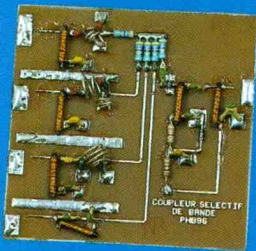


NUMÉRO 205 - JUILLET/AOÛT 1996 MJD

25f

MILLIWATTMETRE
HF

◆
COMMUTATEUR
DE TETES
SATELLITE
22 kHz



LIAISON RS232
HF HALF
DUPLEX

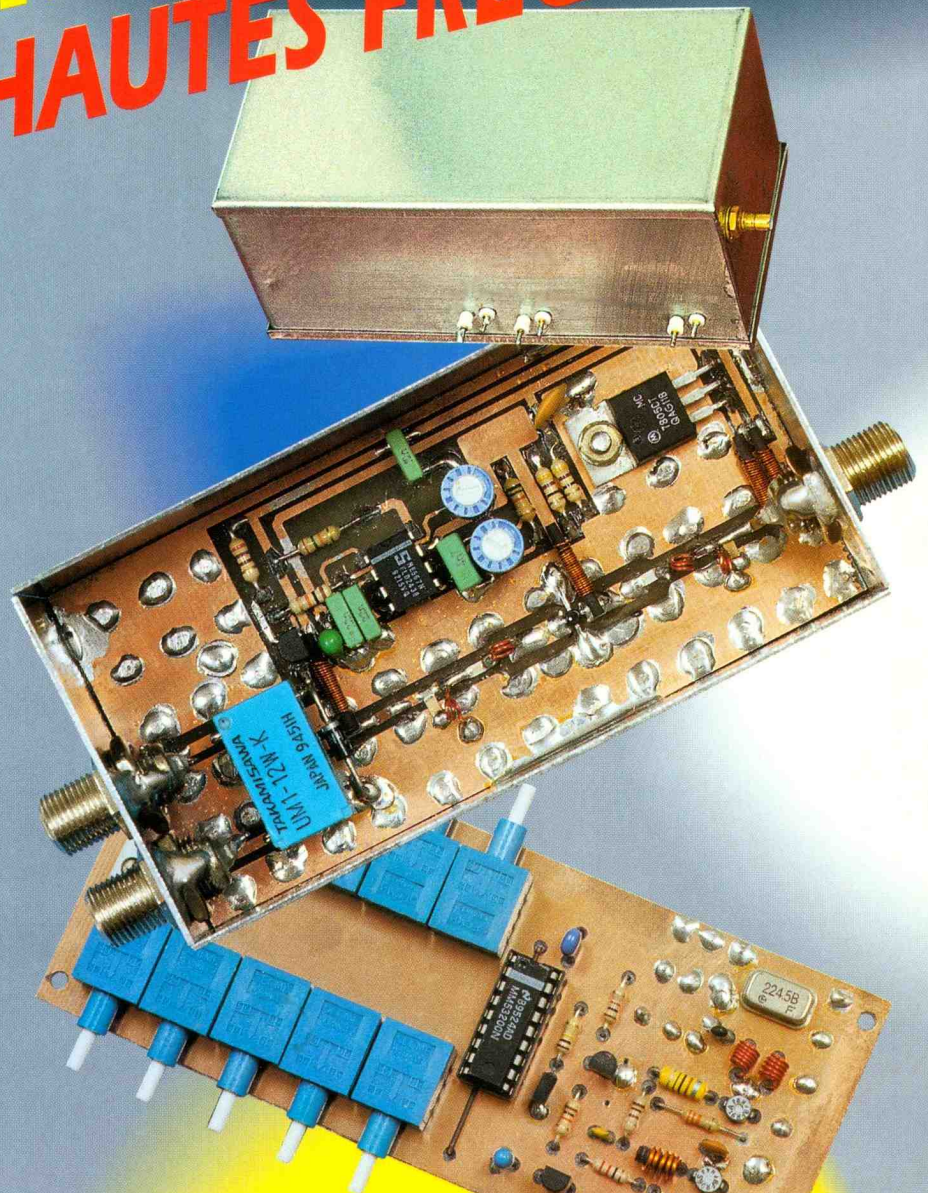
◆
AMPLIFICATEUR
DE DISTRIBUTION
TV

◆
AMPLIFICATEUR
DE LIGNE
SATELLITE

◆
PROGRAMMATEUR
DE PIC



SPECIAL MONTAGES HAUTES FREQUENCES



T 2437 - 205 - 25,00 F



ELECTRONIQUE PRATIQUE

N° 205 JUILLET/AOÛT 1996
I.S.S.N. : 0243 4911 AMM.06122017

PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD

S.A. au capital de 5 160 000 F
2 à 12, rue Bellevue, 75019 PARIS
Tél. : 44.84.84.84 - Fax : 42.41.89.40
Télex : 920 409 F

Principaux actionnaires :
M. Jean-Pierre VENTILLARD
Mme Paule VENTILLARD

Président-Directeur Général
Directeur de la Publication :

Jean-Pierre VENTILLARD

Directeur honoraire : **Henri FIGHIERA**
Directeur de la rédaction : **Bernard FIGHIERA**
Rédacteur en chef : **Claude DUCROS**

Maquette : **Jean-Pierre RAFINI**
Couverture : **R. MARAI**
Avec la participation de **U. Bouteville, J. Cerf, C. Galles, A. Garrigou, F. Jongbloët, R. Knoerr, E. Larchevêque, L. Lellu, M. Morin, P. Oguic, M. Ousset, D. Roverch, A. Sorokine.**

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

Marketing/Ventes : **Jean-Louis PARBOT**
Tél. : 44.84.84.85

Inspection des Ventes :
Société PROMEVENTE : Lauric MONFORT
6 bis, rue Fournier, 92110 CLICHY
Tél : (1) 41.34.96.00 - Fax : (1) 41.34.95.55

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

Abonnement : **Annie DE BUJADOUX**
Voir nos tarifs (spécial abonnements, p. 102).
Préciser sur l'enveloppe « SERVICE ABONNEMENTS »
Important : Ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal.
Les règlements en espèces par courrier sont strictement interdits. **ATTENTION!** Si vous êtes déjà abonné, vous faciliterez notre tâche en joignant à votre règlement soit l'une de vos dernières bandes-adresses, soit le relevé des indications qui y figurent.
• Pour tout changement d'adresse, joindre 2,80 F et la dernière bande.
Aucun règlement en timbre poste.
Forfait 1 à 10 photocopies : 30 F.

Distribué par : **TRANSPORTS PRESSE**

Abonnements USA - Canada : Pour vous abonner à **Electronique Pratique** aux USA ou au Canada, communiquez avec Express Mag par téléphone au 1-800-363-1310 ou par fax au (514) 374-4742. Le tarif d'abonnement annuel (11 numéros) pour les USA est de 49 \$US et de 68 \$can pour le Canada.

Electronique Pratique, ISSN number 0243 4911, is published 11 issues per year by Publications Ventillard at 1320 Route 9, Champlain, N.Y., 12919 for 49 \$US per year. Second-class postage paid at Champlain, N.Y. POSTMASTER : Send address changes to **Electronique Pratique**, c/o Express Mag, P.O. Box 7, Rouses Point, N.Y., 12979.

REALISEZ VOUS-MEME

Revue Pdf

- 26 **3** Wattmètre secteur 40 W-4 kW
- 31 **8** Clignoteur aléatoire quatre voies
- 37 **13** Programmateur de PIC 16C5x
- 105 **77** Interrupteur crépusculaire
- 110 **81** Compteur horaire

47 23 DOSSIER H.F.

- 52 **28**
- 58 **34** 47 : Liaison H.F. RS 232 bidirectionnelle - 52 : Télé-
- 61 **37** commande H.F. multicanaux - 58 : Commutateur
- 63 **39** 22 kHz TV Sat - 61 : Coupleur/Répartiteur sélectif -
- 65 **41** 63 : Coupleur deux paraboles - 65 : Ampli canal 36
- 67 **43** UHF - 67 : Ampli de ligne Sat - 69 : Préampli TV
- 69 **45** faible bruit - 72 : Modulateur TV norme L
- 72 **48** expérimental - 84 : Radio FM sur PC -
- 84 **59** 101 : Distributeur 4 voies (FM, TV, TV Sat, AUX) -
- 101 **74** 103 : Ampli de distribution 40/860 MHz
- 103 **75**

MESURES

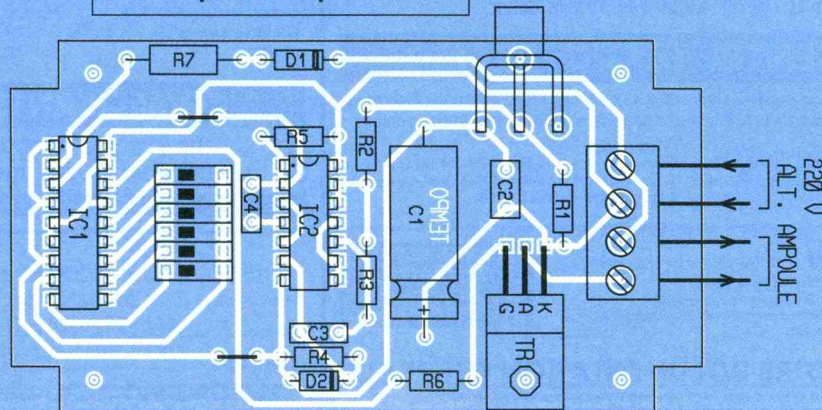
- 78 **53** Milliwattmètre H.F. 10 mW à 100 W
- 88 **63** Fréquencemètre H.F. 10 Hz-2,5 GHz
- 114 **83** Le scope numérique PC VDATA
- 115 **84** Mesure des inductances

23 - INFOS OPPORTUNITES

DIVERS

- 98 **71** Fiche technique : atténuateurs HF
- 126 **89** Courrier des lecteurs

Interrupteur crépusculaire



« Ce numéro a été tiré à 77 000 exemplaires »



DOMOTIQUE



PC



ROBOT



ELEC. PROG.



RADIO



FICHE TECHN.



AUTO



JEUX



MODELISME



MESURES



AUDIO



GADGETS



INITIATION



COURRIER



FICHE À DÉCOUPER



WATTMETRE SECTEUR A DIODES

Ce dispositif permet d'évaluer rapidement la puissance absorbée par une charge connectée au secteur, sans acrobaties de branchement et sans faire appel à un appareillage coûteux et fragile. Il peut donc être mis entre les mains de profanes sans entraîner de difficultés d'interprétation ou d'appréciation.

De façon classique, pour quantifier une puissance, on mesure la tension et l'intensité efficaces et l'on multiplie les deux valeurs pour obtenir : $W = U \cdot I \cdot \cos\phi$, $\cos\phi$ (facteur de puissance) étant, le plus souvent très voisin de 1. Si l'on

considère que la tension du secteur est fixe, la valeur de la puissance est proportionnelle à l'intensité du courant circulant dans la charge. Il suffit donc d'étalonner les indications de courant en watts pour lire la puissance consommée.

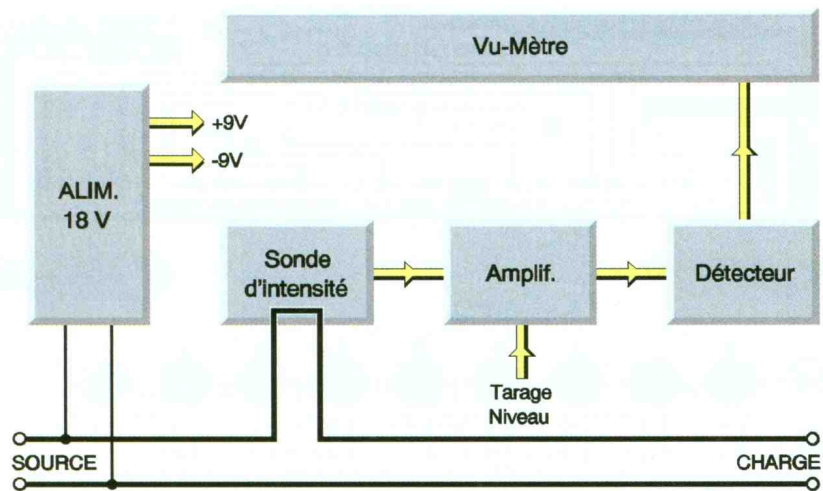
En fait, la difficulté réside dans la mise en oeuvre d'une mesure d'intensité qui nécessite la séparation de l'un des fils d'alimentation de la charge (pince ampèremétrique) ou sa coupure (ampèremètre alternatif). Même en faisant appel à des précautions élémentaires, ces opérations restent délicates, voire dangereuses.

Le wattmètre que nous proposons s'insère simplement entre une prise secteur bipolaire + terre et le connecteur correspondant de la charge, à la manière d'un simple prolongateur. Il comporte un petit boîtier intermédiaire présentant une échelle de diodes électroluminescentes qui indique la valeur instantanée de la puissance absorbée. On peut ainsi apprécier le bon fonctionnement d'un appareil électroménager (par exemple), d'un thermostat ou de toute une installation dans des limites que nous avons arbitrairement fixées de 40 à 4000 W en deux gammes. Bien entendu, la conception de cet appareil ne peut lui permettre d'offrir une grande précision, ce qui d'ailleurs est rarement

demandé dans ce type d'appréciation. On se limite donc à environ 15 % dans la plupart des cas, sans prendre de précautions particulières. En fait, des erreurs peuvent être commises si le facteur de puissance ($\cos\phi$) est très différent de 1, si la tension secteur varie pendant la mesure ou si des parasites très virulents sont présents sur la ligne. Pour éviter ces écueils, on tiendra compte du $\cos\phi$ le cas échéant et l'on évitera de faire une mesure en présence de parasites ou d'instabilités du secteur.

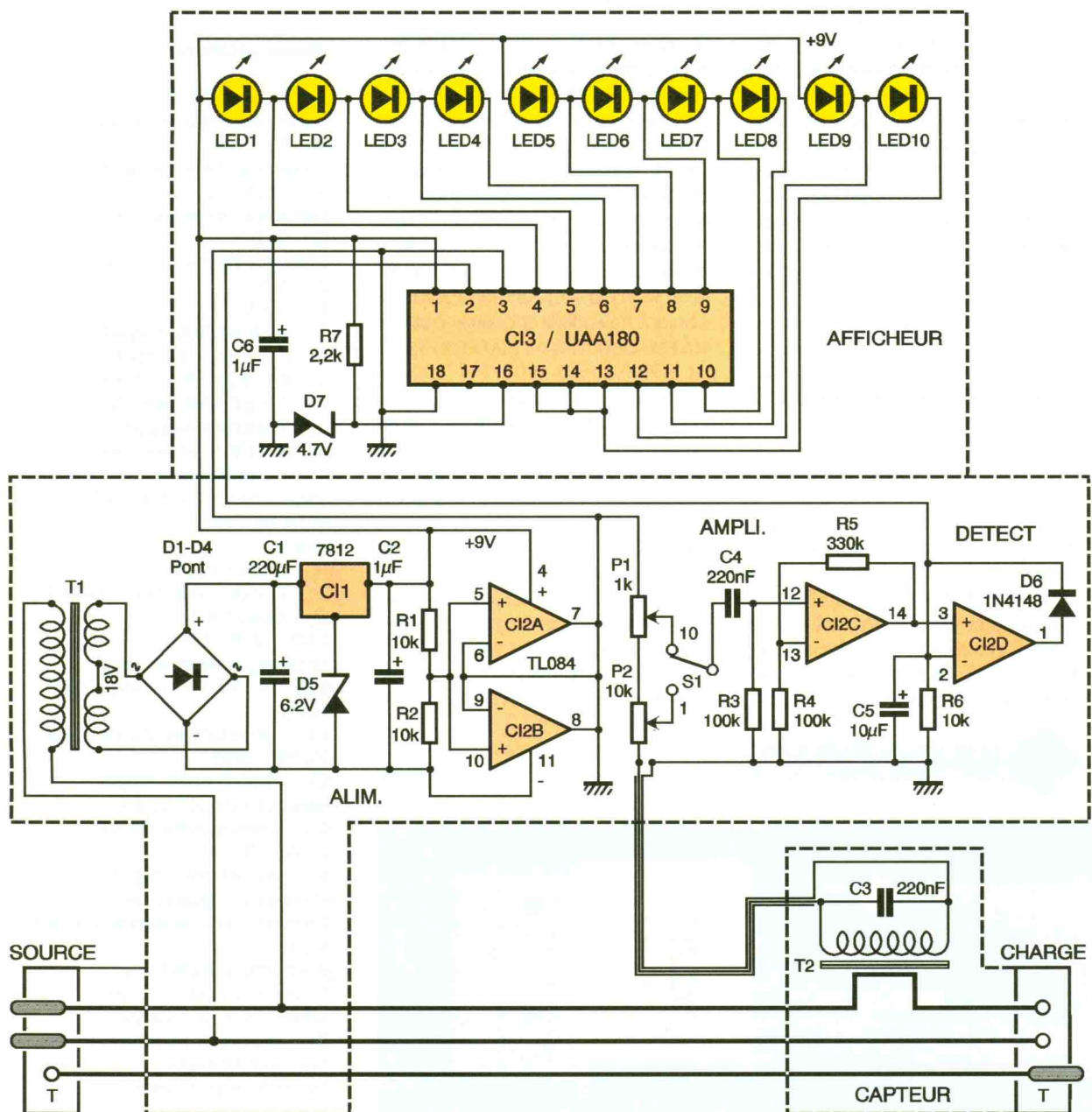
Principe de fonctionnement

Le schéma synoptique de la **figure 1** permet de comprendre le fonctionnement de l'appareil. Une sonde d'intensité recueille la tension induite par une boucle disposée en série sur l'un des conducteurs reliant la charge à la source (secteur alternatif). Cette tension est amplifiée puis détectée. La tension continue résultante est envoyée vers un afficheur de type "Vumètre" à diodes LED. Prélevée en amont de la boucle de mesure, la tension secteur est envoyée vers une alimentation continue symétrique de +/- 9V destinée à activer l'électronique de mesure. Le réglage de l'amplificateur (tarage de niveau) permet d'obtenir sur l'afficheur les illuminations de LED qui correspondent à la puissance consommée.



1 SYNOPTIQUE DU WATTMÈTRE SECTEUR.

2 LE SCHÉMA COMPLET : CARTE AFFICHAGE + CARTE MESURE.



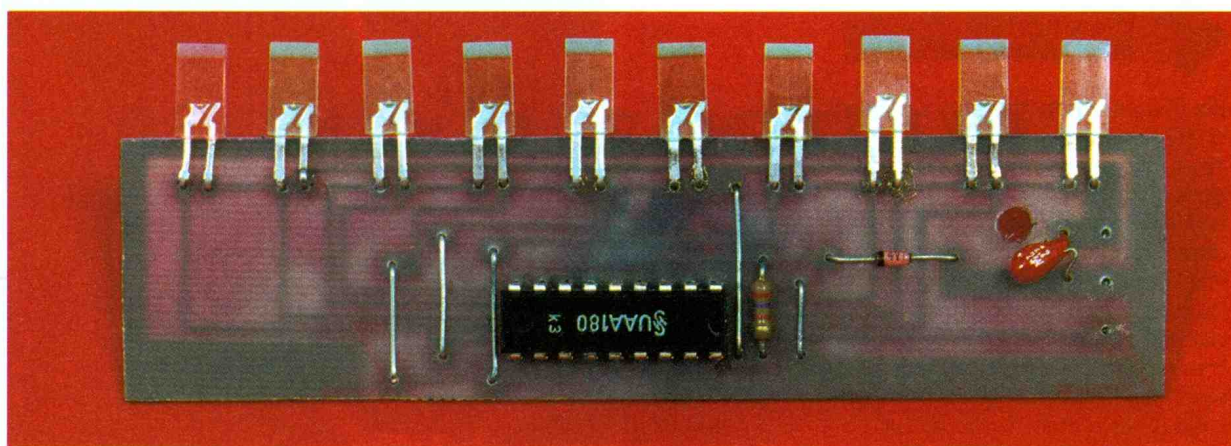


Schéma détaillé

La **figure 2** présente le schéma électrique de l'appareil. La boucle de mesure de l'un des conducteurs du câble SOURCE-CHARGE constitue le primaire du transformateur T_2 dont le secondaire est accordé par C_3 . La tension alternative à 50 Hz correspondante est envoyée par un câble blindé vers les deux potentiomètres de réglage P_1 et P_2 montés en série. L'inverseur S_1 permet de prélever une fraction de tension (x1) ou (x10) constituant ainsi, après étalonnage, deux niveaux dans un rapport de 10 correspondant aux gammes de mesure. Le signal provenant du commun de S_1 est envoyé, à travers C_4 , vers l'amplificateur opérationnel Cl_2-C qui assure un gain de 10 dB, par R_4 et R_5 , afin d'attaquer l'étage de détection dans de bonnes conditions. La liaison est directe vers Cl_2-D monté très simplement en détecteur sans seuil au moyen de la diode D_6 entre la sortie et l'entrée inverseuse. La tension continue positive résultante est prélevée aux bornes de la résistance R_6 , découplée par C_5 , et envoyée vers l'afficheur. L'afficheur est un vumètre conventionnel. Il comporte un circuit intégré Cl_3 (UAA180) capable d'assurer l'allumage d'une bande lumineuse de 12 LED dont la longueur est proportionnelle à la tension positive présente sur l'entrée (broche 16). Celle-ci, en provenance du détecteur, est proportionnelle au courant traversant la charge, c'est à dire, à la puissance absorbée. La polarisation de la broche 3, fixée à 4,7V par la diode zener D_7 , alimentée par R_7 , assure une transition assez

brusque d'une LED à l'autre afin d'améliorer la lisibilité lorsque la tension d'entrée varie.

Pour simplifier le montage, nous avons limité à 10 le nombre de diodes commandées, ce qui semble suffisant, compte tenu de la précision recherchée avec cet appareil. L'étalonnage de l'échelle de 10 diodes a été réalisé à raison de 40W par diode, ce qui donne 40 à 400 W pour la gamme (x1) et 400 W à 4 kW pour la gamme (x10). On peut naturellement choisir d'autres valeurs : la limite inférieure est liée à la sensibilité de l'appareil et la supérieure aux caractéristiques du câble d'alimentation et aux performances des connecteurs SOURCE et CHARGE. Le **tableau T1** indique les valeurs nominales associées aux diodes LED :

L'alimentation comprend le transformateur T_1 (220V/18V ou 2x9V) de 3VA dont le secondaire est connecté à un pont de diodes moulé tout à fait classique. Le condensateur C_1 assure l'essentiel du filtrage de la tension redressée envoyée vers le régulateur intégré Cl_1 7812 de 12V associé à une zener D_5 de 6,2V afin d'obtenir une tension de sortie régulée de 18,2V. On peut aussi faire appel directement à un régulateur 7818 de 18V (donc sans zener), mais ce dernier composant est moins répandu (et donc plus difficile à trouver) que le 7812. C_2 entre 0 et + 18V assure une meilleure stabilité du régulateur. La transformation de la tension unipolaire de 18V en deux tensions symétriques de + 9V et -9V est assurée par les deux amplis opérationnels Cl_2-A et Cl_2-B montés en parallèle. Les entrées non inverseuses reçoivent une tension médiane obtenue par les deux résistances série R_1 et R_2 placées entre 0 et + 18V. Les

LA CARTE AFFICHAGE CÂBLÉE.

entrées inverseuses sont réunies aux sorties pour constituer le commun de l'alimentation symétrique (référence 0V).

Ce procédé de symétrisation est classique. Dans le cas présent, la mise en parallèle de deux amplis opérationnels diminue de moitié la résistance apparente vers la masse : les amplis C et D sont bien alimentés en + et -9V, mais l'afficheur ne sollicite que la tension positive créant un déséquilibre de courant qui, dans ce cas, ne se traduit que par une très légère dissymétrie des tensions + et -.

Réalisation

Ce dispositif fait appel à un cordon mâle (SOURCE) de 2 conducteurs + terre suffisamment dimensionnés pour accepter le courant maximal requis. Ce cordon est réuni à un boîtier électronique qui contient la carte principale et celle de l'afficheur. Un boîtier de dimensions réduites (CHARGE) supporte une embase femelle et contient le capteur d'intensité T_2 et le condensateur d'accord C_3 . Un conducteur de 3 fils, de même section que le précédent, doublé d'un fil blindé, réunit ce petit sous-ensemble au boîtier électronique (voir figure 2). Les longueurs des conducteurs seront adaptées au type d'utilisation envisagé. La décomposition de cet appareil en modules, outre qu'elle facilite la réalisa-

T1

PUISSANCE INDIQUÉE SELON LES LED ILLUMINÉES ET LE COEFFICIENT MULTIPLICATEUR.

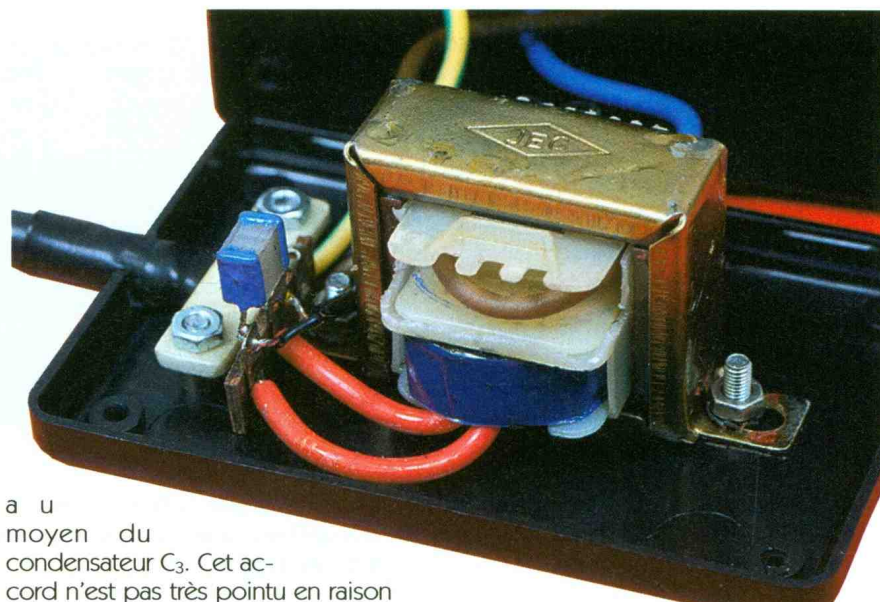
LED N°	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Watts x1	40	80	120	160	200	240	280	320	360	400 +
Watts x10	400	800	1200	1600	2000	2400	2800	3200	3600	4000

RÉALISATION DU CAPTEUR D'INTENSITÉ.

tion, autorise une grande souplesse d'utilisation et évite un couplage indésirable entre T_2 et T_3 . En outre, la carte afficheur peut être séparée du boîtier électronique et incorporée dans un autre boîtier de "monitoring" pour surveiller, par exemple, la puissance instantanée consommée par une installation. Dans ce cas, la liaison par paire blindée est suffisante. Le transformateur T_2 doit être réalisé à partir d'un petit transformateur d'alimentation de 1 ou 2VA, non moulé ni imprégné, sur lequel il est possible de retirer l'enroulement secondaire à basse tension sans nuire à l'intégrité de l'enroulement primaire 220V qui constituera le secondaire du capteur d'intensité.

Le meilleur résultat sera obtenu à partir d'un petit transformateur à enroulements juxtaposés et non superposés.

Le circuit primaire comporte une seule spire de fil isolé de fort diamètre logée dans l'espace libéré par le débobinage. Un montage sur étrier facilitera la fixation de ce capteur dans le boîtier approprié. Le filtrage sommaire de la tension induite sera obtenu en accordant le bobinage secondaire du capteur sur 50 Hz



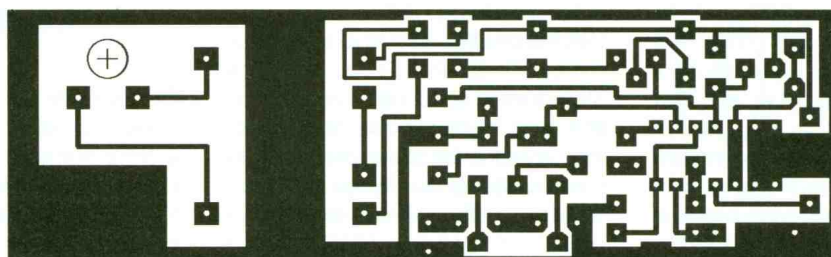
à u moyen du condensateur C_3 . Cet accord n'est pas très pointu en raison de la résistance interne du secondaire de T_2 (de quelques milliers d' Ω), mais il suffit à abaisser le niveau de parasites de façon significative. Si on ne dispose pas de moyens capables de vérifier l'accord de ce circuit, on se contentera de disposer un condensateur de 200 ou 330 nF. Les figures 3 et 4 présentent respectivement le dessin des cartes imprimées principale et afficheur. Les figures 5 et 6 montrent l'implantation des composants sur ces cartes. La carte principale reçoit : La tension secteur 220 ou 230V ré-

unie au primaire de T_1 , La tension de mesure issue du capteur d'intensité, véhiculée par un câble blindé.

Elle sort les connexions suivantes : Un liaison trois fils avec l'inverseur de gammes,

La liaison trois fils vers l'afficheur soit : un fil commun 0V, un fil d'alimentation de +9V et un fil de commande de l'affichage.

Le câblage très simple de ce sous-ensemble n'attire pas de commentaires particuliers. On veillera à bien

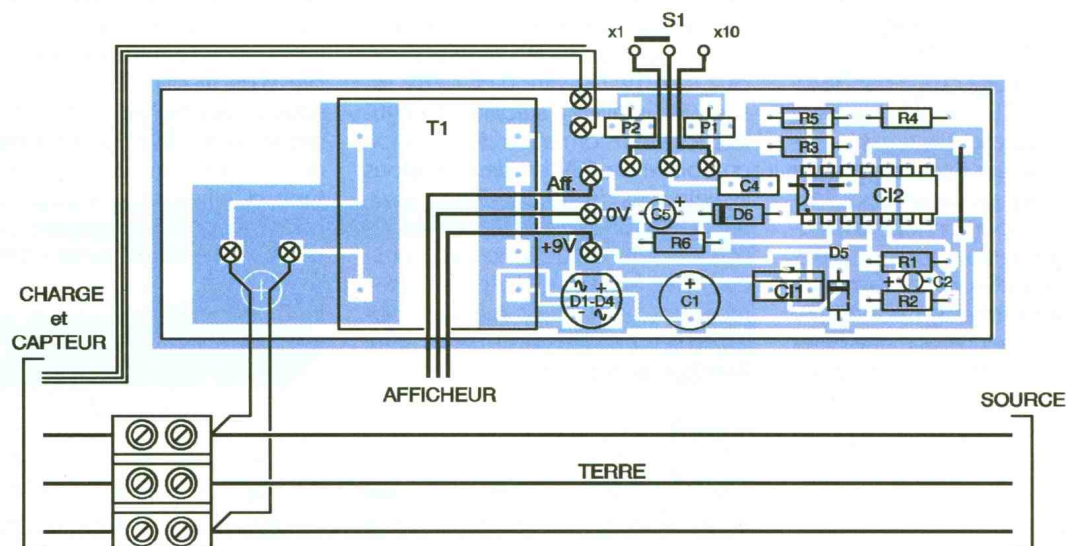


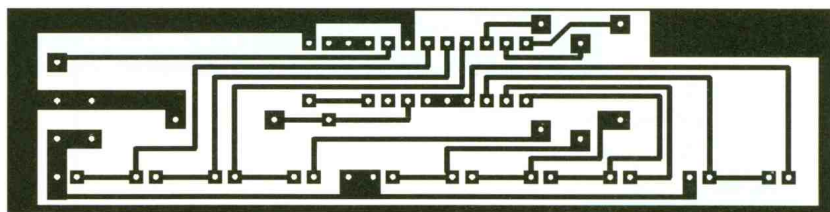
3

CIRCUIT IMPRIMÉ DE LA CARTE MESURE CÔTÉ CUIVRE.

5

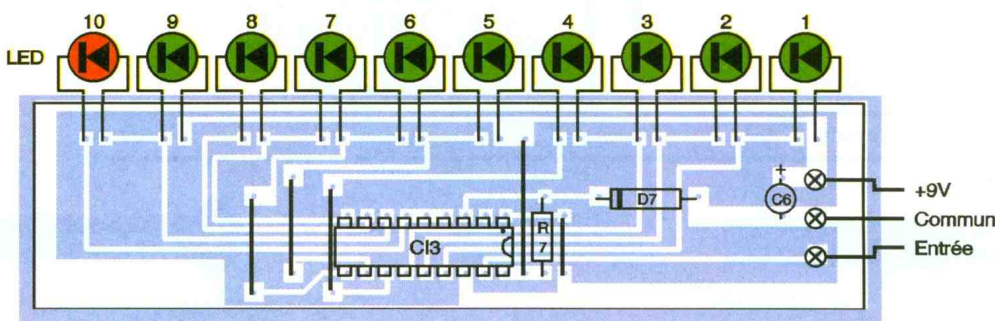
IMPLANTATION DE LA CARTE MESURE.





4 CI CARTE AFFICHAGE CÔTÉ CUIVRE...

6 ... ET SON IMPLANTATION.



respecter le sens de branchement des condensateurs polarisés C_1 , C_2 , C_5 , et des diodes D_{1-4} , D_5 et D_6 . On n'oubliera pas de disposer les deux straps dont l'un est en partie placé sous le circuit intégré CI_2 . La carte afficheur supporte le circuit intégré CI_3 , quelques composants et une échelle de dix diodes LED. Ces diodes ont une section rectangulaire de 5 x 2,5 mm et ont 10 mm de hauteur pour être assez visibles, mais rien ne s'oppose à l'installation de diodes cylindriques conventionnelles. Les diodes 1 à 9 sont de couleur verte ; la diode 10 est rouge pour indiquer le dépassement de gamme. Les boîtiers électronique et CHARGE sont des modèles tout plastique. Les dimensions intérieures minimales sont de 125 x 52 x 33 mm pour le premier et de 80 x 52 x 30 pour le second. De nombreux constructeurs offrent des modèles pouvant satisfaire ces critères. On augmentera éventuellement les dimensions des cartes imprimées pour leur assurer une fixation adéquate dans le boîtier.

Mise au point

Si l'on veut effectuer un réglage correct, il est souhaitable de disposer d'un bon multimètre pouvant mesurer la tension secteur et l'intensité traversant la charge. On définira une charge résistive de 200W en faisant appel, par exemple, à des ampoules d'éclairage montées en parallèle (ne pas se fier aux indications portées). Après avoir vérifié la tension du secteur on mesurera le courant traversant la charge qui devra être de 0,91A sur 220V (ou 0,87A sur 230V). On mettra S_1 sur la position (x1) et on connectera la charge de 200W en sortie du wattmètre. On réglera le potentiomètre P_2 jusqu'à obtenir l'illumination des LED 1 à 5 incluses. On opérera de même sur la gamme (x10) en faisant appel à une charge ohmique de 2000W (radiateur électrique, fer à repasser, etc.) en réglant P_1 pour avoir la même indication sur l'échelle de mesure de l'afficheur.

Nomenclature

- R_1, R_2, R_6 : 10 k Ω (marron, noir, orange)
- R_3, R_4 : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
- R_5 : 330 k Ω (orange, orange, jaune)
- R_7 : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)
- P_1 : 1 k Ω
- P_2 : 10 k Ω
- C_1 : 220 μ F/50V radial
- C_2, C_6 : 1 μ F/35V tantale
- C_3, C_4 : 220 nF milfeuil
- C_5 : 10 μ F/35V tantale
- T_1 : Transformateur 220V/2x9V moulé 3VA
- T_2 : Transformateur modifié (voir texte) (1 ou 2 VA)
- D_1 à D_4 : Pont de diodes moulé
- D_5 : Zener 6,2V
- D_6 : Diode silicium 1N4148
- D_7 : Zener 4,7V
- LED 1 à 9 : LED rectangulaires vertes
- LED 10 : LED rectangulaire rouge
- CI_1 : Régulateur de tension 7812 (12V)
- CI_2 : Quadruple ampli opérationnel TL084
- CI_3 : Commande de LED UAA180
- S_1 : Simple inverseur à glissière 2 positions
- Coffrets tout plastique (voir texte)
- Barrette 3 dominos
- Câble 2 cond. + terre adaptés à la charge
- Connecteur (source) et embasse femelle
- Décolletage divers

LA CARTE "MESURE".

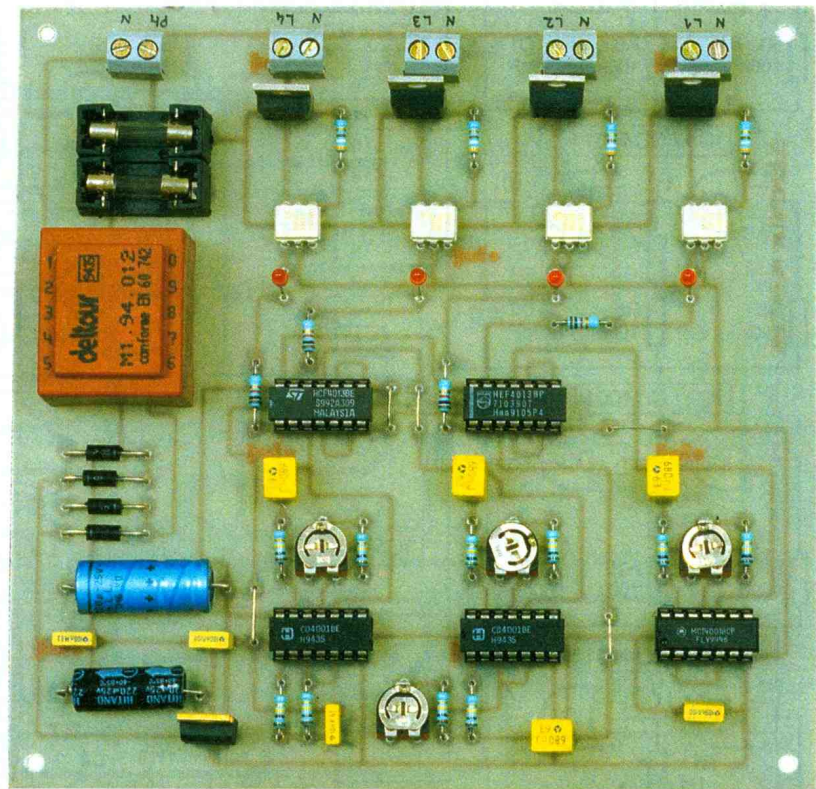
J. CERF





CLIGNOTEUR ALÉATOIRE 4 VOIES

Les effets lumineux rencontrent toujours un franc succès auprès des amateurs de soirées entre amis. Pour compléter votre équipement dans ce domaine, nous vous proposons un clignoteur. Afin d'éviter une répétition monotone de la séquence, l'allumage des spots est indépendant pour chacune des voies, et s'effectue de façon totalement aléatoire. Ce montage utilise des composants très classiques, donc disponibles facilement et la mise au point s'effectue avec une facilité surprenante.



Principe de fonctionnement

La **figure 1** représente l'organisation du montage. Chaque voie comporte une bascule dotée de 2 entrées. La première reçoit un signal issu d'un oscillateur H.F. (haute fréquence) commun à toutes les voies. En revanche, la seconde entrée est connectée à un oscillateur T.B.F. (très basse fréquence) indépendant pour chacune des voies.

Étant donné l'importante différence entre les fréquences haute et basse, lors du changement d'état de cette dernière, il n'est pas possible de prévoir l'état de la fréquence haute. Dans ces conditions, la sortie de la bascule correspondante sera imprévisible.

Pour des raisons de sécurité, nous avons voulu une isolation électrique

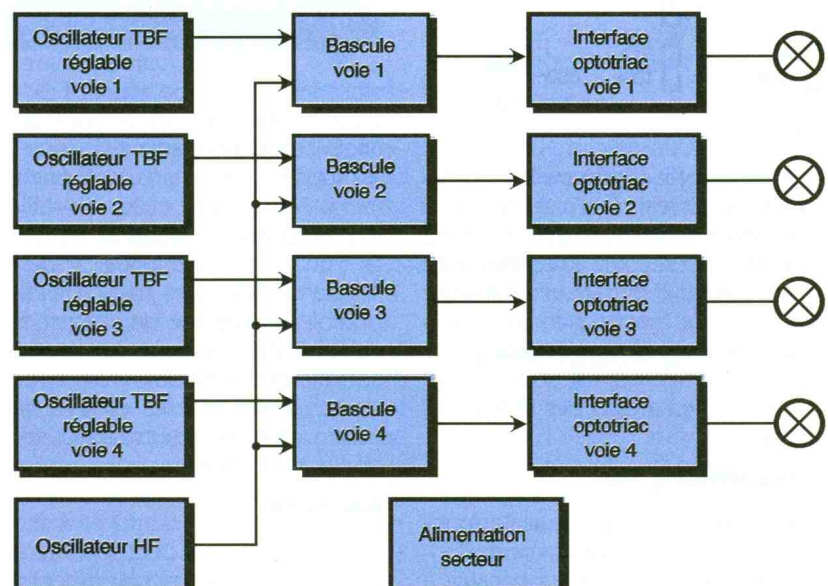
entre la partie logique du montage et le réseau 220V.

Les triacs commandant les lampes sont pilotés par l'intermédiaire d'une interface par optocoupleur.

Le schéma

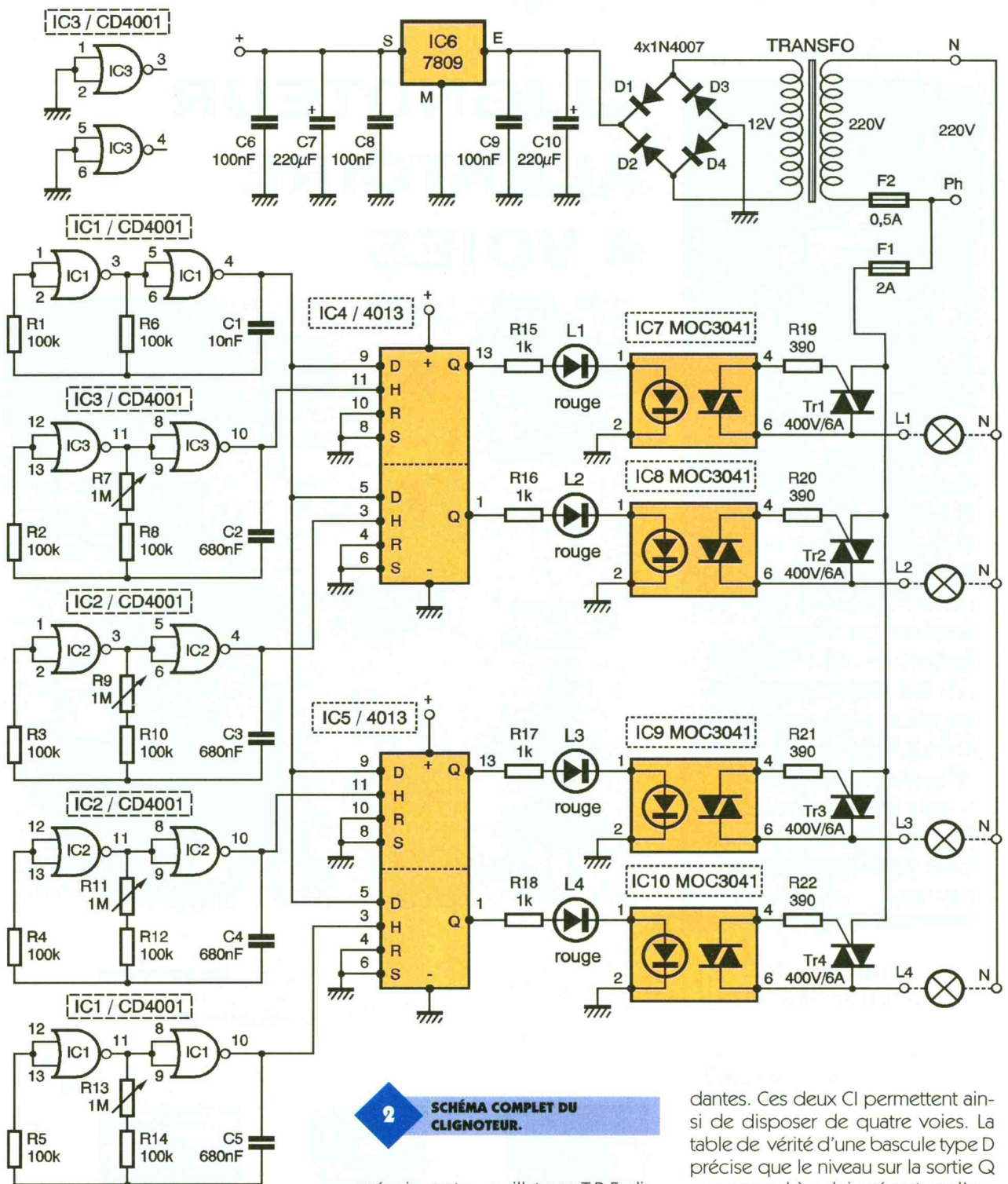
Oscillateur HF

Le schéma de principe du montage



1

SYNOPTIQUE.



2

SCHEMA COMPLET DU CLIGNOTEUR.

est représenté à la **figure 2**. L'oscillateur H.F. est réalisé à l'aide des deux portes NOR de IC₁. Rappelons que la fréquence de sortie est déterminée par C₁ et R₄. R₁ permet une meilleure stabilité de fonctionnement. Sur la sortie 4, nous obtenons donc un signal carré fixe qui est appliqué sur toutes les entrées D des différentes bascules.

Oscillateurs TBF

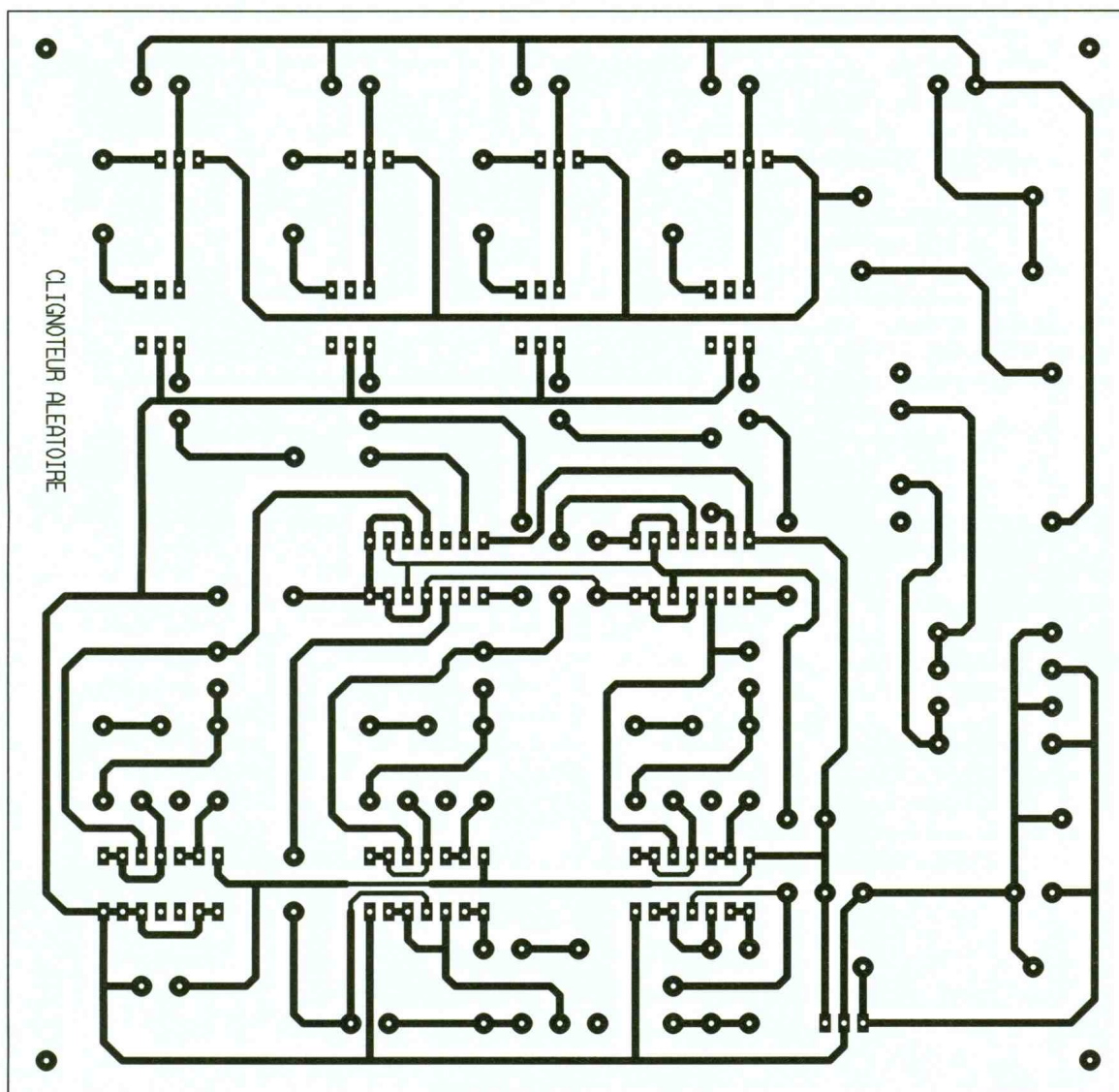
Nous avons souhaité que le fonctionnement des quatre voies soit indépendant. Cela nous a conduit à

prévoir quatre oscillateurs T.B.F. distincts. Le fonctionnement de ceux-ci est identique à celui vu précédemment. Néanmoins, chaque oscillateur est doté d'un ajustable permettant un réglage personnalisé de la fréquence T.B.F. Le signal carré disponible sur la sortie de chaque oscillateur est appliqué sur l'entrée horloge de la bascule correspondante. Notez que les entrées des deux portes inutilisées de IC₃ sont reliées à la masse.

Bascules

Les circuits IC₄ et IC₅ comportent en fait chacun deux bascules indépen-

dantes. Ces deux CI permettent ainsi de disposer de quatre voies. La table de vérité d'une bascule type D précise que le niveau sur la sortie Q correspond à celui présent sur l'entrée D (Data) au moment du passage au niveau 1 de l'entrée horloge. Notre montage profite de cette possibilité: l'entrée D reçoit un signal de fréquence élevée. En revanche, le signal appliqué sur l'entrée H (horloge) présente une fréquence très basse. Au moment du passage de niveau 0 à niveau 1, il n'est donc pas possible de prévoir quelle sera l'état du signal H.F. Dans ces conditions, l'état logique disponible sur la sortie Q de la bascule est pratiquement aléatoire. Notez que les entrées R (Reset) et S (Set) ne sont pas utilisées, et donc reliées à la masse.



Interface de sortie

Pour des raisons évidentes de sécurité, nous avons choisi d'isoler le montage du secteur. Ce rôle est confié à des optotriacs. On peut di-

AJUSTABLES POUR LE RÉGLAGE DE LA FRÉQUENCE.

re en simplifiant que ce composant comporte un élément actif (LED) et un élément passif (optodiode). En alimentant la LED, le rayonnement lumineux de celle-ci permet de commander l'optodiode. L'intérêt réside dans l'absence de liaison électrique entre ces deux parties.

Les LED des optotriacs sont alimentées via une LED de contrôle (L_1 pour la voie 1), et une résistance de limitation du courant (R_{15}). L'optodiode est relié au triac via une résistance de gâchette. Le triac assure la commande de la lampe.

Afin d'éviter la génération de parasites toujours désagréables, le modèle des optotriacs choisis est doté d'un étage de détection du zéro secteur. En effet, si un triac commande une lampe alors que la tension secteur instantanée (position sur la sinusoïde) est importante, le courant dans la lampe passera très rapidement de zéro au courant nominal. Cette brusque transition est généra-

3

LE CIRCUIT IMPRIMÉ CÔTÉ CUIVRE.

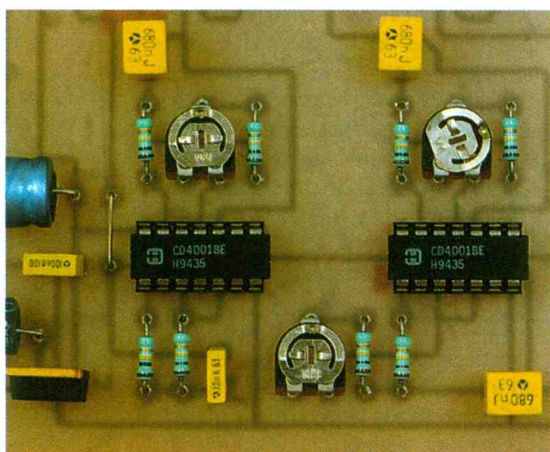
trice de parasites. Pour éviter ce phénomène, il suffit d'attendre que la sinusoïde passe à zéro pour commander le triac, C'est exactement ce que fait notre optocoupleur MOC 3041.

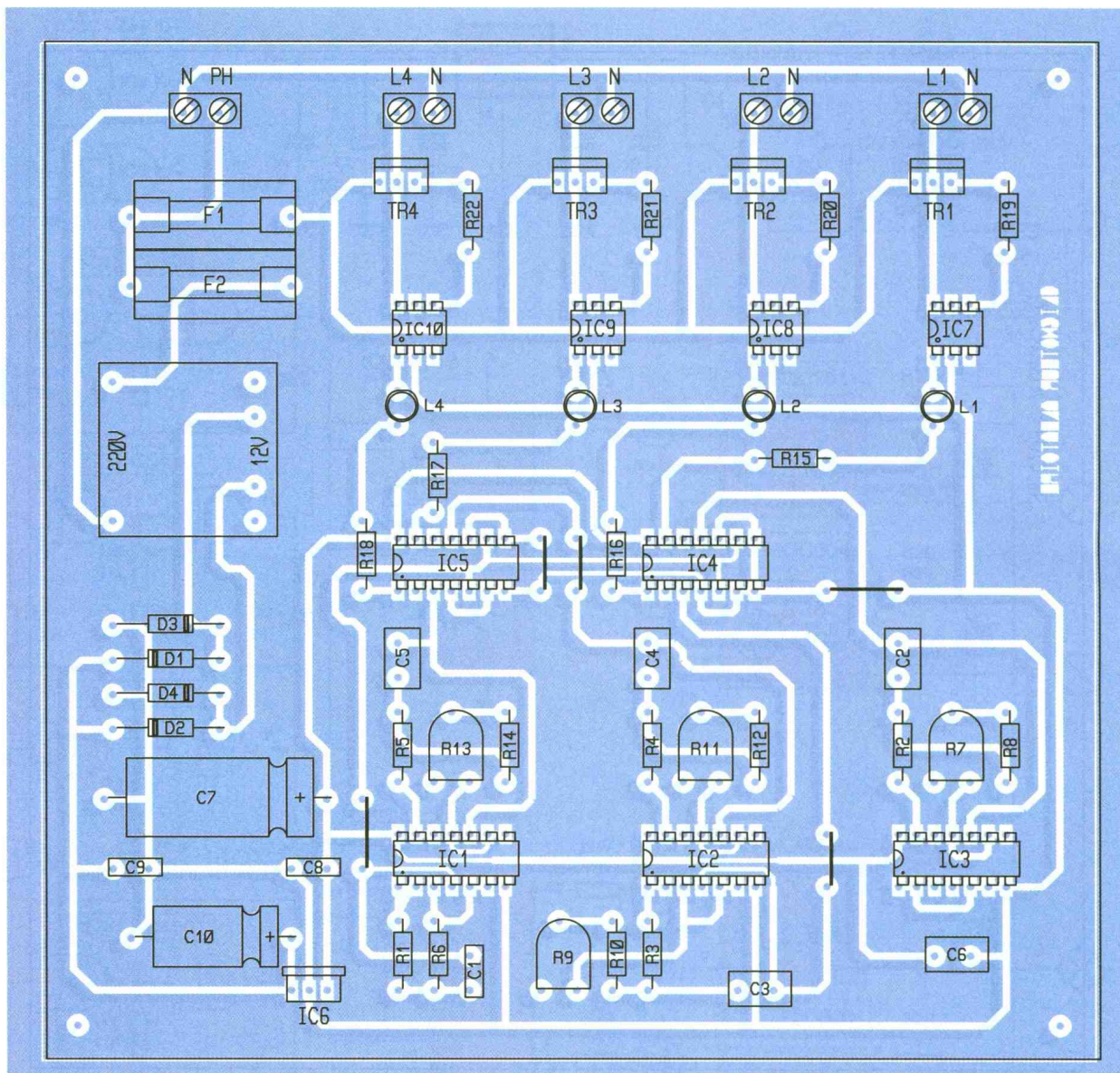
Alimentation

Peu de remarques au sujet de l'alimentation qui reste très classique, mais particulièrement éprouvée. Le transfo délivre une tension de l'ordre de 12V. La tension est ramenée à 9V par le régulateur intégré IC₆.

Réalisation pratique

Le tracé du circuit imprimé supportant les différents composants est représenté à la **figure 3**. En optant pour la réalisation de la carte par la méthode photographique, c'est l'assurance d'obtenir rapidement un





4 L'IMPLANTATION AÉRÉE AVEC CINQ STRAPS.

circuit rigoureusement conforme à celui proposé dans l'article. A l'issue

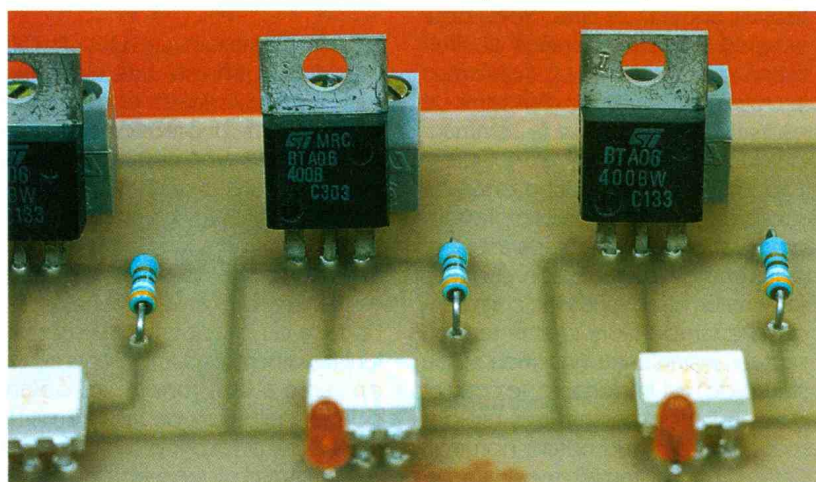
LES SORTIES AVEC OPTOTRIACS ET TRIACS.

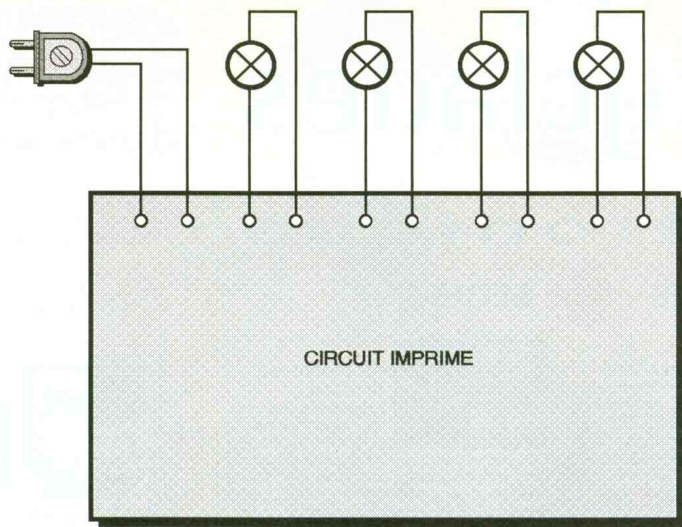
de la gravure, rincez soigneusement puis séchez la plaquette. Le perçage s'effectuera à 0,8 mm pour la majorité des composants, tandis que les porte-fusibles, ajustables, bornes, transfo, triacs et régulateur seront percés à 1,2 mm. Terminer par les trous de fixations à 3 mm. La **figure 4** représente l'implantation des

composants. L'expérience montre qu'il est préférable de souder les éléments en fonction de leur taille. Commencer par mettre en place les straps de liaison. Nous vous recommandons d'employer des supports pour les circuits intégrés. Leur coût est dérisoire dans le montage et facilite largement un éventuel remplacement de circuit intégré. Le montage étant achevé, procédez au contrôle final comprenant la vérification de la valeur et de la polarité des composants ainsi que la qualité des soudures. En cas de doute, n'hésitez pas à vous référer aux photos correspondantes. En dernier lieu, placez les circuits intégrés sur leur support respectif, en veillant soigneusement à l'orientation.

Essai final

Raccordez votre clignoteur aléatoire selon le schéma proposé en **figure 5**. Connectez la fiche d'alimentation à une prise secteur.





5 LE RACCORDEMENT.

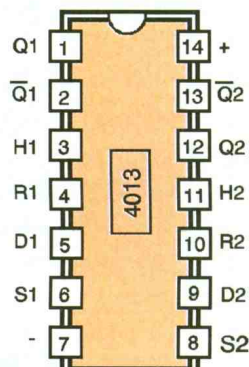
Dès lors, on ne devra plus intervenir sur les borniers, triacs et optocoupleurs qui sont reliés au secteur. Réglez les résistances ajustables en butée dans le sens anti-horaire. Le clignotement des lampes doit être lent, aléatoire et indépendant pour chacune des voies. Positionnez les ajustables en position inverse. L'allumage doit être désormais beaucoup plus rapide, mais toujours aléatoire et indépendant.

Vous pouvez dès à présent régler les résistances ajustables à votre convenance selon l'effet lumineux recherché. Votre montage est alors prêt à fonctionner. Il pourra ainsi commander spots lumineux ou guirlande extérieure pour sapin de Noël.

Ce montage, très simple à réaliser et à mettre au point, complétera utilement votre panoplie de jeux de lumières. Nous sommes sûrs qu'il vous rendra de bons services pour les prochaines soirées que vous avez déjà prévues avec vos ami(e)s...

BROCHAGE DES ÉLÉMENTS ACTIFS.

