généralement disposé en aval de l'amplificateur d'entrée du récepteur. Le rapport signal/bruit à l'entrée ne doit pas tomber en-dessous d'un seuil critique pour lequel il est impossible d'extraire le signal utile. Ce rapport dépend de plusieurs facteurs :

- la puissance de l'émetteur,
- sa qualité,
- le milieu de transmission,
- la distance,
- la sensibilité du récepteur,
- son degré d'amplification.

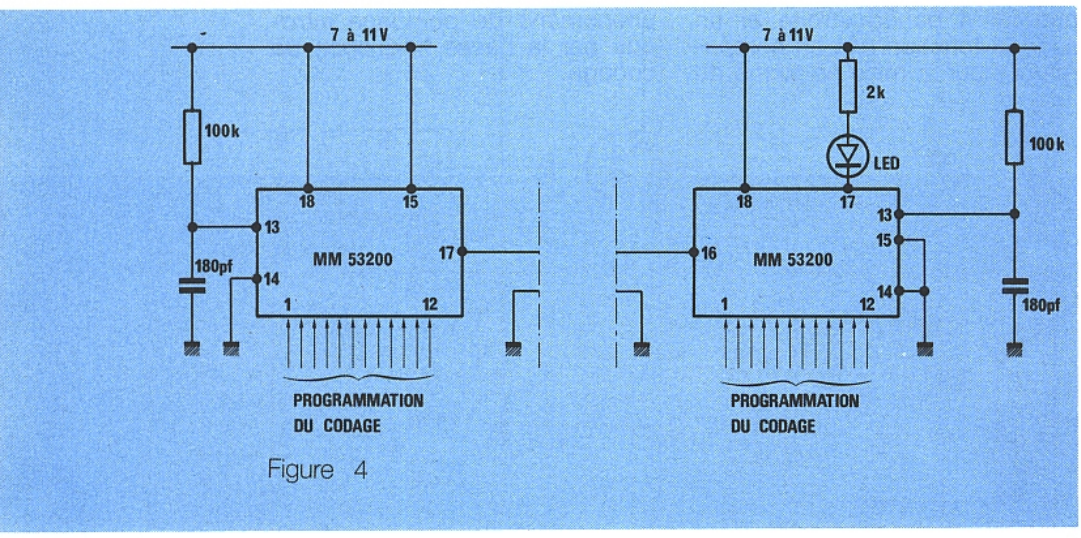


Figure 4

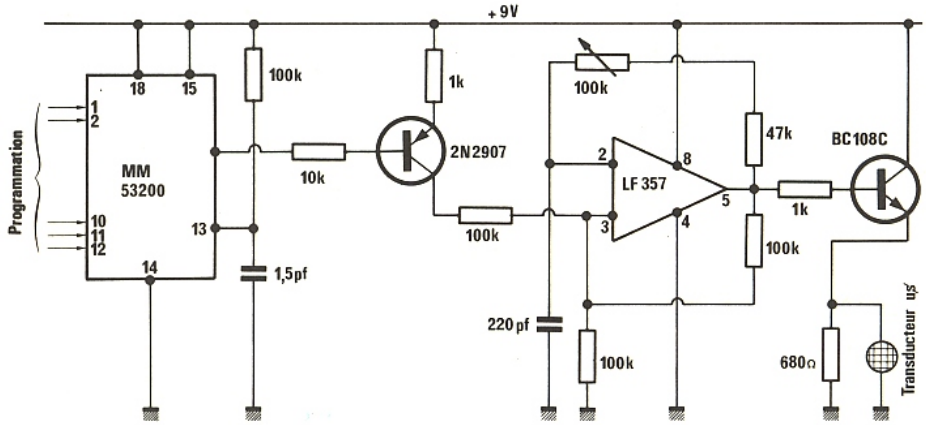


Figure 5

DES EXEMPLES D'UTILISATION DU MM 53200

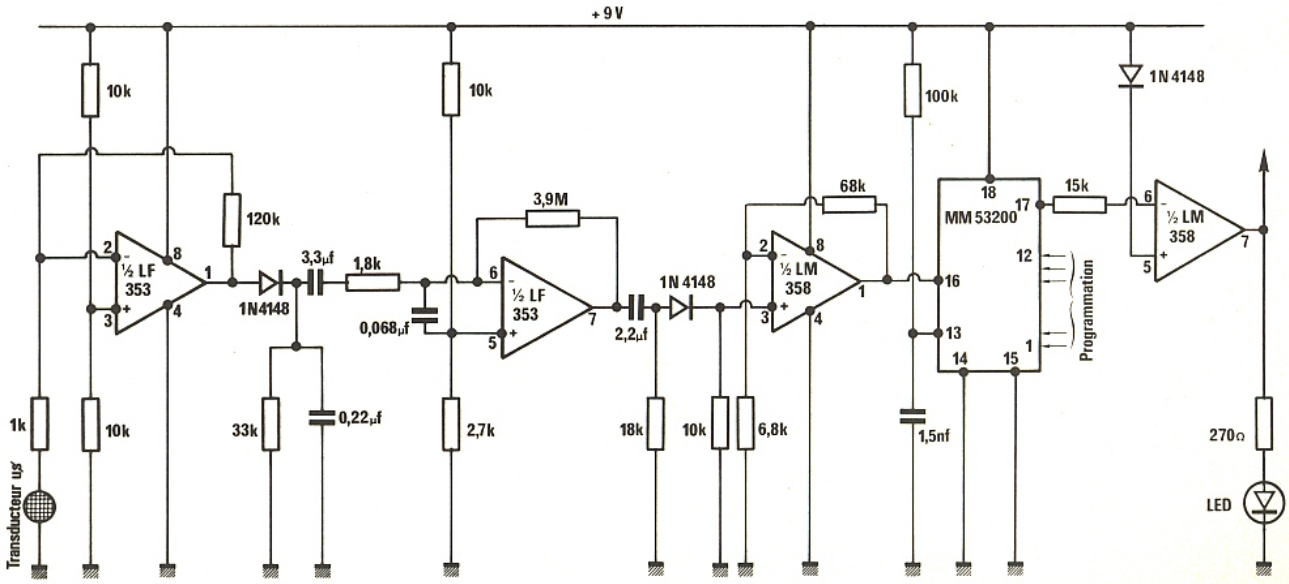
Une liaison bibilaire simple : (figure 4)

Peu de commentaires sont à faire sur le schéma. On peut noter que la base de temps utilisée est de 18 µs. Côté réception, une LED signale l'enregistrement du message considéré comme correct. Une telle liaison peut atteindre plusieurs kilomètres. Elle peut servir de base dans la construction de testeurs de lignes téléphoniques par exemple.

Transmission par ultrasons : (figure 5)

La base de temps de la modulation est un peu plus importante : de l'ordre de 150 µs. Une telle disposition est nécessaire étant donné que la fréquence porteuse (les ultrasons) se caractérise par une fréquence plus faible : de l'ordre de 40 kHz. On obtient ainsi des signaux US comportant un nombre d'oscillations suffisant, par bit de message, pour être perçu par le transducteur récepteur. N'oublions pas que ce dernier met un certain temps à entrer en oscillation de résonnance mécanique. L'amplificateur LF 357 délivre le 40 kHz, qu'il convient d'ajuster à la valeur précise de résonnance du transducteur, grâce à l'ajustable de 100 kΩ, pour obtenir un rendement optimal d'émission. Le transistor BC 108 assure l'amplification finale.

Côté récepteur, on notera un premier étage d'amplification caractérisé par un gain de 41 dB. A la sortie de celui-ci, une diode signal assure, avec la résistance



de 33 kΩ et la capacité de 0,22 µF, la démodulation du signal. Un second étage effectue l'amplification du message tandis que le troisième ampli-op (LM 358) assure la mise en forme définitive des bits du message. Le dernier ampli-op est monté en comparateur de potentiel : sa sortie présente un état haut lorsque la sortie 17 du décodeur présente son état bas fugitif de reconnaissance de la validité du message.

Transmission par ondes hertziennes : (figure 6)

Pour les portées plus importantes, allant de 30 à 300 mètres, il est plus intéressant de faire appel aux ondes hertziennes HF dans le domaine de 300 à 400 MHz. Un tel dispositif peut être mis en œuvre pour la télécommande de l'ouverture et de la fermeture d'une porte de garage par exemple.
La fréquence de la porteuse est essentiellement définie par les valeurs de l'inductance L et la capacité de 3 pF.
Le récepteur est une superétérodyne avec amplification préliminaire effectuée par le transistor 2N 918 monté en base commune pour obtenir une augmentation de sensibilité.
Le second transistor 2N918 constitue un oscillateur autoentretenu. Le signal détecté est amplifié par deux étages : un premier à bande étroite et un second fonctionnant en comparateur pour la mise en forme du signal constituant les bits du message.
Pour un signal d'entrée de 4 µV, on relève 0,5 mV à la sortie de la détection et 100 mV la sortie du premier étage. A ce point, le rapport signal sur bruit est de l'ordre de 12 dB ce qui est tout à fait acceptable.
On remarquera que le récepteur nécessite le recours à un régulateur de tension pour éviter le phénomène de pompage introduit par la basse fréquence de codage.

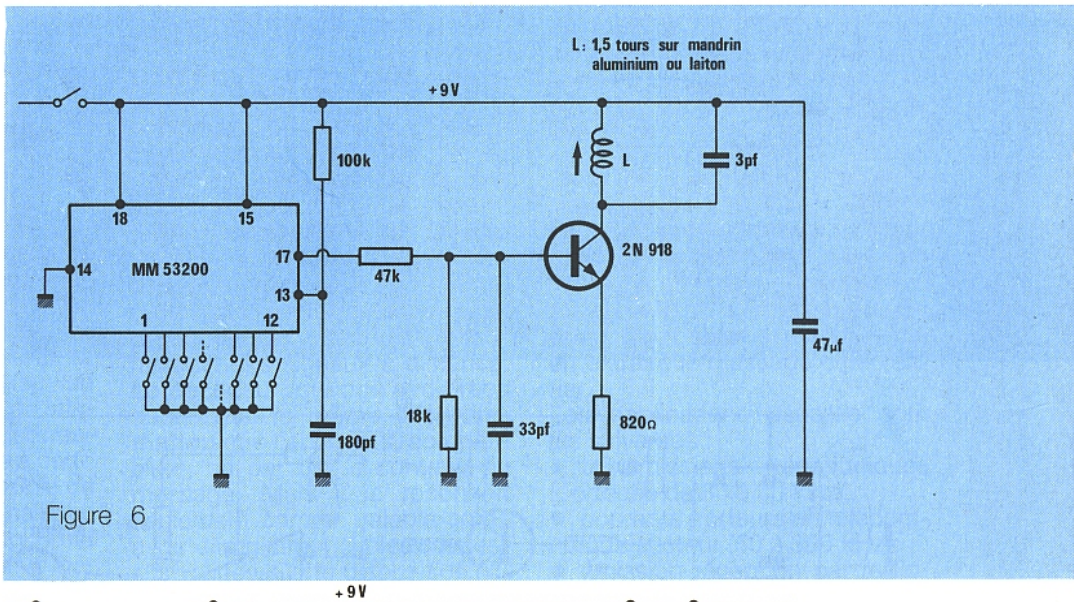
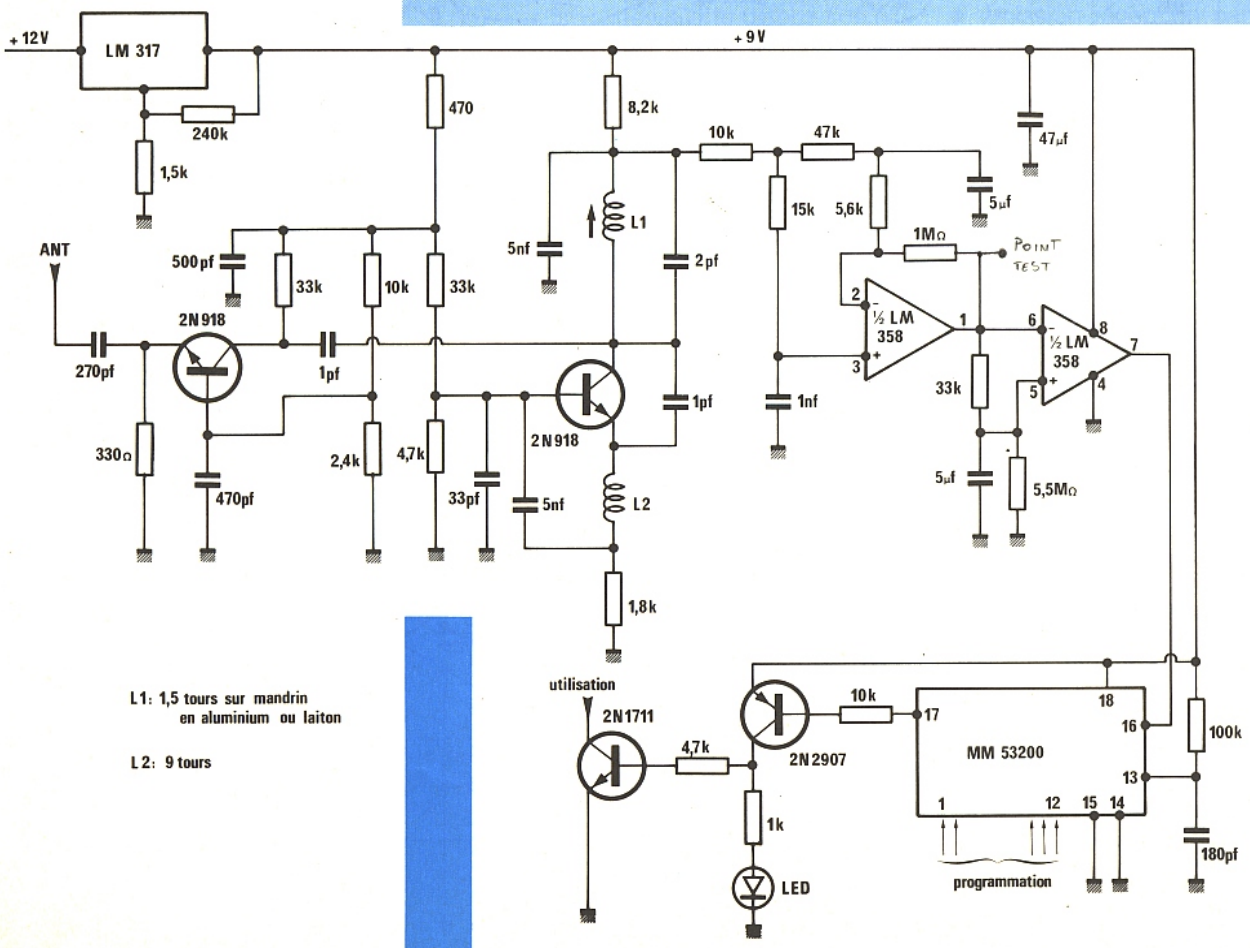


Figure 6



réjecte ainsi le mode commun. Une diode signal limite les potentiels dans le cas d'une saturation causée par exemple par une distance très courte entre émetteur et récepteur. Le dernier étage assure la mise en forme du signal de codage avant de l'envoyer sur l'entrée appropriée du décodeur.

Fonction enclenchement : (figure 8)

Dans certaines applications, le résultat de la réception jugée valable après vérification du codage, doit simplement être l'enclenchement d'un circuit d'utilisation.
A l'état de repos, la sortie 17, présentant un état haut, sature le transistor BC 108 qui comporte dans son circuit émetteur les composants correspondants à la base de temps. Cette dernière est donc en état d'activation et, par l'intermédiaire de l'entrée 13, le décodeur est en état de veille. Le transistor 2N 2905 dont la base est reliée à l'entrée 17 est donc bloqué : la sortie d'utilisation est à l'état bas.
Aussitôt que le décodeur reconnaît un message correct, la sortie 17 passe à l'état bas. Le transistor BC 108 se bloque : la base de temps est supprimée. Le circuit MM 53200 reste dans cette position même lorsque le signal de codage cesse. Le transistor 2N 2905 est saturé : un état haut de puissance est disponible sur la sortie d'utilisation et la LED témoin s'allume.
Pour déverrouiller le dispositif, il est nécessaire d'appuyer sur le bouton poussoir. Aussitôt la base de temps redevient opérationnelle, le décodeur se replace en position de veille et le transistor 2N 2905 se bloque : le circuit d'utilisation redevient inactif.

Fonction avec utilisation bistable : (figure 9)

Le montage précédent présente l'inconvénient d'un déverrouillage devant obligatoirement se réaliser "sur place" en appuyant sur le bouton-poussoir. Il est possible de réaliser un enclenchement bistable entièrement télécommandé. A cet effet, on se réserve l'entrée de programmation n° 1 par exemple pour la soumettre, à la demande, à un état haut ou à un état bas. Les 11 autres entrées sont programmées normalement, ce qui laisse tout de même le choix entre 2048 combinaisons possibles...

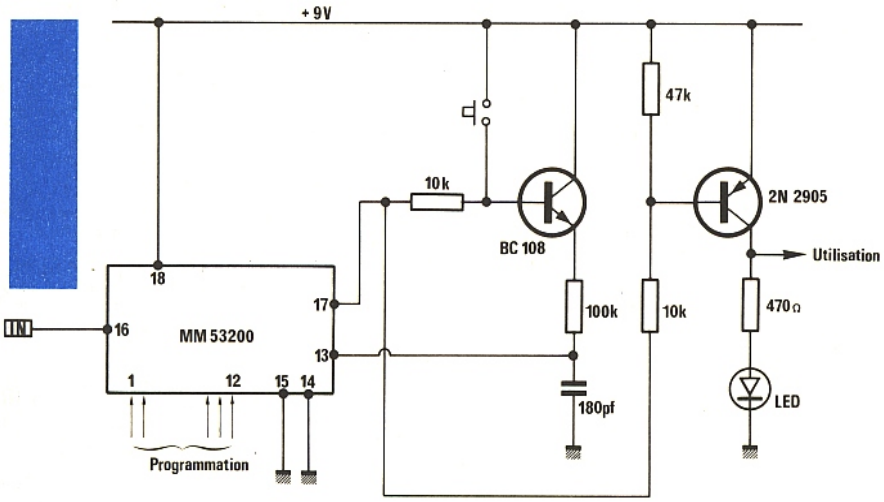


Figure 8

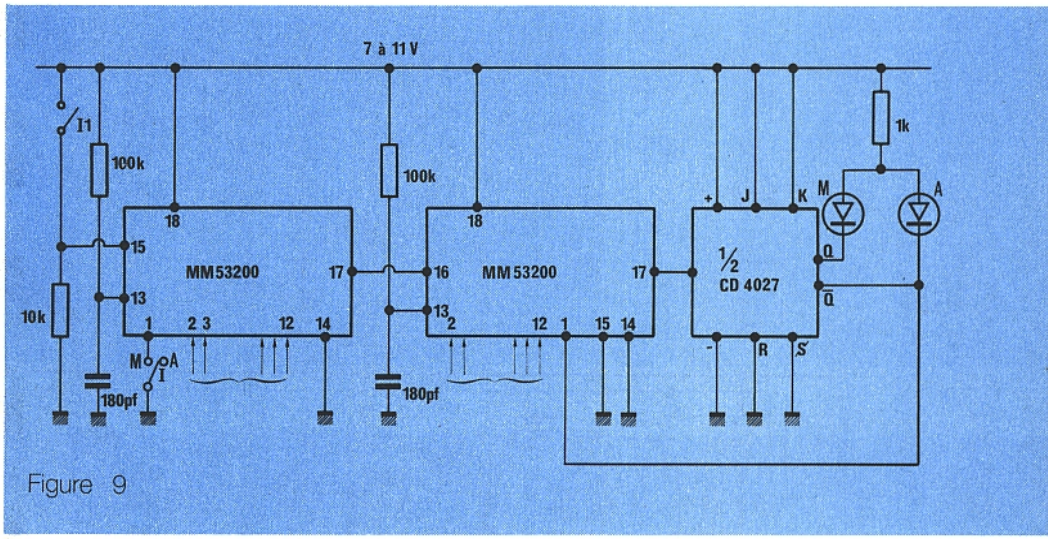


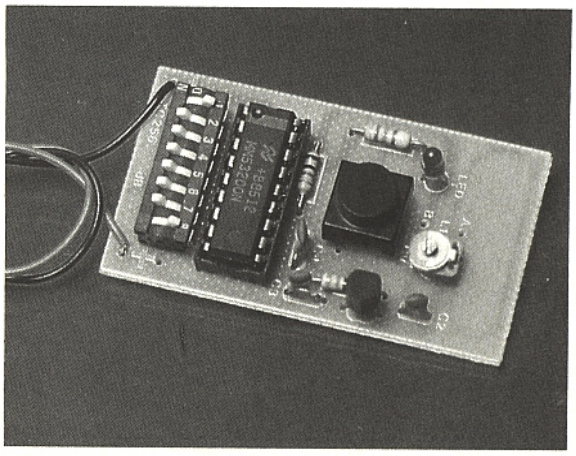
Figure 9

La sortie du décodeur est reliée à une bascule bistable J-K. Une telle bascule change de position pour chaque front positif du signal présenté sur l'entrée CLOCK. La sortie Q, si elle occupait un état haut, passe à un état bas, et inversement, elle passe à un état haut si elle présentait auparavant un état bas. La sortie $\overline{Q}$, complémentaire présente toujours un niveau logique inverse de celui qui est disponible sur Q.

Dans la position présentée par le schéma de la figure 9, l'entrée de codage 1 est à l'état haut.

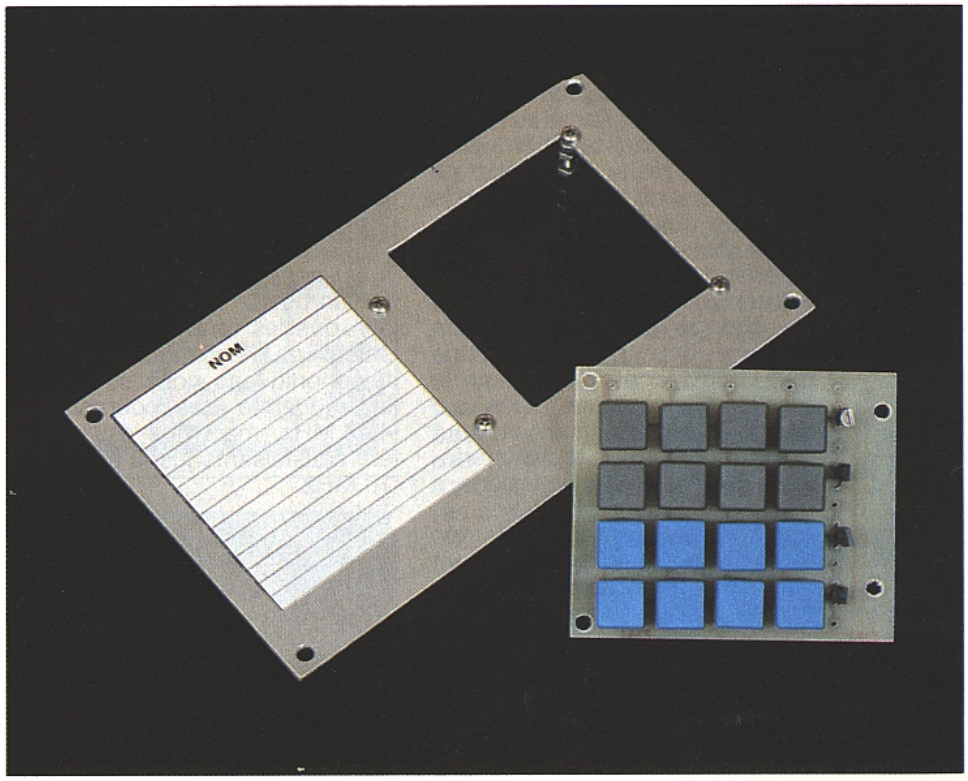
L'interrupteur occupant une position que nous désignerons par "Arrêt". La sortie $\overline{Q}$ de la bascule est à l'état bas et Q est à l'état haut. La LED "ARRÊT" est allumée. Mais rien ne change étant donné que le codage reçu par le décodeur diffère de celui émis par l'encodeur.

Si on déplace l'interrupteur I_2 sur "MARCHE", les codages deviennent cohérents entre eux. La bascule bistable change de position. La LED "MARCHE" s'allume. L'ensemble est encore bloqué sur cette nouvelle position d'équilibre, le codage étant redevenu incohérent.



Un système d'appel de personnes

Même à courte distance (quelques dizaines à quelques centaines de mètres), il est souvent difficile de débusquer la personne que l'on cherche, notamment en environnement "professionnel". La solution classique à ce problème est le système d'appel de personnes ou "pager" : à partir d'un pupitre central, on peut faire sonner individuellement un certain nombre de boîtiers de poche à condition bien sûr que leur porteur se trouve dans la zone de couverture de l'émetteur. Différentes technologies permettent d'étendre cette couverture aussi bien à un bâtiment qu'à un groupe de pays. C'est évidemment plutôt du premier cas que nous allons traiter sur le plan pratique, grâce à du matériel "CB" !



LES TECHNIQUES D'APPEL DE PERSONNES :

S'agissant de transmettre une information à un boîtier essentiellement mobile, il est clair que les techniques à mettre en œuvre ne peuvent guère relever que du domaine de la radio. Selon le problème exact à résoudre, diverses variantes sont cependant envisageables.

Il faut tout d'abord distinguer la bande de fréquences utilisée :

— Certains systèmes faisant appel à une **boucle d'induction** ceinturant le périmètre à couvrir peuvent fonctionner sous quelques centaines de kHz seulement, à la limite des bandes de radiodiffusion PO ou GO. Un exemple typique est fourni par les téléphones sans fil d'origine étrangère dont la liaison base-mobile se fait sur 1,6 MHz environ. L'avantage est que l'antenne de réception peut être un cadre ferrite, et que la boucle d'induction peut être constituée par les fils du secteur. La portée est par contre pratiquement nulle à l'extérieur des bâtiments.

— Les systèmes les plus courants utilisent des fréquences de 26 à 30 MHz (souvent des canaux "CB") et permettent des portées dépendant surtout de la puissance d'émission : c'est la solution que nous allons exploiter ici.

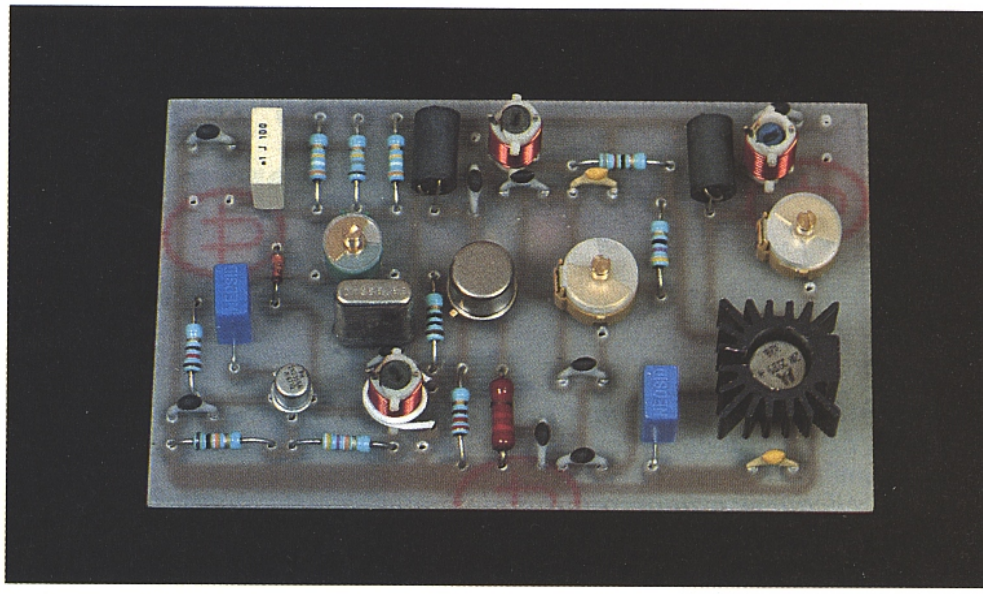
— Les systèmes à couverture nationale ou internationale fonctionnent pour leur part en VHF ou UHF. La portée modeste des émetteurs est compensée par l'implantation d'un réseau assez dense de stations d'émission. EUROSIGNAL opère notamment sur 87,5 MHz environ, les systèmes anglais et japonais utilisent la fréquence de 150 MHz, tandis que les nouveaux projets tels qu'ALPHAPAGE exploitent plutôt les bandes de 450 et 900 MHz.

OPERATOR de TDF est un cas à part, puisque ce système emploie une sous-porteuse incorporée à l'émission des stations FM de RADIO FRANCE : l'avantage immédiat est une couverture nationale à relativement peu de frais.

Dans tous les cas, il faut savoir que tout équipement d'émission radio doit être **homologué**, et ne peut être utilisé que dans le cadre d'une **licence**.
Pour un amateur, il est donc avantageux d'utiliser, à l'émission, un poste CB dont il a expressément le droit de se servir. Techniquement parlant, il est cependant bien évident que tout autre émetteur peut convenir, notamment celui dont nous avons publié les plans dans notre n° 497.
Côté réception, toutes les fréquences n'offrent pas la même commodité pour l'amateur : VHF et UHF sont délicates à mettre en œuvre, mais le 27 MHz ne pose guère de problème tandis que des quartz standards sont disponibles à faible coût.
Indépendamment du moyen de transmission utilisé, un procédé de **codage** doit bien sûr être employé pour permettre d'une part l'adressage indépendant de plusieurs récepteurs calés sur une même fréquence, et pour éviter d'autre part toute interférence avec d'autres émissions, à commencer par la phonie.
Lorsque des centaines ou des milliers de récepteurs sont concernés, on ne peut guère songer qu'à un codage numérique ou multitons (voir notre système "APSEL" décrit dans le n° 498).
Pour les petites installations, des solutions plus simples peuvent être envisagées, à commencer par le codage "DTMF" bien connu de nos lecteurs.

UN PUPITRE DE CODAGE :

Le codeur de la **figure 1** est prévu pour être adapté à pratiquement n'importe quel type d'émetteur possédant une entrée "audio" et une commande d'émission (ou d'alimentation) pouvant être actionnée par un contact de relais : le choix est large !
Ce schéma fait appel à un circuit intégré de clavier téléphonique très courant, le "5089". TCM 5089, MK 5089, STC 5089 peu importe la référence exacte et le fabricant, il s'agit d'un produit standard extrêmement répandu.
Equipé d'un quartz de 3,58 MHz (3,579545 pour être précis !) et d'un clavier analogue à celui de la **figure 2**, il peut délivrer seize **paires de fréquences** sinusoïdales dérivées du tableau de la **figure 3** : chaque touche déclenche l'émission de la fréquence caractéristique de sa colonne, mélangée avec celle de la rangée.



Il est cependant possible d'utiliser un quartz d'une autre valeur, afin que les tonalités émises ne soient pas celles des claviers téléphoniques : nous suggérons la fréquence très courante de 4,43 MHz, mais nos essais ont été satisfaisants jusqu'à plus de 10 MHz.

Comme il est évidemment impératif que l'émetteur ne fonctionne que lors des appels, la sortie de "muting" du 5089 commande un relais destiné à actionner sa commande d'émission ou à appliquer sa tension d'alimentation lorsqu'une touche quelconque est enfoncée.

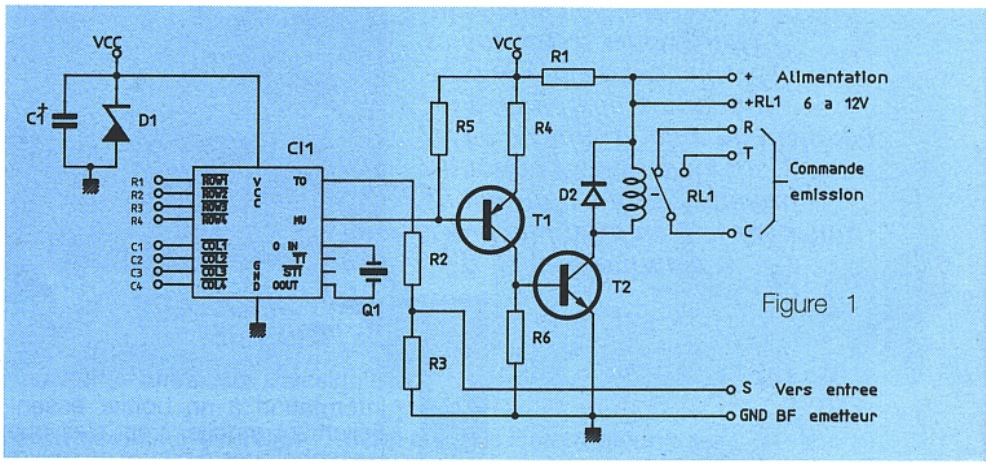


Figure 1

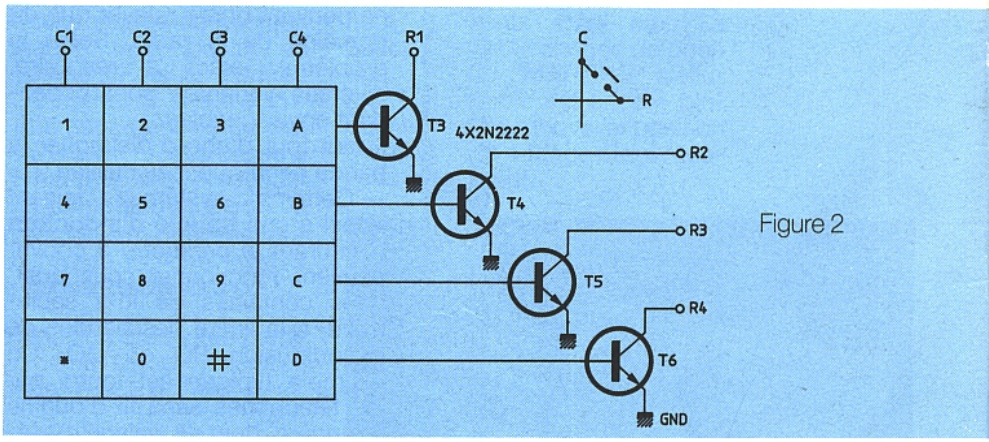


Figure 2

Colonnes	Rangees
C1:1209Hz	R1:697Hz
C2:1336Hz	R2:770Hz
C3:1477Hz	R3:852Hz
C4:1633Hz	R4:941

avec quartz de 3,579MHz

Figure 3

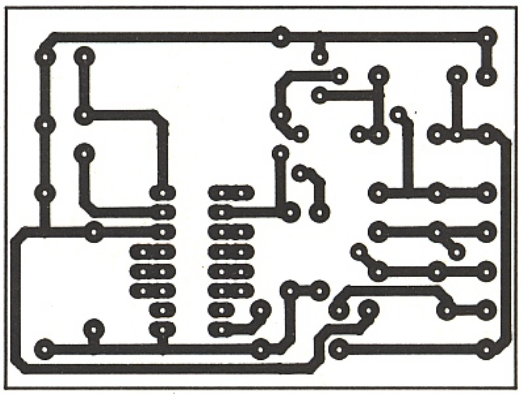


Figure 4

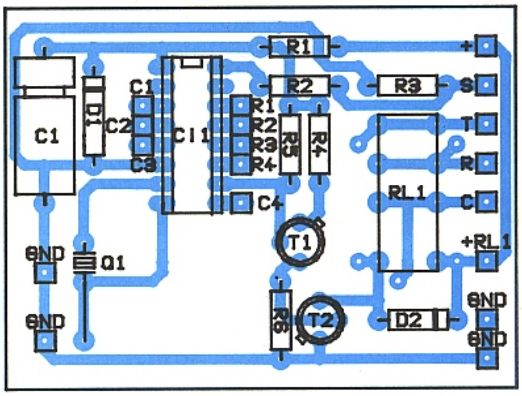


Figure 5

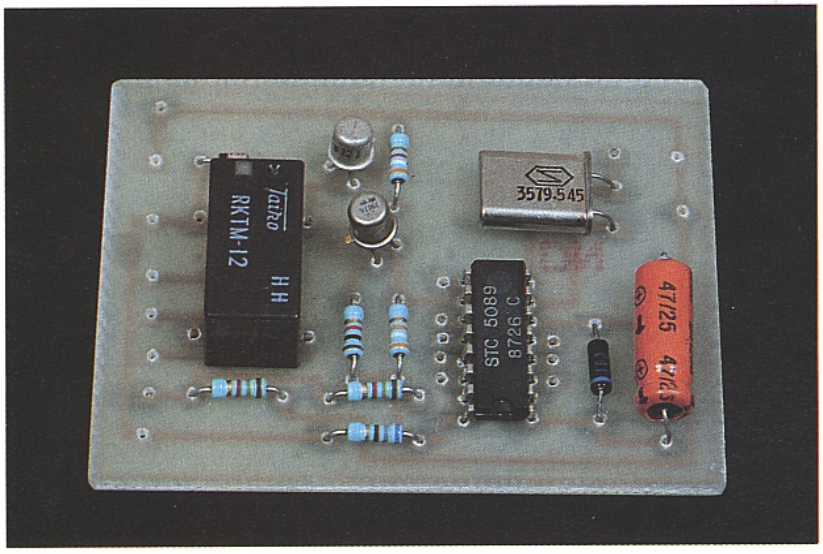
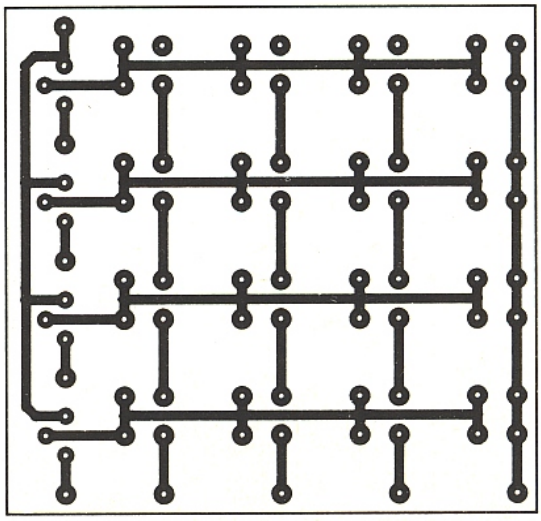


Figure 6



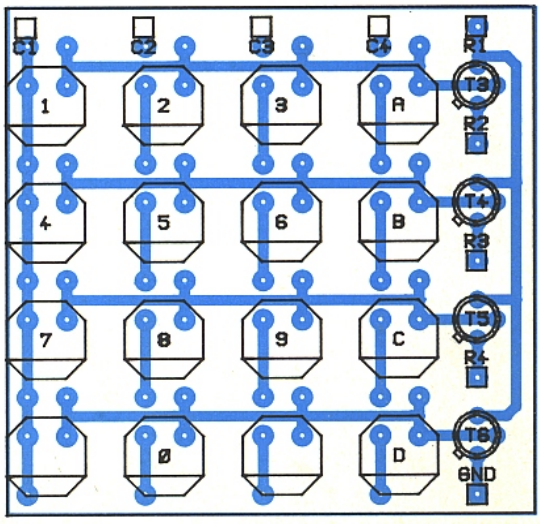
Parallèlement, l'atténuateur R2/R3 ramène le niveau audio à une valeur compatible avec la sensibilité d'entrée de l'émetteur utilisé : avec R2 = 150 kΩ, on pourra attaquer l'entrée "micro" d'un poste CB, tandis qu'avec R2 = 1 500 Ω, le module émetteur du n° 497 fonctionnera dans les meilleures conditions.

Le circuit imprimé de la **figure 4** permet de câbler le codeur selon le plan d'implantation de la **figure 5**. Le clavier, pour sa part, peut être construit sur une plaquette gravée conformément à la **figure 6**. Ce tracé prévoit l'utilisation de seize touches "D6 ISOSTAT" dont la conception particulière permet d'éviter le circuit double face ou les straps. Il faut cependant veiller à positionner correctement leur méplat, en accord avec la **figure 7**.

Un câble plat à neuf conducteurs pourra relier les deux modules, qu'il est commode d'abriter dans un coffret pupitre "RETEX" : une simple découpe carrée suffit pour monter le clavier sur la face avant, à condition d'équiper les touches D6 des capuchons carrés prévus pour elles. Toutefois, nos lecteurs pourront choisir toute autre disposition conforme à leurs souhaits, quitte à redessiner le tracé de la **figure 6**.

