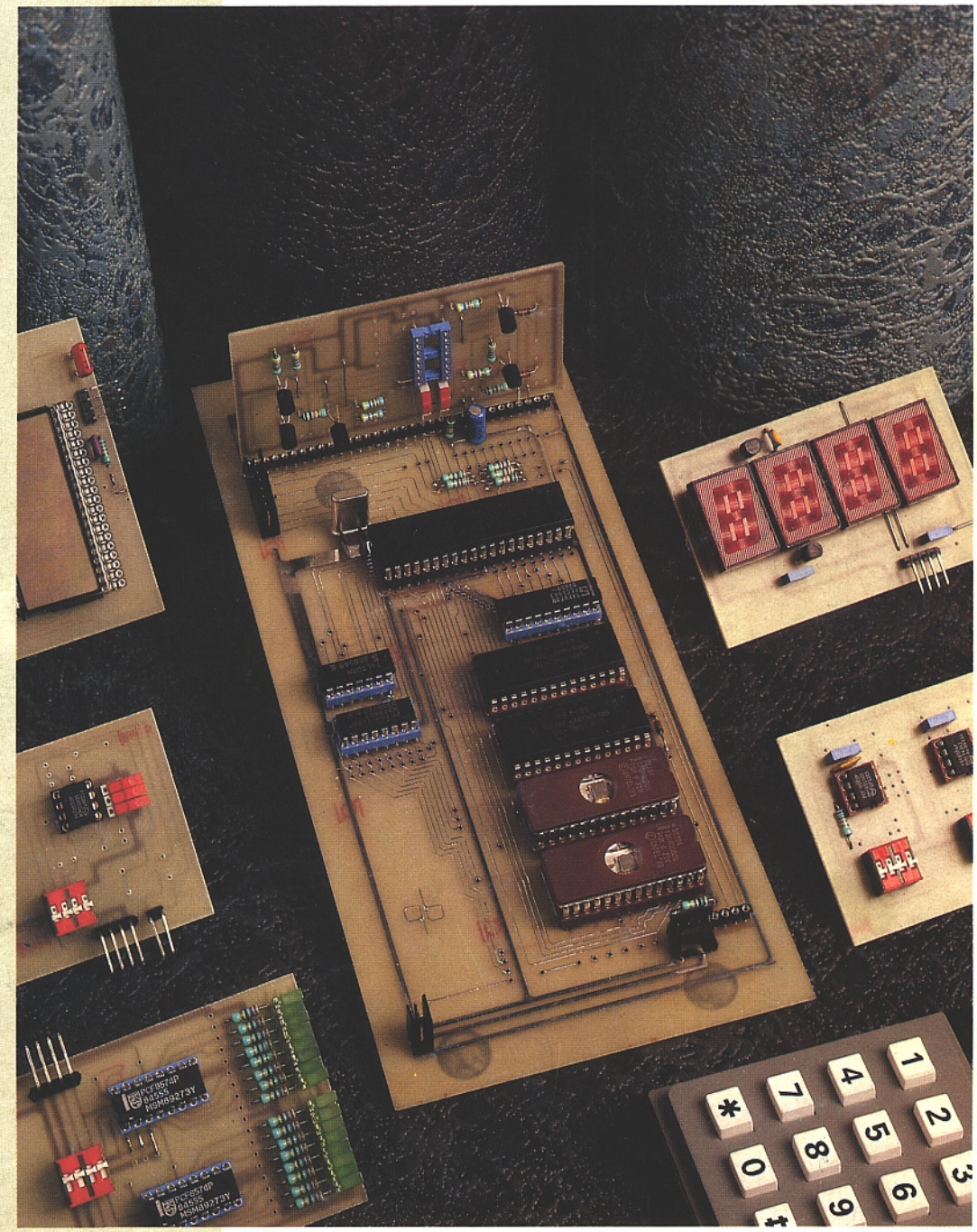
NUMERO 505 - DÉCEMBRE 1989 - ISSN 0033 7668

electronique RADIO PLANS

ETUDE ET CONCEPTION D'UNE REVERBERATION ELECTRONIQUE.
UN EMETTEUR T.V. SECAM (L) POUR CAMESCOPE.
LES CMS EN PRATIQUE : UN INJECTEUR DE SIGNAL.
STRUCTURE DES DETECTEURS PYROELECTRIQUES.
CENTRALE DOMOTIQUE I2C : LES EXTENSIONS.
UN SIMULATEUR DE PRESENCE TELECOMMANDABLE.
APPLICATIONS DES PREDIVISEURS UHF SDA 2101 ET U 664 B.



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

T 2438 - 505 - 20,00 F

3792438020008 05050

NUMERO 505 - DÉCEMBRE 1989 - ISSN 0033 7668

electronique

RADIO PLANS

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

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

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

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

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

Ce numéro a été tiré
à 71 100 exemplaires
Dépot légal octobre 89 - Éditeur 1596 -
Mensuel paraissant en fin de mois.
Distribué par S.A.E.M. Transport-Presse.
Photocomposition COMPOGRAPHIA - 75019 PARIS -
Imprimerie SNIL Aulnay-sous-bois et REG Torcy.
Photo de couverture : E. Malemanche.

SOMMAIRE

ETUDE ET CONCEPTION
55 Émetteur TV norme L pour camescope
61 Module de réverbération à CCD
75 Un analyseur logique 8 voies

MONTAGES
13 Une alimentation autonome 220 V / 50 VA
37 Un simulateur de présence
41 Une carte 16 entrées pour PC
48 Injecteur de signal en CMS

CIRCUITS D'APPLICATIONS
20 Le prédiviseur UHF SDA 2101
23 Applications de l'UAA 4713 STM
67 Les convertisseurs A/N ICL 7106/07

MESURE ET INSTRUMENTATION
17 Le système Compamatic 2 de Chauvin Arnoux

TECHNIQUE
51 Les détecteurs pyroélectriques

COMMUNICATIONS
29 Centrale I2C : les liaisons déportées

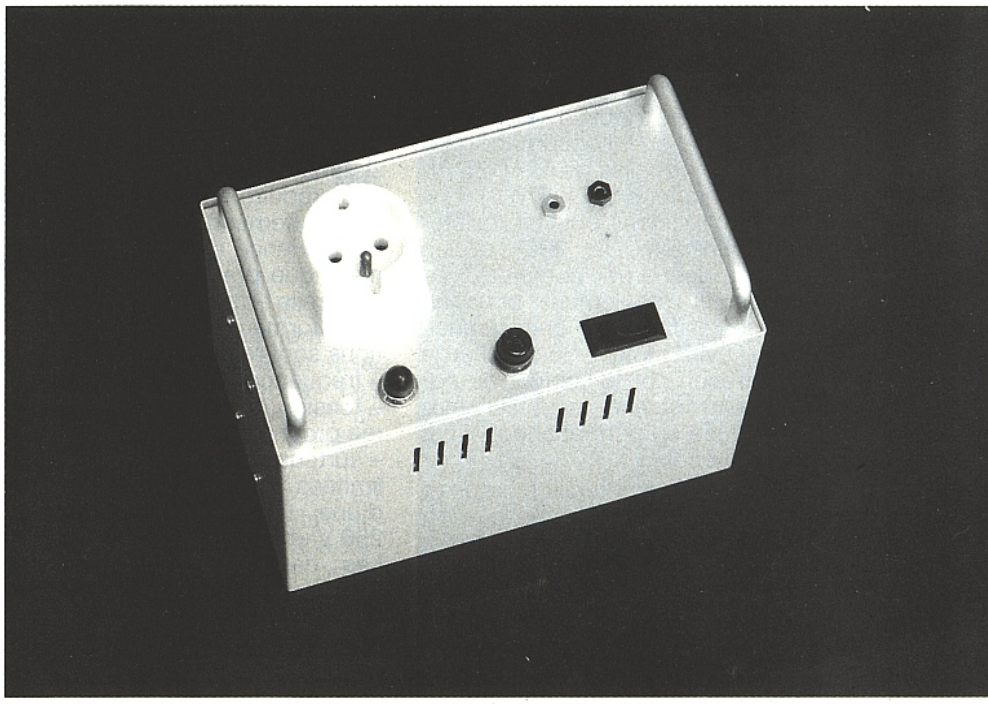
COMPOSANTS ET TECHNOLOGIE
44 La soudure et les CMS

INFOS
78 Un coffret batterie pour le Gould 400
Les règles d'or d'Occaselec
80 Impulseur miniature CMS MEC
Le module SRAM EDI 8M8256
82 Trois nouveaux AOP Texas Instruments
83 Le senseur de position IPL 10130
Connecteurs push-pull WW Fischer
Mélangeurs 2 GHz Eurotec
84 Formation post DUT-BTS à l'INSA
Atténuateurs fixes 50 Ω ARRA
Relais statiques Electromatic
Booster rapide Apex PB 58
85 L'IC discrète Database REA
Le commutateur Bothway Inter Composants
86 Les ondulateurs pour PC Emerson
Hewlett-Packard et Almex : un partenariat réussi
87 Eurisko 90 et le transfert technologique
88 Nouvelles fibres plastiques Bayer

Ont participé à ce numéro :
Ph. Bajcik, C. Basso, B. Bencic, M.L. Cibot, A. Garrigou, G. Genoux, P. Gueulle, R. Knoerr, C. Lefebvre, J. Lefevre, D. Paret, R. Schnebelen.

Une alimentation autonome 220 V 50 VA

Faire fonctionner des équipements 220 V autrement qu'en les branchant sur le secteur est un problème qui se pose constamment aux itinérants terriens ou marins, et occasionnellement aux sédentaires.
Les convertisseurs pour batterie de voiture et les groupes électrogènes conviennent à merveille pour les moyennes et fortes puissances, mais fort mal lorsqu'il s'agit d'alimenter du matériel à consommation réduite, cas qui se présente de plus en plus fréquemment. Les progrès technologiques en matière d'accumulateurs et de transformateurs nous permettent de vous proposer la réalisation d'un bloc d'alimentation autonome pesant à peine 4 kilos, mais capable de produire du 220 V pendant plusieurs heures sans aide extérieure.



L'ÉTAT DE LA TECHNIQUE :

Transformer la faible tension continue d'une batterie en une haute tension alternative est une opération très classique : il suffit d'un "onduleur" ou "hâcheur" suivi d'un transformateur élévateur. Les premiers hâcheurs étaient de simples vibreurs électromagnétiques, mais on utilise depuis longtemps des transistors bipolaires ou MOS de puissance, voire des thyristors, selon la puissance.
C'est en général un accumulateur qui fournit l'énergie qu'il s'agit de transformer : sa capacité est tout sauf illimitée, et détermine l'autonomie possible pour une consommation donnée, laquelle inclut évidemment les pertes du convertisseur.
Deux moyens existent donc pour accroître l'autonomie d'un ensemble batterie plus onduleur : augmenter la capacité de la batterie (donc ses dimensions, son poids et son prix), ou améliorer le rendement du convertisseur.
Ajoutons un procédé utile dans les cas extrêmes, la recharge de la batterie par des moyens autonomes tels que panneau solaire ou éolienne. Là aussi, le coût du watt produit impose un rendement de stockage et de conversion aussi élevé que possible.
Grâce aux progrès de la technique, il devient de plus en plus facile et de moins en moins coûteux de construire des convertisseurs offrant un bon rendement, et de se procurer des batteries à forte densité énergétique.
Nous tenons là tout le nécessaire pour bâtir un appareil original et utile !
Ce n'est un secret pour personne que la consommation des appareils électroniques a fortement diminué en l'espace de quelques années : une centaine de watts pour un téléviseur couleur de salon, une trentaine pour un MINITEL, et guère plus pour la plupart des équipements de labo ou de loisirs.
On peut considérer qu'un générateur capable de débiter une cinquantaine de watts permet de résoudre une grande majorité de problèmes courants en l'absence du secteur.
A condition d'utiliser un convertisseur n'absorbant pas deux fois plus de puissance qu'il n'en four-

nit, une batterie de 5 à 10 Ah sous 12 V peut donc assurer quelques heures d'autonomie, à condition de pouvoir débiter quelques ampères sans faiblir.
Les batteries au plomb et à électrolyte gélifié offrent le meilleur rapport capacité/prix possible, mais se prêtent mieux à un fonctionnement en "tampon" qu'à des cycles charge-décharge répétés. En outre, il faut absolument éviter de les abondonner déchargées (elles sont vendues chargées).
C'est tout de même ce type de batterie que nous avons choisi d'utiliser, en l'occurence un modèle normalisé de 12 V 6,5 Ah de dimensions 98,4 × 151,7 × 65 mm. Il devrait pouvoir résister au minimum à 200 cycles charge-décharge complets, ce qui suffit amplement pour un usage relativement occasionnel. Bien évidemment, une charge d'entretien par le secteur ou par panneau solaire peut lui être appliquée en permanence : il est fait pour cela !

Pour un usage intensif (charge et décharge quotidiennes), on pourra préférer assembler dix éléments nickel-cadmium à électrodes frittées : c'est nettement plus cher, mais extrêmement endurant et plus léger à capacité égale.
Du côté du convertisseur, c'est surtout au niveau du transformateur que se joue le rendement : on peut friser les 90 % avec un transfo toroïdal, dont encombrement et poids réduits contribuent à la compacité de l'ensemble.
Bien évidemment, il ne saurait être question de gâcher les performances de ces composants de base en utilisant des transistors de piètre qualité (nous le démontrerons en temps voulu, chiffres à l'appui...).

UN SCHÉMA SIMPLE MAIS PERFORMANT :

La **figure 1** montre qu'une débauche de composants n'a rien d'indispensable pour obtenir un résultat conforme à nos objectifs. Nous avons délibérément choisi de mettre en œuvre le principe du "convertisseur auto-oscillant", mais en lui faisant subir une cure de rajeunissement.
On retrouve donc le schéma qui fait le bonheur des caravaniers depuis largement plus de dix ans (deux 2 N 3055 et un transfo à enroulements de réaction), mais avec deux perfectionnements décisifs : utilisation d'un transformateur toroïdal modifié, et protection par varistance. Le principe même du montage consiste à employer un transformateur à quatre enroulements parfaitement introuvable. Dans le cas particulier du transformateur torique, rien n'est plus simple que de bobiner quelques spires de plus sans rien démonter, tout en bénéficiant de pertes exceptionnellement faibles et de caractéristiques magnétiques de premier ordre.
Bien entendu, un tel montage fournit une onde rectangulaire et non sinusoïdale, car ce n'est qu'en faisant travailler les transistors en commutation que l'on peut réduire les pertes (et donc l'échauffement) presque à néant.
L'expérience et la théorie confirment que pratiquement tous les appareils modernes acceptent cette forme d'onde si trois conditions sont réunies :
– fréquence proche de 50 Hz
– tension de crête de l'onde carrée proche de 220 V
– surtensions de commutation limitées à 350 V (valeur de crête d'une tension sinusoïdale de 250 V efficace)
Les deux premiers impératifs sont liés au choix du transformateur et au calcul de ses enroulements de réaction, tandis que le second est facile à respecter en équipant le secondaire 220 V d'une varistance 250 V (SO 7 K 250 ou équivalent).

RÉALISATION PRATIQUE :

Ce genre de montage s'accomode mieux d'un câblage sur châssis que sur circuit imprimé, aussi devra-t-on faire un peu de tôlerie !

Nous suggérons l'emploi d'un coffret ESM de type EC 20/12 FA dont les pieds caoutchouc seront collés sur le panneau arrière, permettant ainsi de placer les poignées vers le haut (c'est préférable compte tenu du poids de la batterie).

Le panneau avant, en aluminium de 10/10, sera découpé de façon à accueillir l'interrupteur marche-arrêt (10 A), le porte-fusible (5 A), le voyant néon 220 V, la prise 220 V avec terre, et les deux douilles 4 mm donnant accès à la batterie (utilisation 12 V, chargeur, ou même câble de batterie de voiture si on retire le fusible).

La varistance sera directement câblée aux bornes de la prise secteur, dont la borne de terre sera reliée au coffret (action antiparasite).

Le reste de l'électronique sera monté sur une plaque de tôle d'aluminium 20/10 de 195 × 80 mm servant de refroidisseur aux deux 2 N 3055, lesquels pourront être boulonnés directement sans intercalaire d'isolation.

Avant de fixer le transfo (ILP 21011, 2 × 9 V 50 VA) au milieu de cette tôle, du côté des connexions des transistors, il faudra bobiner les deux enroulements de réaction, d'une tension à vide de 3 V.

On coupera donc deux longueurs de 3,70 m de fil émaillé 10/10, avec lesquelles on bobinera deux fois 33 spires par dessus les enroulements existants.

Rappelons que dans le cas d'un transfo torique, il faut entendre par "spire" le passage du fil dans le trou central.

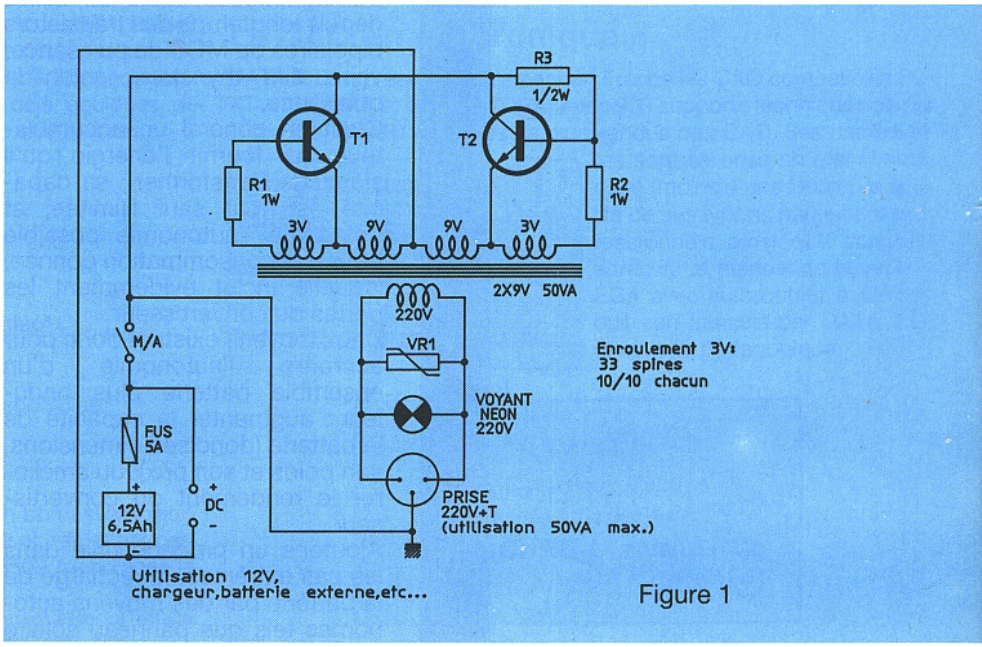


Figure 1

conditions	courant consommé	puissance absorbée	autonomie pour 6,5 Ah
à vide	0,27 A	3,25 W	24 h
rasoir	1 A	12 W	6 h 30
Minitel 1B	1,8 A	21,5 W	3 h 30
oscillo HM 307	2,2 A	26,5 W	3 h
ampoule ou fer à souder 40 W	3,85 A	46 W	1 h 40

fréquence :	à vide : 54 Hz à 40 W : 49 Hz

rendement à 40 W : 87 %

Figure 2

L'enroulement 220 V étant provisoirement relié au secteur, on procèdera à une répétition de l'interconnexion de ces quatre bobinages (soit huit fils), sur une barrette de dominos d'électricien : toutes les tensions doivent s'ajouter, ce qui doit mener au total à près de 26 V. Attention : un seul enroulement branché à l'envers entraînerait l'échec de la réalisation !

Les deux résistances de 10 Ω 1 W seront soudées aux deux fils libres des enroulements de 3 V (protéger ces deux soudures par des manchons thermorétractables), puis aux bases des 2 N 3055. Sur un seul de ces transistors, une résistance de 470 Ω sera montée entre base et collecteur (cosse recevant le fil positif venant de l'interrupteur) : son rôle est de dissymétriser le montage pour permettre l'auto-démarrage de l'oscillation.

Insistons sur le fait que ces valeurs de résistances sont calculées d'après les caractéristiques des 2 N 3055 de bonne qualité (RCA ou similaires), seuls à permettre d'obtenir le rendement annoncé.

Avec des 2 N 3055 "au rabais" (le plus souvent sans marque), le montage ne fonctionnera généralement qu'à la condition de modifier ces valeurs pour compenser le manque de gain par un surcroît de courant de base, fourni évidemment par la batterie.

Nous avons fait volontairement l'expérience : en éliminant les 10 Ω (enroulements de réaction réjoignant directement les bases) et en diminuant la 470 Ω à 220 Ω, le montage s'accomode des pires transistors. A vide, il consomme toutefois 3,5 A au lieu de 270 mA tandis qu'à 40 W son rendement tombe de 87 % à 60 % : à vous de choisir ! Le câblage du panneau avant étant achevé, on mettra la batterie en place (debout et soigneusement calée) puis on finira de câbler les fils aboutissant aux transistors avant de boulonner la tôle sur les deux rabats perforés du coffret, à l'aide de deux entretoises : le transfo en appui sur la batterie, les capots des 2 N 3055 doivent juste affleurer le couvercle, qu'il ne leur est pas interdit de toucher.

Essais et utilisation :

Avant de connecter définitivement la batterie et de refermer le boîtier, on procèdera à un essai dans diverses situations. Les résultats obtenus devraient se rapprocher du "banc d'essai" résumé à la **figure 2**.

Les chiffres d'autonomie qui en découlent sont éloquents : ils démontrent que malgré ses faibles dimensions et son poids modeste, cet appareil n'est pas un "gadget" ! Il rendra d'inestimables services en cas de panne de courant d'une certaine durée, ou "sur le terrain", au sens le plus large du terme, d'autant que du 12 V protégé par fusible est disponible simultanément.

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Résistances

R_1 : 10 Ω 1 W
R_2 : 10 Ω 1 W
R_3 : 470 Ω 0,5 W

Transistors

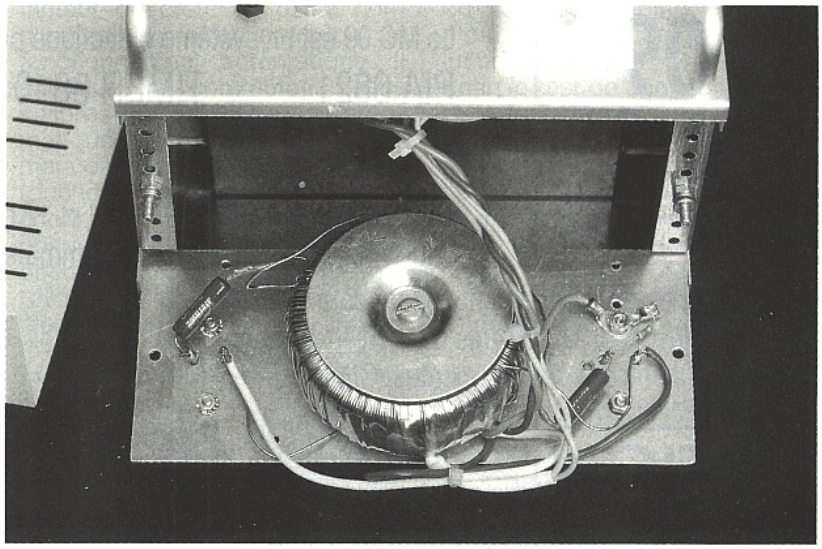
T_1 : 2 N 3055 RCA
T_2 : 2 N 3055 RCA

Autres semiconducteurs

VR_1 : S 10 K 250

Divers

Transfo ILP 21011 (2 × 9 V, 50 VA)
Batterie 12 V 6,5 Ah
Voyant néon 220 V
Inter unipolaire 10 A
Porte-fusible + fusible 5 A
2 douilles 4 mm isolées
1 prise 220 V + T (socle)
Tôle alu 20/10 195 × 80 mm
Coffret ESM EC 20/12 FA



Le système COMPA et le COMPAMATIC 2 de Chauvin Arnoux

Plus qu'à un multimètre de "poing" automatique de 2 000 points, c'est à un véritable système de mesure que nous avons affaire avec le COMPAMATIC 2 de Chauvin Arnoux. Ce n'est en effet pas moins de dix adaptateurs qui peuvent s'associer au compamatic pour étendre ses capacités de mesure aux grandeurs physiques les plus variées : température, hygromètrie, éclairement, capacité, fréquence, puissance optique, champ magnétique... De plus le système comprend de multiples accessoires tels que sondes haute tension et pinces ampèremétriques pour différents usages.
On comprend pourquoi Chauvin Arnoux a choisi le qualificatif de multi-multimètre numérique pour désigner le Compamatic 2.

A la base il s'agit donc d'un multimètre 2 000 points doté d'un affichage grand format à cristaux liquides, et qui permet en alternatif les mesures en valeur efficace vraie (true RMS) avec un facteur de crête de 6. Le nom compamatic laisse entrevoir un fonctionnement automatique. Il s'agit de la commutation des calibres qui peut être soit automatique soit forcée en mode manuel grâce à l'une des trois touches disposées sous l'afficheur. On peut bloquer l'affichage sur la dernière mesure effectuée grâce à la deuxième touche : "Hold" et enfin la dernière assure la sélection alternatif-continu sur les fonctions voltmètre et ampèremètre et le choix de la tension de mesure (LO Ω) ou Ω en position ohmmètre.

En mode manuel le compamatic 2 offre une possibilité intéressante : la lecture sur 3 000 points ! En effet bien que l'afficheur soit un 3,5 digits, le "1" clignotant, qui indique un dépassement de calibre normalement, peut aussi en position manuelle symboliser un "2" et ainsi porter l'étendue de mesure à 2 999 points. Evidemment le convertisseur l'autorise.