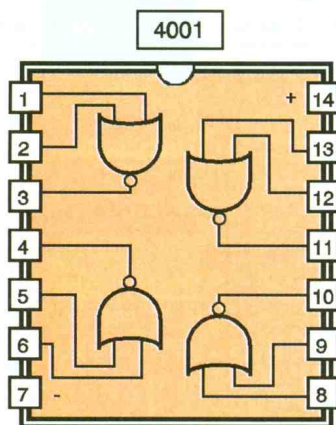
D. ROVERCH



Double bascule D

	H	D	R	S	Q	Q
\uparrow		0	0	0	0	1
\uparrow		1	0	0	1	0
\downarrow		X	0	0	Q	\bar{Q}
X	X	1	0	0	0	1
X	X	1	0	0	0	1
X	X	0	1	1	1	0
X	X	1	1	1	1	1

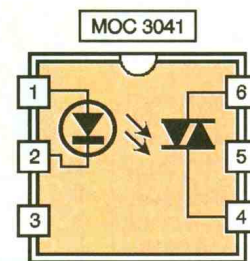
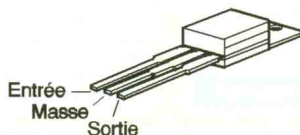
(X) sans importance



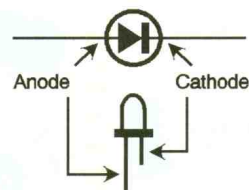
4 portes NOR

	E1	E2	S
0	0	0	1
1	0	0	0
0	1	0	0
1	1	0	0

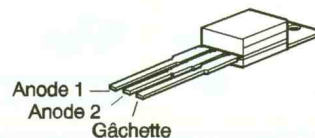
7809



Opto-triac à détection zéro secteur



Triac

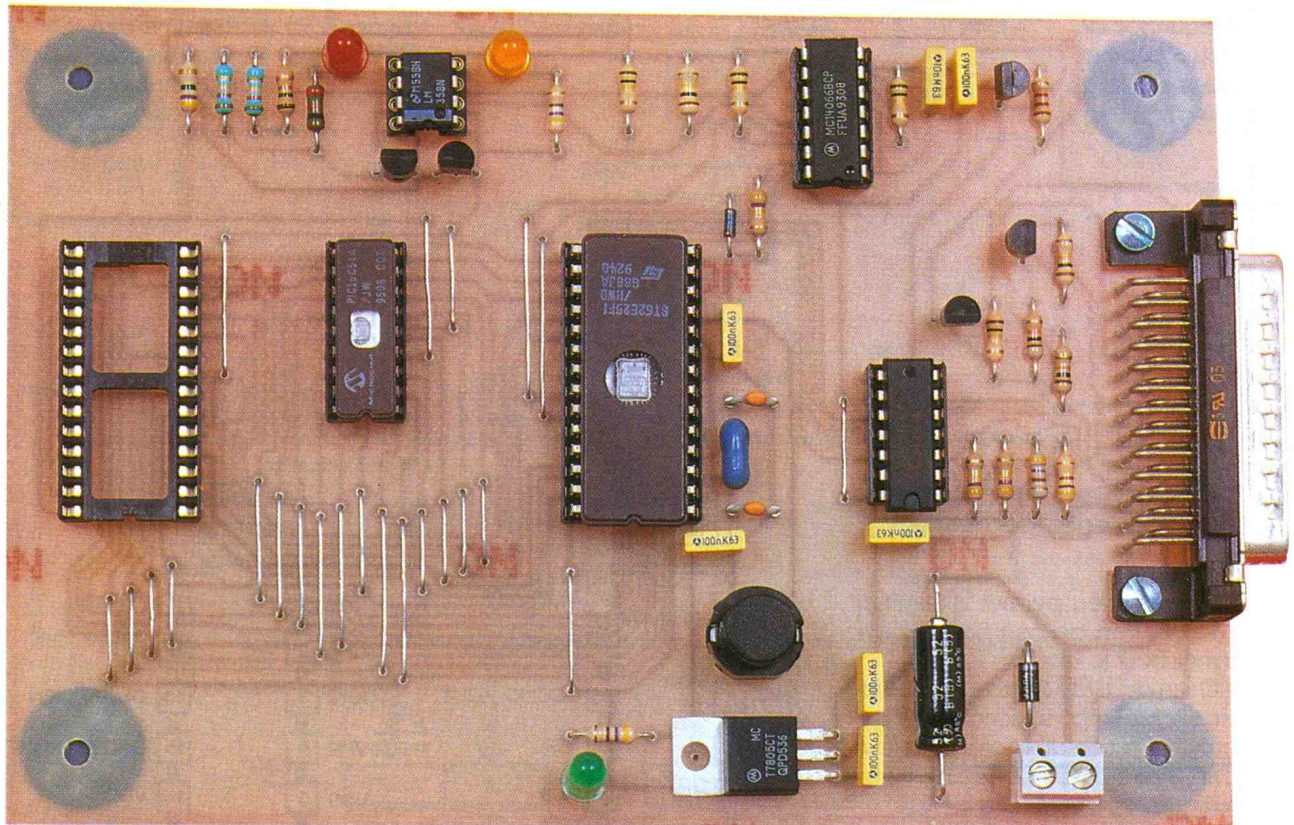


Nomenclature

- R₁ à R₆, R₈, R₁₀, R₁₂, R₁₄ :** 100 kΩ (marron, noir, jaune)
- R₇, R₉, R₁₁, R₁₃ :** 1 MΩ (ajustable horizontal)
- R₁₅ à R₁₈ :** 1 kΩ (marron, noir, rouge)
- R₁₉ à R₂₂ :** 390 Ω (orange, blanc, marron)
- C₁ :** 10 nF plastique
- C₂ à C₅ :** 680 nF plastique
- C₆, C₈, C₉ :** 100 nF plastique
- C₇, C₁₀ :** 220 μF/25V chimique horizontal
- D₁ à D₄ :** 1N4007
- IC₁ à IC₃ :** 4001
- IC₄, IC₅ :** 4013
- IC₆ :** régulateur 7809
- IC₇ à IC₁₀ :** optotriac MOC 3041
- TR₁ à TR₄ :** Triac 400V/6A
- L₁ à L₄ :** LED Ø 3mm rouge
- F₁ :** Fusible 2A (5 x 20) verre
- F₂ :** Fusible 0,5A (5 x 20) verre
- 1** Transfo 220V/12V 1VA
- 2** Supports fusible 5x20 pour circuit imprimé
- 5** Borniers doubles à vis
- 5** Supports DIL 14



ELEC. PROG.



Afin d'étendre la gamme de microcontrôleurs avec laquelle vous pouvez aisément vous familiariser, **Electronique Pratique** vous propose dans ce numéro un kit de programmation destiné à la série **PIC16C5X** de **Microchip**. Il vous permettra, à l'aide de la sortie parallèle d'un PC, de programmer les versions **EPROM (UV)** et **OTP**. Vous pourrez alors mettre en œuvre les réalisations basées sur cette famille de microcontrôleur en version **UVPROM**, qui suivront dans les prochains numéros.

PROGRAMMATEUR DE PIC16C5X

Présentation de la famille PIC16C5X

Les microcontrôleurs Microchip de la famille PIC16C5X présentent des caractéristiques forts intéressantes qui ne manqueront pas de vous séduire :

- Architecture RISC (Reduce Instruction Set Computer), c'est à dire avec un code à jeux d'instructions réduit. Au total, 33 instructions très puissantes sont disponibles.

Le code d'une application compilée est extrêmement compact du fait du codage sur 12 bits de chaque instruction, opérande(s) comprise(s). Une instruction peut effectuer plusieurs tâches simultanément, permettant ainsi de gagner du temps sur la vitesse d'exécution du programme et d'économiser de la mémoire programme. Microchip rapporte un taux de compression du code programme dans un rapport 2/1 par rapport aux autres microcontrôleurs 8 bits de la même catégorie ! Un jeu d'instructions réduit, facile à utiliser, qui permet à un

programmeur débutant d'appréhender aisément le développement d'applications.

- Vitesse de fonctionnement maximale élevée : 20MHz. Toutes les instructions, sauf celles de branchement, s'exécutent au mieux en 200ns, ce qui correspond à un cadencement de 5 millions d'instructions par seconde. Les instructions de branchement nécessitent 400ns pour s'exécuter.

- Bien que faisant partie des microcontrôleurs d'entrée de gamme de Microchip, la famille PIC16C5X est déclinée en 5 versions différenciées par le nombre d'entrées/sorties, la mémoire RAM et la ROM (**tableau 1**).

- Gamme de tension de fonctionnement étendue pouvant aller de 2,5V pour la version EPROM (2V en masqué) à 6,25V.
- Un prix très attractif.

Les autres caractéristiques générales des PIC16C5X sont :

- Power On Reset (POR) : Initialisation du microcontrôleur à la mise sous tension grâce à une circuiterie interne basée sur la surveillance du niveau de la tension d'alimentation.

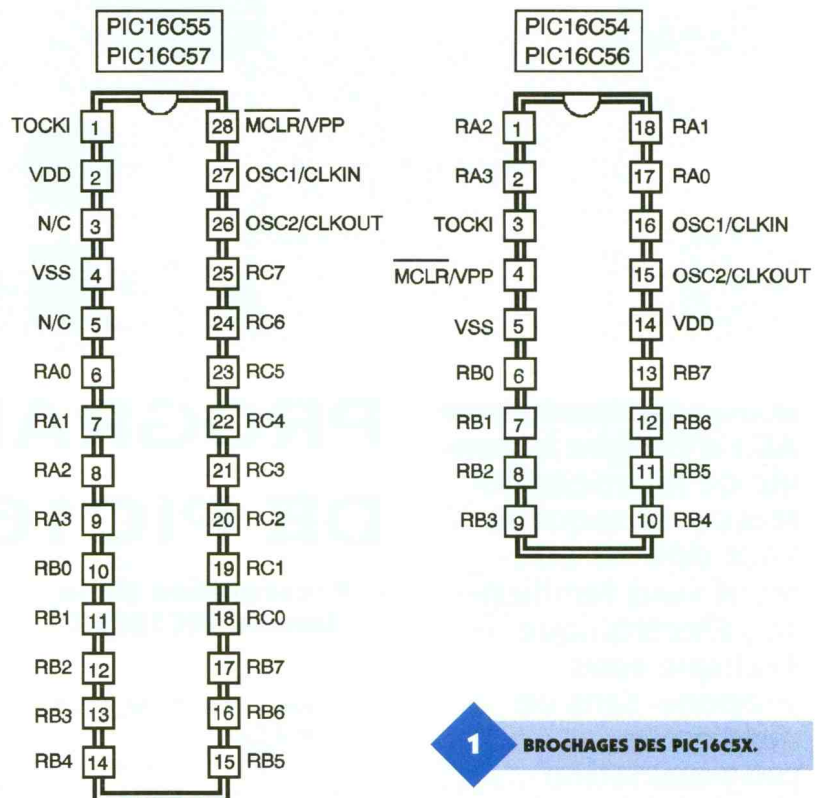
Composant	Horloge	Mémoire		Périphérique	Caractéristiques		
		EPROM	RAM (Mots)		Lignes d'Entrée/Sortie	Gamme de tensions de fonctionnement (volts)	Nombre d'instructions
PIC16C54	Fréquence de cadencement maximale(MHz)	512	25	Timer	12	2,5 → 6,25	33
PIC16C55	20	1k	25	TMRO	20	2,5 → 6,25	33
PIC16C56	20	1k	25	TMRO	12	2,5 → 6,25	33
PIC16C57	20	2k	72	TMRO	20	2,5 → 6,25	33
PIC16C58	20	2k	72	TMRO	12	2,5 → 6,25	33

T1

TABEAU 1 : CARACTÉRISTIQUES PRINCIPALES DES PIC16C5X.

Cette fonction permet d'éliminer l'adjonction de composants externes pour le Reset.

- Chien de garde (Watchdog ou Device Reset Timer) sélectionnable par programmation du microcontrôleur, c'est-à-dire durant l'étape de transfert du programme dans la puce.
- Données codées sur 8 bits.
- Possibilité de protection du code au moment de la programmation. Attention à cette opération car il est absolument impossible de relire le contenu de la mémoire.
- Courant maximal sur chaque sortie élevée : 25mA en sortie, 20mA en entrée.
- Sélection, au moment de la programmation, du type d'oscillateur parmi quatre possibles : oscillateur à quartz du type basse consommation (LP c'est à dire Low Power, fréquence de fonctionnement jusqu'à 200 kHz), oscillateur à quartz ou résonateur de fréquence comprise entre 100 kHz et 4 MHz (XT pour Xtal), oscillateur à quartz ou résonateur céramique de fréquence comprise entre 4 MHz et 20 MHz (HS, High Speed) et enfin oscillateur du type Résistance-Condensateur (RC).
- Une horloge externe peut également servir à cadencer le microcontrôleur.
- Possibilité d'une consommation très réduite de quelques micro-ampères (11 µA à 32 kHz sous 2,5V) avec la version PIC16LC5X-04. La consommation maximale est de 16mA sous 5,5V à 20 MHz, c'est-à-dire dans le pire des cas !
- Disponibilité en boîtier DIP (Dual In Line Package), SOIC (Small Outline IC) et SSOP (Shrink Small Outline Package).
- Timer programmable sur 8 bits.



1

BROCHAGES DES PIC16C5X.

- Mode veille (Sleep) de réduction de la puissance consommée en cas d'attente.
 - Conception de puce CMOS totalement statique permettant un fonctionnement à très basse vitesse.
- Le brochage des PIC16C5X est donné en **figure 1**.

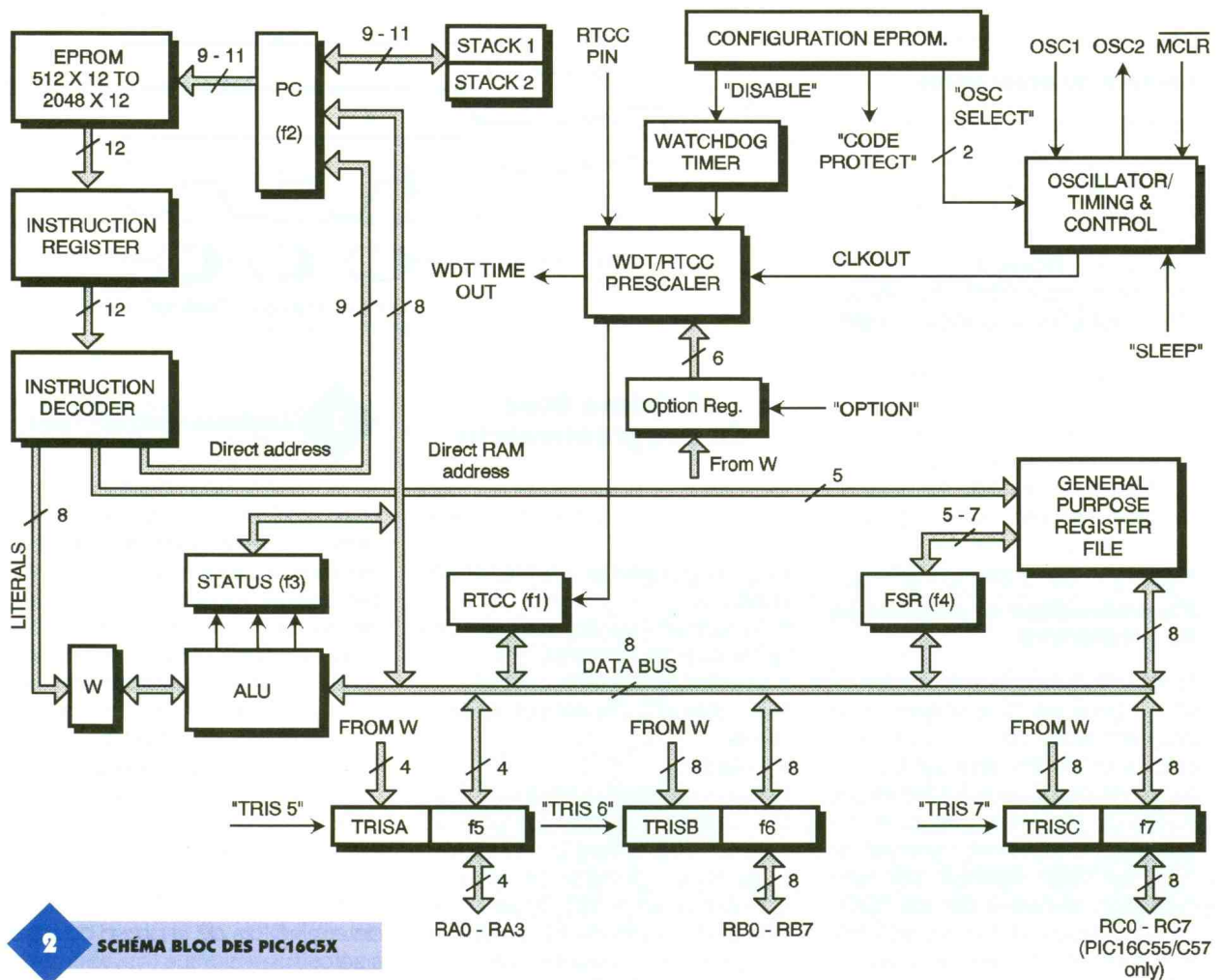
Aperçu de l'architecture interne des PIC16C5X

La structure RISC des PIC16C5X, **figure 2**, utilise une architecture du type Harvard dans laquelle le code programme et les données peuvent être accédées par deux bus différents. Cela permet l'accès simultané au code et aux données améliorant ainsi la vitesse, et d'utiliser une taille différente pour les instructions (12 bits par exemple) et

les données (8 bits par exemple). Le code instruction est lu en un unique cycle alors que sa largeur dépasse celle des données. L'ALU (Arithmetic and Logic Unit) sur 8 bits effectue des opérations arithmétiques et booléennes entre le registre de travail (W) et n'importe quel registre de données.

Programmation des PIC16C5X

Voyons maintenant la façon de procéder pour programmer la famille PIC16C5X. Le microcontrôleur entre dans le mode programmation en appliquant la tension Vpp de 13,0V nominale sur la patte /Vpp. Dès lors, le microcontrôleur est en



2 SCHÉMA BLOC DES PIC16C5X

mesure de recevoir ou délivrer des données selon les signaux de commande.

Le **tableau 2** rapporte la fonction des pattes des PIC16C5X durant la programmation.

T2

FONCTION DES PATTES DU PIC16C5X DURANT LA PROGRAMMATION.
* LSB=RA0, MSB=RB7

Le canal de données, de la largeur d'une instruction soit 12 bits, est bi-directionnel.

Le signal TOCKI (PROG/VER) sert à lire ou écrire dans la mémoire du microcontrôleur alors que OSC1 (INCPC) contrôle le compteur programme (PC), c'est-à-dire l'adresse lue ou programmée. Une lecture ou écriture débute par :

- ① appliquer VDD à 5V,
- ② positionner TOCKI au niveau haut,
- ③ positionner OSC1 au niveau bas,
- ④ appliquer la tension de programmation V_{pp} (MCLR / V_{pp}) à 13V.

Cette dernière étape place le compteur de programmation à l'adresse la plus haute &FFFH, celle du mot de configuration. On peut à présent soit lire le programme contenu dans le

Nom de la patte (hors programmation)	Durant la programmation		
	Nom de la patte	Type de patte	Description
TOCKI	PROG / VER		Impulsion de programmation Impulsion de vérification
RA0-RA3*	D0-D3	Entrée/Sortie	Données d'Entrée/Sortie
RB0-RB7*	D4-D11	Entrée/Sortie	Données d'Entrée/Sortie
OSC1	INCPC	Entrée	Entrée d'incrémement du compteur de programmation
MCLR/V _{pp}	V _{pp}	Alimentation (13V)	Tension de programmation
V _{DD}	V _{DD}	Alimentation (5V)	Tension d'alimentation
V _{SS}	V _{SS}	Alimentation	Masse d'alimentation

microcontrôleur, soit l'écrire et le vérifier. Examinons ces deux cas.

Lecture du programme

Le but principal de cette fonction est de vérifier rapidement la virginité d'une puce devant être programmée. Le PIC16C5X est configuré en sortie en forçant le signal TOCKI au niveau haut, **figure 3**.

Lors de chaque front montant sur OSC1, le PIC16C5X place le contenu de sa mémoire, pointée par le compteur de programmation, sur ses sorties DO-D11 (port A et port B). L'utilisateur peut alors lire ces informations pour les exploiter. Un front descendant sur OSC1 incrémente le compteur de programme sur l'adresse suivante. Le cycle de lecture peut alors recommencer.

Programmation et vérification du programme

Le PIC16C5X est initialisé comme indiqué ci-dessus. Une séquence de programmation consiste d'abord à appliquer les données sur D0-D11 (port A et port B), puis à envoyer une impulsion de mémorisation au niveau bas d'une durée minimale de 10ms sur TOCKI, **figure 4**. Une autre impulsion au niveau bas sur TOCKI (obligatoire) conduit le microcontrôleur à placer les données venant d'être programmées sur D0-D11 afin de vérifier que la programmation s'est correctement déroulée. Dans le cas contraire, une nouvelle impulsion longue (10ms), suivie par une impulsion courte peuvent être de nouveau envoyées et cela, autant de fois que nécessaire. Une fois le mot correctement programmé, une impulsion au niveau haut sur OSC1 permet de passer à l'adresse suivante pointée par le compteur de programme (PC).

Le PIC renvoie le contenu de l'adresse courante sur le front montant de OSC1, puis incrémente le PC sur le front descendant. Cette séquence de programmation sera répétée jusqu'à la programmation complète du PIC16C5X.

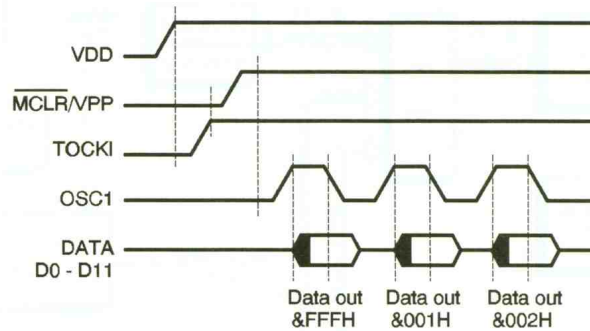


Schéma bloc du programmeur

Il apparaît donc, à la suite de cette description, qu'il est obligatoire pour programmer un PIC16C5X, d'avoir :

- 12 entrées-sorties bidirectionnelles pour les données,
- 2 sorties de contrôle,
- 2 lignes d'alimentation "contrôlables",
- 1 masse.

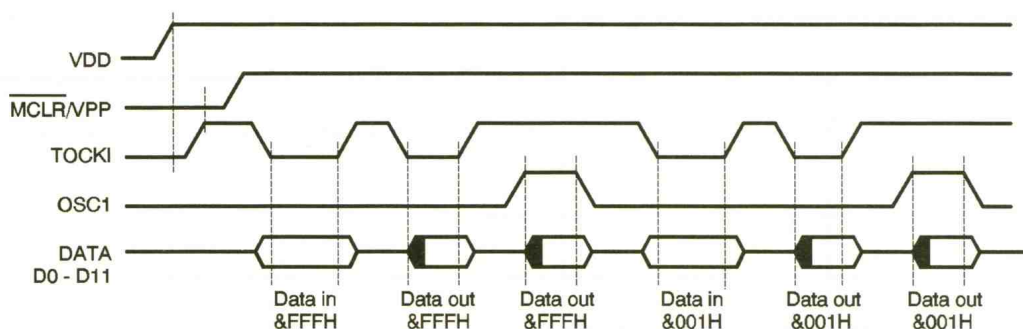
Malheureusement pour la simplicité du montage, il n'a pas été possible d'utiliser directement le port parallèle du PC qui possède 12 lignes de données en sortie et 5 lignes en entrée. Les dernières évolutions du port d'imprimantes désignées par l'Epp (Enhanced Parallel Port : port parallèle amélioré) puis par l'Ecp (Enhanced Capabilities Parallel Port : possibilités du port parallèle amélioré) pourraient permettre une programmation directe grâce aux lignes bidirectionnelles ... mais peut-être pas avec tous les PC, surtout les anciens. Une solution à ce problème a été trouvée avec le microcontrôleur ST6225 de Thomson, qui joue le rôle d'interface entre le port d'imprimante et le PIC16C5X, selon le synoptique de la **figure 5**. Cette solution présente l'énorme avantage de simplifier la schématique tout en garantissant la sécurité de la programmation. Le buffer d'entrée-sortie transmet les informations échangées

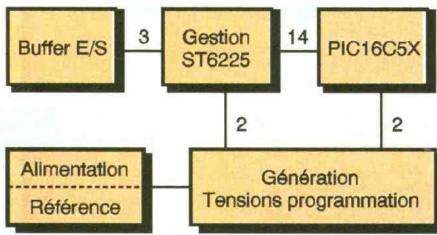
3 CHRONOGRAMMES DE LECTURE.

entre le PC et le ST6225 et isole ce dernier du milieu extérieur. L'alimentation du programmeur est délivrée par une source continue, non régulée de 15V. Le PIC16C5X recevra chacune de ses tensions d'alimentation si les 3 conditions suivantes sont réunies, afin de réduire les risques d'alimentation accidentelle:

- ① Le port d'imprimante donne l'ordre de programmation.
- ② Le ST6225 n'est pas en cours de Reset. Bien que hors du commun, cette condition est nécessaire car les ports du ST6225 sont dans un état indéterminé lors de la phase de mise à zéro.
- ③ Le ST6225 donne l'ordre d'appliquer les tensions de programmation. La tension d'alimentation du PIC16C5X et la tension de programmation sont issues d'une source de référence de 5V précisément. Le ST6225 gère l'application de chacune de ces tensions au PIC16C5X. Deux connecteurs séparés DIL18 et DIL28 ont été adoptés afin de pouvoir connecter tous les microcontrôleurs de la gamme des PIC16C5X. La grande différence entre le brochage des deux boîtiers, et le souci d'une réalisation la plus simple possible,

4 CHRONOGRAMMES DE PROGRAMMATION ET DE VÉRIFICATION.





5

SCHEMA BLOC DU PROGRAMMEUR.

ont conduit à ce choix. Le transit des données entre le PIC16C5X et le ST6225 est rendu bidirectionnel par redirection des ports d'entrée-sortie. Tous les ports du ST6225, reliés aux connecteurs du PIC16C5X, sont placés en sortie (état haute impédance), et les tensions d'alimentation VDD et VPP à 0 volt, avant et après une opération de programmation. De ce fait, le PIC16C5X peut être inséré et retiré du support sans risque de choc électrique.

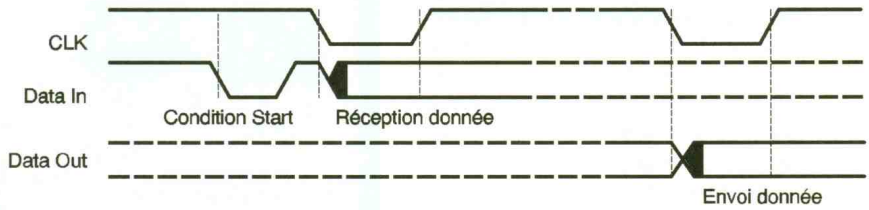
Protocole de communication entre le PC et le programmeur

Une liaison synchrone entre le PC et le programmeur a été choisie. Le PC a le rôle de maître en générant le signal d'horloge. Deux lignes, l'une en entrée et l'autre en sortie, permettent l'échange des données. Dans une période d'attente, le signal d'horloge est au niveau haut. Une donnée en entrée ou en sortie peut changer lorsque le signal d'horloge est au niveau bas, **figure 6**. Elle est lue lors du front montant de l'horloge. Les informations échangées depuis le PC vers le programmeur sont réparties en mot de commande sur 4 bits. Le **tableau 3** donne le récapitulatif de ces commandes. Toute commande envoyée débute par

T3

RÉSUMÉ DES COMMANDES.

Commande	Action	Commande	Action
0	VDD=5V	8	OSC1=0
1	VDD=Off	9	OSC1=1
2	Vpp=13V	10	Port de données entre ST6 et PIC en entrée
3	Vpp=Off	11	Port de données entre ST6 et PIC en sortie
4	TOCKI=0	12	Transfert données du PIC vers PC
5	TOCKI=1	13	Transfert données du PC vers PIC
6	TOCKI=0 pendant 10ms	14	Port de contrôle entre ST6 et PIC en entrée
7	TOCKI=0 pendant 50µs	15	Port de contrôle entre ST6 et PIC en sortie



6

CHRONOGRAMME D'ÉCHANGE DES DONNÉES ENTRE LE PC ET LE PROGRAMMEUR.

une condition dite "Start", caractérisée par l'apparition d'un front descendant sur le signal de donnée (data out), du PC vers le programmeur, alors que le signal d'horloge est au niveau haut. Dès que le ST6225 détecte la condition "Start", il se place en attente d'une commande, quel que soit l'état précédent dans lequel il se trouvait.

programmeur à partir du 15V continu non-stabilisé. Celle-ci pourra se présenter sous la forme de bloc-prise moulée qu'il est très facile de se procurer au meilleur prix. La diode D₁, en série sur l'entrée d'alimentation,

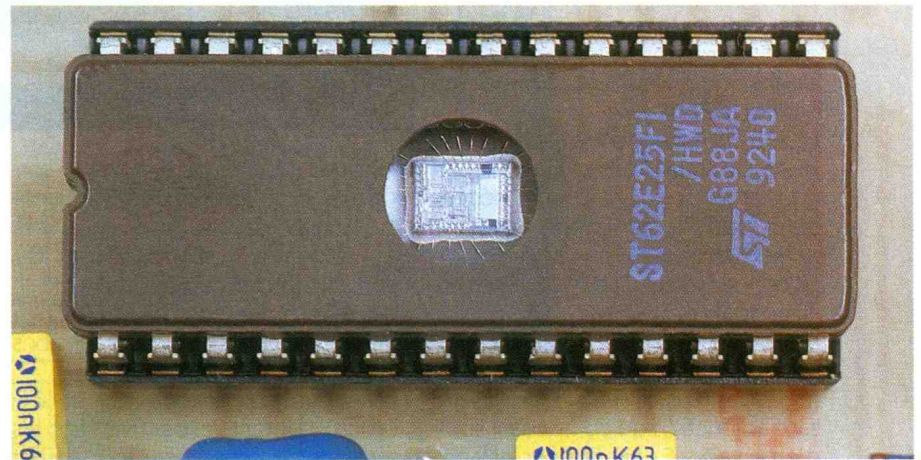


Schéma de principe

Le schéma de principe est donné sur la **figure 7**. Le cœur du montage est un ST6225 caractérisé par ses deux ports A et B d'entrée-sortie de 8 bits, et son port C d'entrée-sortie de 4 bits. Les ports C et B sont utilisés pour l'échange des données entre le ST6225 et le PIC16C5X, et le port A pour la gestion des signaux de contrôle, **tableau 4**.

Le régulateur intégré IC₁ délivre la tension d'alimentation 5V du pro-

LE ST6225 DÉDIÉ À LA GESTION DU PROGRAMMEUR.

sert à protéger le programmeur contre toute inversion accidentelle. Le condensateur C₂ assure un meilleur filtrage amont de la tension, alors que C₁ et C₂, placés au plus du régulateur, permettent son découplage. La diode électroluminescente DS₁, traversée par un courant de 7mA limité par R₁, signale la mise sous tension du programmeur. Les

données d'entrée en provenance de l'imprimante sont bufferisées et mises en forme par les inverseurs 1 et 6 de IC₂ (74HC14). La résistance R₃, de tirage au 5V, fixe le potentiel d'entrée au niveau haut en l'absence de la connexion du programmeur à l'imprimante. La résistance R₂, en série sur l'entrée, limite le courant d'entrée sur la patte 1 de IC₂ lorsque le programmeur n'est plus sous tension, mais toujours connecté au PC. En effet, supposons Data In à 5V, le programmeur n'étant pas alimenté. La diode de clamp d'entrée du 74HC14 est alors passante et une tension résiduelle apparaît alors sur sa ligne d'alimentation positive. La structure de l'entrée horloge CLK est similaire à celle de l'entrée de données Data In. La sortie série Data Out est simplement bufferisée par les deux portes inverseuses 3 et 4 de IC₂ connectées en série.

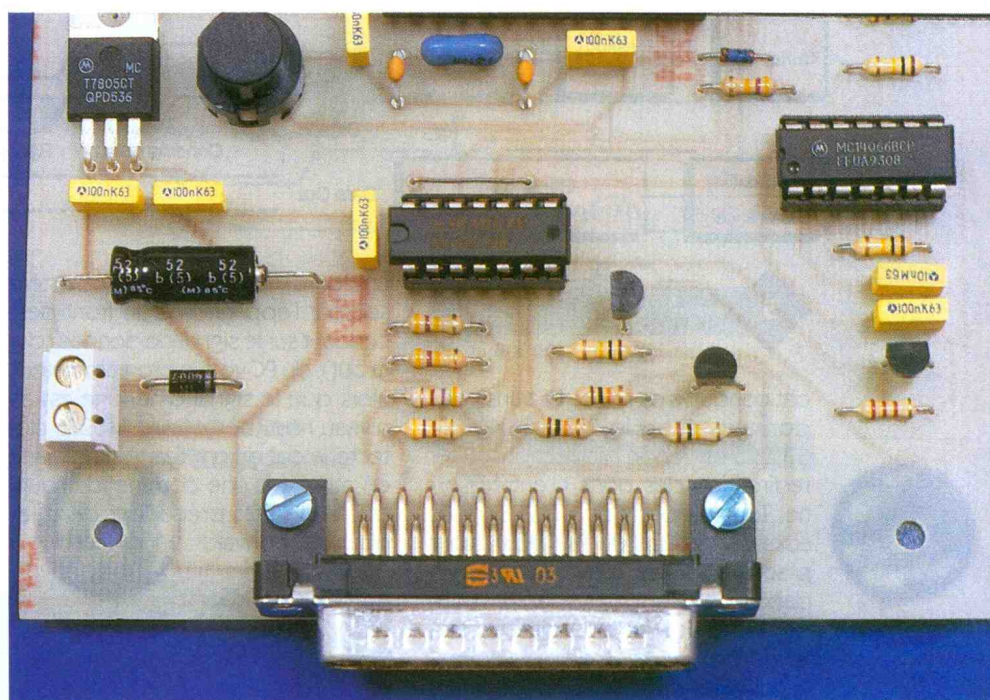
Le ST6225 est cadencé à 4 MHz par le résonateur céramique Y₁. Les condensateurs C₇ et C₈ sont nécessaires pour assurer le bon fonctionnement de l'oscillateur.

Le condensateur C₄ de 100nF sert au découplage du ST6225.

Bien que le ST6225 génère son propre signal de remise à zéro à la mise sous tension (Power On Reset), sans adjonction de composant supplémentaire, C₄ est là pour garantir que la remise à zéro se produise même lorsque la tension d'alimentation s'accroît lentement. La charge de C₁₀, et ainsi la durée de la mise à zéro, s'effectue par la résistance interne du ST6225 de tirage à V_{cc}. Le bouton poussoir S₁ monté en parallèle sur C₁₀, permet de réinitialiser manuellement le ST6225. Etant don-

T4 UTILISATION DU PORT A.

Bit	Signification
0	OSC1 : horloge PIC16C5X
1	TOCK1 : contrôle PIC16C5X
2	Data In (du PC vers le programmeur)
3	Data Out (du programmeur vers le PC)
4	Contrôle de V _{pp} (tension de programmation 13V)
5	Contrôle de V _{DD} (tension d'alimentation 5V)
6	CLK : horloge en provenance du PC
7	Non utilisé



né que l'état des ports d'entrée-sortie n'est pas parfaitement défini pendant la phase de Reset, le circuit constitué par R₂₁, D₂, C₉, IC_{3A} et IC_{3B} sert à retarder l'application de la connexion des ports PA4 et PA5 sur les entrées de contrôle des tensions d'alimentation du PIC16C5X.

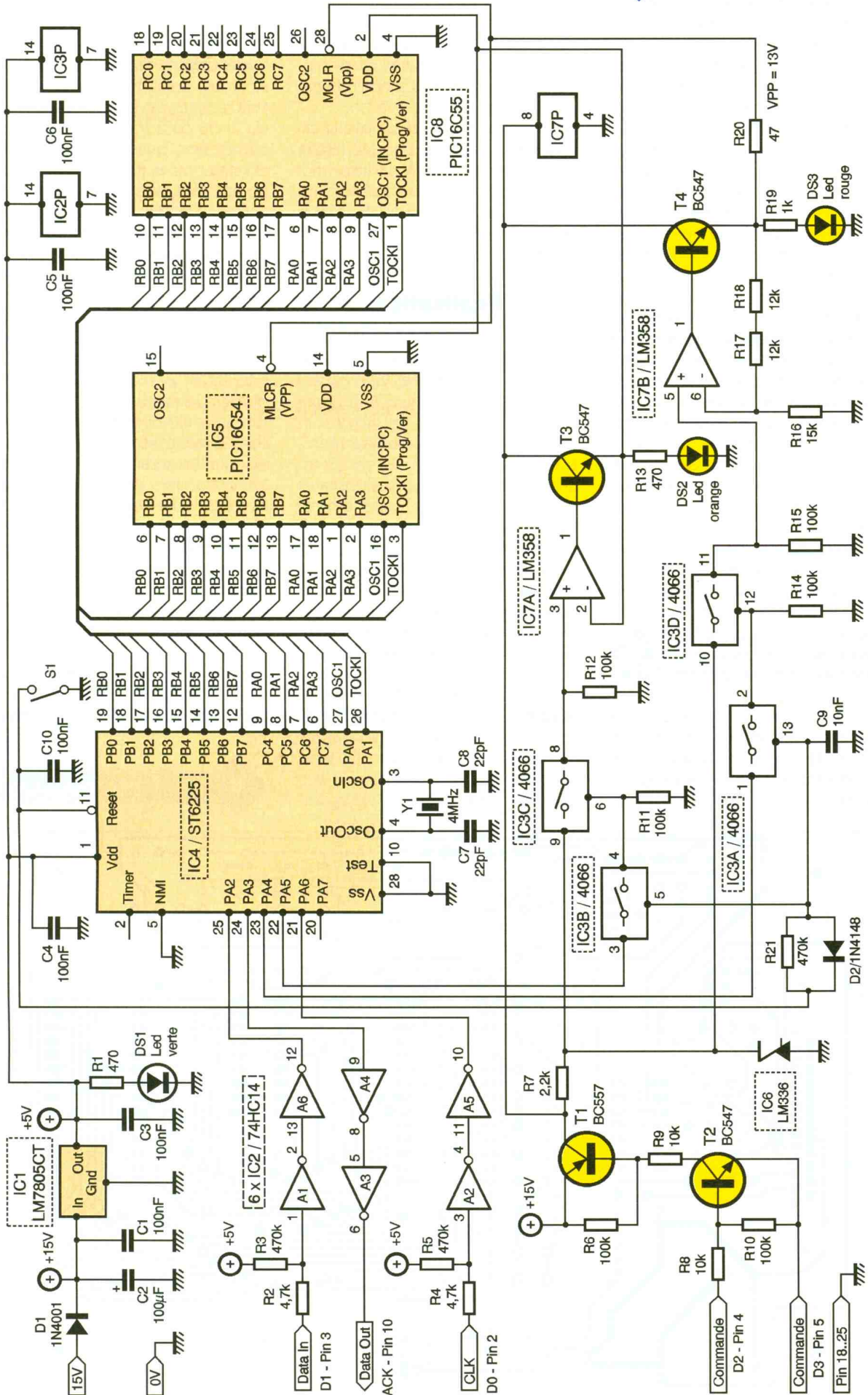
Les interrupteurs actifs IC_{3C} et IC_{3D} (4066) pilotent respectivement les tensions de programmation V_{dd} et V_{pp}. Leurs entrées de commande 6 et 12 sont connectées respectivement, via IC_{3B} et IC_{3A}, sur les ports de contrôle PA5 et PA4. Si l'entrée Reset du ST6225 est au niveau haut (Reset inactif), alors les switches IC_{3A} et IC_{3B} sont passants. Le réseau R₂₁ et C₉ a pour but de rendre passant IC_{3A} et IC_{3B} après que le ST6225 ait fini sa phase de réinitialisation.

La diode D₂, en parallèle avec R₂₁, permet la décharge rapide de C₉

L'INTERFACE PORT PARALLÈLE PC / PROGRAMMEUR.

lorsque l'interrupteur S₁ est fermé. D₂ est bloquée durant la charge de C₉. Les résistances R₁₁ et R₁₄ ramènent à la masse les entrées de contrôle 6 et 12 de IC_{3C} et IC_{3D} respectivement lorsque les switches IC_{3B} et IC_{3A} sont ouverts. La diode zener de précision IC₆, le LM336-5,0V, délivre la tension de référence de 5V servant à générer les deux tensions de programmation. Son courant est limité à 5mA environ par R₇. L'ensemble constitué par T₁, T₂, R₆, R₈, R₉ et R₁₀ sert à commuter la tension d'alimentation de 15V au circuit de génération des tensions de programmation.

Le transistor T₁ commute l'alimentation lorsque le transistor T₂ est passant. Son courant de base est limité par R₉. R₆ permet d'assurer un blocage parfait de T₁ lorsque T₂ est bloqué. T₂ est contrôlé directement par le port parallèle de l'ordinateur. Si le programmeur n'est pas connecté au port, alors T₂ est bloqué à cause de R₁₀ qui relie sa base et son émetteur. La seule façon de rendre T₂ passant lorsque le programmeur est relié au PC, consiste à placer un niveau haut sur la ligne de données D₂ (pin 4) et un niveau bas sur D₃ (pin 5) du connecteur d'imprimante. Le courant de base est limité par la résistance R₃. Toute autre combinaison logique sur D₂ et D₃ aura pour conséquence de bloquer T₂. Lorsque toutes les conditions sont réunies, c'est-à-dire T₁, T₂, IC_{3A} à IC_{3B} passants, la tension de référence 5V est appliquée sur les entrées non-inver-



seuses du double amplificateur opérationnel IC₇ (LM358). Les résistances R₁₂ et R₁₅ fixent le potentiel de ces entrées à 0V lorsque IC_{3C} et IC_{3D} sont ouverts.

L'amplificateur opérationnel IC_{7A} est bufferisé par T₃ pour délivrer le courant nécessaire pour l'alimentation 5V du PIC16C5X. L'ensemble composé de IC_{7A} et T₃ est configuré en suiveur de tension par la liaison directe entre l'émetteur de T₃ et l'entrée non-inverseuse. Ainsi, l'émetteur de T₃ recopie la tension appliquée sur l'entrée non-inverseuse 3 avec, en plus, la possibilité de délivrer du courant. La diode électroluminescente DS₂ alimentée via R₁₃ signale la présence de la tension d'alimentation du PIC16C5X. La tension de programmation V_{PP} de 13V est obtenue par l'ensemble IC_{7B}, T₄, R₁₆ et R₁₈. L'amplificateur opérationnel IC_{7B} est bufferisé par T₄. La contre-réaction réalisée par les résistances R₁₆ à R₁₈ donne un gain à l'ensemble d'exactly 2,6, c'est-à-dire 13,0V/5,0V.

La seule combinaison simple et minimale de résistances de la série E12 permettant d'obtenir ce gain, consiste à placer en série R₁₇ et R₁₈ avec la même valeur de 12 k Ω , et de donner à R₁₆ la valeur de 15 k Ω . La diode électroluminescente DS₃ alimentée via R₁₉ signale la présence de la tension de programmation. La résistance tampon R₂₀ de faible valeur, 47 Ω , sert à limiter les pointes de courant. Les signaux de programmation du PIC16C5X sont connectés

aux pattes portant le même nom pour chacun des boîtiers DIL18 et DIL28. Le numéro des pattes étant différent, il nous a semblé plus simple de prévoir l'emplacement pour chacun des boîtiers et d'assurer la connectique au niveau du circuit imprimé.

Le prix à payer pour la simplicité du schéma se retrouve par une légère complication du circuit imprimé. Après ces explications sur le fonctionnement du programmeur, nous pouvons passer à sa réalisation pratique.

Réalisation

L'ensemble du montage tient sur un unique circuit imprimé. Son dessin est donné sur la **figure 8**. Il devra être réalisé avec le plus grand soin possible à cause de la largeur réduite de la plupart des pistes en 0,3mm et de leur densité élevée, notamment sous le ST6225. Toutes les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8mm de diamètre, sauf celles du bornier d'alimentation CN₁, de la diode d'entrée D₁, de la capacité de filtrage C₂, du régulateur intégré IC₁ et du bouton poussoir S₁, qui seront percés avec un foret de 1 ou 1,2mm de diamètre.

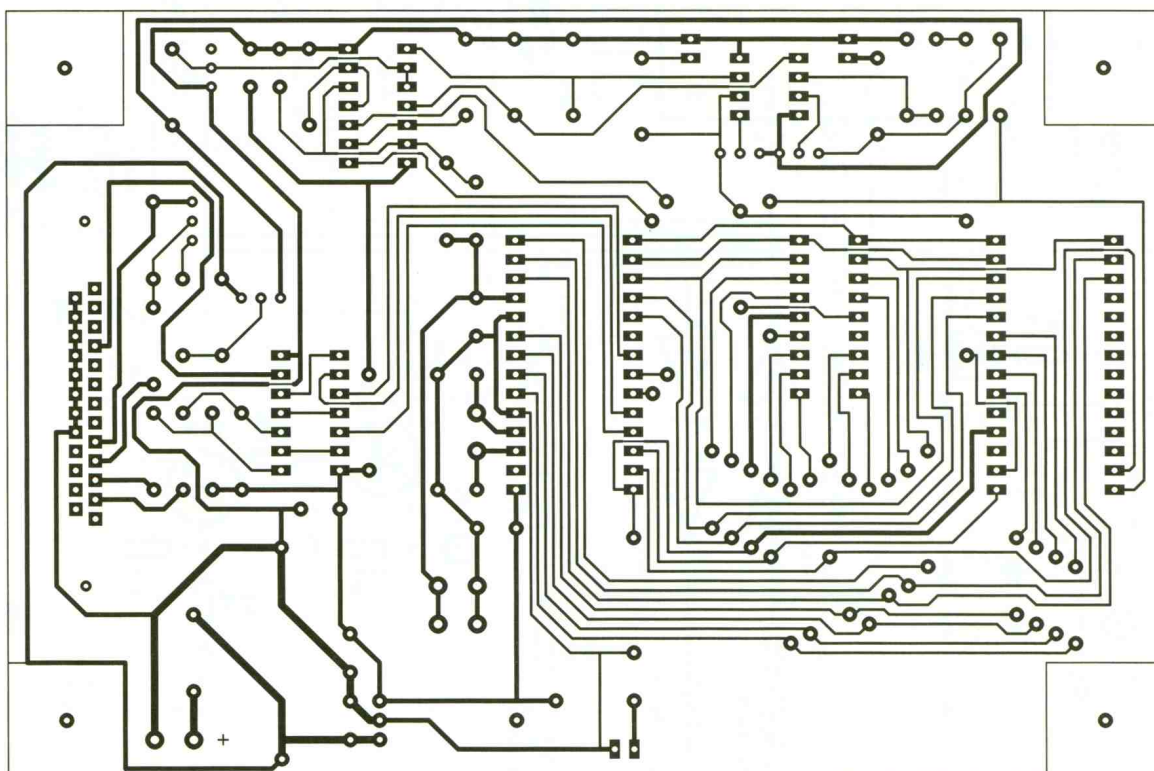
L'implantation du circuit imprimé, **figure 9**, sera grandement simplifiée en commençant par les composants les plus plats. Il est donc recommandé de débiter par l'implantation des 23 straps. Leur nombre élevé est dû

au choix de la double implantation retenue pour le PIC16C5X.

Une astuce pour placer rapidement et simplement les straps, consiste à disposer d'une bonne longueur de fil dénudé, suffisante pour les réaliser tous. Sur un emplacement de straps, faites traverser une extrémité du fil du côté soudure vers le côté composant, puis à l'autre extrémité du strap, faites passer le fil du côté composant vers le côté soudure. Soudez l'extrémité libre, coupez le surplus de fil au raz de la soudure. Servez-vous de l'autre extrémité du fil pour tirer, avec une pince si nécessaire pour tendre et plaquer le strap. Attention à ne pas le casser en tirant trop fort. Guidez le strap si nécessaire. Lorsque tous les straps sont implantés, passer aux résistances, diodes, régulateur intégré couché, supports de circuits intégrés (tous dans le même sens), condensateurs, résonateur céramique, transistors, LED et borniers. Attention à bien respecter le sens des transistors et des LED. Veillez à bien implanter un connecteur mâle DB25, car un connecteur femelle ne permettrait pas le fonctionnement du montage. Le ST6225 sera programmé avec le contenu du fichier PROPICO.HEX que vous pourrez vous procurer par téléchargement sur les serveurs Minitel et Internet. Le fichier source avec l'extension ASM est également

8

CIRCUIT IMPRIMÉ SIMPLE FACE
VU CÔTÉ CUIVRE.



disponible. Si vous n'avez pas la possibilité de télécharger les fichiers, vous pouvez adresser une demande à la rédaction en joignant une disquette formatée, accompagnée d'une enveloppe self-adressée convenablement affranchie.

Test du programmeur

Vérifiez le sens des composants polarisés (CI, diodes, transistors, condensateurs), les soudures, la présence de tous les straps, les valeurs des résistances. Retirez l'ensemble des circuits intégrés de leurs supports et appliquez la tension d'alimentation de 15V. Vérifiez alors la présence du 5V sur la patte 1 du support du ST6225 (IC₄), la patte 14 du support du 74HC14 (IC₂) et la patte 14 du support du 4066 (IC₃). Si ce test est correct, continuez, sinon vérifiez de nouveau votre circuit. Appliquez maintenant sur la patte 4 du connecteur d'imprimante, à l'aide d'un grip-fil par exemple, une tension comprise entre 15V et 5V, et placez la patte 5 à la masse. Vérifiez que vous avez bien 5,0V aux bornes du LM336-5,0V (IC₆) et que vous retrouverez votre tension d'alimentation, 15V moins 0,6V environ, sur la patte 8 du support du LM358 (IC₇). Débranchez l'alimentation, mettez en place le LM358 (IC₇) et rebran-

chez. Conservez les grip-fils sur le connecteur d'imprimante. Placez maintenant un strap dans les contacts 8 et 9 du support du 4066 (IC₃). La LED orange doit s'allumer. Vérifiez la présence du 5,0V sur la patte 14 de IC₅ et sur la patte 2 de IC₈. Branchez à présent le strap entre les contacts 10 et 11 du support 4066 (IC₃). La LED rouge doit s'allumer. Vérifiez la présence du 13,0V sur la patte 4 du support de IC₅ et sur la patte 28 du support de IC₈.

Tous ces tests s'étant déroulés avec succès, vous pouvez mettre en place les circuits intégrés dans leurs supports après avoir débranché l'alimentation. Votre programmeur est prêt à être utilisé. Nous pouvons à présent aborder l'aspect programmation depuis le PC.

Utilisation du programmeur

Connectez le programmeur au port parallèle de votre PC à l'aide d'un câble d'extension DB25 mâle-femelle.

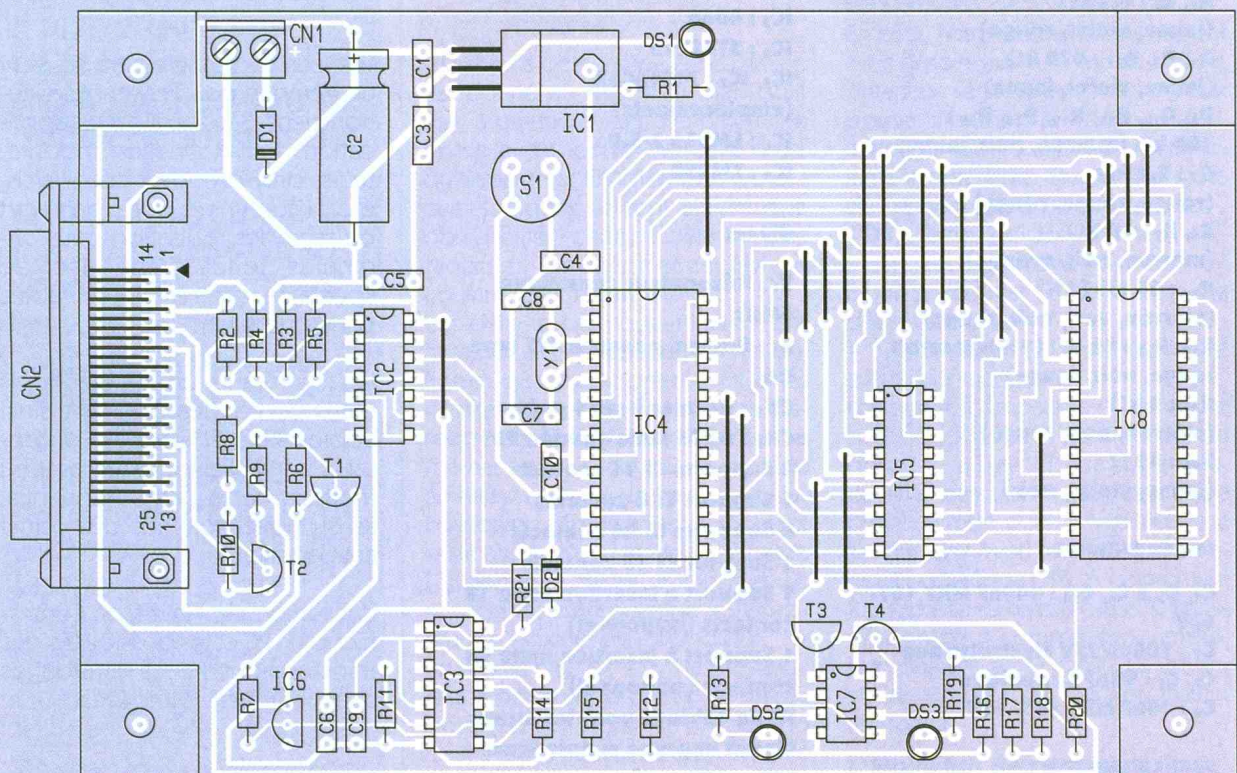
Alimentez le programmeur avec son alimentation de 15V. Lancez le programme PROPIC0.EXE, que vous vous serez procuré auprès des serveurs d'Electronique Pratique (**3615 EPRAT** ou sur Internet <http://www.EPRAT.com>) ou auprès de la rédaction.

Dès à présent, vous pouvez insérer le PIC16C5X sur son support adéquat, les LED orange et rouge étant éteintes. Le programme commence par vous demander le nom du fichier à transférer. Le programme doit être au format intel HEX qui est très répandu et produit par la plupart des assembleurs. Donnez le chemin complet suivi du nom du fichier avec son extension (.HEX). Attention, aucune extension par défaut n'est prise en compte. Si le chargement du fichier s'est bien déroulé, une fenêtre indique le contenu des adresses de base et le nom du fichier.

Dans le cas contraire le programme vous demande à nouveau le nom du fichier. Vous choisissez ensuite le port d'imprimante sur lequel le programmeur est connecté, le type de microcontrôleur PIC16C5X que vous voulez programmer, le type d'oscillateur qui cadence le microcontrôleur en cours de programmation, l'utilisation du watchdog.

Dès que vous avez répondu à cette dernière question, le programme commence par vérifier que le PIC16C5X inséré est bien effacé. Si

9 UNE IMPLANTATION QUI RESTE AÉRIÉE MAIS AVEC DE NOMBREUX STRAPS À INSÉRER EN PRIORITÉ.



tel est le cas, il procède au transfert du programme, sinon il vous demande si vous voulez procéder quand même à la programmation. Afin que le ST6225 puisse suivre la cadence du PC auquel il est connecté, une procédure de temporisation calibrée sur la vitesse du PC a été rajoutée au programme. Le programme ne permet pas de protéger le code à programmer, de façon irréversible même sur la version EPROM, pour éviter toute fausse manœuvre désastreuse. Toutefois, la source du programme est disponible et une modification mineure permet de rajouter cette option.

Conclusion

Vous voilà en présence d'une réalisation qui devrait vous rendre de nombreux services pour développer vos propres applications sur la base de microcontrôleurs puissants de la famille PIC16C5X.

Vous pourrez vous procurer les fichiers sources du programme du ST6225 et du programme PC écrit en Turbo-Pascal, pour les étudier et fai-

re vos propres arrangements ainsi que l'ensemble des logiciels. Nous remercions la société Microchip pour son aide précieuse.

Microchip

Arizona Microchip Technology
2 rue du Buisson aux Fraises
91300 Massy - France

Bibliographie:

Christian Tavernier

- Les Microcontrôleurs, description et mise en œuvre
- Les Microcontrôleurs PIC, description et mise en œuvre
- Les Microcontrôleurs PIC, applications.

Ces trois ouvrages sont édités par Dunod.

Signalons enfin qu'après accord avec Microchip, le package logiciel MPASM (assembleur universel pour les PIC 16/17 XX) sera disponible sur notre serveur Internet uniquement.

Vous y trouverez les modalités opératoires, configurations matérielle et logicielle requises, ainsi que la littérature disponible.

Nomenclature

résistances (1/4W)

R₁, R₁₃ : 470 Ω
(jaune, violet, marron)
R₂, R₄ : 4,7 kΩ
(jaune, violet, rouge)
R₃, R₅, R₂₁ : 470 kΩ
(jaune, violet, jaune)
R₆, R₁₀, R₁₁, R₁₂, R₁₄, R₁₅ :
100 kΩ (marron, noir, jaune)
R₇ : 2,2 kΩ
(rouge, rouge, rouge)
R₈, R₉ : 10 kΩ
(marron, noir, orange)
R₁₆ : 15 kΩ (1%)
(marron, vert, noir, rouge)
R₁₇, R₁₈ : 12 kΩ (1%) (marron,
rouge, noir, rouge)
R₁₉ : 1 kΩ
(marron, noir, rouge)
R₂₀ : 47 Ω
(jaune, violet, noir)

condensateurs

C₁, C₃ à C₆, C₁₀ : 100nF MKT 10% 63V
C₂ : 100µF/25V Electrolytique
C₇, C₈ : 22pF Céramique
C₉ : 10nF MKT 10% 63V

semiconducteurs

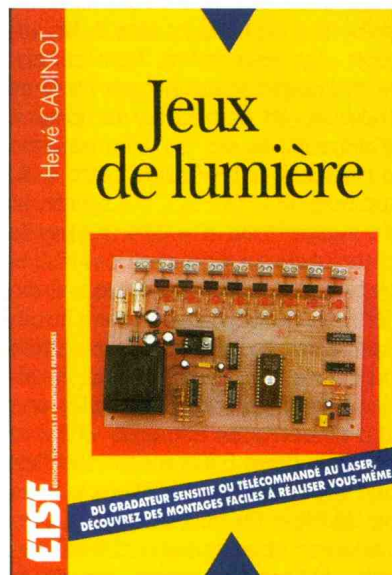
D₁ : 1N4001
D₂ : 1N4148

DS₁ : LED Verte Ø5mm
DS₂ : LED Orange Ø5mm
DS₃ : LED Rouge Ø5mm
T₁ : BC557
T₂ à T₄ : BC547
IC₁ : LM7805CT
IC₂ : 74HC14
IC₃ : 4066
IC₄ : ST62E25
IC₅, IC₈ : PIC16C5X
(emplacements)
IC₆ : LM336 Z-5.0
IC₇ : LM358

divers

Y₁ : Résonateur céramique 4MHz
S₁ : Bouton poussoir ITT type D6
CN₁ : Bornier à vis 2 points
CN₂ : DB25 Mâle coudée 90°
2 Supports CI 14 contacts
1 Support CI 8 contacts
2 Supports CI 28 contacts
1 Support CI 18 contacts
1 Support à insertion nulle 18 contacts (optionnel)
1 Support à insertion nulle 28 contacts (optionnel)
Fil de câblage pour les straps
Circuit imprimé simple face 155 x 105 mm²
4 pieds

JEUX DE LUMIÈRE



Du gradateur sensitif ou télécommandé au laser, découvrez des montages faciles à réaliser vous-même.

Les jeux de lumière sont souvent un tremplin pour les jeunes électroniciens. Sans négliger les applications traditionnelles: modulateurs, stroboscopes, chenillards, etc., l'auteur propose dans cet ouvrage des réalisations plus originales, telles qu'un laser de spectacle, facilement réalisables par un débutant.

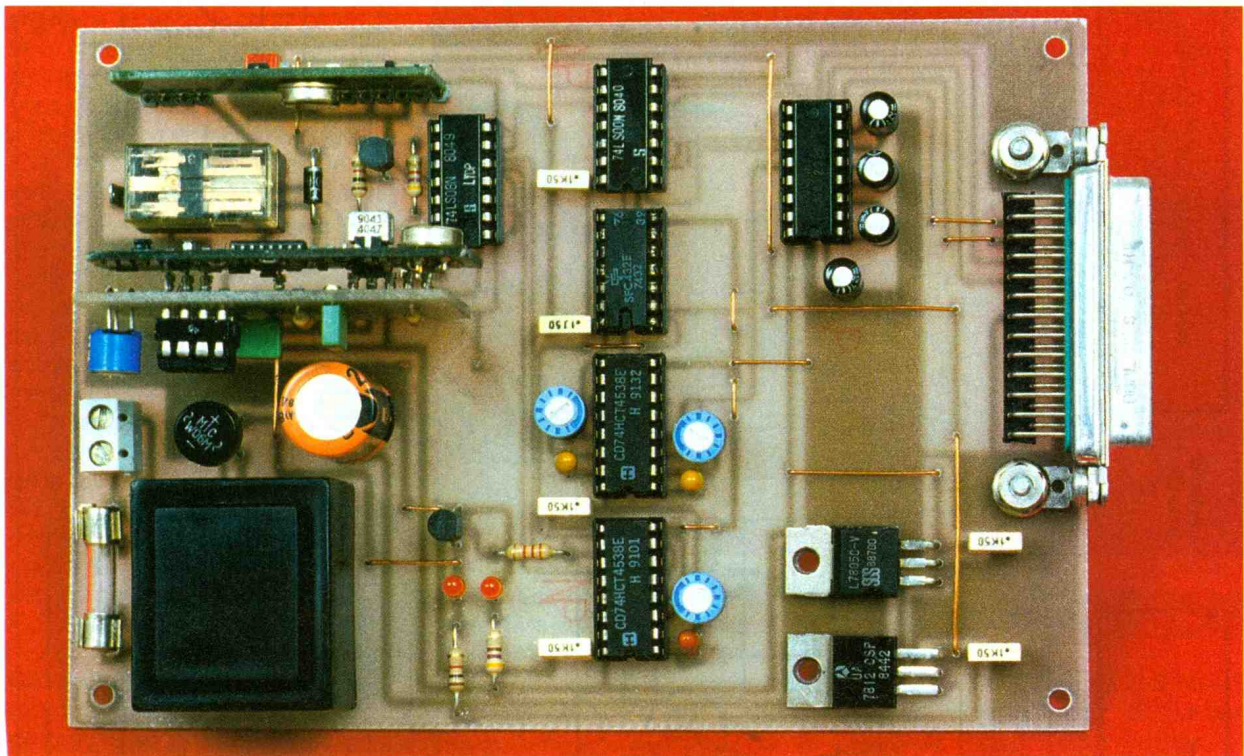
Les débutants ou les électroniciens confirmés pourront ainsi apprendre à utiliser des composants particuliers: diodes laser ou moteurs pas à pas ou continus, sans oublier tous les dispositifs antiparasites.

L'utilisation de l'interface Centronics d'un PC et les possibilités des transmissions HF et infrarouges sont également exploitées.

Un volume broché de 242 pages, 148 F TTC.
Editions ETSF



RADIO



TRANSMISSION SÉRIE BIDIRECTIONNELLE H.F.

Il arrive qu'il soit nécessaire de procéder à un échange de données entre deux ordinateurs, ou entre un circuit à microprocesseur et un ordinateur. Dans ce cas se pose toujours le problème de la longueur de la ligne de transmission qui excède parfois la dizaine de mètres.

Le montage que nous proposons permettra, en half duplex, de s'affranchir de toute liaison filaire entre les deux systèmes.

Schéma de principe

Le schéma de principe de la platine est donné en **figure 1**. Bien qu'il soit, à première vue, d'une certaine complexité, cette dernière n'est qu'apparente. En effet, tous les circuits logiques ne sont utilisés que pour pallier "certains défauts" des modules émetteur et récepteur courants de marque MIPOT.

Ces défauts, bien que minimes, ont notablement compliqués la réalisation du système. Le premier est la nécessité de laisser s'écouler une durée relativement longue entre le moment où la broche 2 du module émetteur est mise au niveau haut (validation de l'émission) et le moment où le module est capable d'émettre les données qu'on lui transmet. Le second défaut concerne le récepteur. La broche 15, qui indique par un niveau haut (> 4,5V) la présence d'une porteuse, présente un niveau bas supérieur à 2,5V. Ce niveau rend ce signal inutilisable tel quel avec les circuits logiques. Ces détails étant signalés, passons au schéma de principe. La liaison à l'ordinateur PC s'ef-

fectue par l'intermédiaire d'un convertisseur de niveaux RS232.

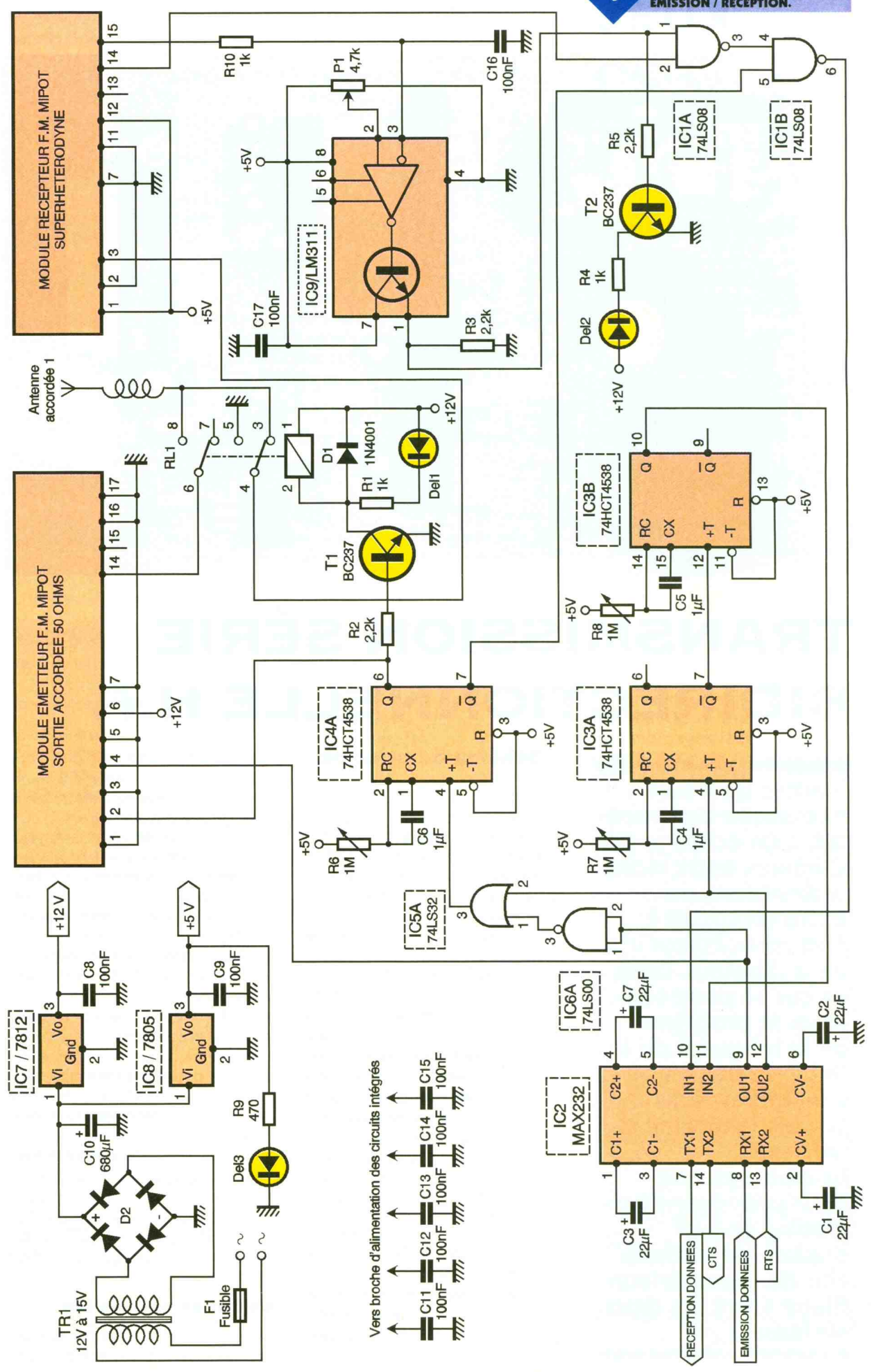
En effet, notre montage fonctionnant avec des signaux aux normes T.T.L., et l'interface série délivrant des signaux pouvant monter à + 12V et descendre à -12V, l'adaptation est absolument nécessaire. Quatre des lignes du connecteur RS232 sont utilisées : 1°) TX, émission des données, 2°) RX, réception des données, 3°) RTS, Request To Send (requête d'émission), 4°) CTS, Clear To Send (requête d'émission acceptée).