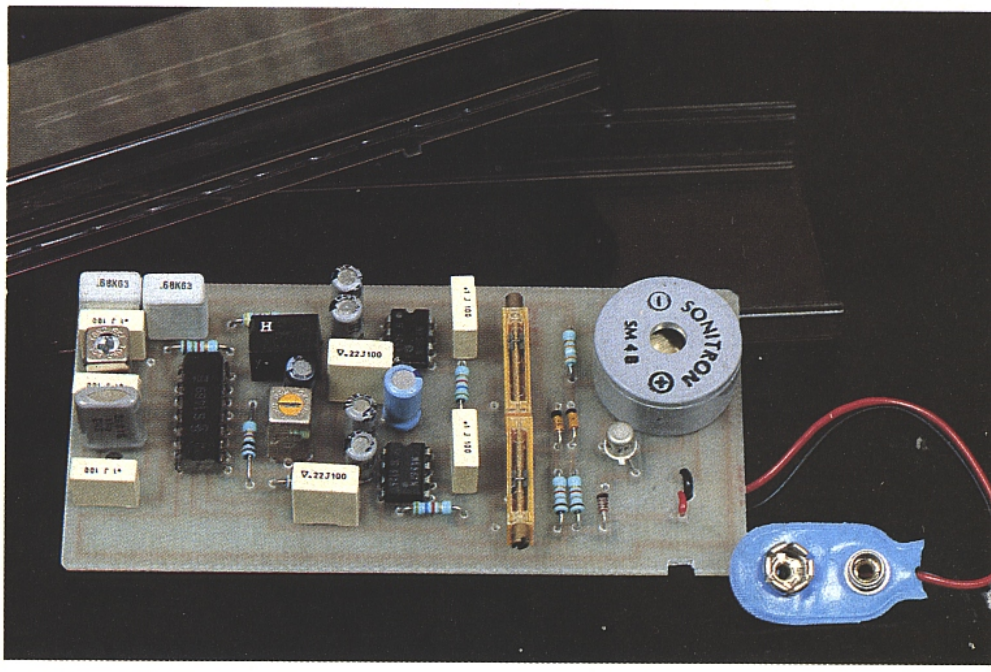
Il ne reste alors plus qu'à inclure le module émetteur et son alimentation dans le coffret, ou à raccorder un poste CB externe, solution la plus valable à notre avis.

Figure 7



UN RÉCEPTEUR DE POCHE :

La **figure 8** donne le schéma d'un module regroupant sur une même carte un récepteur 27 MHz FM performant, et un décodeur capable de reconnaître une paire de tonalités bien précise pour actionner un buzzer de signalisation.
Le tout consomme suffisamment peu pour se contenter d'une alimentation par pile alcaline miniature de 9 V, mais un accu est évidemment préférable en cas d'usage quasi quotidien !
La partie réception se compose d'un TBB 1469 que nous avons déjà employé à diverses reprises et qui, allié à un filtre céramique et à deux transfos FI 455 kHz, offre un excellent compromis sensibilité-sélectivité.



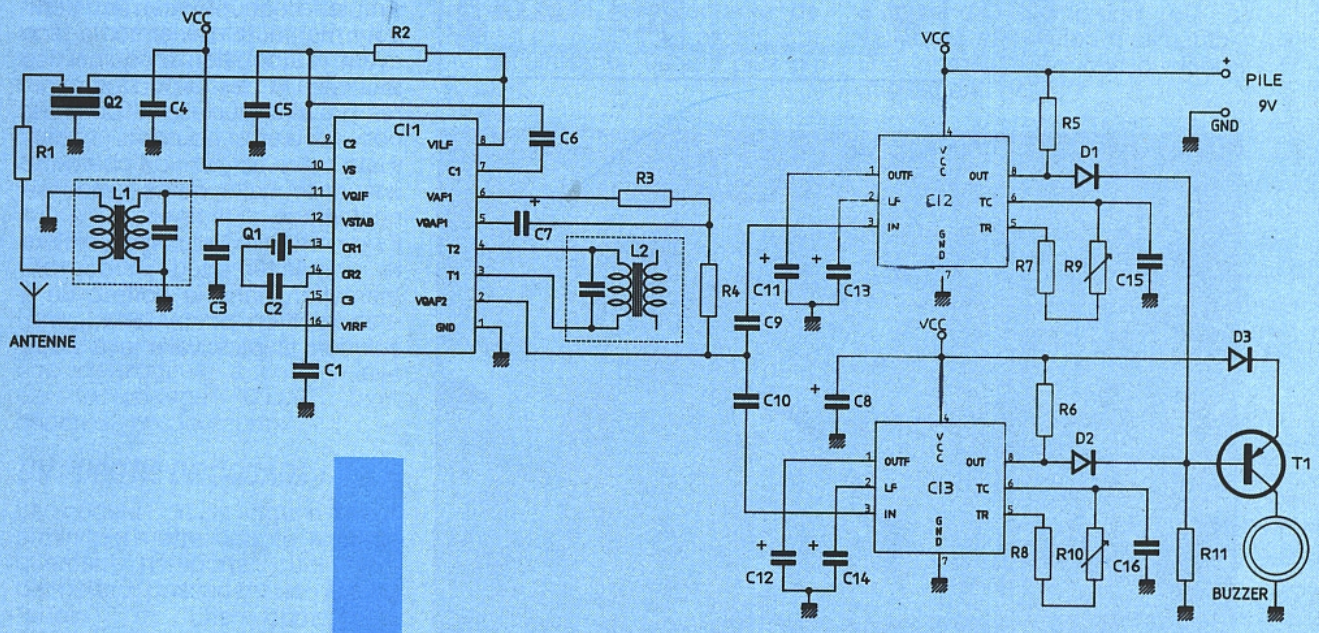


Figure 8

Deux LM 567 sont chargés d'identifier chacun une des fréquences du code à reconnaître, la combinaison de leurs états de sortie étant confiée à une porte à diodes. Le buzzer ne retentira donc que si les deux tonalités sont présentes ensembles.
Par rapport à un circuit spécialisé comme le SSI 202, cette solution est plus économique (pour un seul code) tandis que les 567 sont plus tolérants quant aux différences de niveau guère évitables sur une liaison radio. Ils existent d'ailleurs en version "LIN-CMOS", utile si l'on souhaite réduire la consommation du récepteur au strict minimum.
Le circuit imprimé de la **figure 9** est spécialement prévu pour s'insérer avec sa pile dans un boîtier HE 222 HEILAND, particulièrement adapté à cette application. On n'oubliera pas de tailler les deux encoches permettant son blocage.

L'implantation de la **figure 10** est assez dense, ce qui sous-entend qu'un certain soin sera nécessaire lors du câblage : même s'il n'y a aucun bobinage à réaliser, on ne perdra pas de vue qu'il s'agit d'un montage radio ! On ne cherchera pas à utiliser des

composants plus gros ni à "souder long".
L'implantation est prévue pour des potentiomètres ajustables monotours ou multitour, selon les disponibilités : nous ne cacherons cependant pas notre préférence pour les multitours...
Une antenne "minimum" est dessinée sur la carte, mais il sera tout de même plus efficace d'ajouter un fil souple extérieur (50 cm à 1 m environ).
Pour un bon résultat final, un réglage précis de chaque récepteur est nécessaire en liaison avec l'émetteur utilisé.
On branchera donc un écouteur à haute impédance ou un oscilloscope entre masse et broche 2 du TBB 1469, et on ajustera les noyaux des deux transfos FI de façon à obtenir la meilleure réception possible en éloignant graduellement l'émetteur.
Ensuite, il faudra accorder séparément chacun des deux 567 : rappelons que l'un doit réagir aux quatre touches d'une même colonne, et l'autre aux quatre d'une même rangée. Evidemment, le buzzer ne retentira que si les deux 567 détectent en même temps, et il faudra donc un voltmètre ou une LED pour examiner la sortie des détecteurs. Une fois ce réglage achevé, une touche du clavier et une seule doit pouvoir déclencher le buzzer : il peut donc exister jusqu'à seize récepteurs indépendants !

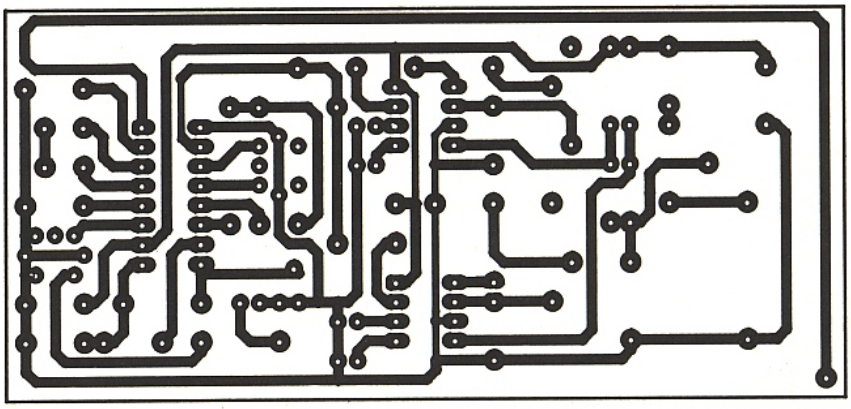


Figure 9

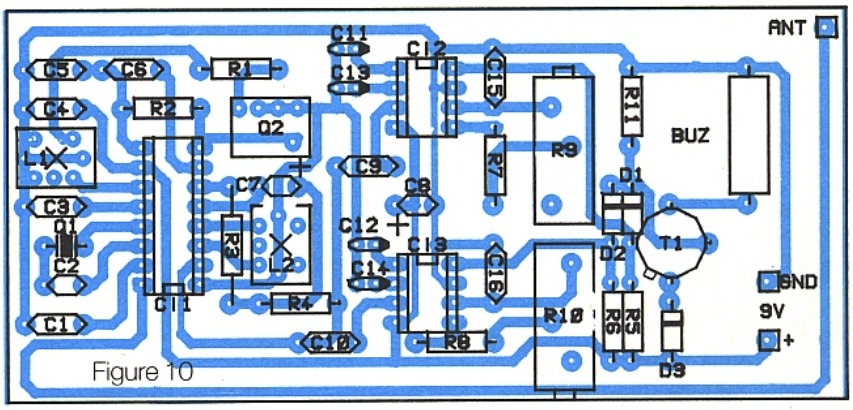


Figure 10

QUELLE PORTÉE ESPÉRER ?

Comme toujours en radio, la portée pouvant être obtenue dépend de la puissance émise, de la sensibilité du récepteur, du gain des antennes, et des obstacles s'opposant à la propagation des ondes. N'espérez donc pas dépasser quelques mètres avec un émetteur de 500 mW à antenne télescopique non accordée et un récepteur sans antenne : c'est normal et cela se démontre par un calcul !

L'auteur a pour sa part obtenu près de dix kilomètres en émettant avec un poste CB de 4 watts muni d'une bonne antenne de toit, et en recevant sur 50 cm de fil souple dépassant du récepteur...
Entre ces deux extrêmes, il y a certainement la solution à votre problème !

Patrick GUEULLE.

Nomenclature du codeur

Résistances 5 % 1/4 w

R_1 : 680 Ω
R_2 : 1,5 à 150 kΩ selon émetteur
R_3 : 1,5 kΩ
R_4 : 1 kΩ
R_5 : 39 kΩ
R_6 : 3,9 kΩ

Condensateur

C_1 : 47 µF 16 V

Transistors

T_1 : 2 N 2907
T_2 : 2 N 2222
T_3 : 2 N 2222
T_4 : 2 N 2222
T_5 : 2 N 2222
T_6 : 2 N 2222

Circuit intégré

CI_1 : TCM 5089, MK 5089, etc.

semi-conducteurs

D_1 : Zener 10 V
D_2 : 1 N 4148

Divers

RL_1 : Relais 12 V 1 ou 2 RT
16 touches D6 ISOSTAT
1 émetteur 27 MHz FM
1 coffret pupitre RETEX
alimentation 12 V
Q_1 : Quartz 3,58 ou 4,43 MHz

Nomenclature du récepteur

Résistances 5 % 1/4 w

R_1 : 470 Ω
R_2 : 1,5 kΩ
R_3 : 1 kΩ
R_4 : 100 kΩ
R_5 : 1,8 kΩ
R_6 : 1,8 kΩ
R_7 : 5,6 kΩ
R_8 : 5,6 kΩ
R_9 : 10 kΩ pot ajustable
R10 R_5 : 10 kΩ pot ajustable
R11 R_6 : 39 kΩ

Condensateurs

C_1 : 0,1 µF
C_2 : 22 pF
C_3 : 0,1 µF
C_4 : 0,1 µF
C_5 : 0,68µF
C_6 : 0,68 µF
C_7 : 0,1 µF
C_8 : 1 µF chimique radial
C_9 : 100 µF chimique radial
C_{10} : 0,22 µF
C_{11} : 0,22 µF
C_{12} : 4,7 µF chimique radial
C_{13} : 4,7 µF chimique radial
C_{14} : 4,7 µF chimique radial
C_{15} : 0,1 µF
C_{16} : 0,1 µF

Transistor

T_1 : 2 N 2907

Circuits intégrés

CI_1 : TBB 1469 Siemens
CI_2 : LM 567
CI_3 : LM 567

semi-conducteurs

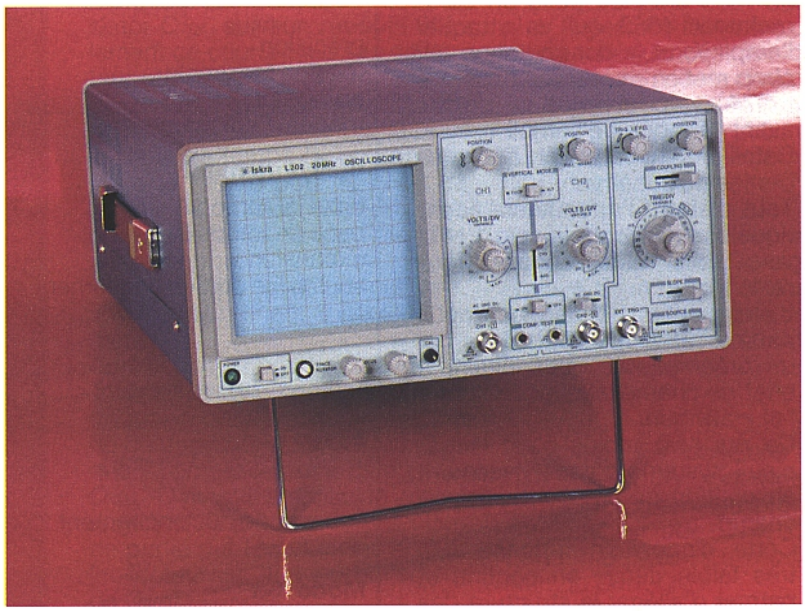
D_1 : 1 N 4148
D_2 : 1 N 4148
D_2 : 1 N 4148

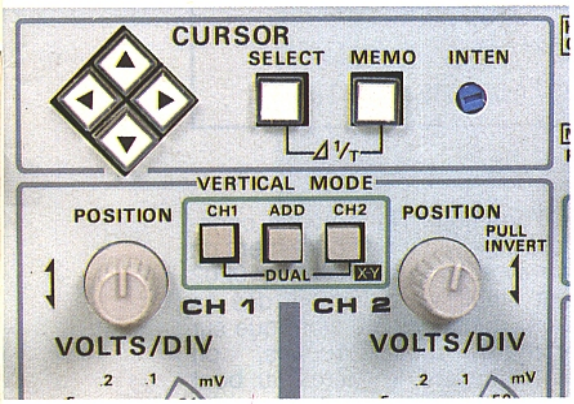
Divers

Q_1 : Quartz bande 27 MHz
Q_2 : Filtre céramique CFW 455 H
1 buzzer piezo-actif
L_1 : Transfo Fi LMC 4101 TOKO
L_2 : Transfo Fi LMC 4100 TOKO
Pile 9 V et son clip
Boîtier HEILAND HE 222
Fil d'antenne (selon portée)

L'oscilloscope 9202 Beckman Industrial

Issu d'une nouvelle famille de cinq oscilloscopes, la série 9000, le modèle 9202, que nous examinons aujourd'hui, dispose d'une double base de temps avec retard variable et d'une fonction maintenant couramment disponible mais sur des appareils de haut de gamme : l'affichage sur l'écran des paramètres du signal (temps, fréquence, tension etc...). Avec ses deux canaux d'entrée de forte sensibilité (1 mV en expansion par 5), sa synchronisation TV et sa bande passante de 20 MHz, il apparaît comme un outil qui sera apprécié tant des laboratoires et services de maintenance que des amateurs exigeants.





Présentation, caractéristiques

Il s'agit d'un oscilloscope 2 × 20 MHz double base de temps (B) pouvant être déclenchée après un retard variable continûement réglable sur la durée de balayage de la base de durée de balayage de la base de temps A. La principale particularité de cet appareil hormis quelques dispositifs que nous détaillerons dans le paragraphe utilisation, réside dans l'affichage numérique sur l'écran des paramètres du signal. Avec un bloc de touches de positionnement, on peut déplacer les deux curseurs, celui de référence et le relatif, sur toute la surface de l'écran. Il est ainsi possible de faire apparaitre les valeurs chiffrées de mesures temporelles, de rapport cyclique, de phase, de fréquence ainsi que les tensions représentatives de l'écart des positions verticales des 2 curseurs.

Les caractéristiques générales de l'appareil sont rassemblées sous forme d'un tableau plus "parlant" qu'un long discours.

LE SCHÉMA :

Le 9202 comporte de grands classiques notamment pour ce qui concerne l'amplification des voies X et Y. Manifestement le châssis a été étudié pour le 9204, version 40 MHz, qu'on "ralentit" (certaines valeurs changent et quelques éléments disparaissent ou apparaissent, selon) pour constituer la version 20 MHz, 9202. C'est logique au plan industriel et c'est mieux pour les utilisateurs du 20 MHz !

Nous avons noté quelques astuces et raffinements dans les circuits notamment au niveau des atténuateurs d'entrée.

Le système de déclenchement de bonne conception aurait pu employer des comparateurs rapides (courants aujourd'hui) plutôt qu'une chaine relativement importante en discret aboutissant à un trigger constitué de portes NAND 74 LS 00.

D'une manière générale le constructeur répugne à utiliser des circuits intégrés pour la partie analogique hormis quelques rares cas.

L'affichage unmérique fait appel à un micro-contrôleur dédié, comprenant RAM et ROM en interne, qui reçoit ses données des différentes platines de fonction :
– des deux atténuateurs d'entrée (CH_1 et CH_2),
– du système de déclenchement,

– de la base de temps,
– et bien sûr du bloc de positionnement (curseurs).

En contrepartie les informations d'affichage sont envoyées aux ampli X et Y, avec une fréquence de découpage de 500 kHz.

La commutation entre les rampes des deux bases de temps et les signaux X pour une utilisation en XY s'effectue dans un commutateur 4053 qui va attaquer l'ampli X, et la commutation alt/chop met en œuvre des bascules L S74 et une matrice de diodes avant l'attaque de l'ampli Y.

Détaillons maintenant quelques parties du schéma.

Tout d'abord l'atténuateur (identique bien sûr pour la voie 1 et la voie 2) et le buffer d'entrée (**figure 1**).

L'atténuateur est divisé en deux parties cascadées et isolées par un préampli de gain unitaire à effet de champ, ce qui est tout à fait classique.

Ce qui l'est moins c'est l'ingénieux système d'asservissement en continu de l'étage à effet de champ.

Cette disposition autorise une très faible dérive en continu et permet d'alléger la structure des atténuateurs compensés tout en obtenant de meilleures performances.

Le point de repos de Q_1, effet de champ, est maintenu constant en comparant ses signaux de grille et de source (à travers un abaisseur d'impédance Q_3 - Q_4) via un ampli op TL 081 dont les performances sont excellentes en continu. Celui-ci est d'ailleurs compensé tant en dynamique, pour limiter sa réponse en alternatif avec C_{15}, qu'en offset grâce au réglage effectué par VR_{15}. Le signal résultant commande un transistor, Q_2, en faisant varier son potentiel d'émetteur. Ce dernier répercute cette action sur la source de Q_1 (FET) dont la polarisation se trouve toujours ajustée à l'optimum. Nous avons constaté l'excellent comportement de ce système en continu, le 9202 est stabilisé en vertical dès sa mise sous tension, alors que sur nombre d'oscilloscopes, on refait encore le "zéro" au bout d'un quart d'heure de fonctionnement.

Tableau de caractéristiques résumées

Tube	: écran rectangulaire 6 pouces avec éclairage réglable du graticule
Voies verticales	
bande passante (à – 3 dB)	: en DC : 0 à 20 MHz en AC : 10 Hz à 20 MHz
temps de montée	: 17,5 ns
sensibilité CH_1, CH_2	: 5 mV à 5 V/div. : 1 m V à 1 V/div. (× 5mag)
précision	: ± 3 %, ± 5 % en expansion par 5
tension maximale admissible	: 400 V (continu + alternatif crète)
modes d'affichage	: CH_1, CH_2, Add, Alterné, découpé
Voie horizontal	
base de temps A	: 200 ns à 0,5 s/div.
base de temps B	: 200 ns à 0,5 ms/div.
expansion	: × 10 (20 ns) sur A et B
sensibilité du déclenchement	: DC à 10 MHz : 1 division en interne 150 m Vcc en externe 10 à 20 MHz : 2 divisions en interne 300 m Vcc en externe TV : 2 divisions en interne 200 m Vcc en externe
mode	: auto, normal, monocoup (poussoir de réarmement)
sources de déclenchement	: CH_1, CH_2, ligne, Ext
couplage	: AC, DC, AC-LF, TV
Mode X-Y	
bande passante	: continu à 1 MHz
erreur de phase	: 3° maximum, du continu à 50 kHz
Affichage numérique	
touche de sélection	: choix du curseur actif : curseur référence, curseur relatif, ou les deux
touche mémoire	: deux paires de curseurs peuvent être mémorisées
pavé de positionnement	: les curseurs peuvent être déplacés dans huit directions
réglage d'intensité	: n'agit que sur la luminosité de l'affichage numérique, augmentation dans le sens des aiguilles d'une montre
Calibration	: 1 Vc à c ± 2 % en signal carré à 2 kHz
Consommation	: 40 VA
Poids	: 9 kg
Dimensions (mm)	: 137 (H) × 335 (L), 373 (P)

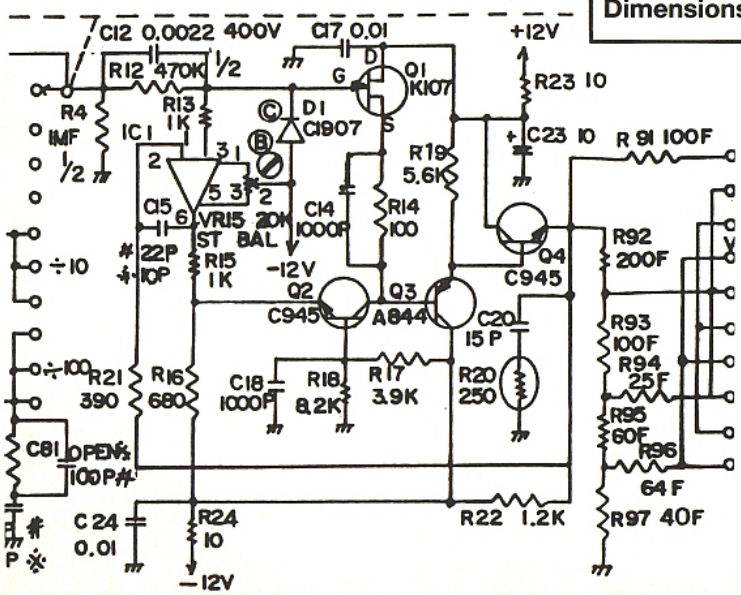


Figure 1

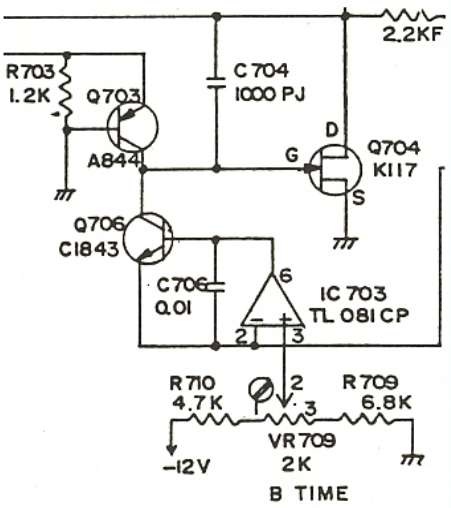
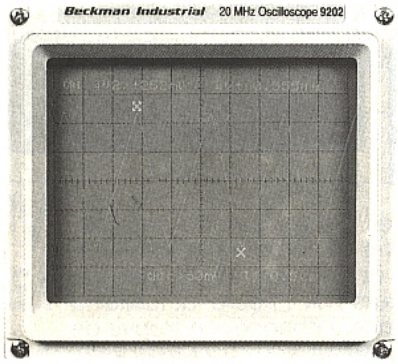


Figure 2



Les générateurs de rampes des bases de temps A et B sont constitués d'intégrateurs à effet de champ commandés par des sources à courant constant.
Un ampli-op TL 081, toujours, compare une tension de consigne à celle découlant du courant circulant dans la résistance de précision choisie par le truchement du commutateur. Le transistor Q_{706}, suiveur, recopie fidèlement ce courant sur son collecteur et attaque l'intégrateur Q_{704}, C_{704}. La **figure 2**, extraite du schéma, illustre cette partie pour la base de temps B. Le principe reste le même pour la base de temps A quoiqu'un peu plus complexe à cause de l'étendue de la gamme.
Pour en finir avec le schéma, voyons maintenant le déclenchement.
Après les commutateurs de source et de couplage, nous trouvons deux tampons à effet de champ Q_{403} et Q_{414}. L'un attaque l'amplificateur différentiel Q_{404}, Q_{405} qui amplifie le signal appliqué et autorise la sélection de pente par le choix des sorties (collecteur de 404 ou collecteur de Q_{405}).
L'autre effet de champ va alimenter le 4053 dont nous avons parlé plus haut lorsque l'on choisit le mode X-Y (pour des figures de Lissajou par exemple). L'attaque des deux grilles est précédé d'un réseau passif commutable par la commande de couplage.
En position AC un condensateur (C_{409}) est inséré en série et attaque directement la résistance de charge R_{410} (1 MΩ).
En DC ce condensateur est remplacé par R_{409} (47 kΩ). En LF (filtrage des composantes de fréquence élevée) l'intégrateur R_{409}, C_{408} est actif.
Pour finir, en position TV, l'ensemble C_{409}, R_{408}, R_{409} introduit un pôle et un zéro de transmission ayant pour effet d'atténuer plus fortement les composantes basses fréquences, le couplage étant tout de même continu.
On "égalise" ainsi les impulsions trames (plus larges) et lignes.
R_{411}, C_{411} réalise une compensation destinée à "accélérer" les fronts.
Après le différentiel et selon la sélection de pente, le signal est envoyé à un amplificateur écrêteur qui ne traite que les montées positives et dont le taux d'amplification varie selon le mode de couplage.
En effet la grille de Q_{410} est portée soit au 5 V (positions AC, LF, DC) soit au 0 V (TV). Celui-ci se comporte comme un interrupteur shuntant ou non C_{429}. Q_{412} fait de même pour R_{436} modifiant le gain de Q_{411}, Q_{413}.
Le condensateur C_{429} bloque le continu en position TV et le gain de Q_{411}, Q_{413} augmente. C'est l'inverse dans les autres modes de couplage. Simultanément le trigger constitué de deux portes 74 LS 00 et attaqué par cet amplificateur, voit son fonctionnement modifié selon la position de la base de temps A. Sur les positions inférieures à 50 µs l'en-

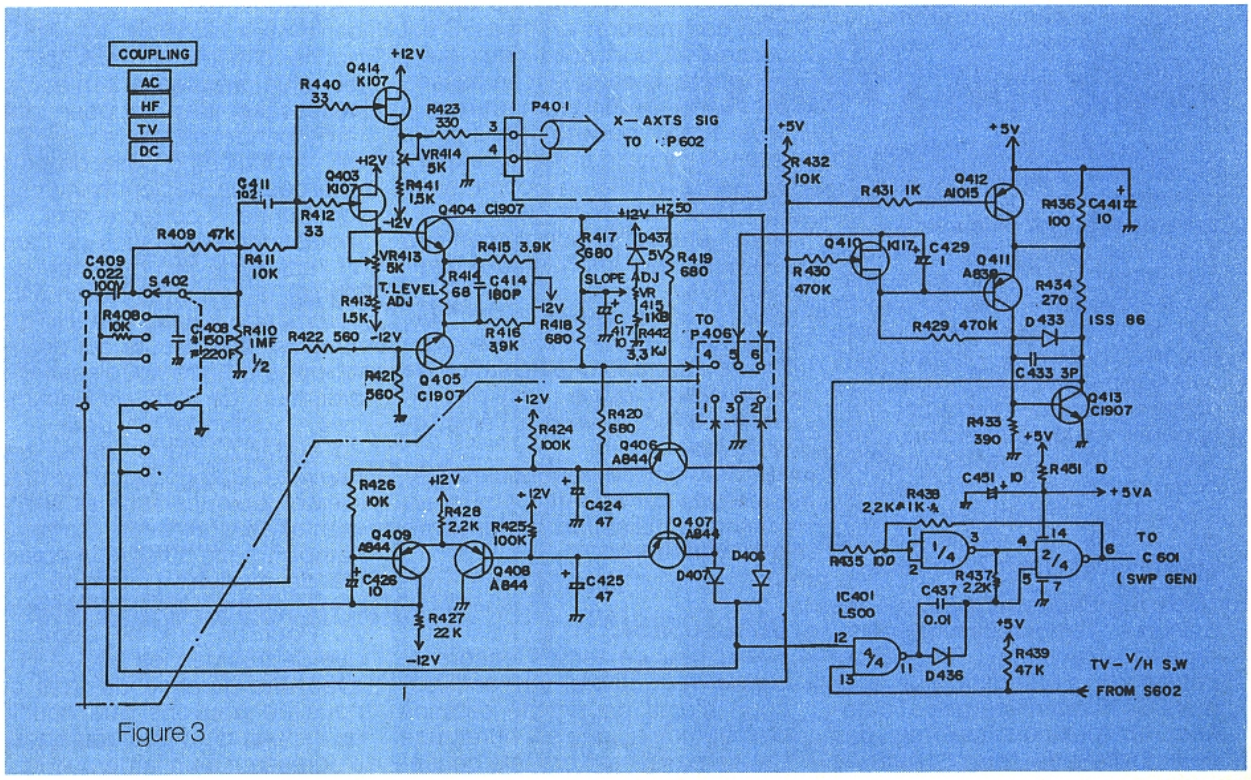


Figure 3

trée 13 de la porte 4 est au zéro. L'entrée 12 est à 1 (TV). Donc pour les déclenchements lignes, le réseau intégrateur R_{437}, C_{437} est inactif alors qu'en trame (b_{13} = 1, b_{12} = 1) il est actif, empêchant les tops lignes dont la durée est inférieure à la constante de temps de déclencher le trigger. L'hystérésis du circuit est fonction de R_{438}, R_{435}. La sortie du trigger va attaquer bien entendu le générateur de balayage.

UTILISATION :

Le 9202 est agréable à manipuler avec toutes ses commandes regroupées par bloc de fonction. On distingue cinq blocs de "contrôle" :

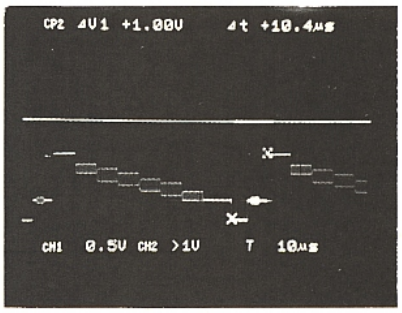
- Les réglages du tube : focalisation, intensité, rotation de la trace, éclairage du graticule, marche-arrêt.
- L'affichage numérique avec le pavé de 4 touches assurant le déplacement des curseurs et les touches select et mémo permettant le choix de la grandeur à mesurer. Notons la possibilité de régler la luminosité de l'affichage indépendamment de celle de la trace.
- Le bloc "vertical" deux voies avec ses contrôles classiques.
- Tout ce qui a trait au déclenchement y compris l'entrée externe.
- Enfin les réglages et contrôles des deux bases de temps.

Nous avons apprécié un dispositif très pratique, bien plus qu'on ne le soupçonne de prime abord : la sortie sous 50 Ω de la voie 1 sur le panneau arrière.
Ceux, et ils sont nombreux, qui se retrouvent fréquemment avec une foule de sondes et de cordons en tout genre plantés sur un circuit lors de son étude ou de sa maintenance, nous comprendrons sans qu'il soit nécessaire de préciser plus avant.
Il faut bien avouer que l'affichage numérique sur l'écran est agréable à exploiter. Finies les erreurs de lecture. Cela économise encore quelques connexions puisqu'en général on peut se passer avec ce système d'un appareil supplémentaire. Les mesures de temps de montée, notamment, se font très rapidement. Dès l'instant où le signal est affiché et stable, il est presqu'entièrement caractérisé.

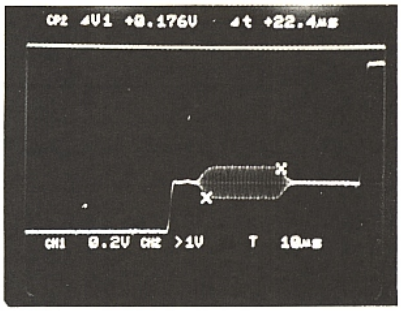
Nous regrettons un peu que les mesures temporelles (période, rapport cyclique, fréquence, phase) ne s'étendent pas à la base de temps retardée. Toutefois, en position calibrée des deux bases de temps, il n'y a qu'une règle de trois à effectuer ! A ce propos les mesures de phase et de rapport cyclique ne peuvent se concevoir qu'en étalant une période du signal sur toute la largeur d'écran (en décalibrant la Bdt si nécessaire).
Les données envoyées au microcontrôleur sont le début et la fin de rampe de balayage.
Le système de déclenchement est correct.
Ce n'est pas le point fort de l'appareil quoiqu'on ne puisse pas vraiment le critiquer. Nous aurions aimé disposer d'une sélection trame paire/impaire en TV ; mais soyons raisonnables, il s'agit tout de même d'un appareil de milieu de gamme au rapport qualité/prix plus qu'intéressant eu égard aux possbilités qu'il offre.
Par contre il est possible de moduler l'intensité du spot (axe Z) grâce à une entrée accessible sur le panneau arrière qui peut s'avérer interessant pour du marquage en wobbulation voire pour augmenter l'intensité sur des signaux faiblement recurrents par exemple lorsqu'on isole une ligne toutes les 625 sur un signal vidéocomposite.
Sur ce même panneau arrière, un commutateur peut forcer les modes alterné-découpé, sélectionnés par ailleurs automatiquement avec la base de temps A (fréquence de découpage : 250 kHz).
Enfin et ce n'est pas spécifique au 9202 mais à tous les scopes disposant d'une double base temps, l'expansion et la stabilité sur des signaux rapides autorisent des mesures précises. C'est un confort dont tous ceux qui y ont goûté ne sauraient se passer.
Là encore, même remarque que plus haut, pouvoir séparer la trace A de celle correllée expansée en B (avec une commande ALT-SEP) aurait été bienvenu.
Une position supplémentaire (10 V) sur les atténuateurs verticaux aussi.
Certes les sondes au 1/10e fournies avec l'appareil autorisent en bout de gamme une déviation de 50V/division et ce n'est pas un oscilloscope destiné à l'électrotechnique.
Au total, considérant la classe et le prix de cet appareil, il offre un confort d'utilisation supérieur à la moyenne.

CONCLUSION :

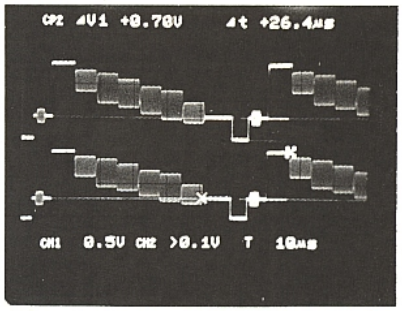
Il y a peu de temps encore et c'était regrettable, un oscilloscope n'était pourvu de certains "raffinements" que s'il offrait une bande passante verticale conséquente. Il s'agissait du seul critère pris en compte par les acheteurs et mis en avant par les vendeurs ! A l'heure actuelle la tendance a changé, on trouve de bons appareils 2 x 20 MHz dotés de possibilités qu'on ne trouvait naguère jamais au dessous de la barre des 60 MHz. C'est une bonne chose car dans les cas les plus fréquents il n'est pas nécessaire de disposer d'une large bande passante ; par contre, la deuxième base de temps retardée, un déclenchement qui fonctionne correctement au moins juqu'aux limites de l'ampli Y, l'affichage des paramètres du signal, la synchronisation TV, la commande d'inhibition (Hold off) sont de réels atouts qui permettent une grande souplesse d'exploitation. Le 9202 de Beckman, très complet pour un 2 x 20 MHz, entre dans cette nouvelle catégorie et propose même quelques astuces supplémentaires, telles la sortie de l'ampli 1 sous 50 Ω et la possibilité de moduler l'intensité de la trace par un signal externe (axe Z). Pour un prix ne dépassant que de très peu les 5000 F HT et avec une garantie de trois ans, nous ne pouvons que conclure qu'il s'agit d'un très bon appareil s'adressant à un large public.



Mine de barres PAL avec surveillance sur le pallier de suppression.



Partie surbrillante traitée par la base de temps B qui met en évidence le burst.



Mine de barres en CH_1, CH_2 affiche la sortie de CH_1. Pas de différence !

L'architecture des réseaux câblés coaxiaux

La télévision par câble est en passe de devenir en France un phénomène de société. Les opérateurs dans notre pays, en retard dans ce domaine sur bon nombre d'autres nations occidentales, sont en train, en ordre dispersé il est vrai, de brûler les étapes qui jalonnent l'histoire de ce médium incomparable qu'est le réseau câblé de télévision. Bien que l'immense succès économique escompté il y a quelques années n'ait pas été, jusqu'à présent, au rendez-vous, la France n'est est pas moins le théâtre d'une concurrence passionnante entre technologies éprouvées ou d'avant-garde, matériels ou inventions originales.

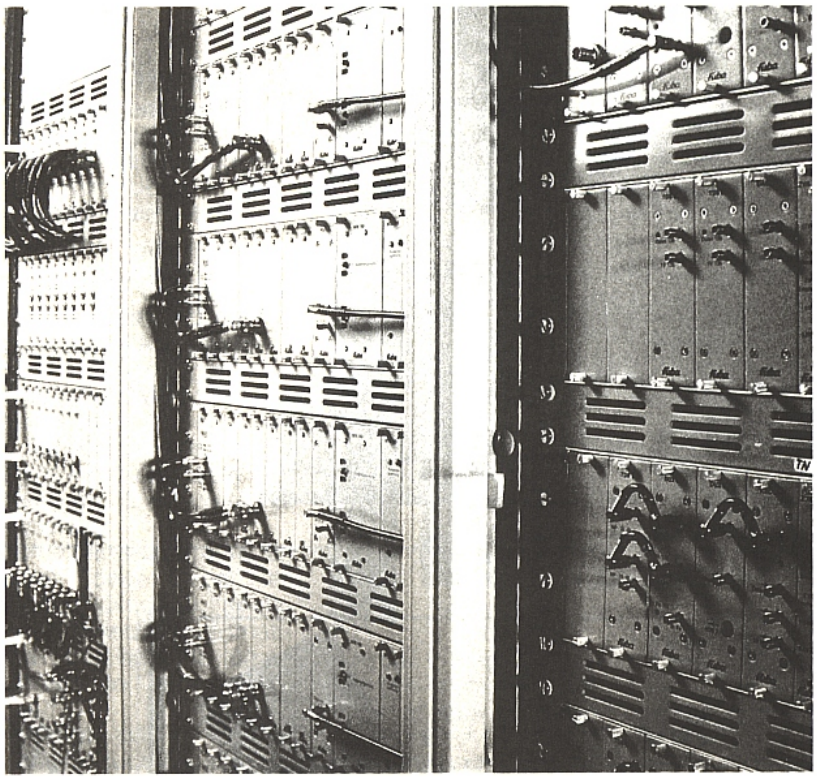


Figure 2: Equipements de tête de réseau (doc. FUBA Communication)

Dans ce domaine la suprématie du câble coaxial n'est pas, si l'on examine la situation des réseaux à l'échelle mondiale, prête à prendre fin, même si d'autres supports de transmission sont exploités aujourd'hui sur les réseaux. Citons dans cette catégorie la distribution sur des paires bifilaires, les faisceaux micro-ondes à faible portée et surtout la fibre optique. La France s'est faite le champion de cette dernière technologie : sous l'égide de la DGT (aujourd'hui France Telecom) les réseaux "1G" - première génération "tout optique" - du Plan Câble français se voient dotés d'une riche palette de services assorties de performances techniques indiscutables. Cette percée technologique semble néanmoins à bon nombre d'observateurs français ou étrangers encore prématurée car ne correspondant pas, en termes économiques, à la demande du marché.