Cette astuce accroît la précision et la résolution lorsque la valeur mesurée dépasse légèrement la frontière d'un calibre. On peut par exemple mesurer 2,455 V avec une résolution d'1 mV alors qu'un 2 000 points classique n'offre dans ce cas qu'une résolution de 10 mV (2,45 V).
Enfin le test de continuité sonore et le test de jonctions semiconductrices viennent compléter l'éventail des possibilités.
La sélection des grandeurs : tension, résistance, intensité, grandeur physique s'effectue par un commutateur rotatif unique comme à l'accoutumée chez Chauvin Arnoux.
L'arrière de l'appareil, grâce à un connecteur mâle à 8 points, peut recevoir le connecteur de sécurité enfichable doté des cordons de mesure et du fusible HPC 10 A de protection, ce en multimètre, ou s'accoupler à l'un des nombreux adaptateurs évoqués précédemment. Dans ce cas l'adaptateur en question est alimenté par le compamatic et l'utilisateur doit positionner le commutateur sur Adap. 0,2 V ou 2 V selon l'échelle de conversion grandeur/tension.
Le tableau de la **figure 1** résume les caractéristiques de l'appareil

TENSION ALTERNATIVE — Les composantes continues des tensions ne sont pas prises en compte

CALIBRES	ÉTENDUE DE MESURE (Automatique)	ÉTENDUE DE MESURE (Manuel)	RÉSOLUTION	PRÉCISION 30 Hz à 500 Hz	PRÉCISION 500 Hz à 2 kHz	IMPÉDANCE D'ENTRÉE	SURCHARGE Permanente	SURCHARGE Brève (< 5 sec.)	INFLUENCE DE LA TEMPÉRATURE	TEMPS DE RÉPONSE à 0,1 %
2 V~	1,999 V	2,999 V	1 mV	1 % de la lecture ± 4 pts (facteur de crête < 3) 1,4 % de la lecture ± 4 pt (facteur de crête < 6)		10 MΩ	1 500 ... 1 000 V eff. sin ou 1 500 V crête	2 000 V ... ou 1 400 V eff. sin	250 ppm/°C ± 0,2 pt/°C (max.)	6 secondes
20 V~	19,99 V	29,99 V	10 mV	0,5 % de la lecture ± 4pt (facteur de crête < 3) 0,8 % de la lecture ± 4 pt (facteur de crête < 6)	1 % de la lecture ± 5 pt (facteur de crête < 3) 1,4 % de la lecture ± 5 t (facteur de crête < 6)					
200 V ~	199,9 V	299,9 V	100 mV							
600 V ~	600 V	600 V	1 V							

COURANT ALTERNATIF — Les composantes continues du courant ne sont pas prises en compte

CALIBRE	ÉTENDUE DE MESURE	RÉSOLUTION	PRÉCISION de 30 à 500 Hz de 5 à 100 % du calibre	CHUTE DE TENSION POUR 1 000 pt (entre extrêmité des cordons)	INFLUENCE DE LA TEMPÉRATURE	PROTECTION
20 mA~	29,99 mA	10 µA	0,8 % de la lecture ± 2 pt (facteur de crête ≤ 3) 1,4 % de la lecture ± 2 pt (facteur de crête ≤ 6)	105 mV	120 ppm/°C ± 0,1 pt/°C (max.)	Fusible 3,15 A (6 × 32 mm) coupure max. • 50 kA/250 V ~ • 10 kA/250 V...
200 mA~	299,9 mA	100 µA		130 mV		
2 000 mA ~	2999 mA	1 mA		105 mV		
15 A ~*	15 A	10 mA		< 900 mV		Fusible 10 A HPC coupure max. • 80 kA/500 V~ • 10 kA/200 V...

* inférieur à 10 A : permanent - supérieur à 10 A et inférieur à 15 A : 5 min. de travail et 15 min. de repos.

RESISTANCE

CALIBRE	ÉTENDUE DE MESURE (AUTOMATIQUE)	ÉTENDUE DE MESURE (MANUEL)	RÉSOLUTION	PRÉCISION	TENSION EN CIRCUIT OUVERT (typique) STANDARD	TENSION EN CIRCUIT OUVERT (typique) LOW OHM (LO Ω)	TENSION DE MESURE POUR 1999 pt STANDARD	TENSION DE MESURE POUR 1999 pt LOW OHM (LO Ω)	PROTECTION	INFLUENCE DE LA TEMPÉRATURE
200 Ω	199,9 Ω	299,9 Ω	0,1 Ω	1 % de la lecture ± 4 pt	2,6 V	fonction non disponible sur ce calibre	280 mV	fonction non disponible sur ce calibre	< 400 V eff. sin 50-60 Hz ± 600 V crête 50-60 Hz	200 ppm/°C ±0,07 pt/°C
2 kΩ	1,999 kΩ	2,999 kΩ	1 Ω	1 % de la lecture ± 2 pt	770 mV	450 mV	270 mV	150 mV		
20 kΩ	19,99 kΩ	29,99 kΩ	10 Ω		770 mV	450 mV	510 mV	260 mV		
200 kΩ	199 kΩ	299,9 kΩ	100 Ω		770 mV	450 mV	560 mV	280 mV		
2000 kΩ	1999 kΩ	2999 kΩ	1 Ω		770 mV	450 mV	570 mV	285 mV		

* Sur le calibre 200 Ω, la valeur de la résistance des cordons peut influencer la mesure : court-circuiter les cordons pour déterminer si cette erreur existe et en tenir compte dans le résultat de la mesure.

Position adaptateur - Grandeurs physiques

CALIBRES	0,2 V =	2 V =	0,2 V ~	2 V ~
RÉSOLUTION	100 µV	1 mV	100 µV	1 mV
PRÉCISION à ajouter à la précision de l'adaptateur	0,2 % de la lecture ± 3 pt		0,5 % de la lecture ± 6 pt de 30 à 500 Hz	
RÉSISTANCE D'ENTRÉE	> 10 MΩ	10 MΩ	> 10 MΩ	10 MΩ
SURCHARGE PERMANENTE	250 V eff sin 350 V = ou crête			
INFLUENCE TEMPÉRATURE	200 ppm/°C (max)		250 ppm/°C (max)	

Figure 1

selon les grandeurs et les calibres.
Pour une signalétique appropriée, l'afficheur, outre la valeur absolue de la mesure, renseigne sur les conditions en cours avec indication de :
– mode auto/manuel
– polarité
– batterie ou pile usagée
– maintien (hold)
– LO Ω, mesure de résistance sous faible tension
– Unités : mV, V – mA, A – Ω, kΩ
– mode alternatif-continu

Les accessoires

On peut associer, pour les grandeurs courantes : tension et intensité, divers accessoires à l'appareil :
– deux sondes haute tension de 30 kV et 5 kV, rapport 1 000/1 (réf. 1002-34) et 100/1
– cinq pinces ampèremétriques alternatives dont une transfo-pince 1-1 000 A qui peut monter à 50 kHz
– 1 pince qui autorise les mesures en continu jusqu'à 1100 A
– 2 shunts (10 et 100 A) qui ne chutent que 0,1 V

Les adaptateurs

Un des gros avantages du système Compamatic réside dans l'extension des mesures aux grandeurs physiques courantes. On se réfèrera à la fin du tableau de la **figure 1** pour les caractéristiques.
La liste suivante donne une idée des possibilités offertes. L'acquisition de ces adaptateurs transforme le compamatic en véritable laboratoire de mesure portable.

• Adaptateur thermomètre CP

– Mesure de température par capteurs à résistances thermométriques platine 100 Ω à 0 °C.
– Etendue de mesure :
– 220 °C à 850 °C

• Adaptateur fréquencemètre CF

– Mesure des fréquences jusqu'à 20 kHz en trois calibres
– Gamme de tensions d'entrée de 200 mV à 400 V.

• Adapteur luxmètre - luminancemètre CL

– Mesure des éclairements jusqu'à 200 000 lux
– Mesure des luminances jusqu'à 2 000 000 cd/m²

• Adaptateur thermo-anémomètre CV

– Mesure de la vitesse (jusqu'à 40 m/s), de la température (– 5 °C à 80 °C) et du débit d'air (jusqu'à 1,5 m³/s)
– Sortie analogique pour enregistrement

• Adaptateur capacimètre CA

– Mesure des capacités de 2000 pF à 2000 µF en huit calibres.

• Adaptateur hygromètre CH
– Etendue de mesure : de 0 à 98 % HR
Cette liste n'étant pas exhaustive.

Le schéma

Hormis quelques composants passifs externes, le compamatic 2 fait appel à un circuit intégré Teledyne semiconductor, le TSC 815, qui se charge de tout. Il s'agit d'un convertisseur double rampe avec correction de zéro qui peut gérer directement un afficheur 3,5 digits et ses différents indicateurs. La **figure 2** donne le schéma de principe de fonctionnement du circuit pour la partie analogique d'entrée. Le convertisseur RMS ne prend pas en compte la composante continue.
Ce circuit gère aussi toutes les commutations à l'aide de switches CMOS représentés comme de simples contacts sur le schéma.
Les protections sont assurées par deux fusibles, un rapide 3,15 A pour les calibres d'intensité inférieurs à 2 A, un haut pouvoir de coupure sur le calibre 10 – 15 A placé dans le connecteur arrière.
Deux diodes tête-bèche limite la tension développée aux bornes de l'entrée intensité du convertisseur.
Une zener 6,2 V limite la tension en circuit ouvert sur les calibres ohmmètre et les calibres de tensions sont protégés par des écrêteurs.
La très faible consommation du circuit teledyne réalisé en technologie CMOS confère au compamatic une autonomie de 150 heures de fonctionnement sur pile alcaline 9 V type 6 LF 22.

Utilisation

L'appareil se révèle d'un maniement agréable tant en multimètre de table grâce à sa béquille, ses pieds antidérapants, et son afficheur très lisible, qu'en exploitation sur le site avec son bracelet qui permet de garder les deux mains libres pour assurer les contacts des pointes de touche tout en gardant l'afficheur en vue.

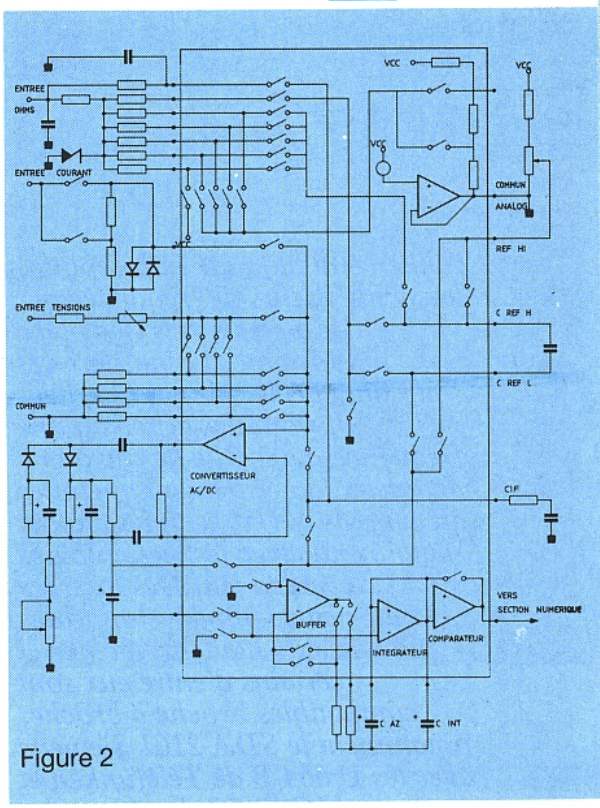
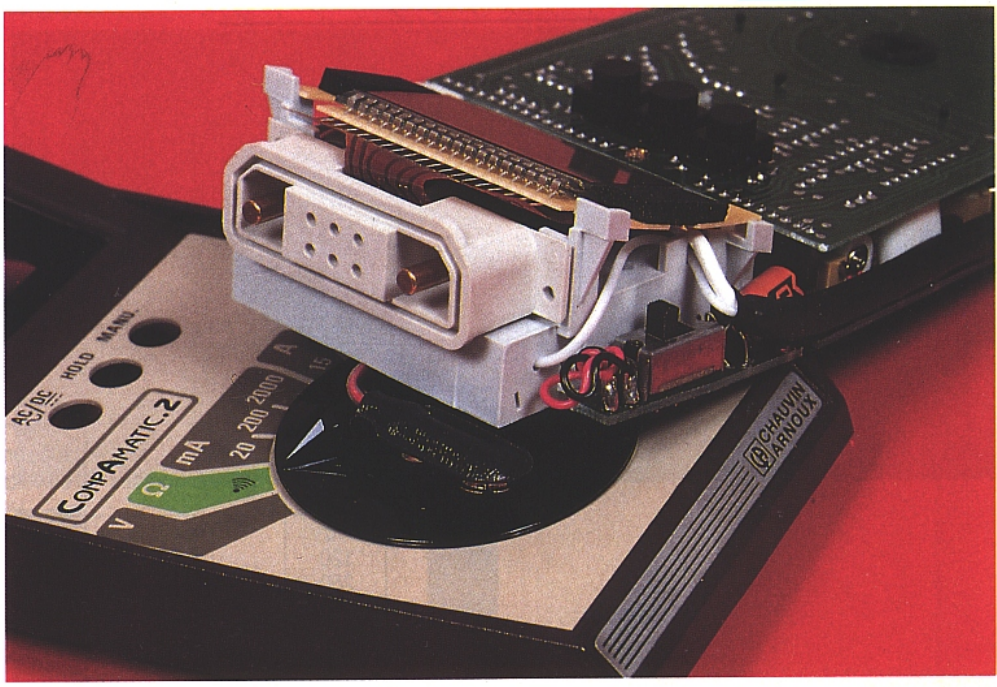


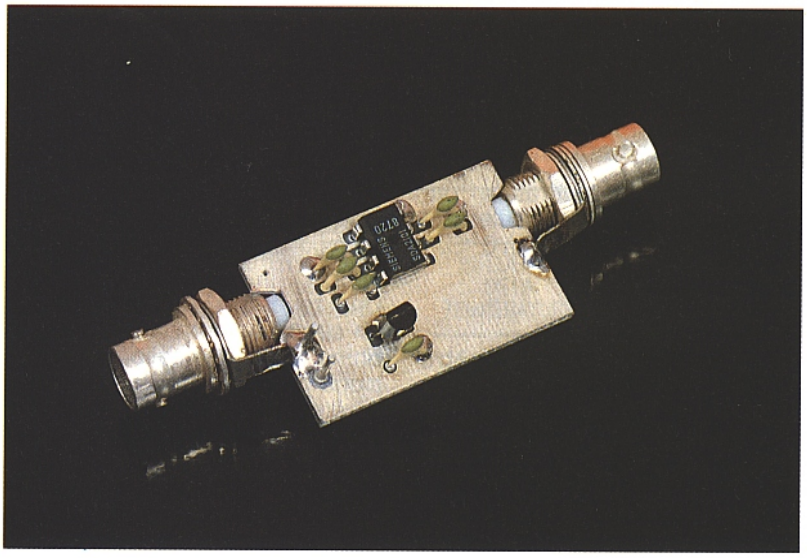
Figure 2

Son boîtier en ABS, très robuste, le garantit contre les projections. Signalons que le montage ingénieux de l'afficheur autorise des chocs importants sans destruction. Considérant les possibilités offertes par le système avec les différents adaptateurs et leur mise en œuvre aisée, nous sommes en présence d'un appareil qui trouvera ses applications principalement dans le dépannage et l'installation mais aussi au labo.



Le SDA 2101 et ses applications

Tant en émission qu'en réception, les synthétiseurs de fréquence ont désormais pris une place importante. La plupart des circuits spécialisés couramment disponibles affichent une fréquence maximale de travail ne dépassant que rarement quelques dizaines de MHz, ce qui est tout à fait normal avec les technologies mises en jeu. Dès lors, les fabricants ont développé des prédiviseurs haute fréquence et certains d'entre eux sont compatibles broche à broche, notamment le SDA 2101 Siemens avec les U 664 B de Téléfunken et MC 12073 de Motorola.



Prédiviseurs et fréquencemètres

La majorité des fréquencemètres de coût abordable présente une fréquence de comptage maximale de l'ordre de 30 à 40 Mégahertz, cette fréquence est liée à celle des circuits intégrés logiques utilisés pour la conception du fréquencemètre. Il est parfois utile de disposer dans son labo d'un instrument permettant de mesurer des fréquences dans la gamme TV, pour des dépannages ou bien pour des modifications. Dans ce cas l'emploi d'un prédiviseur en tête s'impose. Une des questions que l'on peut se poser lors de l'emploi d'un prédiviseur se situe au niveau de la sensibilité et de la dynamique d'utilisation, c'est-à-dire entre le niveau le plus faible qu'il pourra traiter et le niveau le plus fort admissible avant saturation. La technologie ECL utilisée ici est tout à fait adaptée à ce type d'utilisations, le **tableau 1** donne la sensibilité du SDA 2101 en fonction des paramètres : tension d'alimentation, température et fréquence d'utilisation ; la **figure 1** la courbe de réponse à l'adaptation 50 Ω en entrée et sortie. Le module proposé dans ces lignes vous permettra d'utiliser votre fréquencemètre jusqu'au gigahertz.

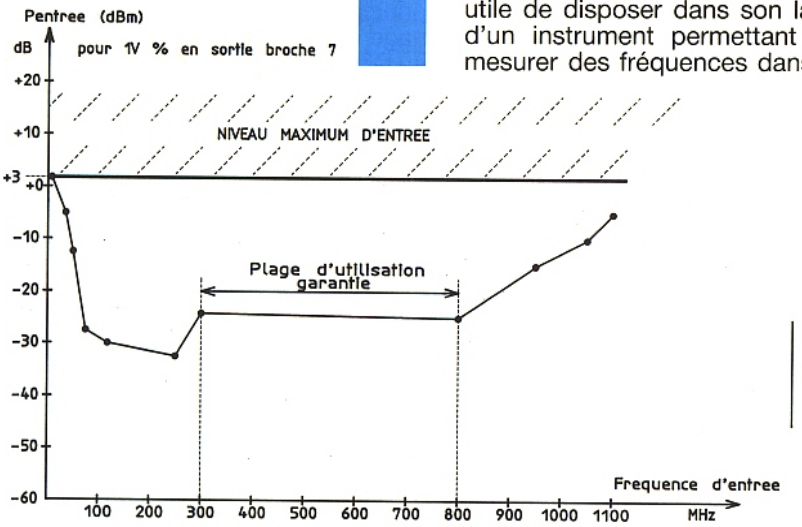


Figure 1

Tableau 1

fréquence en MHz	température en ° Centigrades	tension en volts	Niveau d'entrée MIN. en dBm sous 50 Ω	Niveau d'entrée MAX. en dBm sous 50 Ω	Niveau de sortie MIN. en Volts crête à crête	Niveau de sortie MAX. en Volts crête à crête
80	0 à 70	4,7 à 5,5	– 27	+ 3	1 V c/c	2,5 c/c
120	0 à 70	4,7 à 5,5	– 30	+ 3		
250	0 à 70	4,7 à 5,5	– 32	+ 3		
300	0 à 70	4,7 à 5,5	– 24	+ 3		
800	0 à 70	4,7 à 5,5	– 24	+ 3		
950	0 à 70	4,7 à 5,5	– 15	+ 3		

Le prédiviseur et la synthèse de fréquence

Les synthétiseurs de fréquences tel que le MC 145151 ou MC 145106 de Motorola peuvent traiter des fréquences incidentes de l'ordre de 30 MHz, c'est dire que pour certaines applications ils ne conviennent pas, sauf si le prédiviseur décrit ici leur est adjoint. Par contre le pas élémentaire du synthétisur est multiplié par le rapport de prédivision soit ici par 64. L'utilisation d'un tel prédiviseur allié au synthétiseur permettra des pas minima de 50 ou 100 kHz ; ces pas sont utilisables en télévision ou bien pour des générateurs.

LES CARACTÉRISTIQUES DU SDA 2101 OU ÉQUIVALENT

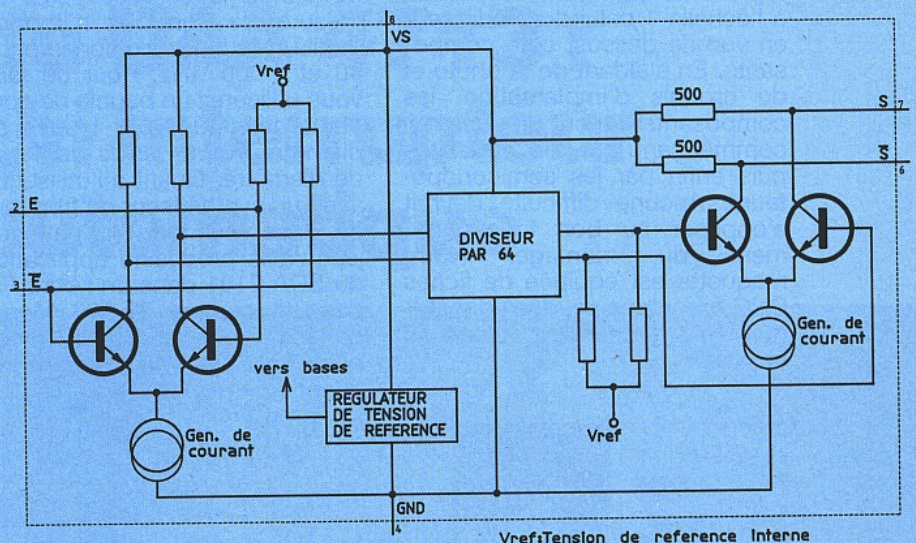
L'entrée et la sortie du SDA 2101 sont symétriques, broches 2 et 3 pour l'entrée et, 6 et 7 pour la sortie ; cette symétrie est due à l'emploi d'amplificateurs différentiels, comme le montre la **figure 2** qui donne la structure synoptique interne. Des essais approfondis ont montré l'aptitude de ce circuit à traiter des fréquences de l'ordre de 20 Mégahertz, le **tableau 2** en indique les performances. On peut noter

fréquence d'entrée en MHz	sensibilité minimum en mV c/c
20 MHz	300 mV
35 MHz	90 mV
50 MHz	45 mV

Tableau 2 : Caractéristiques du SDA 2101 vis-à-vis des fréquences basses

quelques suroscillations qui viennent moduler le signal de sortie mais en général pas gênantes quelle que soit l'application. Le trigger du fréquencemètre remet tous ces signaux dans une forme plus exploitable pour attaquer la logique. Pour revenir à la structure interne du SDA 2101 les amplificateurs différentiels d'entrée et de sortie sont prévus en adaptation large bande à 50 Ω. Le diviseur par 64 est constitué par des bascules du types Flip-Flop en technologie ECL qui garantissent une haute rapidité d'exécution. La consommation d'un tel circuit avoisine les 70 mA. Contrairement à l'ancienne génération de prédiviseurs qui nécessitaient une tension de référence externe et très précise, ceux-ci se contentent d'une tension unique comprise entre 4,7 V et 5,5 V, la tension de référence étant créée par un circuit interne. En outre la tension crête admissible à l'entrée avoisine 2,5 V.

Figure 2



LE SCHÉMA PROPOSÉ

Le circuit intégré IC_2 voit son alimentation stabilisée par IC_1 qui n'est autre qu'un 78L05. Le module peut donc s'alimenter par une tension variant de 8 à 15 V sans modification de tension au niveau du SDA 2101. L'entrée et la sortie inverseuse sont découplées à la masse (broches 3 et 6). Il est impératif de réaliser des couplages capacitifs en entrée et en sortie, rôle dévolu à C_1 et C_3. La **figure 3** représente le schéma du prédiviseur avec le brochage de IC_1.

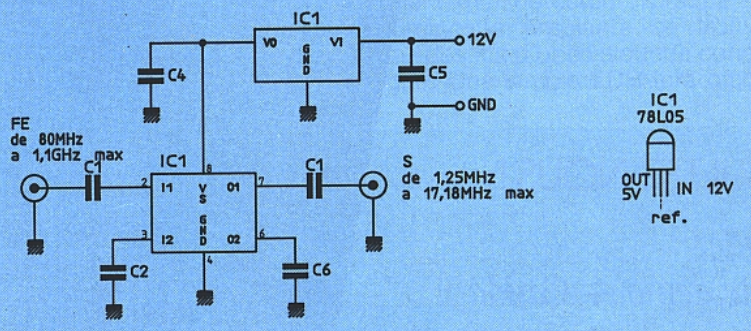


Figure 3

Mise en œuvre

Le circuit imprimé double face représenté à la **figure 4** reproduit à l'échelle 1 celui du prédiviseur en vue de dessus, côté composants. En s'aidant de la photo et du croquis d'implantation, les composants seront soudés en commençant par les capacités puis enfin par les semiconducteurs. Aucune difficulté devrait s'opposer au bon fonctionnement du montage. Notre maquette est équipée de fiches BNC argentées soudées directement aux entrées et sorties du montage.

Utilisation

Utilisé conjointement avec un fréquencemètre, vous serez en mesure de contrôler n'importe quelle fréquence comprise entre 40 et 1 000 MHz. Pour ce faire vous utiliserez un boucle de couplage constituée par 1 spire de diamètre 10 mm en fil de 1 mm de diamètre. Quant à l'utilisation avec un synthétiseur de fréquence, nous vous laissons patienter jusqu'à la prochaine application du SDA 2101 dans un Micro FM dans la gamme 88-108 Mégahertz et n'oubliez pas de multipliez par 64 vos lectures au fréquencemètre.

Ph. B.