Lorsque le compatible PC émetteur souhaite débiter la transmission de données, la ligne RTS de son interface série passe au niveau haut, et la procédure ne pourra avoir lieu que lorsque un niveau haut aura été enregistré sur sa ligne CTS. A ce moment RTS repasse au niveau bas et la transmission peut commencer. L'impulsion positive sur la ligne CTS est envoyée, en principe, par l'ordinateur récepteur.

L'émission des données

Dans notre cas, il aurait été suffisant de connecter ensemble RTS et CTS.

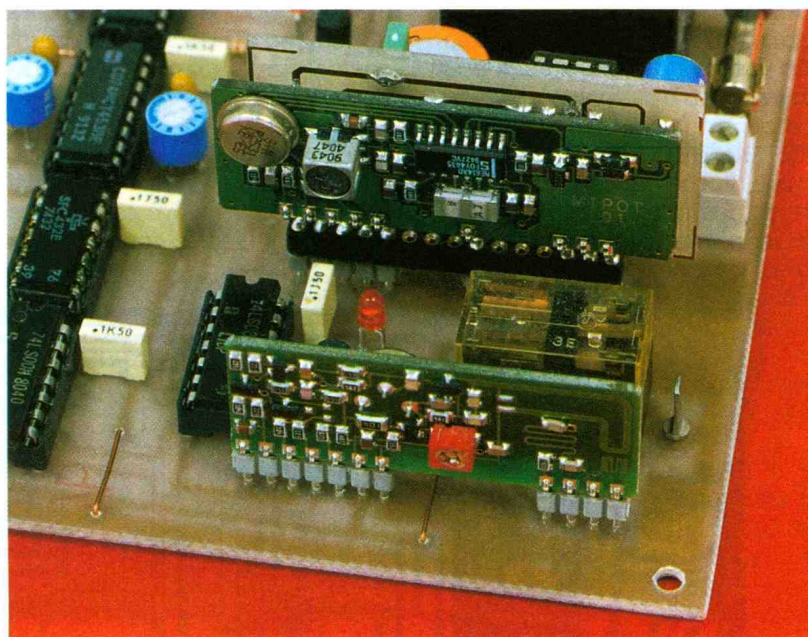
1 SCHEMA D'UN ENSEMBLE
ÉMISSION / RÉCEPTION.



Vers broche d'alimentation des circuits intégrés

- ← C11 100nF
- ← C12 100nF
- ← C13 100nF
- ← C14 100nF
- ← C15 100nF

Mais alors la transmission des données aurait débuter immédiatement, sans laisser le temps au module émetteur de se positionner en émission. Il a donc été nécessaire d'utiliser des temporisateurs. Ces derniers sont des monostables redéclenchant de type 74HCT4538 (IC₃ et IC₄). Le fonctionnement est le suivant : lorsque la ligne RTS passe au niveau haut, le front montant de ce signal déclenche IC₃A et IC₄A. A la sortie Q de ce dernier est connectée l'entrée 2 de validation d'émission du module émetteur. Cette sortie commute également le transistor T₁ qui alimente le relais RL₁, relais qui connecte l'antenne à l'entrée de l'émetteur. Cet état est signalé par l'illumination de la LED connectée en parallèle sur la bobine du relais. La temporisation permettant au module de se positionner en émission est déterminée par les deux monostables IC₃A et IC₃B. IC₃A est déclenché sur le front montant du signal RTS. Sa sortie Q/passe au niveau bas. Lors de la remontée au niveau haut de cette broche, le second monostable est déclenché et sa sortie Q signale à l'ordinateur, par sa ligne CTS, que la transmission peut avoir lieu. La durée de fonctionnement des monostables



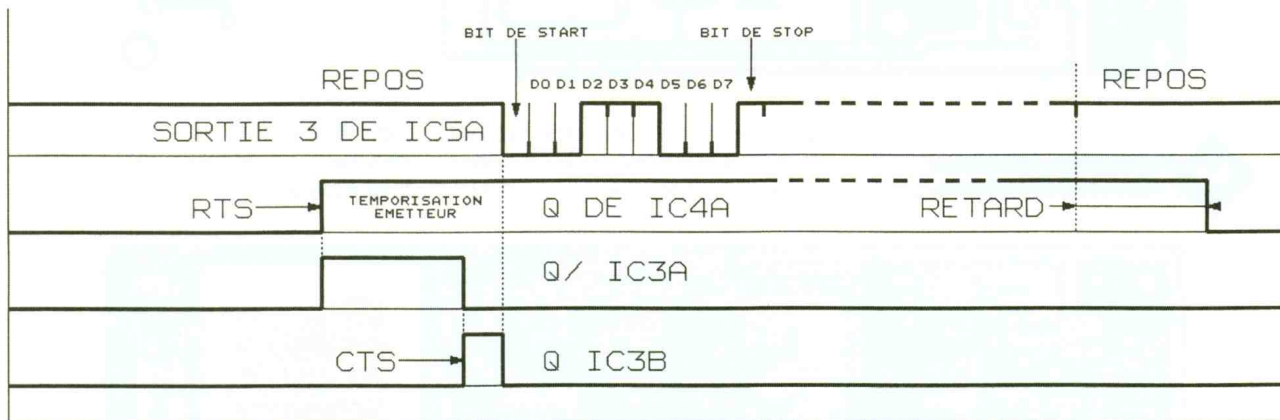
de 1 μ F. Ces valeurs permettent un réglage de la durée compris entre 8 ms et 1000 ms environ. Les données sont alors envoyées vers le module émetteur, mais également vers le monostable IC₄A, via les portes IC₅A et IC₆A. Le monostable étant de type redéclenchant, sa sortie Q se maintiendra au niveau haut tant que durera l'envoi des données, ce qui rend le

LES MODULES E / R.

récepteur. Les figures 2 et 3 représentent le diagramme de fonctionnement de cette partie du montage.

La réception des données

Le récepteur, en l'absence de porteuse, reçoit toute une myriade de

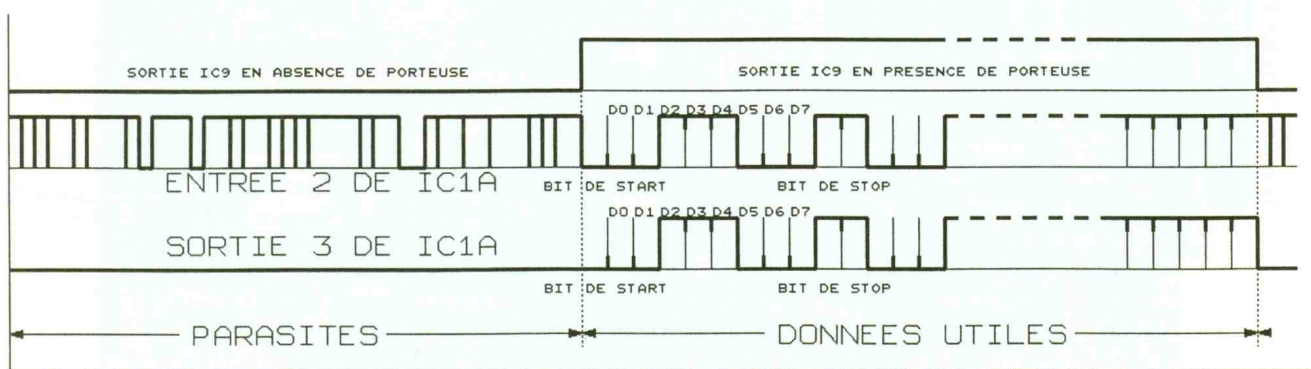


EMISSION DES DONNEES

est déterminée par les réseaux RC constitués par les résistances ajustables de 1 M Ω et les condensateurs

processus automatique. A la fin de la transmission, l'émetteur sera mis en veille et l'antenne sera connectée au

2/3 CHRONOGRAMMES DE FONCTIONNEMENT EN ÉMISSION ET RÉCEPTION.

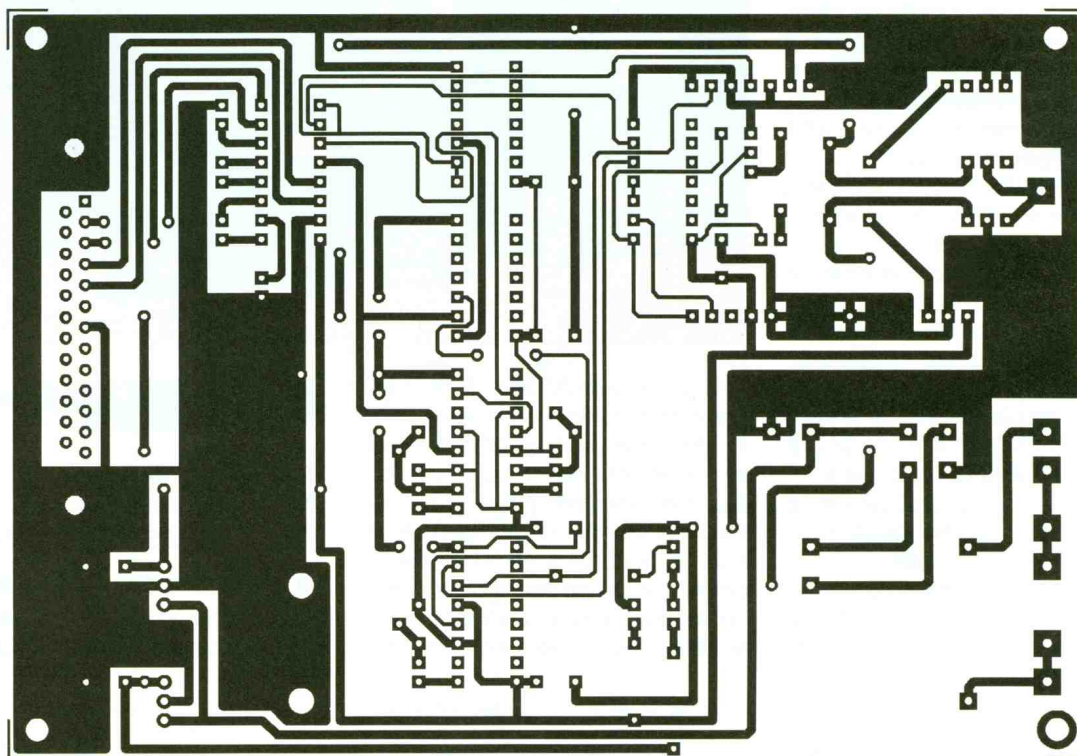


RÉCEPTION DES DONNEES

parasites qui sont interprétés par le PC comme des données. On voit alors s'afficher sur son écran toute une série de signes incohérents, ce qui est franchement gênant. Le module dispose heureusement d'une broche de détection de porteuse que nous allons utiliser afin d'éliminer ces parasites. Mais, com-

me nous l'avons signalé plus haut, les niveaux ne sont pas entièrement compatibles avec la norme T.T.L. Aussi, nous avons dû prévoir un comparateur rapide dont le rôle sera de détecter d'une façon sûre la présence ou l'absence d'une porteuse. Le comparateur employé est de type LM311 dont la sortie commande un

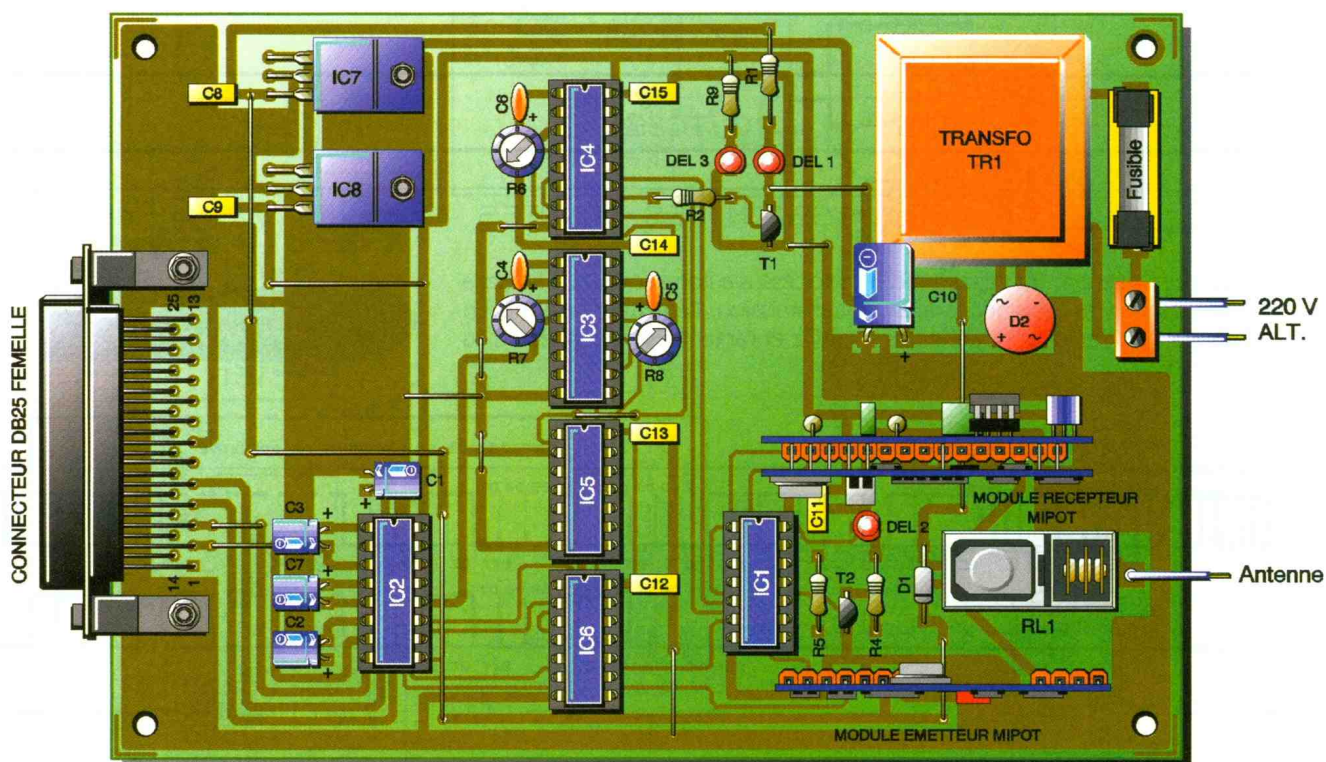
Lorsque la porteuse n'est pas présente, un niveau bas est appliqué sur l'une des entrées de la porte AND IC₁A, dont la seconde entrée est connectée à la broche de sortie des données du récepteur. La porte est donc bloquée et aucun signal indésirable ne peut parvenir à l'interface RS232. Au contraire, lorsque



4/6 LA CARTE VUE COTÉ CUIVRE AVEC SON IMPLANTATION.

transistor interne. Le niveau de déclenchement est fixé par la résistance ajustable P₁ d'une valeur de 4,7 k Ω .

l'émetteur est sous tension, la broche 15 du module passe à l'état haut et la sortie du comparateur fait



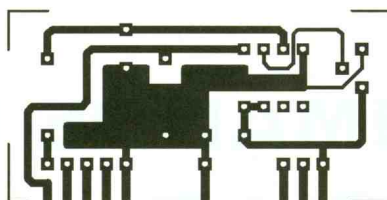
de même. La porte AND débloquée peut laisser passer les signaux reçus. La seconde porte AND IC₁B est utilisée afin de stopper tout signal lorsque l'émetteur est en fonctionnement. Pour cela, la broche Q/du monostable utilisée pour la validation de l'émission est connectée à l'une des entrées de la porte, y appliquant un niveau bas. Le transistor T₂ alimente une LED qui signale par son illumination la réception d'une porteuse.

L'ensemble du montage nécessite deux tensions d'alimentation : + 5V pour toute la partie logique et le module récepteur, et + 12V pour le fonctionnement de l'émetteur. Ces deux tensions sont fournies par un transformateur dont le secondaire délivre une tension de 12V à 15V. La tension redressée et filtrée est régulée par les circuits 7805 et 7812. Une LED signale la mise sous tension du circuit.

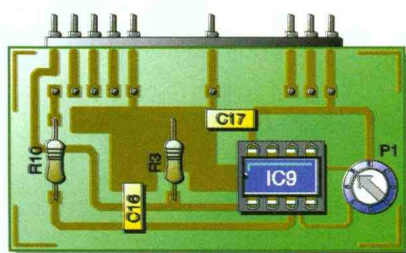
Est-ce bien utile de rappeler qu'il sera nécessaire de disposer de deux platines identiques afin d'établir une liaison bidirectionnelle ?

Réalisation pratique

Les dessins des circuits imprimés sont donnés en figures 4 et 5. Le plus petit des circuits imprimés supporte le module récepteur MIPOT et le comparateur LM311 et ses composants périphériques. Il a été conçu de telle sorte que ses broches de sortie correspondent exactement aux broches du module. Il pourra ainsi être utilisé dans



5/7 LE PETIT MODULE COMPAREUR QUI S'ASSOCIE AU RECEPTEUR.



d'autres montages. Ses broches seront constituées de picots provenant d'un morceau de barrette sécable. On utilisera les schémas d'implantation des composants représentés en figures 6 et 7 afin de câbler les platines. Le câblage débutera par la mise en place des nombreux straps. Tous les circuits intégrés seront placés sur des supports. Nous avons directement soudé les trois LED sur le circuit imprimé afin de faciliter les essais. Le montage étant destiné à être placé dans un coffret, ces trois LED devront être apparentes.

On les reliera donc à la platine à l'aide de fil de câblage. Les modules MIPOT seront insérés dans des supports marguerite prélevés sur un

morceau de barrette sécable. Il est inutile de prévoir un dissipateur pour les régulateurs de tension, ces derniers ne devant débiter qu'un faible courant.

Les essais

Avant de placer les circuits intégrés sur leur support, on procédera aux essais de l'alimentation qui devra fournir des tensions de + 5V et + 12V. On réalisera le câble de liaison au PC et on effectuera la connexion.

Les résistances ajustables R₆, R₇ et R₈ seront réglées en position médiane. Celle ajustant le niveau de basculement du comparateur aura son curseur positionné aux 3/4 de sa course vers le + 5V. Les deux platines sous tension, on retouchera ce dernier réglage jusqu'à ce que les LED DELA s'illuminent. A ce moment des caractères devront s'inscrire sur les écrans. On reviendra en arrière jusqu'à ce que les deux LED s'éteignent.

Les essais pourront être effectués sous WINDOWS. On passera en mode terminal sur les deux ordinateurs et un envoi de fichier sera demandé. Le relais de la platine qui transmettra les données devra immédiatement coller, alors que la LED de la platine réceptrice devra s'illuminer, signalant la réception de la porteuse

P. OGUIC

Nomenclature pour un émetteur-récepteur

Résistances

R₁, R₄, R₁₀ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
 R₂, R₃, R₅ : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
 R₆, R₇, R₈ : résistances ajustables 1 MΩ
 R₉ : 470 Ω (jaune, violet, marron)
 P₁ : résistance ajustable 4,7 kΩ

Condensateurs

C₁, C₂, C₃, C₇ : 22 μF/16V radial
 C₄, C₅, C₆ : 1 μF
 C₈, C₉, C₁₁ à C₁₇ : 10 nF à 150 nF
 C₁₀ : 680 μF/25V

Semi-conducteurs

T₁, T₂ : BC237 ou PN 2222A
 D₁ : 1N4001
 D₂ : pont redresseur B80C1000 ou W06M
 DEL₁, DEL₂, DEL₃ : diodes électroluminescentes rouges

Circuits intégrés

IC₁ : 74LS08
 IC₂ : MAX232
 IC₃, IC₄ : 74HCT438
 IC₅ : 74LS32
 IC₆ : 74LS00
 IC₇ : régulateur de tension 7812
 IC₈ : régulateur de tension 7805
 IC₉ : LM311

Divers

1 module émetteur MIPOT F.M. 12V

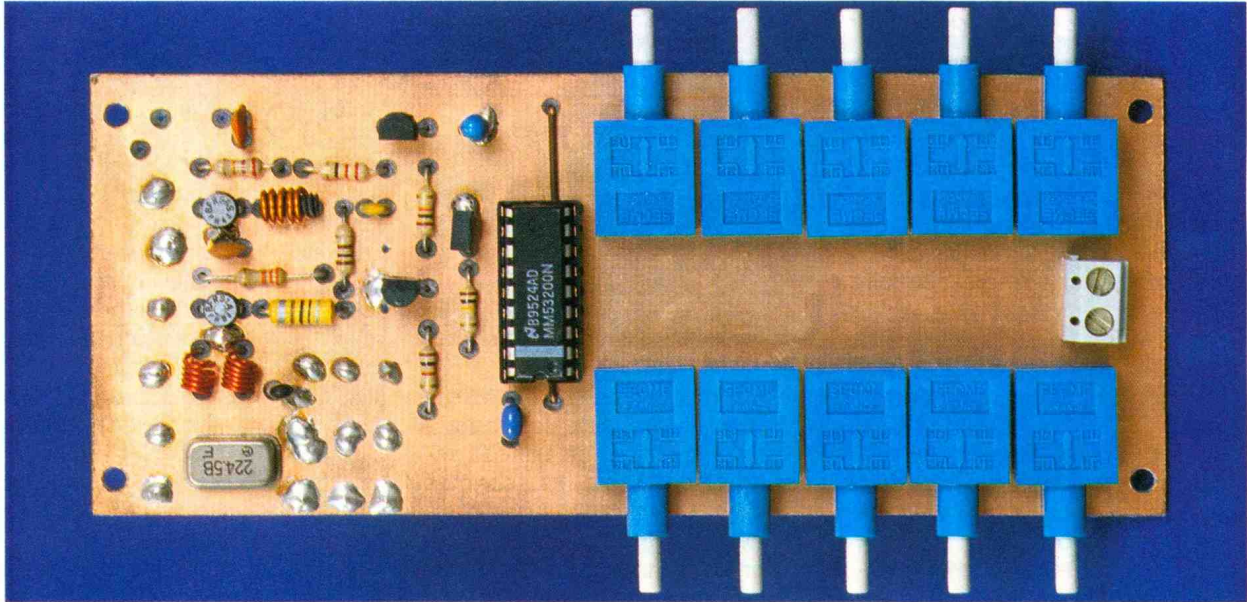
1 module récepteur MIPOT F.M. 5V

1 relais HB2 NATIONAL bobine 12V
 3 supports pour circuit intégré 16 broches
 3 supports pour circuit intégré 14 broches
 1 support pour circuit intégré 8 broches
 1 morceau de barrette sécable support marguerite
 1 morceau de barrette sécable à picots
 1 transformateur 220V/15V 150 mA
 1 porte-fusible
 1 fusible rapide 100 mA
 1 antenne accordée
 1 connecteur DB25 femelle
 1 bornier à vis à deux points



RADIO

TÉLÉCOMMANDE H.F. UNIVERSELLE



La télécommande, dont nous proposons la réalisation, permettra de disposer de 10 canaux de réception pouvant être utilisés pour n'importe quelle fonction de commutation, la sortie de chaque récepteur étant un relais. La portée de l'ensemble est suffisante pour couvrir la surface d'une habitation, et ce, sur deux niveaux.

L'émetteur

Le schéma de principe de l'émetteur est donné en **figure 1**. Plutôt que d'utiliser un module hybride d'émission (de marque MIPOT ou AUREL), nous avons opté pour la réalisation

d'un émetteur en technologie discrète, ce qui apporte deux avantages: tout d'abord le prix qui se trouve au minimum divisé par deux, et ensuite une plus grande puissance transmise à l'antenne, donc une portée accrue du système.

Etant donné que l'ensemble de télécommande comporte 10 canaux, il a évidemment été nécessaire de coder l'émission.

Ce codage est assuré par un circuit intégré de type MM53200, circuit maintenant bien connu de nos lecteurs. La durée d'un cycle est déterminée par le réseau RC (R_5 de 100 kohms et C_6 de 220 pF) connecté entre + alimentation, masse, et entrée OSC du circuit.

Le choix du canal s'effectue par l'appui d'un bouton poussoir (parmi dix) qui connecte dans le même temps l'une des broches de codage du MM53200 à la masse et la tension d'alimentation au circuit.

La télécommande ne consomme donc qu'un courant négligeable lorsqu'aucune touche n'est sollicitée. Le signal codé est disponible en broche 17 (OUT). Il commande le transistor T_4 qui commande à son tour T_1 .

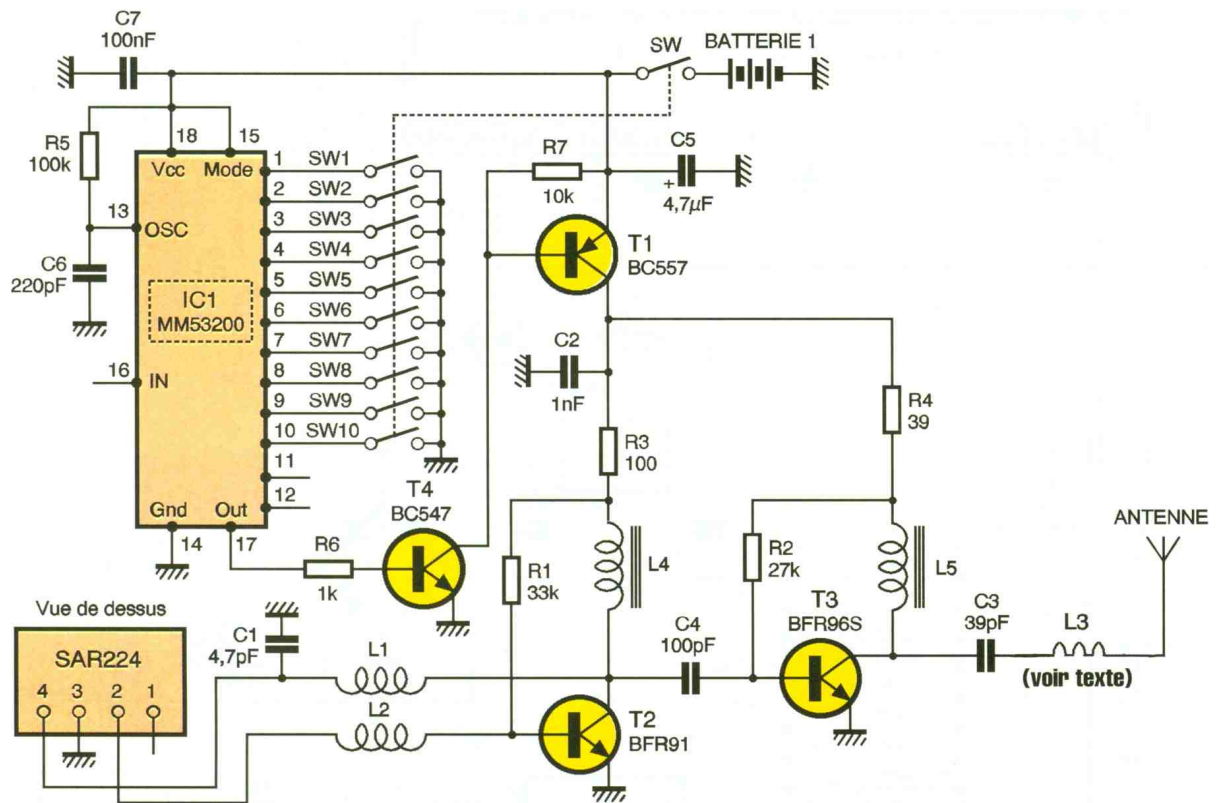
Ce dernier permet d'alimenter l'émetteur proprement dit. Celui-ci est constitué par les transistors T_2 et T_3 , respectivement de type BFR91A et BFR96S. Le transistor T_2 est l'oscil-

lateur pilote dont la fréquence de fonctionnement est fixée par le résonateur à ondes de surface de type SAR224 (SAW). Cette fréquence est de 224,5 MHz. La mise en oscillation du circuit est produite par les deux selfs (L_1 et L_2) qui introduisent le déphasage nécessaire.

Les deux selfs seront fabriquées de la manière suivante: on utilisera un mandrin de 3 mm de diamètre (queue de forêt de perçage) sur lequel on bobinera 6 à 7 spires de fil émaillé de 3/10ème de mm que l'on espacera ou non pour un fonctionnement correct.

Le courant de collecteur de T_2 est fixé par la résistance R_3 d'une valeur de 100 ohms et la base est polarisée par R_1 (33 k Ω). La self L_4 , insérée après R_3 , joue le rôle de self de choc et présente une haute impédance à la fréquence de fonctionnement, sa valeur est d'environ 10 μ H.

Le signal disponible sur le collecteur de T_2 est relativement faible (environ 4 dBm) et il est nécessaire de l'amplifier afin de pouvoir dispenser une puissance suffisante à l'antenne (environ +15 dBm). Cette amplification est assurée par le transistor T_3 . La liaison entre T_2 et T_3 est capacitive (C_4 de 100 pF). La résistance R_4 de 39 Ω fixe le courant consommé par cet étage. La self L_5 sera constituée par 5 spires de fil émaillé de 6/10 à 7/10 $^{\circ}$ de mm bobiné sur un diamètre de 3 mm.



Le bobinage ainsi constitué, on pourra y visser un petit mandrin de ferrite en utilisant les spires comme un filetage. Ce noyau sera utilisé pour obtenir l'accord permettant le maximum de portée. Le signal est alors transmis à l'antenne à l'aide d'une capacité de 39 pF (C₃). La self L₃, non obligatoire, pourra être mise à sa place afin d'accorder l'antenne qui sera de longueur obligatoirement plus courte que nécessaire (longueur de 60 cm afin de rayonner en $\lambda/2$). Elle sera formée de 7 à 8 spires de fil émaillé enroulé sur un diamètre de 3 mm.

Comme pour L₅, on y glissera un noyau en ferrite qui pourra être plus ou moins vissé entre les spires afin d'obtenir la plus grande portée. L'antenne pourra alors être un brin d'une

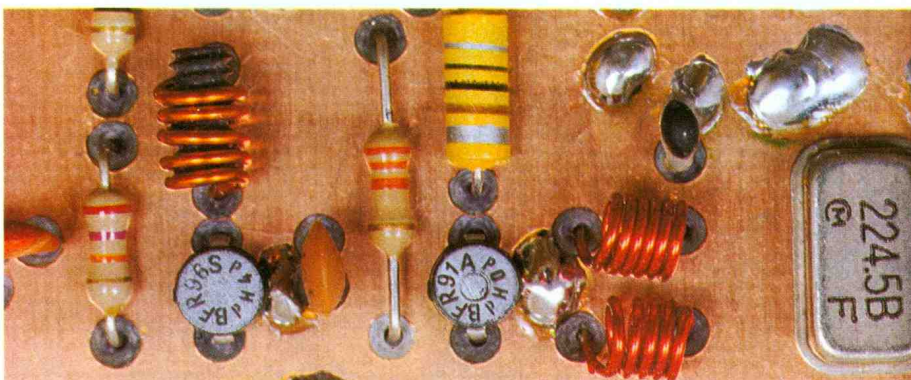
vingtaine de cm de longueur. L'ensemble sera alimenté par une pile de 9V. La portée en terrain découvert sera alors d'une soixantaine de mètres. Sous 12V, elle augmentera nettement.

Le récepteur

Le schéma de principe du récepteur est donné en **figure 2**. Pour celui-ci, nous avons utilisé un module MIPOT, qui pourra être un modèle de bas de gamme (de type superréaction) ou un modèle superhétérodyne, nettement plus coûteux. Si ce dernier est utilisé, on obtiendra une bien meilleure sensibilité et surtout sélectivité de l'ensemble.

La sortie du signal aux normes T.T.L. est disponible sur la broche 14 du module récepteur. Cette sortie est directement reliée à l'entrée du circuit décodeur, IC₃, de type UM3750A.

LA PARTIE ÉMISSION.



1

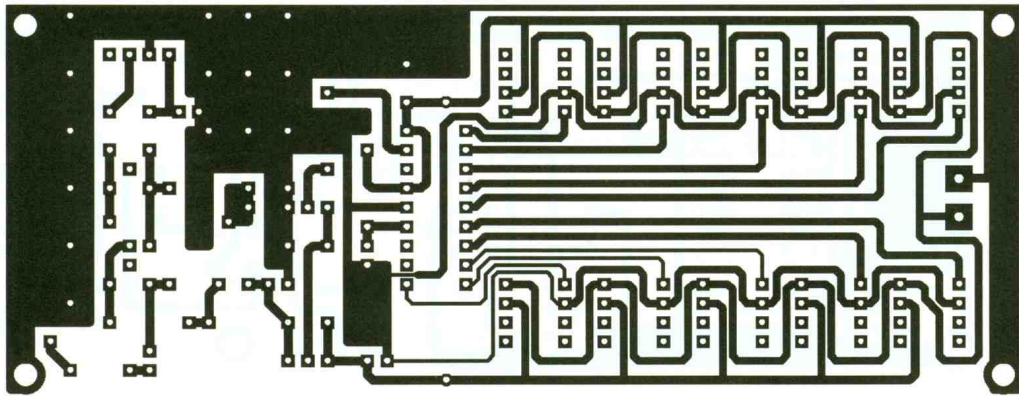
SCHEMA DE L'ÉMETTEUR HUIT VOIES.

Rappelons que ce circuit intégré est l'équivalent du MM53200, mais qu'il fonctionne sous une tension de +5V.

Dix de ses broches d'entrées de codage sont munies de commutateurs qui peuvent les connecter soit à la masse, soit les laisser en l'air. Un seul de ces commutateurs devra être positionné afin de correspondre à l'un des codes transmis par l'émetteur. Lorsque l'un des codes reçus est correct, la sortie OUT (broche 17) passe à l'état bas durant environ une seconde.

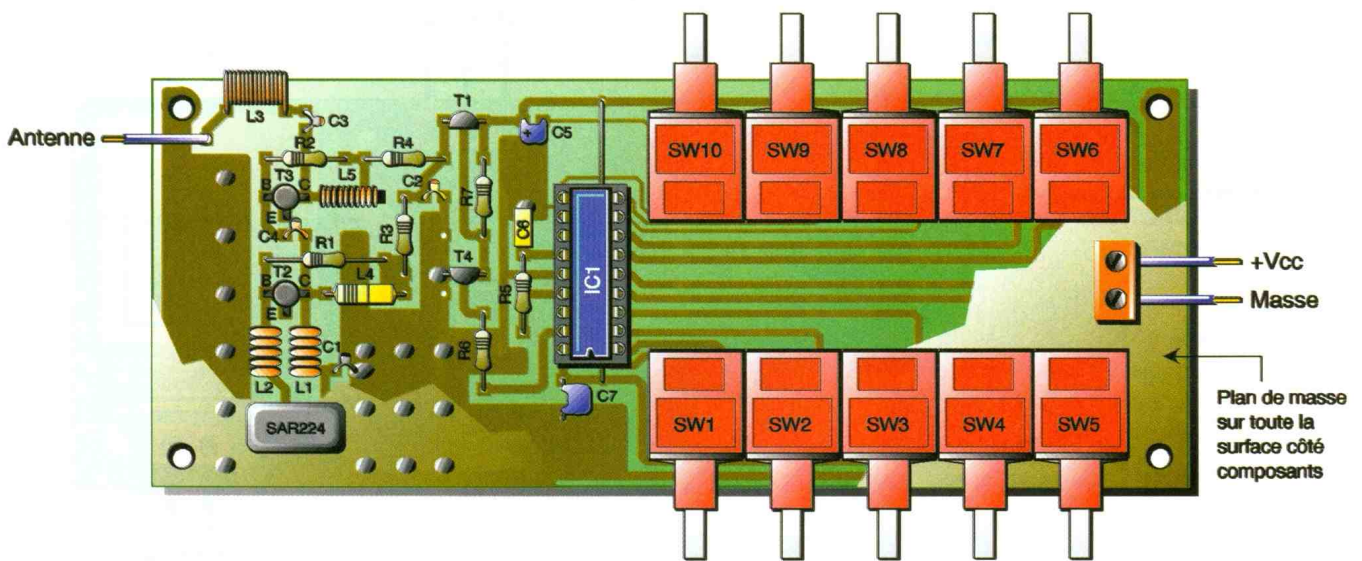
Le transistor T₁ inverse ce signal, et la sortie Q de la bascule IC₂ (de type 4013) change d'état. Le niveau haut présent sur cette broche commande le transistor T₂ qui alimente le relais. Le même code émis une seconde fois positionnera le relais à l'état de repos.

Afin que la sortie Q se positionne au niveau bas à la mise sous tension du montage, un réseau RC est connecté à l'entrée RESET du 4013 (broche 4). Un niveau haut est appliqué à cette entrée à chaque fois que l'on alimente le circuit. Le circuit étant destiné à être utilisé en intérieur, ou tout au moins dans un endroit abrité et proche de l'habitation, l'alimentation est fournie par un transformateur de faible puissance. Un régulateur 7805 (IC₁) fournit la tension de +5V



3/4

CIRCUIT IMPRIMÉ ET IMPLANTATION DE L'ÉMETTEUR.
LA FACE SUPÉRIEURE, COTÉ COMPOSANTS, EST UN PLAN DE MASSE
AVEC FRAISAGE DE TOUTES LES TRAVERSÉES NON À LA MASSE.



droit où se situe la partie émission proprement dite, comporte également un plan de masse au verso. Cette partie et le plan de masse supérieur seront à relier électriquement à l'aide de traversées soudées de part et d'autre du circuit imprimé. Les composants devant être connectés à la masse seront aussi

soudés de part et d'autre. Le circuit intégré IC₁ sera placé sur un support. Avant de souder ce dernier, on implantera le seul strap du montage, celui-ci étant situé sous IC₁.

On prendra garde à ne pas trop chauffer les deux transistors H.F. lors de leur montage sur le circuit. L'arrivée de l'alimentation s'effectuera sur un bornier à vis à deux points.

Le récepteur

Son circuit imprimé est représenté en **figure 5**. Le dessin d'implantation qui sera utilisé lors du câblage est donné en **figure 6**.

On débutera le câblage par la mise en place des straps (deux) et des plus petits composants, ce qui facilitera nettement la réalisation.

Les circuits intégrés IC₂ et IC₃ seront placés sur des supports. Le module MIPOT sera enfilé sur des morceaux de barrette sécable. Le transformateur, ainsi que le condensateur de filtrage, le relais et les borniers à vis seront soudés en dernier lieu.

Les commutateurs SW₁ à SW₁₀ seront constitués de picots sur les-

quels on enfilera un cavalier de type informatique. Le régulateur de tension 7805 sera fixé sur un petit morceau d'aluminium qui servira de dissipateur thermique.

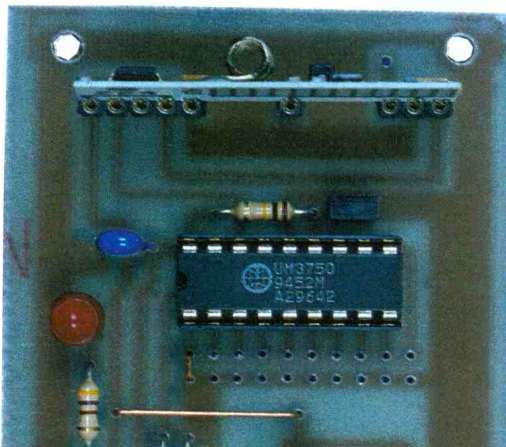
Les essais

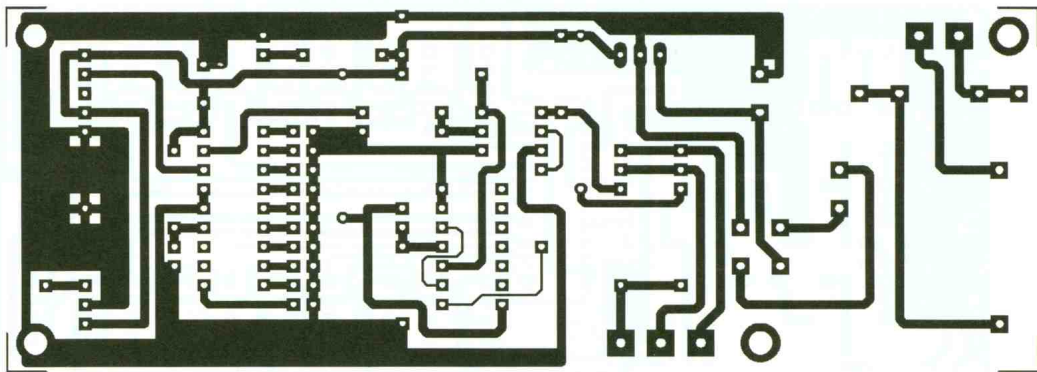
Les essais débuteront par la platine récepteur. Avant de placer les composants et le module MIPOT sur leur support, on vérifiera le bon fonctionnement de l'alimentation secteur (+5V à +/- 5%).

Hors tension, on pourra insérer les composants sur le circuit. Il faudra positionner un des cavaliers (SW₁ par exemple). On alimentera l'émetteur, et en appuyant sur le poussoir SW₁, le relais du récepteur devra coller.

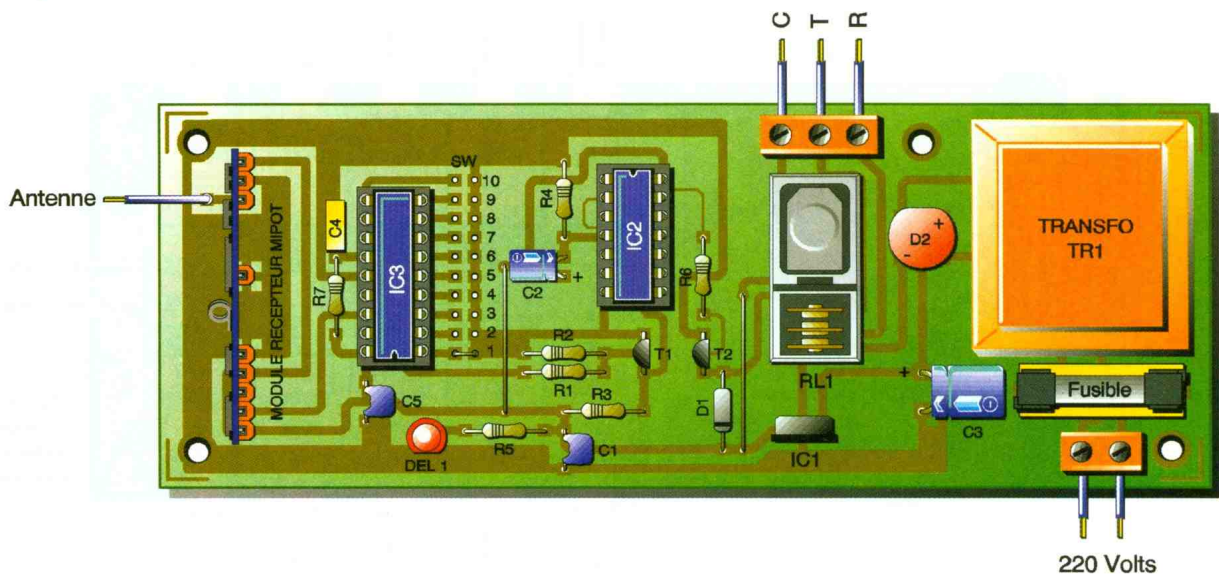
Si rien ne se produit, il faudra tout d'abord vérifier, à l'aide d'un oscilloscope, si un signal est disponible en broche 14 du module récepteur MIPOT. Si aucun signal n'est visible, c'est que l'émetteur ne fonctionne pas. Il y aura dans ce cas, 90% de chance que ce soit le résonateur à ondes de surface qui refuse de dé-

RÉCEPTION-DÉCODAGE.





5/6 CIRCUIT ET IMPLANTATION D'UN RÉCEPTEUR.
LE DÉCODAGE SERA FIXÉ PAR CAVALIERS À DROITE DE L'UM 3750.



marrer. On recommencera les essais en glissant tout d'abord un noyau de ferrite dans les selfs L_1 et L_2 ou en écartant les spires de façon à ajuster leur valeur.

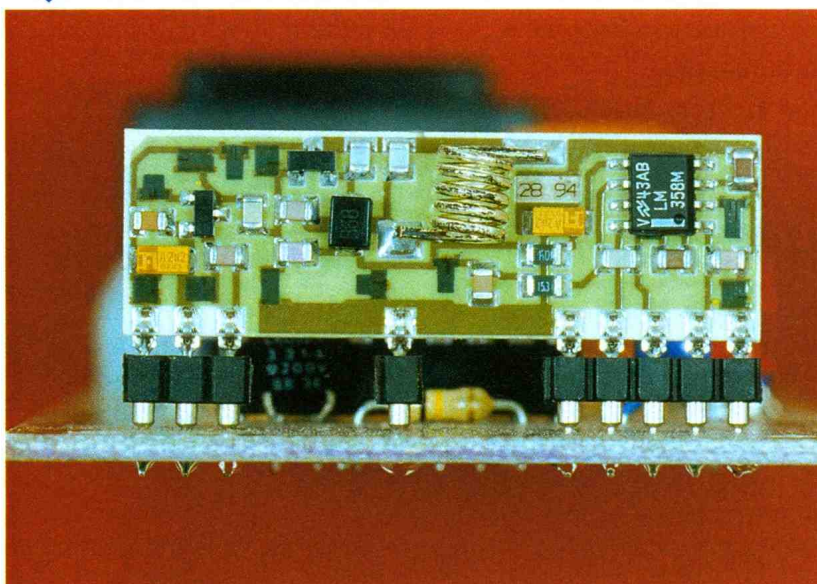
LE RÉCEPTEUR MIPOT 224, 5MHz.

Si l'émetteur fonctionne dans ce cas, il conviendra de rebobiner les selfs en ajoutant deux spires dans le premier cas.

Si l'émetteur ne fonctionne toujours pas, il faudra alors écarter les spires de chaque bobinage. Diffé-

rents essais de portée pourront être effectués en éloignant l'émetteur et le récepteur d'environ 60 mètres et en retouchant au réglage des noyaux de L_5 et L_3 .

P. OGUIC



Nomenclature

Emetteur

Résistances:

- R₁: 33 kΩ**
(orange, orange, orange)
- R₂: 27 kΩ**
(rouge, violet, orange)
- R₃: 100 Ω**
(marron, noir, marron)
- R₄: 39 Ω**
(orange, blanc, noir)
- R₅: 100 kΩ**
(marron, noir, jaune)
- R₆: 1 kΩ**
(marron, noir, rouge)

R₇: 10 kΩ
(marron, noir, orange)

Condensateurs:

C₁: 4,7 pF
C₂: 1 nF
C₃: 39 pF
C₄: 100 pF
C₅: 4,7 μF/16V tantale goutte
C₆: 220 pF
C₇: 100 nF

Semi-conducteurs:

T₁: BC557
T₂: BFR91
T₃: BFR96S
T₄: BC547

Circuits intégrés:

IC₁: MM53200

Divers:

1 résonateur à ondes de surface SAR224 Murata
2 noyaux en ferrite Ø 3 mm
L₄: self surmoulée 10 μH
L₁, L₂, L₃, L₅: voir texte
fil émaillé 3/10ème de mm
fil émaillé de 6/10 à 7/10ème de mm

1 support pour circuit intégré 18 broches
10 commutateurs double circuit
1 bornier à vis à deux points
1 pile 9V

Récepteur

Résistances:

R₁, R₃, R₆: 2,2 kΩ
(rouge, rouge, rouge)
R₂: 4,7 kΩ
(jaune, violet, rouge)
R₄: 10 kΩ
(marron, noir, orange)
R₅: 470 Ω
(jaune, violet, marron)
R₇: 100 kΩ
(marron, noir, jaune)

Condensateurs:

C₁, C₅: 100 nF
C₂: 2,2 μF/16V
C₃: 1000 μF/25V
C₄: 220 pF

Semi-conducteurs:

T₁: BC547C
T₂: BC237
D₁: 1N4001

D₂: pont redresseur B80C1000
DEL1: diode électroluminescente rouge

Circuits intégrés:

IC₁: régulateur de tension 7805
IC₂: 4013
IC₃: UM3750

Divers:

1 module récepteur MIPOT (superréaction ou superhétérodyne) fréquence 224,5 MHz
1 support pour circuit intégré 14 broches
1 support pour circuit intégré 18 broches
1 relais NATIONAL HB2 bobine 5V
1 transformateur 220V/9V
barrette sécable support marguerite
1 porte-fusible
1 fusible rapide 100 mA
1 bornier à vis à deux points
1 bornier à vis à trois points

Fer à souder / dessouder 230V SIMPLE PUISSANCE



128 F TTC **128 F TTC** **133 F TTC** **253 F TTC**

Station de dessoudage A AFFICHAGE NUMERIQUE



3003 F TTC

Station à air chaud POUR C.M.S



3003 F TTC

Fer à souder 230V DOUBLE PUISSANCE



162 F TTC **162 F TTC** **169 F TTC**

Station de soudage A AFFICHAGE NUMERIQUE



899 F TTC

PM2000 SANS AFFICHAGE : 699 F TTC

Alimentations stabilisées FIXES ET VARIABLES



REF.	DESIGN.	PRIX TTC	REF.	DESIGN.	PRIX TTC
PM400	13.8 Vdc 2A	194.20	PM601	1.5 - 15V 5A	699.50
PM500	13.8 Vdc 3A	237.60	PM602	1.5 - 15V 10A	952.75
PM501	13.8 Vdc 5A	360.60	PM603	1.5 - 15V 20A	1446.00
PM510	13.8 Vdc 10A	566.85	PM700	0 -30V / 0 -5A	2229.90
PM600	13.8 Vdc 12A	1084.20	PM701	0 -30V / 0 -10A	2953.50

Station de soudage antistatique GAMME INDUSTRIELLE



GARANTIE : 2 ans

REF.	DESIGNATION	PRIX TTC
1456240	Régulation dans le fer . Temp. 220 à 420°C	1206.00
101240	Régulation 50W . Temp. 120 à 420°C	1483.50
151240	Affichage digital . 50W . Temp. 120 à 420°C	2110.50
202240	Régulation .100W . Temp. 160 à 460°C	2592.90

Station de soudage A AFFICHAGE NUMERIQUE



1084 F TTC

STAR 5 : 70W / STAR 6 : 80W

Pinces pour l'électronique SÉRIE ECO 2000



22 modèles

REF.	DESIGNATION	PRIX TTC
216	Pince tête ovale coupe a ras 115mm	103.75
218	Pince tête ovale coupe semi ras 115 mm	103.75
224	Pince tête pointue coupe a ras 115 mm	103.75
226	Pince tête pointue coupe semi ras 115 mm	103.75
228	Pince tête pointue effilée coupe à ras 115 mm	104.95
230	Pince tête pointue effilée coupe semi ras 115 mm	104.95
266	Pince tête oblique longue à 55° 125 mm	158.00
200	Pince bcs plats droits mors lisses 115 mm	91.70
286	Pince bcs plats droits mors lisses 140 mm	94.10
288	Pince bcs plats droits mors striés 140 mm	94.10
202	Pince bcs demi ronds droits mors lisses 115 mm	94.10
290	Pince bcs demi ronds droits mors lisses 140 mm	94.10
292	Pince bcs demi ronds droits mors striés 140 mm	94.10

Brucelles haute précision STANDARD / PVC / C.M.S



25 modèles

REF.	DESIGNATION	PRIX TTC
1 SA	Pointes fortes , pour emploi général	39.80
2 SA	Brucelle forte avec des pointes fines	39.80
2A SA	brucelle plate avec des pointes arrondies	39.80
3C SA	Pointes fines et courtes .Travaux de précision	39.80
5 SA	Pointes extra fines.Préhension de fils très fins	51.85
7 SA	Pointes fines coudées .Etrroits restreints	51.85
AA SA	Brucelle forte . points fines	32.60
HH SA	Branches et tension fortes	33.80
OC SA	Brucelles courtes , pointes fines	39.80
SMD102	Pour la manipulation des C.M.S	71.15
SMD103	Pour la manipulation des C.M.S	72.40
SMD 109	Pour la manipulation des C.M.S	65.15
SMD 110	Pour la manipulation des C.M.S	78.40

Tresse à dessouder CUIVRE OU ETAMÉE

REF.	DESIGNATION	PRIX TTC
ECU01	Cuivre largeur 0.8 mm longueur 1.6 m	7.40
ECU02	Cuivre largeur 1.5 mm longueur 1.6 m	8.00
ECU03	Cuivre largeur 2.0 mm longueur 1.6 m	8.70
ECU04	Cuivre largeur 2.5 mm longueur 1.6 m	9.05
ECU08	Cuivre largeur 1.5 mm longueur 30 m	80.90
ECU09	Cuivre largeur 2.0 mm longueur 30 m	92.90
ECU10	Cuivre largeur 2.5 mm longueur 15 m	55.50
ECE01	Etamée largeur 1.5 mm longueur 3 m	12.70
ECE02	Etamée largeur 2.0 mm longueur 3 m	14.75
ECE03	Etamée largeur 2.5 mm longueur 3 m	15.10
ECE04	Etamée largeur 1.5 mm longueur 30 m	90.45
ECE05	Etamée largeur 2.0 mm longueur 30 m	106.15
ECE06	Etamée largeur 2.5 mm longueur 30 m	66.40

Fil de soudure FLUX MOYENNEMENT ACTIVE

REF.	DESIGNATION	PRIX TTC
ESO01	SOUUDRE 60/40 5/10 500G	59.10
ESO13	SOUUDRE 60/40 8/10 250G	30.75
ESO02	SOUUDRE 60/40 8/10 500G	56.70
ESO03	SOUUDRE 60/40 10/10 40G	5.45
ESO04	SOUUDRE 60/40 10/10 250G	28.95
ESO05	SOUUDRE 60/40 10/10 500G	51.85
ESO06	SOUUDRE 60/40 10/10 1KG	103.75
ESO07	SOUUDRE 60/40 15/10 500G	51.25
ESO08	SOUUDRE 60/40 15/10 1KG	103.75
ESO09	SOUUDRE 60/40 20/10 500G	51.25
ESO10	SOUUDRE 60/40 30/10 500G	51.25
ESO11	CREME A BRASER EN SERINGUE	77.20
ESO14	SOUUDRE 62/36 AG2 5/10 250G	62.75



RADIO

COMMUTATEUR POUR PARABOLES OU LNB

La présente réalisation intéressera les possesseurs d'antenne parabolique utilisée pour la réception des émissions diffusées par satellite qui sont équipées de deux têtes ou pour commuter deux ensembles fixes (1 parabole + 1 tête). La mise en service de l'une ou l'autre de ces têtes pourra être effectuée à distance, depuis le démodulateur installé à l'intérieur de l'habitation qui délivre l'alimentation continue et le signal de commutation (22 kHz).

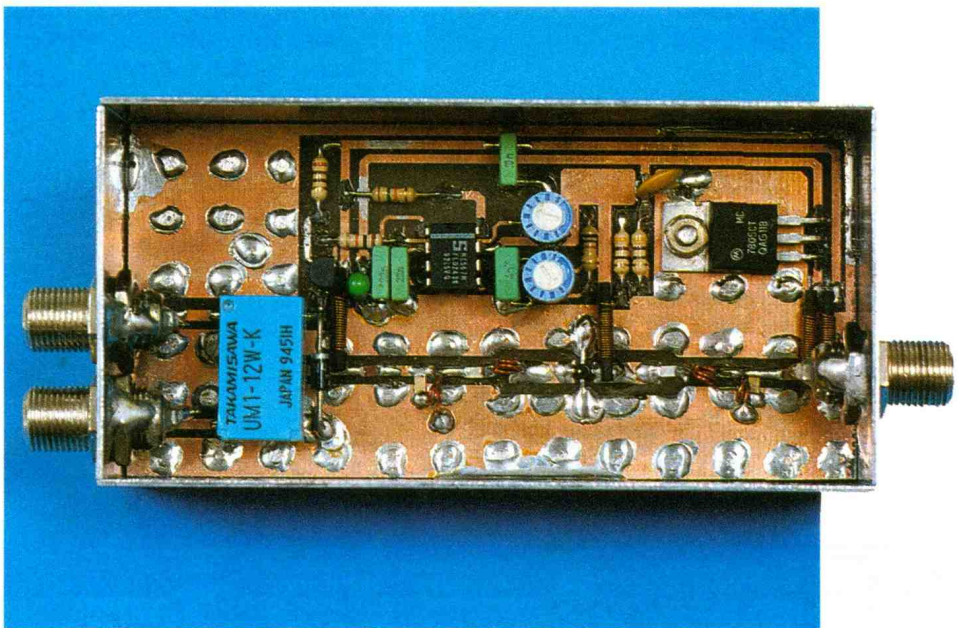


Schéma de principe

Le schéma de principe de la télécommande est donné en **figure 1**. Les deux câbles coaxiaux issus des têtes parviennent aux entrées du circuit au moyen de fiches F. Il est nécessaire de réaliser des lignes accordées de 75Ω , lignes qui seront réalisées par des pistes sur le circuit imprimé et qui devront être d'une largeur précise fonction du support employé. La commutation de l'une ou l'autre des têtes s'effectue à l'aide d'un relais spécial qui permet le transit d'ondes R.F. de fréquences très élevées.

Nous verrons plus loin comment s'effectue la commande de ce relais. L'alimentation des têtes s'effectue directement par le câble de jonction au démodulateur. C'est ce qui explique la présence de la self de choc L_7 destinée à éviter les remontées H.F. et du condensateur C_6 de 1nF qui bloque la tension continue et qui est connectée à une autre ligne 75Ω . Afin de pallier à l'atténuation du signal apportée par l'in-

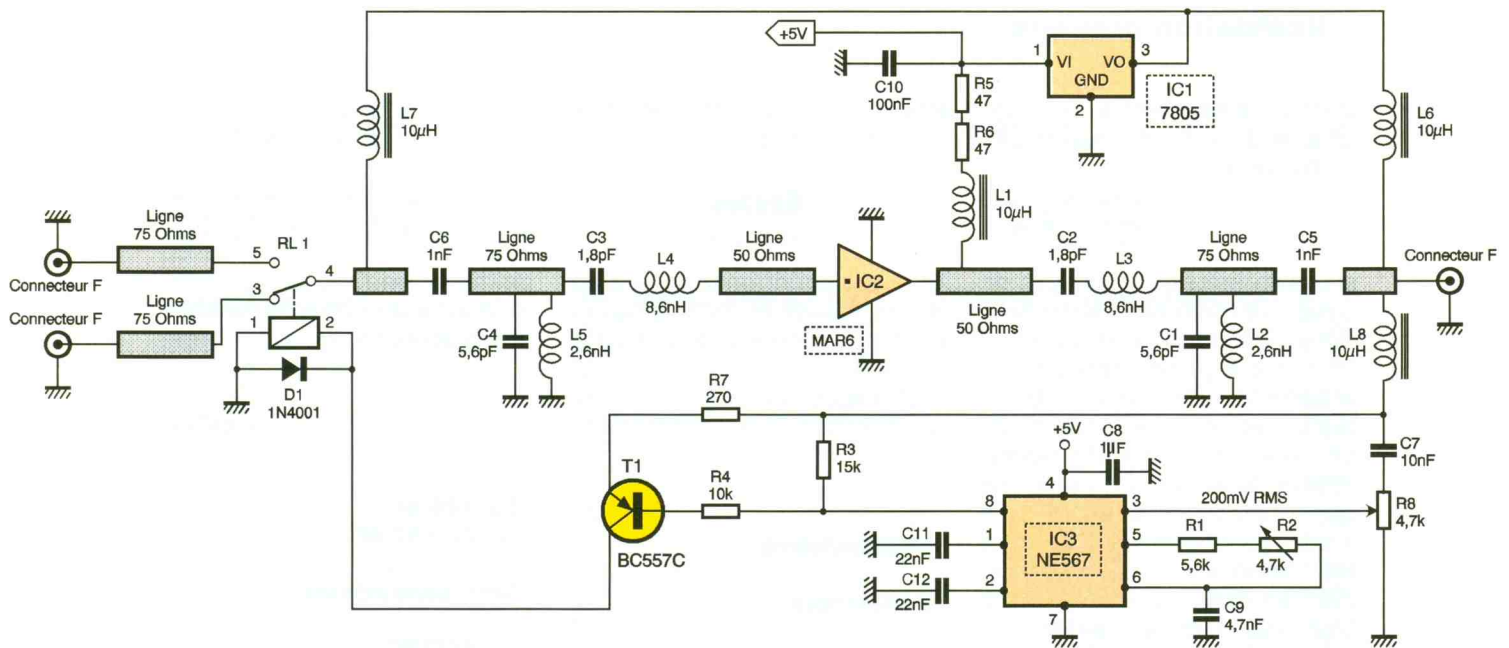
sertion du circuit dans la ligne, faible grâce au relais employé - $\leq 1 \text{ dB}$ à 1 GHz -, il est nécessaire de procéder à une amplification de celui-ci. C'est ce qui est réalisé par l'utilisation d'un circuit monolithique de type MAR6 large bande et faible bruit. Il permettra donc en outre de compenser les pertes engendrées par de grandes longueurs de câble ($> 25 \text{ m}$).

Ce dernier fonctionne jusqu'à une fréquence de 2000 MHz et présen-

te un gain de $13,8 \text{ dB}$ à 500 MHz et $10,5 \text{ dB}$ à 1000 MHz . Il doit être alimenté sous une tension de $3,5\text{V}$ et consomme un courant de 16 mA . Son alimentation est assurée par un régulateur de tension 7805 et au moyen de deux résistances chutrices de 47Ω (R_5 et R_6) qui fixent son courant nominal, ainsi que

LE MONTAGE DANS SON COFFRET DE BLINDAGE. RACCORDS EN PRISES F.





d'une self de choc de 10 µH. L'alimentation du régulateur est directement prélevée sur la ligne issue du démodulateur qui fournit une tension continue de + 13 ou + 18V selon la polarisation retenue H ou V et est redistribuée vers les têtes (LNB).

Le MAR6 est adapté entrée et sortie sur 50 Ω, il a été nécessaire de prévoir une adaptation d'impédance entre les lignes 75 Ω et les lignes 50 Ω. Cette adaptation est réalisée à l'aide des réseaux LC C₃-L₄/C₄-L₅ en entrée, et C₂-L₃/C₁-L₂ en sortie qui constituent en outre un filtre passe-bande entre 900 MHz et 2 GHz. Les lignes accordées en entrée et en sortie du MAR6 sont d'une impédance de 50 Ω.

Après la cellule d'adaptation d'impédance, nous retrouvons une ligne accordée sur 75 Ω et un condensateur de liaison de 1 nF destiné à bloquer la composante continue superposée au signal utile.

La sortie vers le démodulateur s'effectue au moyen d'une fiche F. A cet endroit est prélevé le signal de

commutation 22 kHz au moyen d'une self de choc et d'un condensateur d'isolement.

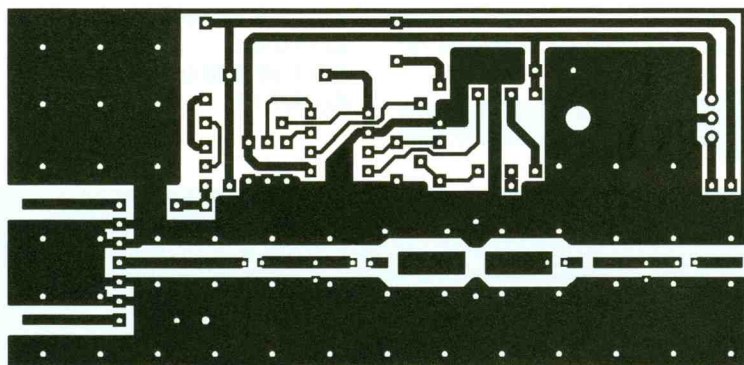
Ce signal est dirigé vers l'entrée d'un décodeur de fréquence de type NE567.