Le câble coaxial reste donc aujourd'hui le principal support de transmission utilisé dans les réseaux de télévision. Suivant la taille de l'agglomération à desservir, suivant sa densité et le type de bâtiments, suivant enfin la palette des services que l'on peut offrir aux usagers, de nombreuses configurations sont possibles.

Les avantages de la télédistribution

Les réseaux câblés sont la réponse à un besoin de distribuer les programmes de télévision ; non par diffusion hertzienne directe à partir d'un émetteur qui rayonne sur une zone de couverture plus ou moins grande suivant la puissance d'émission et les accidents du relief mais à travers les ramifications d'un "réseau" de transport et de distribution, qui n'est pas sans analogies avec le réseau de distribution d'eau par exemple. Le principe

de **télédistribution** qui vient progressivement se substituer à la **télédiffusion** pallie les inconvénients de celle-ci : en télédiffusion deux émetteurs qui desservent des zones contigües doivent obligatoirement utiliser des canaux différents pour éviter les interférences dans les secteurs où les zones de réception des deux émetteurs se chevauchent. La télédistribution est également largement utilisée pour la desserte des "zones d'ombre" où le relief perturbe ou gêne la propagation des ondes hertziennes ; c'est souvent en montagne l'unique moyen de distribuer la télévision. Le nombre de programmes télédiffusés et reçus dans de bonnes conditions techniques s'élève dans les meilleurs des cas (frontières de l'Est et du Nord) aux alentours d'une dizaine alors qu'en télédistribution il est tout à fait envisageable d'acheminer jusqu'à quarante programmes et plus.

Les contraintes du réseau câblé coaxial

Les sociétés qui bâtissent et exploitent les réseaux câblés n'ont pas pour seule ambition d'augmenter le nombre des canaux distribués. La télédistribution permet également d'accroître et d'uniformiser la qualité technique de ces signaux et les équipements constitutifs de nos réseaux doivent donc répondre à de sévères critères techniques : depuis les antennes de réception ou la régie de la **station de tête** du réseau jusqu'aux téléviseurs, les programmes traversent un grand nombre d'appareillages qui dégradent progressivement les signaux. Il est donc nécessaire de veiller à la qualité de chacun des éléments de cette longue chaîne de traitement et de transport. Détaillons ensemble les grands sous-systèmes d'un réseau câblé et les principales contraintes techniques que l'on y rencontre.

On peut en première approche dégager trois grandes fonctions du réseau correspondant aux trois principaux segments de la télédistribution.

La première nécessité est de **collecter** ou de **produire** les programmes puis de les **banaliser** pour qu'ils se présentent tous sous la même forme, la même norme. Ils sont ensuite répartis dans le plan des fréquences pour être transportés, lorsque le programme est acheminé sur câble coaxial. Lorsqu'il s'agit de fibre optique, les programmes doivent être ramenés en bande de base avant d'être modulés sur la fibre (d'un à quelques programmes par fibre). Ces traitements sont effectués dans la **station de tête** du réseau, qui est le cerveau et le cœur du système.

La deuxième fonction est le transport, depuis la station de tête où ils sont mis en forme, de l'ensemble des programmes de télévision et de radio vers les quartiers de l'agglomération à desservir. Ce **transport** ou **transfert** achemine les signaux sur des distances pouvant atteindre des kilomètres, et se pose alors la nécessité de préserver les programmes transmis des atténuations et dégrations dues au support de transmission et à l'environnement. Ce sont ces raisons qui font choisir dans certains cas la fibre optique pour cette fonction : son excellente immunité aux perturbations électromagnétiques et ses faibles pertes (fibres monomodes) qui dispensent de placer des répéteurs de proche en proche sur la ligne font oublier parfois sa difficulté de mise en œuvre et son coût encore élevé. Lorsque l'on adopte une ligne de transfert en câble coaxial, le critère de faibles pertes conditionne étroitement le choix du type de câble et du **plan de fréquence** utilisé. Pour les grands réseaux, l'utilisation des bandes de fréquences les plus hautes allouées à la télévision (bandes IV et V en UHF, 470 à 860 MHz) est proscrite sur les lignes de transport, car occasionnant des pertes prohibitives. Pour réduire celles-ci on "tasse" les canaux dans les bandes de fréquence les plus basses, jusqu'à 300, 450 ou 550 MHz, ce qui contraint le concepteur du réseau à occuper des bandes de fréquence interdites à la diffusion hertzienne de la télévision, et donc incompatibles avec le téléviseur de Monsieur-Tout-le-Monde, du moins si ce téléviseur est d'un modèle ancien. On est alors, lorsque l'on aborde la troisième grande fonction du réseau qui est la **distribution** proprement dite des programmes vers les usagers, devant l'alternative suivante :

– Ou bien on choisit de distribuer vers les usagers les signaux tels qu'ils sont transportés. Dans ce cas on est confronté au problème de la compatibilité avec le parc de téléviseurs. Pour rendre accessible à tous, tous les programmes transportés des organes terminaux simples peuvent être utilisés : le **convertisseur-bloc** transfère par paquets les programmes non accessibles sur une bande de fréquence UHF "digérable" par tous les téléviseurs ; le **sélecteur** est un "tuner" spécial compatible avec le plan de fréquence du réseau et qui fournit au téléviseur un programme démodulé sur la prise péritélévision. L'utilisation de ces appareils permet de pallier une situation transitoire, car le parc de téléviseurs évolue ; le renouvellement quasi-complet du parc demandant une dizaine d'années en France et la pénétration des réseaux s'étageant sur des durées du même ordre, il est parfaitement concevable de choisir ce type de **"réseau VHF"** qui ne demande pas de **sous-stations** de traitement des signaux entre la ligne de transport et la distribution vers les usagers. C'est ce choix qui a été fait en Allemagne Fédérale et de longue date en Amérique du Nord.

– Un autre choix consiste à rendre les signaux compatibles avec tous les téléviseurs. Pour ce faire une **sous-station** est intercalée entre la ligne de transport et le réseau de distribution. Lorsque le transport se fait en fibre optique, cette sous-station est une **station de remodulation** : les signaux provenant des fibres sont remodulés et transportés et transposés sur des canaux compatibles avec des téléviseurs. Si le transport se fait en VHF sur des câbles coaxiaux, c'est une **station de reconversion** qui réaménage le plan de fréquence, en replaçant en UHF des programmes transportés sur des portions de la bande VHF incompatibles avec la totalité du parc des récepteurs.

Ainsi se dégagent les deux grands types de réseaux câblés coaxiaux : les **réseaux VHF** sans sous-stations et les **réseaux VHF + UHF** avec leurs indispensables sous-stations.

En aval du **point de distribution** qui peut donc être suivant le cas ou une sous-station ou **station de zone**, ou tout simplement une dérivation de la ligne de transport, s'étagent les multiples éléments du réseau de distribution dont le rôle est d'"éclater" les signaux jusqu'aux abonnés. La configuration que l'on adopte pour cette distribution dépend de deux ensembles de paramètres :

– Le type d'habitat à desservir conditionne directement l'architecture de la distribution. En effet, un tissu urbain lâche (zone pavillonnaire dans les banlieues aisées) ne se traite évidemment pas de la même manière qu'une zone plus dense et plus organi-

sée comme un lotissement, ou mieux un ensemble d'immeubles collectifs. Dans ce dernier cas il est souvent possible, moyennant une adaptation ou une rénovation, de connecter l'installation de distribution collective déjà existante au réseau câblé. Dans tous les cas, un élément déterminant dans le coût global d'un réseau est l'harmonieux rapport entre la longueur totale de câble et le nombre, l'emplacement, et la nature des embranchements : ceux-ci sont soit des dérivations (prélèvement de signal sur une ligne courante, comme un robinet le long d'une conduite d'eau), soit des répartitions (éclatement du signal en deux ou plusieurs parties égales). Sont également à prendre en compte les possibilités de pose des câbles : suivant la nature du terrain et des infrastructures déjà en place, le concepteur du réseau a le choix entre des câbles **aériens** (suspendus à des poteaux comme la distribution EDF ou le téléphone, ou bien courant le long des façades d'immeubles, dissimulés sous les corniches) ou des câbles **souterrains** tirés dans des fourreaux.

– L'environnement n'est pas seul à conditionner le type de distribution choisi. En effet, suivant l'éventail des services proposés à l'usager, telle ou telle architecture s'avère plus appropriée. Les paramètres les plus importants à prendre en considération sont le degré d'interactivité requis pour le réseau et le mode de contrôle des programmes de télévision payants.

Comme nous le verrons plus loin, on a recours suivant le cas à des structures **arborescentes** ou à des structures **étoilées**, ces dernières se prêtant bien à l'accès conditionnel.

La station de tête

Comme son nom l'indique c'est le cerveau du réseau : c'est de la station de tête que l'on gère le flux d'informations et de programmes distribués à travers le ou les lignes de transport jusqu'aux milliers voire centaines de milliers d'usagers.

La station de tête assure tout d'abord la **collecte des signaux.**

Si l'on excepte les programmes produits localement (studios de l'éventuelle chaîne locale, films et émissions enregistrés), les programmes distribués sur le réseau proviennent d'émissions reçues et transmises en temps réel, et dont les provenances peuvent être diverses.

Citons tout d'abord la réception des émissions de télévision par voie hertzienne classique, comme toute vulgaire installation de réception individuelle ou collective. Pour une station de tête de grand réseau, on soigne bien sûr tout particulièrement la qualité de la réception qui conditionne tout ce qui se situe en aval. Le coût de l'équipement étant réparti sur un grand nombre d'utilisateurs on peut se permettre de sophistiquer le système de réception et d'utiliser une antenne par programme reçu (**figure 1**). Chacune de ces antennes envoie le canal qui est affectée vers une voie de traitement particulière.

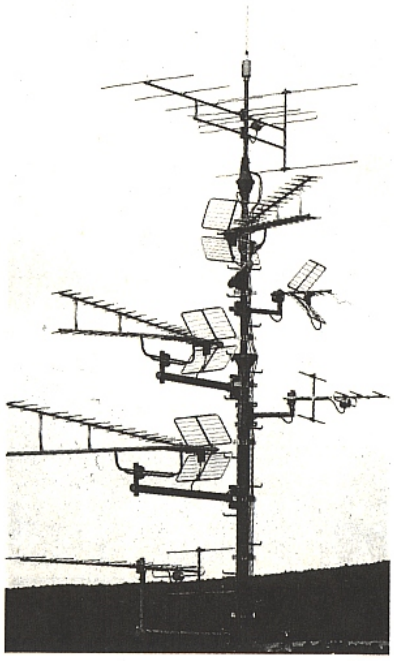


Figure 1 : les antennes hertziennes de la station de tête de réseau

Un copieux appoint à la réception hertzienne est fourni aujourd'hui par la réception par satellite, qui donne accès à une profusion de programmes étrangers, principalement anglophones et germanophones.

La collecte des signaux dont nous venons de parler s'accompagne nécessairement d'un traitement car du fait de leurs provenances diverses, ils ne sont pas nécessairement conforme à la norme vidéo ni au type de modulation en vigueur sur le réseau. A titre d'exemple, les programmes transmis par satellite ou par faisceau hertzien modulent les porteuses en fréquence alors que le réseau demande une modulation d'amplitude. Les programmes étrangers sont en général transmis selon la norme couleur PAL alors que nos téléviseurs français réclament du SECAM. Un **traitement** souvent considérable doit donc être fait en tête de réseau, que nous avons illustré, sous une forme très simplifiée, par la **figure 3**. On reconnaît à gauche la réception "satellite" avec les antennes paraboliques pointées vers des satellites géostationnaires et munies chacune de leur convertisseur micro-ondes qui abaisse la fréquence en "BIS" (Bande Intermédiaire Satellite) en vue d'un transport plus aisé jusqu'aux équipements de traitement. Le premier est celui effectué par le **tuner/démodulateur satellite** qui délivre aux équipements situés en aval des signaux vidéo et audio en bande de base. Lorsque ces programmes proviennent de l'étranger, il est nécessaire de les transcoder de leur norme vidéo d'origine (PAL ou NTSC) vers notre SECAM, au moyen d'un **transcodeur**. Il reste ensuite à placer ce programme dans un canal prévu pour lui dans le plan de fréquence de la ligne de transport. On utilise pour ce faire un **modulateur** qui fabrique le canal en FI (Fréquence Intermédiaire) qu'il suffit de translater en fréquence au moyen d'un **convertisseur** jusqu'à la fréquence désirée. Le traitement des programmes terrestres reçus au moyen d'antennes VHF ou UHF (plus à droite sur la **figure 3**) passe suivant le traitement à effectuer et la taille du réseau soit par un traitement en bande de base vidéo et audio, soit par un simple passage en FI. Dans notre exemple le premier canal, provenant d'une antenne UHF (éventuellement via un préamplificateur) est envoyé à un **tuner/démodulateur terrestre** qui fournit une bande de base par exemple à un transcodeur. On reconnaît ensuite la remodulation et la conversion de fréquence déjà utilisés pour le traitement des canaux par satellite.

Les programmes radiophoniques FM sont quant à eux transmis sur le réseau dans la bande de fréquence qui leur est normalement affectée, c'est-à-dire entre 87,5 et 108 MHz. Se rajoutent à tous ces programmes reçus par les antennes, d'autres programmes d'origine locale provenant éventuellement d'une régie. Les sources utilisées peuvent être, outre des films ou des bandes magnétiques, des images issues du réseau lui-même sur la **voie de retour** de la ligne de transport dont les fréquences les plus basses (jusqu'à 30 ou jusqu'à 50 MHz) sont affectées à ce service. L'ensemble des canaux de

télévision et de radio ainsi constitués, dûment organisés en fréquence selon les capacités de la ligne de transport et les règles de l'art, est finalement amplifié pour l'amener au niveau nécessaire pour parcourir le prémier tronçon de la ligne de transport au moyen d'un premier **amplificateur**. Un **interjecteur de courant** téléalimente en basse tension via le câble lui-même la cascade d'amplificateurs de la ligne de transport.

Aux diverses fonctions de la station de tête que nous venons de décrire, il faut dans certains cas ajouter la possibilité de gérer à travers le réseau des services de contrôle. Rentrent dans cette catégorie les systèmes qui permettent à l'exploitant de connaître par télédiagnostic l'état des éléments constitutifs du réseau de transport, très critique (dit aussi **réseau primaire**), ainsi que tous les dispositifs permettant de gérer à travers le réseau les autorisations de réception par les abonnés des canaux soumis à péage, les systèmes de télésurveillance, de télévote, de téléachat, en un mot tous les ingrédients de l'**interactivité** des réseaux.
Il va sans dire que l'ensemble des équipements d'une station de tête représentent souvent un important volume d'appareillage (**figure 2**) qui doivent prendre place dans des locaux techniques appropriés, et qui demandent une équipe technique qui assure le service, la surveillance et la maintenance.

La ligne de transport

De la station de tête partent une ou plusieurs lignes de transport qui vont desservir les zones de distribution. le ou ou les gros câbles coaxiaux qui acheminent les signaux étant affectés de pertes dépendant de la longueur du parcours, des amplificateurs sont disposés de proche en proche pour rétablir de niveau des signaux. Comme tout système électronique transmettant des signaux, un ensemble de câbles et d'amplificateurs de lignes est sujet à un bruit de fond électrique dû aux phénomènes thermiques élémentaires dans les conducteurs. Le "plancher de bruit thermique", qui dépend de la largeur de bande de fréquence considérée et de la température ne peut que "monter" lentement tout au long de la chaîne de traitement, chaque amplificateur ajoutant au passage une certaine proportion de bruit interne dont la valeur dépend de son **gain** et de son **facteur de bruit**. Afin de conserver aux signaux transportés un bon **rapport signal/bruit**, il faut utiliser des amplificateurs dont le facteur de bruit ne soit pas trop élevé, et il faut surtout ne laisser en aucun point de la ligne le niveau des porteuses descendre trop bas : si la porteuse est trop profondément immergée dans le "plancher de bruit" elle est irrémédiablement dégradée car tout amplificateur disposé en aval pour rattraper le niveau amplifiera également le bruit.
Un autre phénomène vient apporter une contrainte supplémentaire dans le choix des amplificateurs : c'est l'inévitable présence de distorsions dans la transmission des signaux. Lorsqu'un amplificateur traite une somme de signaux (ici un grand nombre de programmes) il devrait, s'il était parfait, restituer à sa sortie la même somme de signaux, affectées d'amplitudes plus importantes. Malheureusement, du fait de sa non-linéarité, l'amplificateur provoque l'**intermodulation** entre les porteuses, c'est-à-dire qu'apparaissent des signaux indésirables dont les fréquences sont des combinaisons additives et soustractives de celles des porteuses normalement transmises, et dont les amplitudes croissent plus vite que celles des porteuses à transmettre. La capacité qu'à un amplificateur à transmettre des signaux forts, sans provoquer par intermodulation des signaux parasites dont l'amplitude deviendrait prohibitive, s'appelle son **niveau de sortie**.

Pour un même amplificateur, l'augmentation du nombre de canaux devra s'accompagner d'une réduction du niveau de chacun d'entre eux. Lorsque l'on cascade de nombreux amplificateurs, le niveau maximal utilisable pour les porteuses décroît car les signaux parasites produits par chaque amplificateur se cumulent. Entre ce "plafond" qui baisse à cause de l'intermodulation et le "plancher" qui remonte du fait du bruit se trouve un délicat compromis : l'intervalle des amplitudes utilisables pour les signaux s'amenuisant avec le nombre d'amplificateurs ; on ne peut étendre indéfiniment la longueur d'une ligne de transport, surtout si les matériels utilisés sur le tronçon déjà en place n'ont pas été, dès l'origine, calculés pour cela.

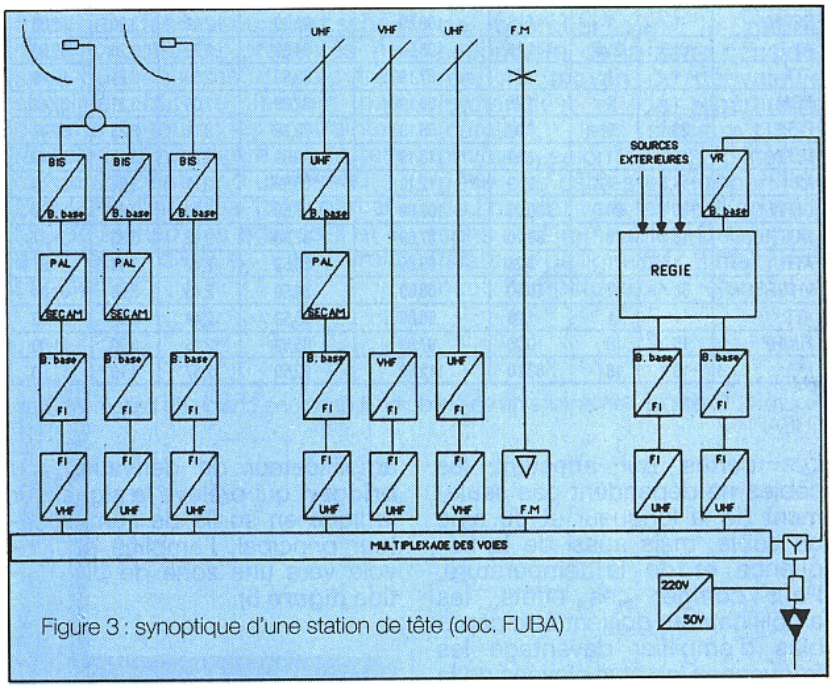


Figure 3 : synoptique d'une station de tête (doc. FUBA)

On comprendra que les caractéristiques des câbles et des amplificateurs doivent être connus avec précision et bien reproductibles, et que l'ingénierie d'un réseau fait l'objet de nombreux calculs d'optimisation.

A titre d'exemple la **figure 4** montre le tableau de calcul du rapport signal/bruit d'un canal depuis le préamplificateur d'antenne en passant par la station de tête et la ligne de transport jusqu'à la sortie de la station de reconversion. Dans la colonne de droite sont répertoriés les différents éléments de la chaîne de traitement (par ex. : UHF/FI, convertisseur ou A2, câble de type A2 ou encore REPET3, troisième amplificateur de la ligne).

Les gains (ou pertes...) qui leur sont associés et les facteurs de bruit permettent d'évaluer en colonne de droite la valeur théorique du rapport signal/bruit, dont on voit qu'hélas il est toujours décroissant.

ÉLÉMENT	Gain	Fact. Bruit		Niveau entrée	Signal/Bruit	F résult.		S/B
		en dB	linéaire	en dBµV	en dB	linéaire	en dB	Calcul
PTFB45	25	1,4	1,38	58	54,30	1,38	1,40	54,30
B4	- 2,65	2,65	1,84	83	78,05	1,38	1,41	54,29
ATT	10	10	10,00	80,35	68,05	1,44	1,57	54,13
UHF/FI	30	10	10,00	70,35	58,05	1,96	2,92	52,78
ATT	1	1	1,26	100,35	97,05	1,96	2,92	52,78
FI/VHF	15	8	6,31	99,35	89,05	1,96	2,92	52,78
MUL	-18	18	63,10	114,35	94,05	1,96	2,92	52,78
A2	-17,2	17,2	52,48	96,35	76,85	1,97	2,94	52,76
ATT	- 1	1	1,26	79,15	75,85	1,97	2,94	52,76
EGAL	- 1	1	1,26	78,15	74,85	1,97	2,95	52,75
REPET1	28	9	7,94	77,15	65,85	2,06	3,13	52,57
REPART	- 4	4	2,51	105,15	98,85	2,06	3,13	52,57
A2	- 9,46	9,46	8,83	101,15	89,39	2,06	3,13	52,57
ATT	- 9	9	7,94	91,69	80,39	2,06	3,14	52,56
EGAL	- 1	1	1,26	82,69	79,39	2,06	3,14	52,56
REPET2	28	9	7,94	81,69	70,39	2,09	3,20	52,50
DERIV	- 1	1	1,26	109,69	106,39	2,09	3,20	52,50
A2	-21,5	21,5	141,25	108,69	84,89	2,09	3,20	52,50
ATT	- 1	1	1,26	87,19	83,89	2,09	3,21	52,49
EGAL	- 1	1	1,26	86,19	82,89	2,09	3,21	52,49
REPET3	28	9	7,94	85,19	73,89	2,11	3,23	52,47
DERIV	- 1	1	1,26	113,19	109,89	2,11	3,23	52,47
A2	- 4,3	4,3	2,69	112,19	105,59	2,11	3,24	52,46
DERIV	-20	20	100,00	107,89	85,59	2,30	3,61	52,09
MUL	-18	18	63,10	87,89	67,59	2,42	3,83	51,87
ATT	- 1	1	1,26	69,89	66,59	2,42	3,83	51,87
VHF/FI	30	10	10,00	68,89	56,59	2,43	3,86	51,84
ATT	- 1	1	1,26	98,89	95,59	2,44	3,87	51,83
FI/UHF	15	10	10,00	97,89	85,59	2,45	3,90	51,80
MUL	-18	18	63,10	112,89	92,59	2,57	4,10	51,60

Figure 4 : Exemple élémentaire de calcul du bruit dans une chaîne de traitement (doc. FUBA)

Les pertes qui affectent les câbles ne dépendent pas seulement de la longueur et du type de câble, mais aussi de la fréquence et de la température. Pour corriger ces effets, les amplificateurs doivent être capables d'amplifier davantage les fréquences les plus élevées de la bande à traiter. Ils sont pour cela munis d'**égalisateurs** qui confèrent une "pente" à la courbe de réponse. La variation de la perte de câbles en fonction de la température est quant à elle compensée par un système de commande automatique de gain : l'amplificateur évalue l'atténuation de la portion de câble située en amont depuis le précédent **amplificateur régulé** en mesurant le niveau de **pilotes** prévus à cet effet (qui sont des porteuses non modulées placées à des fréquences particulières). En fonction de ces informations, un asservissement modifie le gain afin de maintenir un niveau de travail constant en sortie de l'amplificateur. Les amplificateurs de lignes sont en général protégés par des boîtiers en fonte d'aluminium et disposés dans des bornes de rue. Le boîtier comprend, outre l'amplificateur de ligne proprement dit et son alimentation régulée, un amplificateur auxiliaire pour la voie de retour et, lorsque c'est nécessaire, un amplificateur de dérivation (ou **bridger**) qui prélève le signal sur la ligne en sortie de l'amplificateur principal, l'amplifie et l'envoie vers une zone de distribution (**figure 5**).

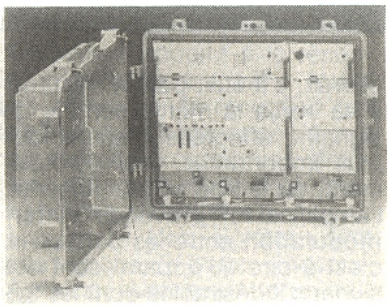


Figure 5 : Amplificateur-répéteur (doc. FUBA)

La sous-station et le réseau de distribution

Comme nous l'avons vu plus haut, lorsque la distribution se fait en VHF + UHF alors que le transport n'est qu'en VHF, une sous-station s'avère nécessaire. Il en va de même lorsque le transport est en fibre optique. Dans le premier cas, la sous-station est une station de reconversion, dans le second, une station de remodulation. Les organes que contient la sous-station ne diffèrent pas fonctionnellement de ceux de la station de tête, puisqu'une sous-station rassemble des fonctions de modulation ou de conversion essentiellement, associées aux indispensables démultiplexages des canaux provenant de la ligne de transport et de remultiplexage sur les lignes de distribution. Le matériel de la sous-station est naturellement plus léger que celui de la station de tête, et son environnement climatique plus sévère, puisqu'elle peut éventuellement prendre place dans une simple armoire métallique disposée en bordure de rue. L'architecture du réseau de distribution qu'alimente la sous-station est dictée comme nous l'avons vu plus haut par la structure de l'habitat et par le degré d'intéractivité souhaité. Les câbles de distribution peuvent, suivant les contraintes de l'urbanisme, être enterrés ou au contraire aériens. Dans le cas de câbles enterrés, les sollicitations mécaniques qui "fatiguent" les matériaux ne sont pas à prendre en considération, car une fois posé le câble demeure immobile. Il n'en va pas de même d'un câble suspendu qui reste soumis à la contrainte permanente du vent. Pour augmenter leur résistance à la traction, certains câbles sont doublés d'un filin d'acier incorporé à la gaine (**câbles autoporteurs**). Une autre différence réside dans les sollicitations thermiques. Profondément ensevelis, les câbles souterrains sont à l'abri des fluctuations thermiques et donc leurs pertes sont sensiblement constantes. Les câbles aériens quant à eux subissent des amplitudes thermiques importantes : les variations engendrées dans les pertes électriques doivent dans la plupart des cas être compensées par des amplificateurs régulés comme ceux que nous avons décrits pour les lignes de transport.

Bien qu'affligés des deux inconvénients majeurs que nous venons de souligner, le câblage aérien conserve des adeptes attirés par la facilité et le plus faible coût de la pose et par la possibilité d'emprunter des supports déjà existants comme par exemple des poteaux supportant les lignes du téléphone ou l'alimentation électrique.

En fonction de la densité des habitations et de leurs structures, plusieurs modèles de distribution sont envisageables (**figure 6**). La structure **arborescente** est la plus simple et la plus banale. Les lignes de distribution issues de la sous-station ou du point de bifurcation de la ligne de transport se ramifient progressivement ; les embranchements sont soit des répartitions, soit des dérivations et des amplifications de distribution maintiennent le niveau de signal approprié. En aval du dernier amplificateur, le signal est éventuellement "éclaté" au moyen d'un répartiteur puis chaque branche est constituée d'une cascade de dérivateurs séparés par des longueurs de câble.

Un type de distribution très largement utilisé dans les habitations collectives en France est la structure dite en "**mini-étoile**". En aval du dernier amplificateur un répartiteur envoie les signaux vers différents dérivateurs. Chaque dérivateur correspond à un étage de l'immeuble.

La structure en **étoile** est, comme son nom le suggère, rayonnante à partir du dernier amplificateur où le signal est "éclaté" vers les abonnés de la zone desservie, chacun ayant son propre câble. Cette structure gourmande en longueur de câble se justifie lorsqu'il est nécessaire d'établir une connexion bilatérale entre les usagers et le cœur de l'étoile où se trouve alors un équipement de traitement assurant l'**interactivité** de la zone. Le terme d'interactivié recouvre un large éventail de possibilités d'échange de signaux entre l'abonné et le réseau, et ceci à des fins diverses : remontée à travers le réseau d'informations à bas débit concernant le téléachat, le télévote ou assurant la télésurveillance des locaux d'habitation ou commerciaux, mais aussi et surtout possibilité de gérer d'une manière souple les programmes de télévision payante. En effet, un contrôle de l'accès des abonnés à des programmes soumis à une tarification spéciale peut s'opérer par deux moyens différents :

– ou bien les programmes soumis à contrôle sont codés (on dit aussi **cryptés**) avant transmission.

– ou bien les programmes payants sont transmis jusqu'au cœur des étoiles de distribution et en ce point, sont contrôlés soit par brouillage, soit par commutation. Dans le système de brouillage, tous les programmes payants sont envoyés à tous les abonnés, mais un abonné particulier n'aura accès qu'aux canaux pour lesquels il aura acquitté les droits de réception.

Le flux d'informations traitées par la matrice de commutation ou les systèmes de brouillage d'un étoile donnée (drainant de quelques unités à quelques dizaines d'abonnés) est échangé avec la station de tête via éventuellement une sous-station (lorsque le réseau est de type VHF + UHF) à travers les voies de retour des amplificateurs.

Exemples d'architecture de réseaux coaxiaux

Dans le souci d'illustrer par des exemples les notions développées plus haut, nous avons rassemblé dans les diagrammes des **figures 7 et 8** quelques aspects des structures rencontrées dans les réseaux. Les schémas synoptiques présentés ne sont que des cas d'école très simplifiés qui ne tiennent pas compte de toutes les contraintes réelles que rencontre sur le terrain le concepteur d'un réseau.

Les vues partielles (très partielles) de réseau des **figures 7 et 8** ont été divisées en trois segments :

– le réseau primaire dont les câbles sont représentés en traits épais hachurés, qui relie la station de tête aux sous-stations ou aux points de bifurcation via la ligne de transport ;

– le réseau secondaire, en trait gras plein qui va de la sous-station ou du point de bifurcation jusqu'au dernier amplificateur de chaque branche de la distribution ;

– le réseau tertiaire enfin, du "point de distribution" jusqu'à la prise murale dans l'appartement de l'abonné.

Le **réseau VHF à terminaison étoilée** de la **figure 7** se décompose donc en une ligne de transport dont un segment a été représenté. L'amplificateur de transfert AT5 muni de sa voie de retour (symbolisé par le triangle inversé clair dans le triangle sombre) est en outre équipé d'un amplificateur bridger qui permet de bifurquer vers le réseau secondaire de la zone considérée. Au moyen de dérivateurs (rectangles) et de répartiteurs (cercles), les signaux sont envoyés, selon les possibilités de pose des câbles et la répartition de l'habitat vers les îlots de maisons et d'immeubles. Des amplificateurs de ligne (AL...) maintiennent l'amplitude des signaux à

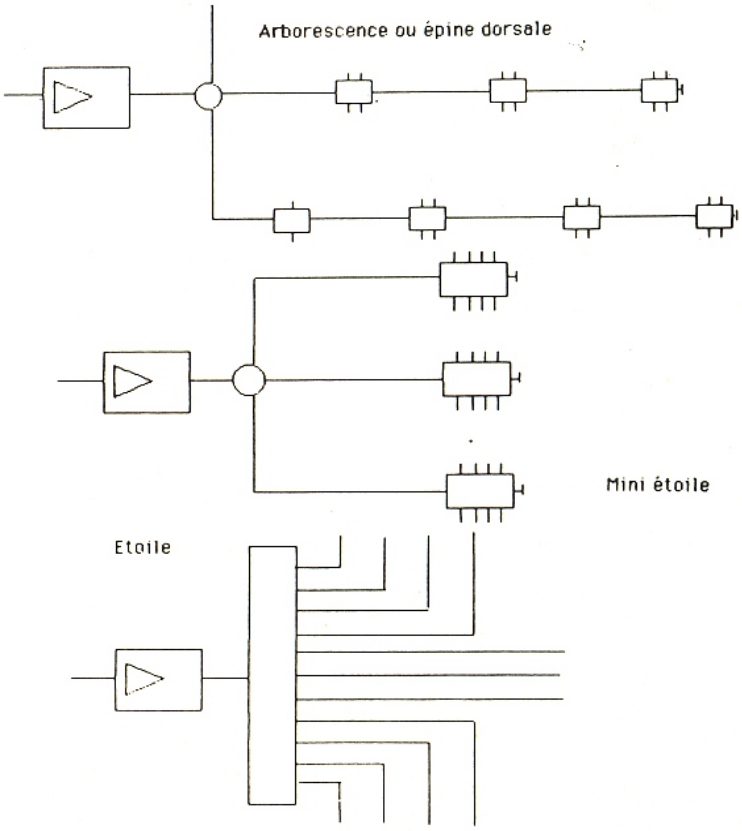


Figure 6 : Structure des terminaisons de distribution

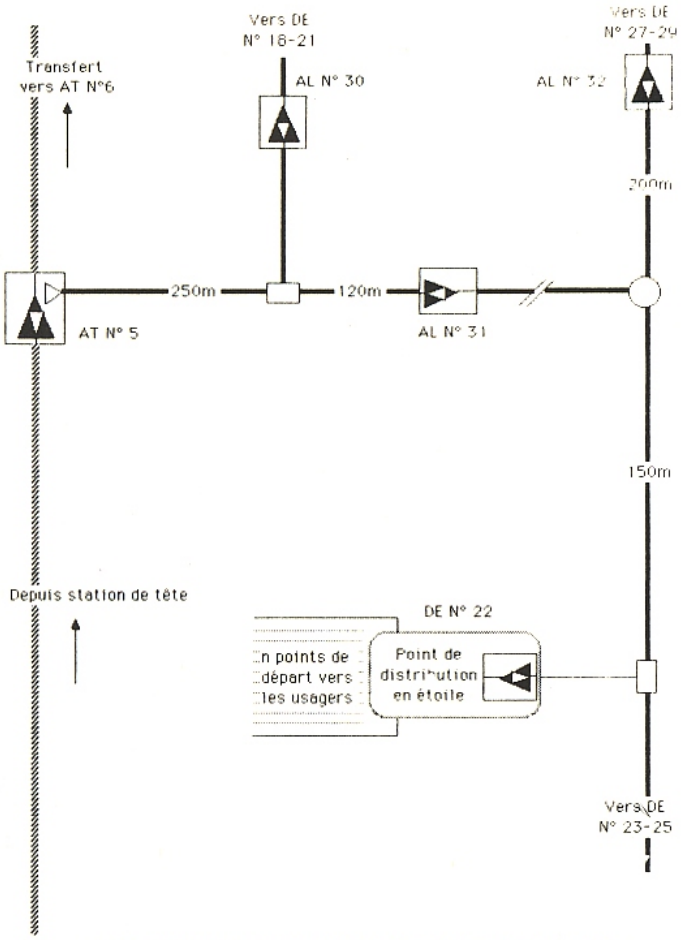


Figure 7 : Exemple de réseau VHF à terminaisons étoilées (doc. FUBA)

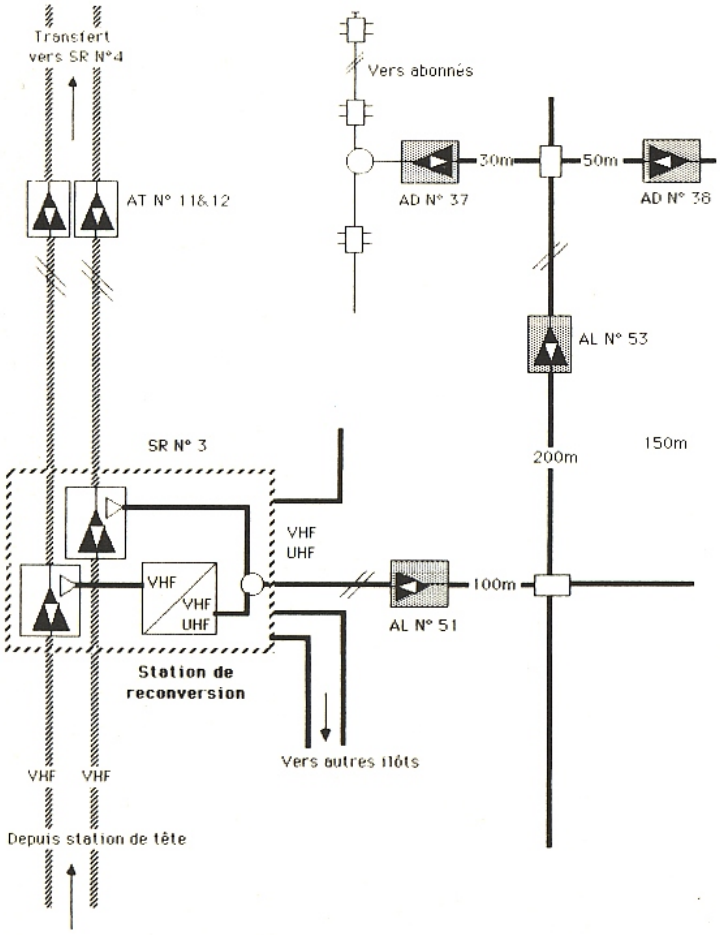


Figure 8 : Exemple de réseau VHF + UHF de type arborescent

un niveau convenable, jusqu'aux amplificateurs de distribution proprement dit, qui précèdent immédiatement les points de distribution en étoile. C'est en ce point que se situent les éventuels dispositifs de contrôle assurant l'interactivité du réseau. Les dialogues avec la station de tête sont assurés via les voies de retour dont sont équipés tous les amplificateurs.

Le **réseau VHF + UHF** de type arborescent représenté **figure 8** est caractérisé par une ligne de transport double rendue nécessaire par le grand nombre de canaux à transmettre. Les canaux destinés à être distribués en VHF sont portés par un câble, ceux devant être distribués en UHF par un deuxième câble. Dans la sous-station qui est ici une station de reconversion, les canaux VHF de ce dernier câble sont donc reconvertis en UHF. Le plan de fréquence VHF + UHF ainsi composé est envoyé sur le réseau secondaire par des câbles qui rayonnent à partir de la sous-station vers les îlots de distribution. Des amplificateurs de ligne (AL) et de distribution (AD) alimentent un réseau tertiaire arborescent jusqu'aux abonnés. Des voies de retour dans tous les amplificateurs permettent une remontée d'informations vers la station de tête à des fins de service, mais l'interactivité entre les abonnés et le réseau est compromise par la structure arborescente de la distribution tertiaire.