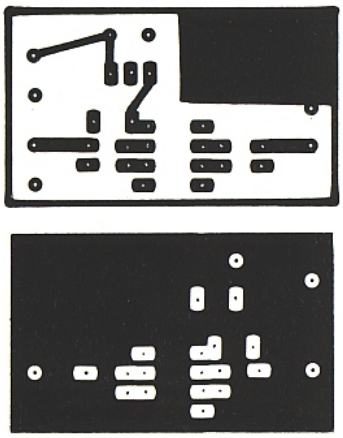
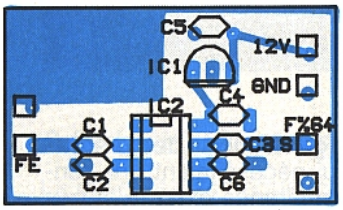


Figure 4 4 a 4 b



Nomenclature

Condensateurs céramique

C_1 : 1 nF
C_2 : 10 nF
C_3 : 10 nF
C_4 : 10 nF
C_5 : 10 nF
C_6 : 10 nF

Semiconducteurs

IC_1 : 78L05
IC_2 : SDA 2101 Siemens ou U664B TFK ou MC 12073 Motorola.
Ces 3 circuits sont parfaitement compatibles.

Divers

2 fiches BNC dont une argentée, avec diélectrique en téflon.
UG 1034 B/U Radiall.

NOUVEAU
PCB II
ROUTEUR AUTOMATIQUE

OrCAD
Systems Corporation

PLD Programme de PAL
ALS Simulateur GERBER
VPLOT Conversion Formats
Autres Routeurs
PBC II Routeur Automatique
VST Simulateur Logique
PSPICE Simulateur Mixte
PGA Développement LCA
ORCAD/SDT III Saisie de Schémas

CONSULTEZ-NOUS !

Demandez disquette démo + Guide !!!

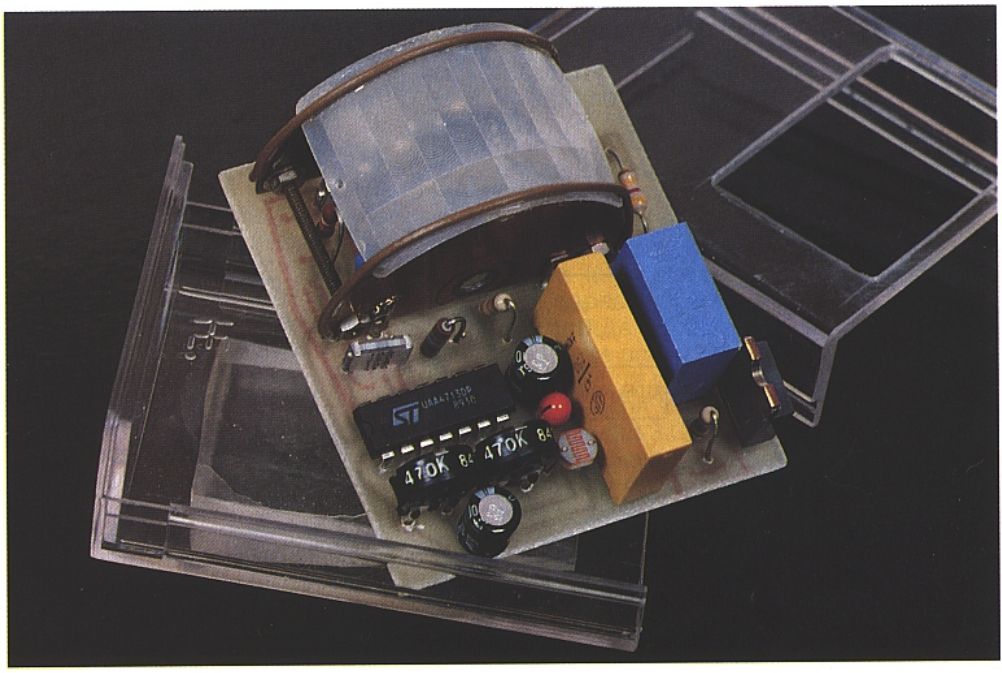
ALS DESIGN
38, Rue Fessart
92100 BOULOGNE
Tél. : 46.04.30.47
Fax : 48.25.93.60
Service Minitel : 46.04.53.42

Importateur exclusif des produits ORCAD en France. Marques déposées par : ORCAD SYSTEMS CORP, AMD, MICROSIM, ALS-DESIGN.

ALIAS Publicité - R.C. Paris B 330 387 048 - Tél. (1) 48 06 78 90

Application du UAA 4713 : Un interrupteur automatique

Depuis le milieu de l'année, la société STM propose le UAA 4713, dont le but est de piloter un triac au zéro de tension. En fait il s'agit d'un composant, qui, associé à un capteur infrarouge, permet de détecter le passage d'une personne et de commander en conséquence l'allumage ou l'extinction d'une ampoule. Le composant comprend toute la circuiterie nécessaire pour la mise en œuvre d'un automatisme performant.



Lorsque l'on réalise ce type de montage, se pose généralement le problème de l'adaptation du circuit au câblage domestique. En effet, on doit d'abord amener le 220 V à la carte puis faire repartir deux autres fils pour la lampe. Ici, la mise en place du système se fait en utilisant les deux câbles déjà existants : on se connecte directement en parallèle sur l'interrupteur mécanique (**figure 1**).

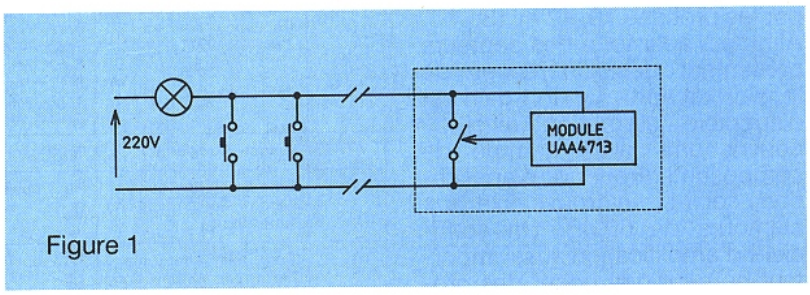
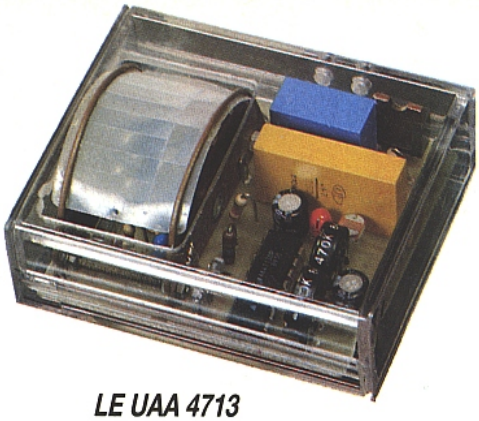


Figure 1

Après détection du passage d'un individu, on conserve l'éclairage selon un temps déterminé grâce à un temporiseur interne. Avec l'UAA 4713, il vous sera possible de déclencher la minuterie en appuyant sur le poussoir d'origine. De même, on pourra supprimer le détecteur infrarouge afin de réaliser un temporisateur secteur du plus faible coût.

Dans le but d'économiser l'énergie, STM a ajouté une circuiterie destinée à inhiber le fonctionnement du détecteur lorsque la luminosité ambiante se trouve au-dessus d'une valeur de consigne. Une simple LDR fera office de capteur.

Enfin, pour lutter contre les parasites, l'allumage de la lampe s'effectue au zéro de tension. Une sortie relais est également disponible.



LE UAA 4713

Il se présente sous la forme d'un boîtier 14 broches, abritant l'électronique dessinée **figure 2 a**. Le synoptique adopté pour la réalisation se trouve **figure 2 b**. Enfin, les caractérisques générales du composant vous sont proposées en **figure 3**.

Figure 2 a

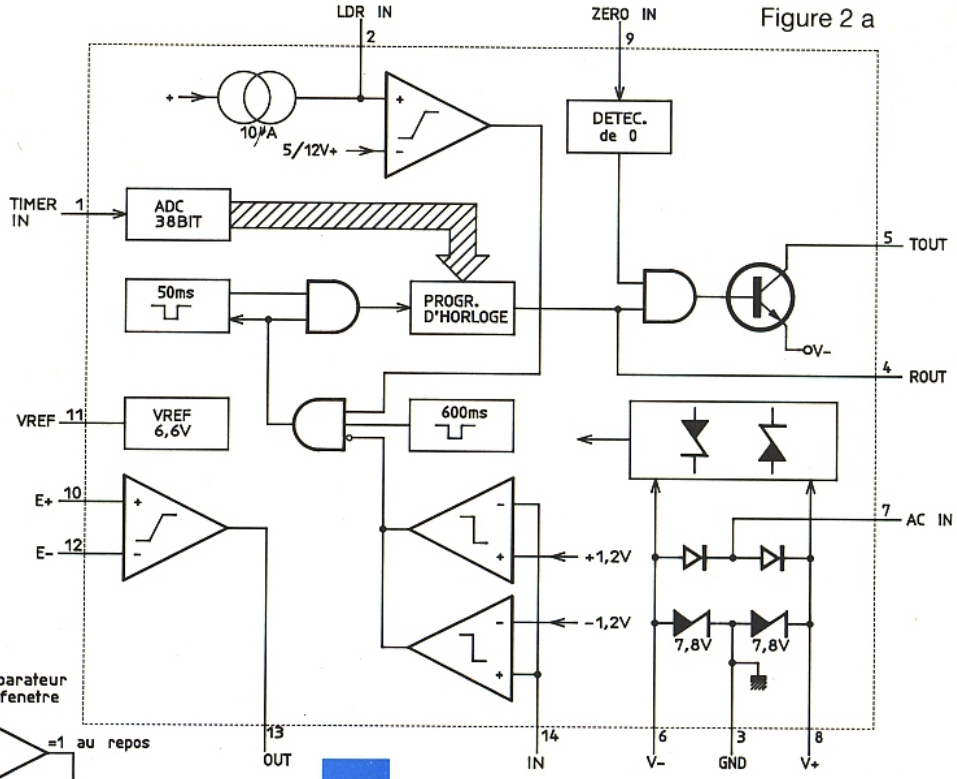
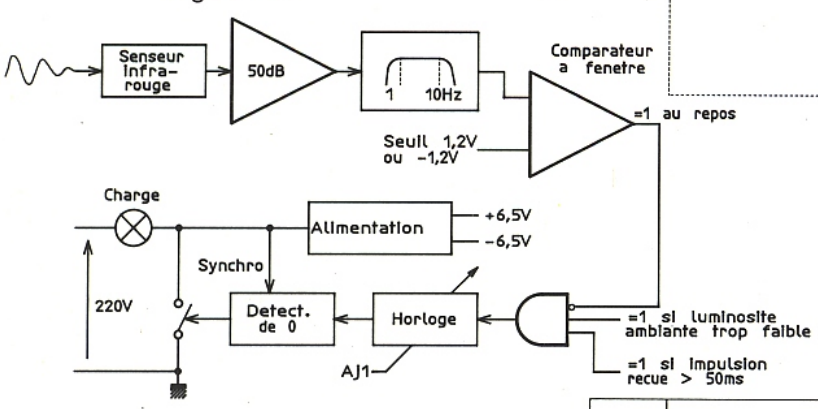


Figure 2 b



La détection de chaleur

Celle-ci s'articule essentiellement atour d'un capteur pyroélectrique dont l'approvisionnement ne posera pas de problème. Le phénomène de pyroélectricité étant complexe, nous renvoyons l'interessé par son étude à l'article qui lui est réservé. Le signal délivré par notre capteur possède une amplitude qui ne dépasse pas quelques microvolts. Afin de disposer d'un signal utilisable par un comparateur à fenêtre, il est nécessaire d'amplifier fortement ce faible niveau. C'est le rôle de l'amplificateur opérationnel accessible par les broches 10, 12 et 13.
Afin de s'adapter à des capteurs présentant des différences de tension de sortie, un fort gain est disponible, permettant ainsi de couvrir une large gamme de composants. Pour notre application, celui-ci se trouve fixé aux alentours de 50 dB. Un cœfficient d'amplification aussi important ne peut que poser des problèmes de déclenchements intempestifs. On évite ces désagréments grâce aux deux filtres connectés sur le trajet du signal. On isole la partie intéressante du spectre comprise entre 1 et 10 Hz environ.

Figure 3

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	PIN	MIN	TYP	MAX	UNIT
+Is	Supply Current		7	±0.7		±15	mA
V-	Negative Supply Voltage	±Is = 0.7mA	6	-7.8		-6.6	V
V+	Positive Supply Voltage		8	7.1		8.6	V
VREF	Sensor Reference Volt.	IREF = 50µA	11	6	6.6	7.2	V
IR OUT	Output Curr. Relay Driver	during on-time	4	80			µA
IT OUT	Triac Firing Current	during on-time	5	50	65	80	mA
VZCD	Zero Cross Detector Clamping Voltage		9	±7.4	±8	±8.6	V
IZCD	Zero Cross Detector Operating Current		9	1.8		10	µA
IPRI	Comparator Source Curr.	VPRI = 0V	2	6	11	16	µA
VTH	Comparator Switching Threshold	5/12 V+	2	-0.3		0.3	V
ITCI	Timer Control Input	VTCI 0....V+	1	0		0.5	µA
tTIM	Timer Duration (depending on the mains frequency) TYPYCAL VALUES	VTCI 11/12 V+ 9/12 V+ 7/12 V+ 5/12 V+ 3/12 V+ 1/12 V+ GND	14/4	50 0 4.48 40 81 163 327 CONTINUE		60 0 3.73 33.3 67.5 135.8 272.5	Hz s s s s s s
VHT WCI	Window Comparator	Pin 2 open	14/4	±1.20	±1.3	±1.40	V
tDEL	Time Delay Between Window Comparator and Timer Start	Pin 2 open	14/4	40	50	60	ms
tDEL	Time Delay After Timer Restart via Window Comp	Pin 2 open 50Hz 60Hz	14/4	600 500			ms ms
Vos	Operation Amplifier Offset Voltage		10/12			±10	mV
Ib	Input Bias Current		10/12			1	µA
Gv	Large Signal Open Loop Gain	RL = 2KΩ	10/13		80		dB
Io	Op. Amp. Output Curr.		13		1.5		mA

Dans le but d'alimenter le capteur à l'aide d'un potentiel propre et stable, la pin 11 délivre une tension de 6,6 V.

Le déclenchement du temporisateur

Le signal délivré par la pin 13 parvient à l'entrée d'un comparateur à fenêtre classique construit autour de deux comparateurs de tension. Le fonctionnement de ce type de montage est très simple : au repos, lorsque le potentiel d'entrée vaut zéro, les deux sorties des comparateurs sont au + Vcc. La porte AND trois entrées se trouve donc bloquée puisque le "un" logique délivré par les amplificateurs opérationnels est inversé. Si maintenant le signal d'entrée passe brusquement au-dessus du premier potentiel de consigne (1,2 V), le comparateur n° 1 passe à zéro déclenchant un timer de 50 ms. Si la tension présente en pin 14 se maintient un temps supérieur à celui imposé par ce timer, alors la temporisation générale se met en route et la lampe s'éclaire. Le délai de 50 ms est nécessaire afin de prévenir un déclenchement erratique dû à de violents parasites parvenant à l'entrée du comparateur à fenêtre. Le phénomène se répète si la tension en pin 14 passe sous – 1,2 V.
Un second timer de 600 ms évite un redémarrage du système éventuellement provoqué par la variation de température de la lampe qui refroidit. Ainsi la distance entre l'ampoule et le senseur n'est-elle pas critique.

Le temporisateur principal se programme par une entrée digitale sur 3 bits autorisant sept valeurs différentes. Plutôt que de proposer trois pins supplémentaires, STM a contourné le problème grâce à l'adjonction d'un convertisseur analogique-digital qui, à l'aide d'un simple potentiomètre, permet d'ajuster le temps de fonctionnement à la valeur désirée. Le timer est synchronisé par la fréquence du secteur (50 ou 60 Hz). Le reste des fonctions sera commenté lors de la description du...

SCHÉMA COMPLET

Il vous est proposé en **figure 4**. On remarquera le faible nombre de composants disposés autour d'IC_1. En plus, si l'on ne désire que la fonction temporisateur, il ne reste plus grand'chose...
Le FET contenu dans le boîtier du capteur est monté en drain commun, garantissant une faible impédance de sortie. Il est alimenté par la pin 11 à 6,6 V. Au cas où vous utiliseriez un composant fonctionnant sous tension plus faible, rien ne vous empêche d'insérer un classique diviseur potentiométrique entre la référence de tension et le drain du capteur. La résistance R_1 charge classiquement le FET et peut varier entre 47 et 200 kΩ selon le détecteur. Nous y reviendrons plus loin...
Le réseau C_2, R_2 réalise la fonction coupe-bas avant d'attaquer un amplificateur passe-bande. Le gain se trouve ajusté par R_4 et R_3. Une fois encore, la possibilité vous est donnée, en jouant sur les valeurs de ces deux résistances, d'ajuster la sensibilité du dispositif au capteur pyro employé. Attention, un trop grand gain réduit l'immunité aux parasites.

La valeur de temporisation s'ajuste par le biais du potentiel appliqué en pin 1. La **figure 3** donne la correspondance tension/temps (tTIM). La référence du timer étant la fréquence du réseau, on obtiendra un tTIM (à tension égale) différent pour 50 ou 60 Hz.

La circuiterie gérant la LDR est accessible via la pin 2. Comme on peut le constater sur la **figure 2**, un générateur de courant constant (10 µA) débite dans le dipole constitué d'un ajustable en série avec la photo-résistance. Lorsque la valeur totale de résistance dépasse 327 kΩ environ (la luminosité diminue, donc la LDR présente une valeur résistive croissante), le potentiel présent en 13 franchit la tension de consigne (qui vaut 3,3 V grossièrement) et fait basculer la sortie du comparateur de tension à un, autorisant le passage des informations au travers du ET trois entrées. L'inverse se produit en cas de forte luminosité ambiante. Le condensateur C_9 joue le rôle de mémoire pour éviter qu'un masquage fugitif ne valide le dispositif.

Si l'option LDR ne vous intéresse pas, laissez la pin 2 en l'air.
L'alimentation du circuit s'effectue via C_8 qui sous 50 Hz présente une impédance limitant le

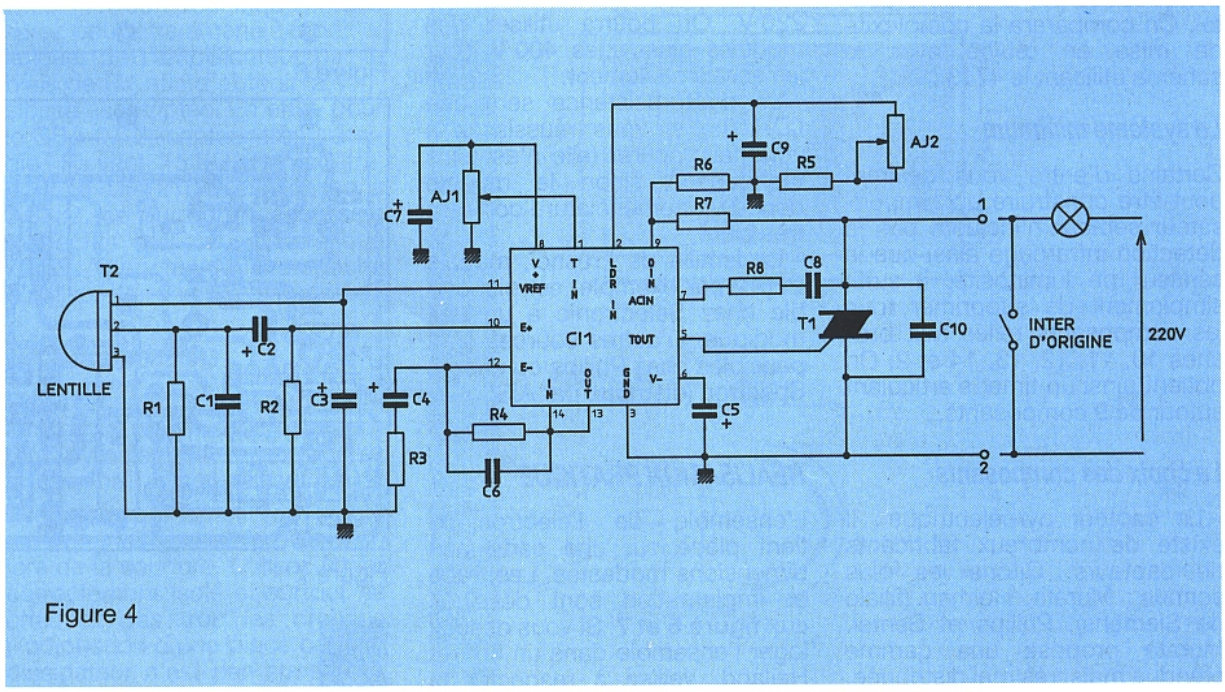


Figure 4

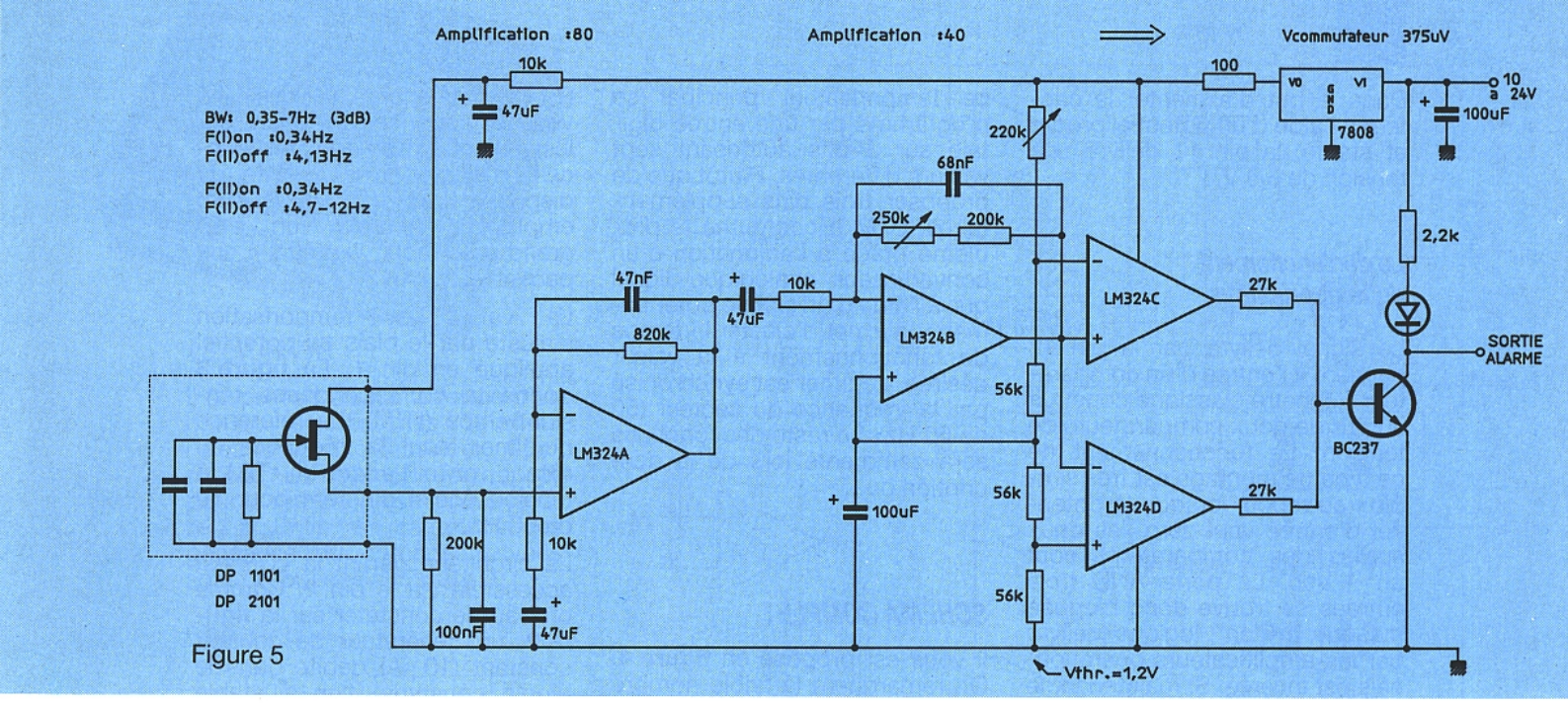


Figure 5

courant à une valeur maximum de 15 mA. R_8 évite la destruction du 4713 lorsque C_8 est déchargé. La synchronisation du timer et du détecteur de passage à zéro (zero crossing detector) se fait par le réseau diviseur R_7, R_6. Le rapport de division étant de 11, on prendra soin de ne pas intervertir les résistances sous peine de détruire le 4713. En cas de problèmes à la mise sous tension, si vous voulez effectuer quelques mesures, notamment avec un oscilloscope, n'oubliez pas que vous êtes directement connectés sur le réseau. Pour ce qui nous concerne, nous avons effectué nos essais au travers d'un transformateur d'isolement (220/220)!!

A titre d'information, la **figure 5** représente un schéma d'application proposé par la société Sentel. On comparera la complexité de mise en œuvre avec le schéma utilisant le 4713...

Le système minimum

Certains d'entre vous désirent peut-être construire un temporisateur secteur n'incluant pas la détection infrarouge ainsi que le senseur de luminosité. Il suffit simplement de supprimer tous les composants reliés aux broches 10, 11, 12, 13, 14 et 2. On obtient ainsi un timer s'articulant autour de 9 composants.