En effet, le moyen utilisé par le démodulateur pour la commutation des différentes têtes, est l'envoi sur le câble coaxial d'un signal basse fréquence à 22 kHz. Le décodeur est donc utilisé pour extraire ce signal, qui, lorsqu'il est présent, provoque l'apparition d'un niveau bas

1 LE SCHEMA AVEC FIGURATION DES LIGNES DE TRANSMISSION.

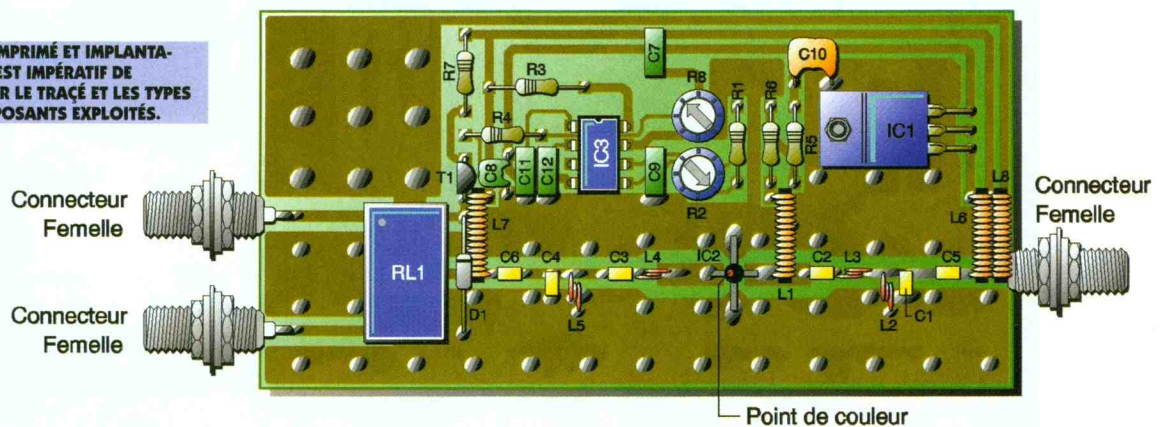
sur la broche de sortie du NE567. Ce niveau commute le transistor T₁ qui rendu passant, alimente les relais et sélectionne la seconde tête.

La résistance ajustable R₂ permet l'accord sur cette fréquence qui n'est pas critique : en effet, le décodeur pourra être validé pour une fréquence comprise entre 21 kHz et 23 kHz, puisque seule cette fréquence basse est véhiculée par le câble coaxial.



2/3 CIRCUIT IMPRIMÉ ET IMPLANTATION. IL EST IMPÉRATIF DE RESPECTER LE TRACÉ ET LES TYPES DE COMPOSANTS EXPLOITÉS.

LA FACE CUIVRE EST UN PLAN DE MASSE COMPLET.



Réalisation pratique

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 2** et l'on utilisera le schéma d'implantation représenté en **figure 3** afin de mener à bien l'opération de câblage. Le circuit imprimé sera obligatoirement réalisé sur de l'époxy de 16/10ème de mm d'épaisseur et de 35 µmm de cuivre. Les composants seront soudés sur la face supérieure du circuit, alors que la partie inférieure sera laissée entièrement recouverte de sa pellicule de cuivre. Il conviendra de souder de part et d'autre des traversées qui assureront une bonne continuité électrique entre les masses du recto et celle du verso. Les composants employés, au niveau des lignes accordées, sont de type CMS, ce qui est vivement recommandé afin d'obtenir un fonctionnement correct du circuit.

Pour les lecteurs étant peu familiarisés avec ces composants, signalons que l'implantation de ces condensateurs miniatures est grandement facilitée par le collage de ces derniers à l'aide de colle cyanoacrylate avant leur soudure. Il faudra prendre garde à ne pas trop chauffer le circuit intégré MAR6 lors de son implantation sur le circuit imprimé. Les différentes selfs seront réalisées de la manière suivante :

1°) L₁, L₆, L₇, L₈ : une quinzaine de spires de fil émaillé de 2/10ème de mm sur un bâtonnet ferrite de 1,5 mm de diamètre en matériau 4B1 Philips ;

2°) L₂, L₅ : 1 spire de fil émaillé de

3/10ème de mm bobinée en l'air, diamètre de 2 mm ;

3°) L₃, L₄ : 2 spires jointives de fil émaillé de 3/10ème de mm bobinées en l'air, diamètre de 2 mm.

Essais

Les essais seront limités au réglage de la résistance ajustable R₂ qui accordera le décodeur de fréquence sur 22 kHz.

Pour cela, on utilisera un générateur de fonctions réglé sur cette fré-

quence et l'on manœuvrera le curseur de l'ajustable jusqu'à obtenir un collage franc du relais.

On placera ensuite le circuit dans un coffret métallique et l'on soudera les plans de masse aux côtés de celui-ci. Ce coffret servira de blindage et de protection, ce dernier devant obligatoirement être situé en dehors de l'habitation. On pourra éventuellement le placer dans un coffret en plastique étanche.

P. OGUIC

Nomenclature

Résistances

R₁ : 5,6 kΩ
(vert, bleu, rouge)
R₂, R₃ : résistance ajustable 4,7 kΩ
R₃ : 15 kΩ
(marron, vert, orange)
R₄ : 10 kΩ
(marron, noir, orange)
R₅, R₆ : 47 Ω
(jaune, violet, noir)
R₇ : 270 Ω
(rouge, violet, marron)

Condensateurs

C₁, C₄ : 5,6 pF CMS 805 ou 1206
C₂, C₃ : 1,8 pF CMS 805 ou 1206
C₅, C₆ : 1 nF CMS 805 ou 1206
C₇ : 10 nF
C₈ : 1 µF/25V tantale goutte
C₉ : 4,7 nF

C₁₀ : 100 nF
C₁₁, C₁₂ : 22 nF

Semi-conducteurs

T₁ : BC557C
D₁ : 1N4001

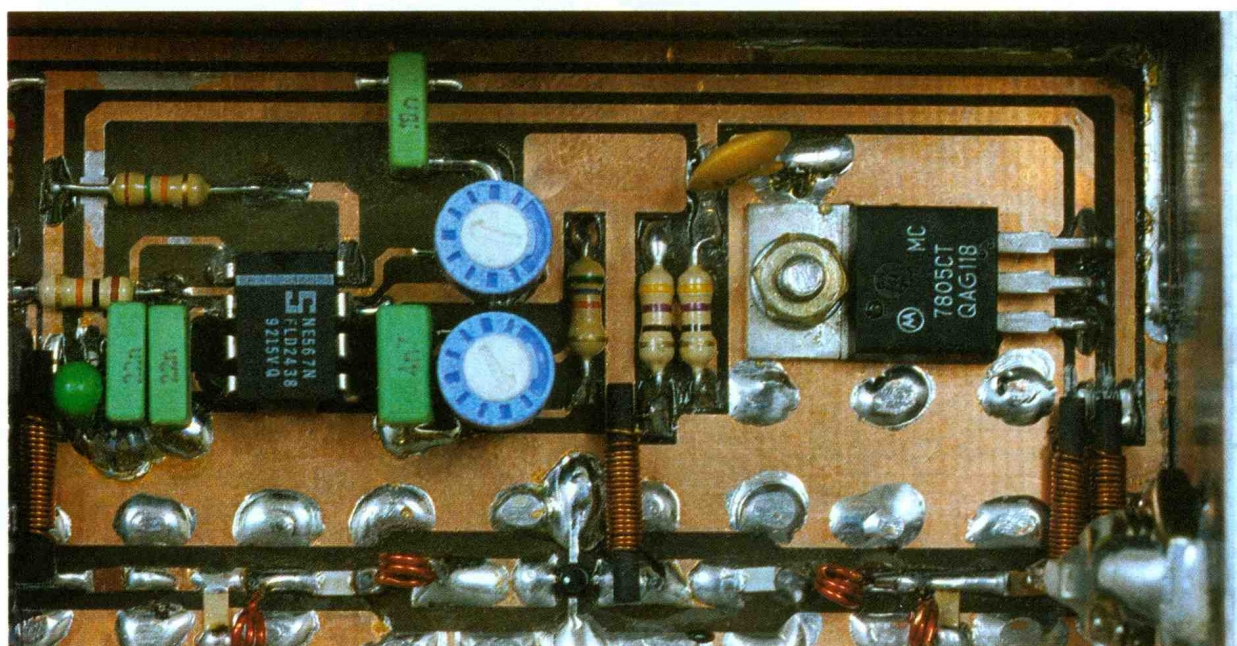
Circuits intégrés

IC₁ : régulateur de tension 7805
IC₂ : MAR6
IC₃ : NE567

Divers

fil émaillé de 2/10ème de mm
fil émaillé de 3/10ème de mm
4 bâtonnets en ferrite 4B1, Ø 1,5 mm
L₁ à L₈ : voir texte
3 connecteurs F femelle pour châssis
1 coffret métallique
RL₁ : Relais H.F. UM1-12W-K TAKAMISAWA

GROS PLAN SUR LE CÂBLAGE HF.

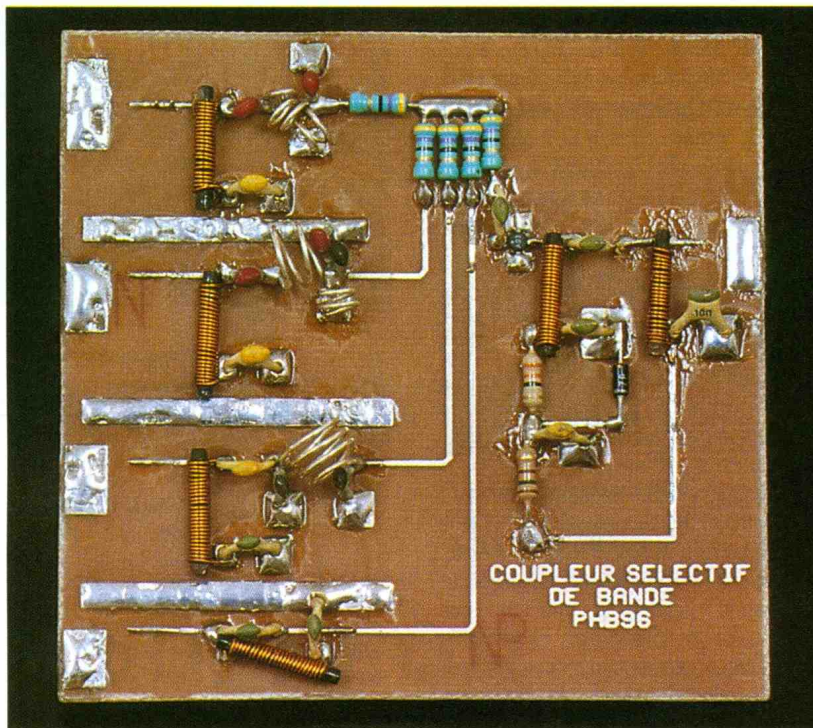




RADIO

COUPLEUR-DISTRIBUTEUR SÉLECTIF DE BANDES

Avec l'élargissement des possibilités de réception en tout genre, qu'elles soient satellitaires ou terrestres, survient inévitablement le problème du couplage de ces signaux. Il semble évident que l'on ne va pas "tirer un coax" pour chaque bande disponible. L'idée consiste à coupler de façon sélective chacun d'entre eux, de l'amplifier et de diriger la RF dans un seul et même câble. Voici donc ce que nous vous proposons.



quatre voies se retrouvent couplées par l'intermédiaire d'un réseau de cinq résistances, l'amplificateur IC₁ permet de remettre à niveau les amplitudes respectives des signaux. Un signal de -10dBm présent sur l'une des quatre prises d'entrées disposera de la même amplitude sur la sortie.

Le circuit de polarisation du circuit s'effectue par l'intermédiaire des résistances R₆ et R₇. La diode zéner D₁ est obligatoire, la tension continue

alimentant la tête satellite varie, selon la polarité, de 12 à 18V. A l'arrivée du câble dans la maison, il faut effectuer l'opération inverse. C'est le même schéma.

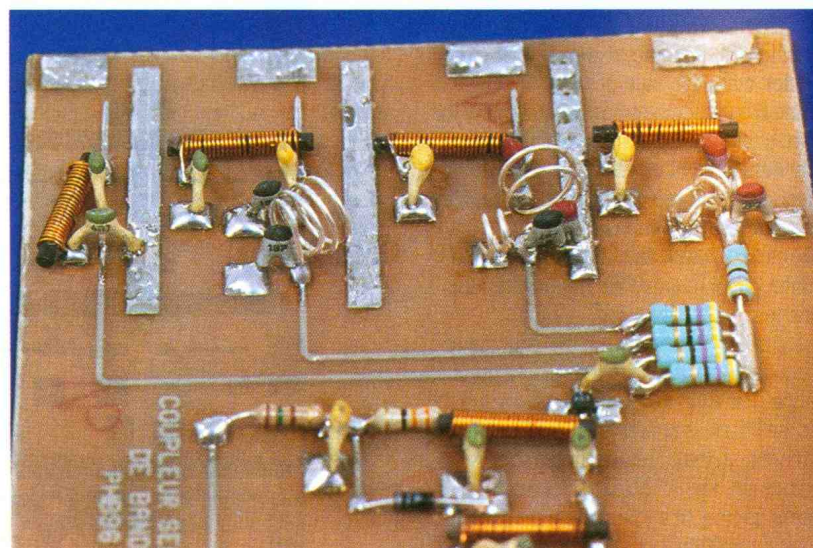
La seule différence repose sur le fait que le circuit IC₁ se retrouve monté dans l'autre sens, le point de couleur vers la capacité C₁₄.

La self d'alimentation L₁₀ ira du côté

Ce coupleur réalise deux fonctions : il permet de regrouper sur le même câble coaxial jusqu'à quatre gammes de réception. A l'arrivée, il distribue ce groupe de canaux de façon sélective : satellites, TV UHF + VHF et auxiliaire aperiodique pour un scanner par exemple. Le gain sur chaque voie est de 0dB (x1), la puissance maximale que cet ampli peut fournir monte à 10mW. La voie satellite doit laisser passer le signal à 22kHz, en plus de la tension continue.

Le principe

La **figure 1** donne le schéma électrique de ce coupleur. L'entrée SAT reçoit toute la bande de 950 à 2050MHz, la coupure haute à -3dB s'effectue à 2200MHz. Le filtre passe-bande conçu pour la gamme TV UHF couvre de 450 à 900MHz. Les



GROS PLAN SUR LES SELFS.

de la sortie de IC₁, vers C₁₃. Pour un fonctionnement correct du système, les deux modules doivent être câblés.

Selon qu'il existe un dispositif nécessitant une alimentation en amont du coupleur sélectif, les points A₁ à A₄ seront reliés au point A. Pour le répartiteur, les selfs L₁, L₄, L₇ et L₉ ainsi que les condensateurs C₃, C₆, C₁₀ et C₁₂ ne seront pas soudés.

Réalisation pratique

La **figure 2** représente le dessin du circuit imprimé identique pour les deux fonctions. Il doit être reproduits avec le plus d'exactitude possible sur du verre époxy double face de 0,8mm d'épaisseur. Après la confection de ceux-ci par les méthodes traditionnelles, il faut mettre en place les traversées de masse, bien respecter les emplacements prévus.

La réalisation des selfs sera conforme aux indications données dans la nomenclature, pour mener à bien ces opérations, nous vous conseillons de bien vous inspirer des photos. Lors de la mise en place des circuits IC₁ sur les deux platines, il faut respecter leur bonne orientation, le point de couleur correspond à l'entrée.

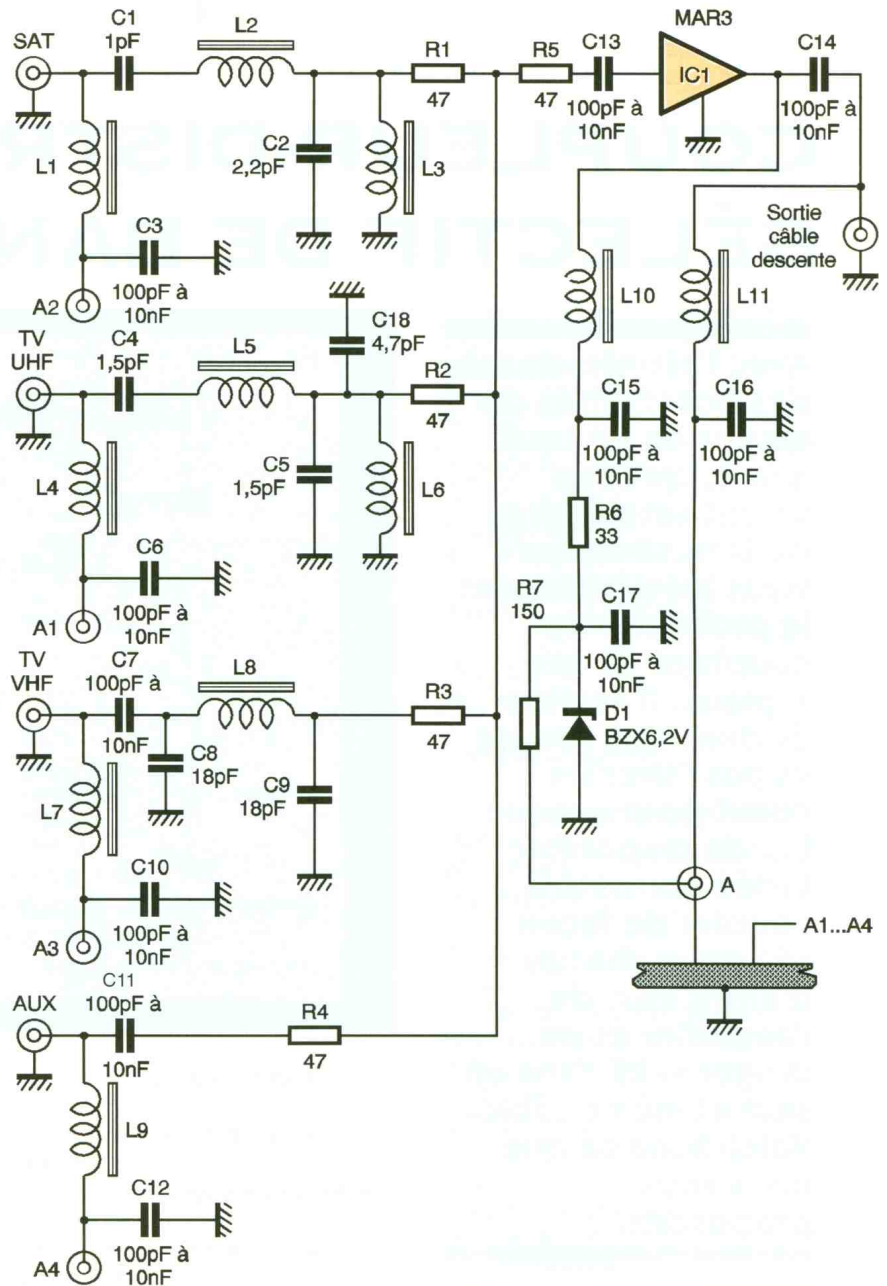
Mise au point

En tout premier contrôle, vous devez vérifier la polarisation du MAR3, la tension derrière R₆ doit être de 5V indiquant un courant de 35mA. Réajuster les résistances si cela n'est pas le cas.

Les réglages se limitent à l'optimisation des selfs. L'important est de disposer d'un coupleur-répartiteur répondant aux besoins de l'utilisateur, parfaitement réglé sur le groupe de canaux TV et SAT les plus employés. Pour le régler, il faut procéder comme suit:

- Placer une capacité de liaison à la sortie du coupleur avant la prise d'antenne du TV.
- Souder une résistance de 75 Ω sur chaque entrée non utilisée.
- Régler le TV ou le démodulateur satellite pour contrôler la qualité des images.

Tel qu'il a été conçu, ce montage dispose d'une large bande passante, les éventuelles retouches sur les selfs ne seront pas très significatives. Cette réalisation couvre donc un large champ d'applications pour les besoins courants d'une installation privée.

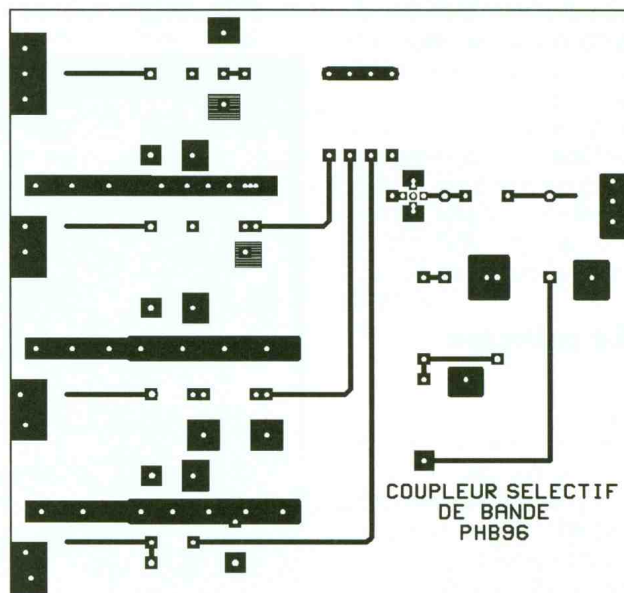


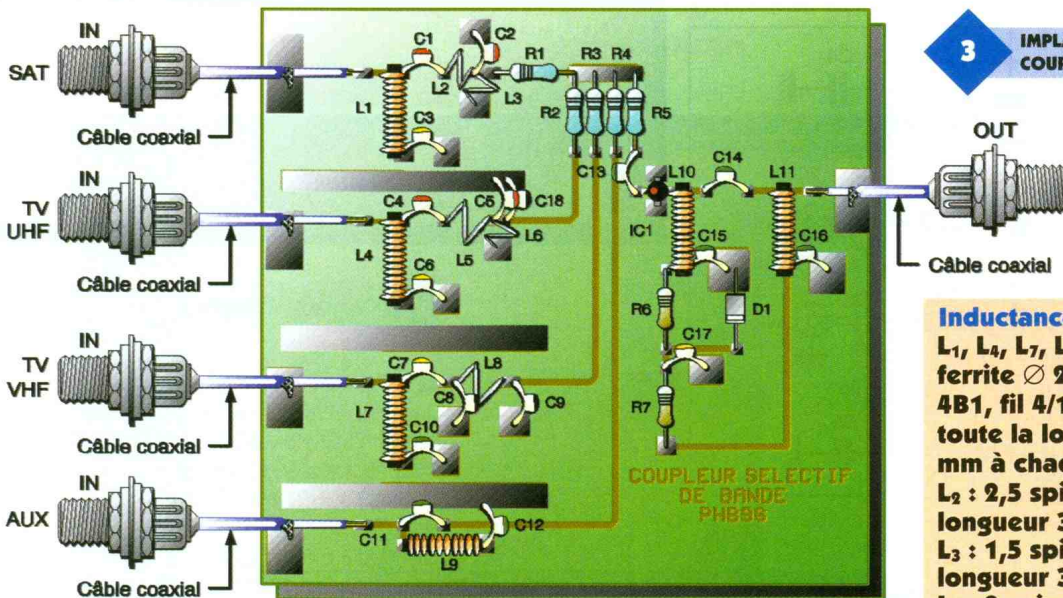
2

LE CIRCUIT COTÉ COMPOSANTS IDENTIQUE POUR LES DEUX VERSIONS.

1

SCHEMA DANS LE SENS COUPLEUR EN RÉPARTITION, IC, EST DANS L'AUTRE SENS, LA SORTIE DEVIENT L'ENTRÉE ET LES ENTRÉES, LES SORTIES.





3 IMPLANTATION EN VERSION COUPLEUR.

Inductances

L₁, L₄, L₇, L₉ à L₁₁ : barreau ferrite Ø 2mm, matériau 4B1, fil 4/10mm enroulé sur toute la longueur, reste 3 mm à chaque extrémité.
 L₂ : 2,5 spires sur Ø 3mm, longueur 3mm en fil 6/10mm
 L₃ : 1,5 spire sur Ø 3mm, longueur 3mm en fil 6/10mm
 L₅ : 2 spires sur Ø 6mm, longueur 6mm en fil 6/10mm
 L₆ : 1,5 spire sur Ø 3mm, longueur 3mm en fil 6/10mm
 L₈ : 2,5 spires sur Ø 6mm, longueur 6mm en fil 6/10mm

Semi conducteurs

IC₁ : MAR3
 D₁ : BZX 6,2V

Nomenclature

Résistances

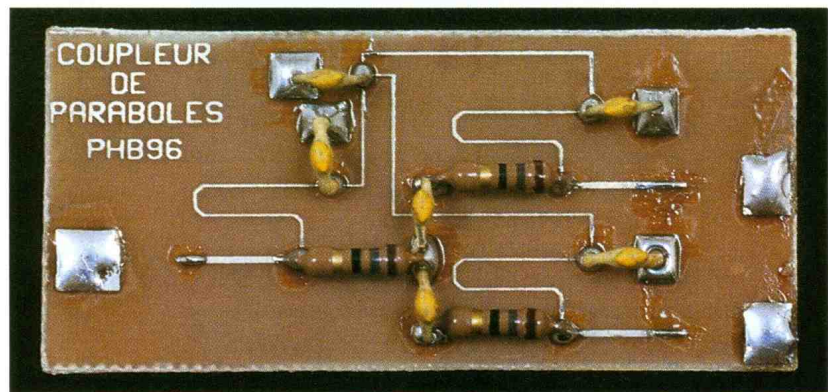
R₁ à R₅ : 47 Ω (jaune, violet, noir)
 R₆ : 33 Ω (orange, orange, noir)
 R₇ : 150 Ω (marron, vert, marron)

Condensateurs

C₁ : 1 pF
 C₂ : 2,2 pF
 C₃, C₆, C₇, C₁₀ à C₁₇ : 100 pF à 10 nF
 C₄, C₅ : 1,5 pF
 C₈, C₉ : 18 pF
 C₁₈ : 4,7 pF

Ce montage est très intéressant lorsque l'on a deux paraboles ou deux têtes à relier sur le même câble de descente. Il n'est pas rare de voir fleurir sur les toits de nos habitations des paraboles permettant de recevoir les satellites EUTELSAT, ASTRA et TELECOM. Le montage que nous vous proposons vous permettra de réaliser ce couplage à moindres frais.

COUPLEUR DE PARABOLES



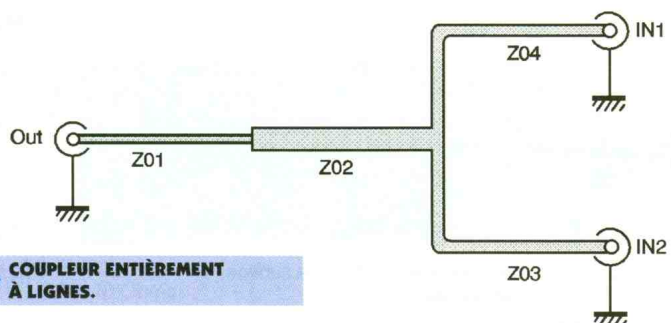
Les deux versions sont réversibles et peuvent également servir à répartir sur deux démodulateurs les signaux sortant d'un câble coaxial. Le montage de la figure 1 provoque 6dB de pertes d'insertion dans la bande de

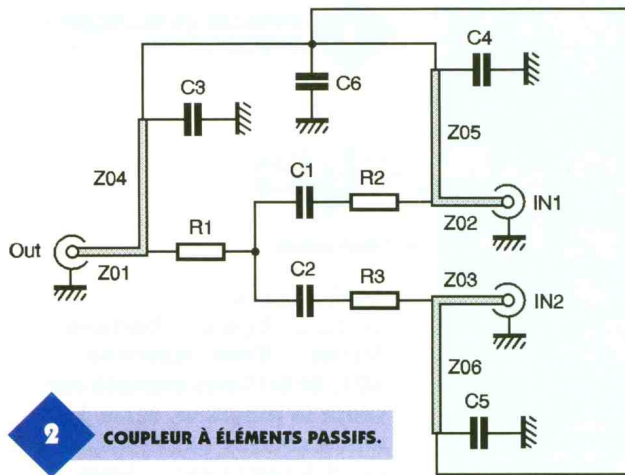
1000 à 2000 MHz. Trois lignes 75Ω, d'égale longueur, sont couplées ensemble avec une ligne quart d'onde de 53Ω. Celle-ci joue le rôle d'adaptateur d'impédance ; au point de jonction des

Le principe

Deux modèles de coupleur ont été élaborés, le premier (figure 1) ne demande qu'un morceau de circuit imprimé et quelques rivets, le second (figure 2) utilise des lignes imprimés et une répartition deux voies à résistances.

1 COUPLEUR ENTIÈREMENT À LIGNES.



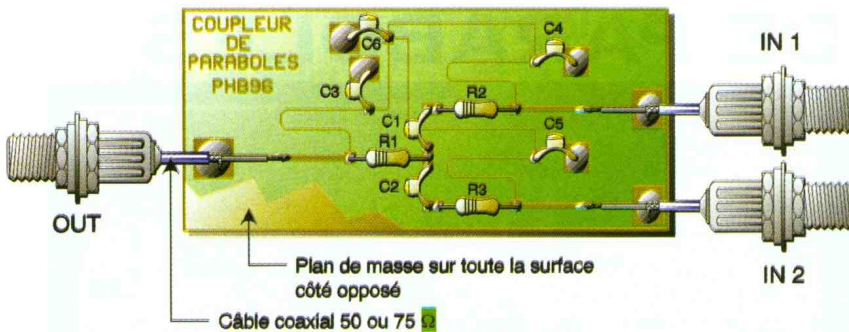
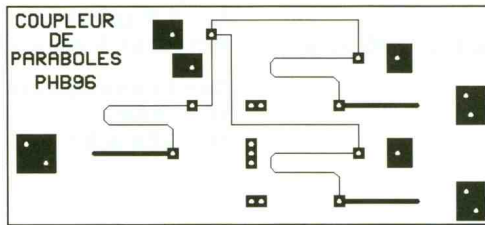


2

COUPLEUR À ÉLÉMENTS PASSIFS.

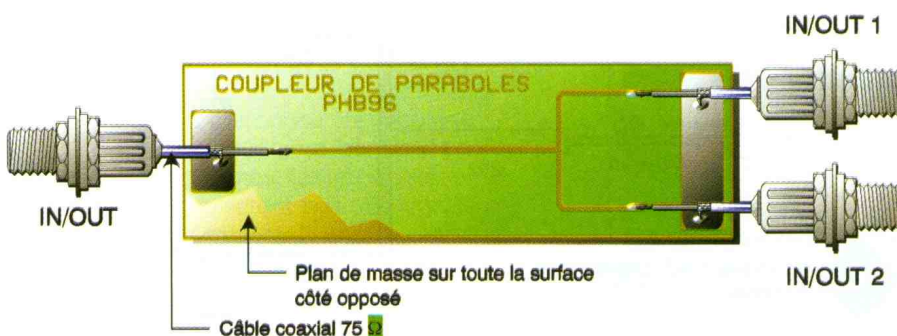
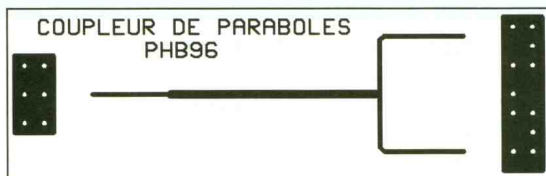
3/5

CIRCUIT IMPRIMÉ ET IMPLANTATION VERSION ÉLÉMENTS PASSIFS.



4/6

CIRCUIT IMPRIMÉ ET RACCORDEMENTS VERSION À LIGNES.



VERSION À LIGNES.

lignes Z04 et Z03 nous disposons d'une impédance de 37,5Ω adaptée vers 75Ω par Z02 dont l'impédance répond à la formule : $Z_{02} = \sqrt{(Z_0)^2/2}$ avec $Z_{01}, Z_{03}, Z_{04} = Z_0 = 75\Omega$.

La version à éléments passifs de la figure 2 comporte trois lignes quart d'onde pour bloquer les composantes radio-fréquences.

Elles ont été calculées pour le milieu de la gamme FI à 1400MHz. Les signaux 22kHz et les tensions continues servant au réglage de la polarité traversent le coupleur sans difficultés, en revanche les pertes d'insertion de cette version valent 10 à 13dB. Cette réalisation permet aussi de travailler en 50 ou 75 Ω selon les valeurs des résistances mises en place, voir la nomenclature.

Réalisation pratique

Les circuits imprimés des figures 3 et 4 doivent être impérativement réalisés sur du verre époxy de 8/10mm d'épaisseur. Les composants sont placés comme l'indique les figures 5 et 6, les traversées de masse prennent place en premier. Les queues des éléments reposent sur une très petite longueur, juste suffisante pour exécuter une soudure.

Le module, selon la version choisie pourra se loger à l'intérieur d'un boîtier en tôle étamée. Les fiches d'entrée/sortie seront reliées au CI par un petit câble coaxial 75Ω de bonne qualité.

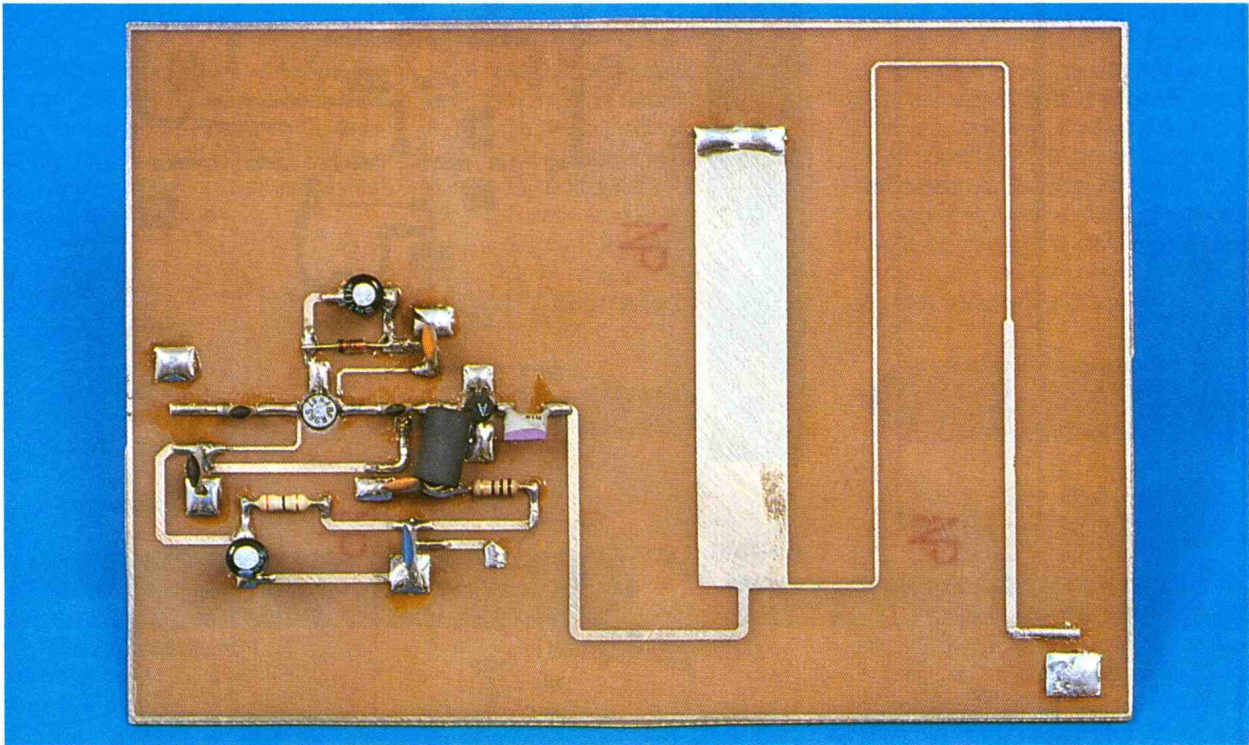
Nomenclature de la figure 2

Résistances

R₁ à R₃ : 18 Ω (marron, gris, noir) en version 50 Ω
R₁ à R₃ : 22 Ω (rouge, rouge, noir) en version 75 Ω

Condensateurs

C₁ à C₆ : 390 à 470 pF



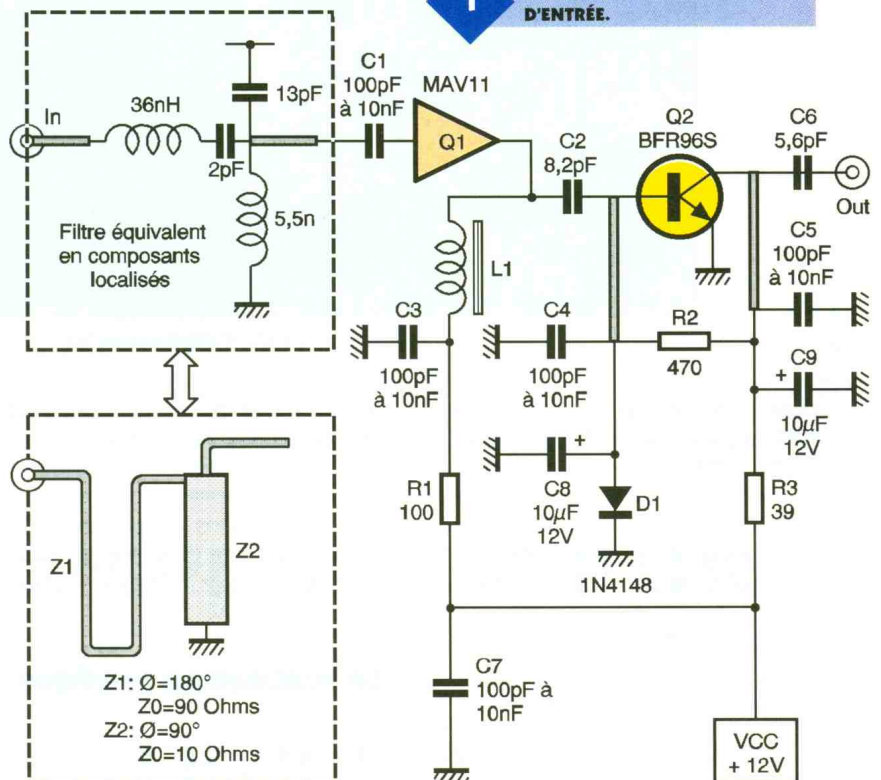
AMPLI DE DISTRIBUTION CANAL 36

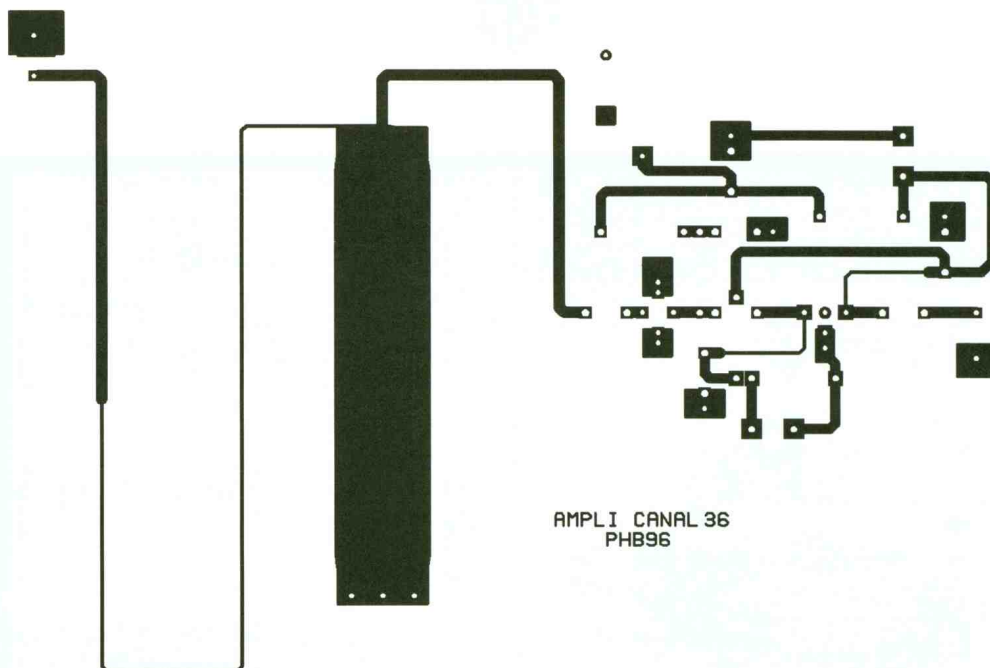
Cet amplificateur peut servir au modulateur TV décrit dans ce numéro pour en augmenter les performances, ou bien on pourra l'utiliser à des fins de distribution de ce même canal pour délivrer les signaux sur plusieurs TV et magnétoscopes. Sa réalisation reste abordable à tous et pourra rendre de nombreux services au sein de la maison.

Le schéma

La partie la plus délicate du montage réside dans le filtre d'entrée, le schéma de la **figure 1** montre l'équivalence de celui-ci réalisé en composants traditionnels. Le gain global de ce montage s'élève à 20dB qui se répartit en 4dB de

1 LE SCHÉMA AVEC LES OPTIONS D'ENTRÉE.

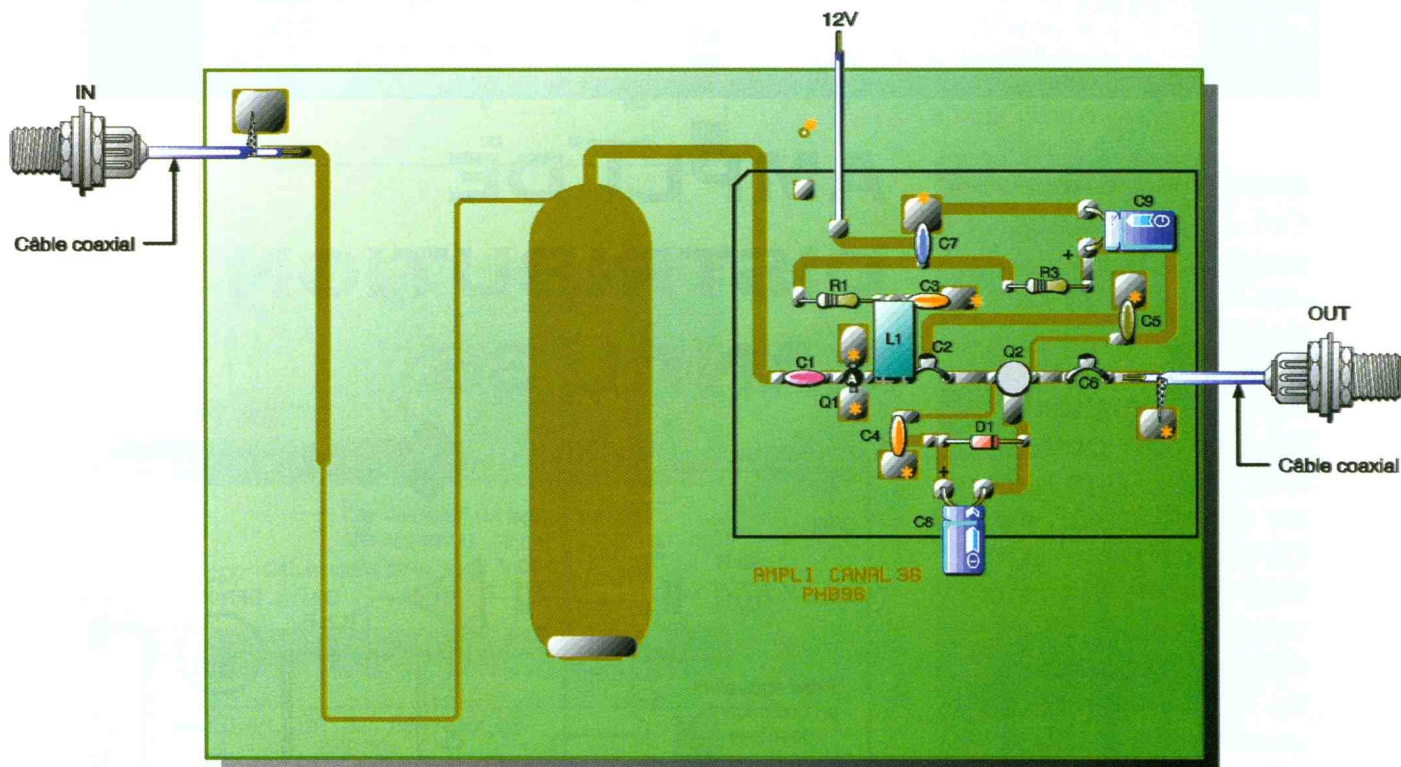




AMPLI CANAL 36
PHB96

2 LE CIRCUIT IMPRIMÉ COTÉ COMPOSANTS, L'AUTRE FACE ET UN PLAN DE MASSE.

3 IMPLANTATION ; LES ASTÉRISQUES * FIGURENT LES ENDOITS OÙ SE RÉALISENT LES TRAVERSÉES DE MASSE. R₂ EST IMPLANTÉE COTÉ PLAN DE MASSE.



COTE COMPOSANTS

pertes dans le filtre et 12dB de gain sur chaque étage actif. Une puissance de 1mW (0dBm) appliquée sur l'entrée donnera à la sortie une puissance de 100mW (+20dBm). Le circuit Q₁ constitué d'un MAV11 est polarisé à une tension de 5,5V et un courant de 60mA qui traverse la résistance R₁, le transistor Q₂ dispose d'une tension de collecteur de 10V avec un courant de 40mA au travers de R₃. Ce transistor polarisé en classe A ne procure qu'un rendement de l'ordre de 25 à 30 % ce qui lui per-

met de fournir qu'une puissance de 100mW en régime linéaire. Ses réseaux d'adaptation en entrée comme en sortie restent identiques à ceux déjà vus dans le modulateur TV. La polarisation de Q₂ est assurée par une diode qui fixe la tension V_{BE} à un peu plus de 0,6V.

La réalisation pratique

La figure 2 nous donne le typon du circuit imprimé en verre époxy

double face de 8/10 mm où l'on discerne clairement le dessin du filtre d'entrée.

Sa réalisation ne devrait pas poser de problèmes puisque l'ensemble des pistes reste aéré. Les trous, pour laisser passer les rivets, sont percés avec un foret de 1,3mm aux endroits où figurent des astérisques.

Les deux emplacements des éléments Q₁ et Q₂ sont percés au diamètre correspondant pour qu'ils puissent prendre place à l'intérieur. La résistance R₂ se trouve disposée

sous le circuit côté plan de masse.
 Pour la mettre en place on perce deux trous de 8/10 mm chanfreinés côté masse avec un foret de 6mm.
 Tous les composants soudés du côté des pistes prennent place selon l'implantation proposée par la **figure 3**, il faut faire attention à l'orientation des composants qui vous est proposée en **figure 4**.

Nomenclature

Résistances

R₁ : 100 Ω
 (marron, noir, marron)

R₂ : 470 Ω
 (jaune, violet, marron)

R₃ : 39 Ω
 (orange, blanc, noir)

Condensateurs

C₁, C₃ à C₅, C₇ : 100 pF
 à 10 nF céramique

C₂ : 8,2 pF

C₆ : 5,6 pF

C₈, C₉ : 10 µF/12V chimique

Semi-conducteurs

Q₁ : MAV11

Q₂ : BFR96S

D₁ : 1N4148

Mise en œuvre

Les essais nous ont donné une bande passante à 3dB couvrant de 450MHz à 700MHz avec une ondulation de 4dB pour un gain de 20dB, la consommation de courant s'élève à 100mA. Avec cet amplificateur vous pourrez porter la puissance de sortie du modulateur TV à 100mW pour un usage domestique. Dans ce cas, il faudra intercaler un atténuateur - 10 dB adapté car le modulateur sort 10 dBm de façon à attaquer

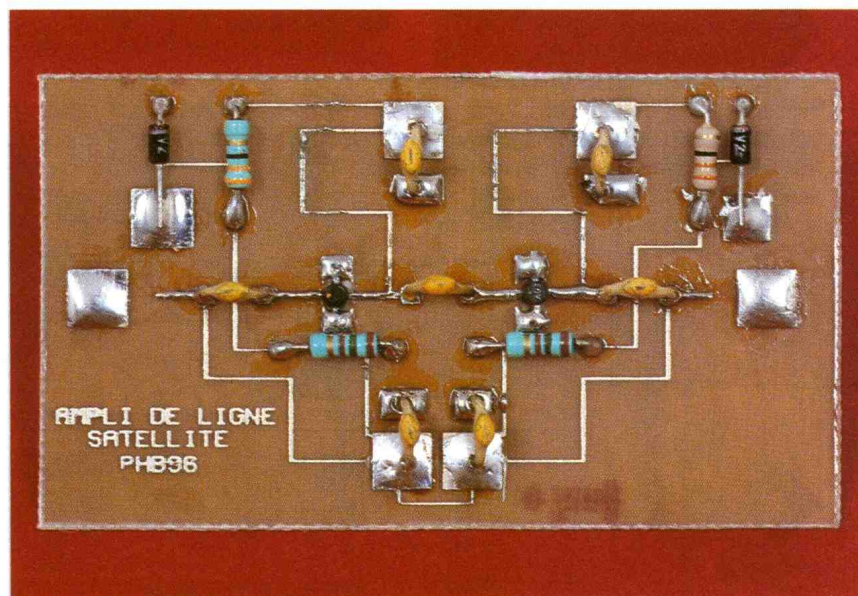
à 0 dBm l'amplificateur. Il peut arriver également qu'il soit nécessaire de distribuer, sur un groupe de TV et de magnétoscopes, le signal d'un quelconque modulateur. A ce moment, on branche un répartiteur 4 voies pour alimenter chaque appareil avec un niveau suffisant. Sur la figure 3, on peut noter le rectangle qui délimite l'emplacement des composants, tracé pour permettre à nos lecteurs de n'utiliser que cette partie. Chacun pourra donc adapter ce montage à ses besoins particuliers.



R2 EST IMPLANTÉE COTÉ PLAN DE MASSE. LE CARRÉ D'EPOXY SERT DE CONDENSATEUR BYPASS D'ALIMENTATION.



Lors de l'installation de son équipement de réception satellite on doit relier la tête au démodulateur. Parfois il arrive que la longueur excessive du câble coaxial vienne dégrader la qualité des images, pertes signal et augmentation du bruit de fond provoquant un faible rapport signal sur bruit. Dans le but d'améliorer les choses, nous vous proposons cette réalisation facile à réaliser à moindres frais.



AMPLIFICATEUR DE LIGNE SATELLITE

Le schéma

Le principe de ce montage repose sur le schéma proposé à la **figure 1**. La bande passante à -3dB couvre une décade allant de 220 à 2200MHz.

Le gain relevé est de 20dB avec une ondulation dans la bande de ± 3 dB, il peut fournir une puissance totale de 10mW.

Nous utilisons deux circuits intégrés, devenu maintenant courants, les MAR3. Ils jouent le rôle d'amplificateurs à très large bande, la consommation de chacun d'eux s'élève à 35mA pour une tension de 5V.

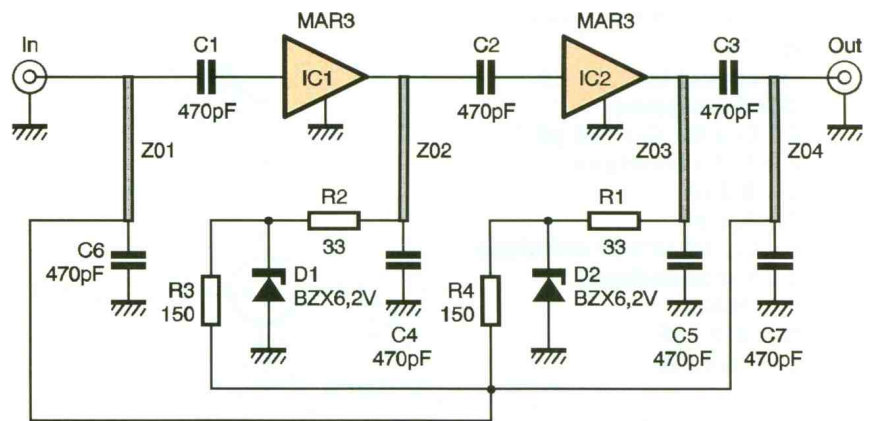
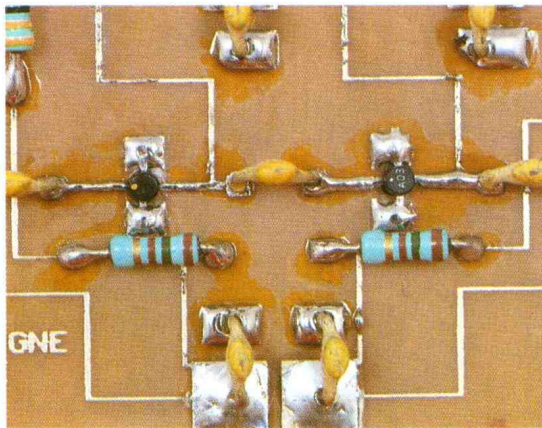
Les circuits de polarisation sont réalisés avec une diode zener qui régule la tension à 6,2V, cette façon de faire est obligatoire car la tension qui se trouve présente sur le câble coaxial varie de 12 à 18V, pour modifier la polarisation de la tête satellite.

La tension et le courant demandé par IC₁ et IC₂ est ajusté par les résistances R₁ et R₂.

Aucune self de chocs ne se trouve sur le circuit, elles ont été remplacées par des pistes directement imprimées sur le circuit. Le signal de commutation à 22kHz peut aisément traverser le montage sans altération.

Réalisation pratique

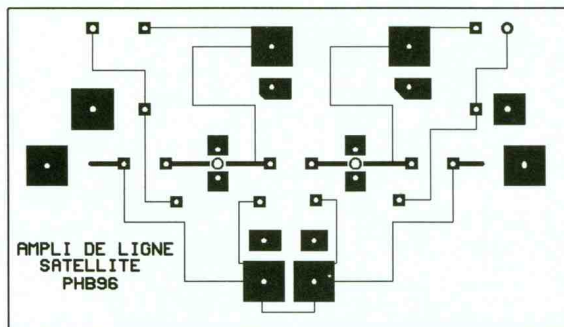
Le circuit imprimé de la **figure 2** comporte des pistes relativement fines et vous devrez prendre du soin pour sa réalisation, il faut utiliser du verre époxy de 0,8mm d'épaisseur. Avant de placer le premier composant il faut mettre en place toutes les traversées de masse, cette opération s'effectuera en utilisant des rivets ou des queues de composants. Les éléments sont placés à plat sur le circuit comme le montre la **figure 3**. On peut envisager la réalisation finale avec un boîtier en tôle étamée équipé des connecteurs d'entrée/sortie de type F femelle.



1 IMPLANTATION DES MAR3 AVEC REPÉRAGE. LE POINT DE COULEUR MATÉRIALISE L'ENTRÉE POUR LES MAR "X".

1 LE SCHEMA AVEC LES LIGNES MICROSTRIP Z01, À Z04, ICI UTILISÉES EN SELF DE CHOC.

Aucune mise au point ne s'avère nécessaire et le fonctionnement doit être immédiat.



2 CI COTÉ COMPOSANTS. L'AUTRE FACE EST UN PLAN DE MASSE.

3 IMPLANTATION. LES ASTÉRISQUES MATÉRIALISENT LES TRAVERSÉES.

Nomenclature

Résistances

R₁, R₂ : 33 Ω
(orange, orange, noir)

R₃, R₄ : 150 Ω
(marron, vert, marron)

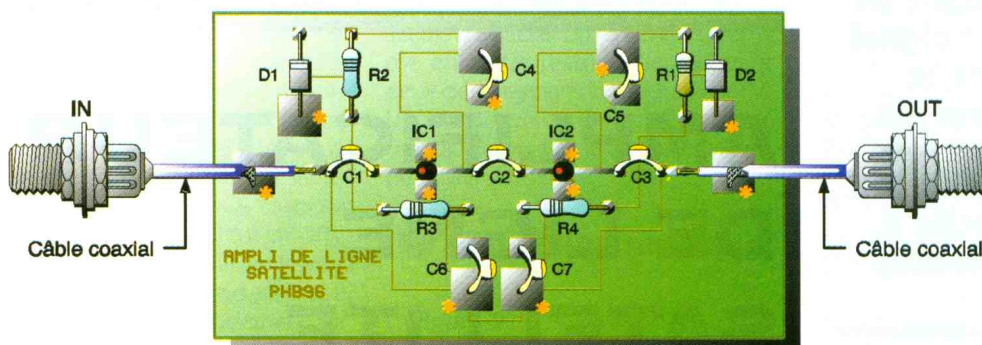
Condensateurs

C₁ à C₇ : 470 pF

Semi-conducteurs

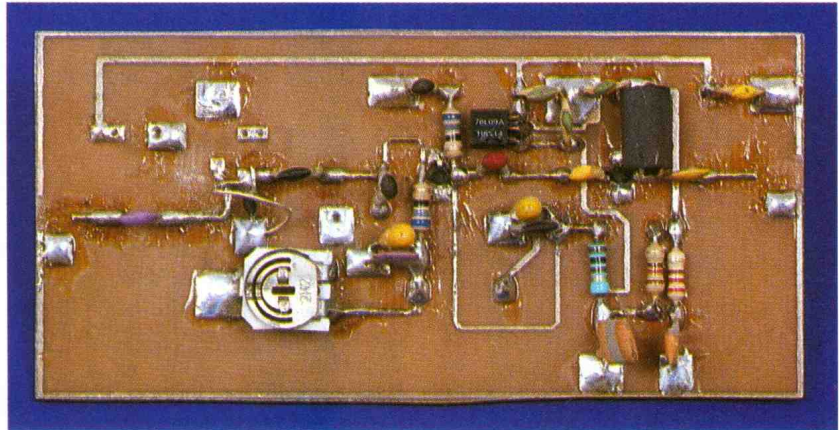
IC₁, IC₂ : MAR3

D₁, D₂ : BZX 6,2V



PREAMPLIFICATEUR TV FAIBLE BRUIT

Lorsqu'une antenne de télévision se retrouve en limite de portée d'un émetteur, on ne recueille qu'un faible signal. Noyé dans le bruit ou à la limite, la seule solution consiste à porter son niveau vers une valeur exploitable par le récepteur de télévision, sans pour autant ajouter trop le bruit. Il existe pour cela des montages qui vont permettre d'augmenter la puissance du signal, ce sont les amplificateurs à faible bruit.



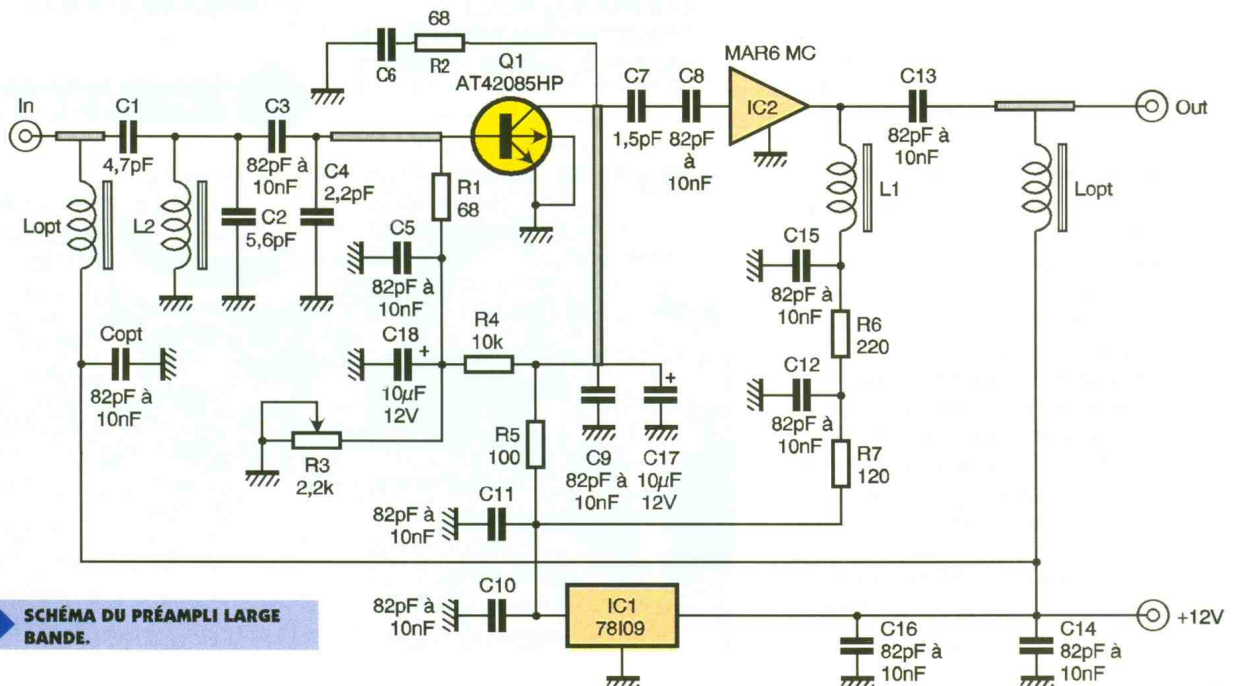
En bref

Le transistor bipolaire AT42085 utilisé dans cette application, distribué par la firme américaine HEWLETT PACKARD, a une fréquence de transition de 8 GHz et une figure de bruit légèrement inférieure à 2 dB quand on l'utilise à une fréquence de 2 GHz.

Autant dire que ses performances dans la bande qui nous intéresse seront excellentes. A 0,5 GHz, le fabricant donne une figure de bruit de 1,2 dB, à 1 GHz elle passe à 1,3 dB. De tels avantages vont être mis à profit pour réaliser notre montage, simultanément il procure un gain non négligeable de 10 dB.

Utilité d'un préampli et figure de bruit

Un récepteur de télévision moderne demande un signal dont le niveau atteint au minimum 60dBμV (pour 40dB de rapport signal sur bruit), ce qui correspond à une amplitude de 1mV sous 75Ω (13nW). Pour des commodités de langage, nous raisonnerons en terme de puissance exprimée en dBm. On fixe la référence "0dBm" comme équivalente à 1mW sous 75Ω (274mV), sous cette forme notre seuil de réception devient -49dBm. Dans une installation classique, une antenne est souvent placée à l'endroit le plus dégagé et dirigée au mieux vers un ré-émetteur TV.



1 SCHÉMA DU PRÉAMPLI LARGE BANDE.

Selon le nombre d'éléments dont elle dispose, on assiste à de grandes dispersions de ses caractéristiques. Le gain peut aller de 6 à 16dB, la directivité s'accroît également avec le nombre des éléments. Prenons une installation dont l'antenne procure 10dB de gain, la descente en câble coaxial avec les raccords et prises diverses engendrent des pertes de 6dB au pire.

Le niveau capté par l'antenne est fixé à -60dBm donnant une image fortement bruitée auquel on ajoute 10dB de gain dû à l'antenne et l'on retranche 6dB en pertes diverses ; il reste à l'entrée du téléviseur -56dBm insuffisants pour obtenir le bon rapport signal sur bruit. La solution consiste donc à amplifier le groupe de canaux TV au plus près de l'antenne, il faut alors un module qui soit capable de remplir les conditions suivantes :

- faible figure de bruit
- gain suffisant
- dynamique importante
- alimentation par le câble coaxial.

Il faut aussi garder à l'esprit qu'il est toujours préférable d'améliorer l'antenne d'abord : grand gain et forte directivité avec une installation rigoureuse et soit diriger au plus court vers le poste TV.

Le montage décrit dans ce numéro présente les performances suivantes : gain de 23dB, bande passante à -3dB couvrant le spectre de 220MHz à 900MHz, figure de bruit estimée inférieure à 5dB, dynamique de 60dB.

La dynamique d'un préampli correspond à la différence des signaux minimum détectables et le maximum admissible avant qu'il ne sature. En effet, considérant la bande passante de 600MHz, ce préampli dispose d'un plancher de bruit équivalent à -82dBm ($S = -174\text{dBm} + F + 10\log B$), et il sature pour des puissances dont l'amplitude atteint -20dBm sur son entrée.

On peut facilement gagner 10dB sur le seuil en portant la bande passante du préampli à 60MHz, mais il faudrait alors un préampli par groupe de canaux TV.

Voyons maintenant l'effet de la figure de bruit sur la qualité de l'image en prenant les caractéristiques indiquées plus haut. Le signal à amplifier présente une amplitude de 50µV, le bruit à l'entrée du préampli vaut 5µV (par exemple). Le niveau du signal utile en sortie aura une amplitude de 707µV (-52dBm), celui du bruit passe à 177µV (-64dBm), donnant un rapport signal sur bruit de 12dB.

Si on utilise un modèle dont la figure de bruit atteint 8dB, l'amplitude de la tension de bruit en sortie passe à presque 450µV (-56dBm pour le même niveau de sortie du signal utile), donnant alors un rapport signal sur bruit de 4dB.

Il serait tout à fait possible de donner les détails de ce parachutage de chiffres, mais le but de cet article est de faire comprendre les choses simplement et de réaliser un ampli qui permettra de regarder la TV avec une qualité d'image respectable.

Le schéma

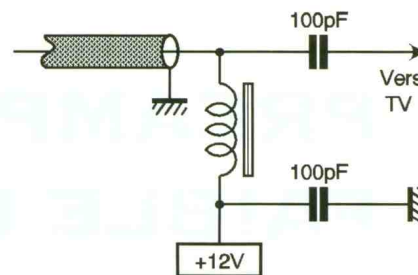
La **figure 1** présente la structure électronique de notre montage. Le filtre d'entrée constitué des éléments L_2 , C_2 , présente une bande passante qui s'étend de 200MHz à 900MHz.