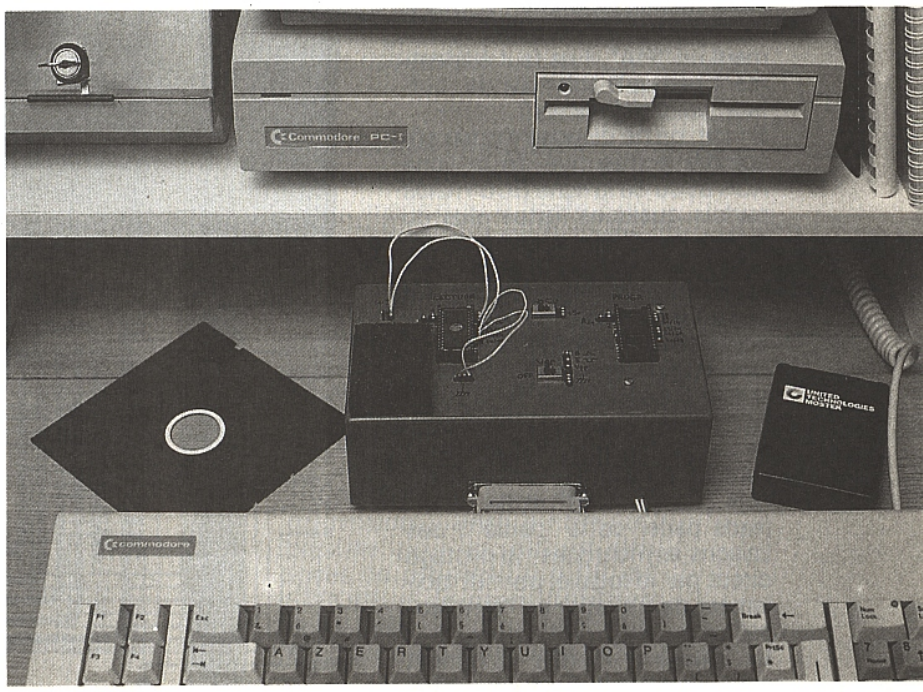
Ces deux exemples ne rassemblent évidemment que quelques aspects des réseaux coaxiaux. Du fait de l'historique des réseaux en France, du contexte commercial et de la variété de notre habitat, nous trouvons sur notre territoire national un large éventail de technologies et d'architectures, contrairement à certains de nos voisins comme l'Allemagne fédérale où le contrôle constant et étroit de l'administration a maintenu une grande homogénéité technique.

Devant l'ampleur du sujet, notre modeste exposé, à travers ses imprécisions et ses inévitables simplifications, ne saurait pallier l'absence quasi totale d'ouvrages en langue française traitant de manière exhaustive de la télévision par câble. Nous gageons que cette lacune sera bientôt comblée et nous ne terminerons pas sans remercier MM. Cousin et Wintz de la société FUBA Communication pour leur aimable concours.

Philippe HORVAT

Un mini lecteur d'EPROM

Complément logique du mini-programmateur d'EPROM décrit le mois dernier, le présent montage, tout aussi simple et économique, permet de lire le contenu de pratiquement tout type d'EPROM à l'aide d'un PC ou d'à peu près n'importe quel "micro" muni d'une prise pour imprimante parallèle. L'association de ces deux dispositifs offre de larges possibilités de duplication, de vérification, à condition de ne pas chercher à aborder la production en série qui exige davantage de rapidité.



PAS DE PROGRAMMATION SANS LECTURE :

Même si le programmateur précédemment décrit peut fort bien fonctionner seul, son jumelage avec un lecteur s'impose. D'abord pour faire de la recopie d'EPROM existantes ou des transferts entre types différents (deux 2716 dans une 2732, par exemple), mais aussi pour toutes sortes de vérifications : test de virginité des EPROMS neuves ou effacées (les surprises ne sont pas rares!), mais également vérification après programmation ou lors d'un dépannage. Le principe même selon lequel les données sont stockées dans ces mémoires (rétention de charges dans des grilles de transistors MOS) n'est en effet pas à l'abri d'incidents...

Beaucoup de programmateurs sont en même temps lecteurs, les deux opérations pouvant même se faire alternativement sans changer la mémoire de support.

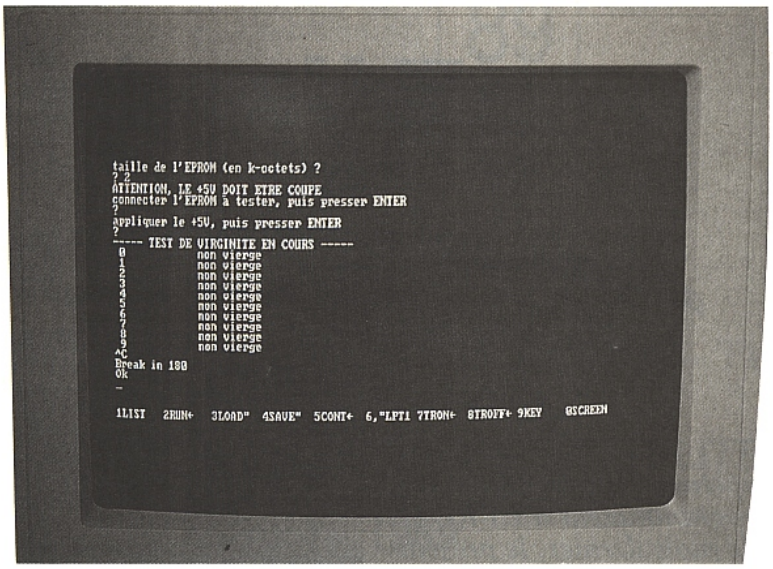
Avec la conception retenue pour notre programmateur (personnalisation du support par cordons enfichables), ce procédé serait à peu près inapplicable et en tous cas bien trop risqué. Il est donc préférable à tous points de vue de construire séparément le programmateur et le lecteur, même si on les réunit dans un seul boîtier et sur un même connecteur de l'ordinateur.

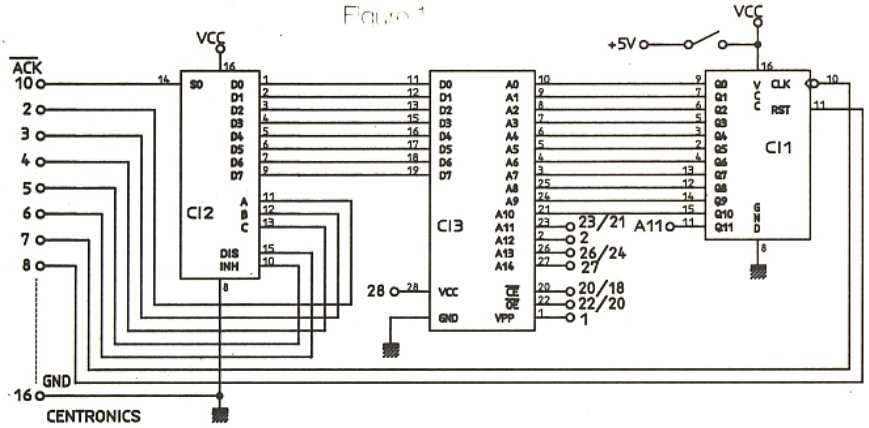
La communication entre les deux sections de l'appareil se fera par l'intermédiaire d'un **fichier** enregistré sur disquette ou cassette, cet archivage forcé constituant par ailleurs une très réelle sécurité pour les données tout en facilitant considérablement leur inspection, leur communication (par un simple XCOPY), ou leur modification : un fichier lu sur disque peut être "travaillé" à volonté en mémoire grâce aux "utilitaires" dont dispose quasiment tout possesseur de "micro".

DES DONNEES SERIE SUR UN PORT PARALLELE :

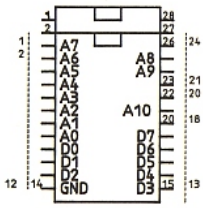
Comme pour notre programmateur, nous avons décidé d'utiliser le port d'imprimante parallèle "CENTRONICS" pour relier notre lecteur à l'ordinateur "hôte". Bien que techniquement surprenant, ce choix permet d'éviter tout raccordement aux bus, prises d'expansion, et autres "slots", toujours complexe et parfois périlleux.

Egalement, et ce n'est pas le moindre avantage de ce choix, ce type de prise se trouve sur la plupart des "micros" (PC et autres), avec un brochage normalisé (du moins en bout de câble d'imprimante), et on y accède très facilement à partir du BASIC (INP/OUT ou PEEK/POKE selon les machines).
Le problème réside dans le fait qu'il s'agit d'une **sortie**, pas toujours reconfigurable en entrée à huit lignes (pour "retourner" utilement un "PIA", il ne faut évidemment pas qu'il soit suivi de "buffers" unidirectionnels!)
En fait, on ne dispose à coup sûr comme entrée que de la ligne ACK et/ou de la ligne BUSY, plus parfois quelques lignes plus ou moins facultatives comme PE (paper end).
Nous n'avons donc guère le choix : il va falloir "sérialiser" les données lues en EPROM, c'est à dire entrer leurs huit bits à la queue-leu-leu sur le fil ACK ou BUSY. Pas besoin d'UART, heureusement, la transmission pouvant se faire sans les traditionnels bits de "start" et de "stop" (sans parler de la "parité"!) des liaisons asynchrones : le pilotage direct par le logiciel permet facilement de travailler en "synchrone".
La **figure 1** montre comment cette technique peut être mise en œuvre avec très peu de composants : un compteur 4040 pour faire défiler les adresses comme dans le programmateur, et un "sélecteur de données" 4512.
Trois des sept ou huit lignes de sortie de la prise parallèle servent à indiquer au 4512 lequel des huit bits du bus de données de la mémoire il doit "aiguiller" vers la ligne d'entrée ACK (broche 10) ou BUSY (broche 11). Deux autres de ces lignes de sortie servent respectivement à mettre le compteur à zéro, et le faire avancer lorsqu'il faut changer d'adresse, tandis qu'encore deux autres lignes desservent les entrées d'inhibition du 4512 : nous n'en avons pas l'usage pour le moment et les maintiendrons donc à zéro, mais on sait jamais...
Evidemment, en fonctionnement, il faut que le logiciel prenne le temps de lire tour à tour ces huit bits, puis de les réassembler en un octet, cela pour chaque adresse : en BASIC, ce n'est pas très rapide! Le prix de cette simplicité biblique du matériel est qu'il faudra, comme en programmation, quelques minutes pour lire une EPROM, ou pour vérifier son contenu. Répétons-le, cela est parfaitement tolérable pour





l'usage occasionnel qu'un amateur est appelé à faire de cet équipement, mais ne permet guère de produire des centaines ou même des dizaines de pièces par jour.
Une fois encore, nous avons amené au support d'EPROM les lignes communes à tous les types courants, et prévu des contacts "tulipe" pour celles qu'il faut "personnaliser". Attention, les connexions ne sont évidemment pas les mêmes en lecture qu'en programmation, et l'alimentation Vpp doit être ramené à 5 V. La **figure 2** rassemble les données nécessaires à la mise



LECTURE

	A14	A13	A12
bloc1			
bloc2			+5V
bloc3		+5V	
bloc4		+5V	+5V
bloc5	+5V		
bloc6	+5V		+5V
bloc7	+5V	+5V	
bloc8	+5V	+5V	+5V

2764
27128
27256

28 Broches	27256	27128	2764	2732	2716	24 Broches
1	+5V	+5V	+5V	/	/	/
2	A12	A12	A12	/	/	/
20						18
22						20
23	A11	A11	A11	A11	+5V	21
26	A13	A13	/	+5V	+5V	24
27	A14	+5V	+5V	/	/	/
28	+5V	+5V	+5V	/	/	/

Figure 2

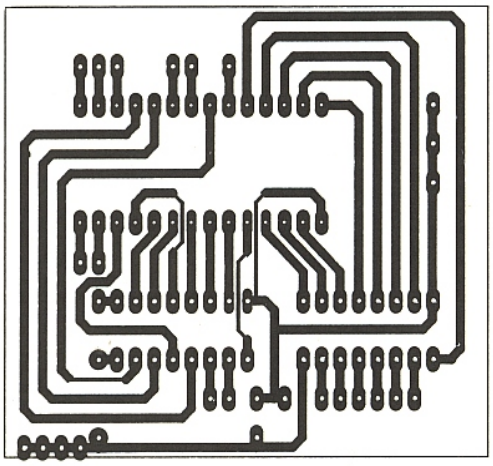


Figure 3

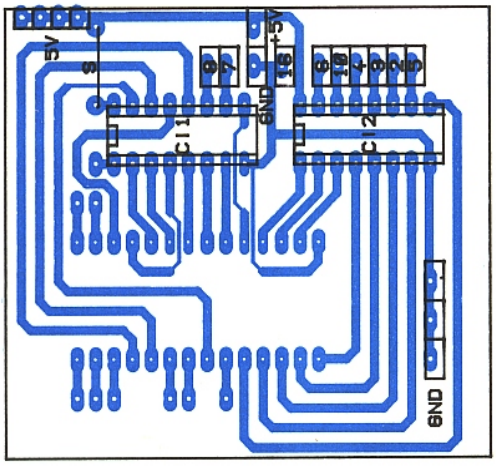


Figure 4

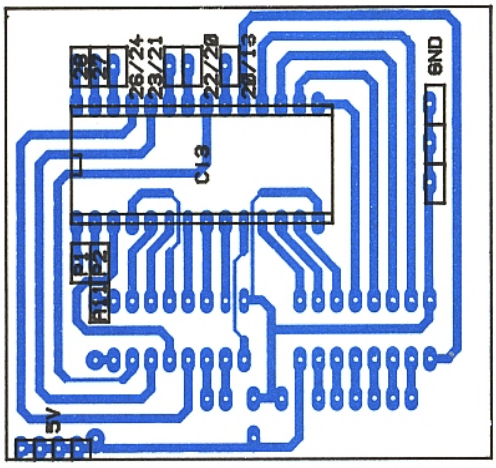


Figure 5

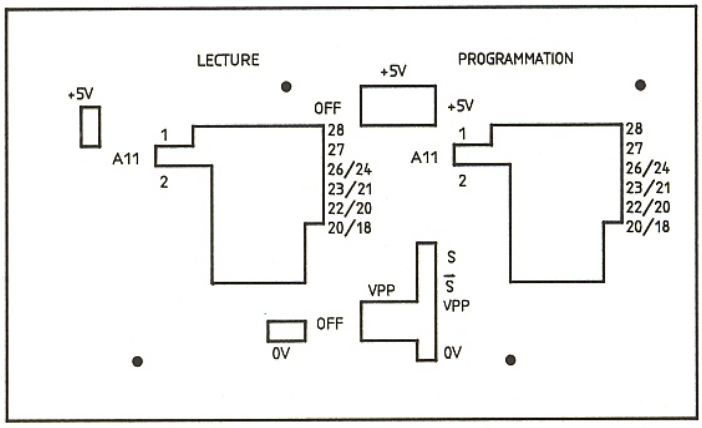


Figure 6

en œuvre des types les plus courants d'EPROM, mais il n'est pas interdit de consulter les "data books" pour lire des mémoires d'autres types : ROM masquées, PROM à fusibles, EEPROM, RAM à pile lithium, etc.
Même les microprocesseurs "monochip" à EPROM incorporée peuvent, s'ils n'ont pas été "verrouillés" à la programmation, être lus au prix de la réalisation d'un adaptateur de brochage qui doit en général être muni d'un quartz oscillateur.

REALISATION PRATIQUE :

Tout le montage tient sur le petit circuit imprimé de la **figure 3** qui sera câblé selon la même technique que celui du programmateur : circuits intégrés, strap, et câble plat à dix conducteurs côté composants selon la **figure 4**, supports et contacts "tulipe" extraits d'une barrette "sécable" côté cuivre (**figure 5**).
Le câble plat pourra être soudé sur le même connecteur "CENTRONICS" que celui du programmateur, c'est à dire en parallèle pour ce qui est des lignes de données D0 à D6, de STROBE, et de masse. Il n'y aura donc pas de commutation à effectuer entre les modes "lecture" et "programmation", il suffira de changer de logiciel, et de transporter l'EPROM d'un support à l'autre, hors tension évidemment, mais l'ordinateur pouvant rester en service.
Bien que des protections soient prévues, il est vivement déconseillé que les supports de lecture et de programmation soient occupés en même temps : de toute façon, le transfert direct, sans passer par un fichier, n'a pas été envisagé.
L'alimentation du lecteur (+5 V) sera prélevée sur la carte du programmateur, **derrière l'interrupteur**, qui servira ainsi dans les deux modes d'exploitation de l'appareil, selon les ordres du logiciel. Quant à la remise en boîte", elle pourra se faire dans tout boîtier plastique ou métal offrant une surface plane au moins égale à celle représentée à la **figure 6** : ce plan de coupe a été prévu pour un coffret RETEX, dont la façade métallique (qui aurait été plus difficile à travailler que le fond en plastique) a été placée en dessous et équipée de pieds en caoutchouc.

La découpe pour la prise CENTRONICS pourra être exécutée sur un côté, de même que la sortie des trois fils d'alimentation (masse, +5 V, Vpp), à moins

qu'on ne préfère installer des douilles de 4 mm ou une alimentation secteur interne : la place restante suffirait amplement. Nous avons trouvé commode de coller au ruban double face, un rectangle de mousse antistatique dans un coin de la façade : ainsi pourra-t-on y piquer les EPROM attendant de prendre place sur un support, ce qui est une précaution élémentaire trop souvent négligée.
Bien entendu, on pourra avantageusement utiliser des supports à force d'insertion nulle, qu'il est souvent pratique d'enficher dans des supports plus ordinaires soudés, eux, directement sur les cartes : facilitant le passage de 24 à 28 broches et vice-versa, cette façon de faire améliore la sécurité des opérations.

LES LOGICIELS :

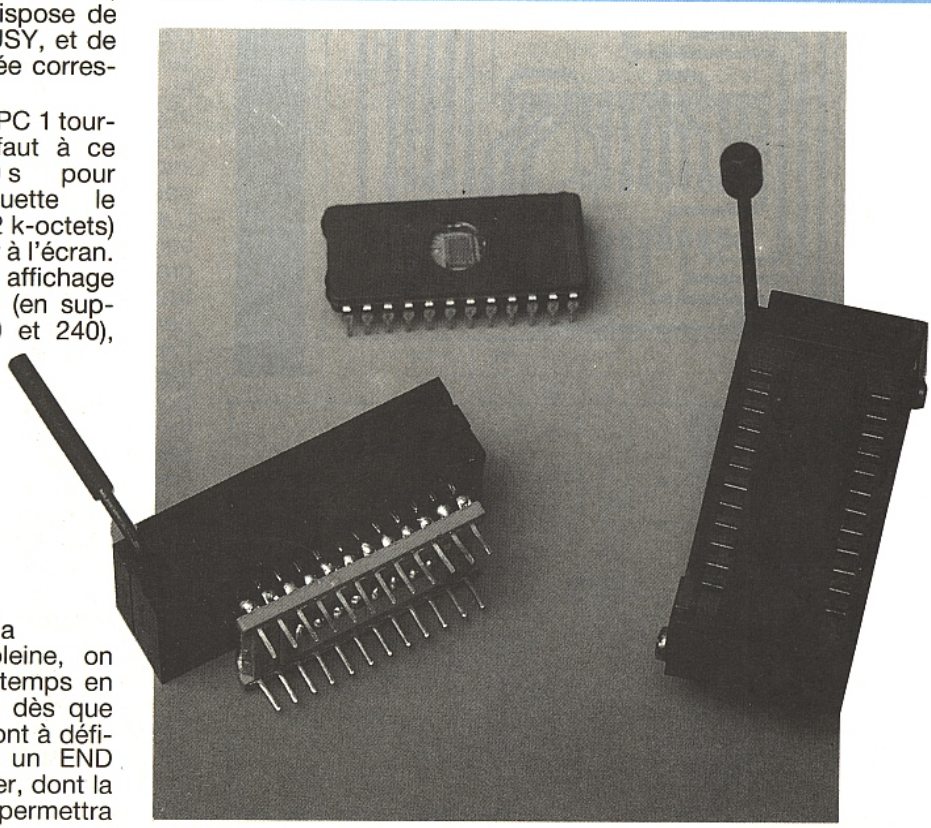
Comme on l'imagine facilement, le pilotage de ce lecteur exige un logiciel capable de gérer la transmission série qu'il nous a fallu mettre en œuvre.
Le programme de base de la **figure 7**, "LECROM.BAS" est écrit en GWBASIC et destiné à tout compatible PC possédant une prise parallèle implanté à un port portant l'adresse décimale 888. Le cas échéant, la **figure 8** détaille suffisamment la routine de lecture pour que l'application à d'autres machines ne soit qu'une formalité (il suffit de se faire préciser ou de trouver les adresses du port CENTRONICS, de déterminer si on dispose de la ligne ACK ou de BUSY, et de trouver le bit de donnée correspondant).
Sur un COMMODORE PC 1 tournant à 4,77 MHz, il faut à ce programme 7 mn 40 s pour transférer sur disquette le contenu d'une 2716 (2 k-octets) tout en le faisant défiler à l'écran. Si on se prive de cet affichage pourtant bien pratique (en supprimant les lignes 160 et 240), l'opération est à peu près deux fois plus rapide.
Exceptionnellement, si la mémoire n'est pas pleine, on peut aussi gagner du temps en faisant un Ctrl-BREAK dès que des "225" commenceront à défiler en rangs serrés : un END manuel fermera le fichier, dont la longueur ainsi réduite permettra

```
10 REM ---- LECROM ----
20 CLS
30 PRINT"taille EPROM à lire (en k-octets) ?"
40 INPUT K
50 K=(1024*K)-1
60 PRINT"nom à donner au fichier?"
70 INPUT F$
80 OPEN"o",#1,F$+".ROM"
90 PRINT"ATTENTION, LE +5V DOIT ETRE COUPE"
100 OUT 888,64
110 PRINT"connecter l'EPROM à lire, puis presser ENTER"
120 INPUT Z$
130 PRINT"appliquer le +5V, puis presser ENTER"
140 INPUT Z$
150 FOR G=0 TO K
160 PRINT G,
170 D=0
180 FOR F=0 TO 7
190 OUT 888,F
200 B=INP(889)
210 IF (B AND 64)=64 THEN D=D+(2^F)
220 NEXT F
230 OUT 888,32
240 PRINT D
250 PRINT#1,D;
260 NEXT G
270 PRINT"----- COUPER LE +5V -----"
280 BEEP:END
290 REM (c)1989 Patrick GUEULLE
```

Figure 7

```
10 REM routine de lecture
20 OUT 888,64
30 REM remise à zéro compteur d'adresse
40 REM (port de sortie données imprimante en 888)
50 D=0
60 FOR F=0 TO 7
70 REM pour chaque bit de l'octet à lire
80 OUT 888,F
90 REM aiguillage du bit à lire vers ACK
100 B=INP(889)
110 REM lecture du bit sur la ligne ACK
120 REM (ACK = bit D6 du port 889)
130 IF (B AND 64)=64 THEN D=D+(2^F)
140 REM cumul du poids des bits de données à 1
150 NEXT F
160 REM bit suivant
170 OUT 888,32
180 REM préparation avance compteur d'adresse
190 REM (l'avance se fera ligne 80)
200 REM D = octet lu
```

Figure 8



d'abréger tout autant l'opération de programmation !
Insistons encore une fois sur le fait q'un amateur peut se permettre d'attendre quelques minutes qu'une EPROM se trouve lue, même s'il sait que quelques millisecondes suffiraient si elle était directement connectée aux bus de l'ordinateur (ce qui serait une toute autre affaire !) : un signal sonore est d'ailleurs prévu en fin d'opération, ce qui lui permet de lire tranquillement RADIO-PLANS en attendant...
Le programme "VEROM.BAS" de la **figure 9** permet pour sa part de vérifier la conformité d'une EPROM avec le fichier "de référence" dont on spécifie le nom (sans le suffixe "ROM", automatiquement géré par le logiciel et bien utile lors d'un DIRectory). Cette vérification par rapport à la disquette permet de contrôler le bon déroulement d'une opération de programmation, et aussi de repérer toute dégradation d'une EPROM programmée depuis longtemps ou ayant subi des mésaventures.
"VIROM.BAS", listé à la **figure 10**, permet enfin (et c'est d'ailleurs plutôt par là qu'il faut normalement commencer) de tester la virginité des EPROMs neuves ou effacées : les deux minutes et demie qu'il faut pour contrôler ainsi une 2716 seront largement récupérées le jour où sera repéré un effacement incomplet capable de faire gâcher le temps d'une programmation et d'une vérification... au résultat négatif !
VEROM comme VIROM n'affichent que le contenu des adresses défectueuses, ce qui leur permet d'être plus rapides que LECROM ou PROGROM.
N'hésitez plus : dépensez seulement quelques dizaines de francs pour réaliser cet appareil, consacrez quelques dizaines de minutes à saisir ces logiciels que nous avons voulus ultra-courts et donc publiables sans arrière-pensée, puis accédez en toute sécurité à ce domaine passionnant de l'électronique numérique qu'est le travail sur les EPROMs !

Patrick GUEULLE.

Nomenclature

Circuits intégrés

CI_1 : CD 4040 CI_2 : CD 4512

Divers

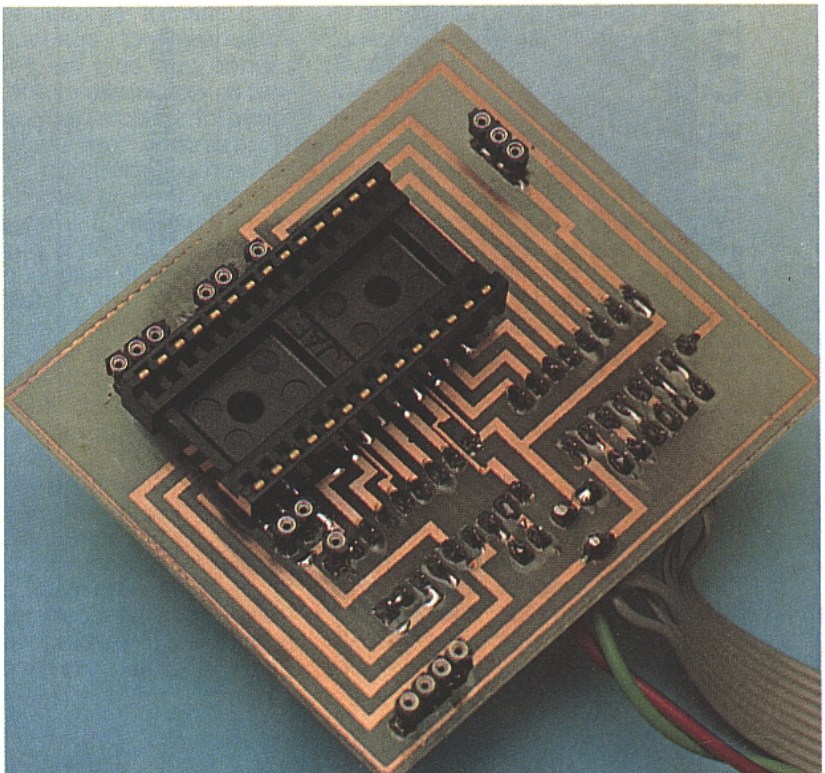
1 support 28 broches
1 connecteur "Centronics"
câble 11 conducteurs
alim 5 V
barrette sécable 15 tulipes
fil rigide 6/10

```
1 REM ---- VEROM ----
10 CLS
20 PRINT"nom du fichier de référence ?"
30 INPUT F$
40 OPEN"i",#1,F$+".ROM"
50 PRINT"ATTENTION, LE +5V DOIT ETRE COUPE"
60 OUT 888,64
70 PRINT"connecter l'EPROM à lire, puis presser ENTER"
80 INPUT Z$
90 PRINT"appliquer le +5V, puis presser ENTER"
100 INPUT Z$
110 PRINT"----- COMPARAISON EN COURS -----"
120 G=0
130 D=0
140 FOR F=0 TO 7
150 OUT 888,F
160 B=INP(889)
170 IF (B AND 64)=64 THEN D=D+(2^F)
180 NEXT F
190 OUT 888,32
200 INPUT#1,C
210 IF EOF(1) THEN 250
220 IF C<>D THEN PRINT G,D,"au lieu de",C
230 G=G+1
240 GOTO 130
250 PRINT"----- COUPER LE +5V -----"
260 BEEP:END
270 REM (c)1989 Patrick GUEULLE
```

Figure 9

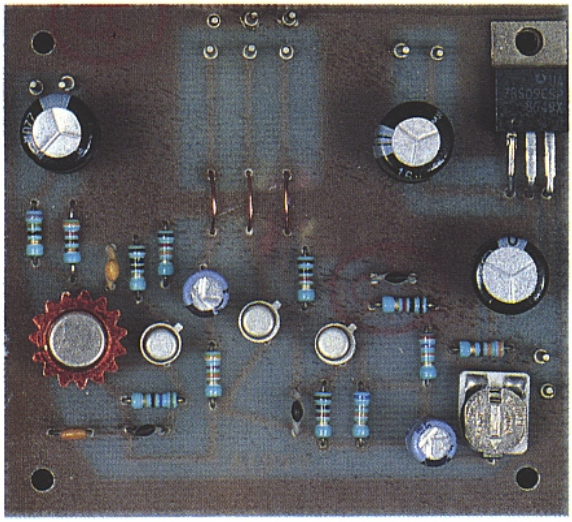
```
10 REM ---- VIROM ----
20 CLS
30 PRINT"taille de l'EPROM (en k-octets) ?"
40 INPUT K
50 K=(K*1024)-1
60 PRINT"ATTENTION, LE +5V DOIT ETRE COUPE"
70 OUT 888,64
80 PRINT"connecter l'EPROM à tester, puis presser ENTER"
90 INPUT Z$
100 PRINT"appliquer le +5V, puis presser ENTER"
110 INPUT Z$
120 PRINT"----- TEST DE VIRGINITE EN COURS -----"
130 FOR G=0 TO K
140 FOR F=0 TO 7
150 OUT 888,F
160 B=INP(889)
170 IF (B AND 64)=64 THEN 190
180 PRINT G,"non vierge":F=7
190 NEXT F
200 OUT 888,32
210 NEXT G
220 PRINT"----- COUPER LE +5V -----"
230 BEEP:END
240 REM (c)1989 Patrick GUEULLE
```

Figure 10



Amplificateur-correcteur vidéo à transistors

Le signal vidéo amené à transiter par des liaisons coaxiales subit quelques pertes pas toujours uniformes selon la fréquence et les désadaptations. Le spectre, en bande de base, s'étale du continu à 7 MHz environ. En particulier les composants de chrominance situées en bout de bande sont en général plus atténuées, ce qui se traduit par une altération des couleurs. Le petit montage que nous vous proposons y remédie en grande partie, le terme correcteur se référant à la particularité qu'il présente de pouvoir réhausser à volonté les fréquences hautes de la vidéo composite.



Quelques rappels sur le câble coaxial

Le câble coaxial est constitué d'un conducteur extérieur cylindrique creux et d'un conducteur intérieur coaxial ou **âme**, séparés par un espace totalement ou partiellement rempli par un isolant ou **diélectrique**. Aux fréquences basses, le tube extérieur et l'âme jouent le rôle des deux brins du bifilaire et l'énergie transite dans les conducteurs. Les grandeurs électriques les plus appropriées pour décrire le signal sont la tension et le courant. Aux fréquences élevées, au contraire, le coaxial se comporte comme un guide d'ondes creux contenant un brin central. L'énergie transite sous forme d'une onde électromagnétique dans le diélectrique qui est alors le milieu de propagation. Les grandeurs électriques les plus appropriées pour décrire le comportement de l'onde sont dans ce cas les champs électriques et magnétiques. Lorsque la fréquence varie, on passe progressivement du cas "basse fréquence" au cas "hyper fréquence" : le courant par exemple, présent aux fréquences basses dans toute l'épaisseur des conducteurs est confiné progressivement lorsque la fréquence croît, du fait de l'effet de peau, à la surface des conducteurs sur une épaisseur microscopique. L'énergie se localise alors entre le conducteur extérieur qui sert de blindage et l'âme, dans l'épaisseur du diélectrique. On passe donc progressivement et continûment du cas du bifilaire à celui du guide d'ondes sans qu'il y ait de fréquence de coupure.

Dans le cas qui nous concerne, vidéofréquences en bande de base, précisons d'emblée qu'il s'agit de la modélisation "basse fréquence" qui convient.

Comme toute ligne de propagation électrique qui se respecte, notre coaxial possède une **impédance caractéristique**. Rappelons que c'est l'impédance dynamique (ou itérative si on le modélise comme une suite de quadriple passifs symétriques en cascade) que montre à une de ses extrémités un tronçon de câble, **quelle que soit sa longueur**, si l'autre extrémité est chargée par une impédance **de même valeur**. Le coaxial se distingue car son impédance caractéristique est indépendante de la fréquence dès que l'épaisseur de peau est négligeable devant le diamètre de l'âme.

On peut pour un câble coaxial comme pour toute ligne, modéliser la ligne par une succession d'inductances série représentant la self parasite et des capacités parallèles rendant compte de l'influence entre les conducteurs (**figure 1**).
L'impédance caractéristique dépend des diamètres de l'âme (d), de celui du cylindre de tresse extérieure (D) (**figure 2**) , et de la constante diélectrique de l'isolant utilisé εr selon la formule approchée :

$$Ze = 138 \log \frac{D}{d} \times \frac{1}{\sqrt{\varepsilon r}}$$

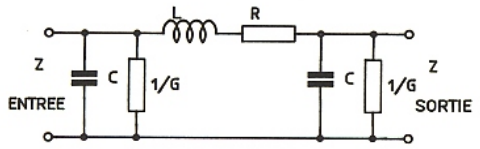


Figure 1

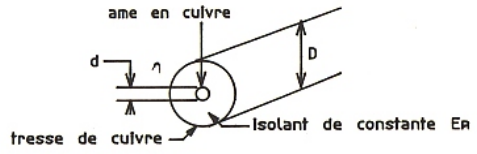


Figure 2

ANALYSE DU SCHÉMA

Le schéma de notre amplificateur est donné en **figure 3**. La pre-

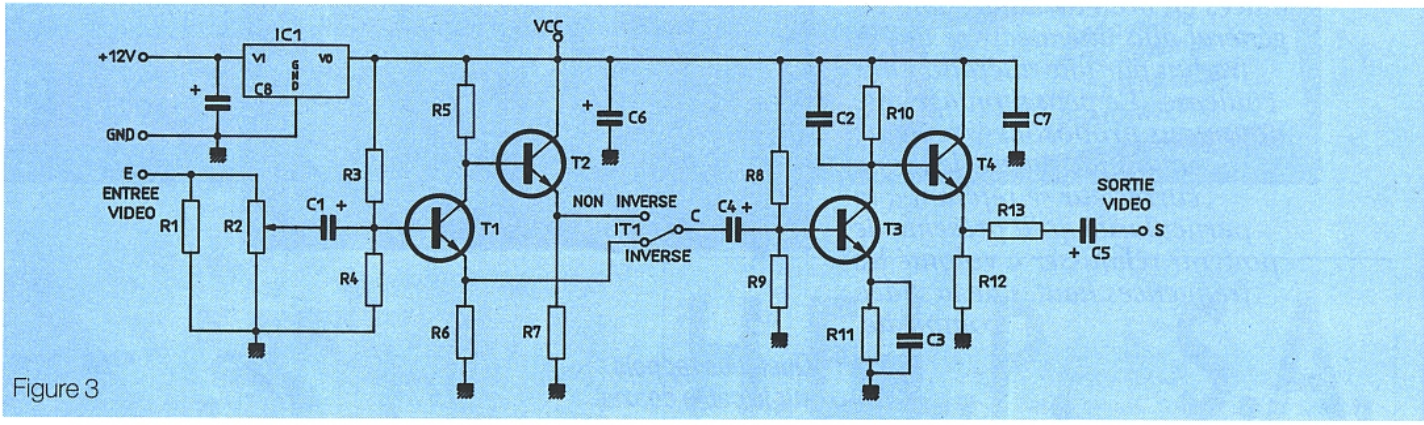


Figure 3

mière section constituée des étages T_1 et T_2 assure la translation d'impédance sans gain et permet le choix entre vidéo positive ou négative (inversion de phase). En effet T_1 est monté en "charge répartie", c'est-à-dire avec des résistances de collecteur et d'émetteur d'égales valeurs. Cette configuration présente une forte impédance d'entrée sur la base du transistor (typiquement en BF – h_{11} + h_{21} R_6 –), ce qui revient à dire que l'impédance d'entrée équivaut à la mise en parallèle de R_1 et P_2 (330 Ω parallèle à 100 Ω ≃ 76 Ω).
Par ailleurs le gain en tension sur la sortie émetteur est le même qu'en collecteur commun soit légèrement inférieur à l'unité et positif ; sur le collecteur, il est égal au rapport :
(– R_C/R_E) soit – (R_5/R_6) pour notre schéma, soit – 1 si h_{21} est suffisamment grand et pour des fréquences faibles devant la fréquence de transition.

Dans ces conditions on recueille sur l'émetteur de T_2 un signal de même amplitude que sur celui de T_1 mais en opposition de phase. L'un ou l'autre sélectionné par l'inverseur I_1 attaque l'étage T_3 configuré comme T_1 mais avec des condensateurs ramenés en parallèle sur les charges R_{11} et R_{10}. De la sorte le gain varie avec la fréquence et étant donné que $C_2 \ll C_3$, les fréquences élevées sont plus amplifiées. En BF le gain vaut :
– (R_{10}/R_{11} soit (–5,6).
Avec les valeurs de condensateurs de liaison retenues pour C_1 et C_4, l'ampli passe quelques hertz mais évidemment pas le continu. Les valeurs choisies pour C_2, C_3 interviennent sur la réponse en fréquence : la coupure haute (pôle) à –3 dB due à C_2 atteint 16 MHz et C_3 (zéro) procure une remontée du gain à 4 MHz, c'est à dire dans la zone de fréquence occupée par la chrominance. Sur la **figure 4** nous présentons la courbe de gain relevée avec un voltmètre HF Hewlett Packard et un générateur étalonné. Le trait plein représente la courbe théorique et le trait en pointillés, celle mesurée.
L'étage T_4 assure l'adaptation d'impédance de sortie avec R_{13} et C_7. R_{13} (75 Ω) procure en outre une protection envers les court-circuits accidentels. La tension maximum disponible sans distorsion, tous les étages fonctionnant en classe A, peut atteindre 3,5 Vcc.

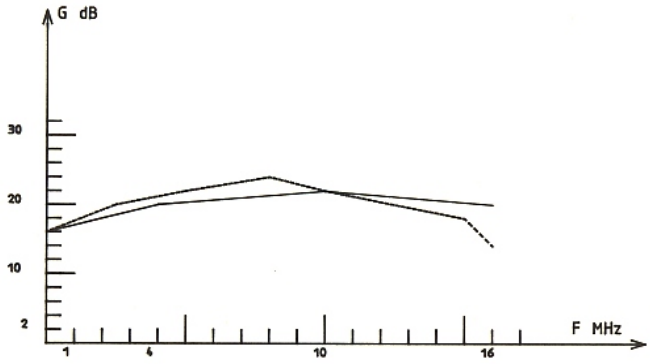


Figure 4

RÉALISATION PRATIQUE

Le dessin du circuit imprimé en **figure 5** doit être réalisé sur une plaque époxy simple face. Les composants doivent être soudés en place conformément à la **figure 6** et aux photos. Ne pas oublier le radiateur de T_4 qui chauffe quand le niveau de sortie atteint 3 V en charge. Vue la simplicité du dessin, la réalisation s'effectuera avec des bandes et des pastilles Mécanorma sur un circuit bien dégraissé. Tous les trous seront percés au diamètre 0,8 mm puis pour IC_1 et R_2, ils seront agrandis au diamètre 1,3 mm. Les 3 straps pour le commutateur d'inversion vidéo seront de simples queues de résistances. Toutes les entrées et sorties sont réalisées avec des picots. Le régulateur IC_1 est fixé au circuit directement par une vis de 3 cm et ne nécessite pas de radiateur. Ce montage peut être habillé par un coffret métallique ESM, les entrées et sorties vidéo seront alors en fiches BNC. Le module sera fixé dans le fond du boîtier par 4 entretoises avec des vis de 3 cm; aux quatre coins du circuit il a été prévu des trous de fixation, ceux-ci seront percés à 3,2 cm.