Le choix des composants

– Le capteur pyroélectrique : Il existe de nombreux fabricants de capteurs. Citons les plus connus : Murata, Heiman (filiale de Siemens), Philips et Sentel. Murata propose une gamme étendue mais très mal distribuée. Il s'agit de la série des IRA-K001SV. Heiman présente la série des LHI dont le modèle LHI 954 convient parfaitement pour notre application. Ici encore son approvisionnement auprès du représentant reste un problème pour de petites quantités. Philips fabrique les RPY dont la série 100 est utilisable. Sentel, société d'outre-Rhin, commercialise à un prix très intéressant, par le biais d'AIS (adresse en fin d'article) deux capteurs DP 1101 et 2101 dont la différence réside dans le boîtier. Nous avons expérimenté le premier avec succès. Reste le SBA 02-1 distribué par Selectronic et qui donne de bons résultats.

– Les condensateurs C_8 et C_{10} : on utilisera impérativement des modèles X2 spécialement conçus pour fonctionner sur le 220 V. On pourra utiliser des modèles classiques **400 V** pour les essais seulement.

– La photorésistance sera une LDR 05, si vous réussissez à vous la procurer (elle n'est plus fabriquée...) sinon le modèle donné en nomenclature convient très bien.

– La lentille de Fresnel, modèle CE 12 par exemple, est disponible chez Selectronic à un prix modique. D'autres sources sont possibles chez Philips ou encore Spectron (distribué par AIS).

RÉALISATION PRATIQUE

L'ensemble de l'électronique tient place sur une carte aux dimensions modestes. Les tracé et implantation sont dessinés aux **figure 6 et 7**. Si vous désirez loger l'ensemble dans un coffret Heiland, veillez à respecter la dimension de largeur. Au cas où le tablier métallique du triac vous gènerait, il est possible de le couper comme nous l'avons fait avec une simple pince.

Afin de courber correctement la lentille de Fresnel, un gabarit est

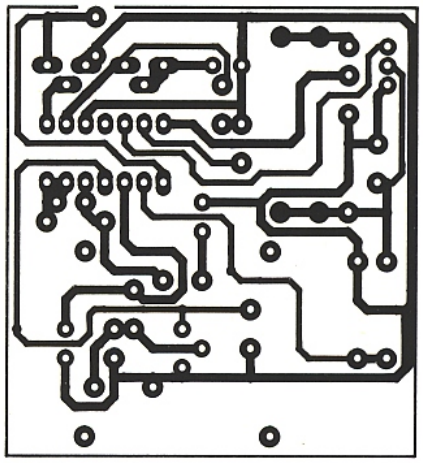


Figure 6

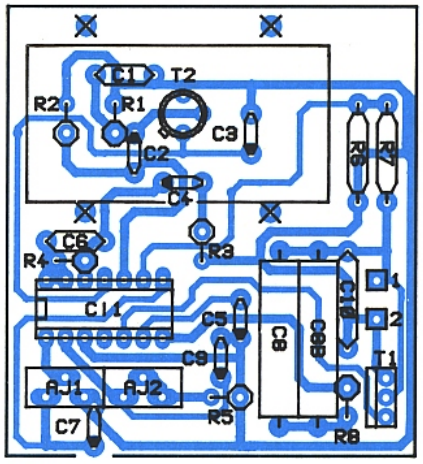


Figure 7

nécessaire. Nous avons utilisé deux morceaux d'époxy découpés selon le dessin **figure 8 a**.

La liaison entre les deux plaques est assurée par deux tiges filetées miniatures. La section rectiligne de 4 mm de hauteur ajuste à 20 mm exactement (**figure 10 b**) la distance entre le haut de la lentille et **la partie sensible** du capteur. C'est cette portion rectiligne qu'il faudra modifier si vous utilisez un capteur encapsulé dans un boîtier de dimensions différentes. On se réfèrera alors à la notice du constructeur.

A moins d'utiliser du double face, on laissera le côté cuivre à l'extérieur.

N'essayez pas de coller la lentille (c'est peine perdue...) mais fixez la plutôt grâce à deux colliers comme cela apparait sur la photo. Le circuit imprimé possède quatre pastilles qui accueilleront des cosses poignard. Après avoir placé puis centré correctement le couple gabarit lentille par rapport au capteur (voir **figure 10 a**), un point de soudure sur chaque cosse immobilisera le tout. L'usinage correct du boîtier parfait la tenue de l'ensemble. Deux trous permettront le passage du câble assurant la liaison à l'interrupteur. Avant toute connexion, au réseau, assurez-vous qu'une lampe ou une charge se trouve en série dans le câblage, sinon le triac court-circuitera directement le 220... gare aux étincelles !

Remarque

Il est normal que le senseur présente des valeurs de sensibilité différentes selon le fabricant.

C'est la raison pour laquelle vous serez peut-être amené à modifier le gain de l'amplificateur par le biais de R_3, afin d'obtenir la sensibilité escomptée. En effet, pour le SBA 01-2, capteur très sensible, R_3 vaut 15 kΩ. Par contre, pour le DP 2101, elle passe à 3,3 kΩ, ce qui donne des gains respectifs de 50 et presque 70 dB. Rien ne vous empêche d'utiliser des valeurs différentes.

Recommandations

Des précautions sont à prendre lors de la manipulation du capteur pyroélectrique ; considérez le comme un composant MOS.

Evitez de promener vos doigts sur la surface sensible. Attention lors de la soudure. Utilisez un fer correctement isolé et surtout ne chauffez pas trop les broches (l'adjonction d'une pince comme dissipateur n'est pas superflue).

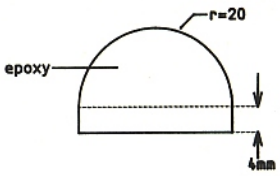


Figure 8 a

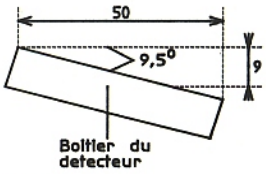


Figure 8 b

N'oubliez pas que si vous atteignez le point Curie, le capteur est grillé et... vous aussi !! On soudera le boîtier au ras de l'époxy puisque le gabarit est prévu pour un rayon de courbure de 20 mm entre la surface sensible et la lentille. L'implantation des pastilles du boîtier est prévue de telle sorte que les longs côtés de la surface sensible du capteur soient parallèles au gabarit époxy.

Lors de vos manipulations et mesures, n'oubliez pas que le secteur se trouve partout sur la carte.

Figure 9

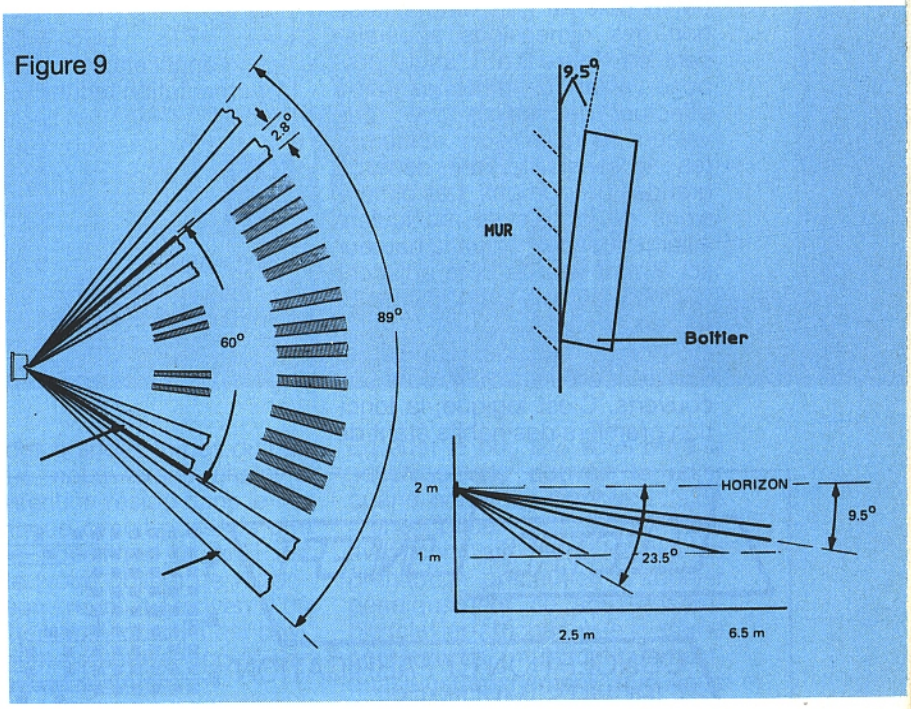


Figure 10 a

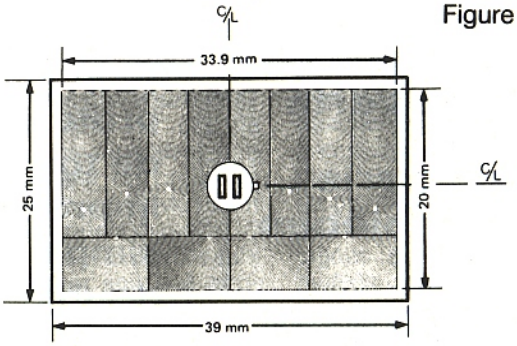
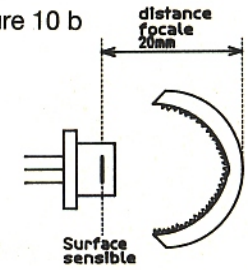


Figure 10 b



Installation

Diverses applications sont possibles : soit le détecteur est placé en bordure haute du chambranle de la pièce à équiper ou bien le capteur se trouve en face de l'entrée à surveiller (comme pour un système d'alarme). Quelle que soit l'option choisie, on s'inspirera du croquis de la **figure 9** qui donne la surface "balayée" en fonction de l'inclinaison et de la hauteur du boîtier. On effectuera des essais avant de fixer le module à l'aide d'adhésif double-face ou bien de velcro. On obtiendra l'inclinaison requise en collant au dos du boîtier une petite calle en bois ou plastique dont les dimensions apparaissent en **figure 8 a**. L'angle proposé valant 10°, n'hésitez pas à effectuer des essais avec des valeurs d'inclinaisons différentes : la sensibilité varie dans de grandes proportions. Les dimensions de la cale se recalculent aisément sachant que la hauteur (ici 9 mm) vaut le côté adjacent (50 mm) multiplié par la tangente de l'angle choisi.

On notera une meilleure détection des corps lorsqu'ils sont peu couverts. C'est logique, la fonction première des habits étant de conserver la chaleur. Mais sans ces derniers, est-il bien nécessaire d'allumer la lumière...

Remerciements

Nous tenons à remercier MM. Pierre Moy, docteur opticien et Pascal Bernard du CEN de Grenoble, ainsi que MM. C. Ferry et J. Saelens de STM.

Christophe BASSO

Bibliographie

L'infrarouge et ses applications RPEL n° 473 et suivants.
Pyroelectric infrared sensors, Philips.
UAA 4713, SGS-THOMSON, note d'application.
Documentation technique Sentel.

AIS (Sentel)
Le Divin-Bagnols
69620 Le-bois d'Oingt

Nomenclature

Résistances 1/4 W, 5 %

R_1 : 47 kΩ pour LHI 954, RPY 100, SBA 02-1
R_1 : 220 kΩ pour DSP 2101
R_2 : 820 kΩ
R_3 : 15 kΩ (voir texte)
R_4 : 10 MΩ
R_5 : LDR 05 ou MPY-54C 679
R_6 : 47 kΩ
R_7 : 470 kΩ
R_8 : 680 Ω
AJ_1 : 470 kΩ, petit modèle, debout
AJ_2 : 470 kΩ, petit modèle, debout

Condensateurs

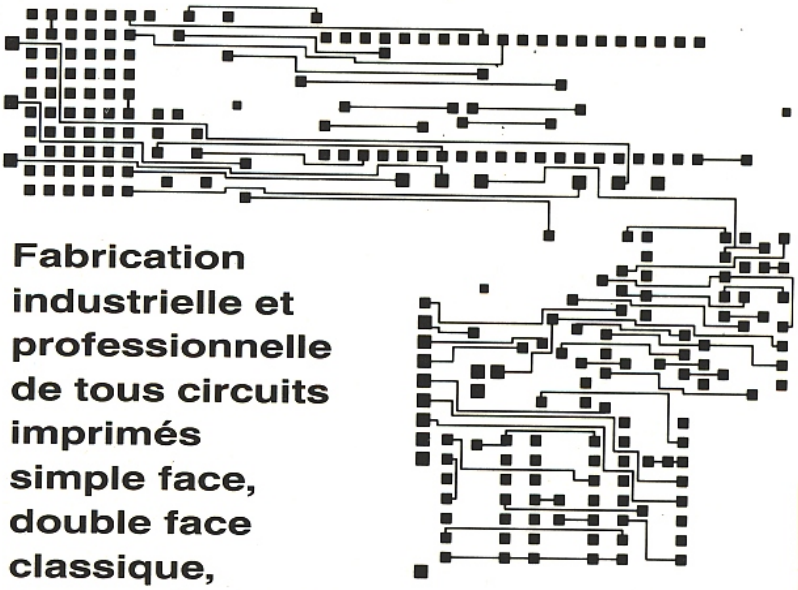
C_1 : 0,1 µF
C_2 : 1 µF/Tantale 16 V
C_3 : 10 µF/Tantale 16 V
C_4 : 33 µF/Tantale 16 V
C_5 : 100 µF/Radial 10 V
C_6 : 1,5 nF
C_7 : 100 µF/Radial 10 V
C_8 : 0,47 µF/250 V X2
C_9 : 3,3 µF/Tantale 6,3 V
C_{10} : 0,1 µF/250 V X2

Semiconducteurs

T_1 : TIC 226D ou triac 6 A/400 V ayant la gachette sensible...
T_2 : DP 2101 (Sentel), SBA 02-1 (Selectronic), LHI 954 (Heiman)
IC_1 : UAA 4713, STM

ELECTRO-CONCEPT

CONCEPTION ET FABRICATION CIRCUITS IMPRIMÉS



50 personnes sur 2 000 m² couverts en 2 usines à 60 mn de Paris de 1 à 5 000 pièces

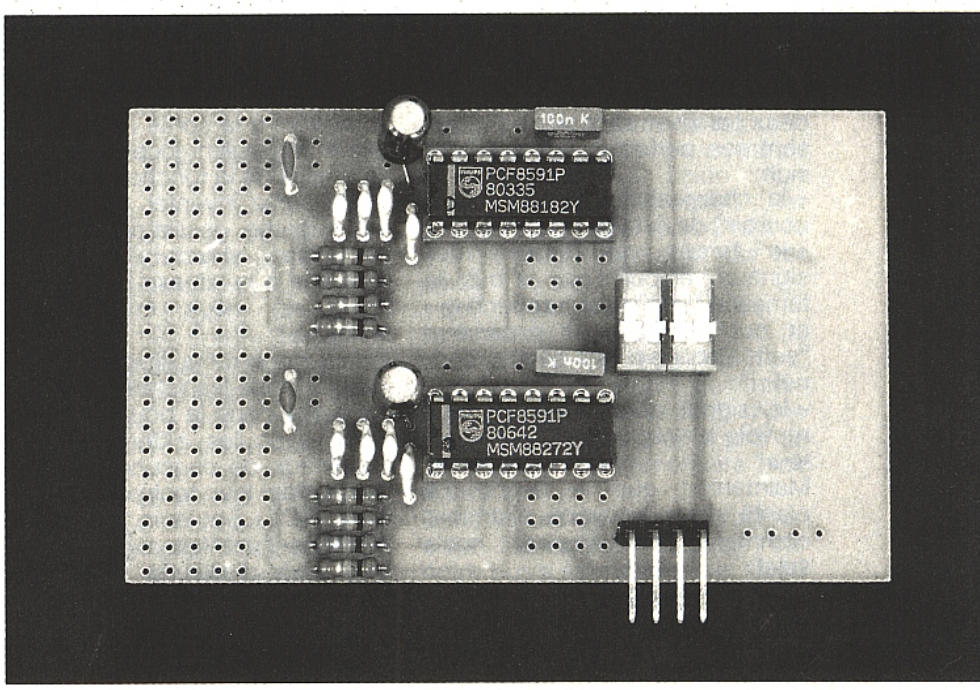
HOMOLOGATIONS
CNET
UL
SIAR
MATRA
THOMSON
SNCF

Fabrication industrielle et professionnelle de tous circuits imprimés simple face, double face classique, trous métallisés et multicouches

ELECTRO-CONCEPT

25, route d'Orléans - 45610 CHAINGY
Tél. : 38.80.64.64 + - Fax : 38.80.62.69 - Télex : 782 207

Centrale domotique I2C



Nous voici arrivés au terme de cette série d'articles consacrés à l'élaboration d'une centrale domotique. Nous avons décidé de vous apprendre aujourd'hui comment vous échapper de la carte mère, un brin d'évasion n'ayant jamais fait de mal à personne.
Différents mode d''évasion sont envisageables dans notre monde électronique :
– à l'aide d'extensions filaires
– aux moyens de radio fréquences (RF ou HF)
– et en dernier lieu grâce à des liaisons Infrarouges (IR)

L'une des grandes forces du bus I2C que nous avons choisi à votre intention réside dans le fait que chaque circuit possède une adresse spécifique et qu'il est capable (voire obligé) de répondre à son "nom" au moyen d'un "acquittement" lorsqu'il est physiquement présent et appelé par le maître du système.
Cette spécificité permet donc à l'utilisateur potentiel que vous êtes de concevoir, dès la genèse d'un logiciel, une architecture "soft" qui prenne en compte tous les périphériques que vous seriez suceptible d'implanter par la suite et rend ainsi plus aisée une procédure de test de présence des IC's lors des appels du matin ou des contre-appels du soir.
Grâce à cela il devient alors très facile de détecter soit une anomalie de fonctionnement soit de savoir si la configuration du système a évolué (volontairement ou involontairement) pendant un laps de temps.
A ce sujet, lors du précédent article concernant l'ensemble "clavier-affichage" et dans le but de ne pas alourdir les explications, nous avons omis de vous signaler la possibilité suivante qui image bien ce que vous pouvez envisager de concevoir :
Il n'est pas nécessaire que l'ensemble "clavier-affichage" soit relié en permanence à la CPU.
En effet le bus I2C vous offre la souplesse de pouvoir le relier quand bon vous semble à l'aide d'une "prise" I2C car, si vous avez construit votre logiciel en prenant la précaution d'appeler péridiquement ce sous-ensemble (clavier-affichage), le système comprendra automatiquement, quasi-instantanément, que vous venez de brancher ce module et déroulera le bout de logiciel de "conversation" concerné puisqu'il saura que vous être actuellement connecté.
Dès que vous le déconnecterez (uniquement pour faire plus joli parce que cette appendice qui pend n'est pas beau), le système recommencera à ignorer toutes ces sous-routines tapageuses jugées alors par lui totalement inutiles.
Il pourrait en être de même bien évidemment pour tous les autres modules... donc à vous de gérer toutes vos fantaisies !

EXTENSION DU BUS I2C

L'extension d'un bus est toujours un sujet de contreverses car aussitôt chacun y voit une dégradation potentielle de ses possibilités.
Voici donc les réponses tant attendues à cette grande question :
"Mais où donc pourraient bien

se cacher les dégradations du bus I2C lors de son extension ?"

Commençons par le début, c'est toujours mieux.

Ce bus est "congénitalement" asymétrique par rapport à la masse.
De plus ses spécifications (voir détails dans RP n° 496 "Le protocole I2C") nous ont appris que deux paramètres matériels régissent ses performances d'extension :
– la chargeabilité (maximale en courant) de l'étage de sortie
– le temps de montée des signaux véhiculés sur le bus (la fameuse "une" micro-seconde)
et que de plus un paramètre "soft" l'oblige à être bi-directionnel :
– le signal d'acquittement que renvoie le "récepteur" à "l'émetteur"
Maintenant que le décor est planté nous pouvons examiner comment circonscrire notre sujet.

Extension Filaire

Tel quel

Nous savons que ceci est trivial mais très souvent cela s'est avéré largement suffisant ! Nous vous l'avons déjà signalé, ce bus, avec une charge capacitive maximale de 400 pF se comporte très bien (fils, circuits raccordés, capacités ramenées,...).
Evidemment si votre distance (lisez bien sûr "le nombre de pF que représente les fils...") est "trop" longue, il devient nécessaire d'envisager de réduire l'impédance de la source qui attaquera votre ligne I2C pour satisfaire le fameux temps de montée !

Bufferisons

Qu'à cela ne tienne, il ne s'agit que de bufferiser ce bus qui n'est somme toute que "simplement" bidirectionnel !
Qui n'a fait cela dans sa vie avec deux mondes de réflexion totalement différents, le monde rationnel de La Logique et l'autre, un peu moins de l'Analogique.

Réalisation Logique

Le montage de la **figure 1** a le mérite d'exister mais il est assez difficile à mettre en œuvre contrairement à sa limpidité théorique.
Vous êtes sceptiques ?
Examinons le schéma. La théorie vous indique que la fonction à réaliser est satisfaite et que tout doit bien se passer mais en passant au stade de la réalisation tout se gate. Il faut en effet savoir qu'il existe toujours un retard entre le signal de sortie d'une porte logique et son entrée.
C'est du au "tpd" (delay propagation time : temps de retard de propagation in french).
Du fait de ce retard, ce signal de sortie sert de signal incident (d'entrée) à la sortie de l'ensemble et là, voulant jouer la bidirectionnalité de la fonction à assurer vous aurez inventer rapidement un superbe oscillateur, l'entrée rebouclant structurellement sur la sortie à la vitesse grand V. Si vous ne nous croyez pas, essayez !
Il faut donc rééquiliber (ou compenser) tous les retards qui sont présents dans la boucle en jonglant avec les différents "tpd" nominaux de chacune des portes, selon leur technologie (LS, Fast, HCT,...) et leurs tolérances. Certains l'ont fait avec succès, très bien d'ailleurs, mais avec pour principale contrainte d'être obligés de mettre toujours les mêmes types de composants (74 LS 03, 09, 86) aux mêmes places.
Pour de basses raisons de facilité d'approvisionnement de circuits intégrés, nous n'avons pas voulu vous lancer dans ce genre d'aventure.
Ceci repose bien évidemment l'éternel problème de la belle théorie et de la sombre réalité pratique..., que voici.

Réalisation analogique

Evidemment le schéma de la **figure 2** est moins noble mais il est quand même bien efficace.
Comment cela fonctionne-t-il ?
Voilà une bonne question !
Comme vous avez pu le remarquer, nous avons disposé en lieu et place des résistances de rappel au + 5 V, des transistors PNP montés en émetteur suiveur ayant pour charge 75 ohms. Au repos des broches SDA et SLC, T_1 et T_2 ne sont pas conducteurs

Figure 1

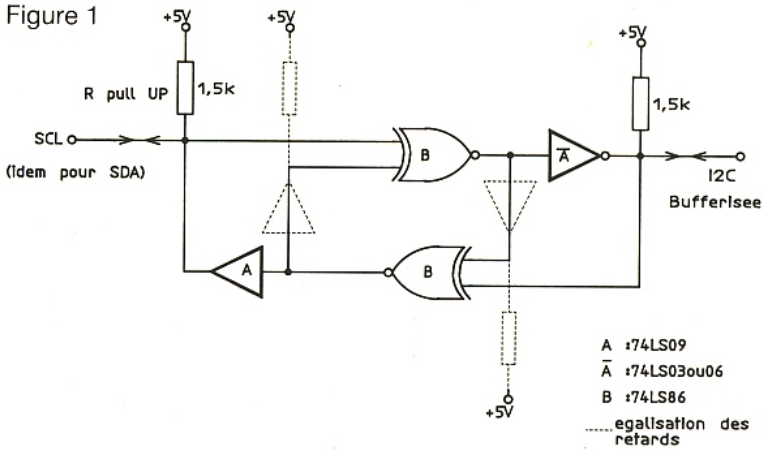
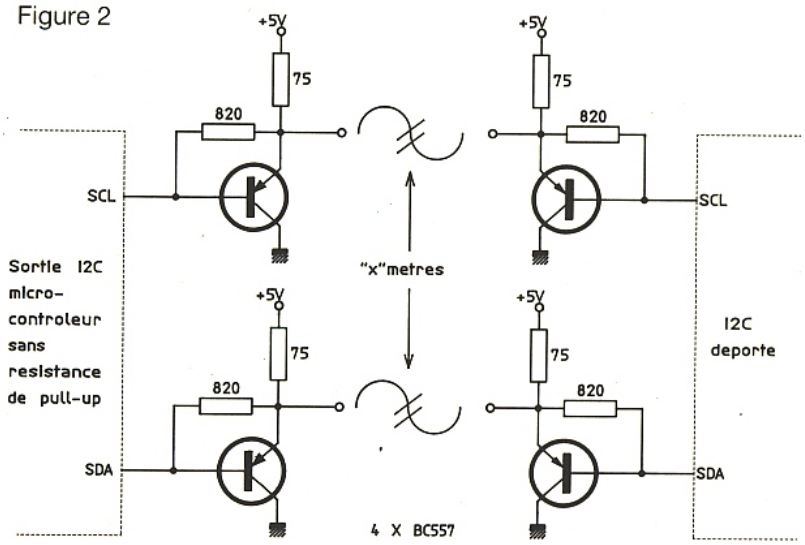


Figure 2



et tout le monde est au + 5 V.
Supposons que IC_1 soit momentanément le maître. La base de T_1 va varier au rythme des informations et son émetteur aussi. L'émetteur de T_2 varie de pair bien entendu mais sa base aurait encore le droit de faire ce que bon lui semblerait si l'on n'avait pris la précaution de disposer une résistance de 820 ohms ce qui l'oblige à suivre le mouvement de l'émetteur, commandant ainsi l'entrée considérée du circuit intégré. Le raisonnement est similaire dans l'autre sens, le montage étant symétrique pour les signaux de même nom.
Et les niveaux électriques du bus ? Dégradés ou pas dégradés ?
Sous une alimentation normale de + 5 V, les spécifications du bus donnent :

d'une part en mode d'entrée :
Vil. max. = 1,5 V (valeur maximale de la tension d'entrée à l'état BAS)
Vih. min. = 3,0 V (valeur minimale de la tension d'entrée à l'état HAUT)
d'autre part en mode de sortie :
Vol. max. = 0,4 V (valeur maximale de la tension de sortie),
donc aucune incidence électrique puisqu'au pire nous pourrions avoir :
1) Vol. max. + Vbe max. =
0,4 V + 0,8 V = 1,2 V tension toujours inférieure à Vil. max.
2) aucune incidence au niveau haut de par la configuration électrique.
La seule dégradation que l'on pourrait reprocher à ce montage concerne son immunité au bruit qui vient d'évoluer mais qui va être largement compensée par l'abaissement de l'impédance sous laquelle nous allons transporter le signal comme nous allons le voir maintenant.