Une adaptation large bande du transistor Q_1 a été rendue possible grâce aux caractéristiques de ce modèle. Elle est réalisée par la capacité C_4 et la ligne de 12mm de long. Le courant de polarisation du transistor traverse la résistance R_1 de 68Ω (ou 75Ω) venant du pont diviseur R_3 et R_4 .

Le collecteur se retrouve amorti par le réseau série R_5/C_6 pour éviter à cet étage de devenir instable, c'est à dire se transformer en oscillateur. La sortie de Q_1 est adaptée vers IC_2 grâce au condensateur C_7 et la ligne de 36mm de long. Le circuit MMIC IC_2 apporte un gain supplémentaire de 17dB dans la bande de fréquences TV.

L'inductance L_{opt} sert uniquement dans le cas où cet amplificateur est installé au plus près de l'antenne (configuration souhaitée).

Le petit schéma de la **figure 2** sera alors employé du côté téléviseur pour alimenter cet ampli. La self L_{opt} et la capacité C_{opt} dont les



2

TÉLÉALIMENTATION PAR LE CÂBLE GRÂCE AU RÉSEAU L,C (LOPT, COPT SUR NOS SCHÉMAS).

emplacements respectifs sont prévus sur l'entrée de ce module permettent de sortir le 12V, ceci dans le but de pouvoir alimenter d'autres sous-ensembles.

La réalisation pratique

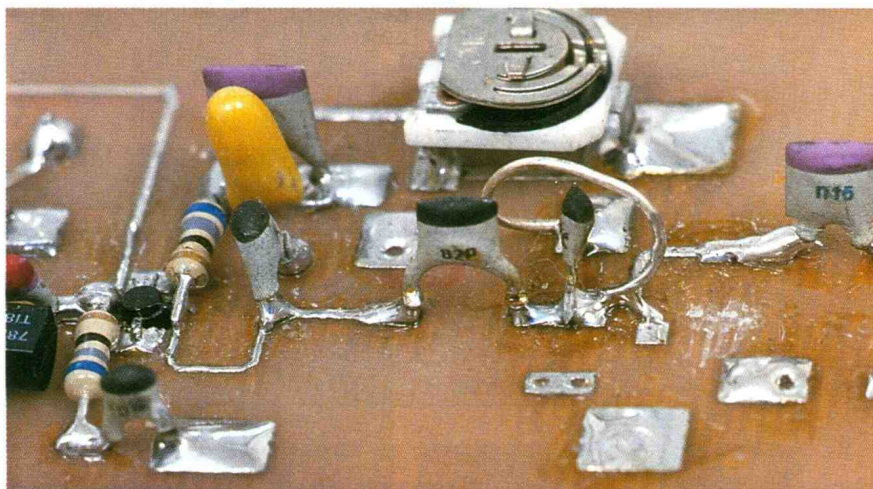
La **figure 3** représente le dessin du circuit imprimé. Celui-ci, réalisé sur une plaque de verre époxy 8/10 double face, ne comporte guère de difficultés de réalisation.

Le respect des largeurs des pistes reste néanmoins le plus important pour un fonctionnement correct du module.

Une fois la gravure faite, il s'agit de percer les trous dans lesquels viendront se loger les rivets de masse repérés par un astérisque* sur la **figure 4**. Deux autres trous seront pratiqués aux emplacements des éléments Q_1 et IC_2 , ceci dans le but d'y insérer chacun d'eux.

A noter que tous les composants sont disposés du côté des pistes, sur le dessus de la platine.

GROS PLAN SUR LE CÂBLAGE ET RÉALISATION DE L_2 .



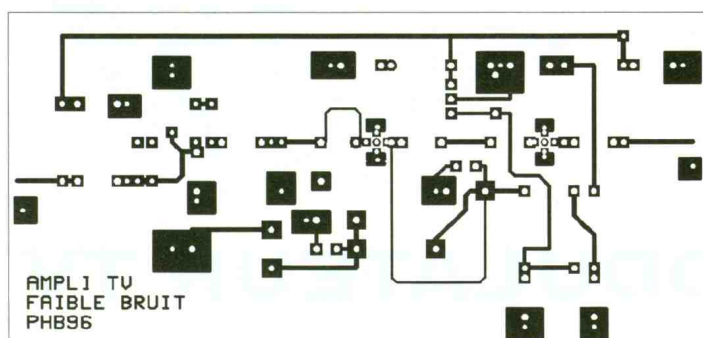
Mise au point

A la mise en route du montage, il faut contrôler les deux points suivants : polarisation de IC₂ à 3,5V/16mA au point commun de C₁₅/R₆/L₃ et 8V/10mA au point commun de R₄/R₅/C₉ pour le transistor Q₁. Cette dernière tension sera ajustée par le réglage de la résistance R₃. Lorsque tout semble normal, on peut procéder aux essais concernant le

fonctionnement. Lorsque l'on ne dispose pas du matériel de mesure adéquat, on peut vérifier l'efficacité de l'ampli en plaçant un atténuateur 20dB à l'entrée du poste TV (dans le cas de niveaux de réception limites, sinon il faut en placer plusieurs). On apprécie l'image puis le module décrit vient s'intercaler entre l'atténuateur et le TV. L'image doit réapparaître comme précédemment, dans ce cas le gain minimum est bien de 20dB.

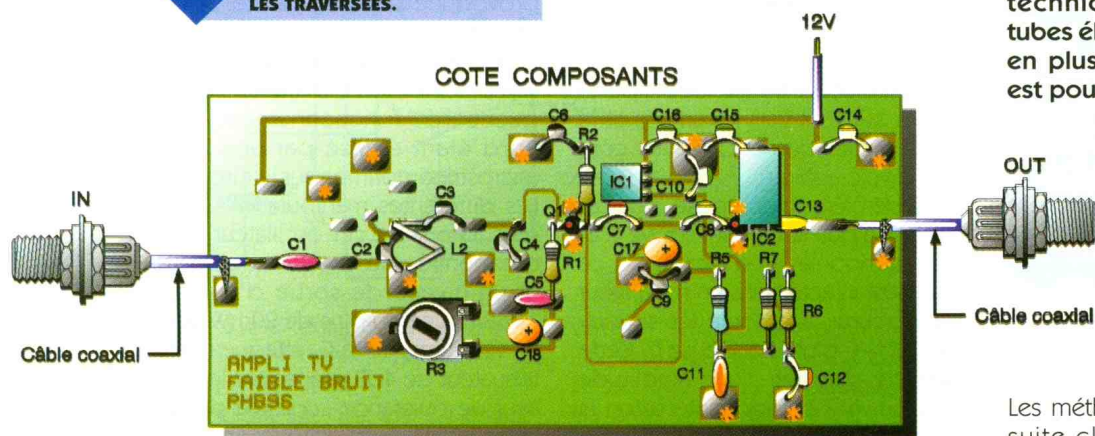
3

CIRCUIT IMPRIMÉ COTÉ COMPOSANTS, LA FACE CUIVRÉE EST UN PLAN DE MASSE.



4

SUR L'IMPLANTATION, LES ASTÉRIQUES MATÉRIALISENT LES TRAVERSÉES.



Nomenclature

Résistances

R₁, R₂ : 68 Ω
(bleu, gris, noir)
R₃ : 2,2 kΩ ajustable
horizontale
R₄ : 10 kW
(marron, noir, orange)
R₅ : 100 Ω
(marron, noir, marron)
R₆ : 220 Ω
(rouge, rouge, marron)
R₇ : 120 Ω
(marron, rouge, marron)

Condensateurs

C₁ : 4,7 pF céramique

C₂ : 5,6 pF céramique
C₃, C₅, C₈ à C₁₆ : 82 pF à 10 nF
céramique
C₄ : 2,2 pF céramique
C₆ : 10 à 33 pF céramique
C₇ : 1,5 pF céramique
C₁₇, C₁₈ : 10 μF/12V chimique

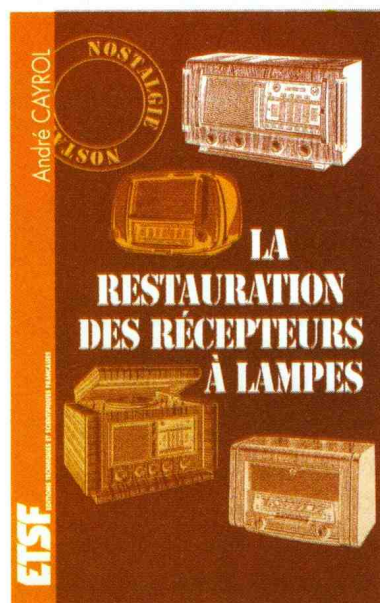
Semi-conducteurs

Q₁ : AT42085 HP
IC₁ : 78L09
IC₂ : MAR6

Inductances

L₁ : 2 tours de fil 6/10 sur
perle 6 trous
L₂ : 1 spire étirée (voir les
photos), Ø 6mm, fil 6/10

LA RESTAURATION DES RÉCEPTEURS À LAMPES



Les "postes à lampes" appartiennent à notre patrimoine, mais les techniciens connaissant les tubes électroniques sont de plus en plus rares. Cette technique est pourtant d'un abord facile.

Dans cet ouvrage, l'auteur passe en revue le fonctionnement des différents étages qui composent un "postes à lampes", et signale leurs points faibles.

Les méthodes de réglage sont ensuite clairement abordées. Les composants spécifiques de ces appareils, ainsi que l'outillage nécessaire sont également étudiés en détail. L'auteur dévoile enfin les méthodes utilisées par les réparateurs professionnels, qui font gagner du temps et assurent des réparations durables.

Le lecteur curieux y trouvera des données historiques, et les renseignements pratiques à mettre en œuvre afin de connaître la joie que procurera la "résurrection" d'un "poste" muet depuis des années.

UN VOLUME BROCHÉ AU PRIX DE 135 F TTC
ETSF EDITEUR

Dans le cadre de ce dossier, nous n'avons pas pu résister au plaisir de vous présenter une nouvelle réalisation de modulateur TV. Bien que certains composants modernes remplissent à merveille toutes les fonctions pour la mise en oeuvre d'un tel dispositif, il nous a semblé plus utile pour nos lecteurs de réaliser une maquette avec des composants courants afin de limiter les approvisionnements souvent délicats de quelques références spécialisées. Ce module permettra, à l'intérieur d'une maison, le transport d'une émission d'un magnétoscope vers un TV par exemple.

Le principe

Contrairement à la plupart des réalisations de ce genre déjà présentées, celle-ci fonctionne directement en norme française, standard L, modulation vidéo positive et sous-porteuse audio en AM décalée de 6,5 MHz. Ce genre d'émetteur pose de gros problèmes de conception puisqu'ici il faut réussir à transmettre deux porteuses modulées en amplitude et éviter les perturbations de l'une sur l'autre. En norme B, la sous-porteuse audio à 5,5 MHz peut se superposer directement à la vidéo ; en norme L, il faut traiter les deux voies séparément en gardant le décalage de 6,5MHz constant par rapport à la porteuse vidéo. Le principe retenu pour mener à bien cette réalisation repose sur le schéma de la **figure 1**.



MODULATEUR TV EXPÉRIMENTAL

On part d'un oscillateur "maître" calé sur la porteuse vidéo, ici 591,25MHz pour transmettre sur le canal 36 ; la puissance HF produite par celui-ci se retrouve répartie en deux parts égales qui vont vers les amplis et le modulateur vidéo et de l'autre côté vers la voie audio.

Cette dernière se compose d'un oscillateur à quartz calé sur 6,5 MHz et de son modulateur d'amplitude, ce signal est injecté dans un mélangeur pour obtenir à la sortie les signaux f_0+f_1 et f_0-f_1 plus la porteuse f_0 . Cette dernière dispose d'une amplitude plus ou moins importante selon la nature du mélangeur, avec un modèle en anneau la porteuse f_0 sera atténuée d'au moins 10dB.

La seule fréquence qui nous intéresse correspond à f_0+f_1 . Les deux voies audio et vidéo sont amplifiées séparément avant de passer par un coupleur 10dB afin de pouvoir exploiter le canal TV avec une seule antenne ou un seul câble coaxial.

Le schéma (figure 1)

L'oscillateur principal

Il est construit autour d'un classique transistor bipolaire Q_1 qui à déjà fait ses preuves dans d'autres réalisations. Son fonctionnement repose sur le principe de l'oscillateur col-

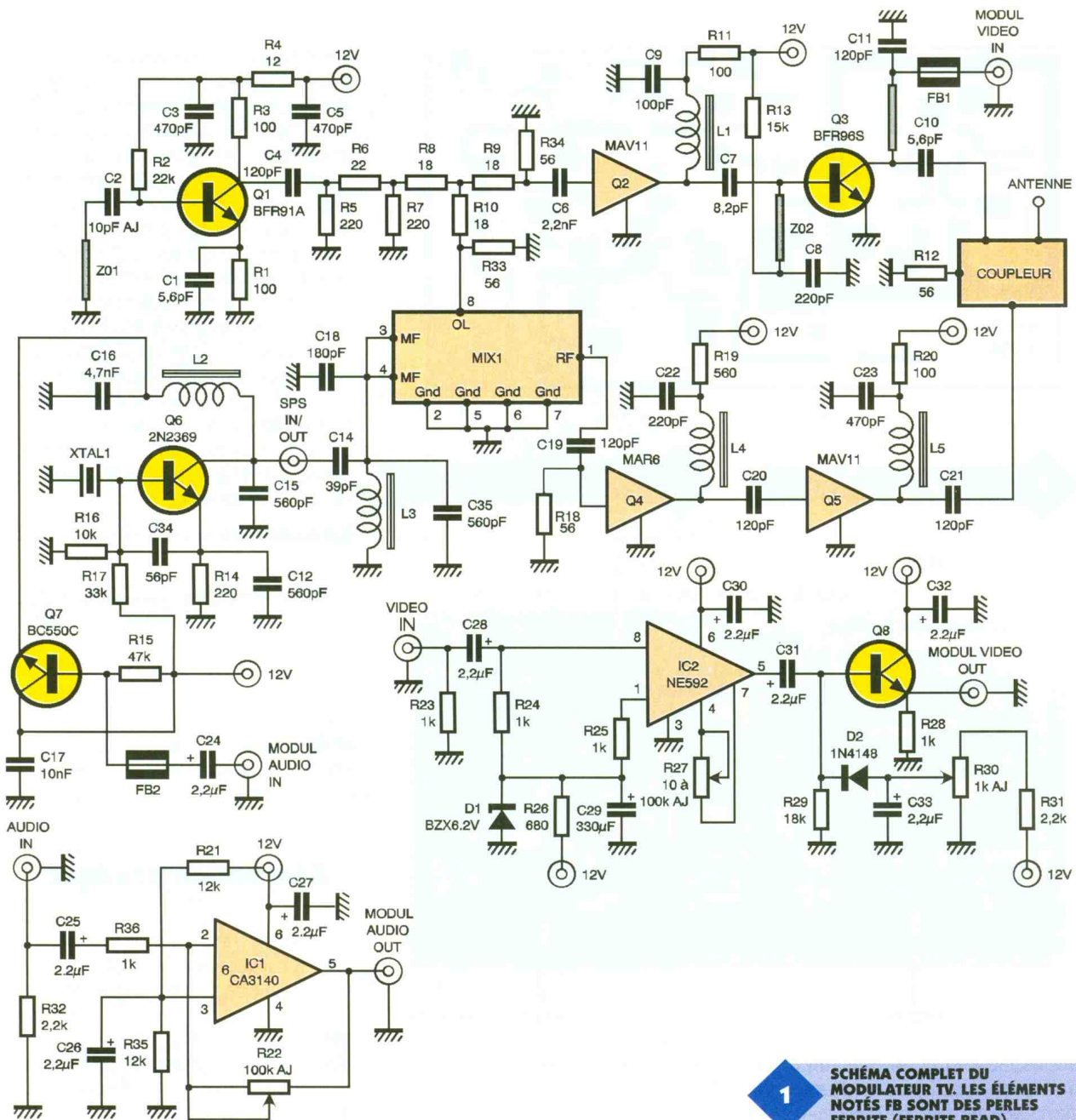
pitts. La résistance "négative" est provoquée par la capacité C_1 qui joue un rôle important sur la stabilité et la puissance de sortie. Le condensateur C_2 permet d'ajuster la fréquence de fonctionnement, l'accord étant réalisé par une ligne microstrip imprimée sur le circuit.

Les différentes manipulations réalisées autour de cet oscillateur nous ont montré une excellente stabilité et un niveau de sortie d'environ 14dBm (un peu plus de 20mW sous 50 Ω). La capacité C_4 attaque un atténuateur de 4dB précédent le diviseur de puissance constitué par les résistances R_8 à R_{10} . Aux bornes de R_{34} on mesure un niveau de 4dBm. Cet ensemble atténuateur/diviseur de puissance procure deux avantages, l'isolation de l'oscillateur vis à vis des charges en aval et le partage de la puissance vers les deux voies audio et vidéo.

La voie vidéo

La porteuse pure, non encore modulée par le signal vidéo traverse un amplificateur MINI CIRCUIT de type MAV11 pour porter le niveau à 16dBm. Le MAV11 est polarisé sous une tension de 5,5V avec un courant de 60mA.

Le transistor Q_3 sert de modulateur, il reçoit sur son collecteur la tension vidéo amplifiée par IC_2 . La superpo-



1 SCHEMA COMPLET DU MODULATEUR TV. LES ELEMENTS NOTES FB SONT DES PERLES FERRITE (FERRITE BEAD).

sition d'une tension continue servant à l'alignement du palier noir se fait au niveau de Q₈.

Le transistor Q₃ dispose en entrée comme en sortie d'une adaptation d'impédance pour qu'il puisse travailler correctement sous 50 Ω. En effet, l'impédance d'entrée du BFR96S comporte une composante inductive et sa partie réelle vaut environ 20 Ω, pour ce qui concerne l'impédance de sortie on a un terme capacitif et la valeur réelle est proche de 50 Ω. Les adaptations vont consister à éliminer les termes réactifs et à modifier les valeurs réelles (surtout celles d'entrée) pour se rapprocher du terme 50+j0.

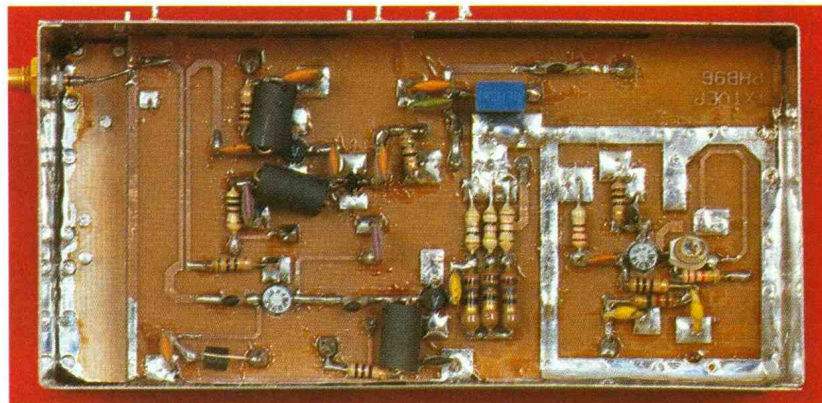
Ceci est réalisé autour des condensateurs C₇ et C₁₀ avec les deux lignes imprimées directement sur le circuit. Une perle de ferrite bloque les composantes radiofréquences qui pourraient remonter vers l'amplifi-

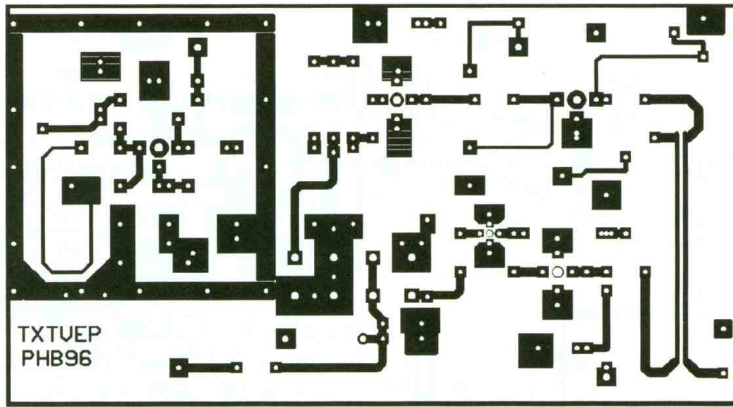
icateur vidéo, la capacité du condensateur C₁₁ ne doit pas dépasser une valeur limite pour éviter de créer un filtre vis à vis des fréquences vidéo, la coupure de ce filtre doit se situer aux environs de 10MHz. La porteuse modulée en amplitude est ensuite véhiculée vers le coupler via une piste 50 Ω.

L'amplificateur vidéo

La modulation en amplitude de l'image se réalise en appliquant les signaux vidéocomposites sur le collecteur de Q₃. Pour ce faire, nous

LA PLATINE ÉMISSION. ATTENTION MIX₁ ET R₆, R₁₃ SONT SOUDÉS CÔTÉ PLAN DE MASSE.



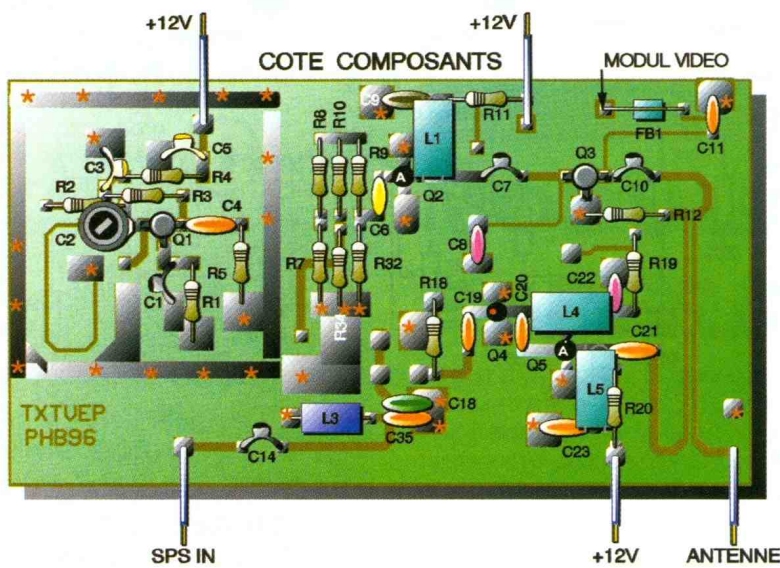


2

**CIRCUIT IMPRIMÉ,
CÔTÉ COMPOSANTS.**

3a

**... ET IMPLANTATION
DE LA PLATINE "ÉMISSION".**



avons besoin d'un amplificateur non inverseur disposant d'une bande passante de 10 MHz avec un gain de 4. Le circuit NE592 nous a semblé le plus adéquat pour cet usage. Avant d'injecter la vidéo sur le transistor Q_3 , un circuit d'aligne-

ment sur le palier noir a été réalisé. Il fixe le niveau moyen de la modulation lors des variations de la luminance, cela évite de rogner les tops de synchronisation.

La voie audio

La sous-porteuse 6,5 MHz doit être modulée en amplitude par les signaux provenant d'une source audio, magnétoscope ou camescope

par exemple. La stabilité de l'oscillateur est assurée grâce à l'utilisation d'un quartz. Le transistor Q_6 fait office d'étage oscillateur colpitts modulé en amplitude par le transistor Q_7 . Ce dernier reçoit sur sa base les signaux audio qui font varier le courant collecteur au rythme de la modulation, le niveau de sortie de l'oscillateur évolue donc en conséquence. La sous-porteuse se retrouve sur le port FI du mélangeur MIX₁, la voie OL de celui-ci reçoit le signal venant de l'oscillateur principal. Aux bornes de R_{18} on récupère la somme et la différence des deux signaux, ils vont se retrouver amplifiés par les deux MMIC Q_4 et Q_5 avant d'aboutir sur le coupleur d'antenne.

Le coupleur

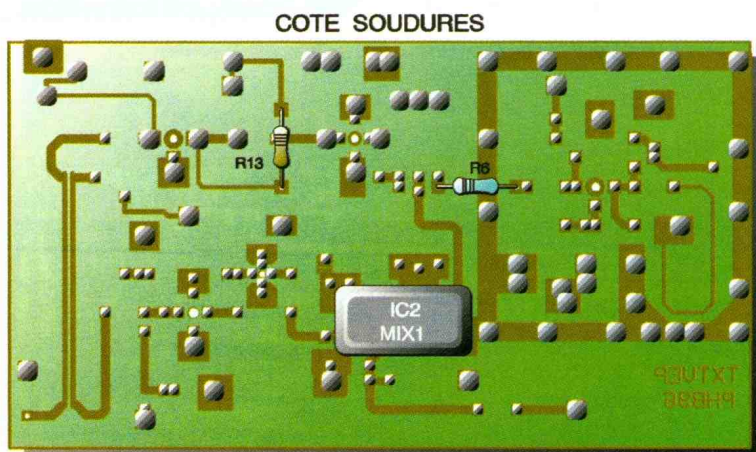
Pour éviter des réalisations difficiles voire même impossibles, nous avons choisi une solution dont l'efficacité dépend en grande partie de la qualité de réalisation du circuit imprimé. Ce coupleur dispose d'une isolation entre voies d'environ 20dB. Nous avons préféré, à l'origine, employer un coupleur 3dB, mais son encombrement prohibitif nous en a dissuadés.

Réalisation pratique

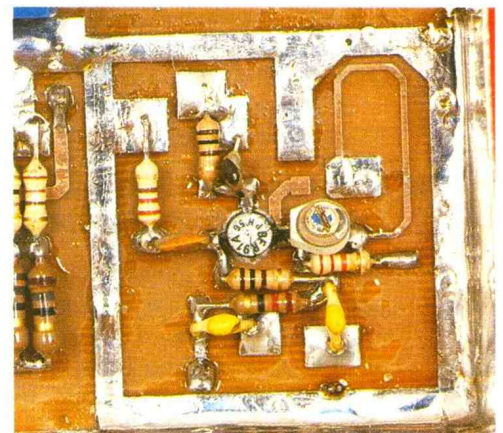
Le montage a été réalisé sur deux plaques en verre époxy double face de 0,8mm d'épaisseur, l'une supporte toute la partie RF tandis que l'autre comprend les sous-ensembles vidéo et sous-porteuse. Le dessin des typons se trouve sur les figures 2 et 4. Après la fabrication des circuits imprimés, il faut percer les trous à 0,8 ou 1,3mm pour les traversées de masse, selon la nature de celles-ci (queues de composants ou rivets).

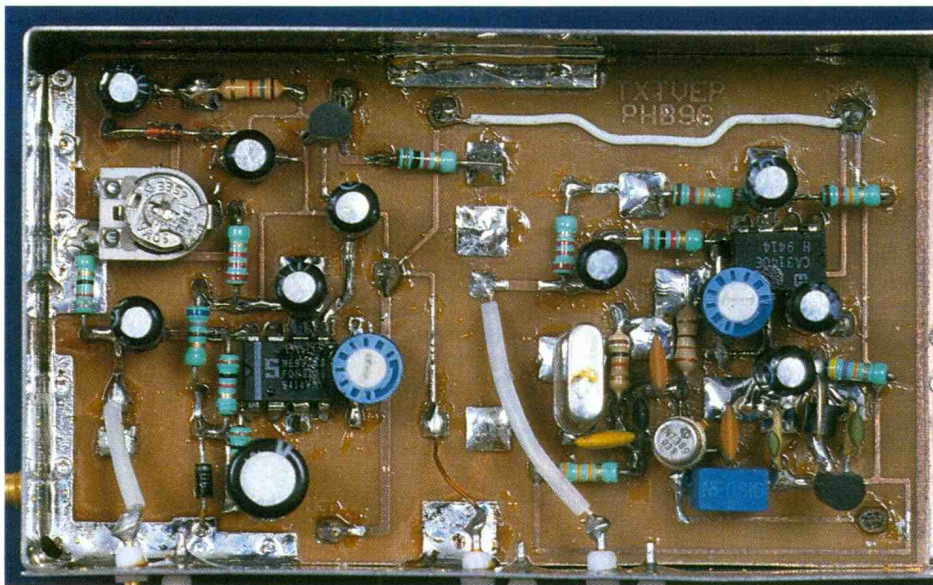
3b

**CÔTÉ SOUDURES DE LA PLATINE
"ÉMISSION". LES PISTES SONT
VUES PAR TRANSPARENCE, CETTE
FACE EST UN PLAN DE MASSE.**



**VUE DE L'OSCILLATEUR CALÉ
SUR LE CANAL 36.**

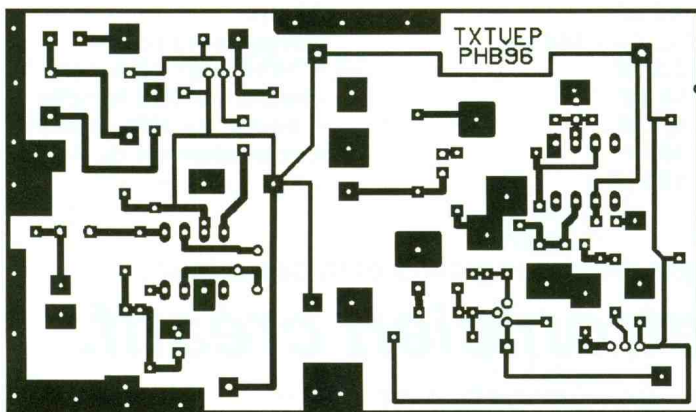




LA PLATINE "MODULATION".

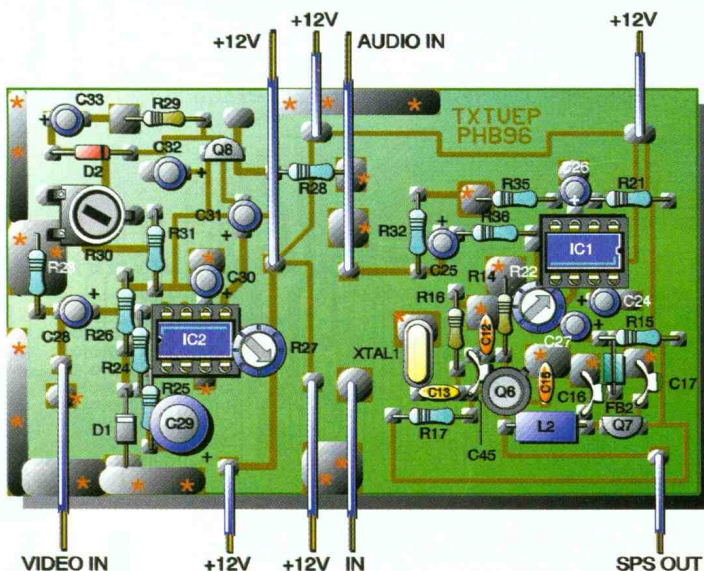
La mise en place des composants s'effectue selon les implantations présentées aux **figures 3a, 3b et 5**, les éléments R_6 , R_{13} et MIX_1 se trouvent du côté du plan de masse. Des trous seront percés, puis on dégagera le cuivre autour à l'aide d'un foret de 6mm pour y loger ces trois composants. Les brochages des semi-conducteurs, notamment MAV11 ont déjà été fournis dans ce dossier. Tous les points notés 12V, MODUL VIDEO et SPS IN/OUT seront percés à 0,8mm pour y placer les fils de traversées reliant les deux platines (voir les photos). L'ensemble du montage ne pose pas de grosses difficultés si l'on prend soin de bien regarder l'implantation et les photos. La réalisation finale sera, selon les goûts, implantée ou non dans un boîtier en fer étamé, ce qui s'avère préférable. Pour ce faire on s'inspirera des photos.

Réglages et mises au point



4 CIRCUIT IMPRIMÉ...

5 ... ET IMPLANTATION DE LA PLATINE "MODULATION". LA FACE CUIVRÉE EST UN PLAN DE MASSE.



Comme chacun d'entre vous a pu le constater, la partie RF ne comporte pas de réglages délicats. Selon l'encombrement spectral de la région où vous vous trouvez, la capacité C_2 prendra une valeur différente de celle préconisée pour le canal 36 (5,6pF), l'idéal consiste à utiliser une capacité variable de 10pF. Ainsi vous pourrez caler le modulateur sur une fréquence libre sans devoir souder et dessouder une capacité. Les premiers essais seront menés en soudant une résistance de 51Ω sur la sortie de l'antenne. Un câble coaxial venant du TV est placé à une dizaine de cm, il doit se retrouver boucler sur lui-même pour capter une partie du rayonnement provoqué.

Lorsque le TV est réglé sur un canal libre, autour du 36, il suffit de régler la capacité C_2 , on applique ensuite un signal vidéo sur l'entrée correspondante. Les réglages de R_{27} et R_{30} vous permettront d'optimiser la qualité de l'image reçue.

En aucun cas vous ne devrez entendre de ronflements dans la voie son. L'amplitude minimale que vous devez appliquer sur l'entrée audio se situe à 100mV eff, le gain se règle en agissant sur l'ajustable R_{22} . A ce stade votre modulateur se trouve en état de fonctionnement, il ne reste plus qu'à vous confectionner une antenne quart d'onde de 12 à 15 cm de long. La puissance crête de cet émetteur atteint 10mW sous 50Ω, ceux qui désireront le chaîner avec l'ampli décrit par ailleurs devront placer un atténuateur de 10dB entre les deux.

Conclusion

Cette réalisation à but expérimental, vous permettra de goûter aux joies des transmissions audio/vidéo. Il devient possible d'envisager un portier audio-vidéo, une télédistribution privée, une vidéosurveillance et bien d'autres applications que vous aurez le loisir de découvrir. Malgré tout, faites quand même très attention à la quiétude de votre voisinage.

Nomenclature

Résistances

R₁, R₃, R₁₁, R₂₀ : 100 Ω
(marron, noir, marron)
R₂ : 22 kΩ
(rouge, rouge, orange)
R₄ : 12 Ω
(marron, rouge, noir)
R₅, R₇, R₁₄ : 220 Ω
(rouge, rouge, marron)
R₆ : 22 Ω
(rouge, rouge, noir)
R₈ à R₁₀ : 18 Ω
(marron, gris, noir)
R₁₂, R₁₈, R₃₃, R₃₄ : 56 Ω
(vert, bleu, noir)
R₁₃ : 15 kΩ
(marron, vert, orange)
R₁₅ : 47 kΩ
(jaune, violet, orange)

R₁₆ : 10 kΩ
(marron, noir, orange)
R₁₇ : 33 kΩ
(orange, orange, orange)
R₁₉ : 560 Ω
(vert, bleu, marron)
R₂₁, R₃₅ : 12 kΩ
(marron, rouge, orange)
R₂₂, R₂₇ : 100 kΩ AJ
R₂₃ à R₂₅, R₂₈, R₃₆ : 1 kΩ
(marron, noir, rouge)
R₂₆ : 680 Ω
(bleu, gris, marron)
R₂₉ : 18 kΩ
(marron, gris, orange)
R₃₀ : 1 kΩ AJ
R₃₁, R₃₂ : 2,2 kΩ
(rouge, rouge, rouge)
Condensateurs
céramiques, sauf indication contraire
C₁, C₁₀ : 5,6 pF
C₂ : 5,6 pF ou 10 pF AJ
C₃, C₅, C₂₃ : 470 pF
C₄, C₁₁, C₁₉ à C₂₁ : 120 pF
C₆ : 2,2 nF
C₇ : 8,2 pF
C₈, C₂₂ : 220 pF
C₉ : 100 pF
C₁₂, C₁₅, C₃₅ : 560 pF
C₁₃ : 3,3 nF
C₁₄ : 39 pF
C₁₆ : 4,7 nF
C₁₇ : 10 nF
C₁₈ : 180 pF

C₂₄ à C₂₈, C₃₀ à C₃₃ : 2,2 μF chimique
C₂₉ : 330 μF chimique
C₃₄ : 56 pF

Inductances

L₁, L₄, L₅ : ferrite 6 trous, 1,5 tour de fil 6/10
L₂ : 1 μH neosid SD75
L₃ : 820 nH neosid SD75
FB₁, FB₂ : perle ferrite, 1/2 tour de fil 6/10
(voir les photos)
Quartz
XTAL₁ : 6,5 MHz, résonance parallèle 30 pF
Semi-conducteurs
MIX₁ : mélangeur SBL1
D₁ : BZX 6,2V
D₂ : 1N4148
Q₁ : BFR91A
Q₂ : MAV11
Q₃ : BFR96S
Q₄ : MAR6
Q₅ : MAV11
Q₆ : 2N2369
Q₇ : BC550C
IC₁ : CA3140
IC₂ : NE592
Divers
6 traversées téflon
1 fiche mâle SMB pour chassis ou BNC femelle
1 boîtier en tôle étamée
Circuit imprimé de 8/10mm

information technique, autres logiciels et mises à jour :

Pour l'électronicien créatif.

3614 code LAYOFRANCE

395 F LAYO1E
Max. 1 000 vecteurs/pastilles
Pour les amateurs
Dessin (1/1280^{ème} pouce) + autoroutier multi- mais aussi simple face. 100% OPÉRATIONNEL (sorties & sauvegarde) et en français.
700 composants dont 100 CMS, 16 couches + manuel. Importation schémas ou NETs et placement des composants automatique.

750 F DOUBLE
Extension 2 000 vecteurs/pastilles
Amateurs exigeants

1 550 F QUATRO
Extension 4 000 vecteurs/pastilles
Sociétés

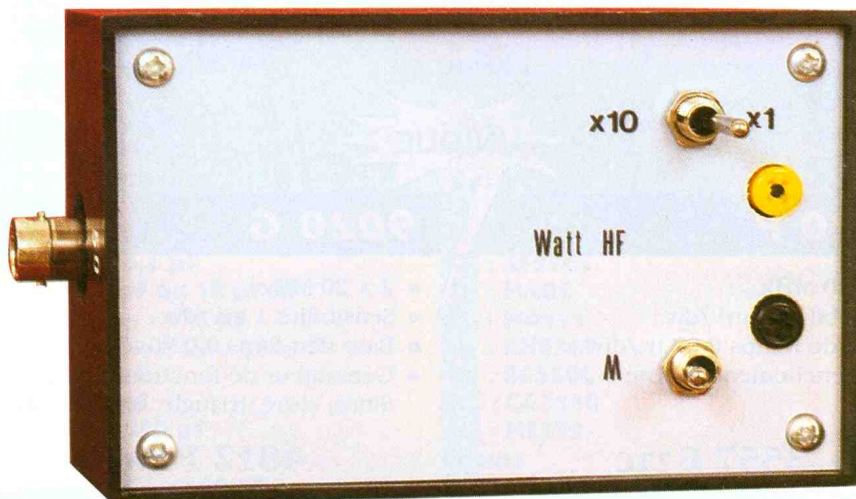
LAYO FRANCE SARL
Château Garamache - Sauvebonne
83400 HYERES
Tél : 94.28.22.59 Fax : 94.48.22.16
Téléchargements - mises à jour : 3617 code LAYO

Joignez-vous aux 50 000 utilisateurs français, dont 10% de sociétés et non des moins réputées (*)
qui, comme vous, recherchent, en priorité des priorités, efficacité, rapidité et convivialité !
(*) EDF, TELECOM, IBM, COMPAQ, PHILIPS, TEXAS INSTRUMENTS, MOTOROLA, GRUNDIG, ROCKWELL, RATP, CITROEN, PEUGEOT, RENAULT, NUCLÉAIRE, INST. PASTEUR, THOMSON CSF, CNRS, CERN, CEA, SNCF, LA POSTE, ELF, RHONE POULENC, LES 3 ARMÉES, AÉROSPATIALE, ALCATEL, MATRA, COGEMA, SATEL, ALGATEL, MATRA, 3M, AFPA, TDF, CANAL+, TF1, FR3, RMC, INSA, SEITA, LES AÉROPORTS, DES MINISTÈRES, LE PARLEMENT EUROPÉEN, 80% DES UNIVERSITÉS, LES ÉCOLES SUPÉRIEURES ET LES UITS, SANS OUBLIER 65% DES LYCÉES ET DES COLLÈGES PROFESSIONNELS

MILLIWATTMETRE H.F.

10 mW A 10 W

Quand on vient de terminer la réalisation d'un émetteur ou d'un amplificateur H.F., ou d'un étage intermédiaire, il est nécessaire de connaître avec précision la puissance que celui-ci est susceptible de rayonner afin de vérifier que les heures passées ne l'ont pas été en vain. Un autre aspect, et non des moindres, rendant cette mesure de puissance nécessaire est lié au respect de la réglementation en vigueur si l'on ne veut pas avoir d'ennuis avec les services de TDF. C'est pour ces diverses raisons que nous vous proposons cet appareil de mesure qui deviendra très vite indispensable à votre laboratoire. Le modèle proposé possède une impédance caractéristique de 50Ω et sa bande passante s'étend de 10 MHz à plusieurs centaines de MHz.



Présentation du problème

Adaptation d'impédance

Les milliwatts ou les watts H.F. étant beaucoup plus dur à acquérir ou à amplifier que leurs homologues B.F., les différents étages d'une chaîne de transmission (oscillateur, préampli et ampli de puissance, antenne) doivent être adaptés l'un à l'autre afin que leur interconnexion n'occasionne qu'un minimum de pertes et de réflexions.

Pour prendre conscience de cet aspect capital des liaisons H.F., et en restant simplement dans le cas d'une liaison entre appareils présentant des impédances d'entrée et de sortie purement résistives, il est facile de constater avec le montage de la **figure 1**, que le même générateur de résistance de sortie $R_g = 50 \Omega$ qui alimente une charge R variant de 10 à 250Ω ne délivre une puissance maximum que lorsque $R = R_g$. La courbe de la **figure 1b** traduit ce phénomène qui est tout à fait général pour ce type de configuration.

Pour tenir compte des ces remarques, les différents éléments d'un ensemble travaillant en H.F. ont (ou doivent avoir) des impédances terminales à partie réelle positive identiques (**figure 2**). Pour ne pas

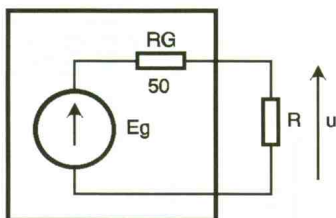
faire simple, il existe 2 valeurs normalisées qui sont 75Ω (essentiellement en réception TV) et 50Ω (CB et autres systèmes d'émission-réception).

Lorsqu'on mesure une puissance H.F., cette opération doit donc impérativement se faire dans les conditions normales d'utilisation du matériel testé ce qui signifie que celui-ci doit être chargé par une résistance de valeur égale à sa propre résistance interne.

La mesure de P en H.F.

En courant continu, la puissance dissipée par une résistance R aux bornes de laquelle existe une tension U est donnée par la formule $P = U^2/R$ (**figure 3**). En régime sinusoïdal, la formule reste identique lorsque la charge est une résistance pure et que l'on prend pour U la valeur efficace de la tension présente aux bornes de la dite résistance. Si l'on travaille avec la valeur crête (U_m) de la tension, cette formule devient $P = 0,5U_m^2/R$.

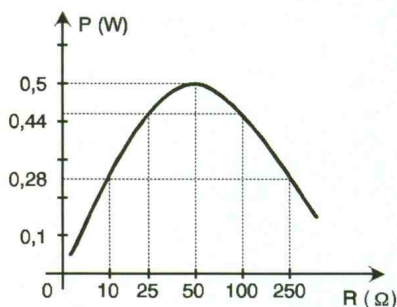
Sur le plan pratique, il est assez aisé de réaliser un détecteur de crête à la sortie duquel on récupère une tension continue qu'on peut ensuite élever au carré à l'aide d'un circuit intégré multiplieur. Pour le coefficient $0,5/R$ restant, il suffit de prendre un facteur d'échelle convenable c'est à dire introduire une atténuation de



1a

GÉNÉRATEUR DE THEVENIN ET ADAPTATION EN PUISSANCE.

R (Ω)	U (V)	P (W) = U/R
10	1,66	0,28
25	3,33	0,44
50	0,5	0,5
100	6,66	0,44
250	8,33	0,28



1b

VARIATION DE LA PUISSANCE TRANSMISE SELON LA RÉSISTANCE DE CHARGE.

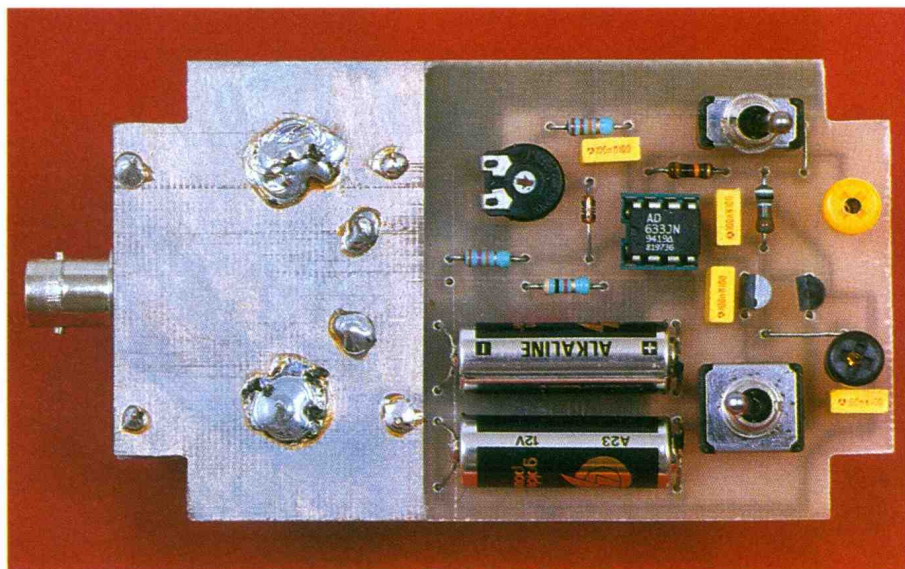
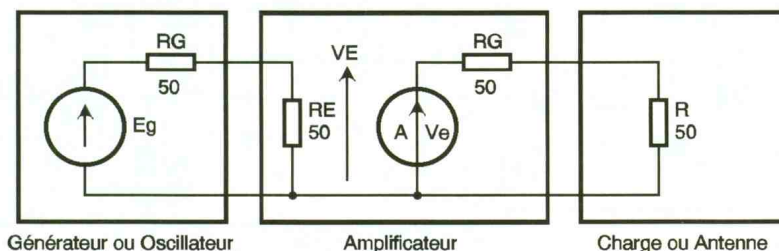
valeur 1/100 si R = 50 Ω. Ces différentes remarques conduisent au synoptique de la **figure 4** qui regroupe les sous-ensembles que nous venons d'évoquer ainsi que le voltmètre servant à la mesure de la tension délivrée par le multiplicateur qui est l'image de la puissance P dissipée par R.

Remarques

Avant d'aborder la réalisation proprement dite, nous devons faire quelques observations qui justifient la présence de certains composants du montage ainsi que les

2

CHAÎNAGE DES QUADRIPÔLES ET DES DIPÔLES EN HF.



LE COTÉ COMPOSANTS, "TRAITEMENT DU SIGNAL".

particularités de cet appareil pour la mesure des puissances inférieures à 10 mW.

La première remarque que nous ferons concerne le seuil de la diode du détecteur de tension crête qui ne peut être réduit qu'en utilisant des diodes à faible seuil comme les diodes au germanium ou mieux maintenant, les diodes shottky.

Malgré cela, pour les faibles puissances, comme par exemple 10 mW (soit $U_m = 1V$ dans 50 Ω) on ne récupérerait au mieux que 0,5 ou 0,6V à la sortie du détecteur de crête ce qui occasionnerait des erreurs de mesure à faible niveau.

Pour éviter cet inconvénient, la puissance minimale que l'on peut mesurer avec ce milliwattmètre H.F. est fixée à 10 mW et une compensation de niveau est prévue à l'entrée du multiplicateur ce qui occasionne un affichage minimum de 10 mW. Pour mesurer des puissances inférieures à 10 mW, il faut au préalable amplifier les signaux à l'aide de circuits adaptés en impédance tant à l'entrée qu'à la sortie, et tenir compte du gain de ces amplificateurs pour connaître la valeur effectivement mesurée.

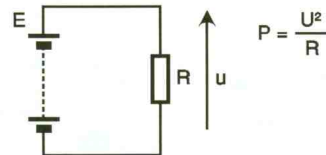
On aurait certes pu aussi polariser la diode et utiliser un ampli d'instrumentation mais nous avons préféré rester simples.

La seconde remarque concerne encore le choix de la diode de détec-

tion car l'appareil proposé travaillant dans une gamme de fréquences allant d'une dizaine à quelques centaines de MHz, la diode de détection doit obligatoirement être un modèle pouvant travailler à ces fréquences. Il faudra donc respecter le type de diode préconisé à moins que l'on n'envisage pas de faire de mesures au delà de 100 ou 200 MHz, auquel cas des modèles moins performants pourront convenir.

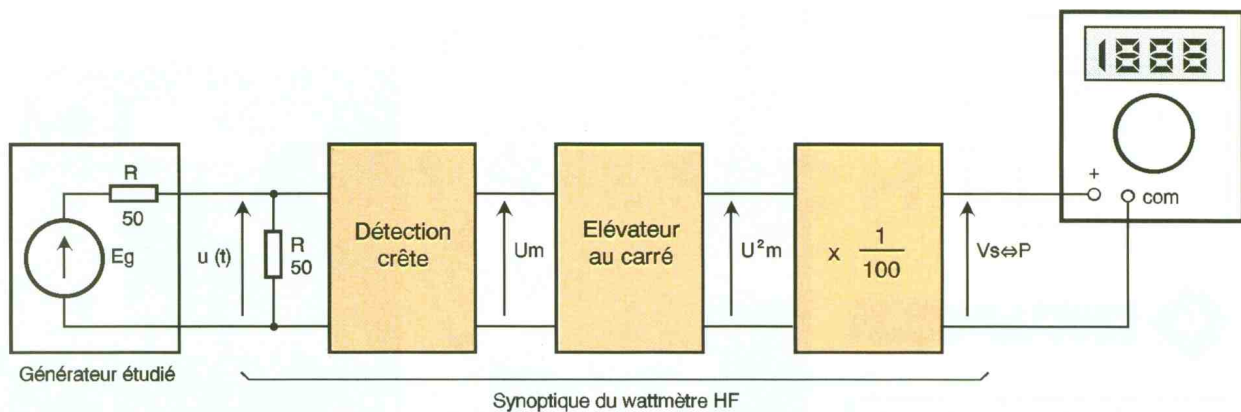
Schéma de principe

Celui-ci est proposé à la **figure 5**. Le prélèvement des signaux s'effectue à l'aide d'un connecteur BNC qui débouche par une liaison capa-



3

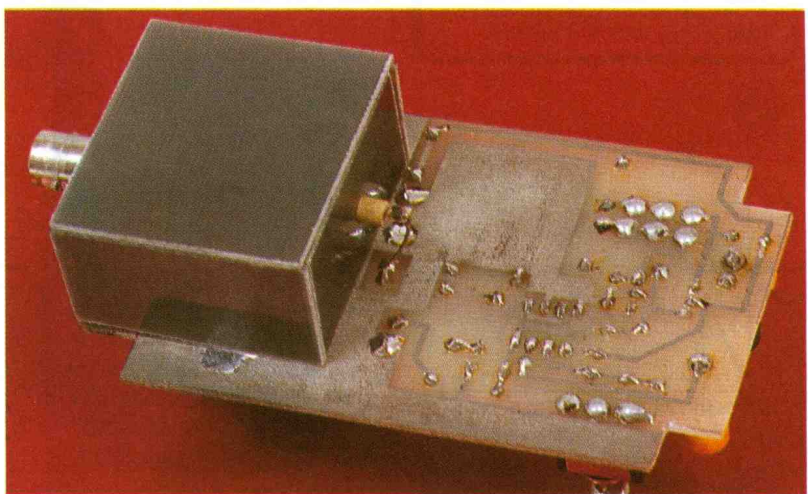
PUISSANCE TRANSMISE AUX BORNES D'UNE RÉSISTANCE R SOUMISE À UNE TENSION U.



citive à la résistance de $50\ \Omega$ que nous avons réalisé à partir de 3 résistances (R_1 à R_3) en carbone aggloméré de $150\ \Omega$ associées en parallèle ce qui donne bien $50\ \Omega$ en théorie. Pour pallier au manque de précision de ces résistances nous avons été conduit à insérer une résistance R_4 de $470\ \Omega$ en parallèle sur les 3 précédentes afin que le résultat final soit bien égal à $50\ \Omega$. Malgré le manque de précision de ce type de résistances, il faut néanmoins se cantonner à ce choix car elles ne présentent aucun effet selfique ce qui n'est pas le cas des modèles à couche et en fait donc l'intérêt. Si les composants que vous utilisez sont plus précis que les nôtres, il sera inutile de mettre R_4 bien entendu. Les condensateurs C_2 et C_3 servent de réservoir au détecteur de crête. Leur décharge est assurée par le diviseur résistif R_5 - R_6

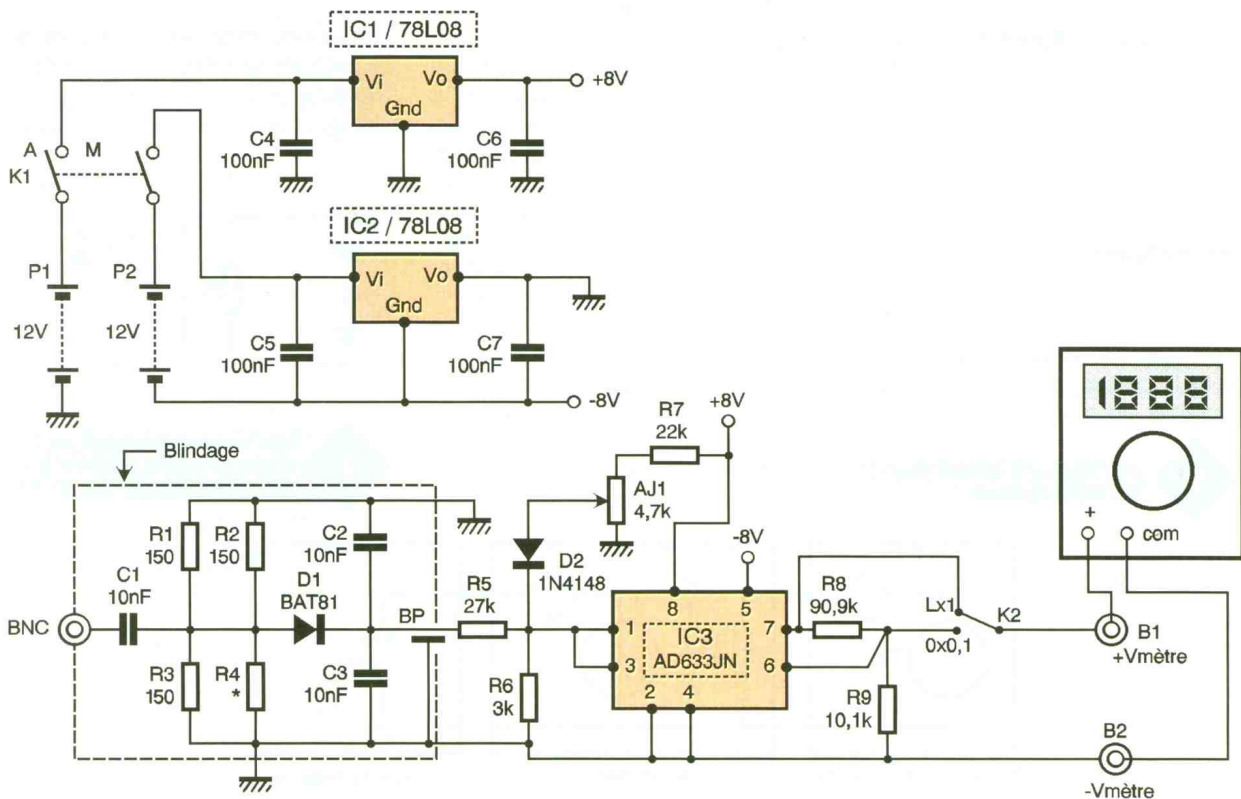
(tolérance 1%) de rapport 0,1 qui reçoit cette tension après qu'elle ait traversé le blindage isolant entou-

4 **SYNOPTIQUE DU MILLIWATTMÈTRE.**



LA "SONDE" DE DÉTECTION SOUDÉE COTÉ CUIVRE.

5 **LE SCHÉMA COMPLET.**



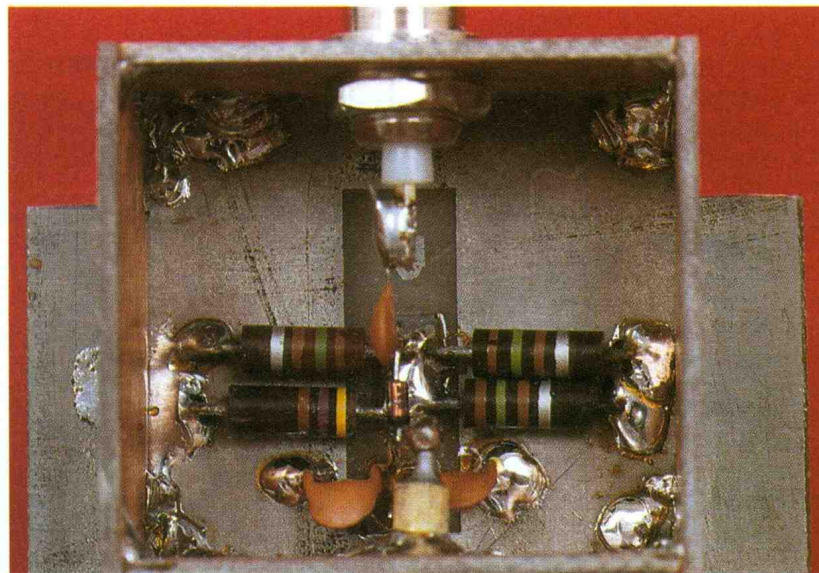
rant les composants supportant les tensions H.F., grâce à un condensateur by-pass. C'est ce même diviseur résistif R_5 , R_6 qui introduit le coefficient $0,5/R$ de la formule de P puisqu'en divisant la tension d'entrée du multiplieur par 10, cela correspond en sortie à une division par 100.

C'est par l'ajustable AJ_1 que l'on dose la polarisation d'entrée du multiplieur permettant de compenser le seuil du détecteur de crête pour les faibles puissances mesurées. La diode D_2 n'est là que pour éviter aux tensions H.F. détectées de repasser par AJ_1 . Le multiplieur IC_3 est un AD633JN qualifié par son fabricant de "low cost", ce qui est vrai puisque ce composant ne coûte qu'une trentaine de francs.

Ajoutons que les performances de ce circuit intégré sont excellentes tant sur le plan statique que dynamique, qu'il ne nécessite pour ainsi dire aucun réglage d'offset ce qui en fait un concurrent redoutable pour les autres circuits de mêmes fonctions.

La constante de multiplication de ce circuit étant fixée en interne à $0,1 (V^{-1})$, les résistances R_8 , R_9 ramènent celle-ci à une valeur unitaire afin que la tension de sortie soit exactement égale au carré de la tension appliquée aux 2 entrées (pins 1 et 3). Avec des tensions d'alimentation de $\pm 8V$, la tension maximale de sortie de l'AD633 est d'environ 5V soit une puissance de 5W.

Pour pouvoir atteindre au moins 10W, le commutateur K_2 peut court-circuiter la résistance R_9 ce qui a pour effet de ramener le coefficient du multiplieur à $0,1 V^{-1}$. Dans cette situation, la tension de sortie



DÉTAIL DE LA RÉALISATION DE LA SONDE DE DÉTECTION AVEC SON BLINDAGE.

pin7 ne représente plus que le dixième de la puissance mesurée ce qui donne une valeur théorique maximale mesurable de 50W pour 5V en sortie. Dans la pratique, il convient de limiter ce maximum aux alentours de 10 à 20W afin de ne pas endommager les composants de l'étage d'entrée. Pour mesurer des puissances de valeur plus élevée que ces 10 ou 20W, il est préférable d'interposer des atténuateurs (adaptés) entre la sortie des montages étudiés et l'entrée du wattmètre et de tenir compte de leur coefficient d'atténuation.

Sur le plan alimentation, ce montage tire son énergie de 2 piles 12V miniatures P_1 et P_2 . L'inverseur double K_1 , qui sert d'interrupteur général, débouche sur 2 régulateurs 8V (tous 2 positifs) dont les sorties sont connectées de façon à former une alimentation symétrique $\pm 8V$. Les condensateurs C_4 à C_7 assurent le découplage des alimentations. La consommation globale n'est que de quelques milliampères.

Réalisation pratique

Comme pour tous les montages travaillant à très haute fréquence, la technique du plan de masse est vivement recommandée, tout au moins pour la zone de circuit imprimé où sont rassemblés les composants de l'étage d'entrée.

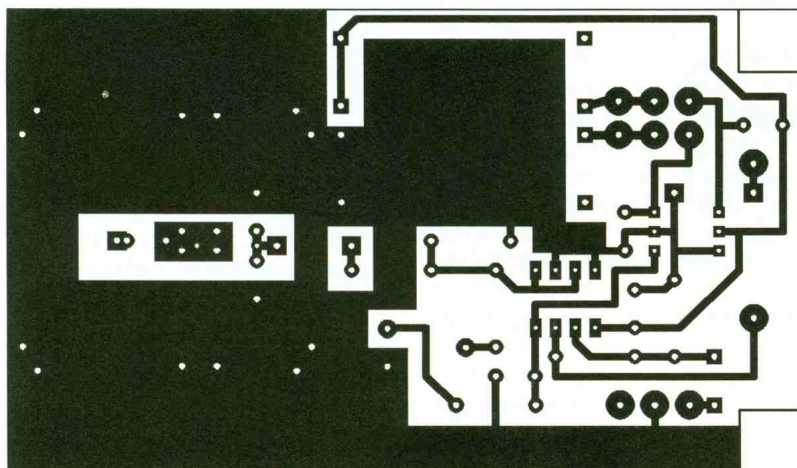
Pour ne pas handicaper le lecteur non équipé pour réaliser un circuit imprimé double face pour lequel la correspondance des pistes et surtout des pastilles situées sur les 2 faces est importante, nous proposons une solution intermédiaire simple qui ne demandera aucune précaution particulière par rapport à un circuit simple face. Pour réaliser ce circuit imprimé double face simplifié, et en supposant que l'on utilise un matériau présensibilisé, on supprimera une partie de la protection plastifiée de la face qui recevra les composants.

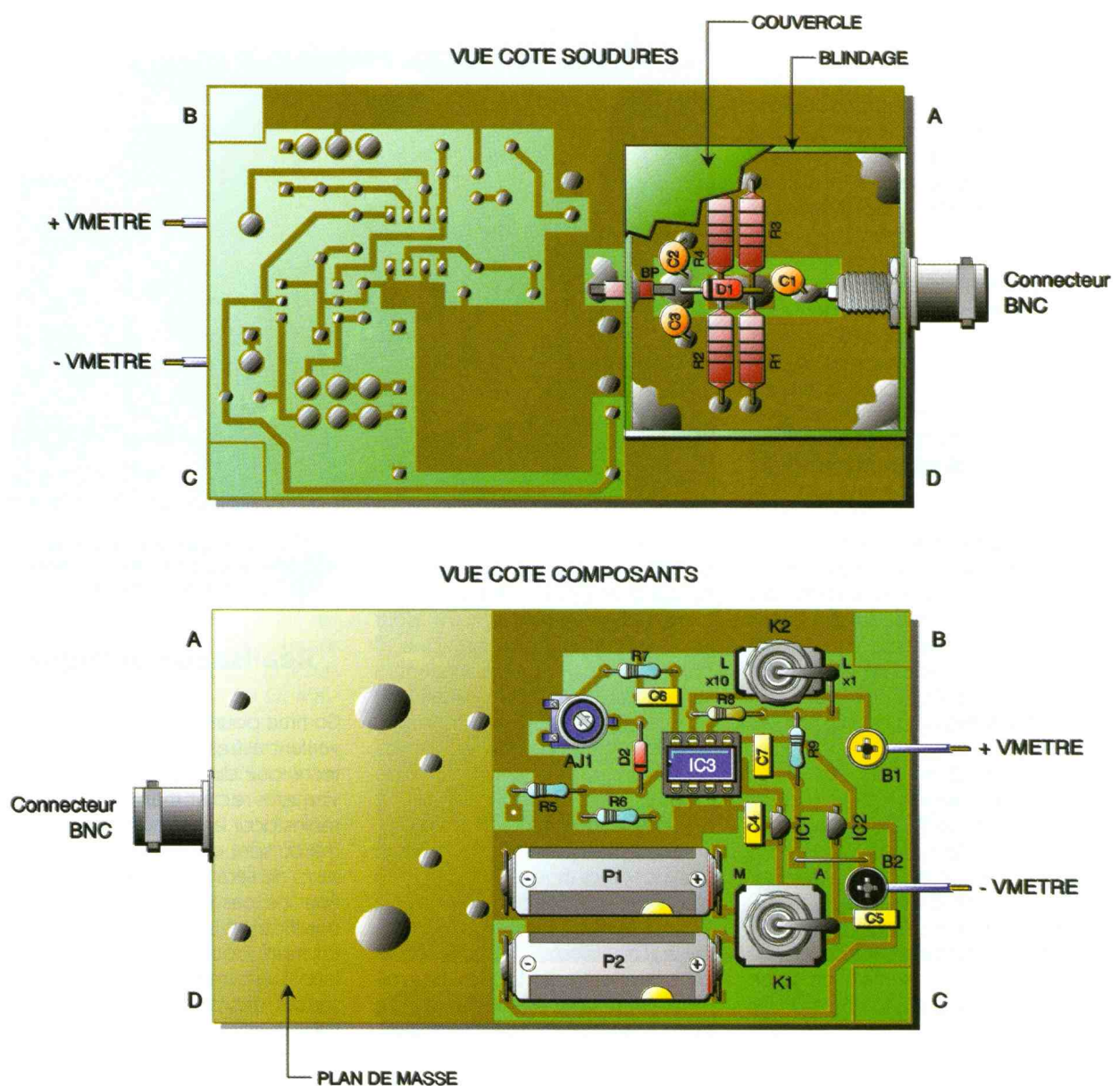
Avec un coton légèrement imbibé de dissolvant, on éliminera alors le produit photosensible de la zone qui vient d'être découverte. Pour la face cuivrée (**figure 6**), on procède tout à fait normalement (insolation et révélation) comme si le circuit imprimé était réalisé en simple face en s'assurant simplement de la bonne orientation de celle-ci. Pour l'attaque du circuit par le perchlore, on laissera le morceau de protection plastifiée de la face composant (là où le cuivre doit subsister).