Utilisation

Dans la configuration proposée, cet ampli servira à compenser les pertes amplitudes/fréquences dues aux grandes longueurs de câbles coaxiaux. Grâce aux réseaux RC utilisés, les pertes du câble seront compensées à partir d'une longueur de 60 mètres; on constate une accentuation de +3 dB du signal à partir de 4 MHz. Cet amplificateur servira également à réhausser les niveaux de la chrominance et de la luminance pour la recopie de cassettes vidéo. Par ailleurs en supprimant C_2, C_3 ayant une valeur de 220 pF, l'ampli sera utilisé en distributeur vidéo à 3 sorties, chacune à un niveau de 1 Vcc, la courbe de compensation est beaucoup plus plate et la fréquence limite supérieure est de 60 MHz à −3 dB. Les mesures ont été effectuées avec un générateur adret et voltmètre HF Hewlette Packard. Le schéma de l'étage de sortie est donné en **figure 7**. La **figure 8** représente un montage autour de T_3 qui permet de modifier la courbe de gain, donc de modifier les teintes des couleurs; la modification de l'impédance d'émetteur altère l'amplification qui varie entre 400 kHz à 7 MHz en fonction de la position du potentiomètre. La valeur est au maximum pour 400 kHz et au minimum pour 7 MHz.

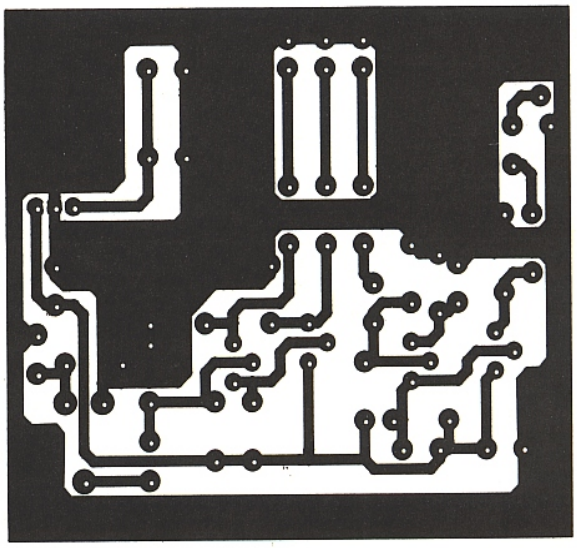


Figure 5

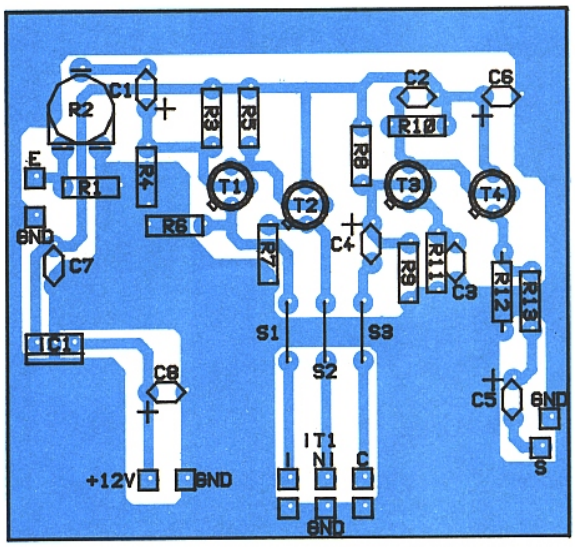


Figure 6

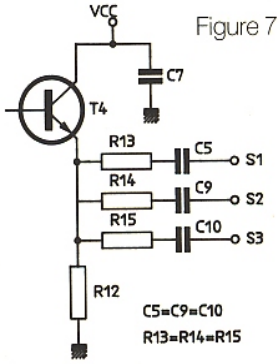


Figure 7

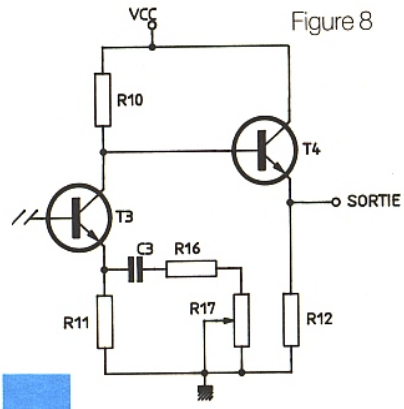
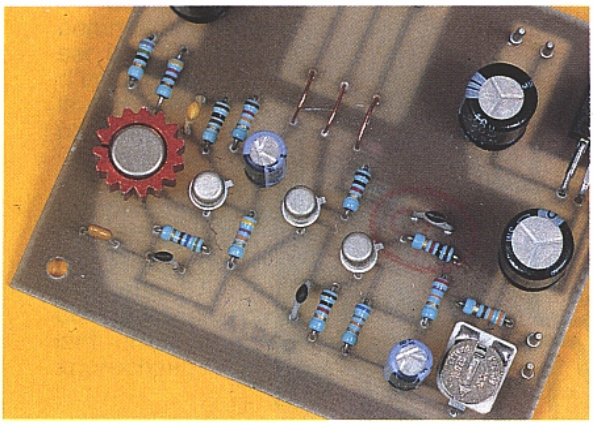


Figure 8

CONCLUSION

La simplicité et le faible coût (≃150 F) de ce montage le destine à prendre place dans diverses applications même s'il n'est pas doté de quelques perfectionnements comme la restitution de la composante continue et la régérération des tops de synchro, utiles pour certaines duplications notamment. Nous aurons l'occasion de revenir sur ce sujet très intéressant et très prisé.

P. Bajcik



Nomenclature

Résistances 5 % 1/4 W

R_1 : 330 Ω
R_2 : 100 Ω Aj. horizontal cermet
R_3 : 68 kΩ
R_4 : 27 kΩ
R_5 : 1 kΩ
R_6 : 1 kΩ
R_7 : 1 kΩ
R_8 : 47 kΩ
R_9 : 12 kΩ
R_{10} : 560 Ω
R_{11} : 100 Ω
R_{12} : 470 Ω
R_{13} : 75 Ω
R_{16} : 47 Ω
R_{17} : potentiomètre piste cermet de 1 kA

Condensateurs céramique pas de 5,08

C_2 : 18 pF
C_3 : 390 pF
C_7 : 47 nF

Condensateurs électrochimiques 16 V verticaux

C_1 : 100 µF
C_2 : 100 µF
C_5 : 220 µF
C_6 : 220 µF
C_8 : 220 µF

Transistors

T_1 : 2 N 2369
T_2 : 2 N 2369
T_3 : 2 N 2369
T_4 : 2 N 2219

Circuit intégré

IC_1 : 7808

Diode

D_1 : 1 N 4001

Divers

Picots pour circuits imprimés
I_1 : Inverseur
1 radiateur pour 2 N 2219

DISTRIBUTEUR PIÈCES DETACHÉES GRANDES MARQUES
AUREX ITT JVC
Panasonic PIONEER Sansui
SHARP SILVER SONY
Technics marantz TOSHIBA

OSCILLOSCOPES

METRIX OX 710 C
Ecran diagonale 13 cm 2 x 15 MHz. Sensibilité 5 mV/Div. Testeur de composants. Base de temps : 0,5 µs à 0,2 s. Déclenchement : interne, externe. TV déclenchée. Avec 2 sondes 3190F

HAMEG (Garantie 2 ans)
HM 203/6. Double trace 20 MHz. 2 mV à 20 V. BF. Testeur compos. incorp. avec 2 sondes combinées HZ 36 ..... N.C.
HM 204/2. Double trace 20 MHz, 2 mV à 20 V/cm. Montée 17,5 ns. Retard balayage de 100 ns à 1 s. Avec 2 sondes combinées. Tube rect. 8 x 10 . 5490F
HM 205-2. 2 x 20 MHz. Appareil à mémoire .. 6580F
HM 605. 2 x 60 MHz. 1 nV/cm avec expansion Y x 5. Ligne de retard. Post-accél. 14 kV. Avec sondes combinées. 7449F
HM 208. A mémoire numérique. 2 x 20 MHz sens max. 1 mV. Fonction XY. 19500F
Avec 2 sondes combinées 1700F
HM 8027. Distorsiomètre de fonction 0,1 Hz à 1 MHz 1940F
HM 8030-2. Générateur de fréquence avec affichage digital de la fréquence 20 Hz à 20 MHz. 1940F
HM 8032. Générateur sinusoïdal Affichage de la fréquence 3050F
HM 8035. Générateur d'impulsions 2 Hz à 30 MHz 1740F
HM 8037. Générateur sinusoïdal à très faible distorsion. 5 Hz à 50 kHz 210F
HM 8050. Module d'étude vide avec connecteur
Autres modèles sur commande.

NOUVEAUTE
HM 604. Double trace 60 MHz 1 mV/cm avec expansion y x 5. Ligne de retard. Post accél. 14 kV. Avec sondes combinées 7500F
BANC DE MESURE MODULAIRE
HM 8001. Appareil de base avec alimentation 1570F
permettant l'emploi de 2 modules 2150F
HM 8018. Pont LC
HM 8011-3. Gamme 10 A. Bip sonore. Multimètre numérique 4 1/2 digits. (± 19999). Tension et courant alternatifs : valeurs efficaces vraies 2390F
HM 8021-2. Fréquencemètre 10 Hz à 1 GHz digital 2470F

MULTIMETRES

FLUKE
FL - 73 0,7 % ..... N.C.
FL - 75 0,5 % ..... N.C.
FL - 77 0,3 % ..... N.C.
8020 B 2000 pts ..... N.C.
8024 B 2000 pts ..... N.C.
8060 A 2000 pts 0,04 %. Valeur efficace vraie ..... N.C.
8062 A 2000 pts 0,05 % Valeur efficace vraie I.V.A.C . N.C.

BECKMAN DM 25 L
29 gammes. Calibre 10 A AC/DC. Bip sonore. Mesure du gain des transistors. Mesure des capacités en 5 gammes. Test logique.
689F TTC Port en sus

CIBOT c'est le ser

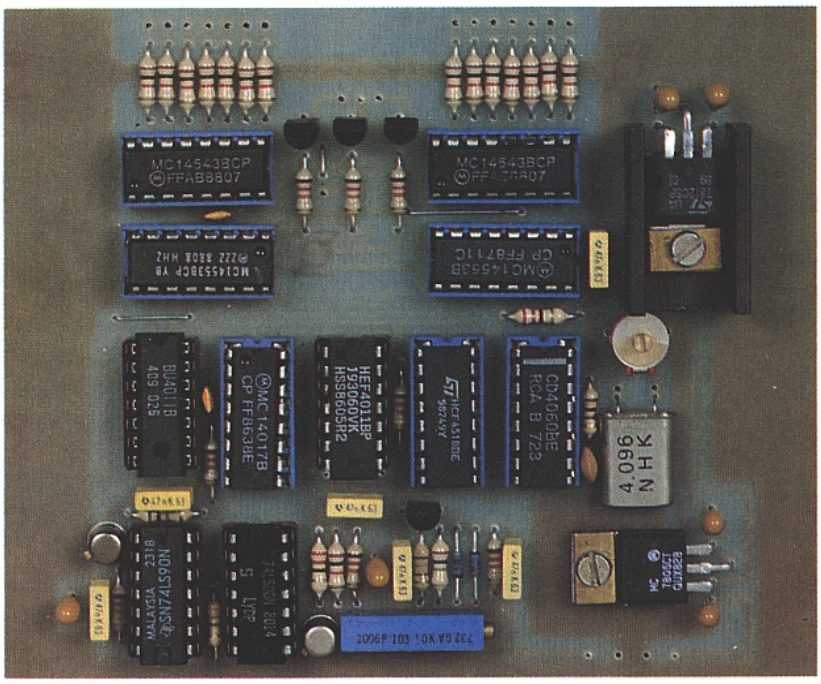
Beckman

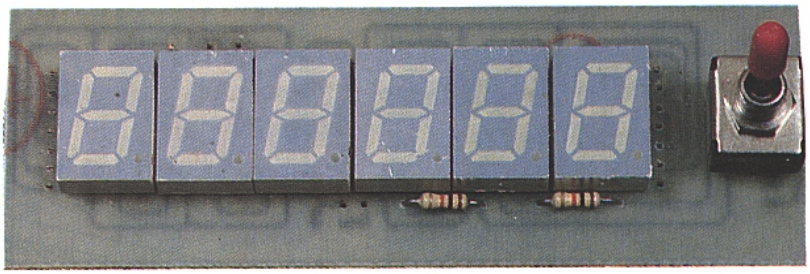
GARANTIE 2 ANS

OSCILLOSCOPE 9020
2 x 20 MHz, sensibilité de 5 mV (poss. de 1 mV). à 5 V/cm, base de temps de 0,1 µS à 0,2 S/cm, recherche de la trace, testeur de composants, RETARD DU BALAYAGE, fonction XY, modulation d'intensité (Z).
3750F TTC avec 2 sondes X 1/X 10

CM 20
8 gammes de mesure. De 0,1 pF à 20000 µF. Résolution de 1 pF. Précision 0,5 %.
799F TTC
Port en sus

Etude et réalisation d'un fréquencemètre





Eu égard aux progrès réalisés depuis quelques années dans le domaine des circuits intégrés spécialisés, type LSI, il devient possible de construire un fréquencemètre en peu de temps. Cependant, le coût prohibitif et la fragilité de ce type de C.I. restreignent parfois leur utilisation.
Mieux vaut alors revenir à une structure classique en utilisant un ensemble de circuits plus communs mais tout aussi efficaces. Le prix de l'ensemble s'aligne alors sur le coût d'appareils plus compacts tout en étant aussi performants.
Cela a encore un autre mérite : celui de parfaitement comprendre ce que l'on fait.

Hormis la méthode analogique consistant à réaliser une conversion fréquence-tension, la procédure habituelle utilise le comptage. Le synoptique de la **figure 1** reproduit l'architecture d'un fréquencemètre numérique. La première étape consiste à mettre en forme le signal à mesurer puis à l'appliquer sur une porte com-

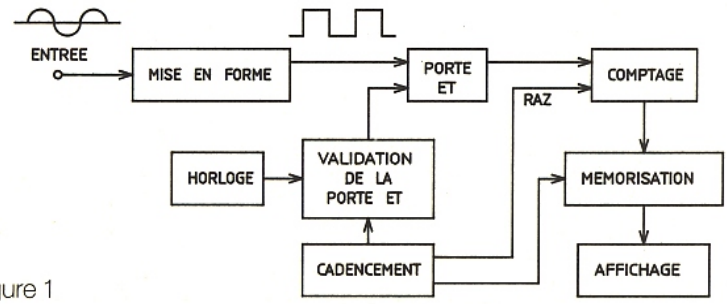


Figure 1

mandée :

- Si celle-ci reste "ouverte" pendant 1 seconde, l'affichage donné correspondra à un nombre d'impulsions par seconde, soit à une fréquence (Hz).
- Si elle reste "ouverte" pendant 10 secondes, l'appareil devra afficher une virgule, etc.

Les signaux sortant de la porte seront appliqués sur un système de comptage (ensemble de décades) suivi d'un système de mémorisation (souvent interne avec les décades) puis d'un système décodage/affichage.

LA MISE EN FORME :

Nous nous référons au schéma présenté en **figure 2**. Un amplificateur de tension à haute impédance d'entrée, à transistor à effet de champ BF 245 (Q4), ne prélève que peu d'énergie au circuit à mesurer.

C_1-R_{23} en série débitent sur D_1 et D_2 montées tête-bêche, ce qui limite l'amplitude à 0,7 V sur la grille de Q_4 et protège le montage à ± 75 V ; puis un transistor bipolaire NPN (Q_5 adapte le niveau pour attaquer une porte TTL. Dans IC_{12}, seules trois des quatre porte sont sollicitées : deux montées en série pour bâtir le circuit écrêteur de mise en forme des signaux à mesurer, et la troisième, visualisant le réglage de P_1, sert par ailleurs de témoin de tension d'entrée, montée en façade.

Faisant suite à IC_{12}, nous trouvons un diviseur par 10 du type SN 7490 (IC_{13}), attaquant l'interface TTL-CMOS (Q_6). Pourquoi utiliser des TTL ? Tout simplement parce que les circuits intégrés CMOS sont affectés d'une certaine lenteur, et donc inaptes à fonctionner à de grandes vitesses.

Les fréquences de fonctionnement maximales garanties par les constructeurs pour les TTL atteignent 35 MHz. Cependant, entre ces valeurs typiques et les faits, ils daignent fonctionner couramment jusqu'à 50 MHz, voire un peu au-delà en triant les intégrés.

LA BASE DE TEMPS :

Le cœur de notre horloge est un quartz de taille standard de 4096 kHz animant un CD 4060. Le CD 4060 (IC_6) est un compteur à 14 bits complété d'un oscillateur. La fréquence du quartz inséré entre les broches 10 et 11, est ajustable par le condensateur Caj, symétrique de C_5. Il peut s'avérer utile, quand un quartz rechigne à osciller, de lui adjoindre en parallèle, une capacité de faible valeur (entre 2,2 et 4,7 pF), ce qui explique la présence des deux pastilles non

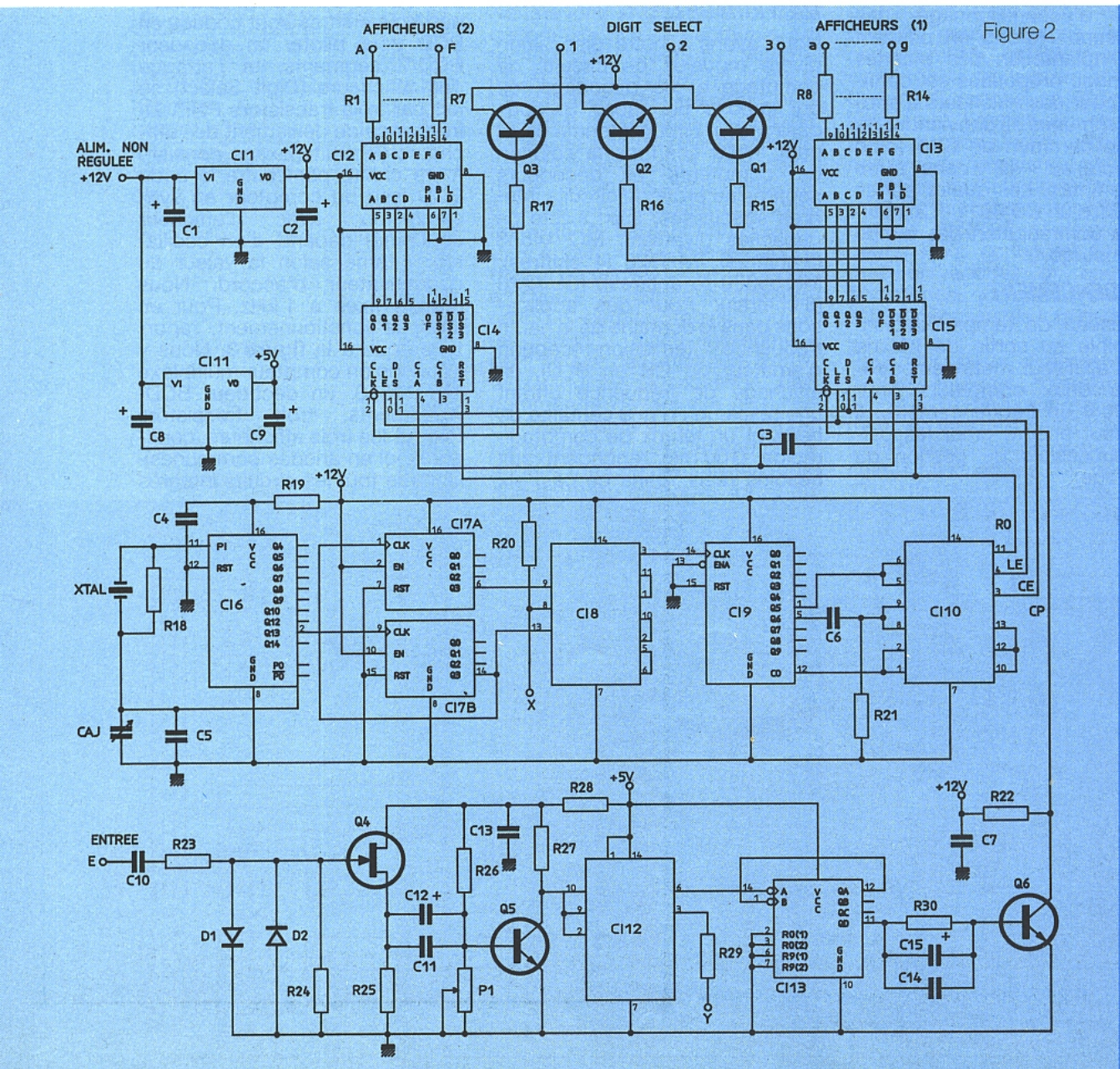


Figure 2

employées sur le circuit principal. Nous nous bornerons à diviser la fréquence par 8192, extrayant de la broche 2 du 500 Hz que nous rediviserons à nouveaux deux fois par 10 à l'aide d'un double compteur à décade CD 4518 (IC_7), pour aboutir à 50 Hz (période de 20 ms) et 5 Hz (période de 200 ms). Disposant maintenant de ces deux créneaux de temps, il nous reste qu'à les commuter. Nous pouvions utiliser un inverseur, mais nous avons préféré confier cette tache à un circuit intégré, la sélection se contentant d'un seul fil à potentiel continu (niveau logique haut, maintenu par la résistance R_{20}), que nous forcerons au niveau bas (mise à la masse) par l'inverseur SW_1 situé sur la façade, qui par la même occasion, alimente l'un ou l'autre des points décimaux des deux derniers afficheurs. Les quatre portes NON-ET d'un CD 4011 (IC_8) réalisent la commutation des temps d'échantillonnage des compteurs. Notons en passant que l'implantation des platines d'affichage proposées est configurée pour des afficheurs à anodes communes ; il conviendra de relier le commun de SW_1 (côté afficheurs) au + 12 V dans l'autre cas de figure. Les quatre portes NON-ET d'un CD 4011 (IC_8) réalisent la commutation des temps de comptage.

LE CADENCEMENT

Le créneau de temps étalonné disponible en sortie de IC_8 ne saurait à lui seul, mettre en batterie les deux compteurs pour constituer un fréquencemètre. Il nous faut encore créer les palliers successifs de gestion du comptage.

Ceci est accompli par un compteur décimal CD 4017 (IC_9) associé aux quatre portes NON-ET d'un CD 4011 (IC_{10}). Le CD 4017, compteur de Johnson, présente une sortie à niveau constant pendant cinq cycles de comptage, chose fort pratique pour autoriser le comptage de IC_5 et IC_6, puisque cinq fois 200 ms font 1 s, et cinq fois 20 ms donnent 100 ms. Il nous suffit donc d'inverser par une porte NON-ET le niveau de la broche 12 de IC_9 avant de l'appliquer à CE. Même manipulation sur la broche 1 pour obtenir la commande de transfert (LE). Pour la remise à zéro (MR), nous câblons un monostable excité par la broche 5 de IC_9 (Q_5), puis nous le faisons suivre d'un inverseur pour l'amener au niveau requis. Nous pouvons utiliser également pour IC_{10} un CD 4093 (quadruple porte NON-ET trigger de Schmitt).

LE COMPTAGE ET L'AFFICHAGE :

Nous avons à notre disposition divers modèles de circuits de comptage et de décodage, ce qui impose un choix. Si nous désirons un circuit imprimé compact, nous écartons la solution de compteurs et décodeurs séparés au profit de circuits intégrés spécialisés. Il en existe de capacités diverses : MC 14553 (3 chiffres), 74C928 (4 chiffres), MK 50398 (6 chiffres), ICL 7226 (8 chiffres). Pour des applications dans le domaine de la haute fréquence (émission-réception d'amateur ou CB en BLU), un affichage de fréquence offrant une résolution d'une centaine de hertz et un temps de comptage rapide (100 ms) répondent aux besoins réels. Dans ce cas, six chiffres nous suffisent. Si nous désirons une précision supérieure, une astuce nous permet d'obtenir une résolution à +/ − 10 Hz : il suffit d'augmenter le temps d'échantillonnage, en le multipliant précisément par 10, ce qui donne un affichage toutes les secondes. Exite le MK 50398 et le ICL 7226, leur prix seul constituant une dissuasion efficace. Nous avons opté pour une paire de MC 14553 qui, pour une somme modique, sont prêts à nous satisfaire.

Le MC 14553 :

C'est un compteur multiplexé à trois décades, comprenant cinq niveaux de commande : l'entrée (CP : Clock Pulse), la validation de l'entrée (CE : Chip Enable), le transfert en mémoire (LE : Latch Enable), une sortie pour la mise en cascade de plusieurs compteurs (CO : Carry Output), et la remise à séro (MR : Main Reset). Les sorties pour la visualisation des trois chiffres sont codées en BCD pour piloter un décodeur BCD/7 segments, et l'attaque des afficheurs (Digit Select) se fait par trois transistors PNP. La fréquence de défilement des afficheurs (le multiplexage consiste à lire chiffre par chiffre le code BCD issu du compteur en synchronisme avec l'afficheur concerné) dépend d'un oscillateur interne selon la valeur du condensateur d'accord. Nous l'avons fixée à 1 kHz. Pour en saisir le fonctionnement, reportons-nous à la **figure 3**. Nous y trouvons un compteur multiplexé MC 14553, un décodeur BCD/7 segments, trois transistors PNP et les trois afficheurs (configurés ici en anodes communes). Comme tout les circuits intégrés

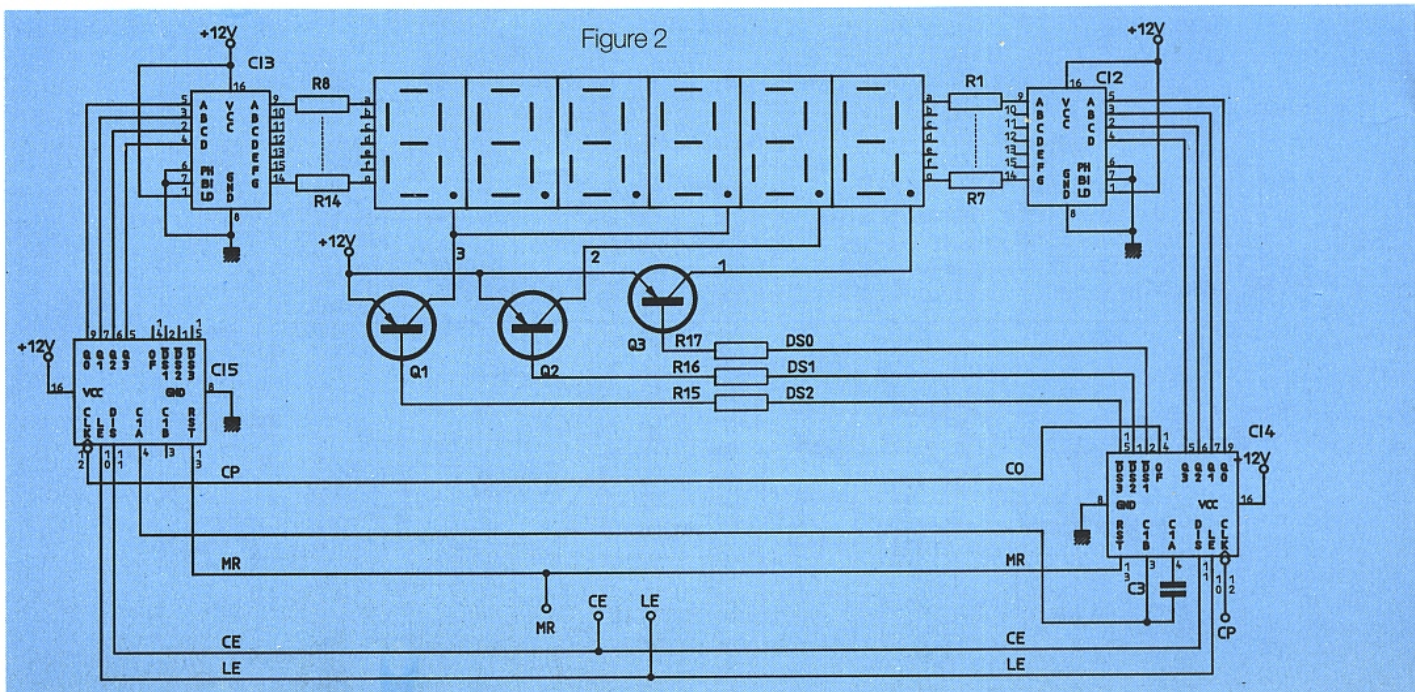


Figure 2

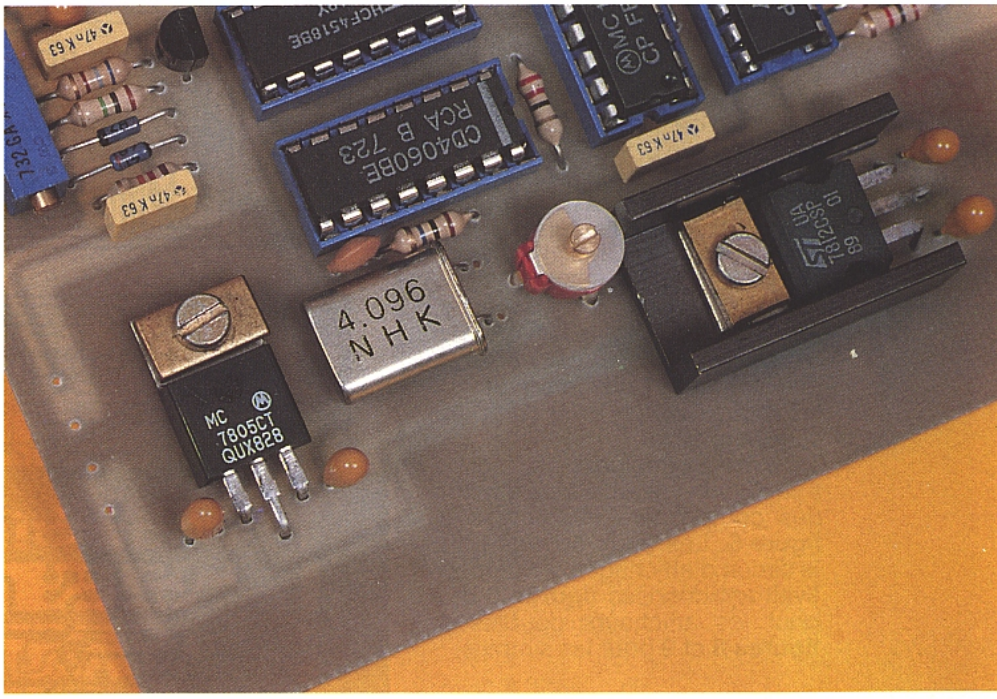
CMOS, ses performances en vitesse de comptage dépendent de la tension d'alimentation, aussi le ferons-nous travailler sous 12 V. Pour pouvoir compter, le MC 14553 pose ses conditions :

- MR (remise à zéro) au niveau bas,
- CE (validation du comptage) au niveau bas,
- LE (transfert en mémoire) au niveau bas.

Nous constatons que ces trois commandes, selon le niveau logique qui leur est imposé, permettront l'accomplissement ou le blocage des fonctions. Cela nous permet de définir les trois phases du processus dont nous avons besoin pour notre fréquencemètre : une période de comptage de 1 s, une impulsion de transfert en mémoire, et une autre pour la remise à zéro des compteurs. Nous en tirons la table de vérité suivante :

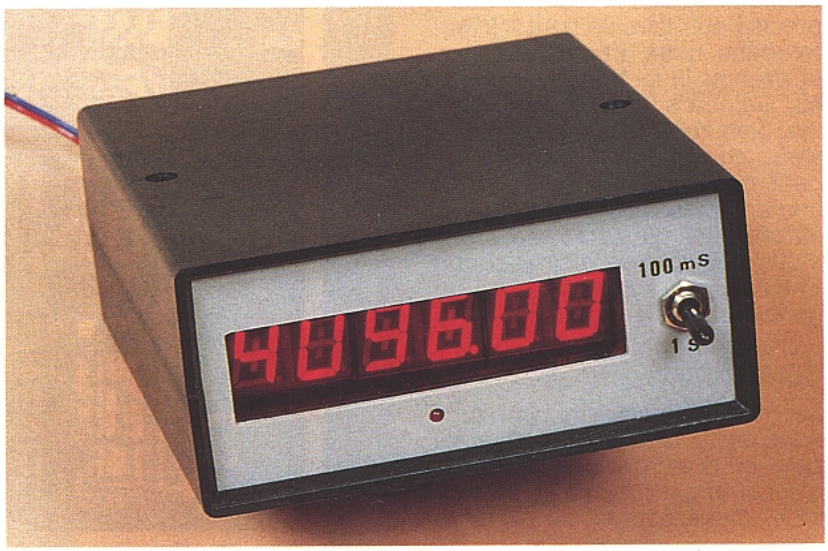
Cycle	MR	CE	LE
Comptage	0	0	1
Transfert	0	1	0
Remise à zéro	1	1	1
Comptage	0	0	1

etc...



Nous avons le choix parmi trois décodeurs BCD/7 segments en technologie CMOS : CA 3161 (RCA), MC 14511 et MC 14543. Le premier, destiné aux afficheurs à anodes communes, ne nécessite pas de résistances de limitation de courant pour charger les segments, mais il s'exclut à cause de sa tension d'alimentation (5 V). Le second convient tout à fait, il est très répandu, mais il ne convient que pour des afficheurs à cathodes communes. Le dernier, moins connu, est l'idéal ; conçu initialement pour activer des afficheurs à cristaux liquides, il possède une commande de polarité (PH), ce qui lui confère une aptitude remarquable : les afficheurs à anodes (broche 6 au niveau logique haut) ou cathodes (br. 6 au niveau bas) communes sont également bienvenus ! Sa polyvalence le fait retenir pour notre application. Pour aligner nos six chiffres, nous montons en cascade deux MC 14553, le second synchronisé par le premier (la fréquence du premier oscillateur est injectée à l'entrée du second), nous pouvons ainsi réduire le nombre de transistros de commutation d'afficheurs à trois, qui excitent successivement les paires 1-4, 2-5, 3-6, et deux décodeurs. Pour configurer le montage en anodes ou cathodes communes, quelques opérations seront nécessaires lors du câblage.

Pour finir, deux alimentations à circuits intégrés monolithiques (IC_1 et IC_{11}), délivrent respectivement les tensions de 12 V nécessaires au fonctionnement des circuits CMOS, et les 5 V pour les TTL. Ils sont découplés tous deux par des condensateurs tantale goutte de 1 à 2,2 microfarads.



RÉALISATION PRATIQUE :

Le premier circuit imprimé à garnir est celui de la façade, supportant les afficheurs, l'inverseur de gammes de mesure (temps de comptage de 0,1 s ou 1 s).
Sur le second circuit, nous mettrons en place tout d'abord les deux circuits régulateurs IC_1, IC_{11} et les condensateurs de découplage au tantale. Après avoir vérifié les tensions d'alimentation, nous insérerons le reste des composants sans oublier le strap d'inversion de polarité alimentant les transistors Q_1 à Q_3 (strap 1), **si nécessaire.**
La platine principale est fournie à la **figure 4** avec l'implantation des composants afférante à la **figure 5**. Les deux options pour le circuit d'affichage sont respectivement données **figures 6** et **7** pour les afficheurs doubles et **figures 8** et **9** pour les simples.

Réglages

Appliquons la tension d'alimentation, puis réglons P_1 juste sous la limite d'allumage de la diode LED en façade. Dans ces conditions, nous voyons une série de zéros sur les afficheurs, et la diode LED éteinte. Débranchons l'alimentation, puis relions la broche 9 de IC_6 (oscillateur) et l'entrée du fréquencemètre (C_{10}). Au retour de l'alimentation, la LED s'illumine, puis, quelques fractions de seconde plus tard, la fréquence du quartz de la base de temps s'affiche, à plus ou moins 100 Hz ou 10 Hz selon la position de l'inverseur SW1. Dans le cas où vous disposeriez d'un générateur de signaux, la manipulation n'en sera que simplifiée.
A présent, il ne reste qu'à réaliser l'étalonnage. Pour parvenir à nos fins, nous devrons trouver un signal de référence, de fréquence connue, stable, aussi précise que faire se peut, l'injecter dans notre fréquencemètre, et calibrer la lecture en agissant sur Caj. La solution la plus simple, bien que manquant de précision, consiste à construire un petit oscillateur à quartz, et se contenter du résultat, quoiqu'insatisfaisant. D'autres solutions s'offrent à nous : s'aligner sur un transceiver décamétrique, ou un générateur bien étalonné.

CONCLUSION :

Le fréquencemètre ne comprenant pas d'alimentation interne, celui-ci doté d'un jack pourra s'accommoder d'un bloc secteur 12 V, d'une batterie ou de toute

Figure 4

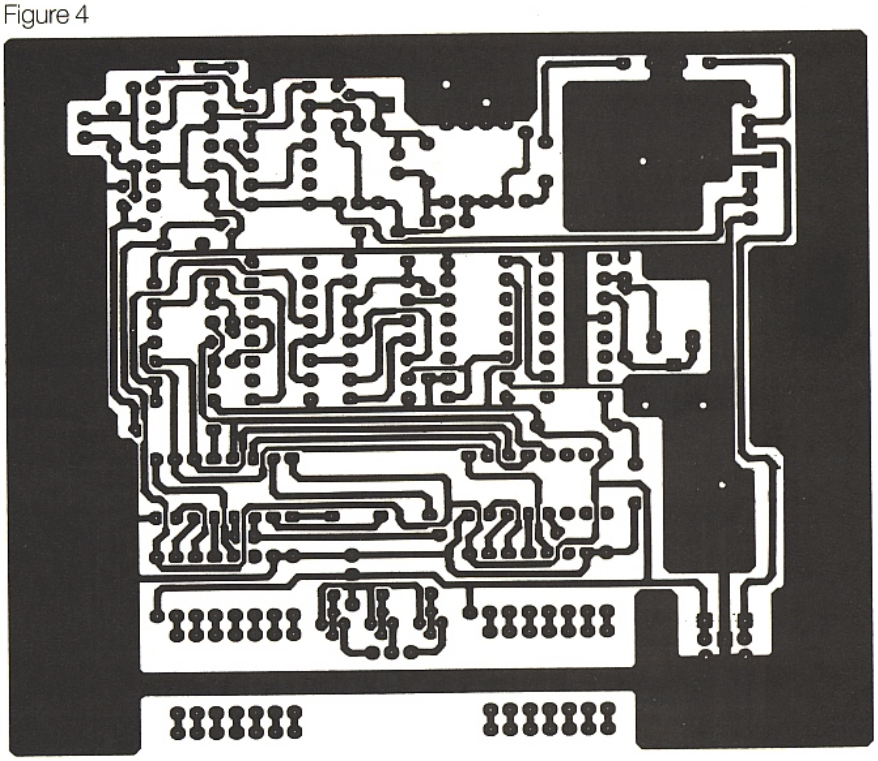
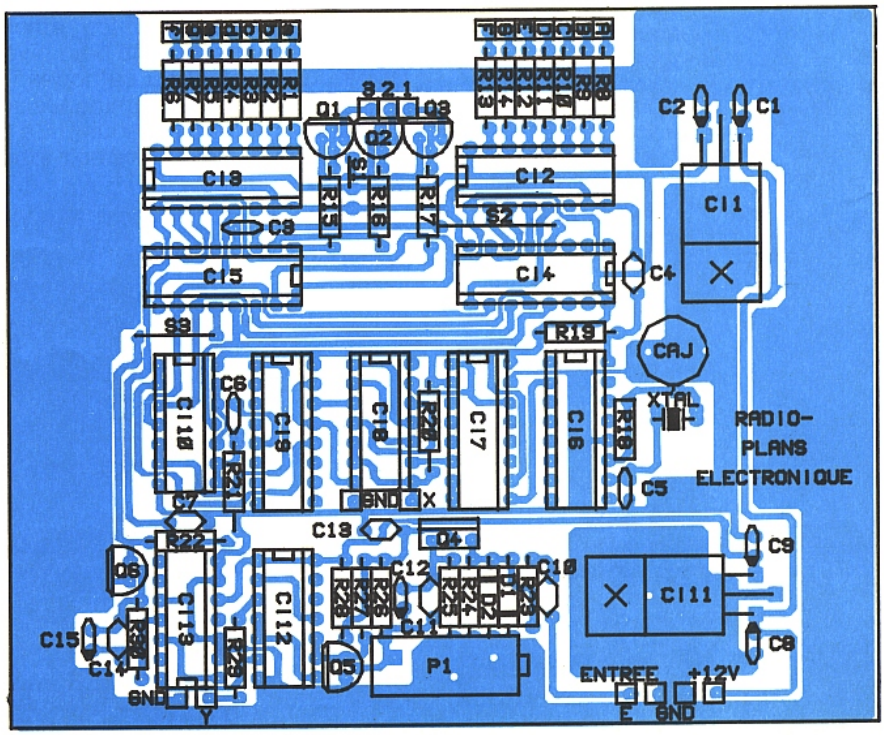


Figure 5



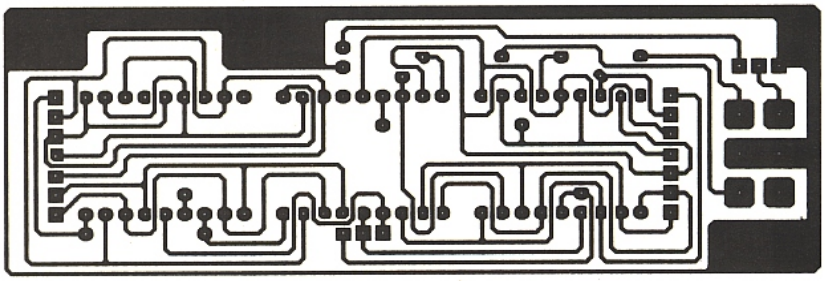


Figure 6

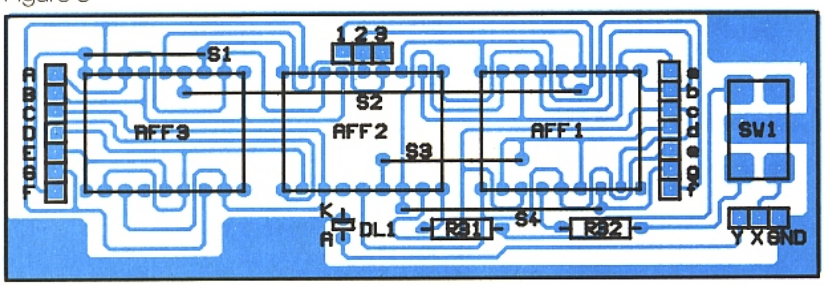


Figure 7

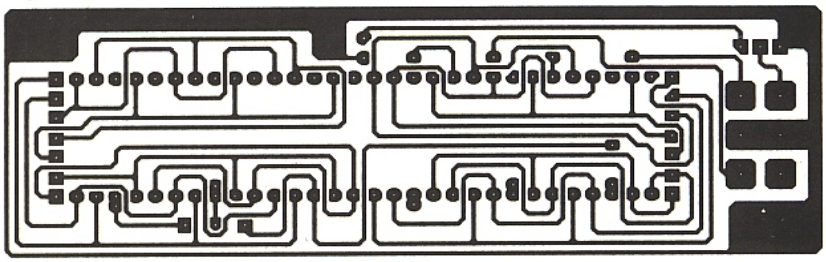


Figure 8

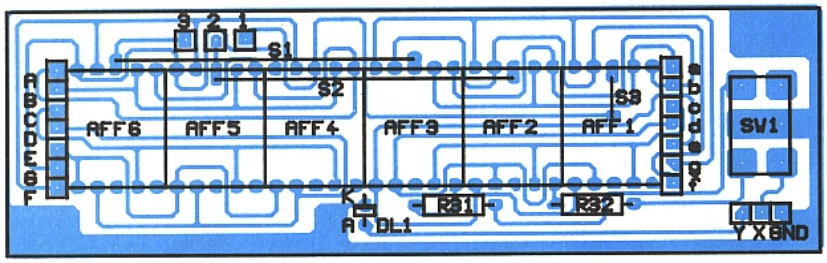


Figure 9

autre alimentation extérieure fournissant au moins 150 mA.
Cet appareil de mesure offre un rapport qualité-prix intéressant, pour une mesure jusqu'à 35 MHz présentant l'avantage d'être compact, facile à mettre au point et surtout doté de composants courants. Le prix de revient ne dépasse pas les 350 Francs, le rendant largement compétitif vis à vis de modèles équivalents.