Distance parcourable

Dans le cas le plus défavorable où Vol. serait max. et étale à 0,4 V, et que le transistor ait un Vbe de 0,8 V, le courant circulant de l'émetteur du transistor serait de (5 − 1,2) Volts/37,5 ohms soit 100 mA (car les deux résistances de 75 ohms se trouvent en parallèle) et l'impédance théorique dynamique de sortie du transistor vaut :
rd = Ut/Ie soit 26 mV/100 mA soit encore 0,26 ohms
Tout le monde a en mémoire la formule magique qui lie un réseau RC à un temps de monté, "tr ≃ 2,2 RC", ce qui donnerait C ≃ 1,6 µF pour "une" micro seconde soit 16 km avec du câble à 100 pF le mètre !!!
Nous savons bien qu'il est permis de rêver mais quand même.
Si l'on considère que les temps de montées des transistors "buffers" sont de l'ordre de 500 ns au courant crête considéré, qu'il est bon d'avoir une marge de 200 à 300 ns pour ce prémunir de toute éventualité, ceci nous amène à évaluer le temps de montée restant disponible.
tr (total) =
$\sqrt{(\text{tr buff})^2 + (\text{tr marge})^2 + (\text{tr reste})^2}$
1 µs =
$\sqrt{(0{,}5)^2 + (0{,}3)^2 + (\text{tr reste})^2}$
soit tr reste ≃ 0,8 µs et une capacité équivalente (fils de connexions, circuits branchés sur le bus,...) de l'ordre de 1 µF !
En fait quelques centaines de mètres sont envisageables sans problème et à vous maitenant les longueurs de câbles tant souhaités.
Il faut tout de même remarquer que bien que le code ne soit pas protégé de façon formelle, la ligne bien qu'asymétrique est quand même à très basse impédance.

L'asymétrie

Nous venons d'allonger la distance que peut parcourir le bus mais nous n'avons ni changé, ni amélioré la qualité des messages transportés, ni pensé à leur dégradation par de vilains parasites extérieurs, hormis le fait que nous avons abaisser fortement l'impédance de la ligne rendant ainsi meilleure son immunité vis-à-vis de signaux perturbateurs.
Pour combattre ces fameux parasites on est parfois amené à penser utiliser des lignes non plus asymétriques mais symétriques de type différentielles et "bien sûr" bidirectionnelles.

Là évidemment le problème se gâte un peu car vouloir boucler deux ampli-op sur eux-mêmes, cela tient généralement du suicide !
Afin de déboucler le système, différentes recettes peuvent être exploités :
* de faire un bus I2C à "4" fils. C'est original et exotique.
En fait on crée un SDA aller et un SDA retour et la même chose pour SCL. A cela vous rajoutez une pincée de passage asymétrique/symétrique à l'aide d'un amplificateur différentiel, un soupçon de bufferisation tout le monde est content et le tour est joué.
* de faire un bus I2C à "3" fils.
La solution tient dans le fait de commander, au bon moment, "l'aller" ou "le retour" de l'information en déconnectant l'une des voies à l'aide d'un signal de commande supplémentaire (voir **figure 3**).
Dans le cas de notre réalisation c'est facilement réalisable car notre bus a été fabriqué en "soft" et, en ultime ressort, on peut envisager de sortir sur l'un des ports disponibles une information supplémentaire permettant de commander le sens de l'échange.
Dans le cas d'un interface "hard" de bus I2C, on peut appliquer la même méthode mais cela est un peu plus complexe car il faut s'assurer des bonnes coïncidences temporelles entre le "hard" et le "soft".

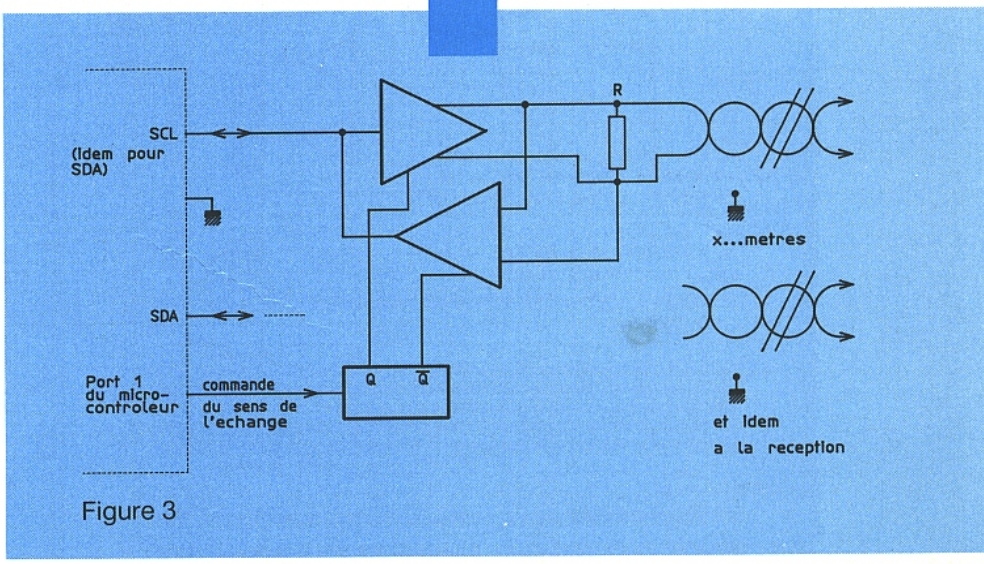


Figure 3

Séparation de corps

Nous arrivons à un tournant de l'histoire avec une première tentative de séparation complète entre l'(les) émetteur(s) et le (les) récepteur(s).
Tout en restant dans un esprit filaire nous allons séparé de façon galvanique les émetteur(s) des récepteur(s) et réciproquement de façon à assurer un isolement électrique conforme à la Législation en vigueur.
Ceci pourra s'avérer nécessaire lors de la connexion de fonctions qui ne sont pas reliées physiquement à de mêmes potentiels (commande de puissance à l'aide de triacs reliés au secteur...) ou pour assurer des fonctions de sécurité.
Le montage de la **figure 4** vous indique le schéma que nous avons retenu. Celui-ci est simple et ne demande pas de commantaire particulier à l'exception du choix du type d'optocoupleur à employer, toujours à cause de cette fâcheuse "une" microseconde indépendante du débit binaire.
Il est donc nécessaire d'utiliser un optocoupleur rapide de type SL 5505 ou 6 NX 8 pour être sûr de respecter les caractéristiques temporelles du bus.
Ces types d'optocoupleurs possèdent comme élément de réception une diode (et non directement la base d'un photo transistor) afin de satisfaire nos problèmes de rapidité.

ATTENTION !

Il va de soi que ce montage nécessite une alimentation extérieure supplémentaire totalement indépendante pour fonctionner car, si vous désirez isoler galvaniquement la (les) partie(s) secondaire(s) du primaire (CPU), elles ne peuvent pas avoir un même potentiel de référence pour leurs sources d'alimentation. Ce sera donc à la partie secondaire de fournir l'alimentation du secondaire du module, sinon prévoyez une provision de fusibles !!!!
L'ultime remarque que nous pouvons faire concernant ce module et le choix du type d'optocoupleur est celle se rapportant à la distance qu'il est nécessaire de respecter entre les broches "primaires"/"secondaires" (4 mm) pour être conforme à la norme classe 1 d'isolement, valeur que bien évidemment nous n'avons pas oublié de respecter lors de son implantation sur circuit imprimé (ces petits oublis arrivent si vite parfois...). Dans le cas d'un emploi en classe 2 (8 mm), vous serez obligés d'écarter un peu plus les broches de l'optocoupleur.

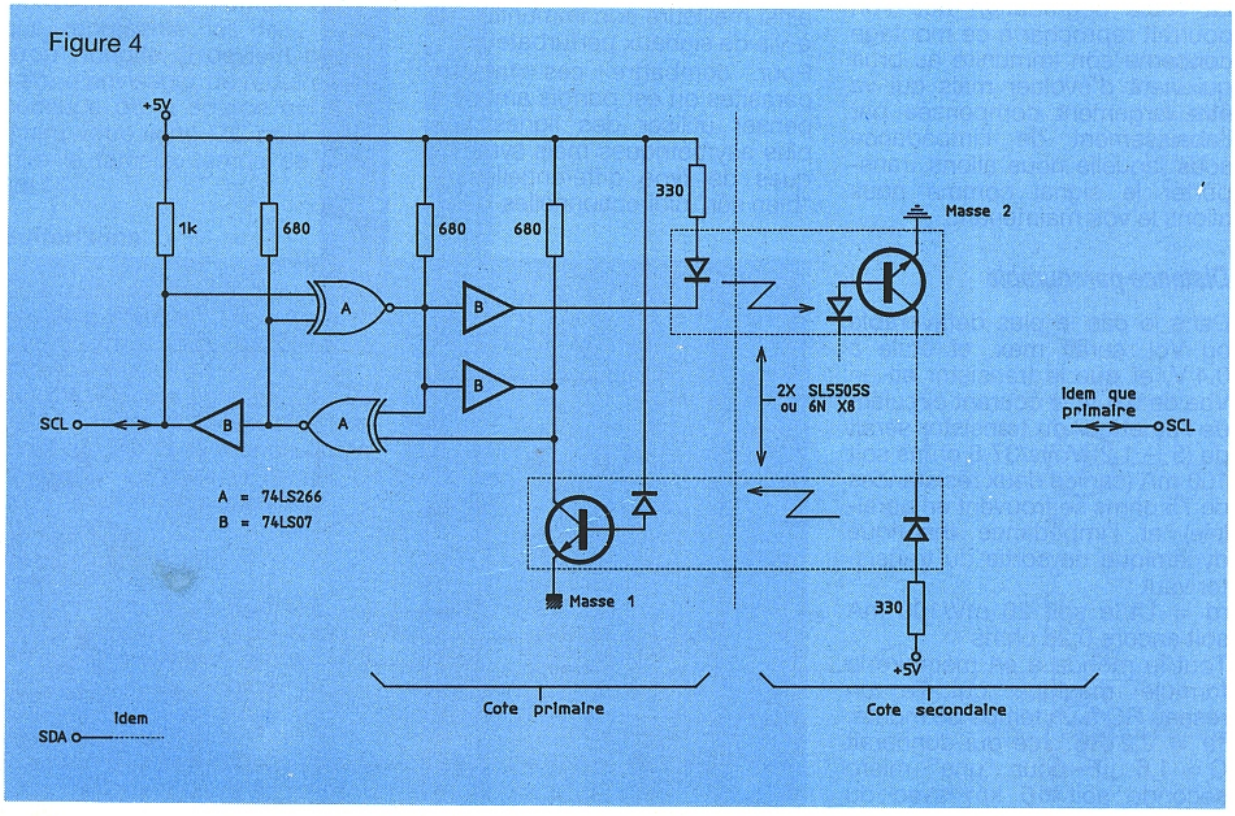
Coupure du cordon ombilical

Adieu les liaisons filaires, à nous les grands espaces ! Voici venu enfin le moment tant attendu de retirer notre fil à la patte.
Examinons objectivement les données de notre tentative d'évasion.
Parmi les moyens de transmissions utilisables dont nous pouvons disposer commençons par examiner les deux grands standards que sont les radiofréquences (RF) et l'Infrarouge (IR) et ce qu'implique leurs utilisations.

TRANSMISSION UNIDIRECTIONNELLE DU BUS I2C

Dans le cas de transmissions IR, il est pratiquement nécessaire que l'émetteur et le récepteur soient en vue directe l'un de l'autre ce qui impose :
* une portée relativement faible (dans une même pièce...) et
* fréquemment un retour (feedback) "visuel" direct du succès ou de la réussite de la fonction commandée (ex. : télécommande TV) donc un I2C principalement "unidirectionnel" et rarement bidirectionnel.
Si l'on désire annuler la contrainte que peut représenter la vision directe entre émetteur/récepteur et de plus accroître la distance on peut, tout en concervant les hypothèses d'unidirectionnalité, décider de transmettre les codes d'une télécommande via de la RF.
Dans ces deux cas (IR et RF), quels que soient les systèmes de démodulation utilisés à la réception, les vitesses de démodulation n'auront aucune

Figure 4



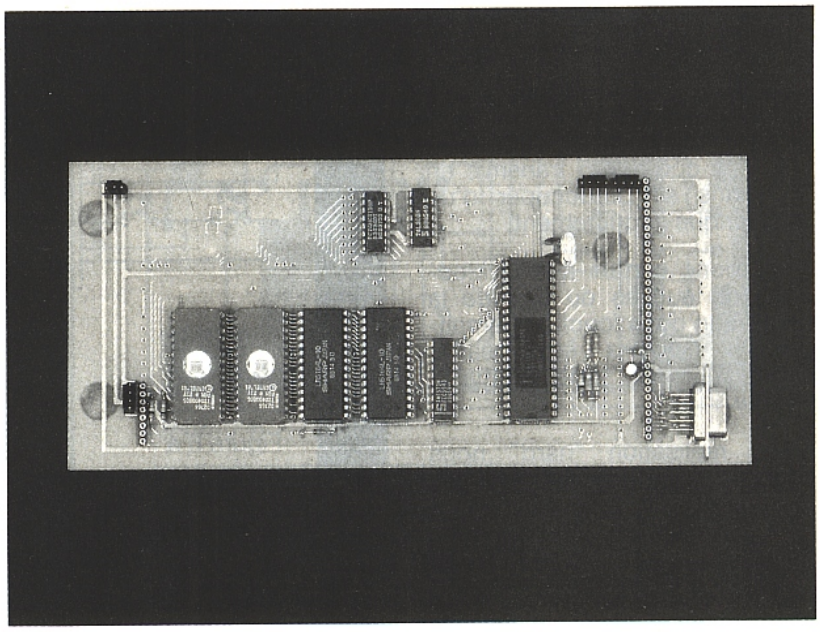
influence sur le protocole de transmission car, ne tenant pas compte de la bidirectionnalité (donc de l'acquittement), le problème revient au cas précédent à la seul exception du média de transport de l'information.

Transmission bidirectionnelle du bus I2C

Le cas est plus délicat bien entendu lorsqu'on souhaite avoir une vraie bidirectionnalité de l'échange entre l'émetteur et le récepteur.
Que ce soit en IR ou en RF, en plus du fait qu'il faut réussir à transmettre simultanément les deux signaux SDA et SCL sur deux voies séparées (porteuses et sous-porteuses ou bien deux sous-porteuses à la mode "stéréo"...), il faudrait d'une part pouvoir moduler soit la diode d'émission IR soit le modulateur RF par un signal pouvant atteindre la valeur maximale du débit du bus de 100 kHz et d'autre part pouvoir démoduler le signal reçu, remoduler la réponse, démoduler cette réponse, le tout en moins de quelques centaines de nano secondes de façon à espérer pouvoir recevoir au niveau de l'émetteur l'acquittement tant espéré en temps voulu (9e coup d'horloge), pour éviter le conflit de bus.
Ceci amène bien loin si l'on souhaite travailler au débit maximal du bus.

RÉALISATION

Dans le cadre de notre application, l'utilisation de télécommande du commerce permet bien des simplifications car des circuits intégrés existants satisfont l'essentiel des exigences que nous nous sommes assignées. C'est pour cela que nous avons décidé d'utiliser le codage de télécommande "RC5" très répandu en télévision, magnétoscope... (Remote Control 5e generation).
Celui-ci permet d'adresser 2 048 fonctions préalablement définies ou bien reconfigurables à vos souhaits.
Le principal avantage du circuit "émetteur" réside dans le fait que le code ainsi fabriqué peut directement commander la modulation de l'émission (en IR : les diodes).
A la réception il est nécessaire d'amplifier le signal reçu, de le démoduler, puis de le remettre en forme afin de retrouver un signal identique à celui de l'émission.



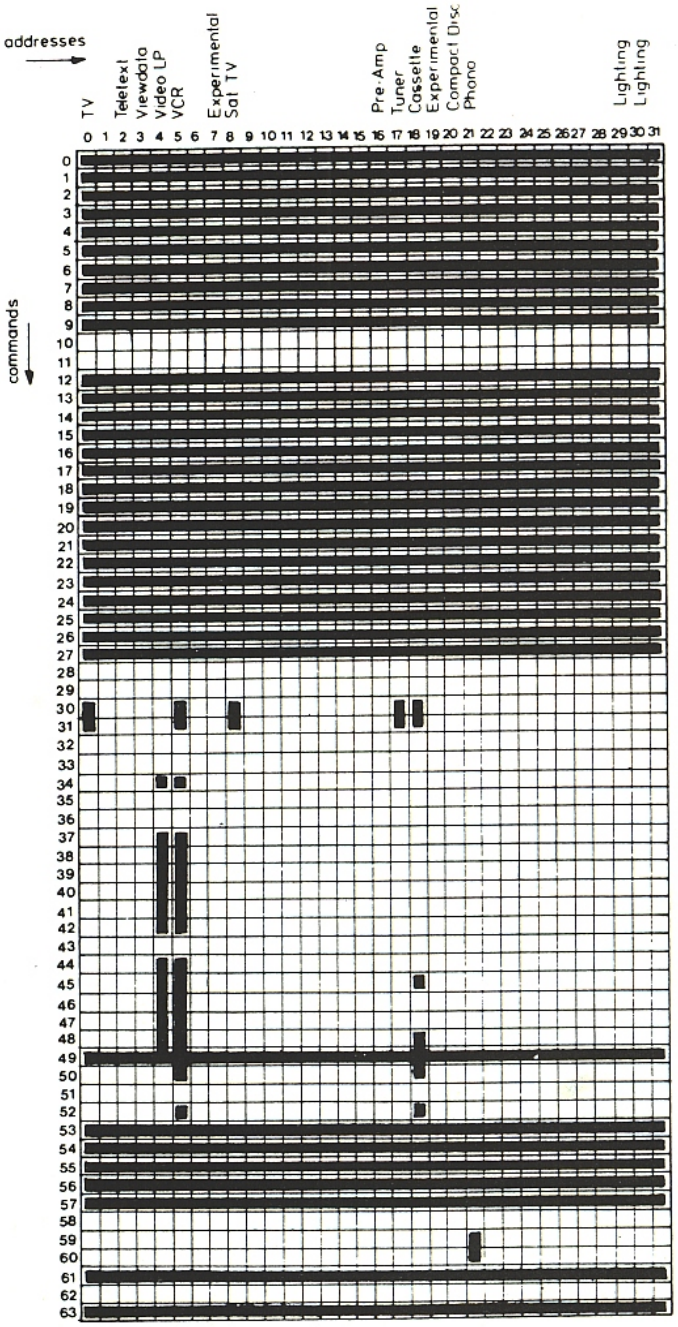


Figure 5 : tableau d'allocation des codes.

Jusque là rien que des choses très conventionnelles.

C'est ici que les particularités du montage interviennent. En effet le circuit a pour mission de transcoder le code RC5 transmis en I2C sans se préoccuper d'un quelconque acquittement.

Il est donc certain que le feedback du succès ou non de la réalisation de la fonction demandée ne pourra être réalisé qu'avec votre aide humaine directe.

Cette réalisation "hard" nous évite donc toutes gymnastiques acrobatiques "soft" de haut niveau qui aurait consommée quelques bonnes centaines d'octets rentrés (après un assemblage préalable obligatoire) en hexadécimal afin d'assurer cette fonction en temps réel.

Il ne tient plus alors qu'à vous de choisir dans le tableau **figure 5** les codes dont vous aimeriez vous servir dans votre propre application.

Le schéma de l'ensemble et l'implantation du module sont donnés **figure 6** et **7**.

On peut juste faire une dernière remarque qui consiste à dire qu'il n'y a pas de relation directe entre le débit du code RC5 (environ 35 kbits/seconde) et celle du bus I2C et qu'il est évident que le code RC5 (à 35 kHz) peut moduler indifféremment une porteuse IR ou RF et qu'a sa réception près on peut utiliser le montage précédent pour son transcodage en I2C (sans retour de l'acquittement).

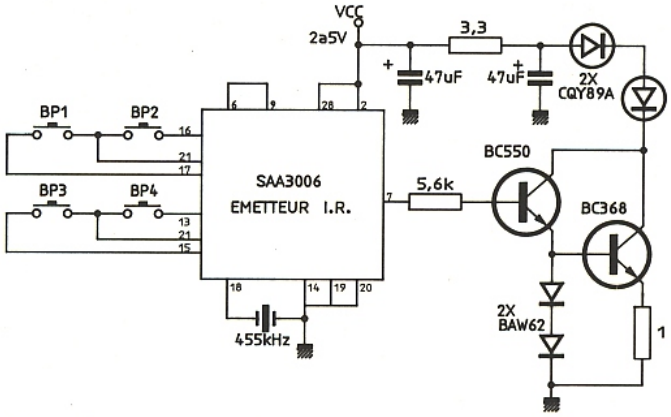


Figure 6 a

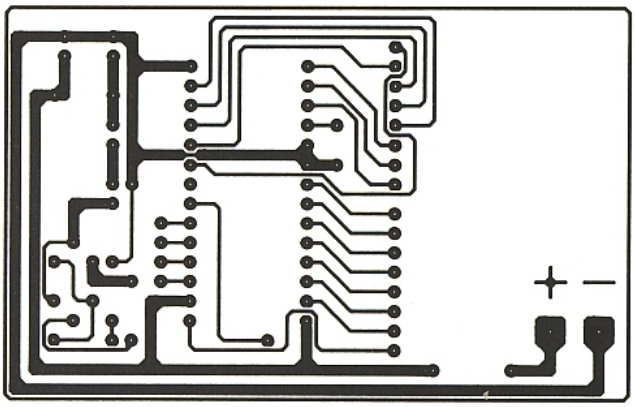


Figure 6 b

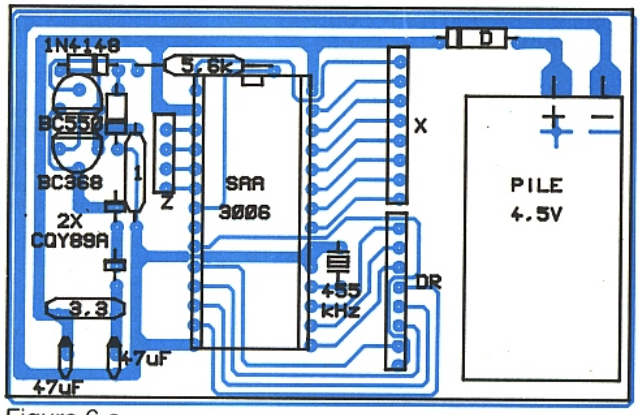


Figure 6 c

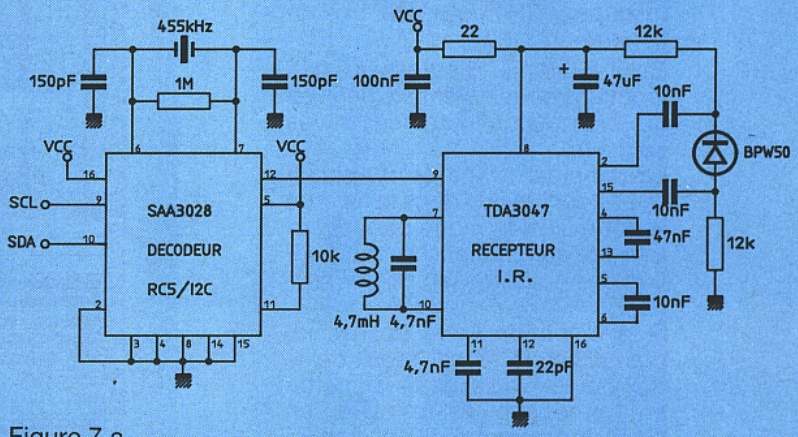


Figure 7 a

En guise de conclusion

Et maintenant en vous souhaitant dès à présent de bonnes fêtes de fin d'année, nous vous présentons nos meilleurs vœux domotiques pour l'année 90 qui, maintenant que vous avez acquis les éléments de base de ce champs d'applications, vous permettra de mieux en comprendre l'évolution.

D'une façon intemporelle nous vous proposerons de grandes extensions qui dépassent largement les premières réalisations que nous vous avons proposées : connexion au réseau Minitel avec codage et décodage DTMF de la numérotation à l'aide de circuits spécifiques I2C, utilisation des courants porteurs dès que les normes officielles seront figées (!), raccordement du bus I2C à d'autres micro-contrôleurs...