Une fois ce travail réalisé, on pourra enfin ôter cette protection, éliminer la résine photosensible restante et éventuellement passer le circuit

6

CIRCUIT IMPRIMÉ COTÉ CUIVRE.





7

IMPLANTATIONS : SONDE ET TRAITEMENT SONT DISPOSÉS DE PART ET D'AUTRE DU CI.

dans un bain d'étain à froid. Pour la zone de circuit en double face, seuls les trous relatifs aux pattes des composants reliés à la masse seront percés, plus 4 autres situés aux 4 angles du futur blindage afin d'assurer une bonne liaison électrique entre les plans de masse.

Des queues de composants soudés des 2 côtés assureront les liaisons entre faces opposées. Pour la zone en simple face, tous les trous sans exception seront percés normalement. Les composants de l'étage d'entrée seront implantés et soudés côté cuivre, alors que les autres composants seront normalement disposés sur la face "non cuivrée" (celle où subsiste le plan de masse rectangulaire) comme le montre l'implantation de la figure 7.

Les bornes femelles 2mm destinées aux liaisons avec l'appareil de mesure ainsi que les piles et les inverseurs sont soudés directement sur le circuit imprimé.

Pour fixer les piles, on soudera sur chaque pôle une queue de résistance (repliée en U) dont les extrémités aboutiront aux pastilles du circuit imprimé prévues à cet effet. La fixation des piles devra intervenir en dernier lieu, après vérification de l'ensemble du câblage et en prenant la précaution de mettre K1 en position arrêt pour éviter que toute inversion de polarité ne soit désastreuse pour les régulateurs ou pour IC3 si celui-ci n'est pas muni d'un support. Le montage ainsi réalisé sera exempt de toute liaison filaire, et par conséquent plus compact et moins vulnérable.

Pour réaliser le blindage du circuit d'entrée, on pourra par exemple le confectionner à partir de chutes de circuit imprimé simple ou double

face dans lesquels on découpera 4 rectangles de 22 x 40mm (les côtés du boîtier) et un cinquième de 40 x 43mm (le couvercle). Deux des petits rectangles seront percés en leur centre l'un pour la fiche BNC, l'autre pour le condensateur by-pass.

Le plus grand rectangle sera muni par sa part de 2 équerres de laiton disposées à 2 mm du bord qui assureront un bon contact électrique avec les côtés verticaux du caisson isolant lorsque celui-ci sera en place.

Ces préparatifs terminés, les côtés seront assemblés à angle droit par des points de soudure, puis fixés de la même manière au circuit imprimé principal.

Une fois ce travail terminé, il ne restera plus qu'à souder les dernières liaisons, entre la fiche BNC et C1 ainsi que celles relatives au condensateur by-pass.

Réglage et utilisation

Le seul réglage que l'on ait à effectuer concerne AJ₁. Pour cette opération, on connecte un voltmètre (de préférence numérique) positionné sur le calibre 2V aux bornes B₁ et B₂. On bascule K₁ en position "Marche" et K₂ en position lecture directe de P(x 1). Il suffit alors d'agir sur AJ₁ pour obtenir une indication de 10mV pour que l'appareil soit prêt pour le service. En utilisation normale, le wattmètre doit être relié à l'appareil à tester par un câble d'impédance 50 Ω si l'on veut que les indications obtenues soient

correctes. Pour ceux de nos lecteurs qui seraient amenés à faire des mesures sur du matériel d'impédance 75 Ω et qui se demandent s'il ne serait pas possible d'utiliser ce même appareil (50 Ω) pour connaître la puissance que débiterait leur matériel 75 Ω dans une charge de 75 Ω à partir des indications de ce milliwattmètre, nous leur disons que cela est possible, à condition de multiplier les indications obtenues par le facteur 1,041 que nous arrondirons à 1,04 pour faciliter les calculs ou mieux d'utiliser un adaptateur 75/50 Ω tel que celui proposé dans la fiche technique "atténuateurs H.F.". Ceux

qui désirent connaître l'origine du coefficient devront se livrer au calcul de la puissance obtenue dans les deux situations et en calculer le rapport, ce qui fait un excellent exercice intellectuel. Ajoutons pour terminer ces remarques que si la fréquence du générateur étudié passe en dessous de 10 MHz, l'impédance de C₁ augmente et n'est par conséquent plus suffisamment négligeable devant 50 Ω, ce qui entraîne des erreurs de mesure, d'où la limitation basse vers 10 MHz.

F.JONGBLÖET

Nomenclature

R₁ à R₃ : 150 Ω carbone aggloméré (2W)
R₄ : facultative, voir texte
R₅ : 27 kΩ (rouge, violet, orange) (5% triée à 1%)
R₆ : 3 kΩ (orange, noir, rouge) (5% triée à 1%)
R₇ : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)
R₈ : 10,1 kΩ (marron, noir, orange)

(5% triée à 1%)

R₉ : 90,9 kΩ (blanc, noir, blanc, rouge) (1%)
AJ₁ : 4,7 kΩ ajustable horizontal Phier
C₁ à C₃ : 10 nF/50V céramique disque
BP : condensateur by-pass 6,8 nF
C₄ à C₇ : 100 nF/63V (ou 100V) milfeuils
IC₁, IC₂ : régulateurs 78L08
IC₃ : AD633JN

D₁ : BAT 81

D₂ : 1N4148
K₁ : inverseur miniature 2 circuits, 2 positions
K₂ : inverseur miniature 1 circuit, 2 positions 2 bornes femelle 2 mm pour châssis
1 fiche BNC femelle pour châssis
2 piles 12V rondes (type télécommande)
1 boîtier PVC 110 x 70 x 45 mm³

Votre serveur WEB sur Internet pour moins de 500 FTTC/mois



Faites connaître votre activité dans le monde entier à un coût dérisoire

Le seul moyen d'exposer vos produits ou votre savoir faire à la plus large audience jamais atteinte



Nouez des relations commerciales insoupçonnées en étant présent 24h/24 sur Internet.

Pour plus d'informations, contactez-nous par :

Fax : +33 (1) 47.50.62.93 - Tél : +33 (1) 47.50.81.36
 Courrier : FRANCE-TEASER - 17 rue Corot - 92410 Ville d'Avray
 Email : sales@teaser.fr

Comptoir du Languedoc Professionnel

COMPOSANTS ELECTRONIQUES - ELECTROMECHANIQUES
 INFORMATIQUE - MESURE - OUTILLAGE
 ELECTRICITE - ACCESSOIRES - ANTENNES

Parking assuré

2, Imp. Didier-Daurat • B.P. 4411 • 31405 TOULOUSE CEDEX
 Tél. 61 36 07 07 - Fax 61 54 47 19

CENTRALE D'ACHATS

EQUIPES
 COMMERCIALES
 SPECIALISEES

- ENSEIGNEMENT
- INDUSTRIE
- RECHERCHE
- ADMINISTRATION
- PARTICULIER

Plus près de Vous ! Ouvert tout l'été !

NOUVEAU

FACOM

Distributeur Spécialiste

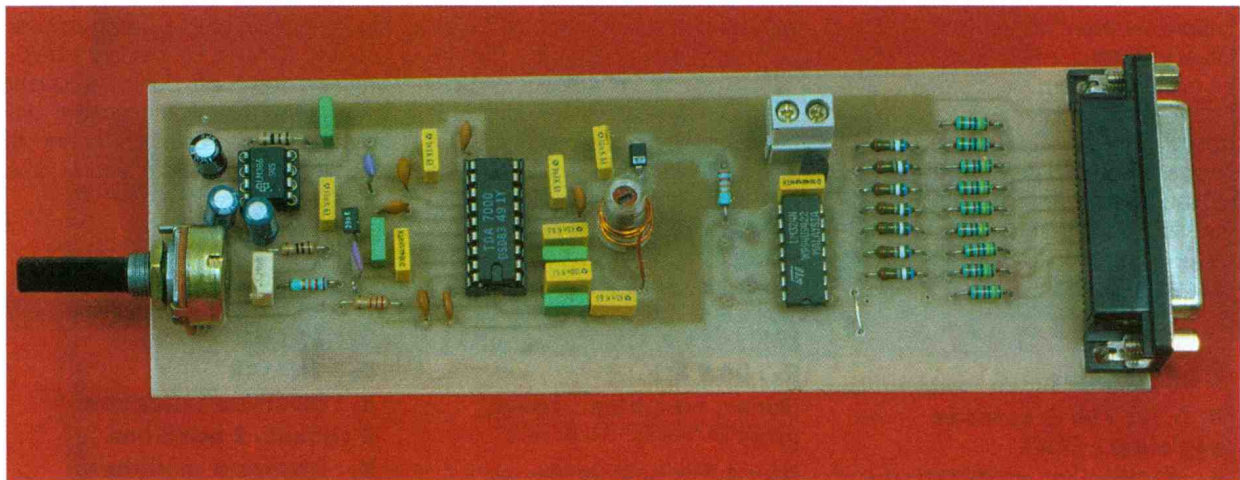
OMRON

Revendeur Régional



RADIO

RADIO FM PILOTÉE PAR PC



Le montage que nous vous proposons est un poste radio FM (bande 88-108MHz) se connectant sur la prise parallèle de votre PC. Le choix des stations se fera par l'intermédiaire d'un logiciel écrit en basic.

Présentation

On voit de plus en plus de fabricants proposer des cartes Tuner pour PC. Celles-ci s'enfichent la plupart du temps dans un des slots de la carte mère et s'utilisent en conjonction avec une carte audio. Ces cartes sont obligatoirement double face, ce qui peut poser des problèmes de réalisation aux moins expérimentés. Notre montage est donc implémenté sur un circuit imprimé simple face et ne nécessite pas la possession d'une carte sonore. En effet, un amplificateur audio de faible puissance a été inclut et permet d'attaquer directement un haut-parleur d'impédance 8 Ω.

En ce qui concerne la réalisation de la partie haute fréquence, pas de souci à se faire, un circuit intégré spécialisé ayant été utilisé. On aura donc juste quelques composants

externes à rajouter pour obtenir un fonctionnement quasiment sans réglage. De plus, une seule inductance (ou bobine) est nécessaire. Celle-ci sera construite simplement à l'aide de fil émaillé (voir plus loin). Malheureusement, cette simplification entame un peu la qualité de réception. Il ne faudra donc pas vous attendre à un son digne de la haute fidélité. Ce montage est donc avant tout un montage "expérimental".

Fonctionnement

Le synoptique de notre montage est présenté sur la **figure 1**. On voit que celui-ci se divise en trois parties bien distinctes. La première, et certainement la plus simple, permet d'interfacer l'ordinateur à la partie haute fréquence.

La deuxième partie est la plus importante car c'est elle qui contient tout ce qui concerne la réception des ondes. Enfin, la partie amplification permet la connexion d'un haut-parleur classique en sortie du montage.

Pour approfondir l'étude du circuit, il est nécessaire de se plonger dans son schéma de principe (donné **figure 2**). On voit d'emblée que la pièce maîtresse du montage est le circuit intégré TDA7000. il est donc

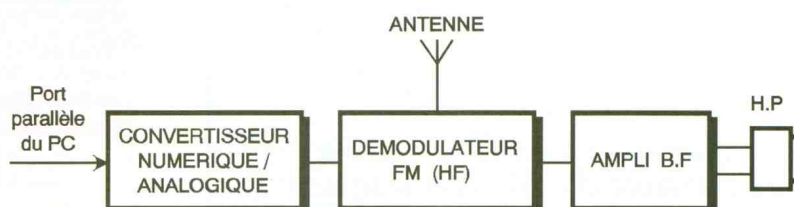
normal que nous vous présentions brièvement son fonctionnement. Ce circuit est un récepteur à simple changement de fréquence.

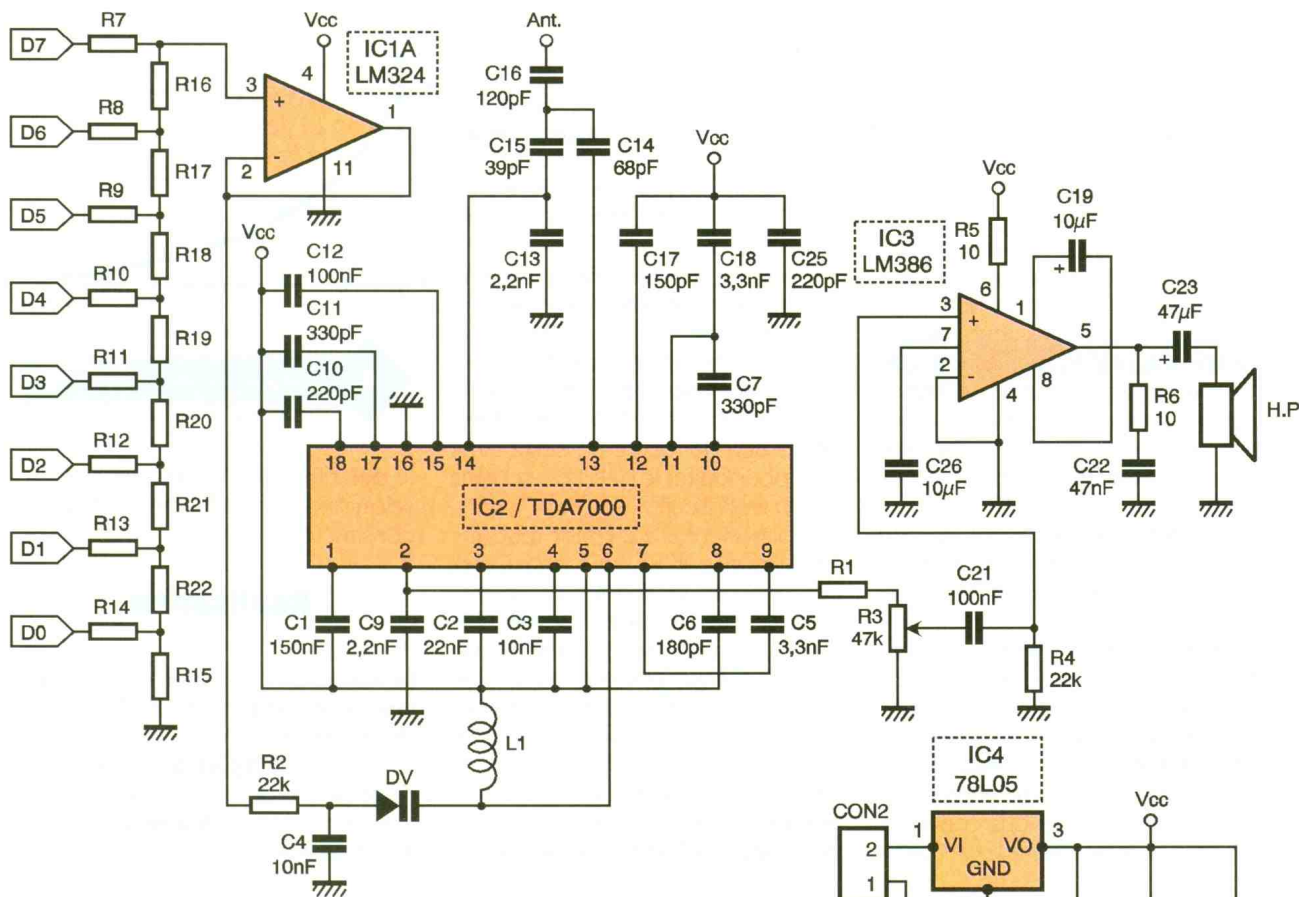
La fréquence intermédiaire utilisée (FI) est de 70 kHz. Cette valeur peut paraître extravagante aux personnes habituées des montages de modulation car elle diffère des valeurs habituelles de 455kHz et 10,7MHz. Le schéma synoptique du TDA7000 est donné sur la **figure 3**.

Dans un premier temps, on constate qu'il s'agit d'un schéma tout à fait classique mis à part l'utilisation d'étages d'amplification FI à 70kHz. Ceux-ci sont réalisés à l'aide d'amplificateurs opérationnels dans le but d'utiliser un filtrage par réseaux RC. La sélectivité est déterminée par les capacités situées à l'extérieur du montage et par des réseaux internes de résistances de telle manière que la FI se trouve filtrée par des filtres passe-bas et passe-bande.

Après le passage par les étages à fréquence intermédiaire, le signal est envoyé dans un démodulateur à quadrature. Le résultat de la comparaison est une fréquence basse qui correspond au signal modulant. Celui-ci est disponible sur la broche 2 du boîtier.

1 SYNOPTIQUE DU RÉCEPTEUR.





2 LE SCHÉMA RETENU.

Regardons maintenant à quoi servent les capacités à l'extérieur du circuit. Le circuit composé par l'association des capacités C_{14} , C_{15} et C_{16} est prévu pour accepter des fréquences dans la gamme des 88-108MHz. Par l'intermédiaire de C_{16} , l'antenne attaque à basse impédance (75Ω) ces mêmes capacités.

Le point chaud attaque le mélangeur par la broche 13 qui constitue une charge de 700Ω . Une des portes du mélangeur se retrouve excitée par l'amplitude de la fréquence générée par l'oscillateur local. Ce

dernier est composé du circuit accordé L_1 , DV.

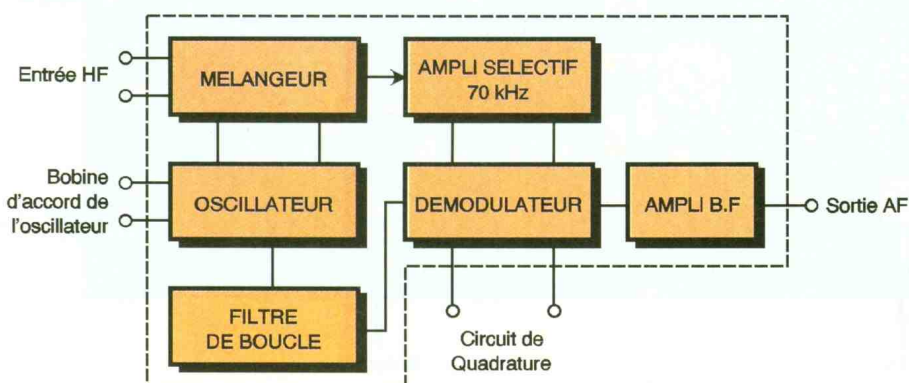
La broche 6 reçoit les éléments d'accord L_1 , D_1 ; le VCO (Voltage Controlled Oscillator) interne du TDA7000 engendre l'oscillation pour exciter le mélangeur. La diode DV, polarisée en inverse, est une diode varicap. Sa courbe de caractéristique est donnée sur la **figure 4**. Cette diode n'est pas du tout utilisée comme une diode classique.

En fait, on se sert du fait que sa capacité varie avec la tension inverse imposée à ses bornes. On peut donc faire varier l'accord en fréquence du circuit L_1 , D_1 en faisant varier la tension aux bornes de D_1 . Le VCO interne du TDA7000 est asservi sur la valeur de l'amplitude du signal basse fréquence (CAG). Du mélange de la fréquence VCO

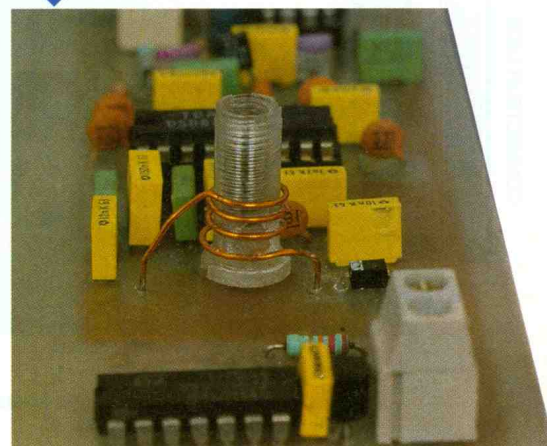
avec la fréquence d'entrée, on obtient la valeur de la FI à 70kHz. Celle-ci est filtrée par une première cellule constituée d'un amplificateur opérationnel et des capacités C_5 et C_6 . Celles-ci fixe la fréquence de coupure du filtre. Un second amplificateur opérationnel est utilisé et forme avec les capacités C_7 et C_{18} un filtre passe-bande.

Le condensateur C_{11} est affecté au démodulateur de fréquence. Associé aux impédances internes, il effectue un décalage de 90° sur la phase du signal incident.

3 SYNOPTIQUE INTERNE DU TDA 7000.

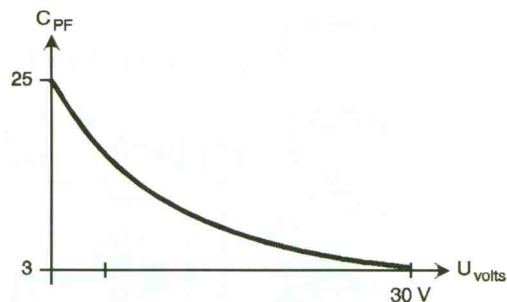


LE BOBINAGE D'ACCORD POUR COUVRIR LA PLAGE 88-108 MHz.



Cette opération est nécessaire à la comparaison des deux amplitudes et engendre une tension BF dont l'amplitude est fonction du déphasage. Cette dernière tension a un niveau de 70 mV crête à crête et est disponible sur la broche 2. Le condensateur C9 effectue la désaccentuation du signal BF, celle-ci étant de 50 ou 75 μ s suivant les normes. Les auteurs sont conscients que le paragraphe précédent n'est pas très compréhensible pour le néophyte mais ne vous inquiétez pas, le montage peut très bien être réalisé sans connaître l'électronique haute fréquence. Maintenant que nous avons un peu mieux compris le fonctionnement du TDA7000, revenons à nos deux autres blocs. On a vu précédemment que la fréquence d'accord était déterminée à partir de la capacité de la diode DV. En faisant varier cette capacité, c'est à dire la tension à ses bornes, on fait varier la fréquence de réception. Pour ce faire, nous avons connecté en sortie du port parallèle de l'ordi-

nateur, un convertisseur numérique-analogique 8 bits. Celui-ci est de type R-2R et est composé des résistances R₇ à R₂₂. En faisant varier l'octet d'entrée entre 0 et 255, on fait varier sa tension de sortie entre 0 et environ 5V. Il y a donc 256 valeurs possibles de tension. Néanmoins, il a fallu mettre un amplificateur monté en suiveur de tension en sortie du convertisseur. La principale raison est que le convertisseur est alimenté par les sorties du circuit du port parallèle. Il est donc nécessaire de mettre un étage tampon pour limiter le débit de courant du convertisseur. L'amplificateur a été réalisé par l'intermédiaire d'un des ampli-op contenu dans le LM324. C'est un amplificateur non-inverseur de gain unitaire. Le circuit LM324 a été choisi (même si nous utilisons qu'un des quatre amplis qu'il contient) du fait de son coût modique et de sa très grande disponibilité. L'amplificateur de sortie est construit autour du LM386. L'amplification peut varier de 0 à 200 par l'action sur

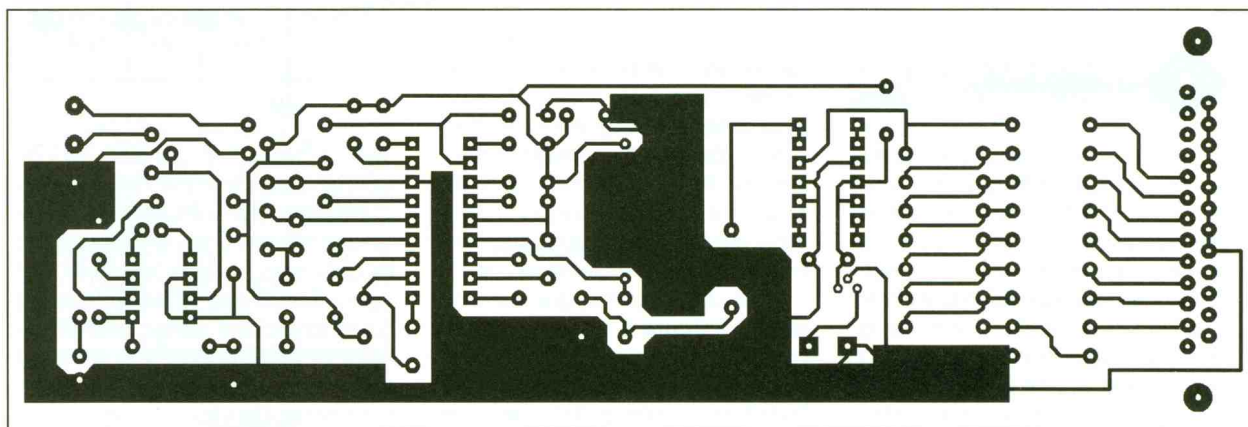


4 PLAGE DE VARIATION CAPACITÉ/TENSION DE LA BB105.

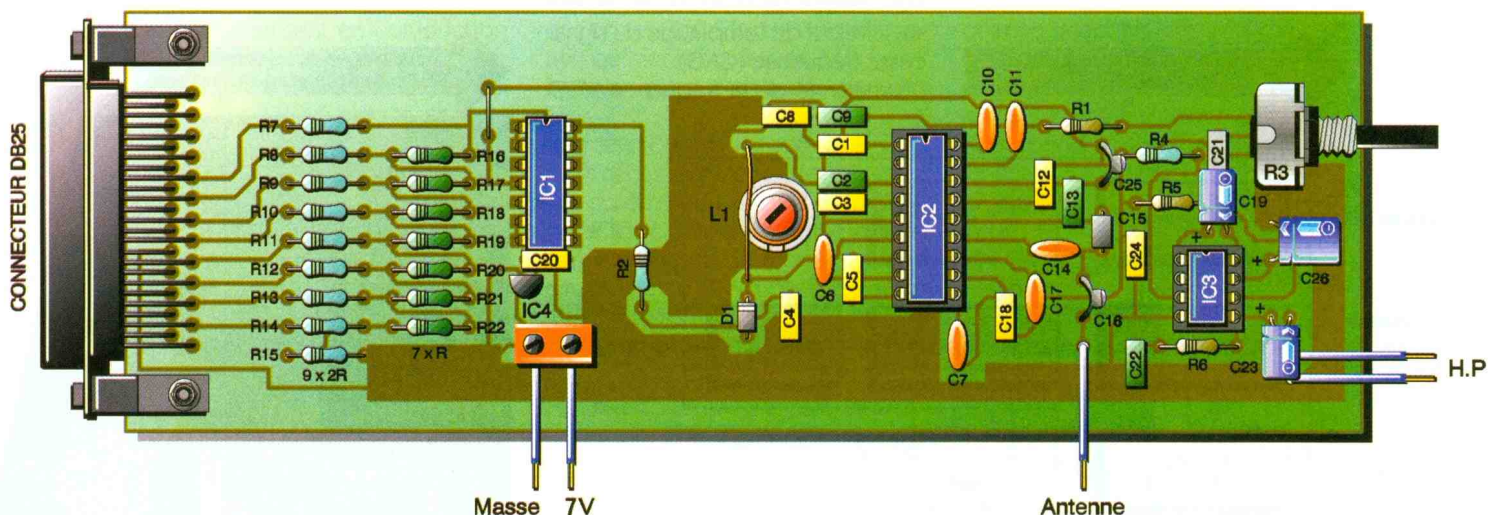
le potentiomètre R₃. Le schéma utilisé est similaire à celui proposé par le constructeur.

Réalisation

La réalisation du montage ne devrait pas poser de problème. On reproduira dans un premier temps le circuit imprimé de la **figure 5** par méthode photographique. Lors du soudage des éléments (voir **figure 6**), on fera attention aux composants polarisés



5/6 CIRCUIT IMPRIMÉ ET IMPLANTATION AÉRIÉE, AVEC UN SEUL STRAP, DE NOTRE RÉCEPTEUR FM/PC.



comme les condensateurs chimiques et la diode varicap. Pour la construction de la bobine, deux possibilités sont offertes. La première nécessite l'utilisation d'un support à self contenant une tige de ferrite que l'on peut bouger à l'aide d'un tournevis. Cette tige de ferrite permet un réglage beaucoup plus fin de la gamme de fréquences. Il faudra faire trois spires et demies sur l'axe de la self avec du fil émaillé de 6/10ème de diamètre.

Une autre possibilité consiste à faire une self à air. Pour cela, on enroule 5 spires de diamètre 6mm de fil émaillé de 6/10ème écartée de 2mm. Pour la réalisation de self à air, une petite astuce consiste à utiliser la queue d'un foret comme support lors de l'enroulage des spires. On peut ainsi enrouler le fil sur une tige de diamètre précis.

En ce qui concerne l'antenne, un simple fil isolé d'une vingtaine de centimètres fera très bien l'affaire. Les résistances R₇ à R₁₅ doivent être précises.

Les résistances vendues par défaut ont une précision de 5%. Pour réaliser un convertisseur de type R-2R, il est nécessaire d'utiliser des résistances 1% afin d'éviter les erreurs de non-linéarité trop importantes. Si les revendeurs de votre ville ne vendent pas de telles résistances, vous pourrez essayer d'apparier des résistances 5% afin d'obtenir une précision plus importante. Ceci pourra se faire à l'aide d'un multimètre si sa précision est suffisante.

La valeur des résistances n'est pas fixée du moment que le rapport R-2R est respecté. Il faudra néanmoins utiliser des valeurs de l'ordre de quelques kΩ car ce sont les sorties du port parallèle qui fournissent le

courant. Donc toutes valeurs entre 4,7 kΩ et 10 kΩ pour R conviennent et pour 2R entre 10 et 20 kΩ.

Utilisation

La connexion au PC se fera à l'aide d'un câble mâle-mâle à partir de son port parallèle.

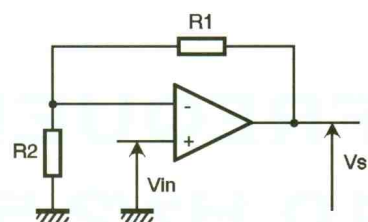
Une alimentation de 7V continu devra être branchée sur le bornier. Celle-ci pourra prendre la forme d'un petit bloc secteur de faible coût. Dès la connexion de l'alimentation, du "bruit" doit se faire entendre au niveau du haut-parleur. Si tel n'était pas le cas, il faudrait vérifier la position du potentiomètre et des éléments situés autour du LM386. Pour régler la hauteur de la tige de ferrite, on fera fonctionner le montage en envoyant différentes valeurs sur le port 378H de l'ordinateur.

On essaiera de capter les stations situées aux alentours de 88 ou 108 MHz en imposant des valeurs proches de 0 et 255 sur le port. Il est possible que vous ne réussissiez pas à couvrir toute la gamme des 88-108MHz. Néanmoins, en réglant bien la self, vous devriez couvrir une gamme suffisamment large. Si le son vous semble très parasite, il sera alors nécessaire de blinder un peu plus la partie HF (autour du TDA7000) ou l'inductance L1. Pour cela, on utilisera une fine plaque en tôle étamée ou en cuivre pour entourer la partie à isoler. Il faudra bien entendu connecter (à plusieurs endroits si possible) la plaque au plan de masse.

Le programme écrit en Qbasic est disponible sur les serveurs EPRAT (Minitel et Internet) et permet de tester le montage. Les touches '+' et '-' permettent respectivement d'augmenter et de diminuer la valeur du port 378 d'une unité. Les touches 'p' et 'm' remplissent la même fonction si ce n'est que la valeur varie par pas de 10 unités. Ce programme de test peut être amélioré en entrant une petite base de données faisant correspondre les valeurs du port avec le nom de la radio reçue. On pourra ainsi choisir directement la radio grâce à son nom.

Améliorations possibles

Si l'on désirait élargir la bande de fréquence, on pourrait augmenter la tension d'alimentation. En effet, comme on l'a vu précédemment, la capacité aux bornes de la diode varicap varie avec la tension à ses bornes. Néanmoins, augmenter la tension d'alimentation (et le régulateur correspondant bien sûr), ne suffit pas car la sortie de notre convertisseur numérique-analogique n'est



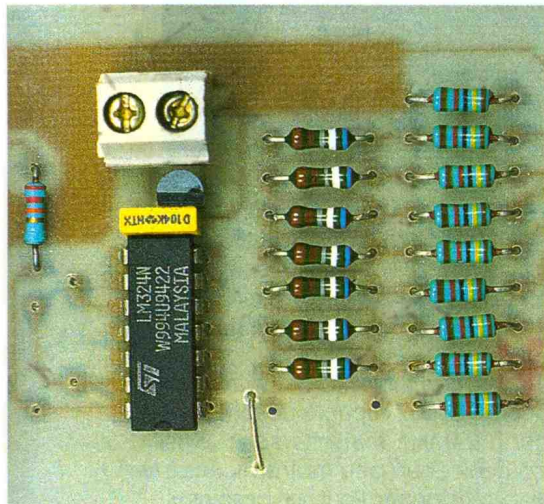
7

CONFIGURATION NON-INVERSEUSE AVEC UN ADP.

capable de fournir que 5V au maximum. La solution serait alors d'utiliser les amplificateurs opérationnels restants du LM324, et de fabriquer un amplificateur non-inverseur. Le schéma d'un circuit de ce type est représenté sur la figure 7. La tension de sortie est alors donnée par la relation : $V_s = ((R_1/R_2) + 1) \cdot V_{in}$.

L.LELLU, E.LARCHEVÊQUE

GROS PLAN SUR LE RÉSEAU R/2R DE CONVERSION.



Nomenclature

R₁ : 2,2 kΩ
(rouge, rouge, rouge)
R₂, R₄ : 22 kΩ
(rouge, rouge, orange)
R₃ : potentiomètre 47 kΩ
R₅, R₆ : 10 Ω
(marron, noir, noir)
R₇ à R₁₅ : 2R (voir texte)
R₁₆ à R₂₂ : R (voir texte)

C₁ : 150 nF
C₂ : 22 nF
C₃, C₄, C₈, C₂₄ : 10 nF
C₅, C₁₈ : 3,3 nF
C₆ : 180 pF
C₇, C₁₁ : 330 pF
C₉, C₁₃ : 2,2 nF
C₁₀, C₂₅ : 220 pF
C₁₂, C₂₀, C₂₁ : 100 nF
C₁₄ : 68 pF
C₁₅ : 39 pF
C₁₆ : 120 pF
C₁₇ : 150 pF
C₁₉, C₂₆ : 10 μF
C₂₂ : 47 nF
C₂₃ : 47 μF

L₁ : 120 nH construite à l'aide de fil émaillé 6/10 sur ∅ 6 mm
DV : Diode varicap BB105
IC₁ : LM324
IC₂ : TDA7000
IC₃ : LM386
IC₄ : 78L05
1 Embase DB25 femelle
1 Haut-parleur 8 Ω
1 Bornier 2 entrées

FREQUENCEMETRE

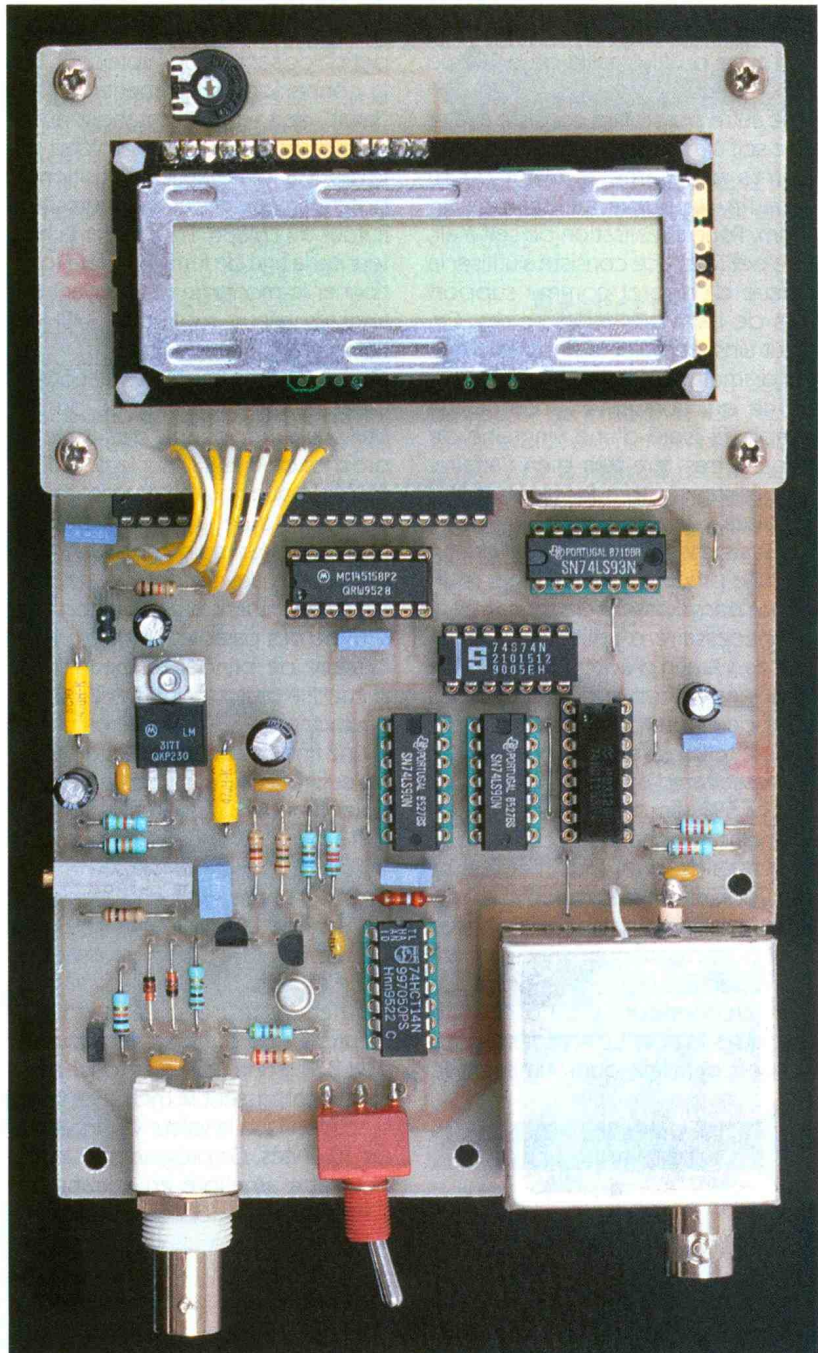
10 Hz/2,5 GHz

L'utilité d'un fréquencesmètre n'est plus à démontrer. Plusieurs appareils vous ont déjà été présentés dans la revue. C'est à notre tour de vous présenter un modèle équipé d'un microcontrôleur. L'intérêt de l'appareil, ainsi constitué, réside dans le changement de gamme automatique. Ceci permet de n'afficher que les chiffres utiles en rapport avec la précision de l'appareil.

L'appareil que nous vous proposons ce mois-ci est loin d'être un gadget puisqu'il est prévu pour atteindre une fréquence de 2,5GHz. Comme vous pouvez vous en douter il ne sera pas possible d'utiliser un seul étage d'entrée pour couvrir tout le domaine de fréquence à mesurer. Nous avons donc eu recours à deux entrées pour couvrir respectivement les gammes de fréquence 10Hz à 25MHz, et 25MHz à 2,5GHz. La sensibilité d'un fréquencesmètre est un paramètre essentiel. Pour que l'appareil soit réellement utile lors de la mesure de fréquences élevées, il est important que le niveau de déclenchement soit relativement bas. Nous nous sommes donc efforcés de rendre les étages d'entrée aussi sensibles que possible.

Schéma

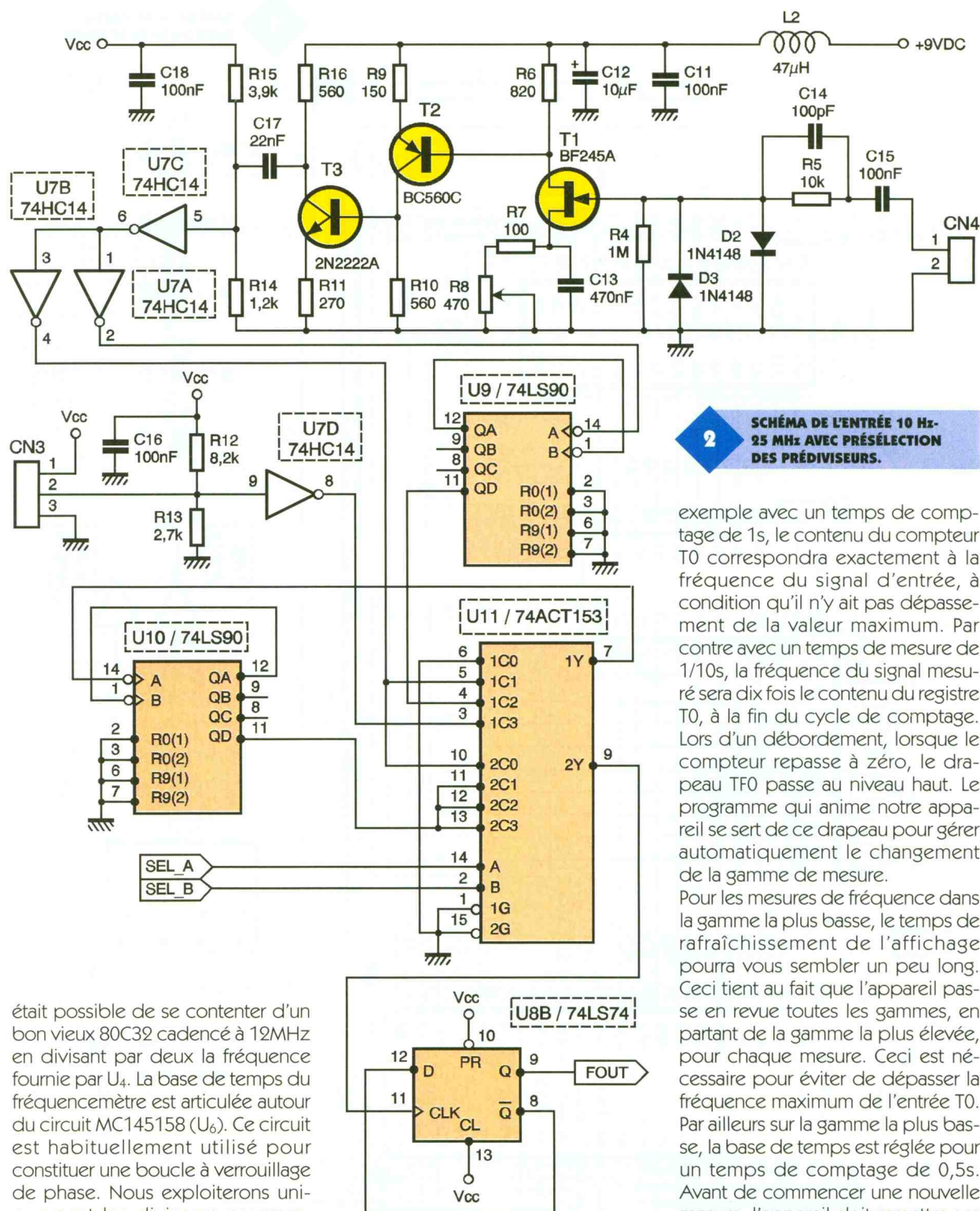
Les schémas de notre appareil sont visibles de la **figure 1** à la **figure 4**. Le coeur du montage est l'habituel microcontrôleur 80C32, raccordé à son EPROM dans le désordre qui



nous est cher, pour permettre une implantation en simple face. L'afficheur LCD sera piloté par le port P1, via le connecteur CN1. Pour une fois l'oscillateur interne du microcontrôleur ne sera pas utilisé. Pour une question de stabilité, nous avons préféré utiliser un oscillateur externe. C'est le circuit U₄ qui renferme un oscillateur de 24MHz intégré dans un boîtier DIL. C'est de lui que va dé-

pendre toute la stabilité de l'appareil. Le circuit U₅ permet de diviser la fréquence de l'oscillateur pour piloter le microcontrôleur et le circuit U₆ à une fréquence acceptable par ces derniers.

Il existe des modèles de microcontrôleurs 80C32 capable de fonctionner à 24MHz mais ils sont plus coûteux et un peu moins faciles à approvisionner. Pour nos besoins, il



2 SCHEMA DE L'ENTREE 10 Hz-25 MHz AVEC PRESELECTION DES PREDIVISEURS.

était possible de se contenter d'un bon vieux 80C32 cadencé à 12MHz en divisant par deux la fréquence fournie par U₄. La base de temps du fréquencemètre est articulée autour du circuit MC145158 (U₆). Ce circuit est habituellement utilisé pour constituer une boucle à verrouillage de phase. Nous exploiterons uniquement les diviseurs programmables de ce circuit. Les registres du circuit U₆ seront mis à jour par le microcontrôleur via les entrées DATA et CLOCK du circuit. La sortie de report du premier diviseur programmable (FR) est dirigée sur l'entrée du second diviseur, pour obtenir un facteur de division total plus élevé. La sortie FV du circuit U₆ pilote une bascule D montée en diviseur par deux, pour obtenir un signal ayant un rapport cyclique de 50 %. La sortie de la bascule U_{8A} pilote la ligne INTO du microcontrôleur, ce qui permet de valider le compteur T0, unique-

ment pendant l'état haut. Dès que le signal repasse à l'état bas, le compteur T0 sera inhibé et de surcroît l'interruption INTO sera déclenchée. Que demander de plus pour mesurer une fréquence ? Le signal à mesurer sera mis en forme par un étage d'entrée adéquat, après quoi il subira différentes divisions de fréquence, avant d'aboutir au signal d'entrée du compteur T0 du microcontrôleur (signal FOUT). Le temps de comptage fourni par la base de temps sera choisi pour faciliter les calculs. Par

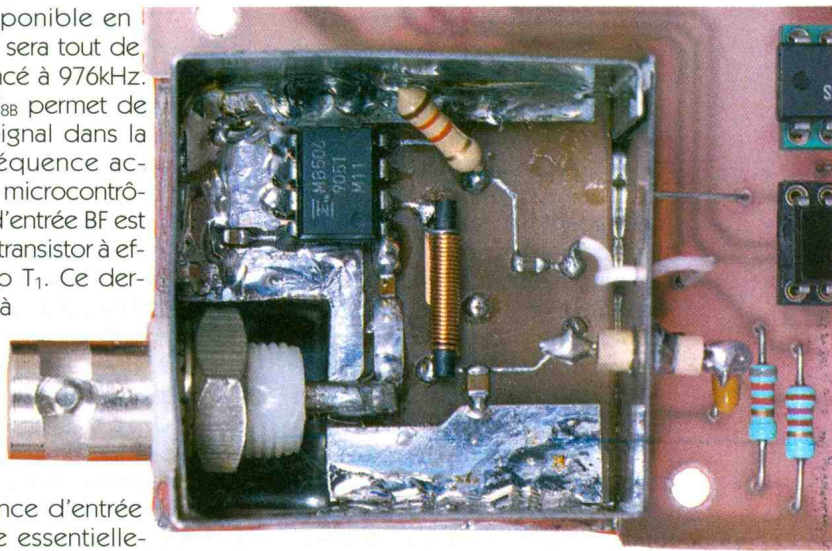
exemple avec un temps de comptage de 1s, le contenu du compteur T0 correspondra exactement à la fréquence du signal d'entrée, à condition qu'il n'y ait pas dépassement de la valeur maximum. Par contre avec un temps de mesure de 1/10s, la fréquence du signal mesuré sera dix fois le contenu du registre T0, à la fin du cycle de comptage. Lors d'un débordement, lorsque le compteur repasse à zéro, le drapeau TF0 passe au niveau haut. Le programme qui anime notre appareil se sert de ce drapeau pour gérer automatiquement le changement de la gamme de mesure.

Pour les mesures de fréquence dans la gamme la plus basse, le temps de rafraîchissement de l'affichage pourra vous sembler un peu long. Ceci tient au fait que l'appareil passe en revue toutes les gammes, en partant de la gamme la plus élevée, pour chaque mesure. Ceci est nécessaire pour éviter de dépasser la fréquence maximum de l'entrée T0. Par ailleurs sur la gamme la plus basse, la base de temps est réglée pour un temps de comptage de 0,5s. Avant de commencer une nouvelle mesure, l'appareil doit remettre ses compteurs à zéro. Cela ne peut se faire que lorsque le signal fourni par la base de temps est à 0, c'est à dire pendant que le compteur T0 est inhibé. Le temps de rafraîchissement de l'afficheur est variable en raison des calculs à effectuer (selon de la gamme de mesure). Donc il peut arriver qu'un nouveau cycle de mesure soit commencé juste avant de remettre les compteurs à zéro. Pire encore, un nouveau cycle de mesure risque de commencer pendant que le programme remet les compteurs à zéro (T0 est inhibé aussi par

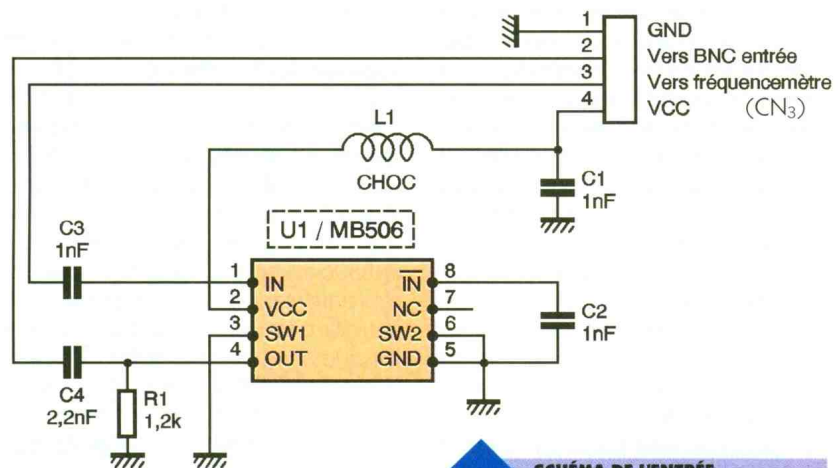
TR0 = 0 pendant ce laps de temps). Dans un tel cas de figure, il est évident que le résultat de la mesure sera faux. Le programme détecte cette situation et attend la fin du cycle en cours pour remettre à 0 les compteurs. Pendant ce temps le contenu de l'afficheur reste inchangé, ce qui explique que dans certains cas le temps de rafraîchissement de l'afficheur peut sembler long.

Vous aurez peut-être noté que le signal FOUT est également distribué sur l'entrée INT1. Ceci pourrait permettre de mesurer la période d'un signal en audiofréquence. Cette possibilité ne sera pas exploitée dans la version actuelle du logiciel. L'appareil sera alimenté par un petit bloc d'alimentation d'appoint fournissant au moins 300mA sous 12VDC. La diode D1 permet de protéger le montage en cas d'inversion du connecteur d'alimentation. Le montage fait appel à deux régulateurs. Le régulateur REG1 est utilisé pour fournir la tension 5VDC nécessaire aux circuits logiques, tandis que le régulateur REG2 est utilisé pour alimenter l'étage d'entrée (BF). Pour préserver les performances de l'étage d'entrée, il est indispensable de découpler correctement la tension d'alimentation. C'est dans ce but que les inductances L1 et L2 ont été ajoutées. Dans la mesure du possible, utilisez des inductances prévues pour des fréquences avoisinant 50 MHz. Veillez aussi au choix des condensateurs de filtrage et préférez des modèles céramique. La figure 2 dévoile l'étage d'entrée BF ainsi que le sélecteur utilisé pour le changement de gamme automatique. Selon la gamme voulue, le microcontrôleur choisira parmi les 4 possibilités qui lui sont offertes. La sélection 0 (SELA et SELB = 0) permet de choisir le signal BF en direct, sans prédiviseur supplémentaire (sortie 2Y du circuit U11). La sélection 1 permet de choisir le signal BF divisé par 10 via U10. La sélection 2 permet de choisir le signal BF divisé par 100 (via U9 et U10). Enfin la sélection 3 permet de choisir le signal HF divisé par 10. Le signal d'entré HF issu du pré-diviseur est distribué au sélecteur via CN4. La sortie 2Y du sélecteur U11 pilote la bascule UBB montée en diviseur par 2. Cette bascule est nécessaire pour ne pas dépasser la limite de fréquence de l'entrée T0 du microcontrôleur. La limite correspond à la fréquence d'horloge du microcontrôleur divisée par 24, soit 500kHz dans notre cas de figure. Avec un signal HF de 2,5GHz divisé par 256 puis par 10,

le signal disponible en sortie de U10 sera tout de même cadencé à 976kHz. La bascule UBB permet de ramener le signal dans la plage de fréquence acceptée par le microcontrôleur. L'étage d'entrée BF est constitué du transistor à effet de champ T1. Ce dernier permet à la fois d'amplifier le signal d'entrée et de procurer à l'étage une impédance d'entrée élevée (fixée essentiellement par la valeur de R4). Les diodes D2 et D3 associée à R5 permettent de protéger l'entrée contre des tensions d'entrée excessives



GROS PLAN DU PRÉDIVISEUR HF.

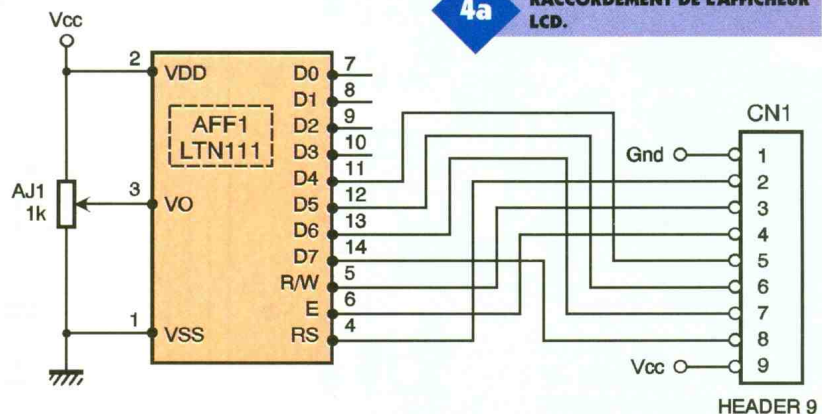


3 SCHEMA DE L'ENTREE 25 MHz-2,5 GHz.

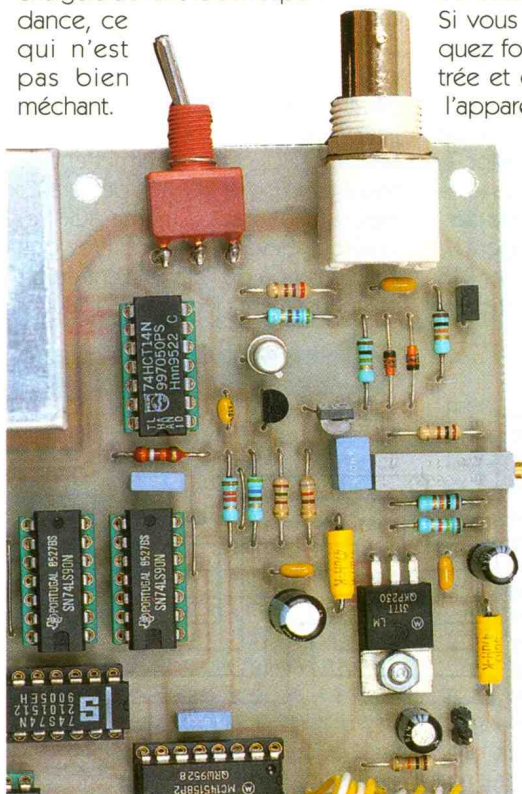
(environ 50V max). Le condensateur C15 supprime bien entendu les composantes continues tandis que le condensateur C14 permet d'accélérer la transmission des signaux de fréquences élevées. Le transistor T2 permet d'amplifier un peu plus le signal d'entrée avant d'attaquer le dernier transistor T3. La porte trigger U7C est polarisée dans sa fenêtre par R15 et R14 de façon à augmenter au

mieux la sensibilité de l'ensemble. La porte U7D sera elle aussi polarisée dans la fenêtre du trigger pour utiliser au maximum les signaux issu du prédiviseur, 1,6 Vc à c max, via CN3. Les portes U7B et U7A permettent de soulager la porte U7C afin de garantir des signaux francs, même aux fréquences élevées. Vous noterez que l'alimentation de l'étage d'entrée est soigneusement découplée. Il faudra

4a RACCORDEMENT DE L'AFFICHEUR LCD.



veiller au choix des éléments L_2 et C_{11} pour que le filtrage soit efficace aussi aux fréquences proches de 50MHz. La figure 3 dévoile le schéma du prédiviseur HF. L'utilisation du circuit MB506 simplifie bien les choses, car le circuit est parfaitement adapté et suffisamment sensible pour des fréquences élevées. Nous avons obtenu -15 dBm au delà de 2 GHz et -30 dBm à partir de 100 MHz. Le prédiviseur sera impérativement installé dans un boîtier métallique prévus pour les montages HF. Les condensateurs employés seront des modèles CMS, les seuls qui puissent encore être employés à des fréquences aussi élevées. L'inductance de filtrage sera un modèle prévu pour les fréquences qui nous intéressent, cela va de soit. Il n'est pas simple de protéger efficacement l'entrée du circuit MB506 sans perturber lamentablement sa sensibilité. Aussi nous n'avons pas cherché les ennuis. L'entrée du circuit sera simplement couplée avec l'entrée par un condensateur. Si vous envisagez de mesurer un signal HF d'amplitude élevée, vous devrez ajouter un atténuateur en entrée du fréquencemètre. Enfin la figure 4 dévoile le schéma de raccordement de l'afficheur LCD. Il n'y a pas grand chose à dire dans la mesure ou l'afficheur intègre toute la logique nécessaire. Notez simplement que l'afficheur est piloté en mode 4 bits et que l'ordre de raccordement particulier permet de simplifier le dessin des circuits imprimés. C'est le logiciel qui se chargera de faire la correspondance, ce qui n'est pas bien méchant.



Réalisation

La réalisation du montage nécessite trois circuits imprimés de dimensions raisonnables. Vous noterez que le circuit imprimé du prédiviseur HF vous est proposé en deux versions. Il sera réalisé impérativement sur de l'époxy double face de 16/10e d'épaisseur, avec du cuivre de 35mm d'épaisseur. Ceci est nécessaire pour réaliser l'adaptation de l'impédance d'entrée du circuit. Le dessin des pistes représente le coté composants, tandis que le coté cuivre restera intact pour servir de plan de masse. Nous vous proposons deux implantations possibles selon le modèle de circuit MB506 que vous pourrez vous procurer. Soit vous utiliserez le circuit "tout CMS" soit vous utiliserez le circuit mixte (pour boîtier DIL).

Dans le cas du circuit mixte il faudra dégager les broches du circuit qui ne sont pas portées à la masse. Pour cela il suffit d'effleurer le circuit imprimé, à l'endroit du trou de passage des pattes concernées (coté cuivre bien entendu), avec un foret de diamètre de 3mm. Seul le circuit MB506 en boîtier DIL aura ses pattes qui traversent le circuit imprimé. Il ne faudra pas percer les pastilles de l'inductance et de la résistance. Ces éléments seront eux aussi soudés du coté composants. Surtout ne modifiez pas la largeur de la piste qui transmet le signal d'entrée. La piste doit faire 2,5mm de large pour constituer une ligne adaptée à 50W. Si vous modifiez le tracé vous risquez fort de perturber l'étage d'entrée et de réduire la sensibilité de l'appareil.

Le dessin du circuit imprimé de la carte principale est visible en **figure 5**. La vue d'implantation associée est reproduite en **figure 6**. Le dessin du circuit imprimé de la carte d'affichage est visible en **figure 7**. La vue d'implantation associée est reproduite en **figure 8**. Le dessin du circuit imprimé du prédiviseur HF est visible en **figure 9**. La vue d'implantation associée est reproduite en **figure 10**. Et enfin le dessin du circuit imprimé du pré-diviseur HF avec un boîtier CMS est visible en **figure 11**. L'implantation est identique, hormis l'espace entre broches ; le brochage est le même.

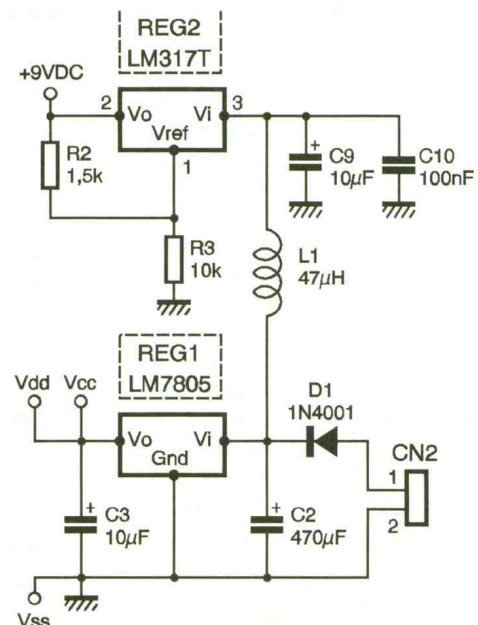
Rappelons que le dessin des circuits imprimés du prédiviseur représente le coté composants et que le coté cuivre restera intact pour former un plan de masse. Les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8mm de diamètre, pour la plupart. En raison de la taille réduite de certaines pastilles, il vaudra mieux utiliser des forets de bonne qualité pour éviter les dégâts.

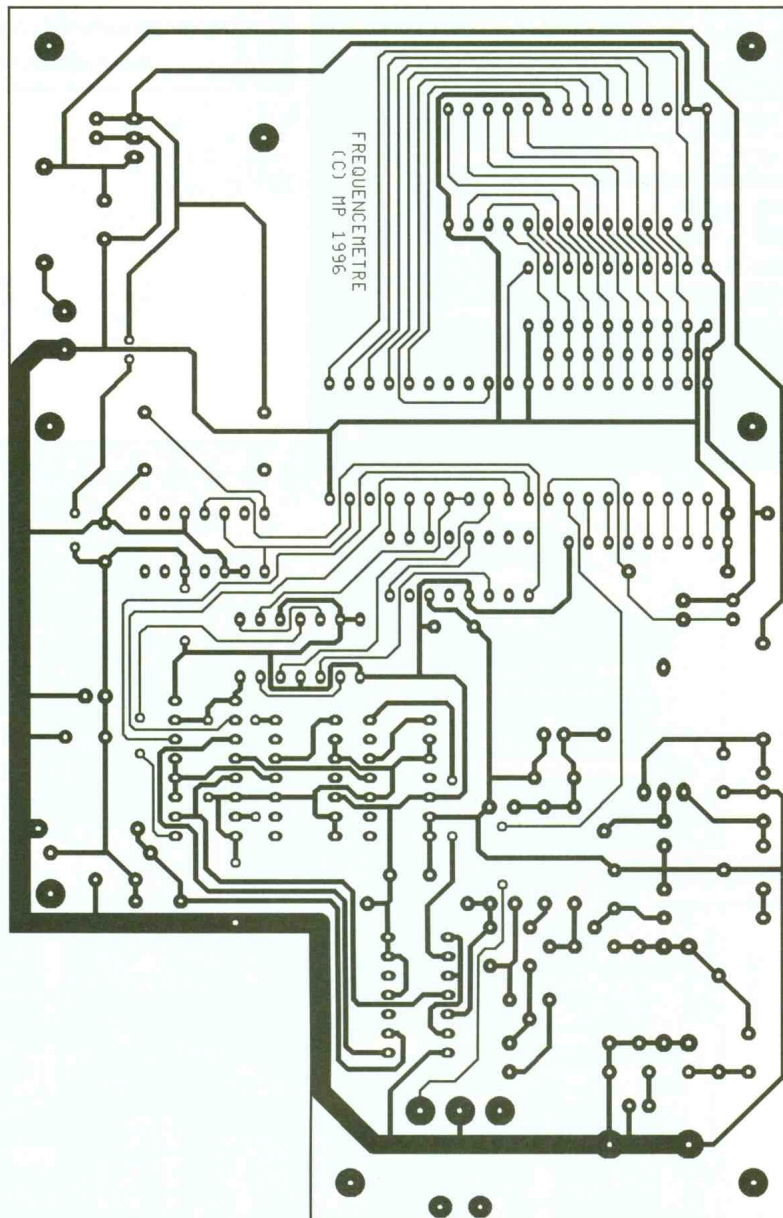
En ce qui concerne les connecteurs, les diodes et les régulateurs, il faudra percer avec un foret de 1mm de diamètre. Procurez-vous les composants avant de dessiner le circuit, au cas où il vous faudrait adapter un peu l'implantation. Cette remarque concerne particulièrement l'afficheur LCD et l'embase BNC implantée sur la platine principale. Soyez vigilant au sens des composants et respectez bien la nomenclature.