B. Bencic

Nomenclature

Résistances 1/4 W, 5 % :

R_1 à R_{14} : 1 kΩ
R_{15} à R_{17} : 12 kΩ
R_{18} : 10 MΩ
R_{19} : 22 Ω
R_{20}, R_{21} : 12 kΩ
R_{22} : 1 kΩ
R_{23} : 120 kΩ
R_{24} : 1 MΩ
R_{25} : 680 Ω
R_{26} : 12 kΩ
R_{27} : 1 kΩ
R_{28} : 22 Ω
R_{29} : 390 Ω
R_{30} : 12 kΩ
R_{31}, R_{32} : 1 kΩ

Condensateurs

C_1, C_2 : 1 à 2,2 µF/35 V tantale goutte
C_3 : 1 nF céramique
C_4 : 47 nF
C_5 : 22 pF céramique
C_6 : 1 nF céramique
C_7 : 47 nF
C_8, C_9 : 1 à 2,2 µF/35 V tantale goutte
C_{10} : 47 nF
C_{11} : 1 à 2,2µF/35 V tantale
C_{12} à C_{14} : 47 nF
C_{15} : 1 à 2,2 µF/35 V tantale
C_{aj} : 40 pF ajustable

Circuits intégrés

IC_1 : MC 7812 P
IC_2, IC_3 : MC 14543
IC_4, IC_5 : MC 14553
IC_4 : 74 LS 04
IC_6 : CD 4060
IC_7 : MC 14518
IC_8, IC_{10} : CD 4011
IC_9 : CD 4017
IC_{11} : MC 7805
IC_{12} : SN 7400
IC_{13} : SN 7490

Semi-conducteurs

D_1, D_2 : 1N41148
Q_1, Q_2, Q_3 : BC 181, 2N2907 ou équivalent PNP
Q_4 : BF 245
Q_5, Q_6 : 2N2222, BC 107 ou équivalent NPN

Divers

1 Quartz (XTAL) de 4096 kHz
3 afficheurs doubles HDSP 5723 ou équivalents, ou 6 afficheurs simples HD 1141, D350 PAG, ou équivalents.
1 diode led rouge de 3 mm.
7 supports de CI à 16 broches.
4 supports de CI à 14 broches.
1 jack d'alimentation.
1 embase coaxiale CINCH (RCA).
1 boîtier plastique.
1 double inverseur à levier.

Méthode de fabrication des C.I. présensibilisés

Quel que soit le domaine d'activités, les compétences exigées pour obtenir la qualité "zéro défaut" restent les mêmes : haute technicité, rigueur, propreté, etc. La liste complète pourrait prendre une page. La méthode de fabrication des circuits imprimés photosensibles répond aux mêmes règles et se rapproche de très très près de l'objectif zéro défaut.

PROCESSUS DE FABRICATION

On ne dénombre pas moins de dix- sept opérations lors de l'élaboration d'une plaque photosensible.
La précision, l'adhérence sur le cuivre, la longétivité, dépendront essentiellement du soin apporté à la préparation de la résine et à l'état du support.

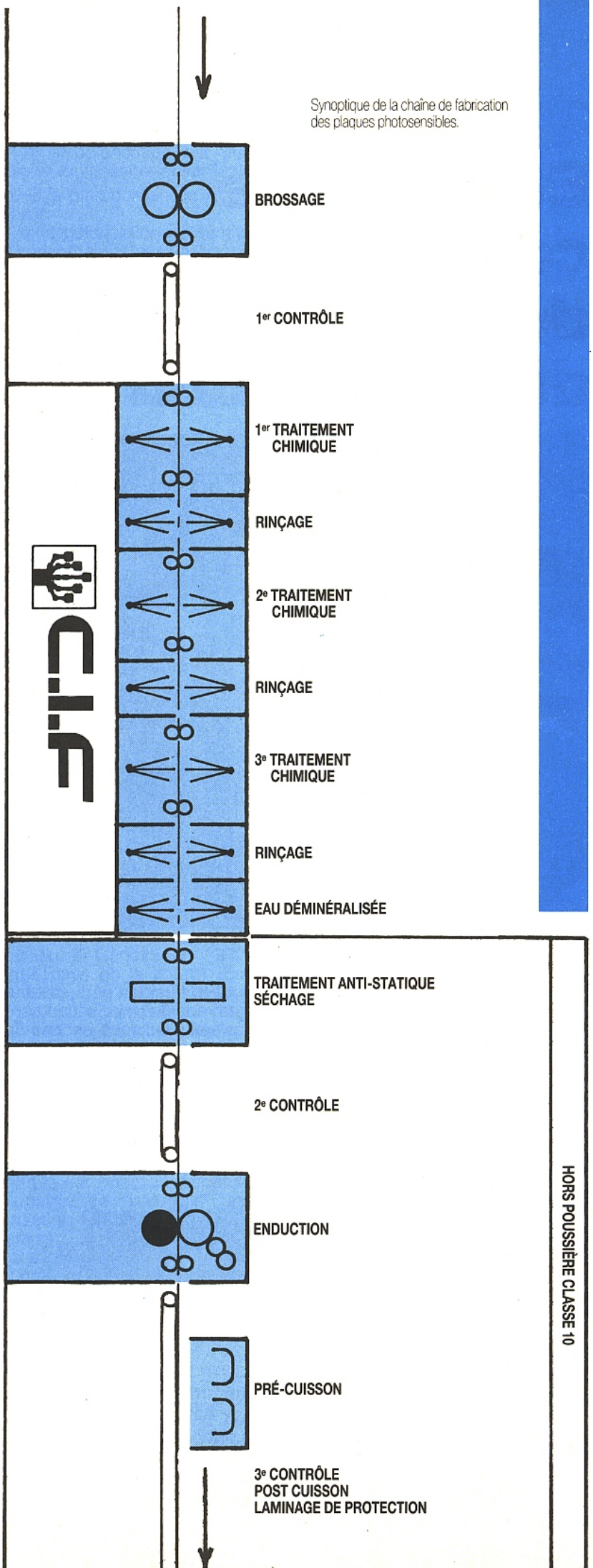
Le stratifié en fibre de verre comporte huit couches de tissus de verre sur lequel on presse sous vide un laminé de cuivre pur.
Le substrat obtenu passe ensuite dans une brosseuse à déplacement rotatif et alternatif.

Après un premier rinçage, un premier contrôle visuel permet d'accepter ou non la qualité de la matière première (déterminée essentiellement par l'absence de défaut dans le cuivre).
Le stratifié entre alors dans une chaîne de traitements chimiques comportant sept phases.
Une première opération consiste en une désoxydation acide suivie d'un rinçage. Viennent ensuite un traitement de neutralisation et un deuxième rinçage. Enfin le dernier traitement chimique, la passivation est suivie de deux rinçages, le dernier se faisant à l'eau déminéralisée.

L'ensemble de ces opérations assure l'état de surface parfait requis pour l'accroche de la résine et garantit une bonne conservation.

A partir de là, toutes les plaques cuivrées vont passer par un sas pour l'enduction. En effet, le procédé d'enduction impose un travail en salle blanche de classe 10 (c.a.d. moins de dix particules au m^3).

Les plaques subissent tout d'abord un traitement anti-statique et un séchage à l'air chaud.
Intervient à ce moment le deuxième contrôle visuel qui permet d'éliminer les plaques éventuellement tâchées.



Synoptique de la chaîne de fabrication des plaques photosensibles.

Toute la première partie prépare l'enduction de la résine photo. Cette résine formulée et préparée par C.I.F. passe à travers un filtre qui élimine les particules supérieures à un micron. La machine enduit automatiquement la résine sur le cuivre en contrôlant en permanence la viscosité. Un pré-séchage met les plaques définitivement hors poussière et précède un troisième contrôle d'aspect.

On étuve ensuite la résine avant de procéder au laminage de la protection noire (anti-ultraviolet). Des prélèvements réguliers permettent de contrôler l'épaisseur de la résine "au dixième de micron" (µm).

Le pouvoir sensibilisateur du colorant a dicté la couleur violette de cette couche photosensible qui serait moins performante dans une autre couleur. La couche photo exposée aux rayons ultraviolets devient soluble et s'élimine avec le développeur alcalin C.I.F.

La dureté originale de cette couche protège le cuivre des gravures acides et de l'oxydation pendant les manipulations (découpe, perçage...).

L'utilisateur des circuits photosensibles C.I.F. travaille sur un matériau de grande qualité que beaucoup d'industriels exigent. Un certificat de conformité aux normes internationales peut être délivré avec chaque mètre carré.

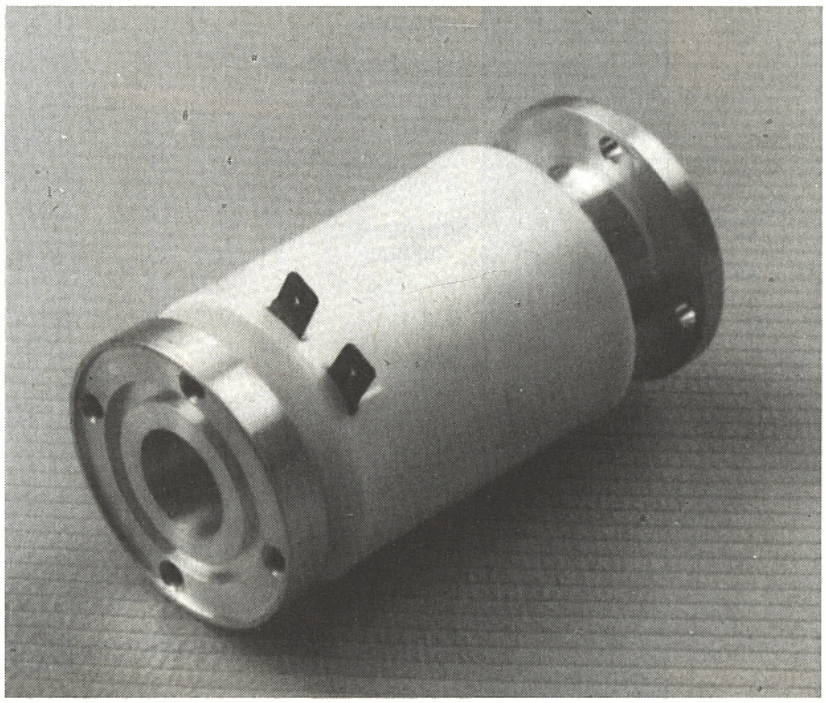
Caractéristiques techniques

Epaisseur de la résine photosensible : 2,5 microns ou différente en fonction des applications (de 1 à 20 microns) (µm).

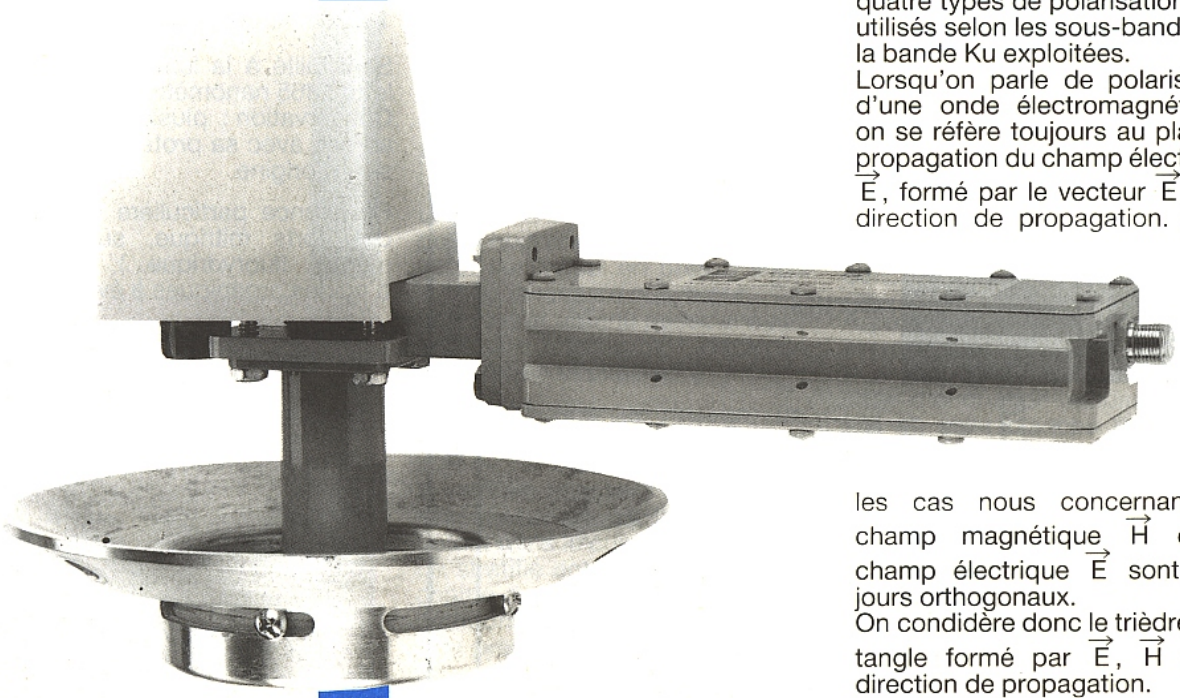
Sensibilité à la lumière ultraviolette : 365 nanomètres (nm).
Conservation : plusieurs années au sec avec sa protection adhésive d'origine.

Résistance particulière aux acides forts (nitrique, sulfurique, même fluorydrique...), emploi d'acides organiques à éviter.

Etude d'une commande de sélection de polarisation



A l'heure où il y a de plus en plus de satellites en service (ECS, TDF 1, ASTRA) il devient intéressant, voire même indispensable de disposer d'un sélectionneur de polarisation électrique appelé plus couramment Polarotor (Polarotor étant une marque déposée). L'objet de ces quelques lignes concerne principalement la partie étude de commande électronique du dispositif, laissant de côté la partie purement HF ; mais avant de rentrer dans le vif du sujet, commençons par une présentation succincte des divers modes de polarisation utilisés en réception.



En radiodiffusion par satellite quatre types de polarisation sont utilisés selon les sous-bandes de la bande Ku exploitées.
Lorsqu'on parle de polarisation d'une onde électromagnétique, on se réfère toujours au plan de propagation du champ électrique $\vec{E}$, formé par le vecteur $\vec{E}$ et la direction de propagation. Dans les cas nous concernant, le champ magnétique $\vec{H}$ et le champ électrique $\vec{E}$ sont toujours orthogonaux.
On condidère donc le trièdre rectangle formé par $\vec{E}$, $\vec{H}$ et la direction de propagation.

La **figure 1** (a, b, c, d) dévoile les quatre possibilités rencontrées.
En 1 a la polarisation est dite rectiligne (ou linéaire) et verticale puisque le plan contenant $\vec{E}$ est verticale.
En 1 b, la polarisation est rectiligne horizontale. Dans la bande DBS (RV SAT, TDF 1) on emploie la polarisation circulaire. Le triède tournant autour de l'axe formé par la direction de propagation soit à gauche, polarisation circulaire gauche ou levogyre, soit à droite et on parle de polarisation circulaire droite ou dextrogyre (1 c, d).
L'utilisation de ces diverses polarisations conjointement, à d'autres "astuces" pour éviter les "enchevêtrements" des spectres (**figure 2**), permet une occupation maximum de la bande de fréquence attribuée à la radiodiffusion par satellite.

LA BANDE Ku

La bande de fréquence destinée à la radiodiffusion par satellite est la bande des 12 GHz : elle se trouve divisée en trois sous-bandes réparties de la façon suivante :

- 10,5 à 11,7 GHz : Bande ESC (satellites INTELSAT, ESC, ASTRA)
polarisation verticale et horizontale.
- 10,7 à 12,5 GHz : Bande DBS (TDF 1, TVSAT) ; cette plage de fréquence est destinée à la radiodiffusion directe par satellite ; elle a été planifiée (c'est la seule) par une conférence internationale qui a eu lieu à Genève en 1977. Chaque pays de la zone 1 (Europe Afrique) s'est vu attribué 5 canaux. Les polarisations retenues lors de cette conférence sont les polarisations circulaires droite et gauche.
- 12,5 à 12,75 GHz : Bande Telecom 1 (A, B, C)
polarisation verticale et horizontale.

Un sélectionneur de polarisation électrique est donc un dispositif qui permet de "recueillir" une polarisation parmi les quatre possibles.
Regardons maintenant d'un peu plus près de quoi est constitué un "polarotor" et de quelle façon on le commande.

SYNOPTIQUE D'UN "POLARATOR"

La plupart des sélectionneurs de polarisation actuellement sur le marché fonctionne sur le même principe. Ils se composent d'un servo-moteur, d'un guide d'onde et d'une petite antenne "en forme

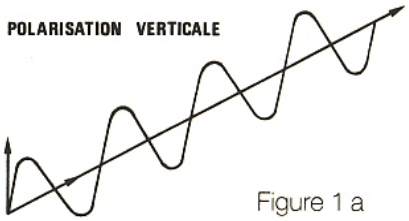


Figure 1 a

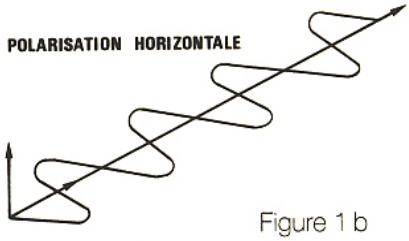


Figure 1 b

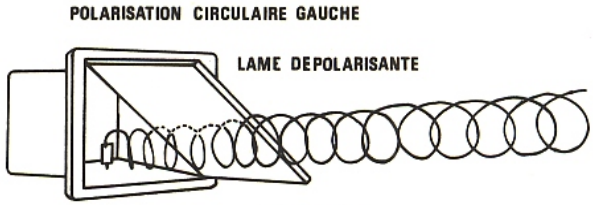


Figure 1 c

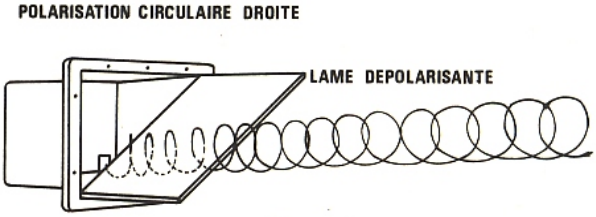


Figure 1 d

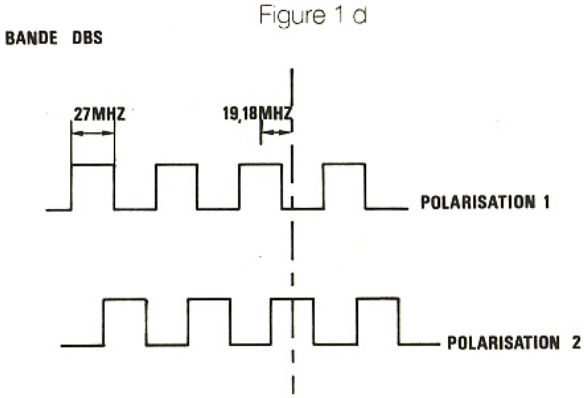


Figure 2

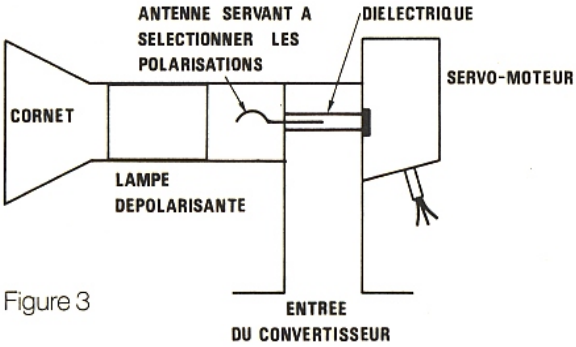


Figure 3

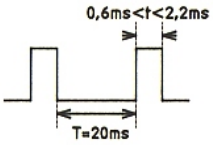


Figure 4 b

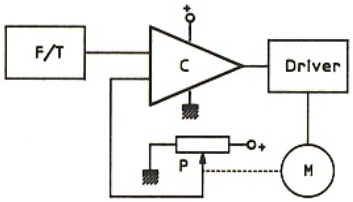


Figure 4 a

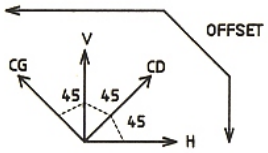


Figure 5

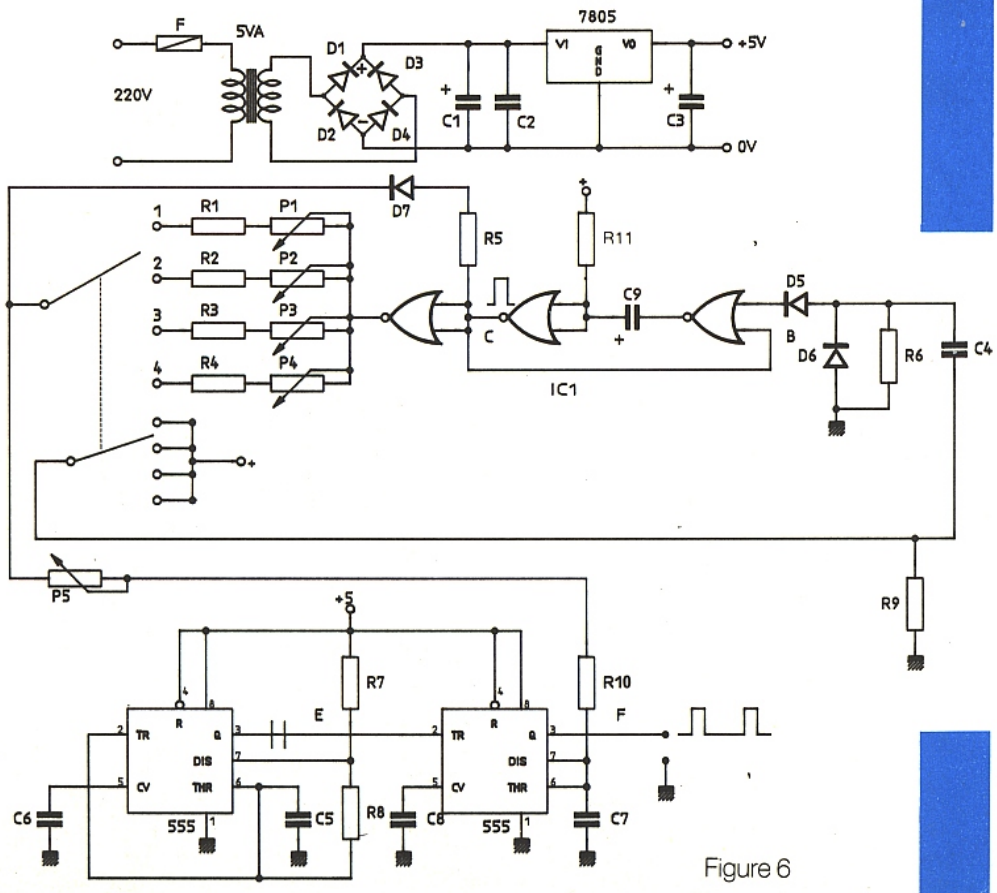


Figure 6

de manivelle" servant à prélever la polarisation désirée, comme le montre la **figure 3**.
Bien qu'il n'y ait pas véritablement de norme, les signaux de commande requis par ces moteurs sont quasiment identiques. Ce type de servo-moteur est bien connu des amateurs de modélisme, puisque c'était leur vocation première. Leur principe de fonctionnement est relativement simple (**figure 4 a**).
Il est constitué d'un convertisseur fréquence-tension, d'un comparateur et d'un petit moteur cc couplé à un potentiomètre, le tout alimenté sous 5 V.
Il suffit d'envoyer un signal carré de période fixe d'environ 20 ms, T, puis de faire varier le temps t entre 0.6 et 2.2 ms, pour obtenir une rotation de l'axe du moteur comprise entre 0 et 270°. Il s'agit là du système adopté universellement en radiocommande de modèles réduits (**figure 4 b**).

Pour ce qui est de notre application, les diverses polarisations existantes étant séparées entre elles par 45°, une plage de rotation de 135° devrait théoriquement suffire; mais en réalité cette plage de rotation doit être légèrement supérieure à 135° de façon à pouvoir compenser l'angle d'offset dû à la position géographique du lieu où l'on se trouve (**figure 5**).

Pour obtenir 45° entre 2 positions adjacentes, il faut une différence temporelle sur le créneau positif de 0,4 ms.
Tout irait pour le mieux dans le meilleur des mondes si ces moteurs n'avaient pas quelques défauts. L'un des principaux est un jeu mécanique important. Ce jeu est d'environ 2°, ce qui peut poser des problèmes dans notre application (diminution du gain, mauvaise séparation des polarisations...). Le dispositif de commande proposé permet de s'affranchir de ce problème en ramenant le moteur dans sa position initiale avant tout nouveau déplacement; de cette façon le jeu mécanique est toujours le même quelle que soit la position désirée.

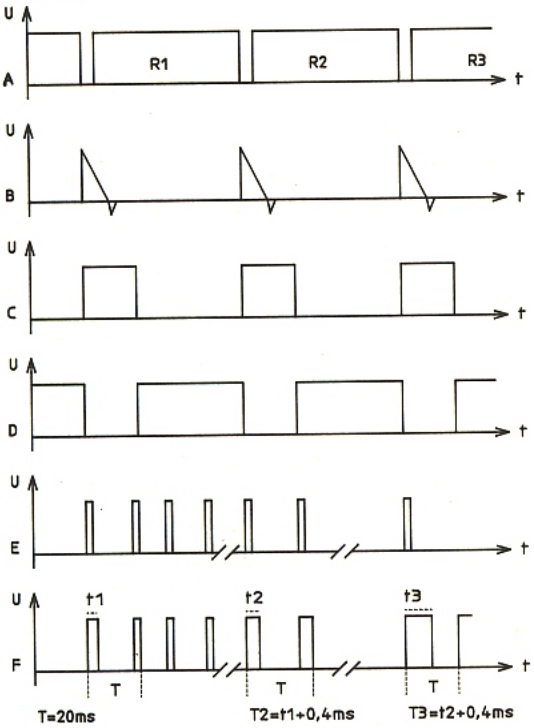
PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA COMMANDE

Nous nous référons au schéma fourni en **figure 6** et au chronogramme de la **figure 7**.
La base de temps du système est constituée de deux 555. Le premier est monté en multivibrateur astable et fournit un signal carré ayant une période fixe d'environ 20 ms. Celle-ci est déterminée par les valeurs de R_7, R_8, C_5 suivant la formule :
$T = 0,7\ (R_7 + 2\ R_8)\ C_5$
Le front descendant de ce signal injecté sur l'entrée d'un autre 555, monté cette fois-ci en monostable, déclenche un créneau positif dont la durée dépend de la valeur de la résistance sélectionnée par le commutateur :
$T = 1,1\ \Sigma\ R\ C_7$

Chaque manipulation de ce commutateur provoque une impulsion sur le différenciateur constitué par C_4, R_6, D_5. Le signal différencié déclenche un second monostable constitué cette fois-ci de deux portes NOR. La durée de cette impulsion est donnée par la formule classique :
$\tau = 0,7\ R_{11}\ C_9$
Dans notre cas, cette durée est de l'ordre d'une seconde. Le signal de sortie de ce monostable est appliqué sur une porte NOR dont les deux entrées sont reliées entre elles. Cette porte NOR se comporte donc comme un inverseur.
Chaque fois qu'il y a manipulation du commutateur, le second monostable inhibe par l'intermédiaire de cette porte NOR l'action de ce même commutateur pendant environ une seconde. C'est le temps nécessaire au moteur pour regagner sa position initiale.
Pendant toute la durée du créneau positif issu du monostable, c'est la résistance R_5 qui par l'intermédiaire de la diode D_7, détermine le temps $t \approx 0.6$ ms (temps qui définit la position initiale du système).
Les potentiomètres P_1, P_2, P_3 et P_4 servent à définir la valeur du temps t, de façon à obtenir une position angulaire correcte entre chaque polarisation (soit 45°). Le potentiomètre P_5 monté série avec P_1, P_2, P_3 ou P_4, suivant la position du commutateur, sert quant à lui, à régler l'offset du système en modifiant lui aussi, mais de la même façon pour toutes les positions, la valeur du temps t.
L'alimentation, quant à elle, est on ne peut plus classique : un pont de diodes, une capacité chimique pour le filtrage et un régulateur 5 V bien qu'il ne soit pas indispensable.
Voilà, nous avons fait le tour du montage qui ne présente pas de difficultés particulières ; mais pour ceux qui aimeraient compliquer un peu les choses, voici un autre schéma (**figure 8**) qui permet de remplacer le commutateur par un bouton poussoir.

H. Dutheil

Figure 7



Nomenclature

Résistances 5 %, 1/4 w

R_1 : 2,7 kΩ
R_2 : 4,7 kΩ
R_3 : 6,2 kΩ
R_4 : 10 kΩ
R_5 : 3 kΩ, 1 %
R_6 : 100 kΩ
R_7 : 560 kΩ
R_8 : 20 kΩ
R_9 : 100 kΩ
R_{10} : 4,7 kΩ
R_{11} : 100 kΩ

Condensateurs

C_1 : 1000 µF 16 V
C_2 : 220 nF 100 V
C_3 : 100 µF 16 V
C_4 : 22 nF
C_5 : 47 nF
C_6 à C_8 : 100 nF
C_9 : 10 µF

Circuits intégrés

CI_1 : CD 4001
CI_2 et CI_3 : NE 555

semi-conducteurs

D_1 à D_4 : 1 N 4004
D_5 à D_7 : 1 N 4148

Ajustables

P_1 : 1 kΩ
P_2 : 2,2 kΩ
P_3 : 5 kΩ
P_4 : 10 kΩ
P_5 : 4,7 kΩ

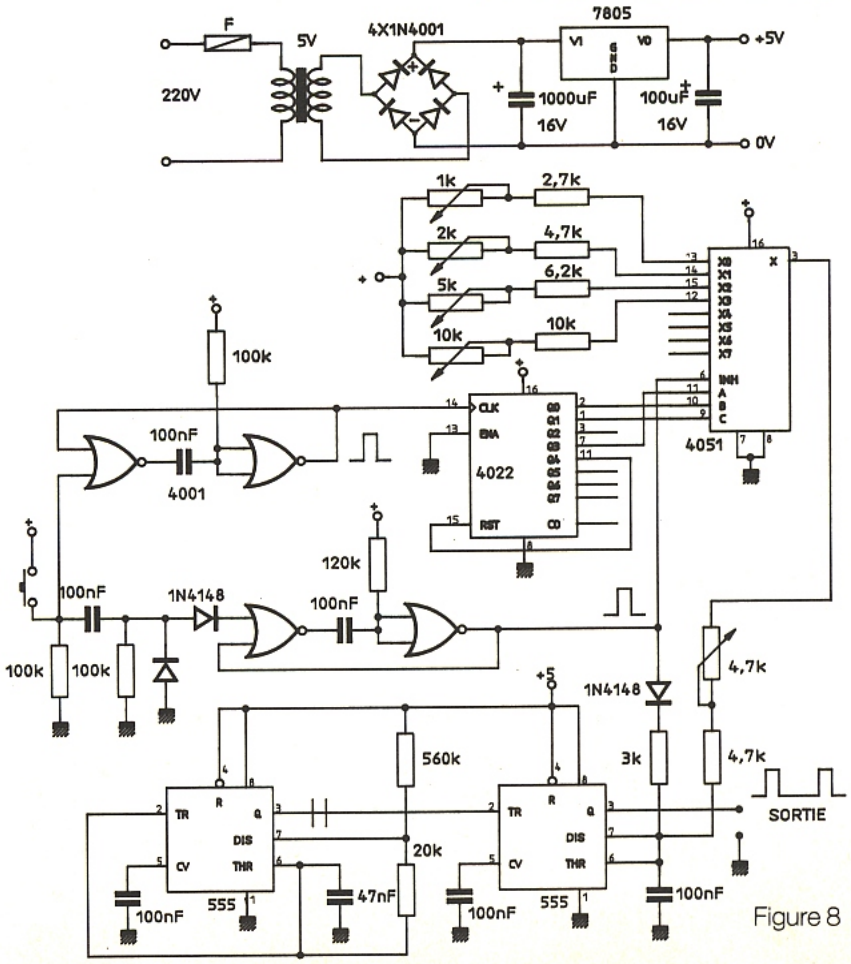
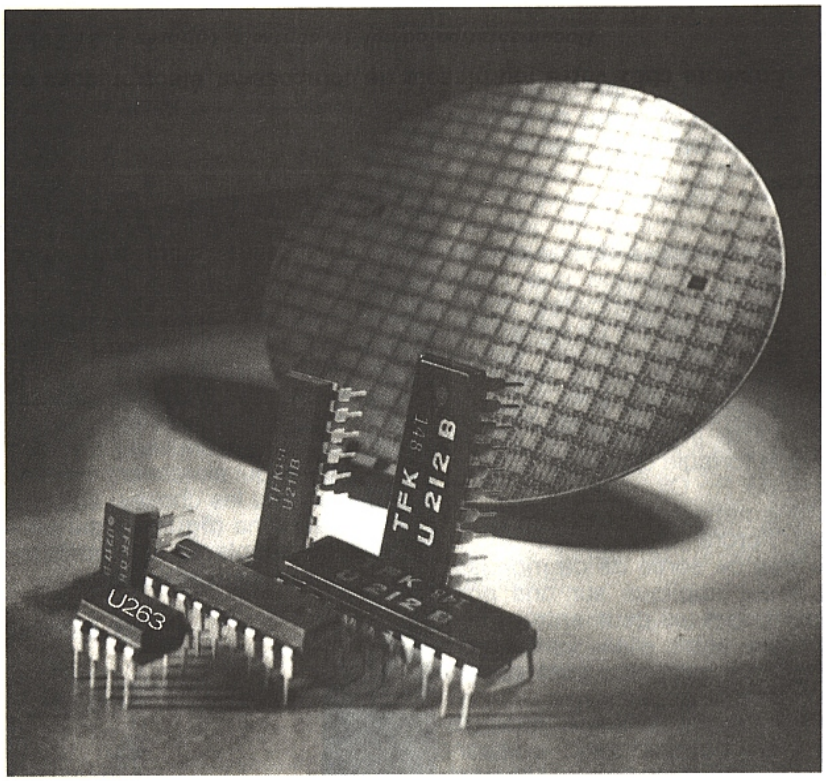


Figure 8

Application du U 263 B Téléfunken : thermostat économique

Lorsque l'on possède un radiateur électrique équipé d'un vulgaire interrupteur, il s'avère peu aisé de maintenir constante la température de la pièce dans laquelle le radiateur se situe. Afin de pallier cet inconvénient, nous vous proposons d'étudier deux circuits intégrés Téléfunken qui résolvent en grande partie les problèmes liés à la réalisation d'un thermostat économique.

La réalisation pratique des modules est laissée à l'initiative du lecteur qui, vu la simplicité du circuit mis en œuvre, ne devrait pas rencontrer de difficulté.



PRINCIPE DE LA MESURE DE TEMPERATURE

L'élément fondamental de toute évaluation de température est évidemment le capteur. Plusieurs solutions s'offrent à nous afin de convertir une variation de température en une variation de potentiel. Une configuration économique consiste à polariser sous courant constant une jonction de diode ou bien de transistor. Comme une diode se caractérise par une valeur de tension de seuil conditionnée par le cœfficient de température du composant, on peut grâce à l'adjonction d'un amplificateur, mettre en œuvre simplement un thermomètre. Nous avons laissé de côté ce dispositif peu attrayant de par ses caractéristiques moyennes. Néanmoins, les lecteurs désireux d'appronfondir ce domaine d'application pourront ce reporter à la bibliographie proposée en fin d'article.

On peut également utiliser une thermistance, caractérisée par un cœfficient qui indique le sens de variation de sa résistance lorsque la température croit ou décroit. On parle alors de CTN (pour négatif) ou encore de CTP (positif). Celles-ci sont généralement constituée d'un oxyde fritté. C'est-à-dire une poudre comprimée sous forte pression puis chauffée à une valeur de température légèrement inférieure à celle de fusion du matériau.