D. Paret
M.-L. Cibot

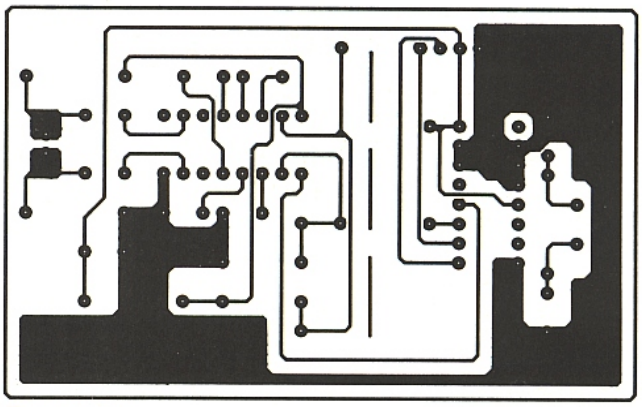


Figure 7 b

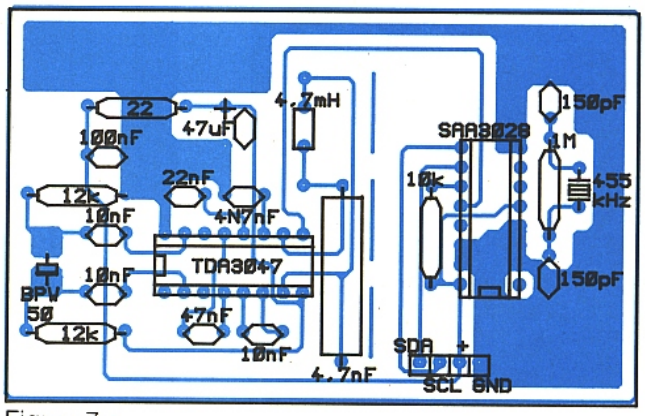
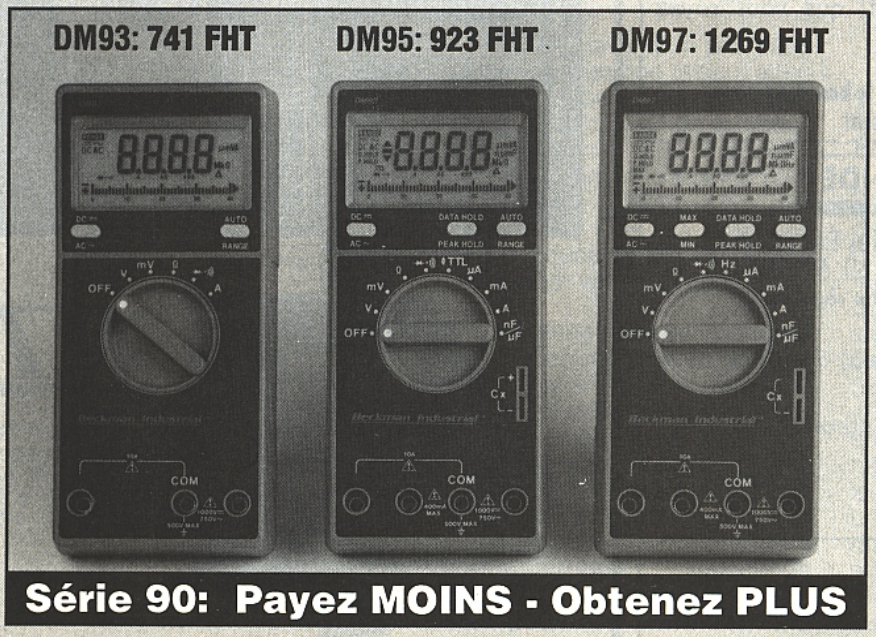


Figure 7 c

Les Multimètres Multi-Fonctions

de Beckman Industrial™



Série 90: Payez MOINS - Obtenez PLUS

- ✔ 4000 points de mesure
- ✔ BARGRAPH rapide
- ✔ Mémoire MIN et MAX
- ✔ Mémorisation des crêtes
- ✔ Gammes auto/manuelles
- ✔ Test de continuité
- ✔ Test de diodes
- ✔ Capacimètre
- ✔ Fréquencemètre
- ✔ Garantie 1 an

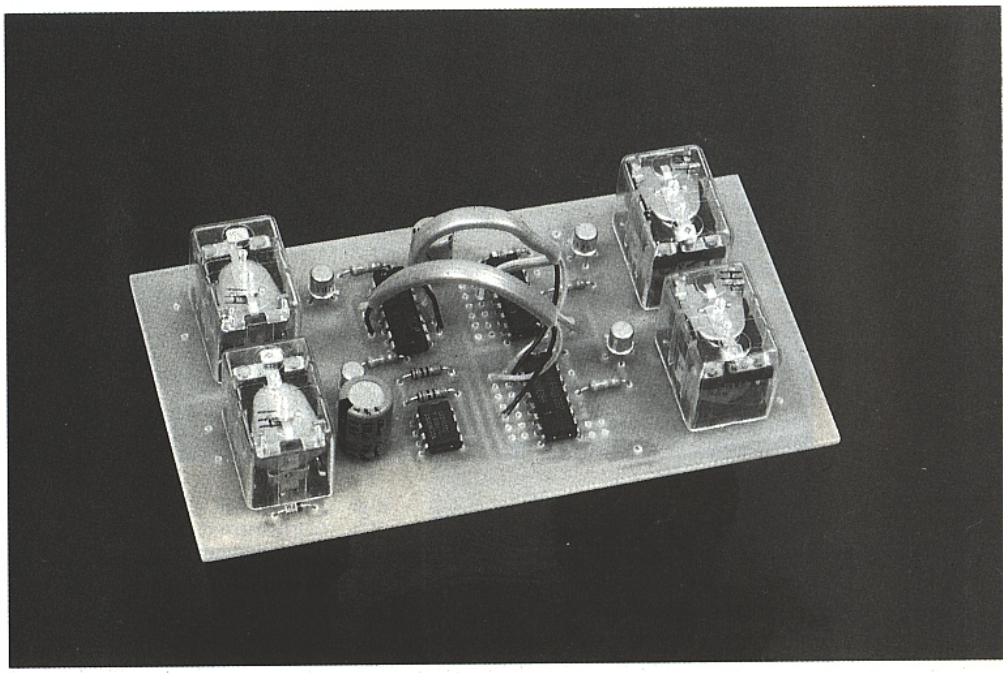
Les Instruments de votre Réussite

Beckman Industrial™
Affiliée à Emerson Electric Co.

Beckman Industrial Sarl • 1bis Avenue du Coteau • F-93220 GAGNY
Tel. (1) 43.02.76.06 • Fax. (1) 43.81.72.52 • Tlx. 212971

Un simulateur de présence télécommandable

Bien que ne pouvant prétendre remplacer un système d'alarme convientionnel, le simulateur de présence est reconnu depuis longtemps comme l'un des meilleurs compléments que l'on puisse lui adjoindre.
Amélioration bien connue du vieux "truc" consistant à laisser une lumière allumée, la simulation de présence base l'efficacité de sa dissuasion sur la vraisemblance d'un scénario plus ou moins complexe de manœuvres d'éclairages et d'appareils électriques.
Un cycle identique à lui même d'un jour à l'autre perdant très vite cette vraisemblance, on peut songer à introduire une possibilité de modification à distance grâce à des moyens de télécommande.



LES GRANDS PRINCIPES :

Le principe de la simulation de présence est aussi vieux que l'idée de dissuasion, mais laisser une lumière allumée ou la radio en service est un procédé qui a fait son temps et ne trompe plus personne !
La mise en place d'un programmateur électronique faisant alterner des périodes de marche et d'arrêt de lumières, de la télévision, ou même d'un magnétophone simulant la présence d'un chien est une technique pas très nouvelle non plus : la répétition fidèle et quotidienne du même cycle est un véritable aveu d'absence.
On peut imaginer une programmation hebdomadaire et non plus journalière, l'asservissement du cycle à des évènements tels que la tombée de la nuit ou la détection d'une présence, l'introduction d'une dose de hasard, mais il y a mieux !
L'idée développée ici consiste à **télécommander** l'exécution d'un scénario choisi parmi plusieurs possibles, voire même à modifier son déroulement en cours de route.
Ainsi, un voisin pourra être chargé de mettre le système en action lorsqu'il le juge utile, mais le propriétaire d'une maison de campagne isolée pourra tout aussi bien adapter quotidiennement sa mise en scène depuis son domicile, par téléphone ou par radio, selon les circonstances.

UN SCHÉMA PERSONNALISABLE :

Le schéma de la **figure 1** réunit deux compteurs décimaux indépendants, mais attaqués par une même horloge à très basse fréquence (typiquement une impulsion tous les quarts d'heure) classiquement bâtie autour d'un 555. Ces compteurs, de type 4017 (CMOS), possèdent dix sorties numérotées de zéro à neuf, qui passent à un chacune à leur tour.
La sortie n° 9 de chaque compteur, correspondant au dixième état, est reliée à **l'entrée d'inhibition d'horloge** : une fois arrivé à cet état, le compteur y restera jusqu'à ce qu'on le remette à zéro, en appliquant un niveau positif sur l'entrée A (1er compteur) ou B (second compteur).

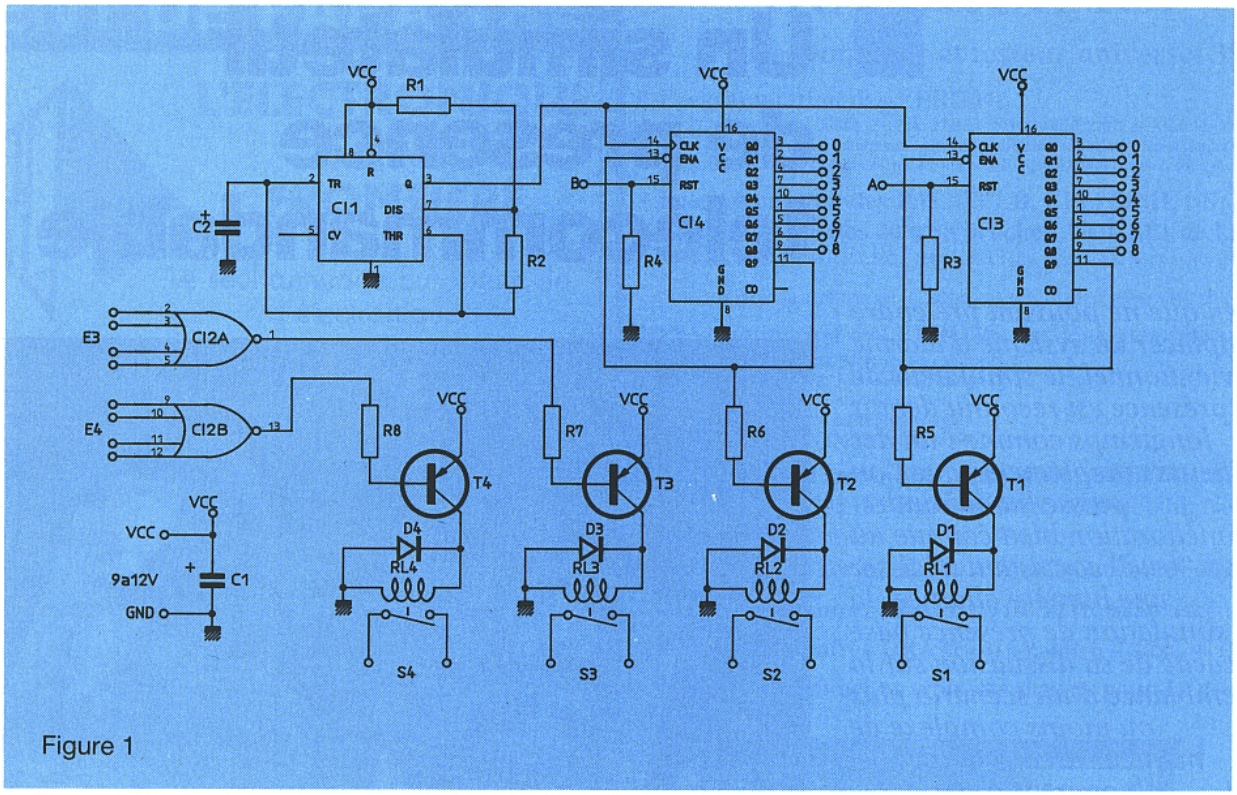


Figure 1

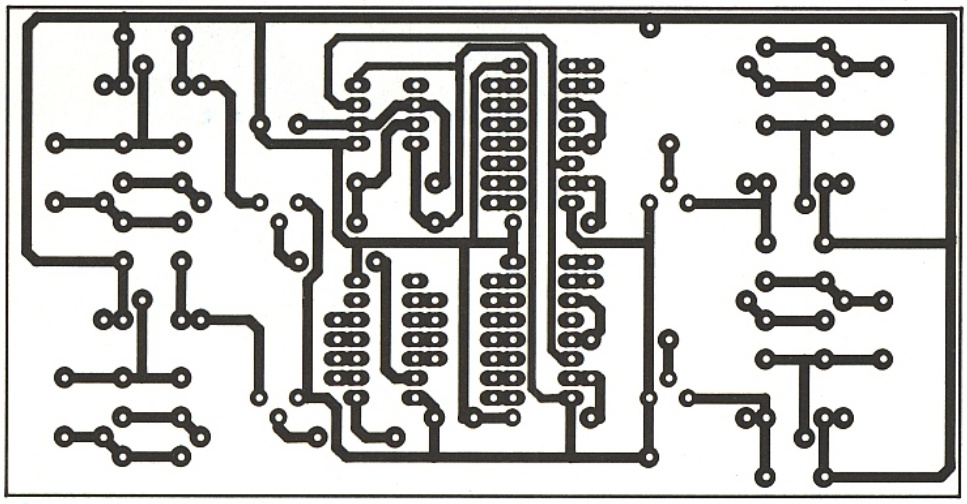


Figure 2

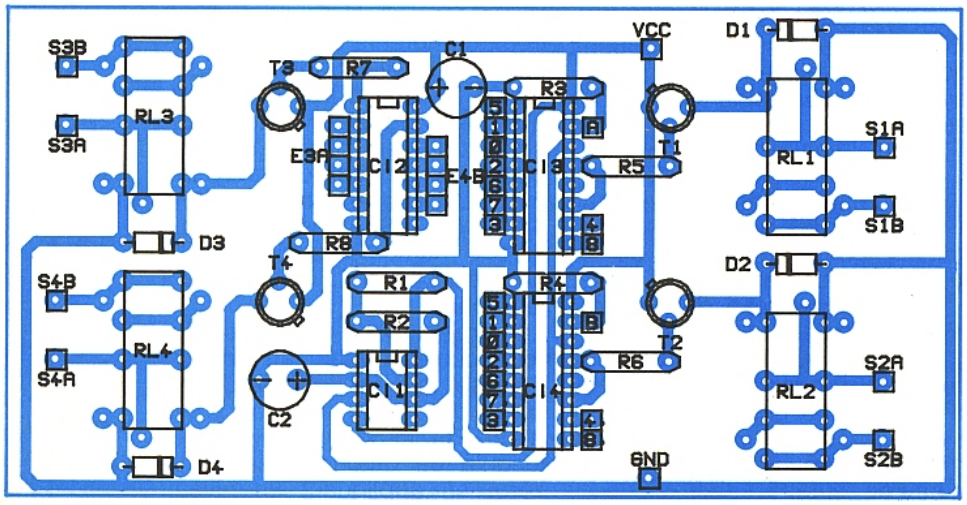


Figure 3

Chaque compteur est équipé d'un relais qui reste collé tant que cet état de blocage n'est pas atteint : on lui fera commander l'élément "de base" de la simulation (éclairage du séjour, radio ou télévision par exemple).

Un fonctionnement permanent pendant les deux bonnes heures que dure le cycle n'a rien d'invraisemblable, pourvu que quelques évènements de plus courte durée se produisent entre temps (une demi-heure de lumière dans la cuisine et un quart d'heure dans la salle de bains, par exemple).

Deux autres relais sont chargés de commander ces évènements intermédiaires : pilotés chacun par la sortie d'une porte OU à quatre entrées (1/2 4002), ils peuvent coller pendant quatre périodes d'une quinzaine de minutes librement choisies au sein des cycles des deux compteurs.

Rien n'empêche donc de prévoir seulement un quart d'heure de lumière dans la cuisine lorsque l'on utilise le scénario "A", mais deux périodes de 30 à 15 mn respectivement dans le scénario "B" !

En principe, l'un de ces deux "programmes" doit être lancé chaque jour en appliquant par télécommande une impulsion

positive sur l'entrée choisie (A ou B) : les moyens ne manquent pas pour acheminer deux ordres distincts par téléphone ou par radio !
Diverses variantes sont toutefois possibles : les deux cycles peuvent être exécutés en superposition, en les initialisant soit ensemble, soit avec un décalage (on peut obtenir un cycle de 3 heures en lançant le programme B une heure après le programme A).
L'une des sorties du compteur A peut même commander le démarrage du cycle B, à moins qu'on ne préfère que chaque jour, l'un des deux cycles soit systématiquement déclenché par l'horloge du compteur EDF à double tarif, l'autre cycle démarrant dès que le téléphone sonne...

RÉALISATION PRATIQUE :

Le circuit imprimé de la **figure 3** permet de rassembler tous les composants du montage sur une carte de dimensions modestes, facile à loger avec son alimentation dans un quelconque boîtier. L'alimentation secteur s'impose dans la plupart des cas, mais la technologie employée permettrait facilement un fonctionnement sur batterie 12 V rechargée par éolienne ou panneau solaire.

Nous avons en effet préféré employer des relais et non des triacs : outre le fait que les relais modernes présentent une fiabilité irréprochable, ce choix garantit un excellent isolement galvanique entre la logique et le secteur. Il est même possible de commander à la fois un magnétophone par sa prise de télécommande, un éclairage 220 V et un téléviseur même si ces derniers sont alimentés par des phases différentes de l'installation.
Le câblage de cette carte ne pose évidemment pas de problème particulier, mais il convient d'accorder un peu d'attention à la phase de **personnalisation** : c'est par le branchement de deux courts morceaux de câble plat à quatre conducteurs (ou de huit fils séparés) que chacun de nos lecteurs pourra définir à sa guise les deux cycles A et B. Chacun des quatre groupes d'entrées E3 et E4 devra être utilisé en totalité, soit sur le même compteur, soit sur les deux à la fois. Le cas échéant, deux ou trois entrées d'une même porte OU peuvent être réunies ensemble, mais aucune ne doit rester "en l'air" (n'oublions pas que nous travaillons en CMOS !).
Un premier essai sera effectué en réduisant la valeur de C_2 à 1 ou 2 µF afin d'accélérer les cycles (durée totale de 30 secondes à une minute). Lors de la première mise sous tension, les cycles A et B se dérouleront simultanément et spontanément. Une fois tous les relais décollés, on pourra lancer le cycle A en reliant brièvement l'entrée A à l'alimentation positive, et le cycle B en faisant de même avec l'entrée B.

Lorsque tout sera bien au point, il suffira d'augmenter la valeur de C_2 en rapport avec la durée souhaitée pour les cycles : 470 µF est une valeur moyenne, qu'il est possible de modifier dans une large plage. Notons qu'il est important d'utiliser un condensateur de bonne qualité, des fuites excessives pouvant compromettre sérieusement la précision de l'horloge ou même la bloquer purement et simplement.

L'ultime opération consistera alors à raccorder un quelconque récepteur de télécommande aux entrées A et B, et les sorties S1 S4 (contacts à fermeture) aux équipements à commander. On veillera à employer des relais de pouvoir de coupure adapté à ce qu'ils auront à commander : notre implantation est prévue pour une large gamme de modèles dans laquelle figure nécessairement ce qu'il vous faut.

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Résistances 5 % 1/4 W
R_1 : 1 MΩ
R_2 : 1 MΩ
R_3 : 4,7 kΩ
R_4 : 4,7 kΩ
R_5 : 2,7 kΩ
R_6 : 2,7 kΩ
R_7 : 2,7 kΩ
R_8 : 2,7 kΩ

Condensateurs chimiques radiaux 16 V
C_1 : 47 µF
C_2 : 470 µF (voir texte)

Transistors
T_1 : 2 N 2907
T_2 : 2 N 2907
T_3 : 2 N 2907
T_4 : 2 N 2907

Circuits intégrés
CI_1 : 555
CI_2 : CD 4002
CI_3 : CD 4017
CI_4 : CD 4017

Autres semiconducteurs
D_1 : 1 N 4148
D_2 : 1 N 4148
D_3 : 1 N 4148
D_4 : 1 N 4148

Divers
4 relais 9 à 12 V, 1 ou 2 inv.
Alimentation 9 à 12 V
20 cm câble plat 4 conducteurs

Les Editions Techniques et Scientifiques Françaises (ETSF)

recherchent des auteurs dans le domaine de l'électronique

Ecrire ou téléphoner à Bernard FIGHIERA
2, à 12, rue de Bellevue
75019 Paris
Tél. : (1) 42.00.33.05

Une carte à 16 entrées pour "micro"

Dès que l'on souhaite utiliser un micro-ordinateur pour surveiller ou automatiser un équipement, il faut lui adjoindre une carte d'entrée. Selon le problème exact à résoudre, celle-ci peut être du type analogique ou tout ou rien, voire les deux à la fois. Nous allons étudier ici le cas des entrées tout ou rien (pour contacts, cellules photo, capteurs inductifs, etc.).

Comme à l'habitude, nous allons communiquer avec l'ordinateur par sa prise d'imprimante, de façon à ce que notre accessoire soit compatible avec virtuellement n'importe quel "micro", à commencer par les "PC". Aussi farfelu que cela puisse paraître, il s'agit encore une fois d'utiliser une prise de sortie pour créer des entrées !

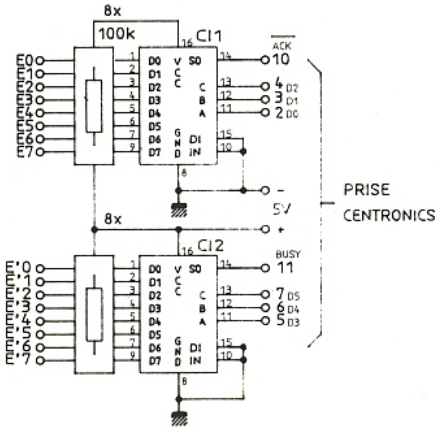


Figure 1

COMMENT TRANSFORMER 8 SORTIES EN 16 ENTREES :

La prise d'imprimante normalisée "CENTRONICS" équipant la grande majorité des micro-ordinateurs se compose essentiellement de sept ou huit sorties (les lignes de données), d'une ligne de validation (STROBE), et d'au moins une ligne d'entrée (ACK et/ou BUSY). Quelques entrées supplémentaires sont parfois disponibles (par exemple PE ou Parper End), mais il n'y en a toujours que nettement moins de huit. L'idée consiste à "multiplexer" un certain nombre de bornes d'entrée sur une ou deux lignes disponibles, grâce à ce circuit CMOS très pratique qu'est le 4512. Ce composant est doté de huit entrées de données, d'une sortie, et de trois entrées d'adresse : il suffit d'appliquer, sur trois bits, le numéro de l'entrée que l'on veut interroger (de 0 à 7) pour que celle-ci se trouve raccordée logiquement à la sortie.

C'est selon ce principe que fonctionne le circuit de la **figure 1**, qui rassemble en fait deux dispositifs identiques gérant au total seize entrées : les huit premières transitent par la ligne ACK, les huit autres par la ligne BUSY. Bien entendu, il sera parfaitement possible de n'utiliser que la moitié de ce schéma, soit huit entrées, notamment lorsque seul l'ACK ou le BUSY sera disponible. Parmi les sept ou huit lignes du "bus" de données de la prise, nous avons affecté les trois bits de poids faible au premier 4512, et les trois suivants au second : cela permet d'interroger simultanément deux lignes d'entrée appartenant chacune à l'un des deux groupes de huit, sans que leurs adresses soient obligatoirement identiques. Si cette facilité n'est pas souhaitée, rien n'empêche de câbler en parallèle les lignes A, B, C des deux 4512 sur les lignes D0, D1, D2 de la prise.

On pourrait même étendre cette mise en parallèle à bien d'autres 4512 dont les sorties "SEL" seraient elles aussi réunies sur ACK et/ou BUSY : il suffirait alors de ne mettre à zéro que l'entrée

"DIS" du 4512 que l'on souhaite adresser, toutes les autres restant en "haute impédance" (sortie "3 états").
En utilisant à cet effet les quatre ou cinq lignes de données restant libres sur la prise, c'est à 32,64,40 ou 80 entrées que l'on pourrait monter, voire même 128, 256 ou 512 en intercalant un décodeur !
Bien que ne changeant pas fondamentalement le principe du montage, de telles augmentations de capacité ne concernent cependant qu'un nombre limité de situations, aussi nous ne nous étendrons pas davantage sur la question : retenons simplement que ces possibilités existent.
Du côté des entrées, tout est fort simple : il s'agit d'entrées classiques CMOS, qu'il est préférable de ne pas laisser "en l'air". Nous avons donc prévu un réseau de huit résistances de 10 à 100 kΩ sur chaque groupe d'entrées. Ces composants modernes sont bien plus vite câblés que des résistances séparées, parfois moins chers, et désormais facilement disponibles. Leur présence permet de brancher directement de simples contacts entre entrées et masse, mais il pourra être nécessaire de réduire leur valeur en présence de capteurs "actifs" : détecteurs optiques ou inductifs, transistors en "collecteur ouvert", etc.