Il n'y a pas de difficulté particulière pour l'implantation de la carte prin-

4b

L'ALIMENTATION.





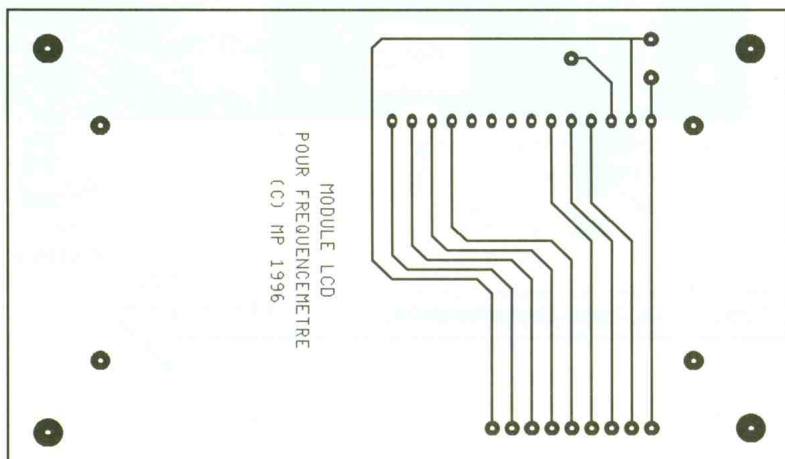
5

CARTE PRINCIPALE CÔTÉ CUIVRE.

principale. Soyez tout de même attentif au sens des condensateurs et

7

CARTE AFFICHEUR CÔTÉ CUIVRE.



des circuits intégrés. Respectez scrupuleusement le découplage des lignes d'alimentation si vous voulez éviter les surprises. Utilisez uniquement des condensateurs céramique pour les valeurs non polarisées. Le transistor à effet de champ T_1 est un modèle BF245A. Si

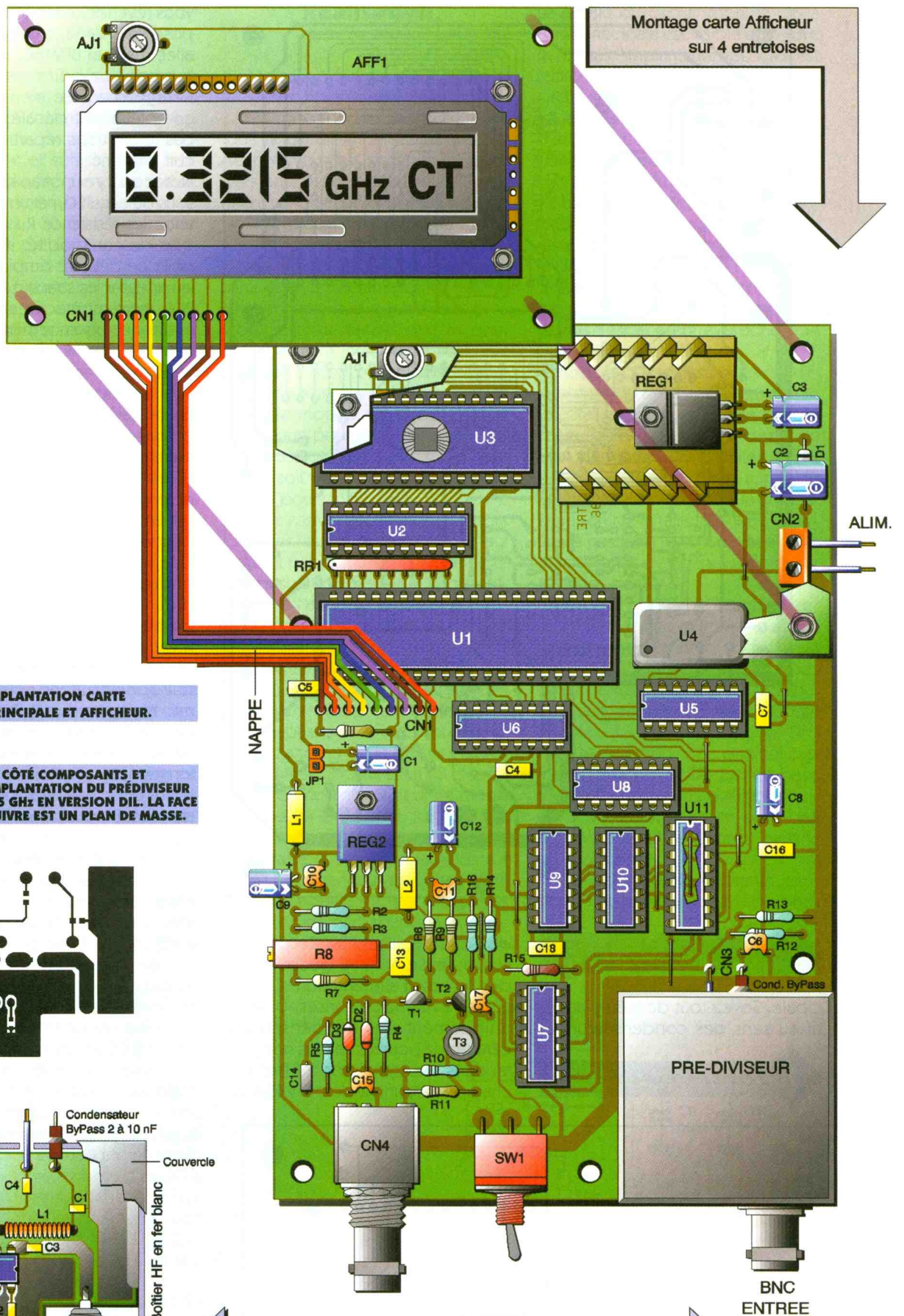
vous revendeur habituel vous propose un BF245B, cela peut encore aller, mais un BF245C, ne l'acceptez pas ! Le point de repos de l'étage d'entrée s'en trouverait complètement décalé. N'oubliez pas les 9 straps répartis sur le circuit imprimé.

Notez qu'il y a un strap situé en dessous du circuit U_{11} et un autre placé entre les résistance R_{14} et R_{16} . Pour plus de commodité, il est préférable de débiter l'implantation de la carte par les straps. Le régulateur REG_1 sera monté sur un radiateur ayant une résistance thermique inférieure à 17°C/W pour éviter d'atteindre une température de jonction trop élevée.

En ce qui concerne REG_2 un dissipateur n'est pas nécessaire. L'implantation de la carte prédiviseur HF est légèrement plus délicate en raison de la présence des condensateurs CMS. Il faudra utiliser un fer à souder dont la panne est très effilée, et éviter de trembler ! Le plus simple consiste à étamer la piste d'un côté du condensateur à mettre en place. Puis avec une petite pince brucelles, on met en place le condensateur pendant que l'on chauffe le côté déjà étamé. Mais attention ! Pas question de chauffer les pistes pendant des heures, car elles ne résisteront pas longtemps.

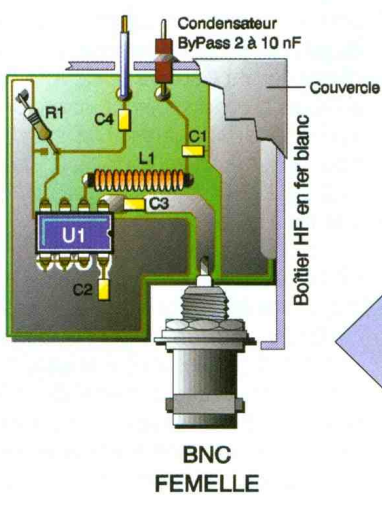
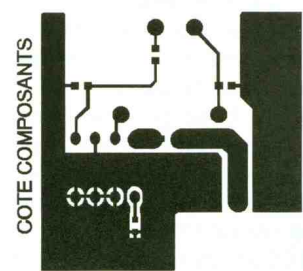
Il faut donc agir avec précision et rapidité. Si vous n'avez jamais soudé des composants en boîtier CMS, récupérez en quelques uns à la tresse à dessouder sur une veille plaque, et entraînez-vous. Rappelons que l'inductance de choc et la résistance R_1 seront elles aussi soudées du côté composants, à ras du circuit. Ce n'est peut-être pas très esthétique, mais c'est la seule méthode utilisable en HF. Seul le circuit MB506 en boîtier DIL aura ses pattes qui traversent le circuit imprimé. Lorsque le circuit sera soudé, il faudra couper les pattes au plus prêt de la soudure. Les soudures seront nettoyées de leur flux à l'aide d'un dissolvant approprié. En HF c'est important ! Le prédiviseur HF sera installé dans un petit boîtier en fer blanc étamé, prévu pour les montages HF.

L'implantation est prévue pour un boîtier de dimension $37 \times 37 \times 30$. Le circuit imprimé sera maintenu dans le boîtier, à mi-hauteur, par la soudure des plans de masses sur la tôle, tout autour. Le passage du signal de sortie sera possible à l'aide d'un petit trou pratiqué légèrement surélevé en face de la pastille ou avec une traversée

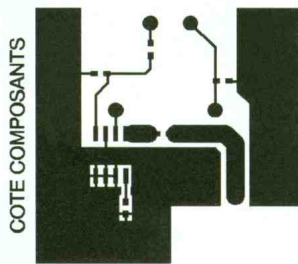


6/8 IMPLANTATION CARTE PRINCIPALE ET AFFICHEUR.

9/10 CI CÔTÉ COMPOSANTS ET IMPLANTATION DU PRÉDISEUR 2,5 GHz EN VERSION DIL. LA FACE CUIVRE EST UN PLAN DE MASSE.



Détail Carte Pré-diviseur



11

**CIRCUIT PRÉDIVISEUR 2,5 GHz
VERSION CMS VU CÔTÉ
COMPOSANTS.**

Teflon. En ce qui concerne le passage du fil d'alimentation VCC il se fera par un condensateur ByPass soudé directement sur le boîtier. Ce type de condensateur s'installe dans un trou de 3,5mm pratiqué dans le boîtier. Le condensateur est ensuite soudé à même la tôle. Enfin il ne reste plus qu'à relier le condensateur de part et d'autre à la carte principale et au pré-diviseur HF par un petit bout de fil rigide. L'embase BNC du boîtier HF viendra se raccorder directement sur le circuit imprimé du pré-diviseur. Les broches de l'embase BNC viendront prendre en sandwich le circuit

imprimé. La découpe du circuit imprimé est prévue pour que le tout s'installe relativement simplement. Le boîtier sera ensuite refermé et les capots seront soudés sur toute la longueur de tous les contours. L'ensemble viendra se placer au bord de la découpe du circuit principal pour être soudé à la piste de masse qui accompagne la découpe. Il est évident que les pistes du circuit principal ne sont pas faites pour supporter les tractions qui s'exerceront sur le boîtier métallique du pré-diviseur. Il faudra donc rigidifier l'ensemble dans un boîtier adéquat.

Ajoutons que les soudures du boîtier seront aussi nettoyées à l'aide d'un dissolvant. Le circuit de l'afficheur LCD viendra prendre place au-dessus du circuit principal à l'aide d'entretoise d'une longueur suffisante pour dépasser en hauteur le dissipateur thermique. Une fenêtre sera découpée dans le boîtier principal, pour permettre de visualiser l'afficheur LCD. Le circuit de l'afficheur sera raccordé au circuit principal par du fil rigide, en respectant bien

l'ordre des connexions. L'EPROM U₃ sera programmée avec le contenu d'un fichier que vous pourrez vous procurer par téléchargement sur le serveur Minitel ou sur Internet (<http://www.EPRAT.com>).

Vous disposerez du fichier "U3.BIN" qui est le reflet binaire du contenu de l'EPROM, ainsi que le fichier "U3.HEX" qui correspond au format HEXA INTEL.

Si vous n'avez pas la possibilité de télécharger les fichiers, vous pourrez adresser une demande par un courrier adressé à la rédaction, en joignant une disquette formatée accompagnée d'une enveloppe self-adressée convenablement affranchie (tenir compte du poids de la disquette).

Réglage

Le réglage de l'appareil est relativement simple. Ajuster R₁₅ pour que la tension présente entre le collecteur du transistor T₃ et la masse soit de 4,5V. Et c'est tout !

Nomenclature

Carte CPU

CN₂ : Bornier de connexion à vis, 2 plots, au pas de 5,08mm, à souder sur circuit imprimé, bas profil.

CN₄ : Embase BNC femelle 50 Ω, à souder sur CI (l'implantation est prévue pour une embase Vitelec type 1)

C₁, C₃, C₉, C₁₂ : 10 μF/25V, sorties radiales

C₂ : 470 μF/25 Volts, sorties radiales

C₄ à C₇, C₁₀, C₁₁, C₁₅ : 100 nF céramique

C₈ : 47 μF/25V, sorties radiales

C₁₃ : 470 nF

C₁₄ : 100 pF

C₁₆, C₁₈ : 100 nF céramique

C₁₇ : 22 nF

D₁ : 1N4001 (diode de redressement 1A/100V)

D₂, D₃ : 1N4148

JP₁ : Jumper au pas de 2,54mm

L₁, L₂ : Inductances 47 μH

REG₁ : Régulateur LM7805 (5V) en boîtier TO220

REG₂ : Régulateur LM317T en boîtier TO220

RR₁ : Réseau résistif 8 x 10 kΩ en boîtier SIL

R₁, R₃, R₅ : 10 kΩ 1/4W 5 % (Marron, Noir, Orange)

R₂ : 1,5 kΩ 1/4W 5 % (Marron, Vert, Rouge)

R₄ : 1 MΩ 1/4W 5 % (Marron, Noir, Vert)

R₆ : 820 Ω 1/4W 5 % (Gris, Rouge, Marron)

R₇ : 100 Ω 1/4W 5 % (Marron, Noir, Marron)

R₈ : 470 Ω 1/4W 5 % (Jaune, Violet, Marron)

R₉ : 150 Ω 1/4W 5 % (Marron, Vert, Marron)

R₁₀, R₁₆ : 560 Ω 1/4W 5 % (Bleu, Vert, Marron)

R₁₁ : 270 Ω 1/4W 5 % (Rouge, Violet, Marron)

R₁₂ : 8,2 kΩ 1/4W 5 % (Gris, Rouge, Rouge)

R₁₃ : 2,7 kΩ 1/4W 5 % (Rouge, Violet, Rouge)

R₁₄ : 1,2 kΩ 1/4W 5 % (Marron, Rouge, Rouge)

R₁₅ : 3,9 kΩ 1/4W 5 % (Orange, Blanc, Rouge)

SW₁ : Interrupteur 1 contact repos et travail, à souder horizontalement sur circuit imprimé

T₁ : BF245A

T₂ : BC560C

T₃ : 2N2222A

U₁ : Microcontrôleur 80C32 (12MHz)

U₂ : 74LS573

U₃ : EPROM 27C64 temps d'accès 200ns

U₄ : Oscillateur en boîtier DIL 24MHz

(par ex MCO-24,000 MHz)

U₅ : 74LS93

U₆ : MC145158

U₇ : 74HCT14

U₈ : 74LS74

U₉, U₁₀ : 74LS90

U₁₁ : 74HCT153

Carte afficheur LCD

AFF₁ : Afficheur LCD avec logique intégrée, 1 ligne de 16 caractères (LM16155 ou LTN111)

AJ₁ : Ajustable Horizontal 1 kΩ

Carte Prédiviseur

Boîtier en fer blanc (spécial HF) dim 37 x 37 x 30

Condensateur ByPass 2 nF à 10 nF environ

Embase BNC femelle 50 Ω, à monter sur façade

C₁, C₂, C₃ : 1 nF CMS

C₄ : 2,2 nF CMS

L₁ : Inductance de choc réalisé sur un barreau Ferrite Ø 1,5 mm (matériau 4B1)

R₁ : Résistance 1,2 kΩ en boîtier CMS ou bien 1/4W 5 % (Marron, Rouge, Rouge)

soudée directement sur la masse du boîtier métallique

U₁ : Prédiviseur HF MB506

(DIL ou CMS) ou équivalent DIL ou CMS MOTOROLA

Ce que nous proposons dans l'article qui suit n'est pas à proprement parler une réalisation, mais plutôt un outil qui permettra le calcul et la réalisation d'atténuateurs utilisés en H.F. où on travaille sur l'impédance caractéristique des lignes ou dans tout montage électronique où une impédance d'entrée et de sortie est à respecter, comme par exemple, les atténuateurs de sortie des générateurs.



LES ATTENUATEURS H.F.

Réalisation pratique de deux types d'atténuateurs

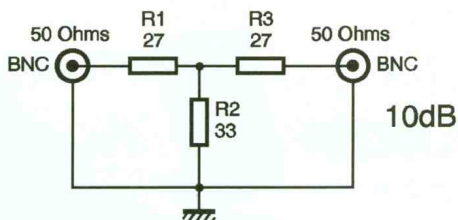
Le schéma de la **figure 1** représente le premier de ces atténuateurs qui est un atténuateur en T. Son facteur d'atténuation est de 10 dB et son impédance d'entrée et de sortie est de 50 Ω.

Le second circuit, donné en **figure 2**, procure la même atténuation mais présente des impédances d'entrée et de sortie différentes : 50 Ω et 75 Ω pour adapter un appareil de mesure à du coaxial T.V. (et SAT) par exemple. Il est réversible.

La réalisation pratique en est relativement simple, ce que nous pouvons apercevoir sur les **figures 3** et **5** qui représentent le dessin des circuits

1

SCHEMA D'UN ATTENUATEUR EN T, ICI : -10 dB.



imprimés, et sur les **figures 4** et **6** qui donnent l'implantation des composants.

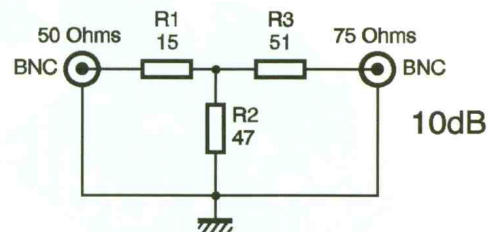
Le tracé des pistes des deux circuits devra être respecté. Ces pistes possèdent en effet une largeur déterminée qui fixe l'impédance des lignes à 50 Ω dans un cas (2,5 mm de largeur) et 75 Ω dans le second cas (1,2 mm de largeur) ; on prendra dans ce dernier cas une embase BNC 75 Ω ou F côté 75 Ω.

Les circuits imprimés devront être réalisés sur de l'époxy double face de 16/10ème de mm d'épaisseur et recouvert de 35 μm de cuivre (c'est le produit le plus fréquemment vendu). La face inférieure sera laissée recouverte de son cuivre afin d'assurer un plan de masse correct.

Exceptionnellement, les composants employés sont de type CMS, ce qui ne représentera pas une grande difficulté pour le câblage puisque seules trois résistances sont à implanter par circuit. Des traversées devront relier les plans de masse recto-verso. Tels que représentés, ils supportent 1/2 W. Les entrées et les sorties s'effectueront sur des connecteurs BNC qui seront soudés à même le circuit imprimé ou, dans le cas de l'adaptateur, on pourra mettre une embase "F" côté 75 Ω.

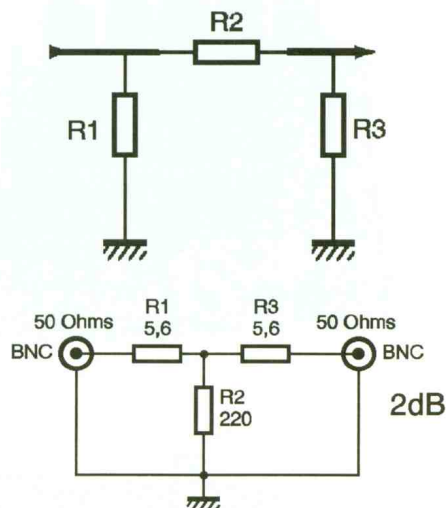
2

ADAPTATION 50/75 OU 75/50 ATTENUATION DE TRANSFERT, 10 dB.



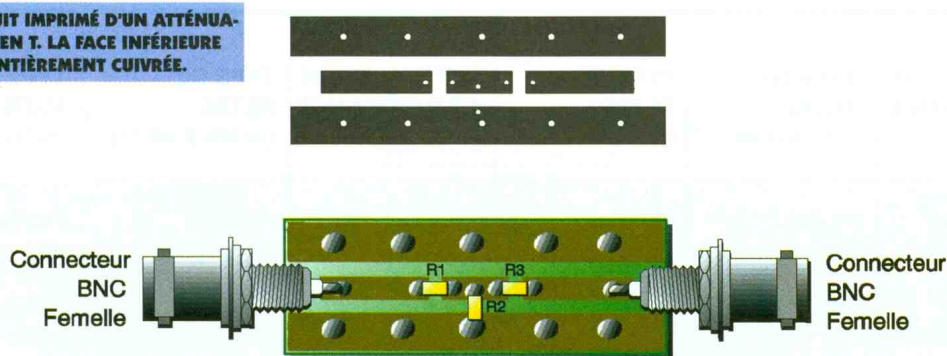
7

ON PEUT PASSER DE Π EN T ET INVERSEMENT.



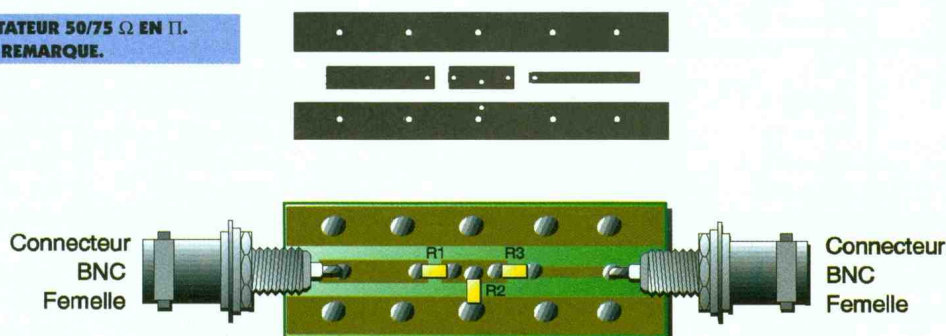
3/5

CIRCUIT IMPRIMÉ D'UN ATTÉNUATEUR EN T. LA FACE INFÉRIEURE EST ENTIÈREMENT CUIVRÉE.



4/6

ADAPTATEUR 50/75 Ω EN Π. MÊME REMARQUE.



Les atténuateurs devront ensuite être placés dans de petits boîtiers métalliques qui en assureront le blindage.

Calcul des atténuateurs

Les figures 7 et 8 représentent les deux types d'atténuateurs les plus couramment employés.

Nous donnons ci-contre les formules permettant de calculer la valeur des résistances à employer, et ce, pour les deux configurations : en T et en Π.

A l'aide de ces formules, il devient très facile de calculer tout facteur d'atténuation d'un atténuateur. Le tableau de fin donne quelques exemples de valeurs.

Nous avons également élaboré un petit programme qui permet très facilement d'obtenir les valeurs des résistances à employer.

Il est évident qu'aux résultats obtenus ne correspondront pas toujours les valeurs des résistances que l'on trouve dans le commerce.

Filtre en T :

$$R1 = R2 = Z \left(\frac{N+1}{N-1} \right) - R3$$

$$R3 = 2 Z \left(\frac{\sqrt{N}}{N-1} \right)$$

où N est le facteur d'atténuation linéaire

En dBm (puissance) :

$$A = -10 \log N$$

et Z = impédance caractéristique 50 ou 75 Ω

Filtre en Π :

$$R1 = R3 = Z \left(\frac{N-1}{N+1} \right) - 2\sqrt{N}$$

$$R2 = Z \left(\frac{N-1}{2\sqrt{N}} \right)$$

On essaiera alors de s'en approcher au maximum, par exemple par un tri à l'ohmmètre.

Les résistances à employer seront de préférence au carbone dans le cas où l'on n'emploie pas des CMS nous

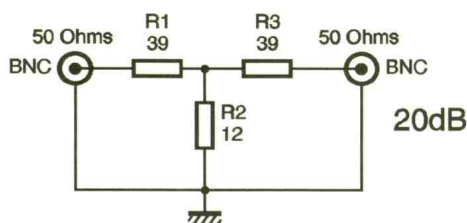
ne correspondront pas toujours les valeurs des résistances que l'on trouve dans le commerce.

FORMULES DE CALCUL D'ATTÉNUATEURS EN T ET EN Π.

tamment pour accepter des puissances plus importantes (jusqu'à 3W avec des modèles 2W) ces dernières présentant le minimum d'inductance parasite.

8

ATTÉNUATEUR EN Π, -20dB.



Nomenclature

**Adaptateur -10 dB ; 50 Ω/50 Ω
1/2 W (Pmax : + 27 dBm)**

Résistances :

R₁, R₂ : 27 Ω CMS 1206

R₃ : 33 Ω CMS 1206

Divers :

**2 connecteurs BNC femelle
châssis
1 boîtier métallique**

**Adaptateur -10 dB ;
50 Ω/75 Ω 1/2 W (+27 dBm)**

Résistances :

R₁ : 15 Ω CMS 1206

R₂ : 47 Ω CMS 1206

R₃ : 51 Ω CMS 1206

Divers :

**2 connecteurs BNC femelle
châssis 50 Ω et 75 Ω ou une
prise F en 75 Ω
1 boîtier métallique**

ATTÉNUATION ET IMPÉDANCE	TYPE DE FILTRE (valeurs en Ω)	TYPE DE FILTRE (valeurs en Ω)	ATTÉNUATION ET IMPÉDANCE	TYPE DE FILTRE (valeurs en Ω)	TYPE DE FILTRE (valeurs en Ω)
2dB 50 OHMS	FILTRE T R1 = 5,6 R2 = 5,6 R3 = 220	FILTRE PI R1 = 430 R2 = 10 R3 = 430	2dB 75 OHMS	FILTRE T R1 = 8,2 R2 = 8,2 R3 = 330	FILTRE PI R1 = 620 R2 = 15 R3 = 620
3dB 50 OHMS	FILTRE T R1 = 8,2 R2 = 8,2 R3 = 140	FILTRE PI R1 = 300 R2 = 18 R3 = 300	3dB 75 OHMS	FILTRE T R1 = 12 R2 = 12 R3 = 220	FILTRE PI R1 = 430 R2 = 27 R3 = 430
6dB 50 OHMS	FILTRE T R1 = 15 R2 = 15 R3 = 68	FILTRE PI R1 = 150 R2 = 39 R3 = 150	6dB 75 OHMS	FILTRE T R1 = 25 R2 = 25 R3 = 100	FILTRE PI R1 = 220 R2 = 56 R3 = 220
20dB 50 OHMS	FILTRE T R1 = 39 R2 = 39 R3 = 10	FILTRE PI R1 = 62 R2 = 240 R3 = 62	20dB 75 OHMS	FILTRE T R1 = 62 R2 = 62 R3 = 15	FILTRE PI R1 = 91 R2 = 360 R3 = 91
30dB 50 OHMS	FILTRE T R1 = 47 R2 = 47 R3 = 3,3	FILTRE PI R1 = 51 R2 = 787 R3 = 51	30dB 75 OHMS	FILTRE T R1 = 68 R2 = 68 R3 = 4,7	FILTRE PI R1 = 82 R2 = 1200 R3 = 82

QUELQUES ATTÉNUATEURS CLASSIQUES EN T ET EN T 50 ET 75 Ω . (10 dB, VOIR FIGURE 1).

PROGRAMME BASIC DE CALCUL DES ATTÉNUATEURS ADAPTÉS.

```

REM *****
REM CALCUL DES ATTENUATEURS EN T ET EN PI
REM *****
programme :
CLS
SCREEN 12
COLOR 11
LOCATE 2, 8
PRINT "CALCUL DE LA VALEUR DES RESISTANCES DES ATTENUATEURS EN T ET EN PI"
LOCATE 3, 15 : PRINT "_____ "
SLEEP 1
dB :
LOCATE 5, 2 : PRINT "Entrer le facteur d'attenuation desired : ";
INPUT n : IF n < 2 OR n > 10000 THEN GOTO dB
AttdBm = (-10 * (LOG (n))) * 4344
REM L'instruction LOG donne le logarithme neperien d'un nombre. Il est necessaire de multiplier le REM resultat par le nombre 0,4344 afin d'obtenir le logarithme decimal de ce nombre
LOCATE 6, 2 : PRINT "L'attenuation en puissance est de ";
PRINT AttdBm ; PRINT "dB"
att :
SLEEP 1
LOCATE 9, 2 : PRINT "Entrer le type d'attenuateur choisi : 1 —> filtre en T"
LOCATE 10, 39 : PRINT "2 —> filtre en PI"
LOCATE 11, 39 : INPUT T
IF Z <> 50 OR Z <> 75 THEN GOTO impedance
IF T < 1 OR T > 2 THEN GOTO att
IF T = 1 THEN GOTO T
IF T = 2 THEN GOTO PI
GOTO programme
impedance :
SLEEP 1
LOCATE 13, 2 : PRINT "Entrer l'impedance : 50 ohms ou 75 ohms "; : INPUT Z
IF Z = 50 AND T = 1 THEN GOTO T
IF Z = 75 AND T = 1 THEN GOTO T
IF Z = 50 AND T = 2 THEN GOTO PI
IF Z = 75 AND T = 2 THEN GOTO PI
GOTO impedance
T :
R3 = (2 * Z * (SQR (n) / (n - 1)))
R1 = Z * ((n + 1) / (n - 1)) - R3

```

```

R2 = R1
LOCATE 15, 2 : PRINT "R1 = "; : PRINT R1 ; : PRINT "ohms"
LOCATE 16, 2 : PRINT "R2 = "; : PRINT R2 ; : PRINT "ohms"
LOCATE 17, 2 : PRINT "R3 = "; : PRINT R3 ; : PRINT "ohms"
LOCATE 18, 25 : PRINT "R1 _____ R2"
LOCATE 19, 39 : PRINT "I"
LOCATE 20, 39 : PRINT "I"
LOCATE 21, 39 : PRINT "\ "
LOCATE 22, 39 : PRINT " / R3"
LOCATE 23, 39 : PRINT "\ "
LOCATE 24, 39 : PRINT "I"
LOCATE 25, 37 : PRINT "_____"
LOCATE 26, 37 : PRINT "/////"
choix :
LOCATE 28, 2 : PRINT "Un autre calcul O ou N "; : INPUT R$
IF R$ = "o" THEN GOTO programme
IF R$ = "n" THEN GOTO fin
IF R$ <> "o" OR R$ <> "n" THEN GOTO choix
GOTO programme
PI :
R1 = (Z * ((n - 1) / ((n + 1) - 2 * SQR (n))))
R3 = R1
R2 = Z * ((n - 1) / (2 * SQR (n)))
LOCATE 15, 2 : PRINT "R1 = "; : PRINT R1 ; : PRINT "ohms"
LOCATE 16, 2 : PRINT "R2 = "; : PRINT R2 ; : PRINT "ohms"
LOCATE 17, 2 : PRINT "R3 = "; : PRINT R3 ; : PRINT "ohms"
LOCATE 18, 32 : PRINT "R2 _____"
LOCATE 19, 37 : PRINT "I"
LOCATE 20, 37 : PRINT "I"
LOCATE 21, 37 : PRINT "\ "
LOCATE 22, 37 : PRINT " / R1/R3"
LOCATE 23, 37 : PRINT "\ "
LOCATE 24, 37 : PRINT "I"
LOCATE 25, 35 : PRINT "_____"
LOCATE 26, 35 : PRINT "/////"
GOTO choix
fin :
CLS
BEEP
SLEEP 1
END

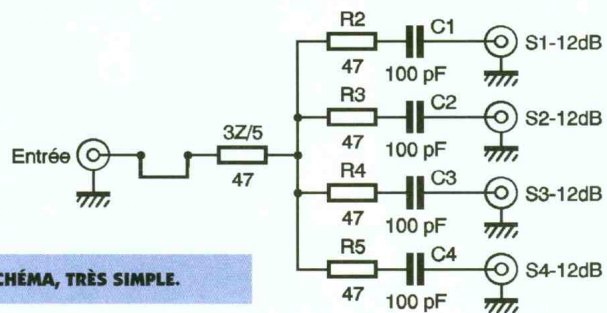
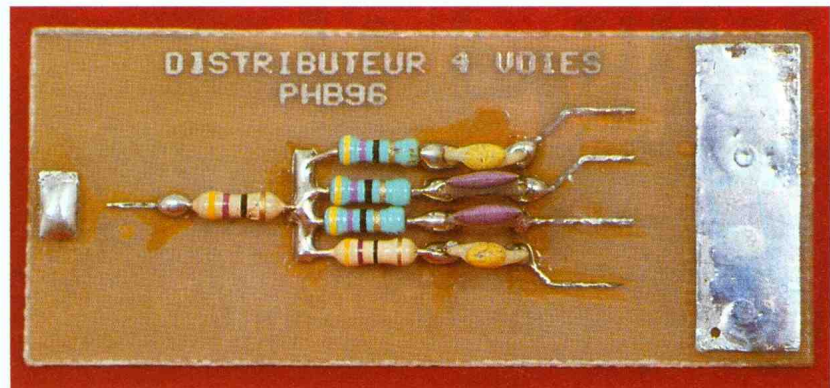
```



RADIO

DISTRIBUTEUR TV 4 VOIES

Il nous arrive bien souvent d'assister à des systèmes de distribution par couplage parallèle de tous les TV et magnétoscopes d'une maison. Ce procédé altère la qualité finale de l'installation en désadaptant totalement le système. Nous nous proposons donc de vous présenter ce montage qui rétablira l'ordre des choses.



1 LE SCHÉMA, TRÈS SIMPLE.

Le schéma

Une antenne adaptée à 75Ω doit être reliée au TV par un câble de même impédance. Pour qu'il ne se produise pas d'ondes stationnaires, tous les éléments de la chaîne doivent se trouver boucler sur une charge pure de 75Ω. Or, si à l'arrivée du câble coaxial on branche "n" appareils au même point, une partie des ondes incidentes vont repartir vers l'antenne. Essayez donc de connecter en parallèle 4 postes TV pour apprécier la qualité des images !

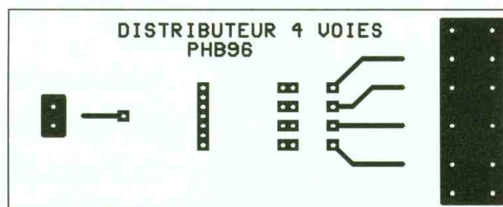
Le montage proposé engendre effectivement des pertes de passage mais les quatre accès se retrouvent bouclés sur une impédance de 75Ω. Entre l'entrée et l'une des quatre sorties (S₁ à S₄), nous avons au moins 12dB de pertes ; dans le haut de la bande 5 nous n'avons pas eu mieux que 14dB. Sachant qu'il faut

un niveau minimal de -49dBm à l'entrée d'un TV (60dBμV pour un rapport signal sur bruit de 40dB, rapport de 100 entre le signal utile et le signal de bruit), les signaux devront se présenter sur l'entrée du distributeur avec une amplitude de -37dBm (72dBμV). La **figure 1** représente l'ensemble du schéma de notre réalisation. Il comprend 5 résistances et 4 condensateurs de liaison. Ceux-ci sont nécessaires pour bloquer les éventuelles auto-alimentations véhiculées sur le câble coaxial. Les résistances correspondent à une valeur

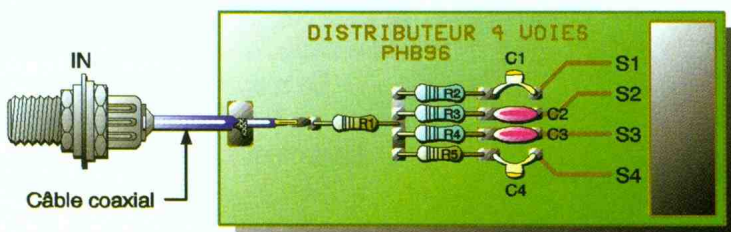
calculée selon la formule $R = (3Z_0/5)$. Lors de l'emploi de ce module, il faut relier les sorties non utilisées sur une charge de 75Ω. Une simple résistance au carbone soudée au plus court dans une fiche TV fera très bien l'affaire. Si une amplification est nécessaire, elle se situera en amont proche de l'antenne pour conserver le meilleur rapport signal à bruit.

Réalisation pratique

La **figure 2** donne le tracé du petit circuit imprimé réalisé sur du verre époxy, double face de 8/10 mm d'épaisseur. Sa fabrication ne doit pas poser de difficultés, il ne faut pas oublier les traversées de masse. Elles serviront à souder les tresses des câbles coaxiaux vers les fiches de sorties. L'ensemble se monte à l'intérieur d'un coffret métallique afin d'obtenir une jolie finition et un blindage efficace.



2/3 CIRCUIT ET IMPLANTATION COTÉ COMPOSANTS.



Nomenclature

Résistances

R₁ à R₅ : 47 Ω
(jaune, violet, noir)

Condensateurs

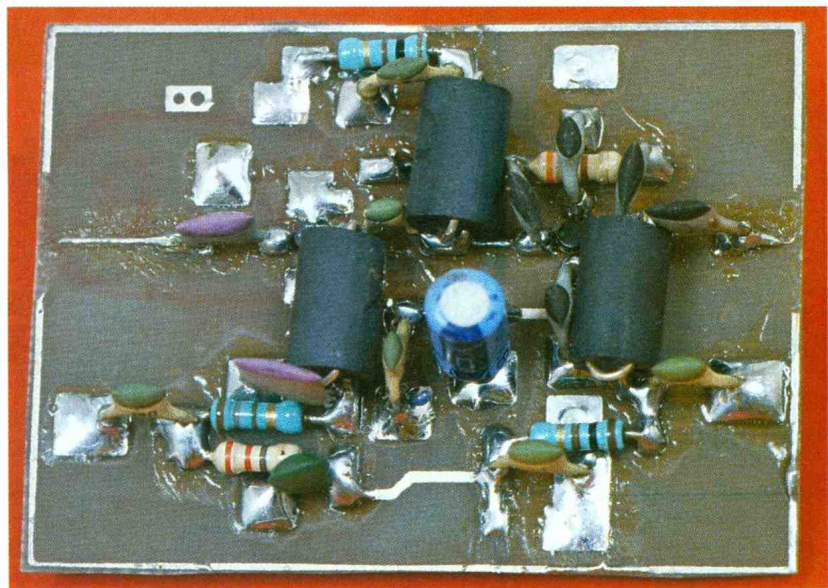
C₁ à C₄ : 100 à 560 pF

AMPLI DE DISTRIBUTION A LARGE BANDE 40/860 MHz

Dans une installation TV domestique on assiste souvent à l'augmentation croissante des appareils. Tous se retrouvent branchés en parallèle sur le même câble de descente. La conséquence immédiate consiste à provoquer la dégradation du signal provenant de l'antenne. Le remède que nous vous proposons est d'amplifier le signal afin qu'il puisse fournir suffisamment de puissance sur chaque prise d'antenne. Bien sûr, il faut doter l'ampli d'un répartiteur disposant du nombre de sorties désirées.

La répartition des signaux TV

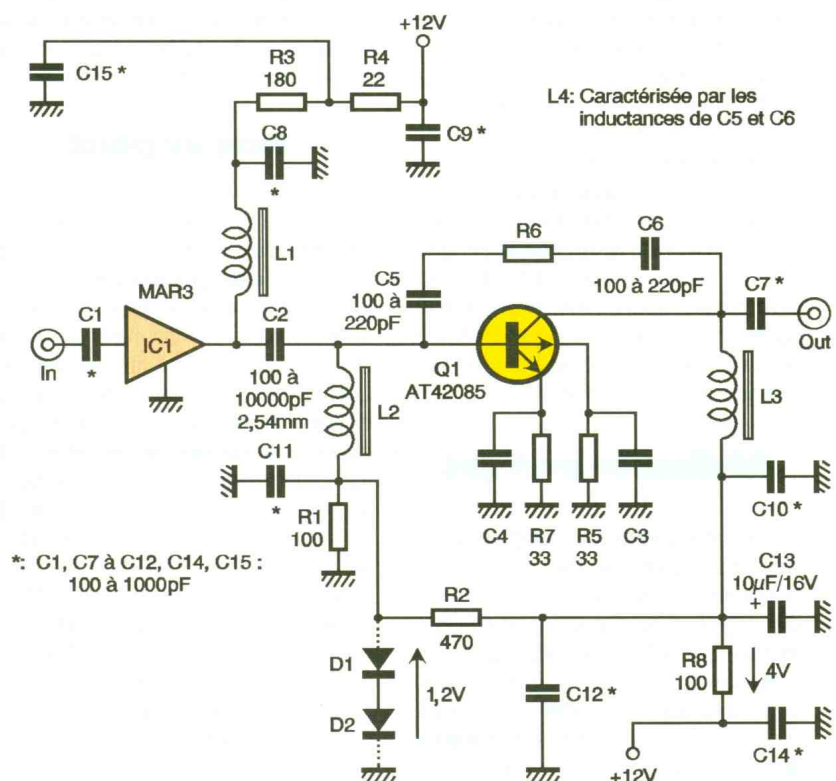
On ne peut pas brancher en parallèle des TV ou des magnétoscopes, les désadaptations d'impédance provoquent sinon dans le câble des régimes d'ondes stationnaires. Il existe des appareils à large bande qui permettent de répartir correctement les signaux sans les désadapter, plus le nombre de voies augmente et plus les pertes dues au répartiteur croissent. Des montages de ce type sont d'ailleurs décrits dans ce numéro. Lorsque les niveaux sur l'antenne sont importants, on peut envisager, pour un nombre restreint d'appareils, d'utiliser directement un dérivateur. Malheureusement, ce n'est que rarement le cas et



l'on se tourne alors vers l'usage d'un amplificateur ; il augmentera les niveaux et offrira une puissance de

sortie suffisante pour distribuer les canaux TV sur un grand nombre d'appareils. Notre montage procure un gain de 20dB et peut délivrer une puissance maximale de 50mW.

1 LE SCHÉMA.



Le schéma

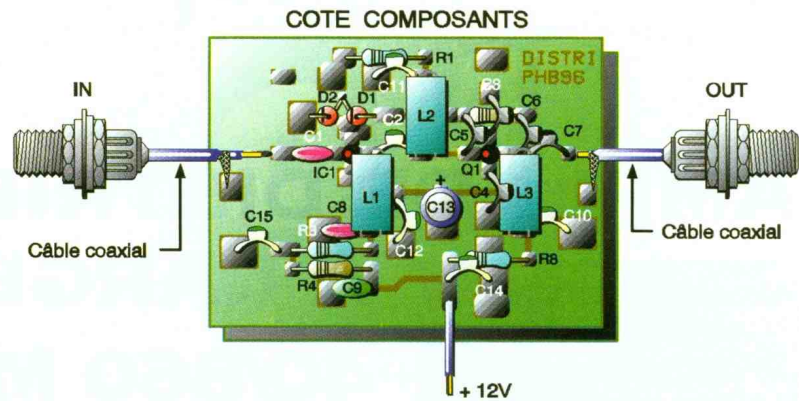
La **figure 1** donne la structure de notre montage. La partie électronique construite autour du MAR3 n'appelle que peu de commentaires, le gain de cet étage vaut 10dB à 500MHz.

L'inductance et le condensateur (Lopt / Copt) optionnels, non représentés et venant entre le 12V et l'entrée, permettent d'injecter une tension de 12V afin d'auto-alimenter les montages en amont. Le transistor Q_1 fonctionne en régime linéaire grâce au circuit de polarisation réalisé autour des éléments R_1/R_2 et R_7/R_5 et R_6 . Etant donné l'appellation "large bande", il a fallu utiliser un transistor ayant encore un gain suffisant à 1GHz. Le fabricant donne 15dB à 1GHz et plus de 35dB à 40MHz. La principale caractéristique d'un ampli large bande c'est d'offrir une platitude de gain dans toute sa bande passante. Le gain du transistor Q_1 apporte à lui seul un gain de 8dB avec une ondulation de plus ou moins 1dB, le gain théorique est de 10dB avec cette configuration.

A l'aide d'un simulateur analogique spécialisé, nous avons conçu le dessin du circuit imprimé de cet étage, les essais au labo ont confirmé les prévisions. On peut envisager d'élargir la bande passante jusqu'à 2GHz en modifiant les valeurs des condensateurs C_3 et C_4 , ceux-ci prendront alors la valeur de 2,7pF. Pour réduire au strict minimum les éléments parasites, le câblage des composants s'effectuera "en l'air", les queues des résistances et des condensateurs coupées au plus court. A titre expérimental, cela peut devenir intéressant surtout si l'on désire distribuer les signaux venant d'une parabole. Le réseau de polarisation peut être légèrement modifié pour augmenter la linéarité de Q_1 . On place deux diodes 1N4148 en série à la place de R_1 et la résistance R_2 passe à 560 Ω (R_1 supprimée). Cette dernière sera ajustée pour obtenir 8V/40mA sur le collecteur de Q_1 , une chute de tension de 4V doit apparaître aux bornes de la résistance R_6 .

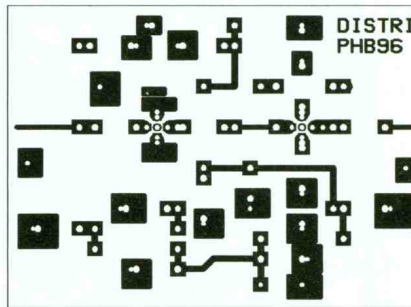
Réalisation pratique

Le circuit imprimé de la **figure 2** sera obtenu par une méthode traditionnelle ou par photo, l'important consiste à utiliser un substrat en verre époxy de 8/10mm d'épaisseur. A chaque emplacement où un rivet ou une traversée devra être positionné (repéré d'un astérisque sur la **figure 3**) il faudra percer un trou de 1,3mm



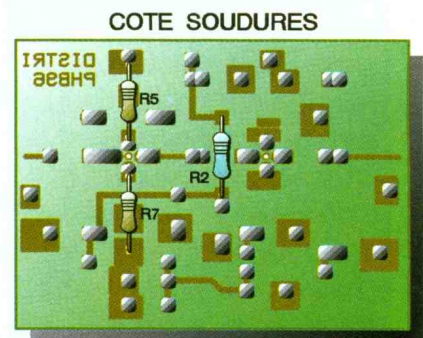
2

CIRCUIT COTÉ COMPOSANTS.



3/4

IMPLANTATION ET COTÉ PLAN DE MASSE. AVEC R_2 , R_3 , R_7 .



pour qu'il puisse s'y loger. Les rivets sont obligatoires afin d'assurer une traversée de masse entre les faces supérieure et inférieure.

Il faut également pratiquer un trou à chaque endroit où viendront se loger les semi-conducteurs IC_1 et Q_1 . L'ensemble des composants se retrouve câblé du côté des pistes, à l'exception de $R_2/R_3/R_7$ qui se situent sur la face inférieure (plan de masse **figure 4**). Les queues des composants sont coupées au plus court avant de les présenter à la soudure sur le circuit, environ 2mm pour les résistances.

Mise au point

Après une minutieuse vérification du câblage des composants, on intercale un milliampèremètre dans le fil positif de l'arrivée 12V. A la mise sous tension, un courant de 75mA doit circuler. Vérifier qu'il existe bien une chute de tension de 6,3V aux bornes de la résistance R_3 (180 Ω), ceci confirme que le circuit IC_1 travaille dans des conditions normales. Vérifier ensuite qu'une tension de 4V se retrouve bien aux bornes de la résistance R_6 , cela indique qu'il fonctionne sous une tension VCE de 8V avec un courant de 40mA. Si ce n'est pas le cas (dispersions des caractéristiques), il faut ajuster la valeur de la résistance R_2 pour obtenir le résultat escompté. Lorsque tout est correct, le montage sera relié au dis-

tributeur 4 voies décrit dans ce numéro puis, l'ensemble prendra place dans un boîtier avec les fiches d'entrée et de sorties.

Nomenclature

Résistances

R_1, R_3 : 100 Ω
(marron, noir, marron)

R_2 : 470 Ω

R_3 : 180 Ω
(marron, gris, marron)

R_4 : 22 Ω

(rouge, rouge, noir)

R_5, R_7 : 33 Ω

(orange, orange, noir)

R_6 : 330 Ω

(orange, orange, marron)

Condensateurs

C_1, C_7 à C_{12}, C_{14}, C_{15} : 100 à 1000 pF

C_2 : 100 à 1000 pF/2,54mm

C_3, C_4 : 12 pF

C_5, C_6 : 100 à 220 pF

C_{13} : 10 μ F/16V

Semi-conducteurs

IC_1 : MAR3 mini-circuit

Q_1 : AT42085 HEWLETT
PACKARD

D_1, D_2^* : 1N4148

Inductances

L_1 à L_3 : 2 tours fil 6/10 sur
ferrite 6 trous

L_4 : inductance due aux
capacités C_5, C_6

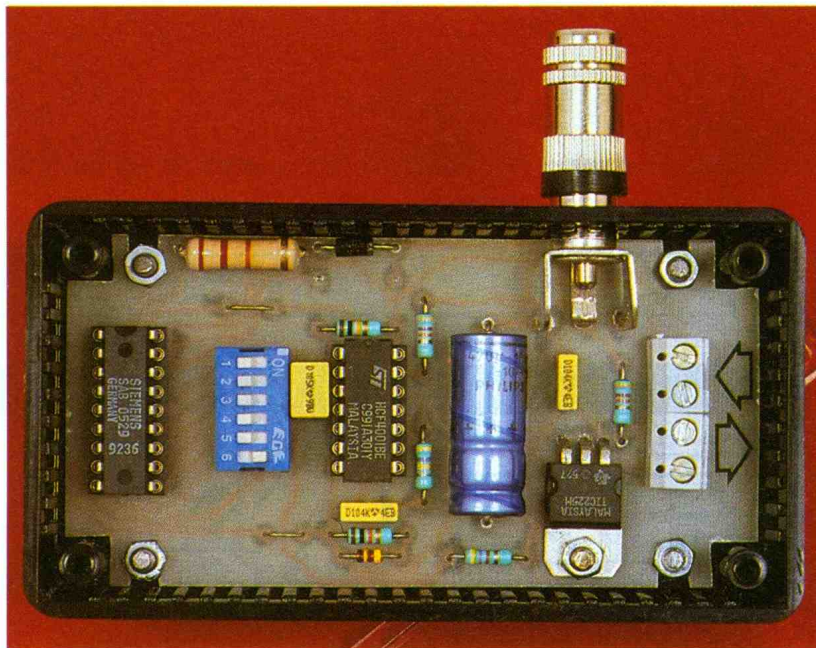
* D_2 optionnelle, si implantée
 $R_2=560\Omega$. Et R_1 disparaît.



INTERRUPTEUR CREPUSCULAIRE A EXTINCTION TEMPORISEE

Alors qu'un interrupteur crépusculaire est activé aussi longtemps qu'il fait nuit, ce montage permet de faire cesser l'éclairage après une durée programmable de 10 mn à 10 h.30 mn par pas de 10 mn. Il fait appel à un circuit intégré spécifique: le SAB 0529.

Fonctionnement :
(figures 1, 2 et 3)

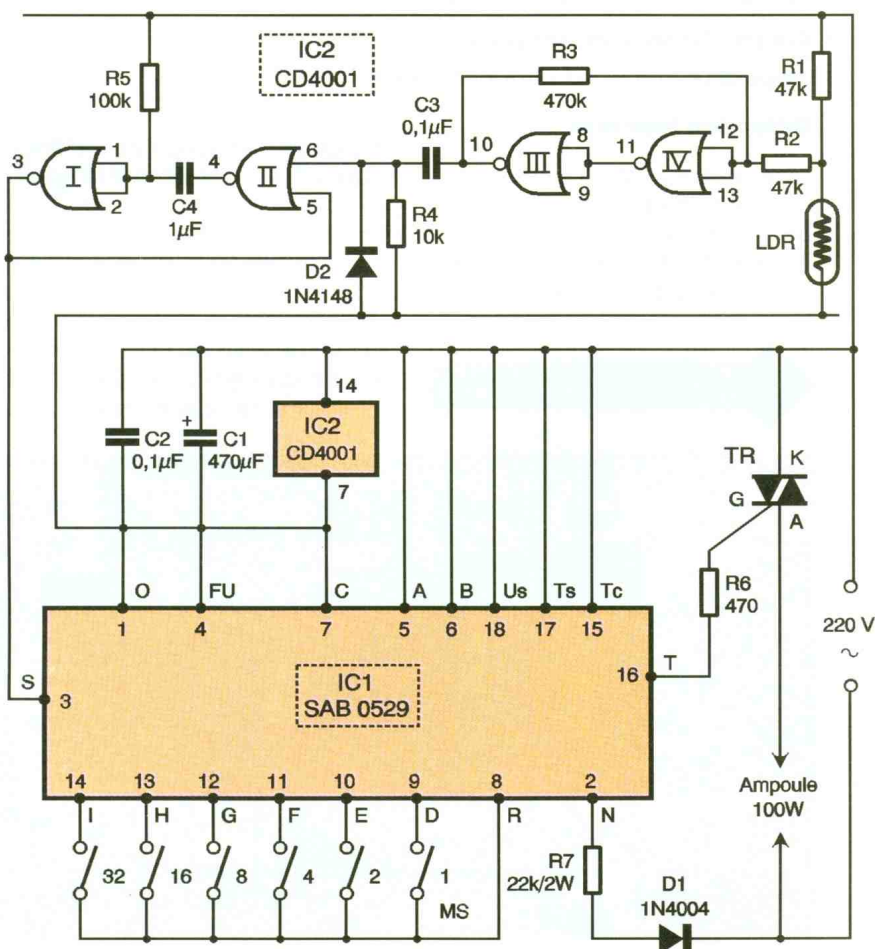


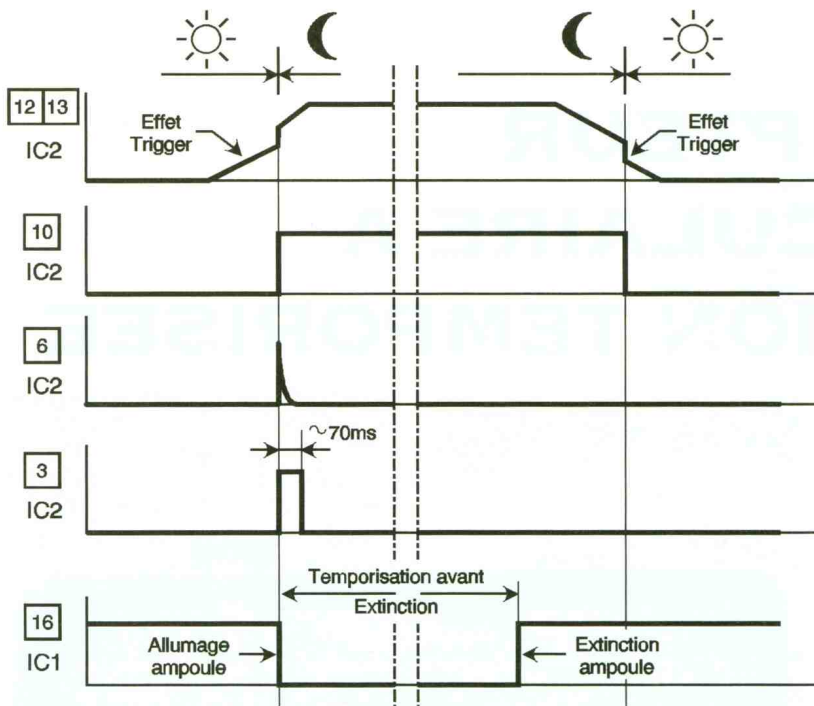
Le SAB 0529

Il s'agit d'un circuit spécialisé développé par la société SIEMENS. Il est plus particulièrement destiné à la réalisation de minuteries diverses: éclairages, ventilations, sèche-mains, appareils de cuisson, matériel de développement photographique. Il est directement alimenté par le secteur 220V dont il prélève les alternances 50 Hz en guise de base de temps.

Grâce à un couplage par résistance chutrice (R_7) et diode de redressement D_1 , on relève entre ses broches U_s (plus) et 0 (moins) un potentiel filtré par une capacité (C_1) de l'ordre de 7V.

C'est d'ailleurs ce potentiel qui est mis à contribution pour alimenter également le circuit intégré IC_2 destiné à la gestion de la commande du temporisateur suite à la détection d'un niveau d'obscurité suffisant. Le SAB 0529 fait l'objet d'une description plus détaillée dans notre "encart technique" publié en fin d'article.





2 CHRONOGRAMMES DE FONCTIONNEMENT.

3 PROGRAMMATION DE LA DURÉE.

I	H	G	F	E	D
2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0
32	16	8	4	2	1
6	5	4	3	2	1

X 10 MIN

Exemple : Fermeture des interrupteurs 5, 3 et 2

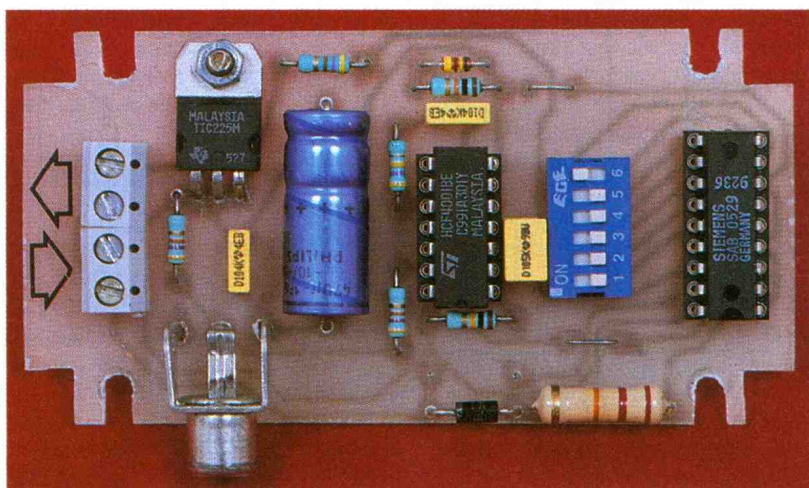
Temporisation = $(16 + 4 \times 2) \times 10 = 220$ Min soit 3H 40Min

Détection jour-nuit

La résistance R_1 et la photorésistance LDR forment un pont diviseur dont le point médian est relié à l'entrée d'un trigger de Schmitt formé par les portes NOR III et IV de

IC_2 et des résistances périphériques R_2 et R_3 . Tant que la LDR est exposée à un éclairage suffisant, sa résistance ohmique est relativement faible (quelques centaines d'ohms). Le potentiel du point médian évoqué ci-dessus se trouve très en dessous du point de basculement du trigger. Ce dernier présente sur sa sortie un état bas.

LA PLATINE CÂBLÉE HORS COFFRET.



Lorsque la LDR est plongée dans l'obscurité, sa résistance devient très grande (plusieurs centaines de $k\Omega$, dans le noir complet).

Auparavant, le potentiel du point médian LDR/ R_2 , en croissant progressivement, passe par une valeur telle que le trigger bascule rapidement de l'état bas vers l'état haut grâce à la réaction positive introduite par R_3 . Il en résulte un front raide ascendant qui est aussitôt pris en compte par le dispositif dérivateur formé par C_3 , R_4 et D_2 . En particulier, sur l'entrée 6 de la porte NOR II, on relève une brève impulsion positive due à la charge rapide de C_3 à travers R_4 .

Les portes NOR II et I forment une bascule monostable qui présente un état bas sur sa sortie à l'état de repos.

Dès qu'elle reçoit une impulsion, même brève, sur son entrée de commande, on relève sur sa sortie une impulsion positive d'une durée fixe et déterminée par les valeurs de R_5 et de C_4 .

Dans le cas présent, cette impulsion se caractérise par une durée de l'ordre de 70 ms. Elle attaque l'entrée S du SAB 0529. La sortie T passe alors du potentiel de repos 7V à 0V, ce qui provoque un courant cathode-gâchette dans le triac d'utilisation. Ce courant est limité par R_6 . Le triac fonctionne ici suivant le mode "extraction de courant" par la gâchette. L'ampoule d'utilisation s'allume. Elle s'éteindra après la durée prévue par la programmation de la temporisation.

Temporisation

En examinant les niveaux logiques appliqués aux entrées A, B et C de IC_1 et en se référant au tableau explicite dans l'encart technique, on peut remarquer que la situation A = B = 1 et C = 0 correspond à une durée de base interne de 10 mn.

Il est possible de multiplier cette durée de base par un nombre N tel que $1 < N < 63$, et donc d'obtenir une durée variable de 10 mn à 630 mn. Pour cela, il suffit de fermer un ou plusieurs des 6 interrupteurs du micro-switch. Le premier interrupteur a un poids de 1, le second de 2, le troisième de 4 et ainsi de suite pour arriver au sixième qui se caractérise par un poids de 32.

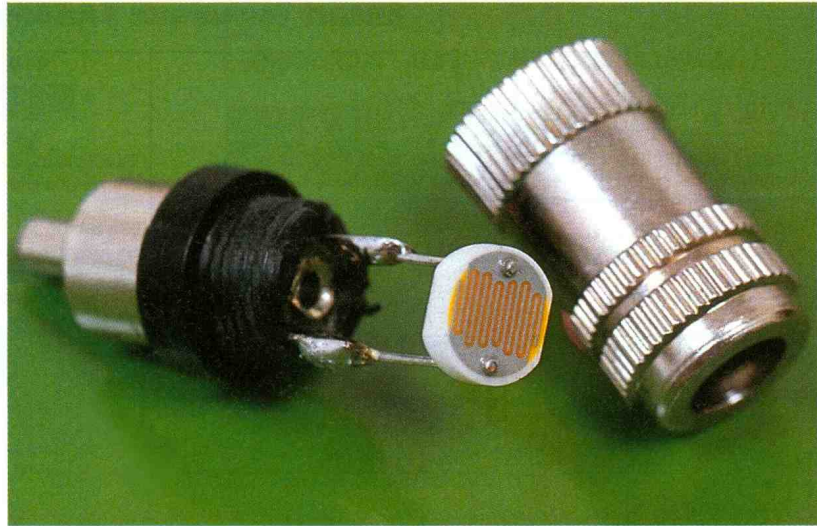
A titre d'exemple, si la durée de la temporisation à obtenir est de 3 heures, soit 180 mn, il convient de fermer simultanément les interrupteurs 16 (correspondant à l'entrée H) et 2 (correspondant à l'entrée E). En effet $(16 + 2) \times 10 = 180$ mn.

Réalisation

La **figure 4** représente le circuit imprimé relativement simple de ce montage.

Sa réalisation ne pose aucun problème particulier. Quant à la **figure 5**, elle reprend l'implantation des composants. On n'oubliera pas les deux straps. Attention également à l'orientation des composants polarisés (C_1 , les diodes et les circuits intégrés).

La LDR peut être montée directement dans la fiche mâle CINCH. A part la programmation, le montage ne nécessite aucun réglage. Attention lors de sa manipulation. Les différentes parties conductrices du module présentant par rapport au sol un potentiel de 220V.



RÉALISATION DU CAPTEUR.