La variation de résistance de la CTN peut avoir comme origine la modification de température du milieu ambiant mais également l'échauffement du composant lui-même, dû à l'énergie qu'il dissipe. Ce type de fonctionnement trouve, en autre, un emploi dans la limitation du courant d'appel des transformateurs de forte

puissance. En effet, à froid, la résistance de la thermistance possède une valeur assez importante et limite en conséquence le courant de démarrage. Puis l'intensité qui la traverse diminue, et la CTN n'oppose plus qu'une faible résistance : le régime permanent est atteint.
Afin de réaliser un thermostat à l'aide d'un capteur de caractéristiques linéaires (ou bien linéarisées sur une faible portion de courbe), il faut ajouter quelques autres composants. La **figure 1** nous indique la marche à suivre. Comme pour tout système asservi, il nous faut une tension de référence ou encore de consigne. A cette valeur fixe et stable (surtout compensée en température...), on vient comparer une tension représentative de la grandeur mesurée. La soustraction de ces deux grandeurs donnee une tension dite d'erreur lorsque la valeur mesurée en sortie diffère de celle imposée par la consigne. Il y a ainsi évolution positive ou négative de la grandeur de sortie afin de conserver un écart faible à la sortie de l'amplificateur d'erreur.
Comme pour tout système asservi, des problèmes de stabilité interviennent lors de la conception, imposant telle ou telle architecture. Tous ces critères rassemblés ont permis à Téléfunken de développer le circuit que nous avons retenu pour notre application.

LE CIRCUIT INTÉGRÉ

Il s'agit du U 263 B1 et du U 263 B2. La **figure 2** propose les deux synoptiques caractérisant l'électronique abritée par le chip. On y retrouve la totalité des sous-ensembles évoqués ci-dessus, ainsi que le capteur de température qui fait l'attraction du composant. Afin d'éviter tout parasite de déclenchement, la commutation de l'interrupteur de puissance s'effectue au moment où la sinusoïde du réseau passe par zéro.

Description du composant

L'architecture commune aux deux boîtiers est dessinée en **figure 3 a**. La limitation de tension incluse dans la puce, autorise l'alimentation du boîtier par liaison directe au réseau. Ceci grâce à une résistance chutrice associée à un redresseur. Le lissage du potentiel ainsi délivré s'effectue par un condensateur de moyenne valeur, étant donné le faible courant consommé par le circuit. Un circuit de limitation interne protège le module contre tout dangereux transitoire présent sur le 220 V.

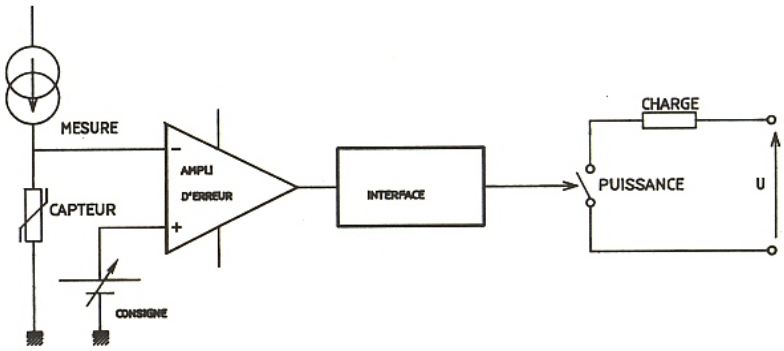


Figure 1

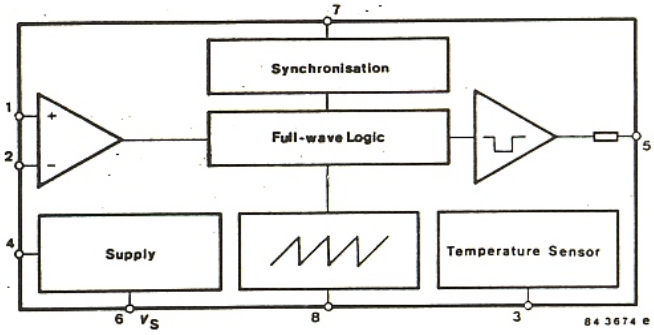


Figure 2 a: Synoptique de la version U 263 B1

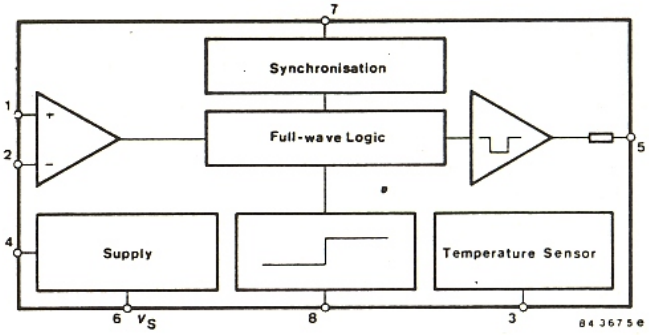


Figure 2 b : la version U 263 B2

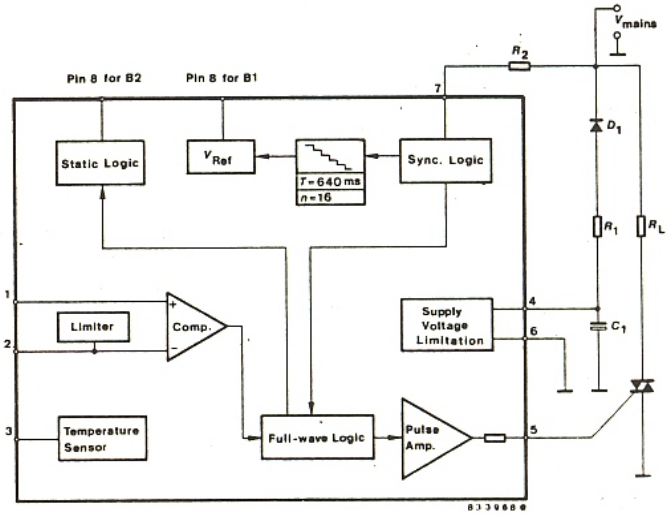


Figure 3 a

Figure 3 b

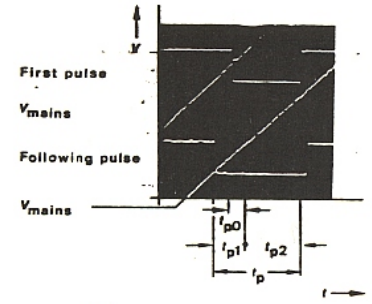


Figure 4

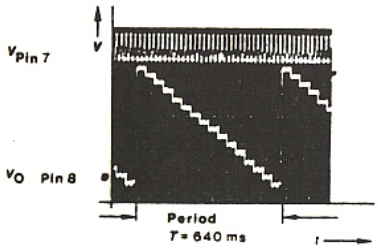
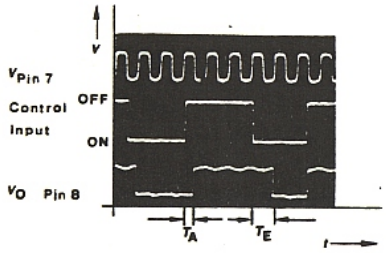
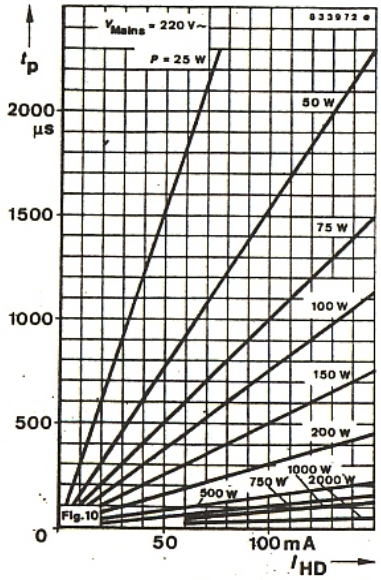


Figure 5





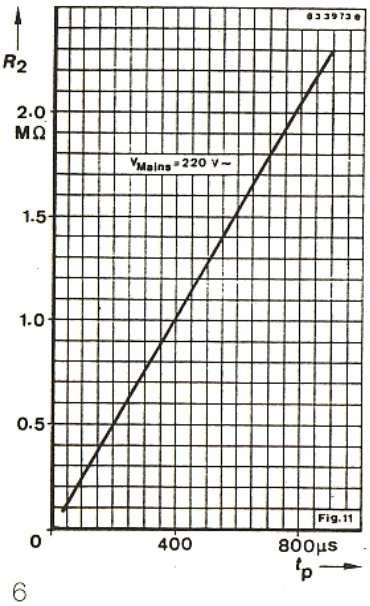
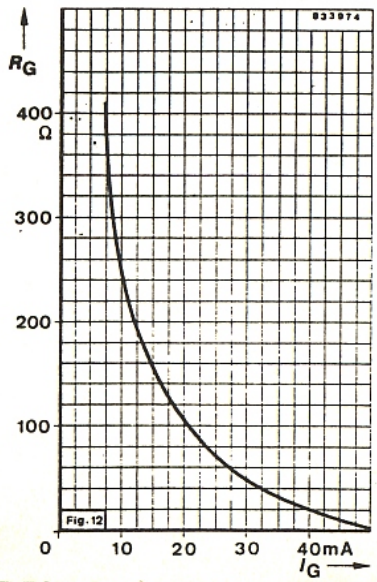
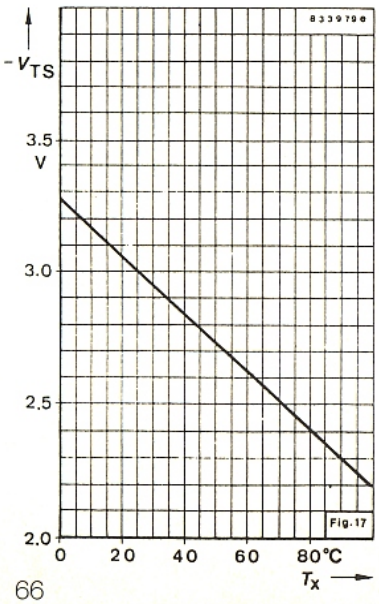


Figure 6





La logique de synchronisation, dont le rôle est de scruter le passage à zéro du secteur, puise sa référence de synchro via la résistance R_2 qui se connecte sur la phase. La largeur de l'impulsion produite par la circuiterie logique peut varier sur une large gamme en fonction de la valeur donnée à R_2. Plus l'impulsion délivrée est large et plus le temps de conduction de l'interrupteur de puissance augmente. Une optimisation automatique de la phase est nécessaire afin que le courant de "latching" dépasse le courant de maintien d'un facteur 3. La phase de l'impulsion est choisie de telle sorte qu'un tiers de sa largeur apparaisse avant le passage à zéro et le reste après ce dernier. Dans le but d'éviter un écrêtage de phase (phase clipping) lors de la mise sous tension dans le cas de la première impulsion, le tiers du créneau se trouve automatiquement supprimé (voir **figure 3 b**).

La logique "pleine-onde"

Cette dernière (full wave logic) permet de ne valider que des paires d'impulsions débutant lors d'une croissance de potentiel positive (dV/dt > 0). La charge est ainsi alimentée pendant un minimum d'un cycle complet du réseau. On supprime ainsi tout risque de composante continue due à des valeurs appliquées non égales sur une période.

L'amplificateur d'impulsion

Celui-ci assure l'interfaçage entre la logique "full wave" et le triac. Ce buffer délivre des impulsions négatives de 75 mA typique. Sa sortie est protégée contre les court-circuits.

Le capteur de température

Téléfunken n'est pas très bavard à son sujet. Seul son cœfficient de température est spécifié et vaut : TKtyp = 10,7 mV/K. A 25°, par exemple, le potentiel fourni est de − 3 V (voir courbe **figure 6**).

Le comparateur

La comparaison de la valeur de consigne et de celle délivrée par le capteur s'effectue via les deux entrées du comparateur. Un circuit de protection évite la destruction de la puce en cas de surcharge.

La différence essentielle entre la version B1 et B2 du circuit, réside dans la circuiterie accédée par la broche 8 (voir les synoptiques). Dans la version B1, cette broche délivre une rampe de tension dérivée de la fréquence secteur au moyen d'un convertisseur digital-analogique (voir **figure 4**). Cette fonction rampe est nécessaire si l'on désire un contrôle de la charge de type proportionnel. C'est-à-dire qu'entre les deux valeurs mini et maxi du courant circulant dans le radiateur, on peut passer par une multitude de valeurs intermédiaires. La rampe, dont la durée est fixée par le convertisseur à 640 ms, possède 16 paliers.
Au lieu de délivrer une rampe de tension, la version B2 délivre en pin 8 une impulsion synchronisée avec le passage à zéro du réseau. Selon le pallier du créneau sur lequel on se trouve, on observe un – Vs ou une haute impédance (collecteur ouvert). Le signal apparaît lors de la première transition positive qui suit la commande "switch-on" (**figure 5**). Ainsi, en utilisant le U 263 B2, le plus simple des contrôles à deux points (températures mini et maxi) peut être mis en œuvre, quelle que soit la nature de la charge (selfique ou non).
Les courbes proposées en **figure 6** vous sont données à titre d'information. La première permettra un ajustage de Rg en cas de triac peu sensible. La seconde aidera à la graduation du potentiomètre.

Calcul des composants périphériques

Le schéma des deux versions se trouve en **figures 7 a** et **7 b**. On appréciera l'extrême simplicité de mise en œuvre... Nous n'allons pas détailler ici le calcul et le dimensionnement de chaque composant car cela sortirait du cadre de l'article. Cependant, afin de ne pas pénaliser les lecteurs désireux d'ajuster l'hysté-

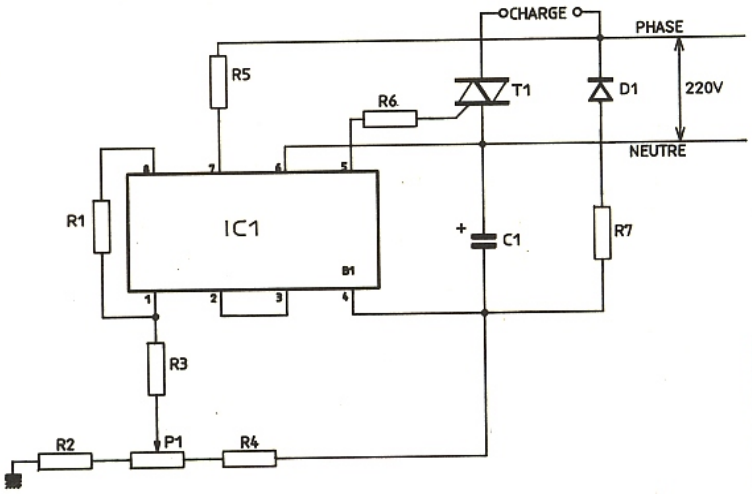


Figure 7 a

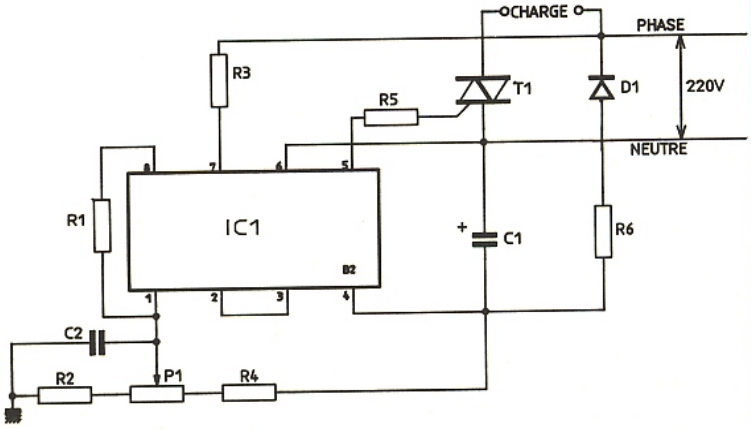


Figure 7 b

Nomenclature

VERSION B1

Résistances 1/4 W, 5 %
R_1 : 6,8 MΩ
R_2 : 56 kΩ
R_3 : 18 kΩ
R_4 : 68 kΩ
R_5 : 250 kΩ
R_6 : 150 Ω
R_7 : 22 kΩ / 2 W
P_1 : potentiomètre 22 kΩ, linéaire, axe plastique... !

Condensateur
C_1 : 100 µF / 10 V

Semi-conducteurs
T_1 : 6 A/400 V, TIC226D par exemple.
D_1 : 1N4007
IC_1 : U 263 B1, Téléfunken

VERSION B2

Résistances 1/4 W, 5 %
R_1 : 4,7 MΩ
R_2 : 100 kΩ
R_3 : 220 kΩ
R_4 : 120 kΩ
R_5 : 150 Ω
R_6 : 22 kΩ / 2 W
P_1 : potentiomètre 22 kΩ, linéaire, axe plastique.

Condensateurs
C_1 : 100 µF / 10 V
C_2 : 0,1 µF MKH

Semi-conducteurs
T_1 : 6 A/400 V, TIC226D par exemple.
IC_1 : U 263 B2
D_1 : 1N4007

résis de leur montage, nous donnons à la **figure 8** deux tableaux proposant des combinaisons de valeurs pour R_6 et R_7. Le potentiomètre P_1 permet de modifier la valeur de température à réguler.

Choix des composants

Le composant qui peut poser le plus de problème est incontestablement le triac. En effet, selon le courant de gachette de ce dispositif, son amorçage s'effectuera avec plus ou moins de bonheur. Nous avons personnellement utilisé un classique TIC 226 dont le fonctionnement s'est révélé sans surprise.

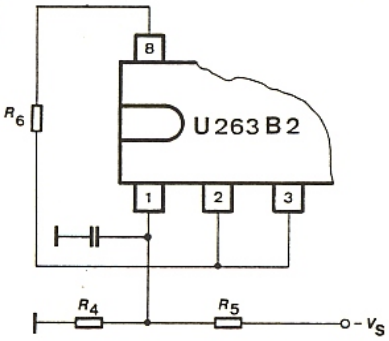
Mise au point

Compte tenu de la simplicité du module, aucune mise au point n'est à prévoir. On graduera facilement l'échelle linéaire du potentiomètre grâce à la caractéristique fournie par le constructeur. En effet, celui-ci régissant directement la valeur de consigne appliquée à l'amplificateur d'erreur, il suffit d'utiliser la courbe donnant – Vts en fonction de T° pour connaître les divers potentiels présents sur le curseur de P_1 et d'en déduire la graduation correspondante. Par exemple, lorsque l'on mesure – 3 V sur P_1, la graduation vaut 25°. Pour – 3,1 V, ce sera 15°... etc.
L'illustration du fonctionnement de la maquette se fera simplement en connectant une charge au triac. Une ampoule de puissance fera l'affaire. En approchant la lampe du circuit intégré et en jouant sur P_1, la régulation se traduira par une extinction ou bien un allumage de l'ampoule.

CONCLUSION

Nous pensons que cette petite étude satisfera les lecteurs désireux d'adjoindre un thermostat à un radiateur d'appoint sans vouloir investir dans une électronique onéreuse, sophistiquée et difficile à intégrer. Ceci est particulièrement vrai lorsque l'on possède une maison entièrement équipée en chauffage électrique mais nos circuits peuvent couvrir d'autres applications comme la régulation thermique de bains...

Christophe BASSO



ΔT / °C		0.23	0.47	0.7	0.9	1.2	1.4	1.9	2.3	2.8	3.7	4.7	5.6
T °C	ΔV mV / VTS V	2.5	5	7.5	10	12.5	15	20	25	30	40	50	60
10	3.16	36	12	6.2	4.7	3.0	2.7	1.8	1.5	1.1	0.82	0.62	0.51
25	3.0	39	13	6.2	4.7	3.0	2.7	1.8	1.5	1.2	0.91	0.68	0.51
30	2.95	39	13	6.2	4.7	3.3	2.7	1.8	1.5	1.2	0.91	0.68	0.51
45	2.78	39	13	6.8	5.1	3.3	3.0	1.8	1.6	1.3	0.91	0.68	0.56
50	2.73	39	13	6.8	5.1	3.3	3.0	2.0	1.6	1.3	0.91	0.68	0.56
75	2.47	43	15	7.5	5.6	3.6	3.0	2.0	1.8	1.3	1.0	0.75	0.62
100	2.2	47	15	7.5	5.6	3.9	3.3	2.0	1.8	1.5	1.1	0.82	0.62

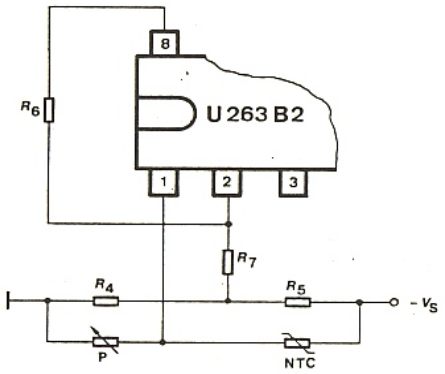


Figure 8

Formule 1 : $$R_7 = \frac{R_6 + 32\,k\Omega}{\frac{V_d}{\Delta v} - 1} - \frac{V_{ts}}{V_s} \cdot 150\,k\Omega \left(1 - \frac{V_{ts}}{V_s}\right)$$

Vs = tension d'alimentation × ΔT = température hysteresis

$V_{ts} = 2{,}8\,V * V_{D1} = 1{,}7 - V_{TS} * V_{D2} = 3{,}9 - V_{TS}$.

$|V_{D1}| > |V_{D2}| \rightarrow |V_D| = |V_{D1}|$

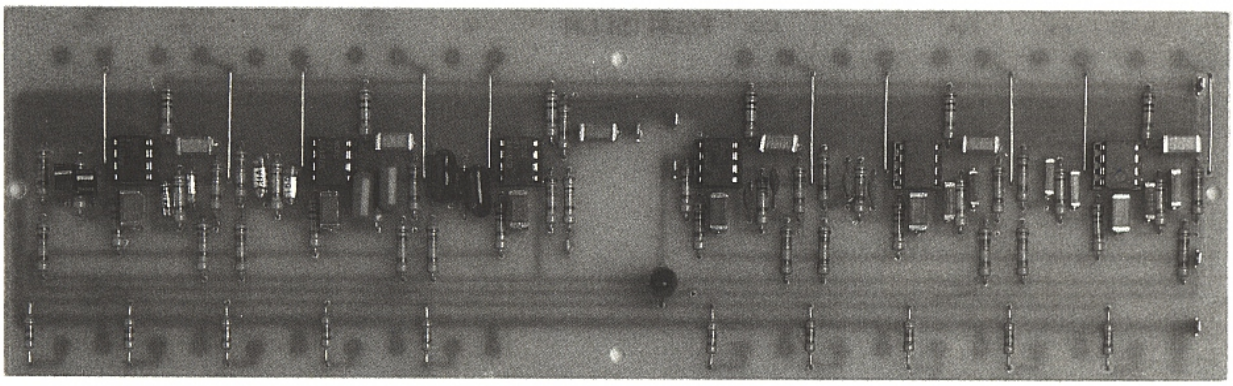
$|V_{D2}| > |V_{D1}| \rightarrow |V_D| = |V_{D2}|$ $\qquad R_6 = 4{,}7\,M\Omega$.

termes proportionnels

Bibliographie

Phase Control Circuits and Zero Voltage Switch, TELEFUNKEN.
Un thermostat d'ambiance, Radio-Plans n° 446.
Electronique et thermométrie, Radio-Plans n° 439, 440, 441.

Expérimentations : Les oscillateurs R/C



Un oscillateur est un système éléctronique qui fournit un signal sinusoïdal sans intervention d'éléments extérieurs au système. Le terme "oscillateur" ne devrait donc pas s'appliquer aux multivibrateurs, qui délivrent uniquement un signal rectangulaire. Les nombreux domaines d'application d'un générateur sinusoïdal justifient pleinement les quelques lignes qui vont suivre : la mesure et la transmission radio en constituent d'ailleurs les milieux d'exploitation privilégiés.

Les dispositifs qui associent résistances et condensateurs présentent l'avantage de n'exiger que des calculs simples. En outre, il sont moins délicats à réaliser que les oscillateurs LC, la fabrication ou disponibilité des selfs présentant un obstacle non négligeable dans bien des situations.
Nous nous limiterons donc à l'étude des oscillateurs BF pour des raisons d'ordre technique et matériel.

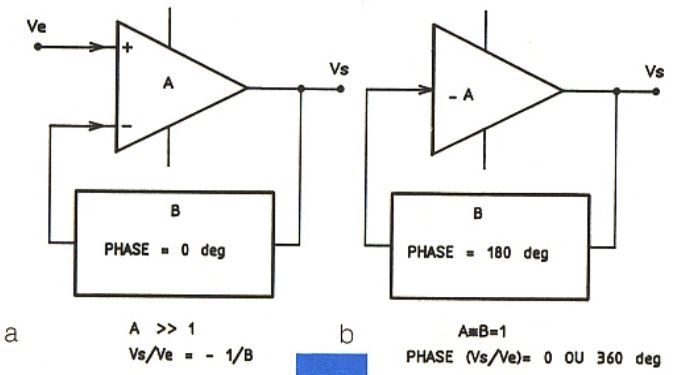
PRINCIPE DE RÉALISATION D'UN OSCILLATEUR

Lorsqu'on réalise un amplificateur classique (**figure 1a**), on associe une cellule d'amplification à fort gain (A) avec une cellule de contre-réaction négative (B). Le montage global apporte un déphasage de 180°, ce qui entraine un amortissement et permet de stabiliser la chaîne directe. Dans le cas d'un oscillateur, la structure de base est sensiblement identique comme l'indique le schéma fonctionnel de la **figure 1b**. On partira donc d'un amplificateur contre-réactionné en lui apportant les deux principales modifications suivantes :

- Pour que l'ensemble soit instable et puisse entrer en oscillation, la réaction sur l'amplificateur doit être positive, ce qui correspond à un déphasage total Ø (Vs/Ve) nul ou égal à 360°. En clair, si (A) déphase de 180°, on choisira pour (B) une cellule déphaseuse de 180° également.
- L'amplification globale du montage sera impérativement unitaire. Un gain supérieur à 1 entrainerait un accroissement progressif du niveau de la sinusoïde jusqu'à saturation. Le signal correspondrait alors à du rectangulaire. Dans le cas contraire, les oscillations apparues à la mise sous tension (par excitation parasite) s'atténueraient et stopperaient rapidement.

Il est relativement facile de constituer une cellule qui déphase de 180°. elle déterminera alors la fréquence d'oscillation du montage. On agira ensuite sur l'amplificateur pour compenser l'atténuation de (B) et obtenir un gain unitaire. Dans la plupart des cas, un étage supplémentaire de contrôle automatique de gain sera implanté dans (A) pour conserver une amplitude stable à la sinusoïde.

Figure 1 : Structure de base d'un amplificateur contre réactionné et d'un oscillateur



Oscillateur à réseaux RC en cascade

Considérons la cellule RC de la **figure 2a**. Pour ω variant de 0 à l'infini, Ø varie de 0 à 90°, cette dernière valeur représentant une asymptote jamais atteinte en réalité. Deux cellules sont donc

insuffisantes pour atteindre à coup sûr un déphasage de 180° : la mise en série de trois cellules identiques permet par contre d'obtenir largement satisfaction, avec un déphasage maximal avoisinant les 270°. On peut alors déterminer la fréquence d'oscillation du dispositif représenté sur la **figure 2 b**, à partir de sa fonction de transfert Vs/Ve :

$$\frac{Vs}{Ve} = \frac{1}{1 - 5(RC\omega)^2 + j[6(RC\omega) - (RC\omega)^3]}$$

Le montage ne pourra osciller que pour la fréquence particulière qui correspond à un déphasage de 180° de la cellule, et dont la relation ne doit comporter que des parties réelles. La partie imaginaire s'annulant, on peut en tirer ω :

$$6(RC\omega) - (RC\omega)^3 = 0 \Rightarrow \omega = \frac{\sqrt{6}}{RC}$$

on en déduit

$$F_o = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC}$$

Pour obtenir un gain unitaire, il faudra que l'amplificateur compense l'atténuation engendrée par le triple réseau RC. On la détermine à partir de l'équation de Vs/Ve à la fréquence F_o :

$$\frac{Vs}{Ve} = \frac{1}{1 - 5(RC\omega)^2} = \frac{1}{1 - 5(\sqrt{6})^2} = \frac{-1}{29}$$

Le gain de la chaîne directe sera donc ajusté à 29.

Application pratique

Le schéma d'application de la **figure 3** met en œuvre un amplificateur opérationnel pour sa simplicité d'emploi. (A) est réalisé autour d'un TL 081, l'amplification étant fixée par R_1, R_2 et la résistance dynamique (Rd) des diodes de régulation. Elle est donnée par la relation suivante :

$$(A) = \frac{Vs}{Vs'} = -\frac{(R_2 + Rd)}{R_1}$$

Sans les diodes, l'amplification en tension est égale à −21, les diodes étant mises à contribution pour la stabiliser à −29. Le réseau RC est inséré entre Vs et Vs' pour bénéficier du déphasage de 180° apporté par le montage inverseur.
Cependant, il est nécessaire que R_1 reste très supérieure à l'impédance de sortie du réseau déphaseur afin d'éviter un écart trop important dans la fréquence d'oscillation. Avec les composants indiqués, la valeur mesurée est de 22 kHz alors que la fréquence théorique est donnée à 26 kHz. Par contre, ce montage présente beaucoup d'intérêt sur le plan de la distorsion : la cellule (B) correspond à un filtre passe-bas du troisième ordre, qui atténue fortement les harmoniques du signal. Si on prélève la sinusoïde sur la sortie Vs', on disposera alors d'un générateur de mesure de très haute performances.

Oscillateur à cellule de Wien

C'est un montage qui remporte un grand succès aussi bien dans le milieu éducatif qu'industriel. Sans parler des sujets d'examens dans lesquels il fait fureur. Il faut avouer qu'il présente deux caractéristiques qui retiennent l'attention : la possibilité d'intégration d'un réglage de fréquence et la précision de la fréquence obtenue. Mais revenons à la cellule de Wien proprement dite, dont le schéma est indiqué en **figure 4**. La fonction de trans-

Figure 4 : Cellule de Wien

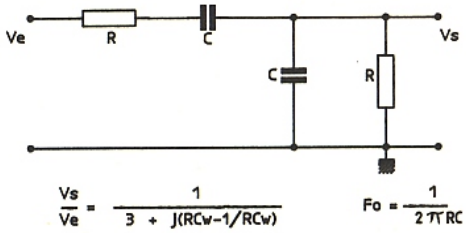


Figure 2 a : Montage

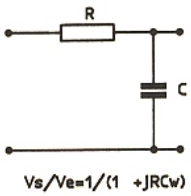


Figure 2 b : Réseau de 3 cellules RC en cascade

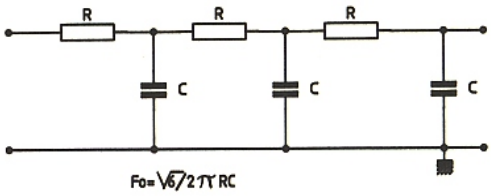
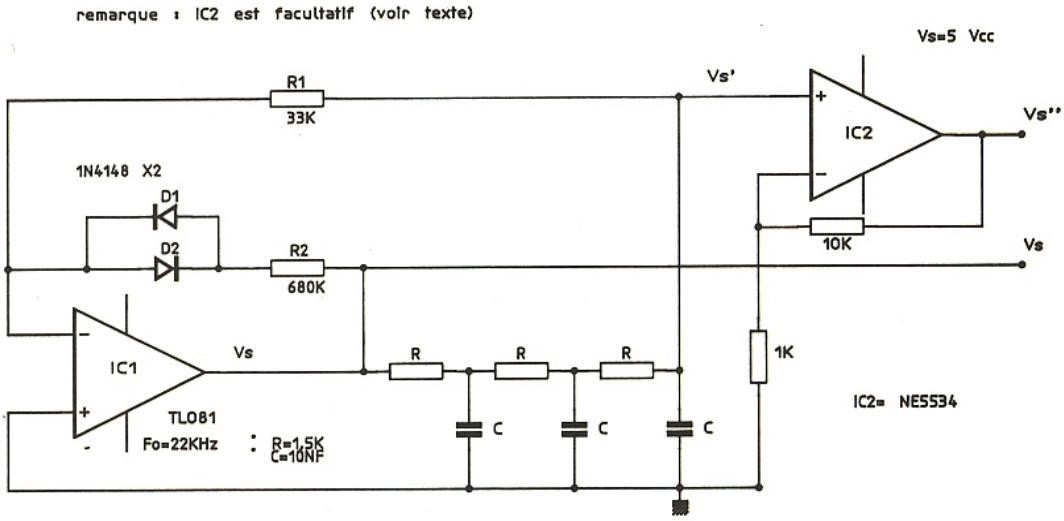


Figure 3 : Oscillateur à réseau RC
remarque : IC2 est facultatif (voir texte)



fert Vs/Ve est définie comme suit :

$$\frac{Vs}{Ve} = \frac{1}{3 + j(RC\omega - 1/RC\omega)}$$

La cellule de Wien est un filtre passe-bande dont la fréquence centrale est obtenue lorsque la partie imaginaire ($RC\omega - 1/RC\omega$) s'annule : le résultat correspond également à la fréquence d'oscillation du générateur sinusoïdal. La suppression de la partie imaginaire nous permet alors de déterminer la phase et l'atténuation de la cellule :

* $RC\omega - 1/RC\omega = 0$

$\Rightarrow F = (1/2\,\pi\,\omega\,RC)$

* (B) = 1/3 est positif, donc Ø (B) = 0 : le déphasage est nul.

Pour respecter les conditions d'oscillation, l'amplificateur (A) associé à la cellule de Wien devra posséder un cœfficient d'amplification de 3 et ne pas déphaser (montage non-inverseur à AOP).

Application pratique

Le montage de la **figure 5** fait encore appel à un TL 081, qui est décidément bien performant et bon marché. (A) est cablé en montage non-inverseur, le gain minimal étant fixé à 2,8 par R_1 et R_2. Contrairement au montage de la figure 3, les diodes de stabilisation sont shuntées par une résistance de 3,9 kΩ qui limite le gain maximal à 3,2 lorsque les diodes sont bloquées. Ce cas se produit pour chaque passage à zéro du signal de sortie, puisqu'à cet instant le courant traversant les diodes est nul : on évite ainsi de placer l'amplificateur en boucle ouverte sur une plage de ± 0,6 V. La distorsion de croisement étant alors éliminée, la sinusoïde gagne considérablement en pureté.

La cellule de Wien est placée comme il se doit sur l'entrée non-inverseuse de IC_1, afin de respecter les conditions de phase initiales. L'impédance de sortie de l'ampli est proche de zéro (≃ 100 Ω) et l'impédance d'entrée quasi-infinie : la cellule ne subit alors aucune influence extérieure, ce qui est un gage de fidélité entre fréquence calculée et restituée.

Générateur sinusoïdal 10 Hz-100 kHz en quatre gamme

Pour concrétiser judicieusement les notions précédentes, le schéma structurel de **figure 6** représente un petit générateur basses fréquences à faible distorsion, destiné spécialement à la mesure en audiofréquences. Le générateur d'impulsions à rapport cyclique variable lui apportera un "plus" pour l'expérimentation des circuits logiques. Associé à un fréquencemètre intégré du genre 74C925, l'appareil devrait vous rendre de précieux services.

J. Lefevre

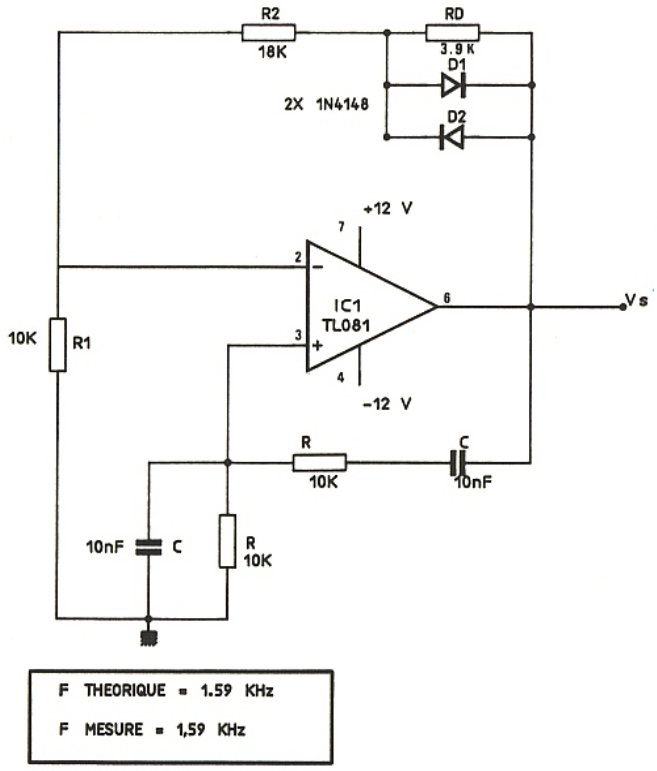


Figure 5

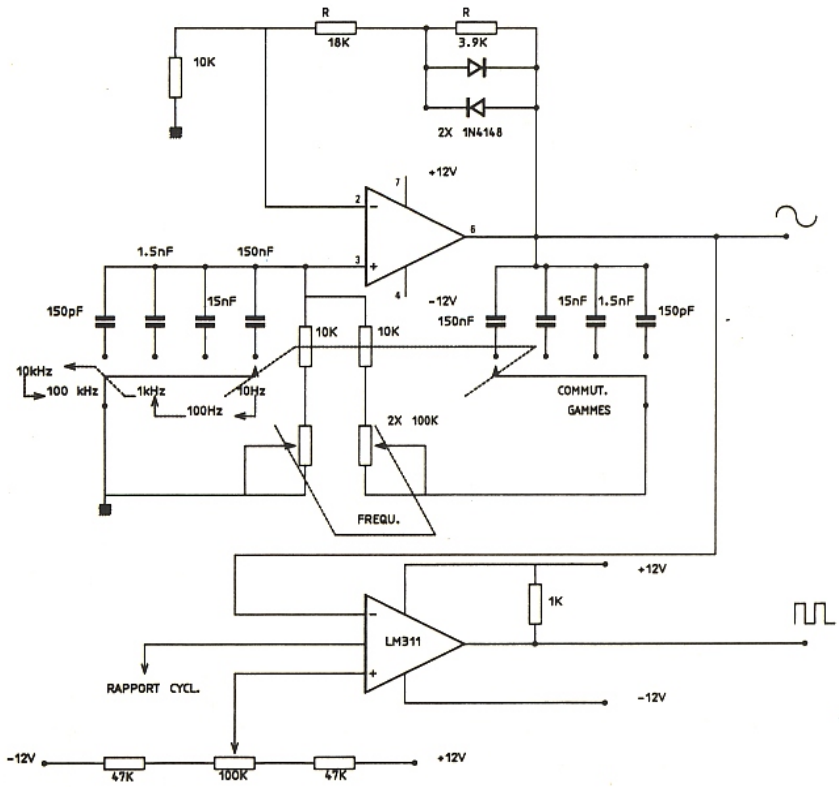
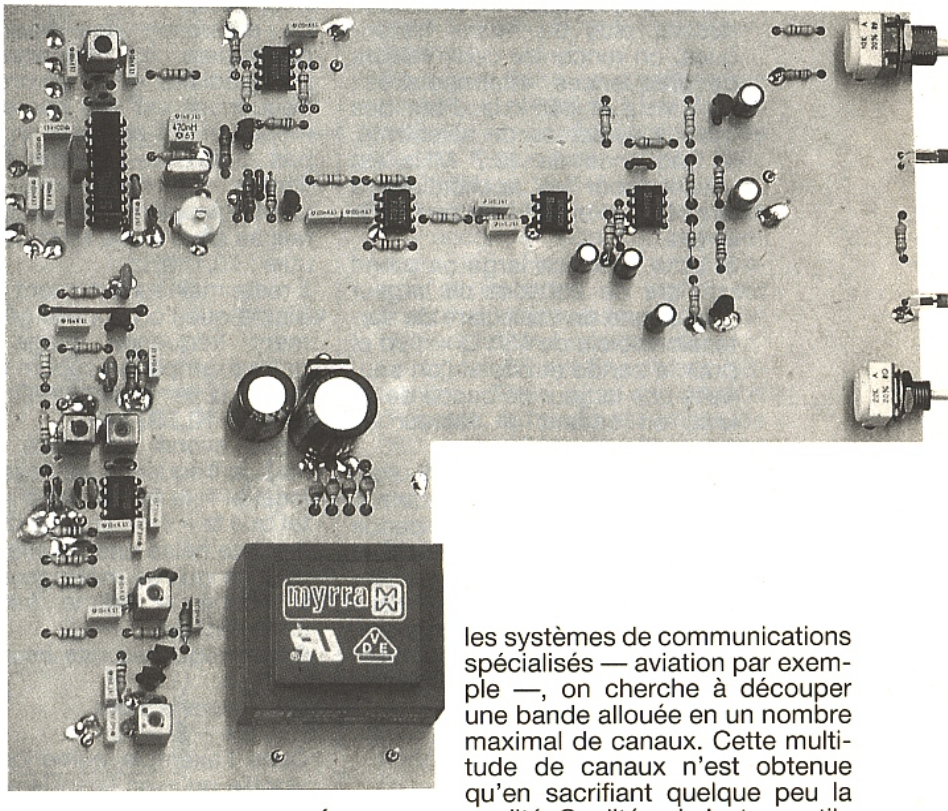


Figure 6

Récepteur VHF 110-150 MHz

Nombreux sont ceux qui aiment écouter les émissions "professionnelles" de la bande VHF. Le récepteur que nous vous proposons avec sa sensibilité atteignant le microvolt permet de recevoir confortablement le traffic de la bande aviation, notamment. Pour obtenir de telles prerformances en FM bande étroite, où les canaux ne sont séparés que de 12,5 kHz, il est nécessaire de mettre en œuvre une technique particulière : le double changement de fréquence qui autorise de forts gains avec une excellente sélectivité. A l'origine ce récepteur devrait être doté d'un synthétiseur de fréquence piloté par roues codeuses pour obtenir l'accord. Tel qu'il est décrit l'accord se fait par potentiomètre mais tout est prévu pour le raccordement d'un synthétiseur, nous aurons certainement l'occasion de revenir sur le sujet.