REALISATION PRATIQUE

Le circuit imprimé de la **figure 2** est prévu pour accueillir deux 4512 selon la **figure 3**, mais il est très possible de n'en câbler qu'un seul. A part les réseaux de résistances et les deux fils de l'alimentation 5 V, le reste du câblage se limite au raccordement de la prise « Centronics » par un morceau de câble plat. Les numéros de broches que nous indiquons correspondent aux prises « Amphenol » à 36 broches habituellemnet employées à ce niveau. En présence de connecteurs d'autres types, il suffira de consulter le manuel de l'ordinateur pour trouver les broches correspondant aux noms de signaux.

EXPLOITATION LOGICIELLE

Contrairement aux cartes d'entrée-sortie classiques, qui fournissent en général un octet rendant compte de l'état de huit entrées à la fois, notre montage doit être « interrogé » entrée par entrée. Cette procédure est évidemment moins rapide lorsque l'on doit « scruter » en permanence toutes les entrées, mais se révèle plus confortable dans pratiquement tous les autres cas. N'oublions pas, de toute façon, que le BASIC interprété n'est lui-même pas particulièrement vif.
La **figure 4** fournit un petit programme d'essai « tournant » sur les compatibles PC dont le port de sortie d'imprimante est implanté à l'adresse 888, et qui communiquent avec les lignes ACK et BUSY par les bits de poids 64 et 128 du port d'adresse 889 (par exemple COMMODORE PC1). Pour travailler sur d'autres machines, il suffirait de modifier ces adresses d'après les données du fabricant, et au pire de transformer les OUT/INP en POKE/PEEK.
Sur AMSTRAD CPC, par exemple, les sorties se font par OUT 61439 et les entrées par INP (30207).
La procédure de base est extrêmement simple : sortir le numéro de l'entrée à interroger dans le premier bloc (0 à 7), additionné s'il y a lieu à huit fois le numéro de l'entrée à interroger dans le second bloc : l'état de ces deux entrées est alors disponible dans les bits de poids 64 et 128 (dans notre exemple) du port d'entrée.
Une simple opération logique AND permet de lire séparément ces deux bits par la technique dite du « masque » (lignes 30 et 60). Pour le moment, contentons nous de dresser un simple tableau de l'état de ces seize entrées : à titre d'essai, on mettra certaines d'entre elles à la masse pour juger de l'effet produit en relançant le programme.
Ce n'est cependant qu'associé à des logiciels plus complexes que ce matériel pourra donner sa pleine mesure : gestion de capteurs de toutes sortes, de centrales d'alarme, de robots, test de composants, etc. En ajoutant une **carte de sortie**, l'ordinateur pourra en plus **agir** sur le processus qu'il surveille, rendant réalisables les projets les plus fous !
Nous ne tarderons donc pas à décrire ici cet indispensable accessoire...

Patrick GUEULLE

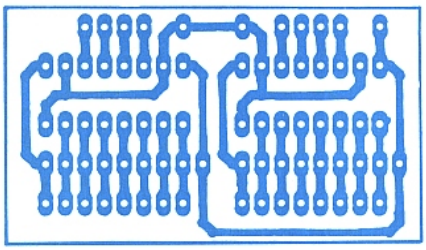


Figure 2

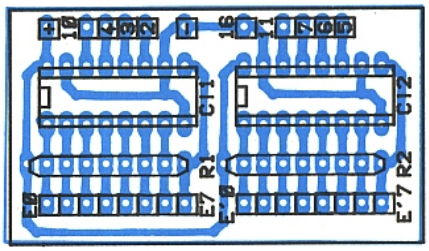


Figure 3

```
1 REM ---- CARTE A 16 ENTREES ----
10 FOR A=0 TO 7
20 OUT 888,A+(8*A)
30 D=INP(889) AND 64
40 IF D=64 THEN PRINT 1,
50 IF D=0 THEN PRINT 0,
60 D=INP(889) AND 128
70 IF D=128 THEN PRINT 0
80 IF D=0 THEN PRINT 1
90 NEXT A
100 REM (c)1989 Patrick GUEULLE
```

Figure 4

Nomenclature

Résistances

R_1 : réseau SIL 8 × 10 à 100 kΩ
R_2 : réseau SIL 8 × 10 à 100 kΩ

Circuits intégrés

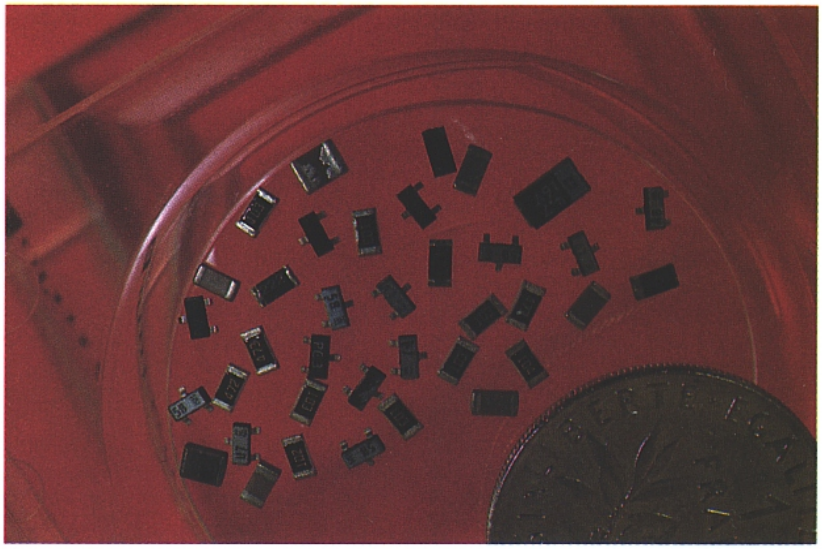
CI_1 : CD 4512
CI_2 : CD 4512

Divers

1 connecteur « Centronics »
câble plat 9 conducteurs
alimentation 5 V

La soudure et les CMS

Lorsqu'ils ont à souder des CMS en phase vapeur ou à l'infrarouge, les industriels utilisent de la crème à braser (ou pâte à souder) qu'ils déposent au pochoir ou en sérigraphie sur les circuits imprimés. Afin d'obtenir une soudure parfaite, l'industriel se doit de bien connaitre la composition des crèmes à braser et de rester attentif aux conditions d'utilisation et de stockage peu contraignantes mais néanmoins importantes. Tout amateur peut utiliser cette crème à braser avec un simple fer à souder pour câbler ses CMS.



COMPOSITION DE LA CRÈME À BRASER

La crème à braser est composée :
– d'une partie métallique constituée de billes sphériques calibrées et de répartition contrôlée avec une teneur en oxygène inférieure à 150 ppm.
Les variantes de la partie métallique étant :
- la composition métallique définissant le point de fusion
- la granulométrie pour la définition des dépôts
- le pourcentage de métal (85 à 90 %) pour le volume des joints.

– d'une partie organique composée d'un liant à base de colophane (avec activateur ou sans) ou à base de polyglycol pour les crèmes lavables à l'eau.
Le choix de l'activation est lié :
- à la soudabilité des produits à assembler
- à l'exigence de la contamination ionique résiduelle
- à la solubilité des résidus.

Les deux types de granulométrie sont :
– Le type standard (PM2S de BILLITON) possédant une granulométrie comprise entre 40 et 80 microns.
– Le type fin (PM2F) possédant une granulométrie comprise entre 10 et 45 microns.

Les alliages

– Le type classique se compose de :
60 % d'étain
40 % de plomb
et présente une température de fusion : 183-190°C
– Le type possédant une composition eutectique (il se solidifie sans passer par un état pâteux)
63 % d'étain
37 % de plomb
température de fusion : 183 °C

– Le type ayant une composition à base d'argent (conseillé par l'auteur pour les CMS)
62 % d'étain
36 % de plomb
2 % d'argent
température de fusion : 178 °C

Conditions ambiantes d'utilisation

La température de la pièce doit être comprise entre 20 °C et 25 °C maximum. Celle-ci influe énormément sur la viscosité de la crème à braser.

Exemple :
à 16 °C la viscosité de la crème est de 600 Pa
à 22 °C la viscosité de la crème est de 400 Pa
à 35 °C la viscosité de la crème est de 200 Pa
L'hygrométrie de la pièce doit être contrôlée. Ce point n'est pas très important pour l'amateur qui soudera ses composants avec un fer à souder. Par contre, il est crucial pour les industriels qui utilisent une phase vapeur pour la refusion. Le passage brutal de l'eau (humidité) de l'état liquide à l'état gazeux provoque au contact de la crème à braser des projections (formation de micro-billes hors et sous les composants) et risque d'entrainer de légers déplacements des composants.

Précautions d'emploi

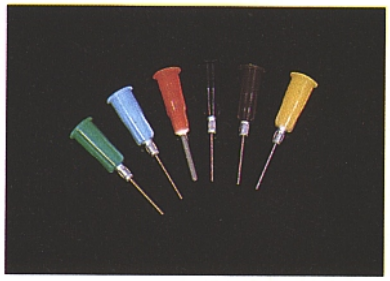
Le dépôt théorique de la crème à braser est d'environ 200 microns d'épaisseur sur toute la surface du pavé. Cette épaisseur devra impérativement être la même sur chaque pavé afin d'éviter, lors de l'opération de refusion en phase vapeur, l'effet de pierre tombale (en anglais : TOMB STONE EFFECT) encore appelé effet Manhattan. Le composant se retrouve à la verticale, soudé d'un seul côté. Il est à noter que 200 microns d'épaisseur de dépôt de crème à braser, pour un composant au format 1 206, produit une fois l'opération de refusion effectuée, un ménisque compris entre le tiers et les deux tiers de la hauteur du composant. Cela est suffisant pour assurer une liaison mécanique et une continuité électrique. Un excès de crème à braser est en général fatal à certains composants (fissure des condensateurs céramiques par exemple).

Conditionnement et stockage

La crème à braser est disponible en pots mais aussi en seringues de 30 cc et 10 cc. Malheureusement ces seringues ne possèdent ni piston, ni poussoir, ni aiguille. Elles se conservent généralement 6 mois entre 10 °C et 35 °C. Une température de 20 °C est préférable pour une bonne stabilité.

UTILISATION DE LA CRÈME À BRASER PAR L'AMATEUR

Il faut déposer la crème à braser sur les pavés en utilisant une

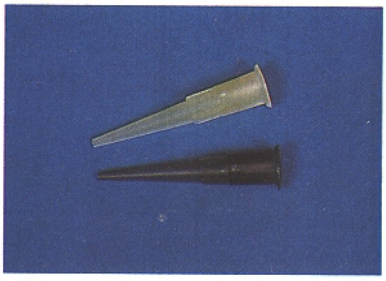


seringue de petit volume et une aiguille appropriée au pavé sur lequel on doit faire le dépôt. Placer ensuite le composant avec des pinces brucelles. En maintenant le composant, on mettra la pointe du fer à souder en contact avec la crème à braser. Cette opération ne devra pas excéder 3 secondes et la pointe du fer à souder ne devra pas toucher le composant.

Volume des seringues en cc (cm³)	1	3	6	6
type de seringue	LL	LL	LL	LS
code E.F.D. du corps des seringues	D_1	D_3	D_6	D_6
A : longueur en mm	65	75	78	78
B : diamètre extérieur en mm	7,7	10,9	14,7	14,7
C : diamètre intérieur en mm	5,7	8,9	12,8	12,8
D : longueur des oreilles en mm	17,2	17,3	24,5	24,5
E : largueur des oreilles en mm	10,2	15,1	18,1	18,1
code E.F.D. du piston correspondant	PL_1	PL_3	PL_6	PL_6
code E.F.D. du poussoir correspondant	PM_1	PM_3	PM_6	PM_6

Trois types d'embouts (aiguilles) peuvent-être utilisés avec les seringues :
Les embouts en polypropylène moulés à section progressivement décroissante.

Diamètre interne	Couleur	Référence E.F.D.
0,50 mm	translucide	EMP 22
0,84 mm	translucide	EMP 20
1,05 mm	translucide	EMP 18



Les embouts tête luer lock en polypropylène moulé à section conique.

Diamètre interne	Couleur	Référence E.F.D.
0,38 mm	gris-brun	EMPC 22
0,60 mm	jaune	EMPC 20
0,84 mm	rose	EMPC 18

Les embouts tête luer lock à capillaire inox

Diamètre interne	Couleur	Référence E.F.D.
0,33 mm	ciel	E 23
0,40 mm	noir	E 22
0,50 mm	vert	E 21
0,60 mm	jaune	E 20
0,70 mm	marron	E 19
0,84 mm	rose	E 18
1,40 mm	orange	E 15

Ces embouts sont jetables, mais il est possible de les nettoyer avec un drain et un solvant (Trichloréthane, flugène, fréon, etc.).
NOTA :
la crème PM2S ne peut être employée qu'avec des embouts dont le diamètre interne est égal ou supérieur à 0,60 mm. La crème PM2F peut-être employée avec des embouts dont le diamètre interne est égal ou supérieur à 0,33 mm.

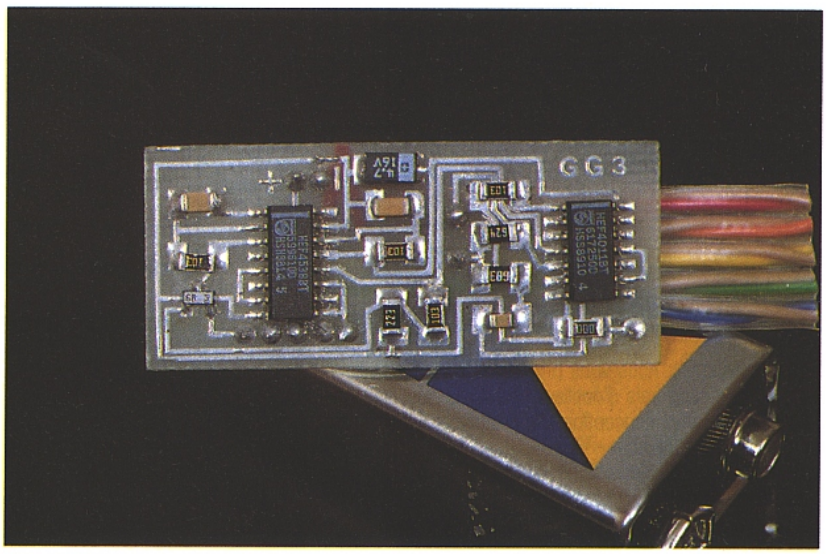
L'auteur remercie pour leur collaboration les sociétés :
BILLITON VITMETAAL
8, rue François-Arago
92164 Antony
Tél. : (1) 42.42.97.51

ÉQUIPEMENT FRANCE DIFFUSION
6, rue Anatole-France
92400 Courbevoie
Tél. : (1) 47.89.44.88

Gilles GENOUX

Injecteur de signal en CMS

L'injecteur de signal ne remplacera jamais un bon générateur de fonctions qui reste un outil de base dans tout laboratoire correctement équipé. Malgré tout, dans bien des cas de maintenance ou de simple vérification, le recours au générateur ne s'avère pas obligatoire si l'on dispose d'une source de signaux rectangulaires symétriques aisément transportable. C'est ce que nous vous proposons pour notre deuxième exercice de câblage CMS puisqu'il s'agit là d'un module qui devra se présenter sous forme compacte.



Pour couvrir une majorité d'applications, tant en logique qu'en analogique, et encore une fois juste à des fins de test et non de mesure, les signaux nécessaires sont des carrés (rapport cycliques 50 %) réglables en amplitude en basse et moyenne fréquence pour l'analogique et des impulsions en lancées soit négatives soit positives pour la logique.

Le schéma de la **figure 1** délivre cinq signaux différents qui permettront de se tirer d'affaire dans bien des cas lors de simples contrôles .

Nous utilisons deux circuits intégrés : CI_1, quadruple porte NAND (CD 4011 B) et CI_2 double monostable de précision (CD 4538 B). Ces deux circuits intégrés, en technologie CMOS, admettent une alimentation comprise entre 3 V et 15 V.

CI_1 est utilisé en oscillateur. S_1 court-circuitera la résistance R_2 et donc modifira la période d'oscillation.

La relation donnant la fréquence

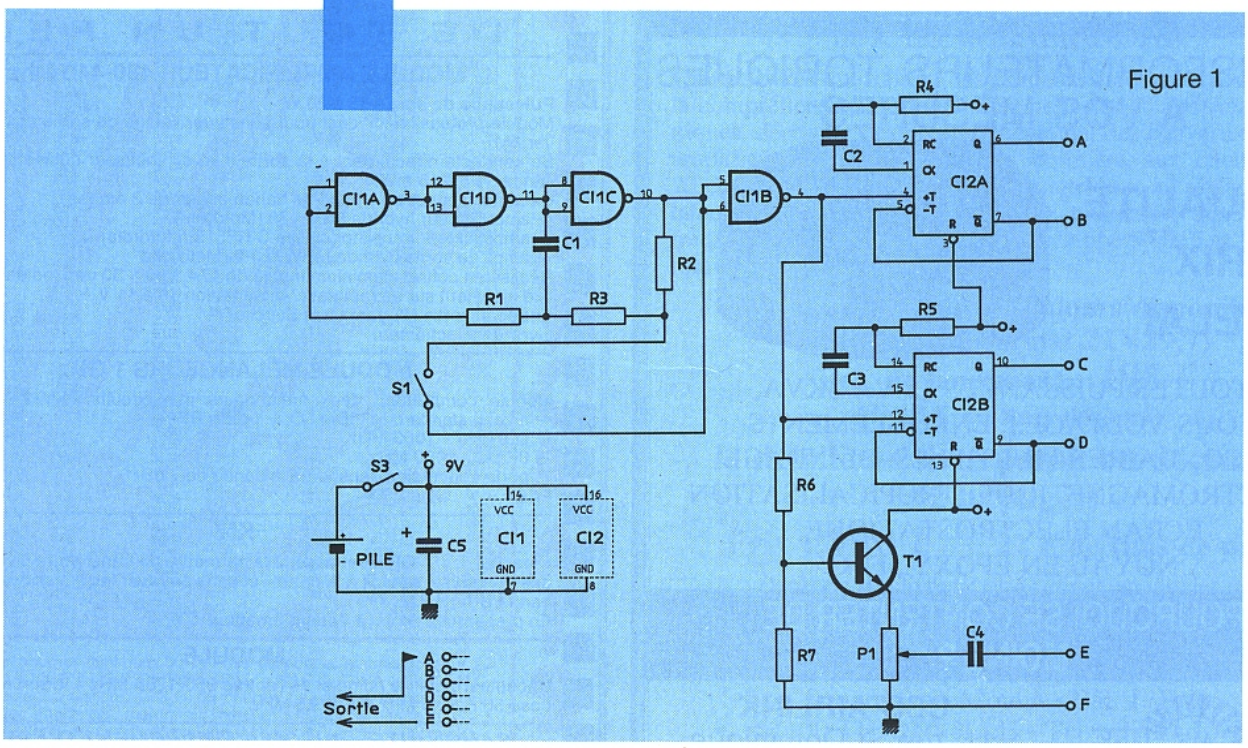


Figure 1

est la suivante :

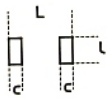
$f \approx 2C\,[0{,}4\,Req + 0{,}7\,(R_2 + R_3)]$
avec $Req = R_1 // (R_2 + R_3)$

Nous obtenons en court-circuitant ou non R_2 environ 100 Hz et 1 kHz.
CI_2, double monostable de précision avec sorties complémentaires, sera utilisé pour modifier le rapport cyclique.
Sa période est donnée par la relation suivante :
$T_{(S)} = R_{(\Omega)} \times C_{(F)}$ soit 10 µs et 100 µs avec les valeurs retenues pour R_4, C_2 et R_5, C_3. Avec les deux fréquences possibles cela nous donne quatre signaux impulsionnels différents que l'on pourra sélectionner en lancées positives ou négatives.

Par le truchement de P_1 et T_1, nous obtenons une sortie variable à basse impédance et liaison capacitive qui sera utile en analogique.

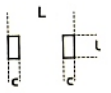
RÉALISATION DU MYLAR

– dimensions des pavés pour les composants (résistances et condensateurs) au format 1206



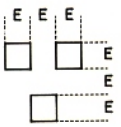
L ≈ 5 mm
l ≈ 2,5 mm
c ≈ 1,5 mm

– dimensions des pavés pour le condensateur de 4,7 µF/16 V



L ≈ 6 mm
l ≈ 2,5 mm
c ≈ 1,5 mm

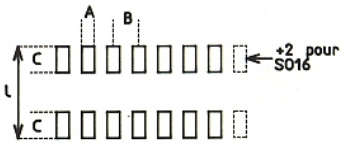
Pour la réalisation de pavés de 2,5 mm × 1,5 mm, nous utiliserons de la bande polyester de couleur rouge (MECANORMA : 228 1008) de 1,57 mm de large et nous en couperons des bouts de 2,5 mm environ.
– dimensions des pavés pour le transistor BC 817 en boîtier SOT 23



E ≈ 1 mm

Pour la réalisation des pavés de 1 mm × 1 mm nous utiliserons de la bande polyester de couleur rouge (MECANORMA : 228 1005) de 1,02 mm de large et nous en couperons des bouts de 1,0 mm environ.
– dimensions des pavés pour les circuits intégrés en boîtiers SO 14 et SO 16

l ≈ 7,5 mm
A ≈ 0,8 mm
B ≈ 1,27 mm
C ≈ 2 mm



Pour la réalisation de pavés de 0,8 mm × 2,0 mm, nous utiliserons de la bande polyester de couleur rouge (MECANORMA : 228 1004) de 0,79 mm de large et nous en couperons des bouts de 2,0 mm environ.
Pour les connexions, nous utiliserons des pastilles classiques de 2 mm de diamètre environ.
Comme le montre la **figure 2**, le tracé tient sur 44 mm × 19 mm. Il sera réalisé sur une feuille de polyester transparente. Tous les pavés et toutes les pastilles seront collés sur une face. Les pistes seront posées sur l'autre face et réalisées avec de la bande polyester de couleur rouge (MECANORMA : 228 1001). Ne pas oublier de référencer le mylar.

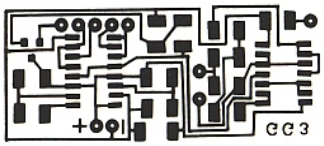


Figure 2

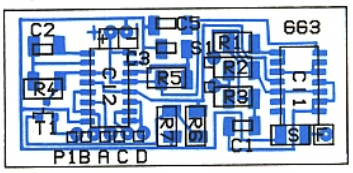


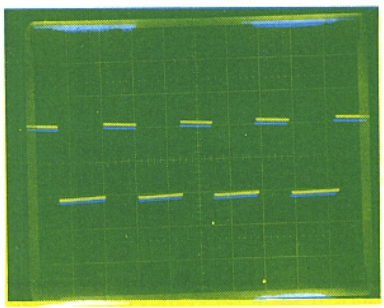
Figure 3

Une copie sur film du mylar est recommandée pour insoler l'époxy cuivré présensibilisé. Après gravure au perchlorure de fer, un bon rinçage et un étamage sont recommandés. Un perçage des dix trous à 0,7 mm de diamètre est suffisant. Pour souder les composants, le circuit-imprimé devra être maintenu soit dans un petit étau, soit à la table de travail avec un bout d'adhésif double face. On commencera par souder les résistances, les condensateurs céramique et le transistor avec un petit fer à souder de puissance égale ou inférieure à 30 watts et de la soudure de 0,7 mm de diamètre maxi. On terminera par les 2 circuits intégrés puis le condensateur chimique (**figure 3**). Lors du câblage de P_1 et S_2, ne pas oublier le condensateur C_4 de 15 nF (condensateur traditionnel). Aucun réglage n'étant nécessaire, ce montage doit fonctionner dès la mise sous tension.

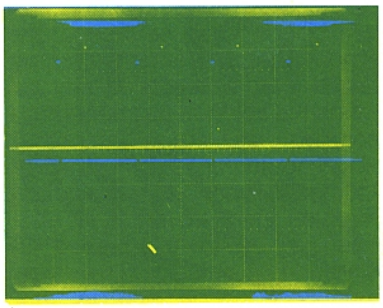
NOTA :
– En fonction de la tension d'alimentation, il est possible de se fixer l'amplitude maximale désirée à la sortie du potentiomètre en modifiant la valeur de R_7 :

$$V_S \approx V_{CC} \times \left(\frac{R_7}{R_6 + R_6}\right) - V_{BE}$$

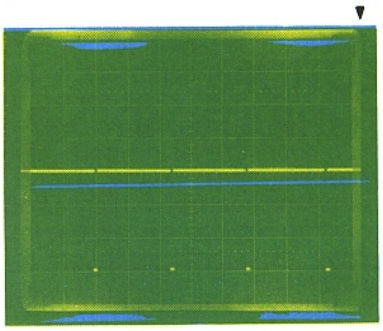
– Il faut bien faire attention au format des composants. Afin que vous puissiez vous en rendre compte, l'auteur a volontairement placé un condensateur au format 805 sur la maquette.



La sortie "analogique" variable. La pente des paliers est due à C_4 sur charge de 1 MΩ.