R. KNOERR

Nomenclature

2 straps

R_1, R_2 : 47 k Ω
(jaune, violet, orange)

R_3 : 470 k Ω
(jaune, violet, jaune)

R_4 : 10 k Ω
(marron, noir, orange)

R_5 : 100 k Ω
(marron, noir, jaune)

R_6 : 470 Ω
(jaune, violet, marron)

R_7 : 22 k Ω /2W
(rouge, rouge, orange)

LDR : Photorésistance

D_1 : diode 1N4004

D_2 : Diode-signal 1N4148

C_1 : 470 μ F/16V

électrolytique

C_2, C_3 : 0,1 μ F milfeuill

C_4 : 1 μ F milfeuill

TR : Triac (à gâchette sensible -TIC225M)

IC₁ : SAB 0529 (minuteur secteur)

IC₂ : CD 4001 (4 portes NOR)

1 support 18 broches

1 support 14 broches

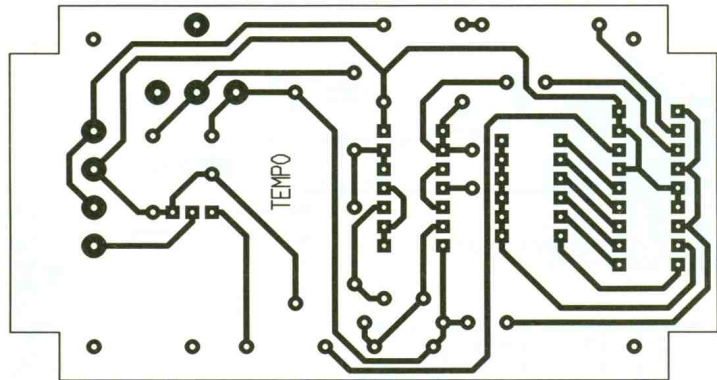
Bornier soudable 4 plots

Embase CINCH (pour circuit imprimé)

Fiche CINCH

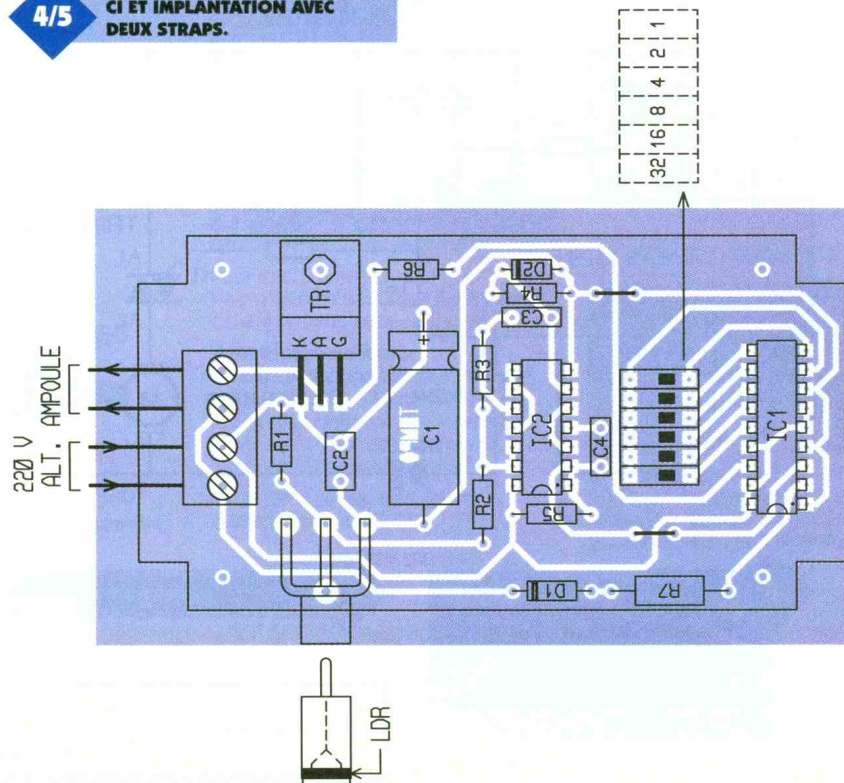
Micro-switch 6 interrupteurs

Coffret TEKO COFFER TP/1 (100 x 55 x 29)

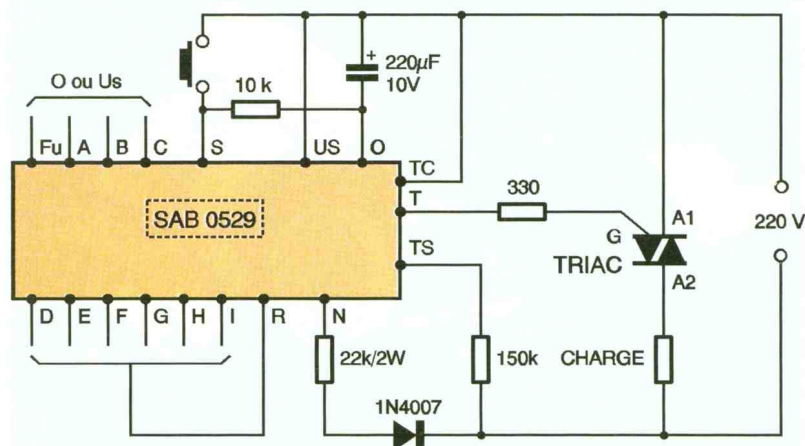


4/5

CI ET IMPLANTATION AVEC DEUX STRAPS.



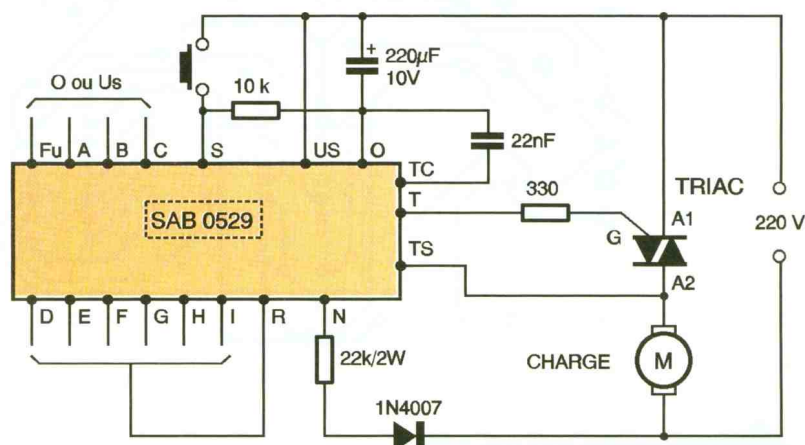
Encart Technique SAB0529



DUREE DE BASE				
Plage	A	B	C	Durée
1	0	0	0	1 s
2	0	0	1	3 s
3	0	1	0	10 s
4	0	1	1	30 s
5	1	0	0	1 min
6	1	0	1	3 min
7	1	1	0	10 min
8	1	1	1	30 min

6 **MODE DE SYNCHRONISATION 1 POUR UNE CHARGE RESISTIVE PURE.**

7 **MODE DE SYNCHRONISATION 2, TC LIÉ À OV PAR UNE CAPACITE DE FAIBLE VALEUR. CE MODE EST ADAPTE AUX CHARGES REACTIVES MAIS RESTE UTILISABLE AVEC LES CHARGES RESISTIVES.**



DUREE GLOBALE

Coefficient multiplicateur de la durée de la base

Ecriture binaire de ce nombre

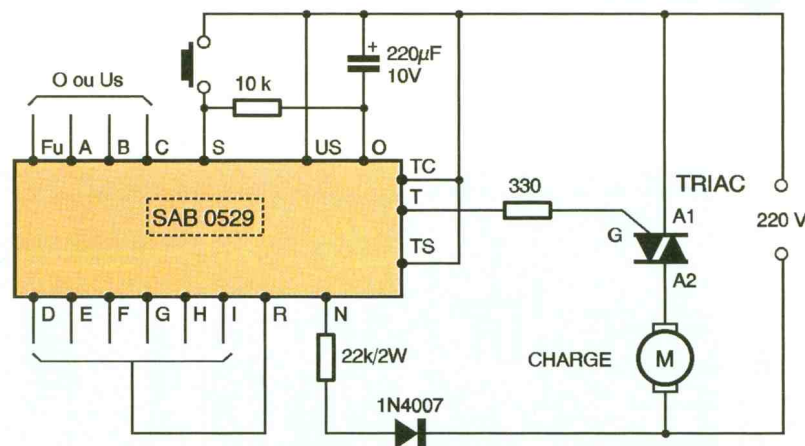
I	H	G	F	E	D
2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0
32	16	8	4	2	1

Exemple 1 0 0 1 1 0

↓

$32 + 4 + 2 = 38$

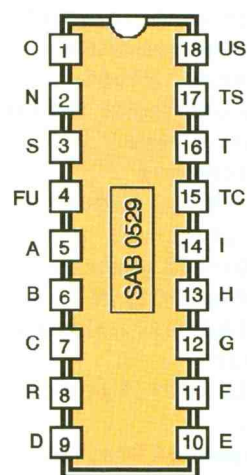
9 **FIGURE 3 : PROGRAMMATION DES DUREES DE TEMPORISATION.**



8 **MODE DE SYNCHRONISATION 3. TC ET TS À L'ETAT HAUT. IL N'Y A PAS DE SYNCHRONISATION ; MODE ADAPTE POUR LA COMMUTATION DE CHARGES QUELCONQUES DE FAIBLE PUISSANCE (-100 W).**

10 **EXEMPLE DE PROGRAMMATION. 30 S X 28 = 14 MINUTES.**

11 **BROCHAGE DU SAB 0529.**



A	B	C	D	E	F	G	H	I
0	1	1	0	1	1	1	0	0

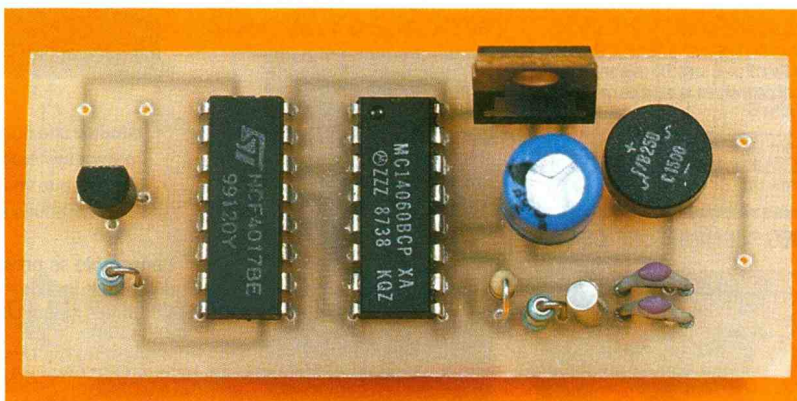


COMPTEUR HORAIRE

Un compteur horaire est un accessoire toujours utile pour, par exemple, connaître le temps de fonctionnement d'une chaudière ou d'une pompe électrique. Si la conception globale d'un tel montage n'est pas très compliquée en soi, il subsiste néanmoins le problème toujours délicat de l'affichage. Un accessoire peu coûteux, en l'occurrence un compteur électronique pour bicyclette détourné de sa vocation première va nous simplifier bigrement la tâche !

Il existe aujourd'hui une multitude de dispositifs électroniques vendus à des prix absolument inimaginables il y a encore dix ans. Le cas des compteurs de vitesse pour bicyclettes en est un exemple édifiant. Il est possible d'en trouver pour moins de 100 francs qui offrent les caractéristiques suivantes: vitesse instantanée, kilométrage partiel et kilométrage total parcouru. Les modèles les plus évolués proposent en sus une mémorisation de la vitesse maxi, une horloge, un chronomètre ou un enregistreur cardiaque.

Nous n'utiliserons ici que la fonction affichage et mémorisation du kilométrage, ce qui fait qu'un compteur "premier prix" suffira amplement. Tous ces appareils fonctionnent suivant le même principe: un aimant, solidaire de la roue du vélo, passe devant un capteur magnétique fixé sur la fourche. Les impulsions ainsi générées sont acheminées vers un petit boîtier électronique accroché au guidon. L'alimentation est confiée à une ou plusieurs piles "bouton" qui assurent une autonomie pouvant atteindre plusieurs années. L'affichage



s'éteint parfois lorsqu'aucune impulsion ne parvient plus à l'unité centrale, et se remet en route dès les premiers tours de roue. Le nombre de kilomètres total parcourus est mémorisé jusqu'à ce que la pile soit remplacée ou qu'un bouton "reset" soit actionné, tandis que le compteur partiel peut être remis à zéro par appui sur une touche spéciale. La sélection des différents modes d'affichage s'effectue à l'aide d'une seconde touche.

Enfin, à la première mise sous tension (ou au retrait de la pile), il faudra programmer le diamètre de la roue ou plus exactement son périmètre exprimé en centimètres, parmi une centaine de choix possibles. En l'occurrence, nous souhaitons faire correspondre un nombre d'heures écoulées en un nombre de kilomètres parcourus. Le compteur partiel, qui affiche également les centaines de mètres, indiquera donc les heures et dixièmes d'heure. Ces deux grandeurs faisant appel à des unités totalement différentes, il s'avère, après avoir confié ce travail ingrat à un micro-ordinateur, qu'un seule et unique périmètre répond à la correspondance distance parcourue/temps écoulé, avec malgré tout une légère erreur. Les plus courageux pourront continuer à remplir le tableau représenté en **figure 1** pour tous les autres périmètres, qui vont,

dans notre cas, de 126 à 229 cm. On constate qu'en envoyant au compteur une impulsion toutes les 5 secondes, l'erreur de mesure totale ne dépassera pas 0,138%. Examinons maintenant le schéma de principe de la **figure 2**. L'interfaçage avec le compteur est confié tout simplement à un transistor monté en interrupteur en lieu et place du capteur d'origine. La base de temps est confiée à un oscillateur/compteur, IC₁, cadencé par un quartz à 32,768 kHz. Cette valeur quelque peu "exotique" est néanmoins très courante puisqu'on la retrouve dans toutes les montres ou horloges électroniques. IC₁ divise cette fréquence par 16384, soit un créneau positif toutes les demi-secondes. Ce dernier est appliqué à IC₂, un classique compteur décimal, dont la sortie oscille au rythme d'une impulsion toutes les 5 secondes. L'alimentation est confiée à un régulateur précédé d'un condensateur de filtrage et d'un pont de diodes. Il sera ainsi possible de prélever une tension continue ou alternative sur l'appareil "surveillé". Il faudra veiller à ne pas dépasser la tension de service de C₃, ou celle d'entrée de IC₃.

1

PÉRIODE, ERREUR ET NOMBRE DE TOURS (POUR 1 KM) AVEC $\Gamma D=139$ CM.

Périmètre	Nb. de tours de roue pour 1000m.	Période des impulsions pour 1 heure. (3600/719)	Période la plus proche	Erreur absolue	Erreur relative
139 cm	719 (arrondi)	5,006 s	5 s	3600s - (5s x 719) = 5s.	1 heure par 720h, soit 0,138%

Réalisation

Les figures 3 et 4 représentent respectivement le circuit imprimé et l'implantation de cette réalisation. Comme à l'accoutumée chacun utilisera sa méthode habituelle de reproduction. Seuls les trous devant accueillir le pont redresseur et le régulateur seront agrandis. Le câblage n'appelle pas de commentaire particulier, on veillera simplement à la bonne orientation des composants ayant un sens de montage. L'alimentation sera raccordée à une source continue ou alternative en relation directe avec l'appareil dont on souhaite connaître le temps de fonctionnement.

Avant toute mise sous tension, il faudra adapter le compteur à sa nouvelle fonction. Après avoir ôté la ou les piles, le boîtier devrait se laisser ouvrir sans trop de problème. Il suffit alors de repérer les deux contacts qui vont normalement au capteur de roue, et d'y souder un petit câble blindé sans se soucier du sens de branchement.

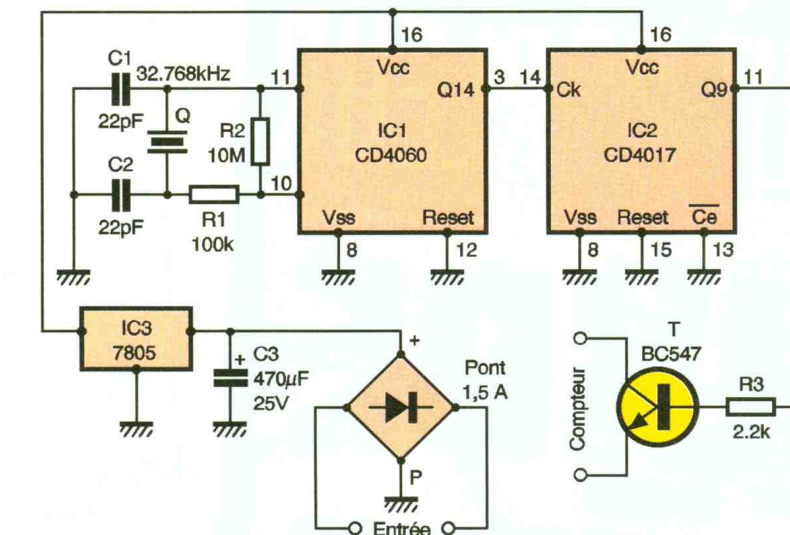
Selon l'option retenue pour le montage mécanique, le compteur sera refermé ou fixé tel quel sur le circuit imprimé dont les dimensions seront alors modifiées. Il est ainsi possible de déporter le compteur ou d'intégrer l'ensemble dans un coffret sur lequel une fenêtre sera ménagée devant l'affichage.

La dernière opération consiste, après remise en place des piles, à programmer le périmètre de la roue à 139 cm. A ce stade, les deux compteurs, total et partiel, doivent indiquer zéro. Les deux fils de comptage étant soudés à l'emplacement prévu, le montage peut alors être mis sous tension.

Au bout d'un dixième d'heure, soit 6 mn, le compteur partiel doit afficher 0,1. Dans le cas contraire, vérifier sur la patte 3 de IC₁ la présence d'un créneau oscillant au rythme d'une demi-seconde.

Sa présence indique un problème au niveau de IC₂, son absence incitera à vérifier le câblage autour du quartz.

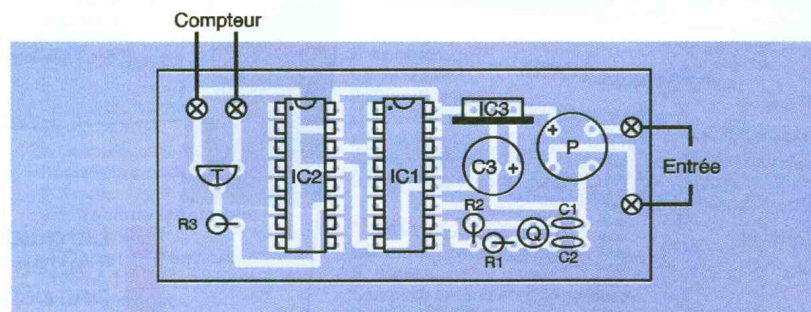
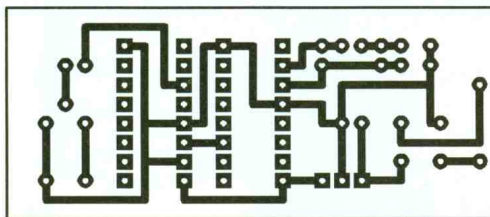
Si le mauvais fonctionnement persiste, vérifier la montée de



la patte 11 de IC₂ au bout de 6 mn. Si le transistor est en bon état, le dernier recours consiste à croiser les deux fils à destination du compteur. Vous voilà en possession d'un montage original, qui vous indiquera la

2 LE SCHÉMA DU COMPTEUR.

3 CIRCUIT CÔTÉ CUIVRE.



4 IMPLANTATION SANS HISTOIRE. R₁, R₂ SONT MONTÉES VERTICALEMENT.

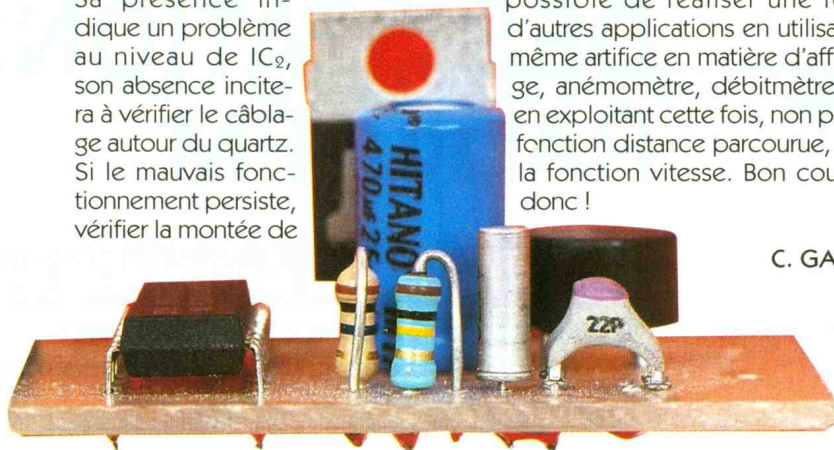
durée de mise en service de tout appareil électrique, et ce, avec une possibilité de remise à zéro après une opération de maintenance, tout en connaissant la durée totale d'utilisation.

Avec un peu d'imagination, il est possible de réaliser une foule d'autres applications en utilisant le même artifice en matière d'affichage, anémomètre, débitmètre etc, en exploitant cette fois, non plus la fonction distance parcourue, mais la fonction vitesse. Bon courage donc !

C. GALLES

Nomenclature

R₁ : 100 kΩ
 R₂ : 10 MΩ
 R₃ : 2,2 kΩ
 C₁, C₂ : 22 pF
 C₃ : 470 µF/25V
 IC₁ : CD4060
 IC₂ : CD4017
 IC₃ : 7805
 T : BC547
 P : Pont 1,5A
 Q : Quartz 32,768 kHz
 Compteur pour vélo
 Coffret



Depuis maintenant déjà un certain temps, le P.C. devient, outre ses fonctions de base, un complément indispensable du labo. On trouve aujourd'hui des cartes de contrôle et d'acquisition de tout nature. VDATA nous propose dans cette optique une carte courte 8 bits qui transformera votre P.C. en véritable scope numérique. Cette carte fonctionne sous Windows 3.1 ou 95.

Lorsqu'on connaît les multiples services rendus par un scope numérique et le coût de tels appareils en "stand alone", on comprend qu'il s'agit là d'une aubaine si le matériel et le logiciel s'avèrent à la hauteur de nos espérances. Eh bien, ils le sont tous deux! Pour un coût de 990 à 1 890 F TTC selon les versions, VDATA propose un véritable scope numérique 2x40 Méch/s pour le haut de gamme avec toutes les possibilités qu'un tel appareil propose de façon générale, à savoir: enregistrement des courbes, modes monocoup et défilement (roll), possibilité de prédéclenchement (pretrigger: visualisation des événements avant l'instant de déclenchement) et post-déclenchement, fonctions mathématiques sur les courbes acquises (+/- ch1 +/- ch2, ch1 - Ref1, ch2 - Ref2), mesures par curseurs, mesures automatiques (optionnelles): temps de montée, descente, fréquence, période, mini et maxi, valeur crête à crête, moyenne et efficace, etc... Une fois l'installation très simple effectuée sous Windows, la carte est automatiquement paramétrée. Au lancement du logiciel, vous vous retrouvez à l'écran avec la façade d'un vrai scope numérique et ce avec les mêmes positions des commandes et réglages. On ne se trouve pas dé-



LE WINSCOPE VDATA

roulé. De plus, l'utilisateur dispose des fenêtres et menus spécifiques à l'environnement Windows, ce qui permet notamment d'exporter des courbes, de les sauvegarder et les manipuler, de même qu'on peut sauvegarder des configurations de mesure. Enfin, une aide en ligne est disponible à tout moment via la touche F1.

Le modèle le plus évolué, 40 Méch/s par voie, et 2x20 MHz pleine bande analogique, échantillonne en temps équivalent ce qui signifie qu'on peut acquérir des signaux répétitifs jusqu'à la fréquence limite des préamplis sans dégradation. En monocoup, on sera limité à environ 8 MHz. L'utilisateur dispose en outre du mode X-Y, du paramétrage des sondes utilisées et d'une longueur d'enregistrement de 8 Kéchantillons

par voie, ce qui se situe au-dessus de la moyenne des scopes numériques de cette catégorie.

Enfin, tous les réglages ou résultats importants sont affichés à l'écran: niveau et position du déclenchement, repère 0V pour chaque voie, résultats de mesure, pourcentage de pré ou post-déclenchement.

Seul petit reproche, la sensibilité minimale de 10mV par voie (50V maxi); avouons que c'est bien peu comparé aux excellentes caractéristiques et à la facilité d'exploitation de cet nouveau produit qui comblera tous les électroniciens amateurs et même certains professionnels.

LE CHEF D'ORCHESTRE DE LA CARTE
VDATA : UN FPGA XILINX XC3020.



LA MESURE DES INDUCTANCES

Si la mesure des résistances et des condensateurs ne pose pour ainsi dire aucun problème, puisque les fonctions ohmmètre et capacimètre sont maintenant présentes sur la grande majorité des multimètres, il n'en va pas de même pour les inductances que l'électronicien peut être amené à réaliser soit pour des montages travaillant en H.F., soit pour des alimentations à découpage ou encore pour tout type de filtre en général.

Pour pallier à ce "manque", l'achat d'un appareil spécifiquement prévu pour la mesure des inductances ou mieux d'un pont de mesure RLC est la solution la plus simple mais pas la plus économique. Lorsque les moyens financiers font défaut, nous allons voir qu'il est possible de s'en sortir avec le matériel de base de son laboratoire qui comprend au minimum un multimètre, un générateur de signaux et un oscilloscope bicourbe.

Les inductances utilisées en électronique

Remarques générales

La valeur des inductances que l'amateur peut être conduit à réaliser dépend fortement du domaine pour lequel elles sont destinées. Suivant que ce domaine concerne les ali-

mentations à découpage, les filtres passifs pour enceinte acoustique, ou les circuits accordés H.F., on pourra trouver des valeurs allant de quelques centaines de millihenry à quelques nanohenry ($10^{-9}H$).

Notons au passage que les ponts RLC dont le prix est encore abordable par l'amateur couvrent suivant les modèles, une plage pouvant aller de 200 H (!) à des valeurs de l'ordre du microhenry, mais que pour ces dernières valeurs, la précision de la mesure est loin d'être excellente puisqu'il s'agit du LSB de la plus petite gamme. Les méthodes de mesure que nous décrivons, sont théoriquement applicables à toutes les inductances. Les limitations viendront essentiellement du matériel de mesure utilisé. Cependant, certaines méthodes seront plus appropriées aux inductances de valeur moyenne à forte, et d'autres aux valeurs faibles. Ces points seront précisés le moment venu. Précisons par exemple qu'avec un GBF délivrant des signaux de fréquence comprise entre 10 et 500 kHz, nous avons mesuré sans problème des inductances de valeur comprise entre plusieurs Henry (inductance primaire d'un transformateur secteur) et $1\mu H$ (inductance d'un circuit accordé sur 27 MHz). Pour des valeurs inférieures à μH , les méthodes proposées restent valables, mais il est souhaitable d'utiliser un générateur travaillant au dessus du Mégahertz, c'est à dire un générateur H.F. ou un générateur B.F. de la nouvelle génération à base de MAX 038 décrit dans la revue en 95. Avant d'aborder quelques-unes des méthodes de mesure ne demandant pas une mise en oeuvre très importante ni aucun matériel spécifique, nous rappellerons quelques notions fondamentales concernant les caractéristiques principales des bobines.

Caractéristiques d'un bobinage

Les éléments constitutifs du schéma équivalent série d'un bobinage sont sa résistance r (celle du fil utilisé pour le réaliser) et son inductance L dans laquelle prennent naissance les phénomènes électromagnétiques.

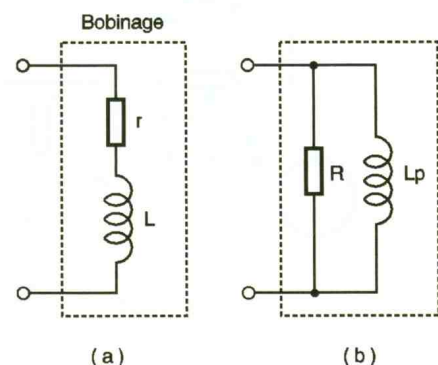
Ces deux aspects qui semblent dissociés sur le schéma de la **figure 1a**, sont en fait intimement mêlés et indissociables sur le plan pratique. Pour faciliter les calculs théoriques relatifs à certains montages, on utilise parfois le schéma équivalent parallèle (R, L_p) de la **figure 1b**. Des calculs basés sur l'égalité des impédances des deux schémas pour une même fréquence f (pulsation ω) permettent de passer d'un schéma à l'autre en introduisant le coefficient $Q=L\omega/r=R/L_p\omega$ appelé facteur de qualité. Ces formules sont les suivantes: $L_p=L(1+1/Q^2)$ et $R=r(1+Q^2)$ avec leurs inverses $r=R/(Q^2+1)$ et $L=L_pQ^2/(1+Q^2)$. Lorsque le facteur de qualité Q est très supérieur à 1 (>10), des formules approchées donnent $R=Q^2r$ et $L_p\approx L$.

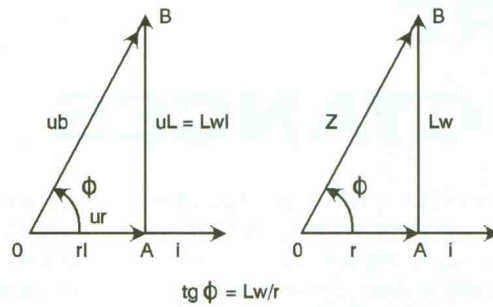
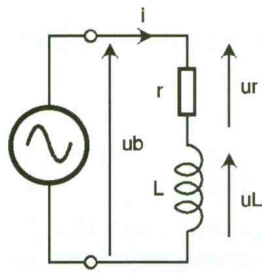
Tension aux bornes d'un bobinage

Lorsqu'un bobinage de caractéristiques " r, L " est parcouru par un courant variable $i(t)$, l'expression de la tension à ses bornes est $u_b=r i+L(di/dt)$. Dans cette relation, di/dt représente la vitesse de variation du courant i dans le circuit que l'on appelle aussi dérivée du courant i par rapport au temps. En régime permanent ($i=$ constante) $di/dt=0$ ce qui donne $u_b=r i$. Cette expression montre que l'on peut accéder à la mesure de " r " en effectuant une mesure en courant continu ($r=u_b/i$). En régime sinusoïdal, c'est à dire pour $i(t)=I \sin \omega t$, l'expression de u_b devient : $u_b=r I \sin \omega t + L \omega I \sin(\omega t + \pi/2) = U_b \sin(\omega t + \Phi)$

1a/b

LES DEUX SCHÉMAS ÉQUIVALENTS, SÉRIE ET PARALLÈLE.





2

DIAGRAMMES DE FRESNEL DE L'IMPÉDANCE.

à laquelle on attache généralement une représentation vectorielle dite de Fresnel qui permet de tenir compte à la fois des relations existant entre le module et la phase de u_b et de i (voir la **figure 2**). On définit ainsi l'impédance Z de la bobine dont l'expression est : $Z = U_b / I = \sqrt{r^2 + L^2 \omega^2}$ et le déphasage Φ de la tension u_b par rapport au courant i que l'on calcule à l'aide de l'expression $\text{tg} \Phi = L\omega / r$ (qui découle tout simplement des relations trigonométriques dans le triangle OAB), ce qu'on pourrait tout aussi décrire par un nombre complexe.

Si l'on souhaite accéder à la valeur de l'inductance "L", on peut par exemple mesurer r en continu puis Z ($= U_b / I$) en régime sinusoïdal et déduire "L" en appliquant la relation $L = \sqrt{(Z^2 - r^2)} / \omega$. Cette méthode est souvent utilisée en électrotechnique ($f = 50$ Hz) et n'est en fait qu'une double méthode voltampèremétrique (une mesure en continu, l'autre en alternatif) qui donne d'excellents résultats mais sur laquelle nous ne nous étendrons pas plus longuement car il existe d'autres façons de procéder plus adaptées au domaine électronique que nous allons développer maintenant.

Première méthode de mesure

Principe

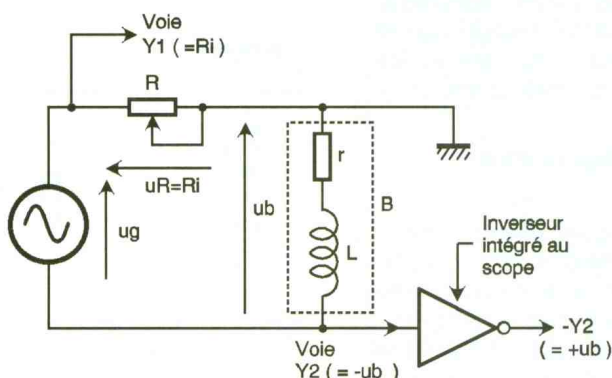
Cette façon de procéder est en fait l'adaptation de la méthode que nous venons de décrire ci dessus au domaine électronique. Ses différences essentielles viennent de ce qu'aucun ampèremètre continu ou alternatif ne sera utilisé et que la fréquence de travail pourra être assez élevée. Pour mesurer les paramètres série L et r d'un bobinage par cette méthode, on réalise le montage de la **figure 3a** dans lequel le générateur BF délivre une tension sinusoïdale de quelques volts d'amplitude, de fréquence f d'autant plus élevée que la valeur de L est plus faible (50Hz pour 1 Henry et de 10 à 100 kHz pour 1mH). La résistance variable R doit être non inductive. On peut utiliser un potentiomètre, un ajustable ou mieux encore une boîte à décades de résistances.

La tension u_R aux bornes de la résistance R appliquée à la voie Y1 est l'image du courant i ($u_R = Ri$). La tension u_b aux bornes de la bobine est visualisée sur la voie Y2 après inversion, compte tenu du fait que la référence des potentiels (masse) est prise entre R et la bobine. L'oscilloscope sera synchronisé par la voie Y2, les calibres des 2 voies verticales étant identiques et adaptés à l'ampli-

tude des phénomènes observés. La mesure proprement dite consiste à agir sur la résistance R pour que les 2 tensions u_R et u_b aient exactement la même amplitude. Quand cette condition est remplie, comme R et B sont en série, donc parcourues par un même courant, on en déduit que $Z_b = R$. Si l'on a utilisé une boîte à décades de résistances, il suffit de lire la valeur indiquée sur celle-ci, sinon, une fois l'étape suivante terminée, on pourra passer la résistance ajustable R à l'ohmmètre pour en connaître exactement la valeur. Pour accéder à la valeur de l'inductance L , on doit maintenant mesurer le déphasage existant entre les tensions u_b et u_R , cette dernière étant aussi l'image du courant $i(t)$. Pour cela, on synchronise le scope sur u_b et on décalibre la base de temps de l'oscilloscope de façon à ce qu'une demi-période de u_b occupe exactement la largeur de l'écran soit 10 divisions (**figure 3b**). Chaque division horizontale correspond alors à un déphasage de 18° . En mesurant l'écart (exprimé en divisions) existant entre les points M et N, correspondant au passage de u_b et u_R par la valeur "0" en montant, et en multipliant celui-ci par 18° , on obtient le déphasage recherché Φ ($= 18 \times MN = 36^\circ$ dans notre cas). Les valeurs de r et L s'obtiennent par les formules $r = R \cdot \cos \Phi$ et $L = R \cdot \sin \Phi / \omega$ qui découlent des relations trigonométriques dans le triangle rectangle AHB du diagramme de Fresnel de la **figure 3c**. Si $R = 15 \Omega$ et $f = 250$ Hz soit $\omega = 1570$ rd/s, avec $\Phi = 36^\circ$ on tire : $r = 15 \cos 36 = 12,13 \Omega$ et $L = 15 \sin 36 / 1570 = 5,6$ mH. Au niveau de "r", on constate parfois des écarts entre la valeur mesurée à l'ohmmètre et celle obtenue par la méthode ci-dessus. En dehors de la précision des mesures, les écarts observés peuvent avoir pour origine des pertes par courant de Foucault et par hystérésis si la bobine possède un noyau ainsi que des pertes dues à

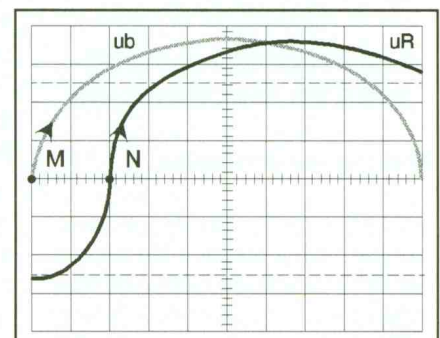
3a

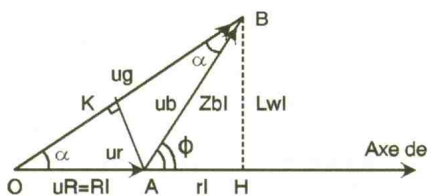
MONTAGE DE MESURE DE R ET L.



3b

MESURE DE DÉPHASAGE ENTRE UB ET I, ICI $\Phi = 18^\circ \cdot MN = 36^\circ$.





3c

DIAGRAMME DE FRESNEL DU MONTAGE DE LA FIGURE 3A.

l'effet de peau si la fréquence de travail est importante.

Variante

Ce paragraphe s'adresse principalement au lecteur qui ne possède pas d'oscilloscope mais qui dispose au minimum d'un multimètre (fonctionnant en alternatif) et d'un générateur de signaux sinusoïdaux.

Pour que la mesure soit envisageable, il faut s'assurer que le multimètre en question donne encore une indication (même si elle est fautive en raison de la bande passante de l'appareil qui est rarement importante sur un multimètre bas de gamme) pour la fréquence de travail et que son impédance interne atteigne au moins 100 kΩ sur le calibre qui sera utilisé.

Si cette condition n'était pas respectée, la mise en parallèle du multimètre sur la résistance R ou sur la bobine risquerait de modifier le courant qui les traverse ce qui fausserait totalement les résultats.

Pour vérifier ces différents points, on réalise le montage de la **figure 4** en réglant le GBF comme cela a été précisé pour la mesure du bobinage inconnu (amplitude crête de 2V). Lorsque le voltmètre (positionné sur le calibre 2V qui sera par la suite le seul utilisé pour éviter toute erreur) est directement relié au GBF (K sur 1), son indication ne doit pas être nulle. Ce cas ne doit pas être exclu si la bande passante du multimètre est réduite (500 Hz) et que l'on travaille à 100 kHz ou plus, car

l'atténuation introduite à cette fréquence est suffisante pour que la tension effectivement mesurée soit insignifiante voire nulle. En supposant par exemple que l'indication du multimètre soit de 1,400V pour K en 1 (valeur différente de 0 qui prouve son fonctionnement), on bascule K en 2 ce qui a pour effet de mettre la résistance de 100 kΩ en série avec le multimètre. Tant que l'indication du multimètre reste supérieure à 0,700V (=1,400/2) on peut considérer que celui-ci est bon pour le service car cela signifie que son impédance interne est supérieure à 100 kΩ.

Une fois ces contrôles effectués, on passe à la mesure proprement dite. L'oscilloscope bicourbe étant remplacé par un voltmètre unique, et le déphasage entre u_R et u_b n'étant pas mesurable, on procède avec le même montage qu'à la figure 3a comme suit :

1) en agissant sur R, on cherche à obtenir l'égalité des tensions u_R et u_b ce qui impose de déplacer le multimètre plusieurs fois aux bornes de R et B après chaque modification de R. Quand ce point est acquis, on mesure la tension totale u_g (toujours avec le même calibre pour le voltmètre).

2) L'égalité de u_R et u_b , conduit à $Z_b=R$ comme dans la méthode utilisant un oscilloscope. Pour calculer la valeur de Φ , on utilise la formule $\cos(\Phi/2) = u_g/2u_R$ déduite des propriétés du diagramme de Fresnel de la figure 3c (le triangle OAB est isocèle donc $\alpha = \Phi/2$ et $\cos\alpha = OK/OA = u_g/2u_R$). Une fois Zb et F connus, on déduit L et r avec les formules du paragraphe précédent.

Cette façon de procéder est bien sûr plus longue puisqu'on dispose d'un seul appareil de mesure beaucoup moins performant qu'un oscilloscope mais elle permet de répondre au problème posé avec un minimum de moyens.

Autres méthodes

Nous regrouperons dans ce paragraphe deux méthodes assez similaires puisqu'elles sont toutes deux basées sur le comportement des circuits accordés (RLC) en régime sinusoïdal. La première concerne les circuits RLC série et la seconde les circuits parallèles. Le résultat des essais permettra de connaître uniquement la valeur de L, mais comme c'est essentiellement le but de cet exposé cela ne doit pas choquer le lecteur qui pourra toujours mesurer "r" à l'ohmmètre s'il en éprouve le besoin quoiqu'à certaines fréquences "r" change.

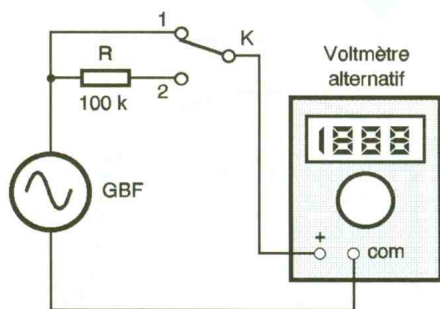
Principe de la mesure

Si l'on fait varier la fréquence du générateur qui alimente le circuit RLC série de la **figure 5a**, on s'aperçoit que pour une fréquence particulière F_0 appelée fréquence propre du circuit, la tension délivrée par le générateur u_g et la tension aux bornes de la résistance série R (c'est à dire aussi le courant dans le circuit) sont en phase.

La raison de ce phénomène résulte tout simplement de l'égalité des impédances de l'inductance L et du condensateur C pour cette fréquence F_0 (pulsation ω_0) qui permet d'ailleurs de la calculer puisque si $L\omega_0 = 1/C\omega_0$ on tire $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ soit $F_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$. Les diagrammes de Fresnel de la **figure 5b** montrent comment évolue le déphasage entre u_g et i (= u_R/R) quand la fréquence f varie de part et d'autre de F_0 . On constate des phénomènes analogues avec le montage de la **figure 6a** pour lequel les éléments R,L,C ont été associés en parallèle. Dans ce montage, on a rajouté une résistance R_g en série avec le générateur afin "d'isoler" la tension U_g de la tension u_R puisque tous les éléments du mon-

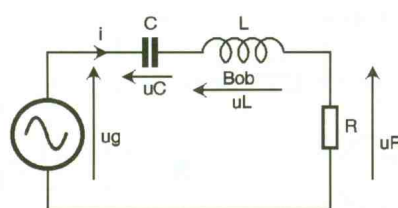
4

VÉRIFICATION DE LA VALIDITÉ DE LA MESURE.



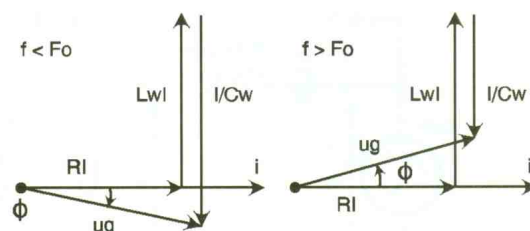
5a

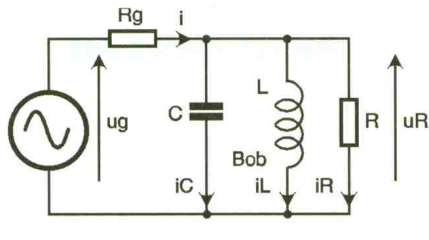
DÉTERMINATION DE LA FRÉQUENCE PROPRE, RÉSEAU SÉRIÉ.



5b

...ET DIAGRAMMES CORRESPONDANTS POUR f < F_0 ET f > F_0.





6a CAS DU RÉSEAU PARALLÈLE.

tage sont en parallèle dans ce cas. Pour ce montage, le diagramme de Fresnel (**figure 6b**) relatif au courant dans les 3 composants R,L,C, montre que pour la pulsation ω telle que $L\omega = 1/C\omega$ le courant principal i est en fait égal au courant i_R puisque la somme des 2 courants i_L et i_C est nulle. Les tensions $u = R i_R$ et u_g sont encore en phase dans ce cas particulier.

La mesure proprement dite

Le comportement des circuits R,L,C que nous venons de rappeler pour la fréquence F_0 peut être mis à profit pour mesurer l'inductance d'un bobinage en remplaçant tout simplement l'inductance L des schémas précédents par le bobinage lui-même. Lorsque les tensions u_R et u_g de l'un ou l'autre des 2 montages sont en phase, (ce qui est facilement vérifiable avec un oscilloscope), on en déduit que $L\omega = 1/C\omega$ soit $L = 1/C\omega^2$. Le calcul de L dépend bien entendu de la connaissance de C et de ω (donc de F_0) qui devront être connus ou mesurés de façon préalable. Sur le plan pratique, l'inductance inconnue et les éléments R, (+Rg pour le montage parallèle) et C peuvent être disposés sur une plaque de connexion ou plus simplement reliés par des fils volants. L'oscilloscope est connecté comme le montrent les **figures 7a et b**, les calibres tant horizontaux que verticaux étant adaptés aux valeurs de la fréquence et de l'amplitude

6b ... ET DIAGRAMME CORRESPONDANT POUR F=F0.

(quelques volts) délivrée par le GBF. Une fois le montage réalisé, on agit sur la fréquence du GBF pour que les tensions u_g et u_R soient exactement en phase **figure 7c**.

Quand ce résultat est obtenu, on tire la valeur de L de la formule $L = 1/4\pi^2 F_0^2 C$ (L en H, C en F et F_0 en Hz). Pour connaître la fréquence F_0 , on peut soit se fier aux indications du vernier du GBF, soit prendre un fréquencemètre ou encore se servir des indications de la base de temps du scope (voir les articles sur l'oscilloscopie parus en 95 dans la revue). Les valeurs de R et Rg étant assez peu critiques, on pourra prendre deux résistances de 1000 Ω , comme cela est indiqué sur le schéma, ou prendre des valeurs plus élevées sans que cela nuise au bon déroulement de la mesure.

Lorsqu'on a plusieurs inductances du même ordre de grandeur à mesurer, on peut s'éviter des calculs fastidieux en remplaçant C par sa valeur dans la formule et en utilisant des unités appropriées. Ainsi, avec un condensateur C de 9,44 nF (valeur mesurée au capacimètre au cours de nos essais) si l'on exprime la fréquence en kHz, la valeur de L en Henry correspond à $L = 2,68/F_0^2$.

Ainsi, si l'accord est obtenu pour $F_0 = 23,9$ kHz on trouve $L = 0,0047H = 4,7mH$ et pour $F_0 = 51$ kHz, $L = 0,001H = 1mH$. Avec un condensateur d'accord de 100 nF, la formule deviendrait $L = 0,253/F_0^2$ toujours avec L en Henry et F_0 en

kHz, ou $L = 253/F_0^2$ avec L en millihenry et F_0 en kHz. Pour ceux que l'utilisation d'une calculatrice rebute toujours un peu, on peut s'éviter tout calcul en utilisant l'abaque de la **figure 8**. Pour cela, on place sur les échelles C et F un point en regard des valeurs de C (point M pour 9,44 nF) et F_0 (point N pour 51 kHz). Le prolongement de la droite MN coupe l'axe des inductances à la valeur cherchée (1 mH comme le montre aussi le calcul).

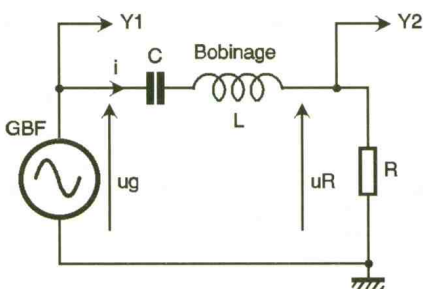
Cette façon de procéder est un peu moins précise que le calcul mais beaucoup plus rapide. En ce qui concerne l'abaque de la **figure 8** et ses graduations, on pourra utiliser celle-ci pour d'autres gammes de valeurs que celles qui sont mentionnées. En particulier, si on exprime L en μH , C en pF, l'échelle des fréquences devra être lue en MHz et non en kHz.

Une autre transposition peut être envisagée avec L en Henry, C en μF et F en hertz. Comme vous le voyez cela est très pratique.

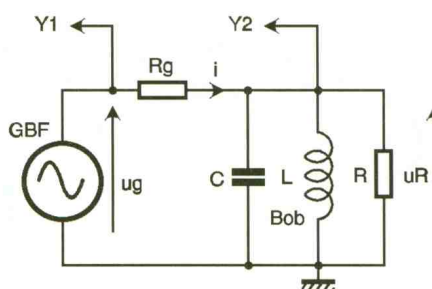
Remarques

Si les formules ci-dessus ne font référence à aucune limitation concernant les triplets de valeurs L, C, F_0 qui peuvent être employés pour aboutir à la connaissance de L, dans la pratique, il convient de prendre quelques précautions sans lesquelles la mesure serait délicate voire impossible à réaliser. L'expérience montre en particulier qu'il est préférable de travailler avec le montage série pour les inductances de valeur supérieure au millihenry et avec le montage parallèle pour les valeurs inférieures. La valeur frontière "1 mH" ne doit pas être prise au pied de la lettre, mais donne un ordre de grandeur de la valeur de L pour laquelle une méthode donne de moins bons résultats que l'autre, tout simplement parce que les tensions observées sur l'écran du scope sont d'ampli-

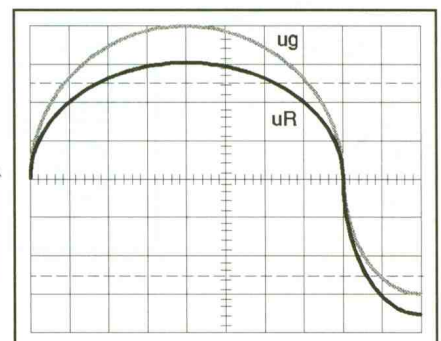
7a MESURE DE L À LA FRÉQUENCE PROPRE F0, RÉSEAU SÉRIE.



7b ... ET PARALLÈLE.



7c VÉRIFICATION UR,UG EN PHASE, ALORS LWO=1/CWO.



tude trop faible ou que la recherche de la mise en phase de u_R et de u_C est plus délicate, ce qui peut agir de façon néfaste sur la précision de la mesure.

Un autre point à respecter concerne cette fois les valeurs relatives de L , C et de F_0 . Si l'on veut effectuer des mesures correctes et précises, il faudra adapter la valeur du condensateur utilisé et la fréquence de travail F_0 à la valeur de l'inductance L inconnue (dont on doit quand même avoir un ordre de grandeur avant de commencer la mesure).

Comme les valeurs de L et de C varient en sens inverse l'une de l'autre, si l'on veut mesurer une inductance L de $100 \mu\text{H}$ à 1000 Hz , cela conduirait à prendre un condensateur C de $250 \mu\text{F}$!. D'un point de vue pratique, la mesure de C serait déjà peu précise, et de plus, la recherche de l'accord du circuit serait trop imprécise pour être exploitable.

Pour faire une mesure correcte dans ce cas, on devra réduire la valeur de C à 100 nF et augmenter fortement la fréquence F_0 jusqu'à un peu plus de 50 kHz . Pour savoir de façon simple si la mesure que l'on envisage a des chances d'être satisfaisante sur le plan expérimental et sur celui des résultats, on retiendra que les valeurs de L , C et F_0 qui sont les mieux adaptées entre elles sont celles pour lesquelles la droite qui joint les 3 points représentatifs sur l'abaque de la figure 8 est la plus horizontale.

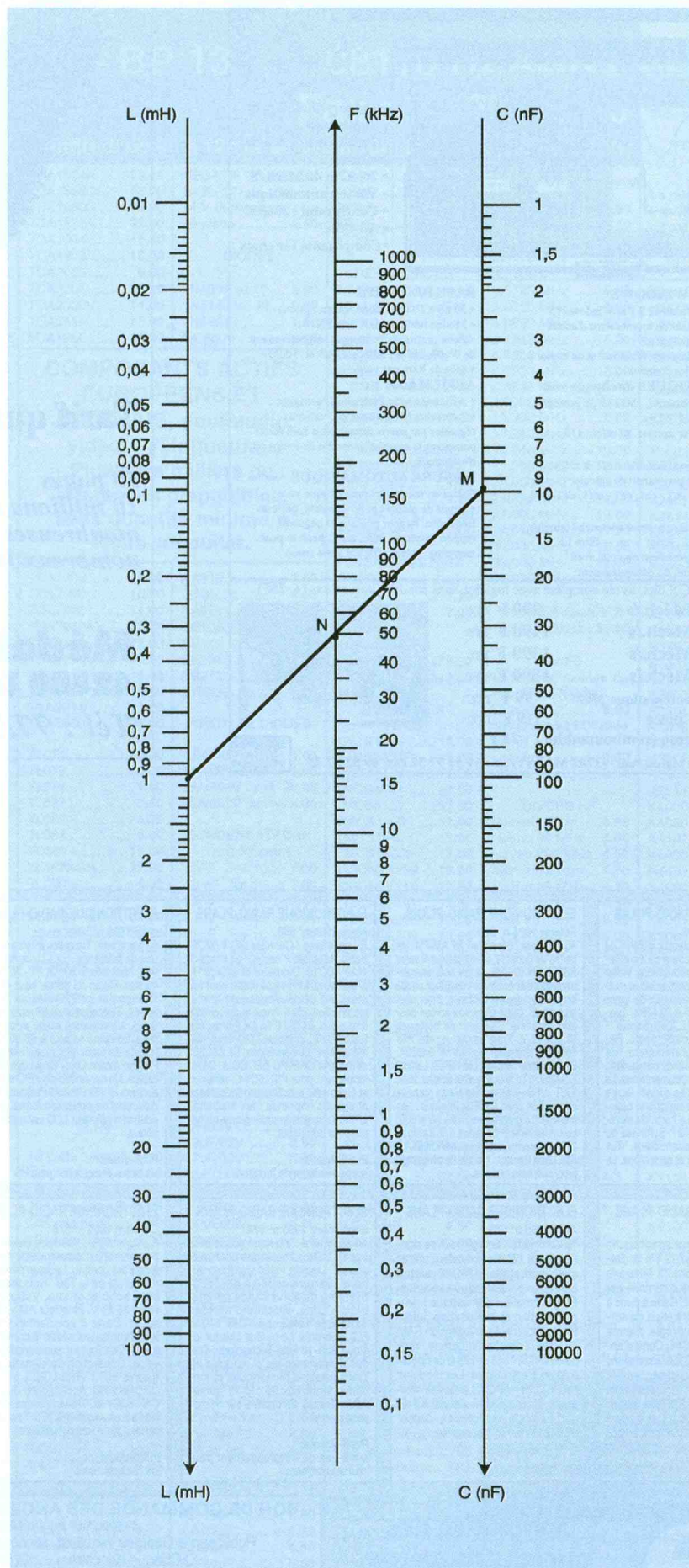
Comme cela n'est pas toujours facilement réalisable, on essaie de travailler avec des valeurs telles que la pente de la droite ne soit pas trop importante.

Pour les avoir expérimentées à maintes reprises et en particulier à nouveau lors de la rédaction de cet exposé, les méthodes décrites ici donnent des résultats très satisfaisants sur le plan de la précision. Nous vous les recommandons sans arrière pensée surtout si vous ne disposez pas d'un inductance-mètre dont l'achat pour 2 ou 3 mesures dans l'année ne se justifie pas vraiment.

F.JONGBLOËT

UN COMPLÉMENT INDISPENSABLE :

LE MINITEL 3615 EPRAT ET LE
SERVICE INTERNET :
<http://www.eprat.com>.



8

ABAQUE DE DÉTERMINATION
DE L, F ET C CONNUS.

LE COURRIER DES LECTEURS

Le service du Courrier des lecteurs d'Electronique Pratique est ouvert à tous et est entièrement gratuit. Les questions d'« intérêt commun » feront l'objet d'une réponse par l'intermédiaire de la revue. Il sera répondu aux autres questions par des réponses directes et personnelles dans les limites du temps qui nous est imparti.

M. OLIVIER CHAUMIER

Concernant la radiocommande de porte de garage du n° 202 d'Electronique Pratique : pour le récepteur, vous indiquez dans le texte que le circuit IC₂ a son entrée 1 reliée à l'état bas et que le circuit IC₃ a son entrée 2 reliée à l'état bas ; or, sur le schéma, il y a deux IC₂ ayant le même schéma de câblage. Que doit-on comprendre ?

1° Le schéma de principe comporte effectivement une erreur : le circuit placé à la droite de IC₂ est en réalité le circuit IC₃, et sa broche 2 doit être reliée à la masse. Signalons que le circuit imprimé ne comporte pas cette erreur et que le montage fonctionne correctement. 2° Afin de commander des télérupteurs, il suffit de connecter leurs bornes d'alimentation aux contacts des relais de sortie du circuit.

M. C. CHAUVIN

Ayant réalisé le montage (schéma joint), il m'est impossible de faire déclencher le relais à une température de 0°C ; celui-ci est excité à + 5°C... Que puis-je faire pour

avoir une plage de, par exemple, - 20°C à + 20°C ?

Afin de mesurer des températures négatives à l'aide du capteur LM35, il convient d'utiliser la référence LM35C (- 40°C à + 110°C) et d'utiliser une tension d'alimentation symétrique de + 12V et - 12V par rapport à la masse. La sortie du LM35C sera reliée à la tension négative par une résistance dont la valeur sera à calculer à l'aide de la formule suivante : $R = -VS/50 \mu A$. La tension de sortie du capteur est de 10 mV par °C.

M. BERNARD LENFANT

Dans Electronique Pratique de juillet-août 1995, il est proposé un récepteur canal 19 à la page 81...
1° valeurs de L et C
2° valeur du quartz Q₁
3° sens du filtre F₂.

1° La bobine L devra comporter une dizaine de spires de fil émaillé de 5/10^e de mm, sur un diamètre de 6 mm, et le condensateur C aura une capacité de quelques dizaines de picofarads (procéder par essais). La formule qui permet de connaître la fréquence d'un réseau LC est : $1/2 \pi \sqrt{LC}$, avec L en henrys et C en farads.

2° La fréquence d'émission du canal 19 est de 27,185 MHz ; pour connaître la valeur du quartz dans la bande 36 MHz à 38 MHz, il suffit d'ajouter 27 185 kHz et 10 245 kHz auquel on soustrait 455 kHz (qui est la seconde fréquence intermédiaire) ; on trouve 36 975 kHz.

3° Le double filtre céramique 455 kHz a un sens (l'encoche qui est sur le dessus du boîtier). Sur le circuit imprimé, il manque effectivement la masse du filtre F₁ dont la pastille centrale n'est pas reliée. Il suffira, à l'aide d'un petit morceau de fil, d'effectuer cette liaison.

M. HUBERT TOURRETTE

J'ai lu avec grand intérêt le montage « Transmission de données série en HF » que vous avez publié dans Electronique Radio-Plans de décembre 1996.

Avec-vous publié depuis une transmission bidirectionnelle avec codage ? Pour une transmission bidirectionnelle, le montage de

décembre 1995 doublé d'un émetteur et d'un récepteur supplémentaires fonctionnerait-il ?

Notre mensuel *Electronique Radio-Plans* ayant cessé de paraître en décembre 1995, nous n'avons pas publié de suite à l'article que vous mentionnez.

Il ne suffit pas d'ajouter un émetteur et un récepteur supplémentaire afin d'assurer une liaison bidirectionnelle. En effet, comme vous le constaterez dans le numéro double de juillet-août 1996, la liaison bidirectionnelle que nous proposons utilise en plus les lignes de protocole de l'interface RS 232 afin de synchroniser les envois et les réceptions de données.

On ne peut coder la transmission à l'aide de codeurs de type MM53200. L'un des codages utilisables est le codage biphasé qui consiste à remplacer les bits 0 et 1 par des flancs ascendants ou descendants. L'article à paraître décrivant cet ensemble de transmission n'utilise pas de codage des informations.

M. TERNEUS

Pourriez-vous me donner les caractéristiques du composant actif référence NEC - D882 Q ou l'équivalence que je pourrais trouver dans le commerce ?

Le composant référencé NEC - D882 Q est un transistor de type NPN au silicium. C'est en fait la contraction de la référence 2SD882. Ses caractéristiques sont les suivantes :

- boîtier TO126
- V_{CB} max = 40 V
- V_{CE} max = 60 V
- V_{EB} max = 5 V
- I_C max : 3 A
- T_j max = 150 °C
- P max = 10 W
- ft = 45 MHz (fréquence)
- h_{FE} = 160
- I_C pour h_{FE} = 1 A

Il n'existe pas d'équivalent très proche. Le BD777 est pratiquement le seul transistor européen qui pourrait le remplacer, mis à part la fréquence de fonctionnement qui est au maximum de 20 MHz. Nous vous conseillons plutôt de vous approvisionner auprès de l'un des annonceurs de notre revue qui vendent des composants japonais.

Visitez le serveur
WEB de TERAL sur internet :
<http://www.teral.com>
Ecrivez-nous sur internet à :
teral@teral.com

L'ESPACE LABORATOIRE

TERAL

précurseur depuis 1954

OUVERT EN JUILLET ET EN AOUT

OSCILLOSCOPES MULTIMETRES FREQUENCIMETRES GENERATEURS

METRIX

OSCILLOSCOPES

OX 800 - 2 x 20 MHz **3 990 F TTC**
OX 8020 - 10 Hz à 20 MHz
(mémoire numérique) **10 990 F TTC**
OX 8027 - idem + interface Bus IEEE **13 990 F TTC**

MULTIMETRES

MX 53 **1 796 F TTC** MX 56 **2 882 F TTC**
MX 54 **2 399 F TTC** X 2093 **799 F TTC**
MX 55 **2 499 F TTC**

HAMEG

TOUTE LA GAMME

HM 303 - 2 x 30 MHz **3 990 F TTC**
HM 304 - 2 x 35 MHz **5 500 F TTC**
avec testeur de composants
HM 305 - 2 x 30 MHz
analogique et numérique **6 990 F TTC**
HM 1005 - 2 x 100 MHz **9 500 F TTC**
HM 1007 - 2 x 100 MHz
numérique et analogique **12 400 F TTC**

WAVETEK

DM 23 XT **750 F TTC**
DM 25 XT **765 F TTC**
DM 27 XT **935 F TTC**
DM 28 XT **935 F TTC**
DM 5 XL **406 F TTC**
DM 10 XL **460 F TTC**
DM 15 XL **540 F TTC**
DM 16 XL **788 F TTC**
DM 30 XL **803 F TTC**
DM 35 XL **923 F TTC**

GÉNÉRATEUR DE FONCTIONS FG3B

avec fréquencemètre intégré jusqu'à 100 MHz. Modulation d'amplitude ou de fréquence. Rapport cyclique variable **3 046 F TTC**

GÉNÉRATEUR DE FONCTIONS FG2A

7 calibres 0,2 Hz à 2 MHz. Sortie d'ondes carrées, triangulaires, sinusoïdales et impulsions TTL. Atténuateurs fixes et variables **1 985 F TTC**

2 NOUVEAUX OSCILLOS BI-WAVETEK

9020 P - 2 x 20 MHz **3 550 F TTC**
9100 P - 2 x 100 MHz **8 380 F TTC**

NOUVEAU

CR 50
capacimètre
ohmmètre
784 F TTC

FLUKE

Les multimètres qui font référence dans l'industrie.

Fluke 10 **550 F TTC** Fluke 75 **1 390 F TTC**
Fluke 11 **630 F TTC** Fluke 77 **1 690 F TTC**
Fluke 12 **730 F TTC** Fluke 87 **3 490 F TTC**
Fluke 73 **990 F TTC**

ESCORT

Escort 163 S **690 F TTC**
Escort FI 505/506 **1 530 F TTC**
Escort 168A **590 F TTC**

OFFRE EXCEPTIONNELLE
MULTIMETRES NUMERIQUES
DT 830 B **85 F**
DT 3800 G **170 F**

Tous les oscilloscopes sont livrés avec deux sondes x 1 ou 1/10

LABO 1

580 F

1 insoleuse + 1 graveuse
+ 1 sachet de granulés de perchlorure de fer
+ 1 sachet de révélateur
+ 1 plaque présensibilisée 100 x 160.

LABO 2

690 F

Tous les éléments du LABO 1
+ 1 pince coupée demi-rond
+ 1 pince plate
+ 1 pince pince plieuse de composants
+ 1 pince plate rase
+ 1 pince coupante diagonale
+ 1 pince demi-rond droite
+ 7 tournevis
+ 1 testeur de phases
+ 1 kit fer à souder + support

LABO 3

730 F

Tous les éléments du LABO 1
+ 1 multimètre DT830B (Krystal)
+ 1 troisième main (Monacor)

Consultez notre catalogue sur 3615 TERAL 2,23 F la minute

PLAQUE D'ESSAI

SD-5, 8 bus de 25 pts **15,00 F**
SD-10, 640 pts **33,00 F**
SD-11, 740 pts **39,00 F**
SD-5 + SD-10, 840 pts **43,50 F**
SD-35, 2 420 pts **159,00 F**
SD-47, 3 260 pts **199,00 F**

MAXICRAFT

Coffret perceuse

189 F



SUPER OPERATION

métrix
la mesure au top !
catalogue gratuit

Transformez votre PC en oscilloscope 2 x 10 MHz à mémoire grâce au kit **VELLEMAN K7103** **1390 F**

MOIS DU HAUT-PARLEUR

TERAL LE LEADER avec

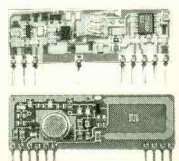
EXTREME, AUDAX, BEYMA, etc.

LE KIT IDÉE DU MOIS **325 F**

70 w, 17 cm avec HTP 170 + tweeter + filtre + connectiques

TERAL distribue également toute la gamme des modules AUREL et MIPOT

MIPOT, émetteur AM **140 F**
MIPOT, récepteur AM **60 F**
Antenne 433, 92 Mhz **52 F**
Flexible gainée **76 F**
Rigide **145 F**
AUREL TX 433 SAW **89 F**
AUREL STD 433 **189 F**
Codeurs/décodeurs **52 F**
Circuit codeur variable **143 F**
Module décodeur **143 F**
Circuit encodeur/décodeur programmable **32,50 F**
MM 53200



Expéditions province assurées par PTT ou transporteur à domicile (montant minimum de la commande : 50 F). Frais de port : nous consulter. Nos prix s'entendent sur du matériel rigoureusement neuf, emballage et garantie d'origine. Promotions valables dans la limite des stocks disponibles. Crédit CETELEM, règlement échelonné possible, CB et AJURORE.

TERAL

Au 26 : Sono, composants, antennes paraboliques, librairie électronique, pièces détachées.

Au 53 : HiFi, Home Theater, TV-vidéo, haut-parleurs et kits, HiFi automobile, casques.

Au 34 : Assistance technique, service après vente.

Rue Traversière, 75012 Paris - Tél. : 43 07 87 74 + - Fax : 43 07 60 32 - Métro : Gare de Lyon

Tous nos magasins sont ouverts du lundi au samedi de 9 h 30 à 19 h en non-stop. Nocturne le mercredi jusqu'à 21 h