ELABORATION DU SCHÉMA DE PRINCIPE

Nous devons donc concevoir un récepteur capable de démoduler une proteuse HF comprise entre 110 et 150 MHz. Dans notre cas l'indice de modulation m est faible et la largeur de bande B autour de la fréquence centrale l'est aussi. La largeur de bande B se calcule à partir de la très célèbre formule de Carson :

$$B = 2\,(m + 1)\,f_{max}.$$

Dans cette formule m est l'indice de modulation défini de la manière suivante :

$m = \Delta f/f_{max}$., où Δf est l'excursion maximale de la porteuse et fmax., la fréquence maximale du signal BF à transmettre. En radiodiffusion m est grand, de l'ordre de 5, ce qui donne une largeur de bande importante : supérieure à 200 kHz. Dans les systèmes de télécommunications tels ceux qui nous préoccupent aujourd'hui, m est faible et B est voisin de 10 kHz. En radiodiffusion on cherche premièrement une très bonne qualité de transmission et cette qualité est obtenue au prix d'un encombrement spectral important. Dans les systèmes de communications spécialisés — aviation par exemple —, on cherche à découper une bande allouée en un nombre maximal de canaux. Cette multitude de canaux n'est obtenue qu'en sacrifiant quelque peu la qualité. Qualité qui n'est pas utile dans la plupart des cas puisqu'il ne s'agit que de la transmission de la parole, le spectre peut évidemment être limité à la bande dite téléphonique 300 – 3 000 Hz.

De ces précédentes considérations découlent les deux termes : FM bande large et FM bande étroite. Cette notion de largeur de bande est importante car elle a un impact immédiat sur la structure du récepteur comme nous allons le voir par la suite.

Simple ou double changement de fréquence

Le schéma synoptique d'un récepteur FM simple se compose des sous-ensembles suivants :

– Un étage d'entré, en général à faible bruit, ayant pour rôle amplification et filtrage.

– Un étage mélangeur qui, associé à l'oscillateur local, délivre le signal à la fréquence intermédiaire.

– Un certain nombre d'étages amplificateurs et limiteurs pour le signal à la fréquence intermédiaire.

– Un démodulateur qui reçoit le signal à la fréquence intermédiaire modulé en fréquence et délivre le signal BF transmis.
Le traitement le plus important est évidemment la démodulation, les opérations préalables n'ont qu'un seul but : diminuer la fréquence reçue par la traiter plus simplement.
Dans la pratique, et pour des raisons plus ou moins historiques, on rencontre deux valeurs de fréquences intermédiaires : 10,7 MHz et 455 kHz. Pour des raisons évidentes de sélectivité, la fréquence de 10,7 MHz est utilisée pour les applications à large bande et 455 kHz en bande étroite.
Si pour la bande large on prend un filtre de 250 kHz de largeur cela donne un cœfficient de surtension voisin de 43 : $Q = f/\Delta f$ et pour la bande étroite si l'on souhaite une largeur de bande de 10 kHz, on obtient un facteur de surtension de 45.
Ces deux valeurs, 43 et 45, sont tout à fait réalistes. A contrario si l'on désirait travailler en bande étroite à 10 700 kHz avec la même largeur de bande que précédemment : 10 kHz, nous aurions un facteur de surtension valant 1 070. Valeur uniquement réalisable avec des filtres à quartz.

Translation de fréquence et fréquence image

Sans entrer dans la description du fonctionnement du mélangeur, rappelons simplement que cet étage est en fait un étage multiplicateur qui reçoit deux signaux f_1 et f_2.
Le mélangeur est un circuit fortement non linéaire et on retrouve donc en sortie tous les produits d'intermodulation $mf_1 \pm mf_2$. Ce circuit est conçu de manière à accentuer l'effet d'intermodulation à l'ordre 2 et atténuer autant que possible tous les autres produits. Un mélangeur parfait recevant les deux fréquences f_1 et f_2, avec par exemple f_2 plus grand que f_1, délivrera en sortie les deux fréquences : $f_2 - f_1$ et $f_2 + f_1$.
Supposons que la fréquence à recevoir soit $f_1 = 120$ MHz et f_2 l'oscillateur local à 130,7 MHz, on disposera en sortie de $f_2 - f_1 = 10{,}7$ MHz et $f_2 + f_1 = 250{,}7$ MHz.
La différence des fréquences constituera la fréquence dite intermédiaire et la somme des fréquences est une raie supplémentaire qui ne nous intéresse pas. Cette raie sera éliminée par filtrage. Ce filtrage ne posera aucun problème puisque cette raie se situe à 240 MHz de la raie utile : 10,7 MHz.
Il reste malheureusement un problème que l'on appelle généralement fréquence image. Dans notre exemple précédent la différence $f_2 - f_1$ donne l'intermédiaire à 10,700 MHz.
Nous avons considéré que f_2 était la fréquence de l'oscillateur local et f_1 la fréquence à recevoir tel que $f_2 - f_1 = 10{,}7$ MHz.
Il existe hélas une deuxième fréquence qui, se mélangeant avec f_2 donne la même fréquence intermédiaire.
Cette fréquence dite image vaut $f_1 + 2\,f_i$.
Nous aurons alors
$f_1 + 2\,f_i - f_2 = f_i$.
Dans l'exemple numérique ceci signifie qu'avec l'oscillateur local calé sur 130,7 MHz deux fréquences seront reçues. La première 120 MHz et la fréquence image 141,4 MHz. Si l'on veut une bonne protection vis à vis de cette fréquence image, la sélection s'effectuera obligatoirement en amont du mélangeur, donc dans l'étage d'entrée.
Pour construire notre récepteur nous devons donc après amplification et filtrage effectuer un changement de fréquence sachant que nous travaillons à bande étroite. Nous avons plusieurs solutions :
– changement de fréquence direct à 455 kHz, suivit d'une chaîne de traitement à 455 kHz, amplification, limitation et démodulation.
Cette solution est très mauvaise car il n'y a aucune protection possible contre la fréquence image. Les deux fréquences étant séparées de seulement 910 kHz.
– changement de fréquence direct à 10,7 MHz suivi d'une chaîne de traitement en bande étroite à 10,7 MHz, y compris la démodulation. Bien que cette solution soit théoriquement réalisable, elle ne constitue pas l'idéal et en tous cas certainement pas la solution la plus économique.
– double changement de fréquence, premier changement de fréquence à 10,7 MHz en bande large et second changement de fréquence à 455 kHz en bande étroite. Cette structure à l'avantage de ne faire intervenir aucun composant particulier comme des filtres à quartz. D'autre part l'amplification et la limitation s'effectue à 455 kHz et ces opérations sont plus aisées et plus performantes à cette fréquence qu'à 10,7 MHz.
Cette structure est très connue, très répandue et utilisée dans une multitude de récepteurs. C'est celle que nous avons adoptée.

Description du schéma synoptique

Le schéma synoptique est donné à la **figure 1**. Ce synoptique est assez peu détaillé et en fait se rapproche du schéma de principe que nous décrirons par la suite.
Les signaux recueillis par l'antenne sont amplifiés et filtrés par un premier étage à effet de champ. le signal amplifié est ensuite mélangé au signal de l'oscillateur local.

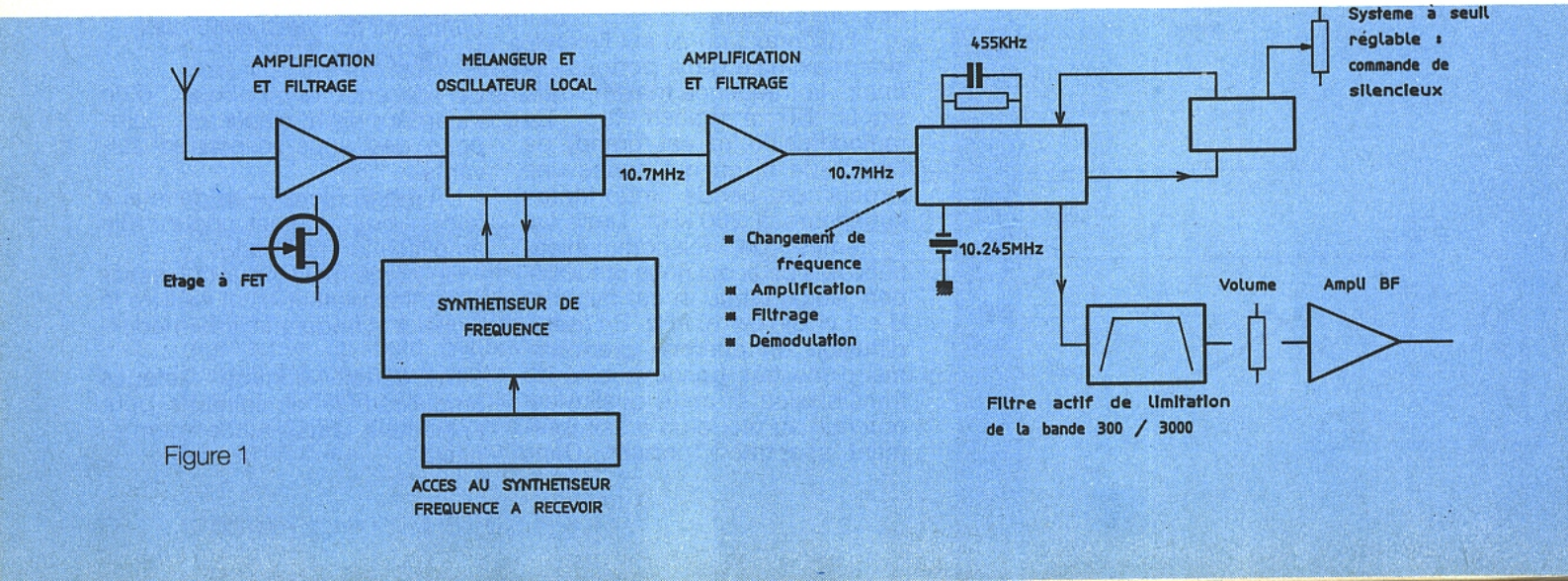


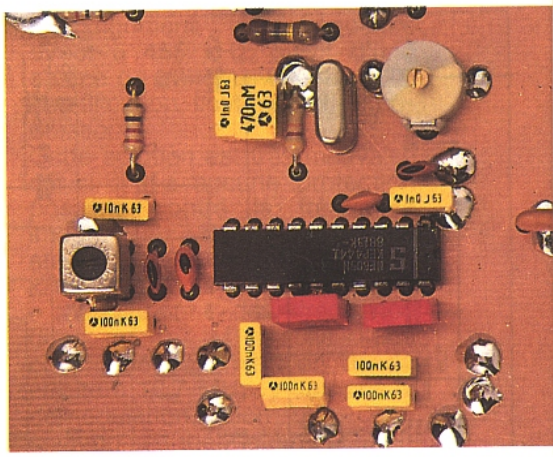
Figure 1

Dans un premier temps l'accord du récepteur sera manuel mais un synthétiseur pourra être couplé à l'oscillateur local. Il sera de cette façon, simple de rentrer en EPROM la fréquence à recevoir.
Le signal issu du mélangeur est filtré et amplifié. A la sortie des étages d'amplification et de filtrage, on ne dispose que d'un signal à 10,7 MHz. Ce signal est appelé première fréquence intermédiaire.
Ce signal subit un changement de fréquence grâce à un second mélange, mais dans ce cas les deux fréquences sont fixes 10,7 MHz et 10,245 MHz.
De ce mélange il résulte un signal à la seconde fréquence intermédiaire 455 kHz. Après amplification et limitation, le signal est finalement démodulé grâce à un démodulatuer à quadrature.
Le signal BF est finalement disponible. Pour plus de confort d'écoute, la bande est limitée de 300 à 3 000 Hz. Après dosage du niveau, le signal est envoyé vers un amplificateur BF de faible puissance.
Toujours par souci de confort d'écoute, on dispose un système de silencieux. Le niveau de signal reçu est comparé à une référence et si ce niveau est inférieur à la référence, la sortie audio est coupée. Voyons maintenant comment parvenir à ces fonctions d'une manière plus concrète.

LE SCHÉMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe du récepteur est représenté aux **figures 2, 3** et **4**.
L'étage d'entrée est un étage cascode à deux effets de champ du type BF 245 B. Des essais ont montré que la même configuration donnait de bons résultats avec des transistors JFET 2 N 4416.

Figure 2



Nous ne reviendrons pas sur les bienfaits du cascode, sachons simplement que cette structure élimine quasiment les méfaits de la capacité Miller. Capacité drain gate du premier transistor T2. On peut aussi considérer qu'il s'agit de deux étages, le premier T2 en source commune et le second T1 en gate commune.

Le signal amplifié est envoyé au NE 602, oscillateur mélangeur.

Pour l'oscillateur, on dispose d'un transistor interne dont la base est disponible à la broche 6 et l'émetteur broche 7. Pour cet oscillateur qui couvrira la plage 130-160 MHz de manière à recevoir la bande 120-140 MHz, on utilise un oscillateur du type Colpitts.

Dans un premier temps la commande d'accord s'effectue par la tension issue d'un potentiomètre engendrant la variation de la capacité de la diode variacap D1 OF 643 RTC. La fréquence de sortie peut être prélevée sur l'émetteur du transistor oscillateur interne.

Les sorties du mélangeur sont accessibles aux broches 4 et 5 du NE 602. Un premier filtrage est constitué par TR4 et C1.

On trouve ensuite deux filtres céramique 10,7 MHz courant séparés par un étage amplificateur. Cet étage bâti autour d'un transistor BC 547 B est suffisant pour compenser les pertes d'insertion des deux filtres céramique. A ce stade il est inutile de saturer les étages amplificateurs. La limitation s'effectue en aval après le deuxième changement de fréquence.

En sortie du deuxième filtre céramique, le signal à 10,7 MHz est envoyé vers un NE 605. Ce circuit regroupe les fonctions du NE 602 et NE 604.

L'oscillateur local est à fréquence fixe : 10 245 kHz. La fréquence résultant du mélange vaut 455 kHz et ce signal à 455 kHz, appelé deuxième fréquence intermédiaire, est disponible à la broche 20 du NE 605.

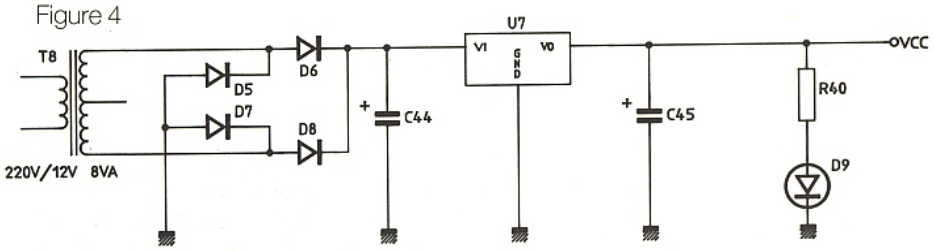
La chaîne d'amplification est interne au NE 605, seuls les filtres sont externes. Le signal amplifié et limité en amplitude sort finalement à la broche 11 du NE 605.

L'ensemble TR5, C18 entraine une rotation de phase de 90 degrés à la fréquence de 455 kHz. Ce signal est injecté sur la deuxième entrée du démodulateur. D'où le nom de démodulateur à quadrature.

Le signal audio est disponible à la broche 8 du NE 605 à condition que l'entrée Mute — broche 5 — soit au niveau haut. Le réglage du seuil du silencieux s'effectue par le truchement du potentiomètre R18.

Figure 3

Figure 4



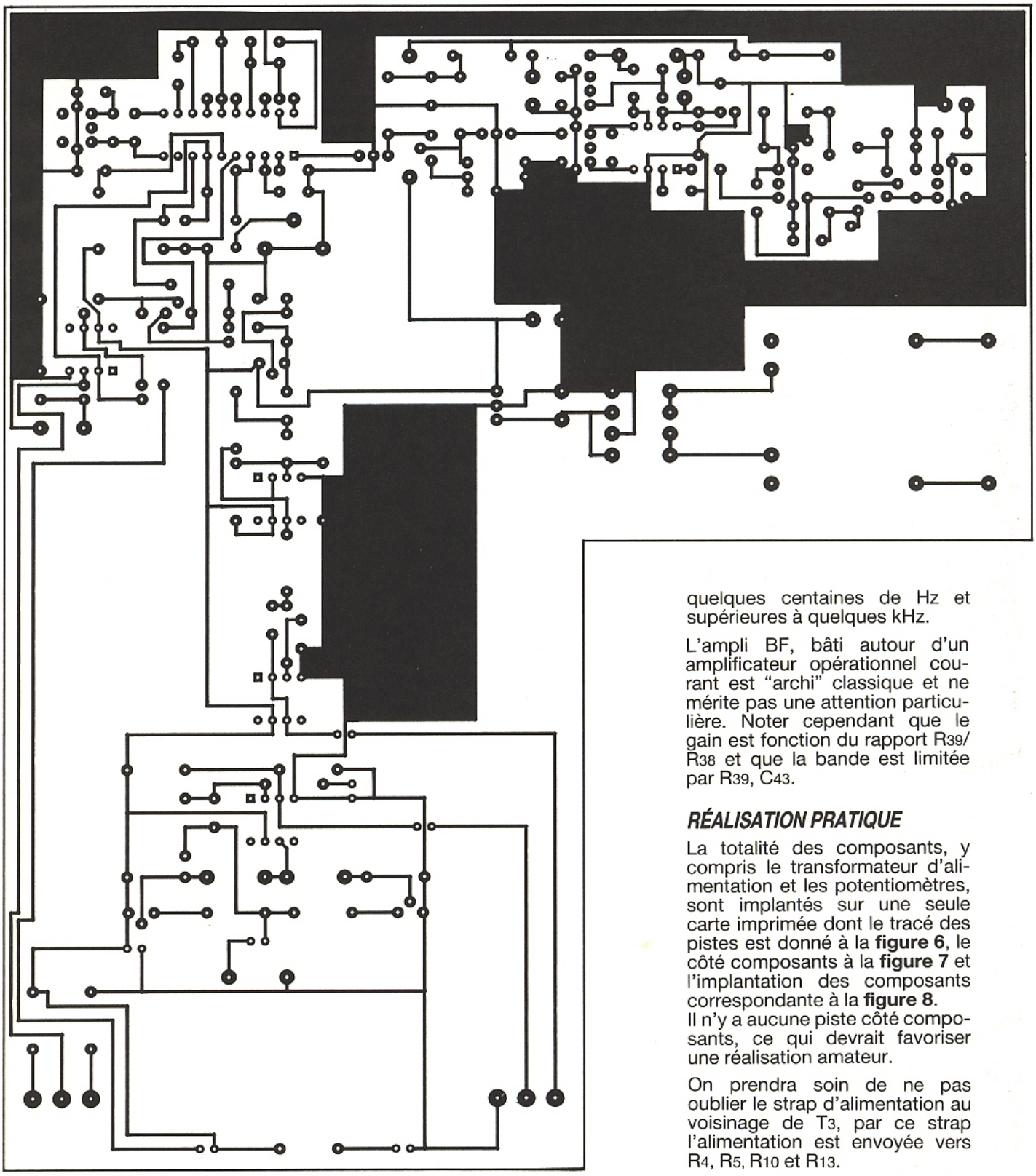


Figure 5
Tracé des pistes
côté cuivre.

A la sortie audio, broche 8 du NE 605, on trouve un condensateur de 1 nF. Ce condensateur en association avec l'impédance de sortie réalise la désaccentuation : environ 50µs.
Viennent ensuite un filtre passe-haut, un passe-haut et un second passe-bas. A l'entrée du potentiomètre de volume le signal audio est débarrassé des composantes audio inférieures à quelques centaines de Hz et supérieures à quelques kHz.

L'ampli BF, bâti autour d'un amplificateur opérationnel courant est "archi" classique et ne mérite pas une attention particulière. Noter cependant que le gain est fonction du rapport R39/R38 et que la bande est limitée par R39, C43.

RÉALISATION PRATIQUE

La totalité des composants, y compris le transformateur d'alimentation et les potentiomètres, sont implantés sur une seule carte imprimée dont le tracé des pistes est donné à la **figure 6**, le côté composants à la **figure 7** et l'implantation des composants correspondante à la **figure 8**.
Il n'y a aucune piste côté composants, ce qui devrait favoriser une réalisation amateur.

On prendra soin de ne pas oublier le strap d'alimentation au voisinage de T3, par ce strap l'alimentation est envoyée vers R4, R5, R10 et R13.

La face côté composants étant totalement cuivrée, on complètera la réalisation en soudant quelques parois en tôle d'acier étamee, épaisseur 5/10 de manière à cloisonner les différents étages : amplificateur d'entrée, étage mélangeur, étage à la première fréquence intermédiaire et étage à la seconde fréquence intermédiaire — NE 605 —.

Aucun blindage n'est utile pour le sous-ensemble BF, mais ceux

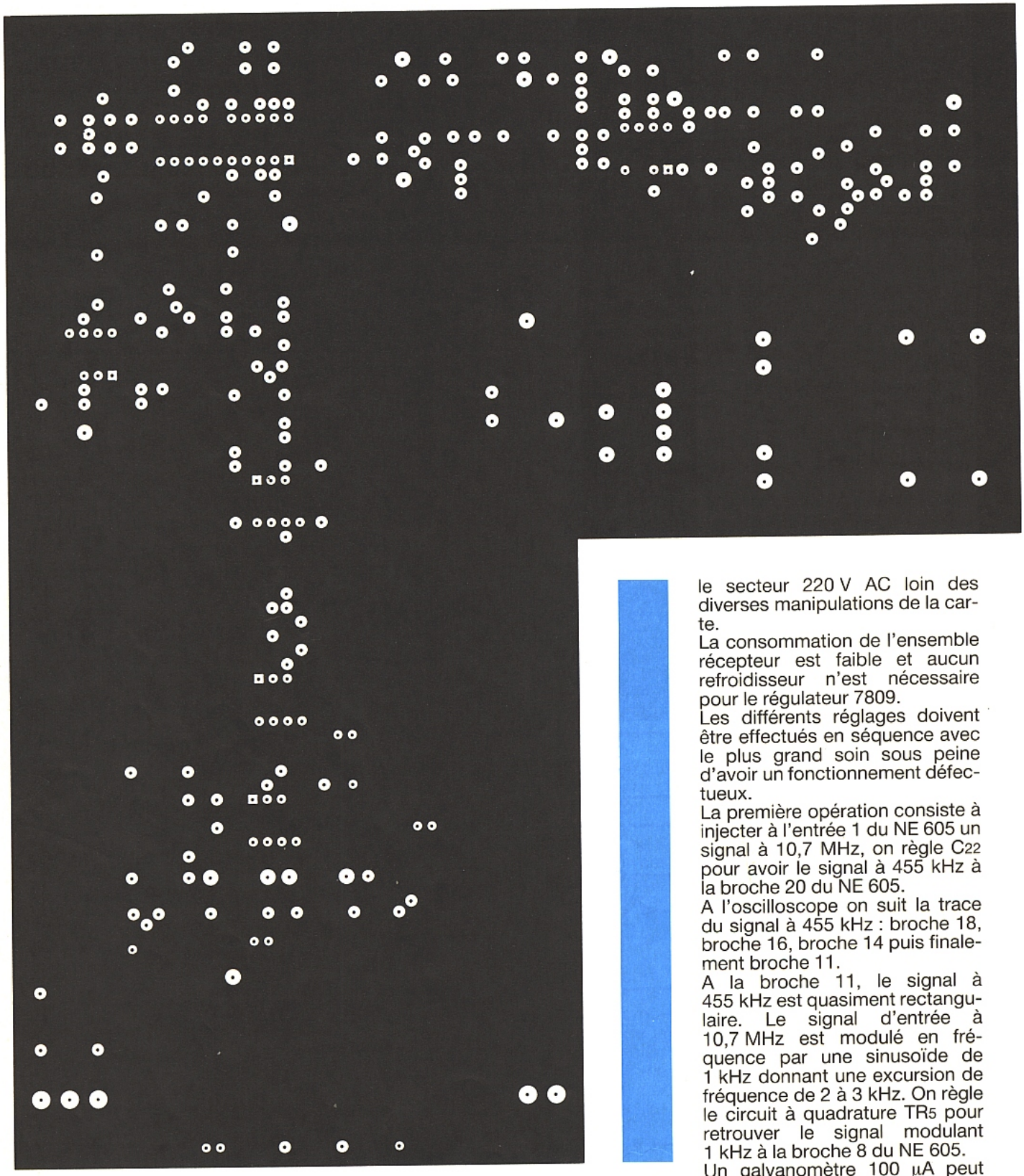


Figure 6
Plan de masse,
côté composants,
trous fraisés, inversé.

des différents sous-ensembles HF sont très importants : un compartiment parfaitement soudé à la masse permet de gagner un facteur 2 sur la sensibilté.

Mise sous tension et réglage

Pour la première mise sous tension, l'alimentation peut provenir d'une source basse tension stabilisée. Si ce n'est pas le cas garder les connexions véhiculant le secteur 220 V AC loin des diverses manipulations de la carte.

La consommation de l'ensemble récepteur est faible et aucun refroidisseur n'est nécessaire pour le régulateur 7809.

Les différents réglages doivent être effectués en séquence avec le plus grand soin sous peine d'avoir un fonctionnement défectueux.

La première opération consiste à injecter à l'entrée 1 du NE 605 un signal à 10,7 MHz, on règle C_{22} pour avoir le signal à 455 kHz à la broche 20 du NE 605.

A l'oscilloscope on suit la trace du signal à 455 kHz : broche 18, broche 16, broche 14 puis finalement broche 11.

A la broche 11, le signal à 455 kHz est quasiment rectangulaire. Le signal d'entrée à 10,7 MHz est modulé en fréquence par une sinusoïde de 1 kHz donnant une excursion de fréquence de 2 à 3 kHz. On règle le circuit à quadrature TR_5 pour retrouver le signal modulant 1 kHz à la broche 8 du NE 605.

Un galvanomètre 100 µA peut être installé entre la sortie RSSI OUT et le zéro. On fera varier le niveau d'entrée à 10,7 MHz et on observera simultanément les déplacements de l'aiguille du galvanomètre. Cette sortie est logarithmique et le niveau d'entrée peut varier par bonds de 10 dB par exemple. On se servira de ces indications pour contrôler le circuit de silencieux et éventuellement étalonner le potentiomètre de Squelch.

A ce stade on peut pister le signal audio jusqu'aux sorties HP. Le générateur HF sera déconnecté et éventuellement la même manipulation reprise en injectant le signal à 10,7 MHz à l'entrée du filtre céramique FC2.
La dernière opération est la plus complexe puisque l'on règle simultanément TR1, TR2, TR3 et TR4. Que l'on se rassure, ces réglages ne sont pas interdépendants.
Injecter à l'entrée antenne un signal à 120 MHz, à l'aide d'un potentiomètre attaquant R9 rechercher l'accord en jouant à la fois sur la tension d'accord et sur TR3. L'accord est obtenu pour un niveau maximal de 10,7 MHz sur le collecteur de T3 par exemple.
Décaler le noyau de TR3 pour obtenir cet accord avec 1 V DC à l'entrée de R9. Cette opération fixe la couverture du récepteur. On règlera finalement TR1, TR2 et TR4 pour avoir le niveau maximal de fréquence intermédiaire à 10,7 MHz.

Figure 7

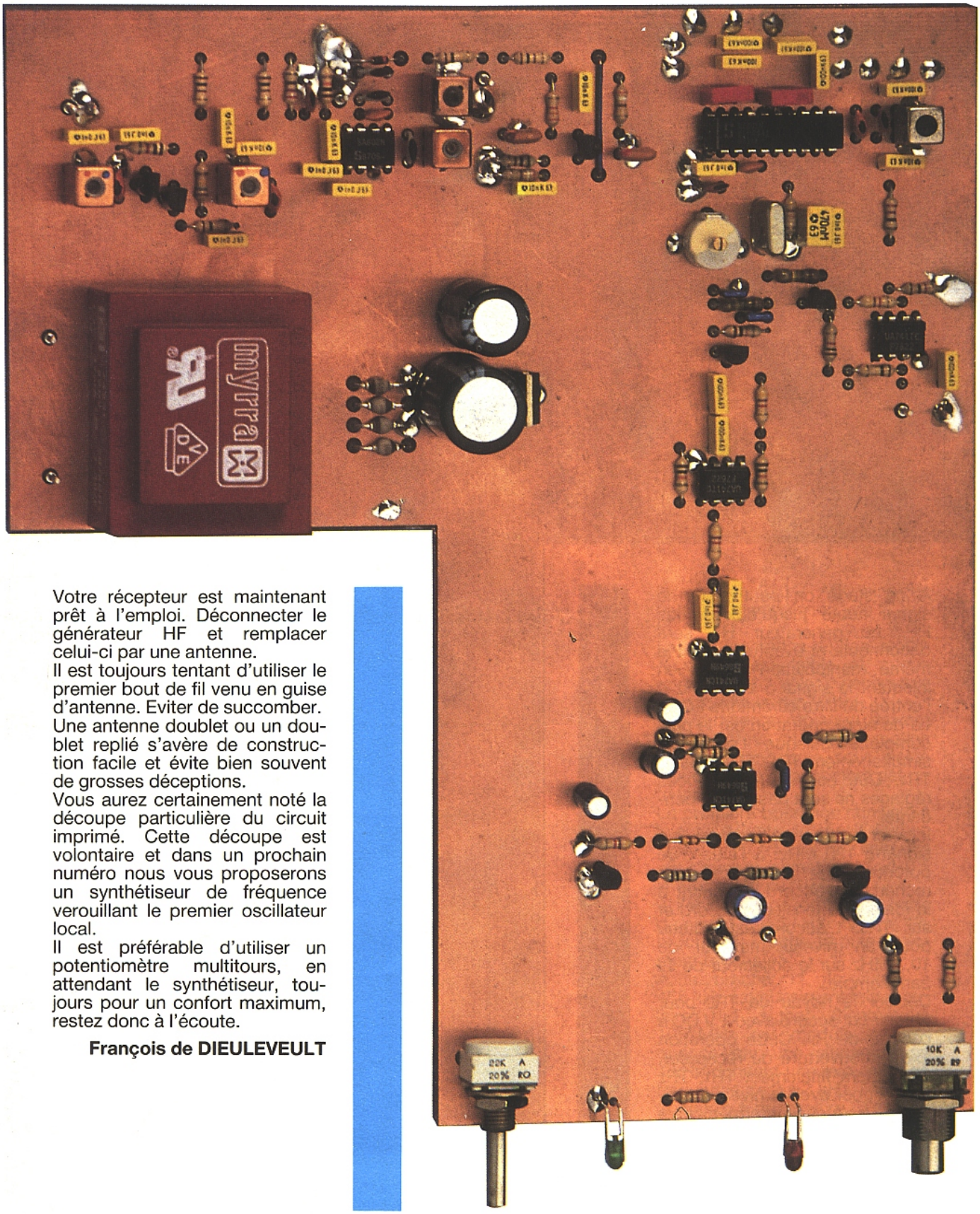
Nomenclature

Résistances

R_1 : 1 kΩ	R_{10} : 100 Ω	R_{20} : 15 kΩ	R_{30} : 10 kΩ	R_{40} : 470 Ω
R_2 : 100 kΩ	R_{11} : 390 Ω	R_{21} : 100 kΩ	R_{31} : 10 kΩ	R_{41} : 27 kΩ
R_3 : 180 kΩ	R_{12} : 47 kΩ	R_{22} : 1 kΩ	R_{32} : 10 kΩ	
R_4 : 100 Ω	R_{13} : 100 Ω	R_{23} : 10 Ω	R_{33} : 150 kΩ	
R_5 : 270 Ω	R_{14} : 270 Ω	R_{24} : 10 Ω	R_{34} : 150 kΩ	
R_6 : 3,3 kΩ	R_{15} : 10 kΩ	R_{25} : 4,7 kΩ	R_{35} : 100 kΩ	
R_7 : 560 Ω	R_{16} : 4,7 kΩ	R_{26} : 4,7 kΩ	R_{36} : 100 kΩ	
R_8 : 330 Ω	R_{17} : 1 kΩ	R_{27} : 4,7 kΩ	R_{37} : 22 kΩ potentiomètre	
R_9 : 100 kΩ	R_{18} : 10 kΩ	R_{28} : 4,7 kΩ	R_{38} : 2,2 kΩ	
	R_{19} : 1 kΩ	R_{29} : 4,7 kΩ	R_{39} : 100 kΩ	

Condensateurs

C_1 : 100 pF	C_{10} : 10 nF	C_{20} : 1 nF	C_{30} : 100 nF
C_2 : 100 pF	C_{11} : 10 nF	C_{21} : 1 nF	C_{31} : 1 nF
C_3 : 15 pF	C_{12} : 10 nF	C_{22} : 33 pF	C_{32} : 10 µF/10 V
C_4 : 4,7 pF	C_{13} : 10 nF	C_{23} : 4,7 pF	C_{33} : 10 µF/10 V
C_5 : 100 pF	C_{14} : 1 nF	C_{24} : 470 nF	C_{34} : 330 pF
C_6 : 10 pF	C_{15} : 10 nF	C_{25} : 10 nF	C_{35} : 1 nF
C_7 : 10 pF	C_{16} : 15 pF	C_{26} : 100 nF	C_{36} : 330 pF
C_8 : 1 nF	C_{17} ; 10 pF	C_{27} : 100 nF	C_{37} : 100 nF
C_9 : 1 nF	C_{18} : 15 pF	C_{28} : 100 nF	C_{38} : 100 nF
	C_{19} : 1 nF	C_{29} : 100 nF	C_{39} : 1 nF



Votre récepteur est maintenant prêt à l'emploi. Déconnecter le générateur HF et remplacer celui-ci par une antenne.
Il est toujours tentant d'utiliser le premier bout de fil venu en guise d'antenne. Eviter de succomber.
Une antenne doublet ou un doublet replié s'avère de construction facile et évite bien souvent de grosses déceptions.
Vous aurez certainement noté la découpe particulière du circuit imprimé. Cette découpe est volontaire et dans un prochain numéro nous vous proposerons un synthétiseur de fréquence verouillant le premier oscillateur local.
Il est préférable d'utiliser un potentiomètre multitours, en attendant le synthétiseur, toujours pour un confort maximum, restez donc à l'écoute.

François de DIEULEVEULT

C_{40} : 10 µF/10 V
C_{41} : 10 µF/10 V
C_{42} : 10 µF/10 V
C_{43} : 330 pF
C_{44} : 1 000 µF/25 V
C_{45} : 1 000 µF/16 V
C_{46} : 100 nF

Semi-conducteurs

D_1 : OF 643
D_2 : 1 N 4148
D_3 : 1 N 4148
D_4 : DEL
D_5 : 1 N 4007
D_6 : 1 N 4007
D_7 : 1 N 4007
D_8 : 1 N 4007
D_9 : DEL

T_1 : BF 245 B
T_2 : BF 245 B
T_3 : BC 547 B
T_4 : BC 547 B
T_5 : BC 547 B
T_6 : BC 557 B
T_7 : BC 547 B

Circuits intégrés

U_1 : NE 605
U_2 : NE 602
U_3 : 741
U_4 : 741
U_5 : 741
U_6 : 741
U_7 : LM 7809

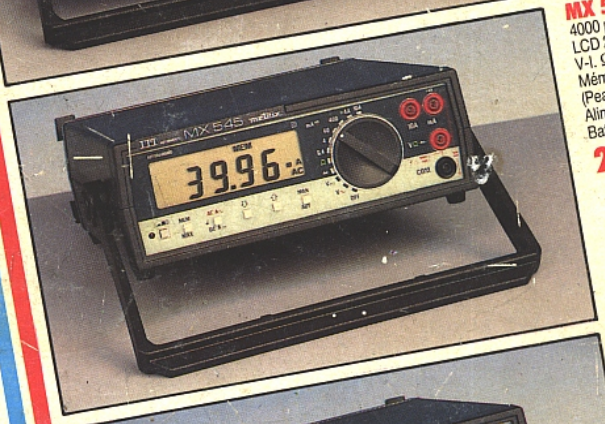
Divers

FC_1 : 10,7 MA Murata
FC_2 : 10,7 MA Murata
FC_3 : 455 Z Toko
FC_4 : 455 Z Toko
X_1 : 10 245 kHz Quartz
TR_1 : 00-5063-00 NEOSID
TR_2 : 00-5063-00 NEOSID
TR_3 : 00-5033-10 NEOSID
TR_4 : 00-5086-00 NEOSID
TR_5 : LMC 4102 TOKO
Transfo 220 V/12 V 8 VA

Cibot avec Metrix la mesure française à l'heure de l'Europe.

OX 725. Calibre 1 mV à 50 v/div. 4 périodes sur l'écran à 20 MHz. Déclenchement crete à crete de grande stabilité. Déclenchement vertical sumultanément sur les 2 canaux. Analyse de la courbe point par point grâce au retard de balayage. Hold off variable. Indication Led d'un décalibrage.
4269F TTC

OX 722. Calibre 1 mV à 50 V/div. 4 périodes sur l'écran à 20 MHz. Déclenchement crête à crête de grande stabilité. Déclenchement vertical simultanément sur les 2 canaux. Hold off variable.
3901F TTC



MX 545. 4000 points autoranging. LCD 20 mm. V-I. Ω test diodes. Mémorisation de la mesure (Peak-old). Alimentation secteur. Batterie option.
2182F TTC

MX 547. 4000 points autoranging. LCD 20 mm. V-I. Ω test diodes. Mémorisation de la mesure (Peak-old). Valeur efficace RMS AC/AC + DC. Mesure de température avec couple K – 20° + 400 °C. Alimentation secteur. Batterie option.
2965F TTC

NOUVEAUTÉ : MX 1200
Pince numérique multifonctions LCD 13 mm. 2000 points. Diamètre d'ouverture 60 mm. 2 cal. I : 200 A. 1000 A (1 %) 2 cal. V : 200 V. 750 V (0,5 %) **4150F**

NOUVELLE GENERATION
LABORATOIRE DE POCHE
5000 POINTS

MX 50
1410F TTC

MX 51
1765F TTC

MX 52
2360F TTC

Affichage : 4 chiffres LCD de 12 mm.
RMS : 60 dB - **RMC :** 120 dB AC/Vdc ; 60 dB AC/Vac
ADP (Adaptateur) : Calibre 500 mVdc.
Cœfficient de température : 0,1 x précision/°C.
Etanchéité : IP 66.
Sécurité : Conforme CEI 348 Classe II.
Alimentation : Pile 9 V.
Dimensions : 40 x 82 x 189 mm
Masse : 400 g

metrix
chez CIBOT

1 et 3, rue de Reuilly - 75012 PARIS - Tél. : 43.79.69.81

Bon de commande ou de documentation

je désire recevoir :
☐ DOCUMENTATION *(joindre 15 F en timbres ou chèque)*
☐ COMMANDE *(chèque joint - Port en sus)*

Références .....
..... Prénom .....
NOM .....
Adresse ..... Ville .....
Code postal .....

RP 09/89