▲ Deux des signaux impulsionnels pouvant être sélectionnés. ▼



Nomenclature

Résistances

R_1 : 10 kΩ format 1206
R_2 : 620 kΩ format 1206
R_3 : 68 kΩ format 1206
R_4 : 10 kΩ format 1206
R_5 : 10 kΩ format 1206
R_6 : 10 kΩ format 1206
R_7 : 22 kΩ format 1206
R_8 : 0 Ω format 1206 (strap non représenté sur le schéma)
P_1 : 1 kΩ linéaire 10 tours miniature

Condensateurs

C_1 : 10 nF format 1206
C_2 : 1 nF format 1206
C_3 : 1 nF format 1206
C_4 : 15 nF
C_5 : 4,7 µF/16 V

Semiconducteurs

T_1 : BC 817 boîtier : SO 23 marquage : 6 B
CI_1 : CD 4011 B boîtier : SO 14
CI_2 : CD 4538 B boîtier : SO 16

Divers

S_1 : interrupteur unipolaire miniature
S_2 : commutateur 5 positions miniature
S_3 : interrupteur unipolaire miniature

Brochages et caractéristiques du BC 817

V_{CBO} max. : 45 V
V_{CEO} max. : 45 V
I_C max. : 500 mA
Ptot max. : 310 mW
hfe : 25 min.
ft : 200 MHz
C'est un équivalent du classique BC 337

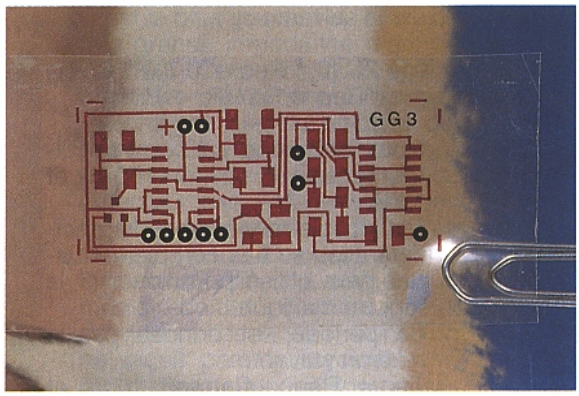
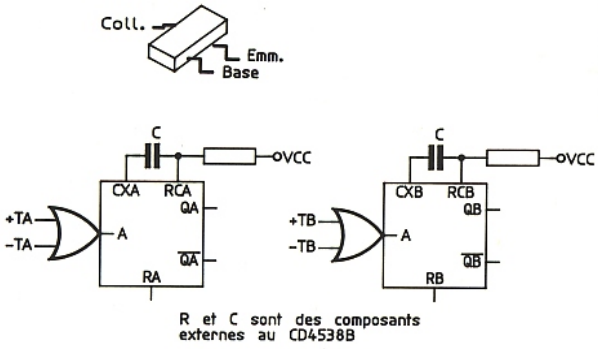


Table de vérité du CD 4538 B

A	B	C	Q	$\overline{Q}$
X	X	0	0	1
1	X	X	0	1
X	L	X	0	1
0	↓	1	⎍	⎎
↑	1	1	⎍	⎎



PEKLY S.A.
le punch!

DETECTION
PERTURBATION

ARP 101 : Détecte sur une alimentation alternative ou continue, les variations de tension, les micro-coupures ainsi que les parasites et mémorise ces détections.

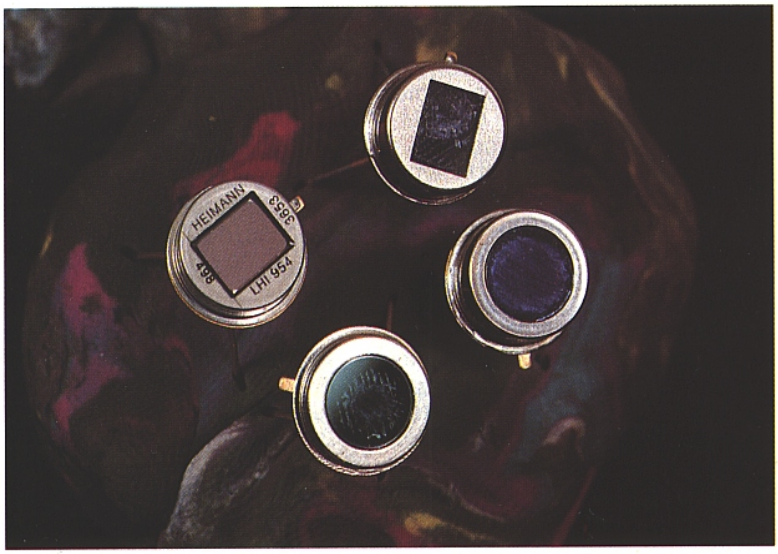
ARP 102 : "Centralisateur micro-processeur" prend note et horodate les informations transmises par l'ARP 101 ou l'ARP 103.

ARP 103 : Détecte les variations de température, d'humidité relative et les charges électrostatiques.

PEKLY S.A.
18, rue de Villeneuve
SILIC 515
94623 RUNGIS Cedex (France)
Tél. (1) 46.87.25.16
Telex 263 384 F SOCBEFI
Télécopie 46.86.83.74

Les détecteurs pyroélectriques

Le rayonnement infrarouge fait partie de la famille des ondes électromagnétiques, comme les ondes radio, la lumière visible ou les rayons X.
Un des moyens les plus courants de détecter ce type de rayonnement est de convertir chaque photon incident (quantité élémentaire et indivisible de rayonnement) en électron et de mesurer ensuite le courant résultant. Ce principe fonctionne très bien pour la lumière visible, et donne lieu à un grand nombre de composants, comme les photodiodes, les photorésistances etc.
En infrarouge, ce principe se heurte à une difficulté considérable : l'énergie due à l'agitation thermique. Il est donc difficile de distinguer les électrons dus à l'arrivée de photons du mouvement spontané des électrons.



Pour y parvenir, on est conduit à refroidir le détecteur afin de diminuer l'agitation thermique. Les détecteurs fonctionnant suivant ce principe sont très sensibles, mais complexes à mettre en œuvre et donc coûteux.
Un autre moyen de détecter un rayonnement est d'absorber celui-ci dans un matériau convenablement choisi, dont on mesure ensuite l'échauffement. L'exemple le plus simple de ce mode de détection a permis la découverte de l'infrarouge par Hershell, qui avait placé un thermomètre noirci dans le spectre de la lumière solaire. Observant un échauffement au-delà du rouge, il en avait déduit la présence d'un rayonnement invisible, mais transportant néanmoins une énergie importante.
Aujourd'hui, la plupart des moyens pour mesurer un échauffement ont été appliqués à la détection infrarouge, et nous développons avec le VAA 4713 un exemple intéressant par sa simplicité de mise en œuvre.

GÉNÉRALITÉS SUR LA PYROÉLECTRICITÉ

La pyroélectricité est une propriété que présentent quelques matériaux de se polariser électriquement sous l'effet d'un échauffement.
Beaucoup de cristaux sont constitués d'un assemblage d'ions. Pour des raisons de symétrie, le centre de gravité des charges positives coïncide le plus souvent avec celui des charges négatives, et dans ce cas aucune polarisation n'apparait à l'extérieur du cristal. Dans certains systèmes cristallins, il se trouve que cette condition n'est pas respectée, et le cristal présente une polarisation électrique naturelle. Une situation comparable est rencontrée dans le domaine du magnétisme : certains corps ont une polarisation magnétique spontanée : ce sont les aimants.
Lorsqu'un corps est polarisé électriquement, les charges présentes dans l'environnement (ions de l'air...) viennent neutraliser cette polarisation, et finalement rien n'apparaît à l'observation. Si une action extérieure vient modifier les dimensions de ce cristal, par exemple une dilation thermique ou une compression mécanique, l'équilibre des charges est détruit et une polarisation électrique apparaît. Si le cristal est placé entre deux électrodes, on peut mesurer la tension ainsi créée. Au bout d'un certain temps, cette nouvelle polarisation est à son tour neutralisée par les charges ambiantes, ou même simplement par le courant de fuite de l'amplificateur.
Lorsque la tension est créée par une dilatation thermique, elle peut être directement reliée à l'échauffement. C'est la pyroélectricité.
Lorsque c'est une compression

mécanique qui est responsable de l'apparition de cette tension, on a affaire à la piezoélectricité.
Ces deux propriétés sont étroitement liées, et les matériaux pyroélectriques sont aussi piézoélectriques (des questions de symétrie des cristaux font que l'inverse n'est pas vrai).
Un cristal pyroélectrique placé entre deux électrodes reliées à un amplificateur de tension peut ainsi détecter un rayonnement incident quelconque, si celui-ci est absorbé, et donc converti en chaleur. Lorsque le rayonnement à détecter n'est pas absorbé par le matériau, on recouvre simplement ce dernier d'une couche absorbante, et l'échauffement est transmis par contact au matériau pyroélectrique.
La **figure 11** montre un détecteur pyroélectrique et son préamplificateur associé.
Un tel détecteur peut donc être utilisé pour n'importe quel rayonnement si l'on sait réaliser une couche absorbante : ondes millimétriques, infrarouge, visible ou même ultra-violet, rayon X...
C'est dans le domaine infrarouge que ces détecteurs sont les plus intéressants, car il n'y a pas d'alternative simple et peu coûteuse.

Sensibilité

Elle dépend directement de l'échauffement. Pour améliorer la sensibilité, on cherchera donc à réduire la masse de matériau pyroélectrique et les pertes thermiques, afin d'obtenir le plus grand échauffement possible pour une même énergie absorbée.

Température de fonctionnement

La variation de charge correspondant à une énergie incidente dépend de la température. En particulier, il y a une température au-dessus de laquelle l'effet disparaît. C'est la température de Curie.

Réponse temporelle

Nous avons vu que le détecteur pyroélectrique est sensible à un changement de température, c'est-à-dire une variation de l'énergie incidente. Il ne permet donc pas une mesure absolue du rayonnement incident, mais seulement de ses variations : il y a une fréquence de coupure basse.
Du côté des phénomènes rapides, l'échelle de temps est imposée par la durée nécessaire pour atteindre l'équilibre thermique. Le plus souvent, l'ensemble

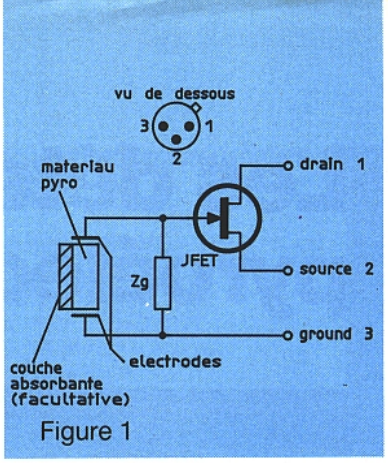


Figure 1

détecteur-amplificateur est optimisé pour une fréquence de coupure haute de 10 à 1 000 Hz. Par une conception très soignée, on peut atteindre des temps de réponse de l'ordre de 1 ns, au prix d'une sensibilité réduite.

STRUCTURE DES DÉTECTEURS PYROÉLECTRIQUES

Deux types principaux existent :
– monocristaux. Ce sont en général les plus sensibles, mais aussi les plus coûteux...
– céramiques. Il s'agit d'un assemblage de microcristaux de matériau pyroélectrique comme le tantalate de lithium $LiTaO_3$.
Les orientations des polarisations spontanées de ces microcristaux étant aléatoires, elles se neutralisent. Pour faire apparaître la pyroélectricité, le matériau est préalablement chauffé au-dessus du point de Curie dans un champ électrique. Les polarisations s'alignent, et l'alignement est conservé lors du refroidissement. Il faut se rappeler que ce phénomène est réversible, c'est-à-dire qu'un détecteur chauffé au-dessus du point de Curie (100-150 °C pour les céramiques usuelles), retourne à l'état désordonné et perd donc sa sensibilité. Des précautions sont donc nécessaires à la mise en œuvre, en particulier au moment de la soudure des pattes.
Pour détecter la charge ou la tension résultant de l'échauffement dans les meilleures conditions, beaucoup de fabricants placent un préamplificateur dans le même boîtier que le détecteur.
C'est le plus souvent un JFET de très grande impédance d'entrée (10^{12} Ω). Ceci implique également des précautions à l'usage : les charges électrostatiques qui peuvent être apportées involontairement sur la capacité du détecteur risquent de créer des tensions considérables à l'entrée du JFET, jusqu'à sa destruction.
Signalons enfin que souvent un même boîtier contient deux détecteurs identiques, dont l'un ne reçoit pas de rayonnement, afin de permettre une compensation thermique.
Comme pour tous les composants "optoélectroniques", le boîtier comporte une fenêtre. Elle doit évidemment laisser passer l'infrarouge, et il est parfois souhaitable de ne pas laisser passer la lumière visible, pour ne pas être gêné par l'éclairage ambiant. Le silicium est transparent à l'infrarouge et complètement opaque en lumière visible. Il est très souvent utilisé comme fenêtre ; un traitement multicouches supplémentaire permet de définir un domaine spectral plus restreint si nécessaire. La **figure 2** donne des exemples de bandes spectrales utiles avec différents types de fenêtre.

Performances, facteur de mérite

La sensibilité est le rapport du signal de sortie sur la puissance incidente. Elle s'exprime en V/W ; l'ordre de grandeur habituel va de 3 000 à 10 000 V/W.
On cherche en général à détecter le plus faible rayonnement possible. Comme tous les systèmes, le détecteur pyroélectrique présente un bruit propre en l'absence de tout rayonnement incident.
On fournit souvent la densité spectrale de bruit, exprimée en puissance incidente équivalente : c'est le NEP (puissance équivalente de bruit). Cette valeur est valable à une fréquence et pour une longueur d'onde données, souvent 10 µm et 1 à 10 Hz. Les valeurs typiques sont 5.10^{-10} à 5.10^{-9} $W.Hz^{-1/2}$. La valeur de la

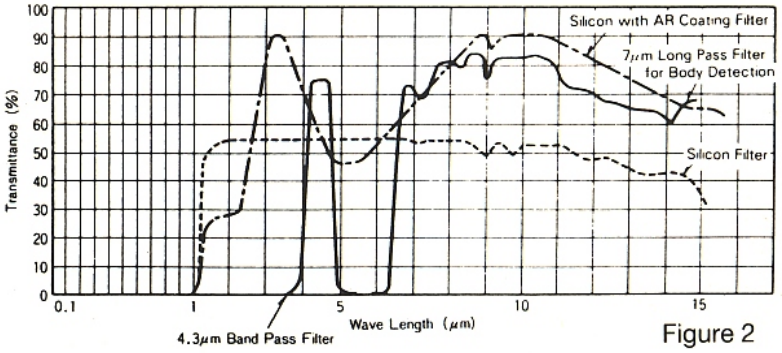


Figure 2

tension de bruit en sortie est donnée par :

$Vb = NEP.R.\sqrt{B}$

où B est la bande passante et R la sensibilité.

Si l'on souhaite comparer des types de détecteurs indépendamment de leur surface sensible, on utilise la détectivité D* (prononcer D star), définie ainsi :

$D^* = \sqrt{A}/NEP$

A = Surface sensible.

En effet, toutes choses égales par ailleurs, la sensibilité augmente proportionnellement à la surface sensible, et le bruit proportionnellement à la racine carrée de la surface.D* est donc un facteur de mérite représentatif d'une technique de réalisation, d'où l'effet de la surface est éliminé.

Plus D* est élevée, meilleur est le détecteur ; les valeurs classiques sont quelques 10^8 cm W^{-1} $Hz^{1/2}$.

La **figure 3** présente les caractéristiques des capteurs 1101 et 2101 commercialisés par Sentel.

Type No.	DP 1101	DP 2101	Unités
Boitier	TO 39	TO 5	
Distance d'éléments	1		mm
Dimensions de l'élément	2×1		mm
Champ visuel géométrique	120		deg
Champ visuel optique	116		deg
Largeur de bande optique	7.....13.5 différent filtres voir nomenclature		µm
Sensibilité de tension R(500;1)	3200		V/W
NEP (500;10;1)	1 × 10 puissance -9		W
D* (500;10;1)	1,4 × 10 puissance 8		cm√Hz/W
Pointe de bruit max.	40		µV
Tension d'offset	0.3 ... 2,5 a)		V
CMR	≥20		dB
Changement de temp. max.	2		°K/min

Figure 3

Mise en œuvre

D'après ce qui précède, on voit que cette mise en œuvre est très simple : Puisque le signal de sortie est une tension proportionnelle à la variation de puissance incidente, il faut que le phénomène à détecter soit situé dans la gamme de fréquences à laquelle ce détecteur est sensible.

Si les variations à mesurer sont lentes, on peut moduler le signal à l'aide d'un disque rotatif muni d'ouvertures. On amène ainsi les fréquences du signal dans la bande utile.

Si les variations intéressantes sont déjà dans la bonne bande de fréquence, elles sont détectées directement.

Dans le cas de la détection d'objets se déplaçant lentement dans le champ, les fréquences correspondantes risqueraient de se trouver en déçà de la coupure basse. Il est alors intéressant de découper le champ en zones alternativement sensibles et insensibles. Lorsque l'objet passe de l'une à l'autre, la variation de signal est bien plus grande et surtout plus rapide que lors d'un simple déplacement, ce qui amène la fréquence du signal dans la bande passante utile (**figure 4**).

C'est pourquoi les senseurs destinés à la détection d'intrus sont souvent associés à des lentilles de Fresnel.

Lentille de Fresnel

On peut délimiter le champ d'un détecteur à l'aide d'une lentille. On peut donc couvrir plusieurs régions de l'espace environnant avec un seul détecteur en lui associant plusieurs lentilles.

La réalisation de lentilles pour l'infrarouge est difficile et coûteuse, car les matériaux transparents dans ce domaine sont rares, chers et difficiles à travailler.

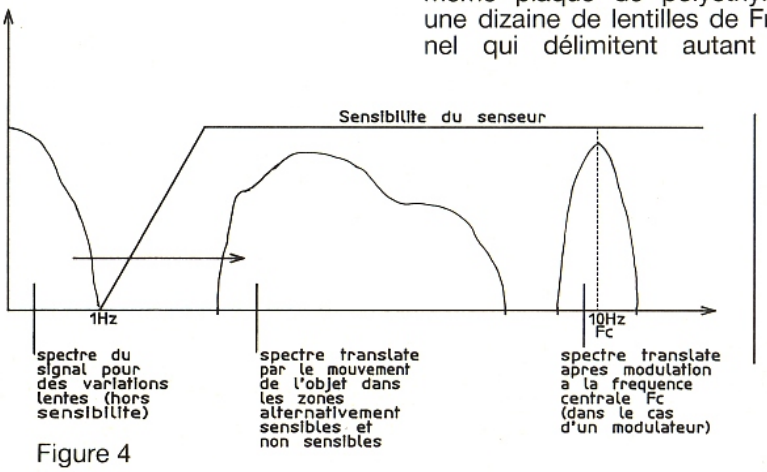


Figure 4

En effet, les fréquences des ondes infrarouges correspondent aux fréquences de vibration de la plupart des liaisons chimiques présentes dans beaucoup de composés. Ceci explique que l'infrarouge est fortement absorbé par presque tous les matériaux.

Certaines matières plastiques, ne contenant que des liaisons C-C et C-H, ont une absorption assez réduite dans le domaine utile (5-10 µm) pour être utilisable en faible épaisseur. De plus, elles sont très bon marché et peuvent être moulées avec une bonne précision. Un inconvénient de ce type de matériau est la difficulté de leur collage, dû à leur structure chimique.

Les lentilles de Fresnel sont connues depuis longtemps. Leur principe est le même que celui des lentilles conventionnelles, mais on supprime simplement l'épaisseur de matière de la partie centrale qui n'a pas d'effet sur la concentration de lumière. elles se prêtent donc très bien à la réalisation par moulage de lentilles de faible épaisseur. La qualité des images produites par les lentilles de Fresnel est en général médiocre, mais dans notre cas il s'agit seulement de concentrer la lumière.

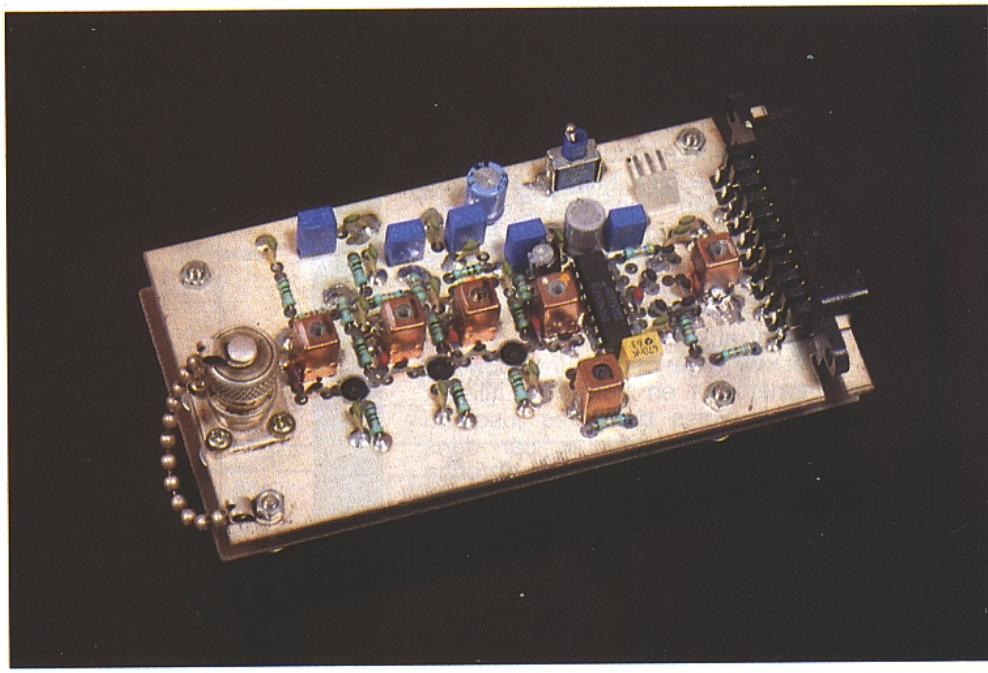
Les fabricants réunissent sur une même plaque de polyéthylène une dizaine de lentilles de Fresnel qui délimitent autant de champs élémentaires dans lesquels un objet mobile sera détecté.

C'est avec ce paragraphe que s'achève notre rapide survol consacré au rayonnement infrarouge. Nous espérons qu'il permettra aux personnes désireuses d'approfondir leurs connaissances dans ce domaine, de mieux appréhender le sujet lors de la lecture d'ouvrages plus complets.

■

Emetteur de télévision canal 36 norme L

De plus en plus, les accessoires vidéo prennent une place importante dans la vie de tous les jours. Les amateurs du genre se trouvent confrontés à une lacune : il n'existe pas dans le commerce de transmetteurs en norme L pour une liaison entre camescope et téléviseur. Nous essayons de combler cette lacune en proposant à nos lecteurs ce type d'émetteur ; nous avons opté pour le canal 36, cette fréquence étant la plus utilisée par les modulateurs vidéo de magnétoscope. Ce canal que nous qualifierons de standard est donc utilisé par notre émetteur d'une bonne dizaine de milliwatts ce qui autorise la transmission de l'image et du son à l'intérieur d'une pièce, sans précaution particulière.



Ville \ Chaînes	Une	A2	FR3	C+	La 5	M6
Angoulême						34
Auxerre	37					
Bergerac	37	34				
Boulogne (Nord de la France)		34	37			
Brest					34	
Caen					38	
Cherbourg					34	
Le Creusot	35				38	
Le Havre			35			
Limoge					38	
Marseille					38	
Mende	37		34			
Metz	37	34				
Mézières				36		
Niort					38	
Porto Vecchio		34	37			
Rennes					34	
Saint-Etienne	35			38		
Toulouse						34
Valenciennes						34
Vittel		35				

Tableau 1

TDF, pour certains de ses émetteurs ou réémeteurs, emploie des canaux contigüs au 36. Ainsi notre émetteur sera réglable entre les canaux 35 et 38 afin d'éviter toute perturbation. A priori on essaiera d'espacer les émissions de deux canaux. Ainsi avec la puissance rayonnée réduite de notre émetteur, aucune gène ne devrait être perceptible. La France regroupe actuellement environ 6 500 émetteurs de diffusion pour les chaînes télévisées et nous avons classé dans le **tableau 1** les villes desservies par les canaux adjacents au 36. Pour une bonne qualité d'image il s'avère nécessaire d'éviter le talon d'émission de l'émetteur du canal supérieur, le bruit caractéristique se faisant entendre dans le haut-parleur du téléviseur s'apparente sinon à un ronflement sourd et grave. Pour pallier cet inconvénient, il est préférable de se décaler d'au moins deux canaux de part et d'autre de sa propre fréquence d'émission.

Rappelons que le talon correspond à la bande latérale inférieure atténuée avec une pente de 6 dB par octave, comme le montre le graphique de la **figu-**

re 1 ; les gabarits de répartition des canaux sont faits de telle sorte qu'il est impossible de placer deux canaux l'un à côté de l'autre, car les sous-porteuses audio à 6,5 MHz tombent dans la bande latérale inférieure notée $\beta - \omega$. Les émetteurs de télévision transmettent les fréquences basses en double bande jusqu'aux alentours de 1,2 MHz, au -delà elles sont atténuées par filtrage et compensation des temps de propagation de groupe ; le gabarit de la **figure 2** représente celui utilisé par TDF dans ses émetteurs en norme L. Il est formé au niveau de la fréquence intermédiaire vision qui se situe à 32,7 MHz. L'allure de ce gabarit permet d'obtenir, après passage dans les étages mélangeur, amplificateur, cavité et diplexeur, le spectre représenté à la **figure 1**. Contrairement aux émetteurs en norme B ou G, déjà décrits (n° 503), les émetteurs en norme L utilisent deux voies distinctes jusqu'au diplexeur d'antenne, car dans tous les cas une seule antenne est utilisée. D'une façon générale la **figure 3** représente les divers éléments d'un émetteur en norme L prévu pour le canal 36, c'est-à-dire dont la fréquence permet de minimiser l'encombrement des émetteurs TV tout en permettant à ceux-ci une parfaite autonomie de couverture des canaux UHF, par simple programmation. Le rapport de puis-

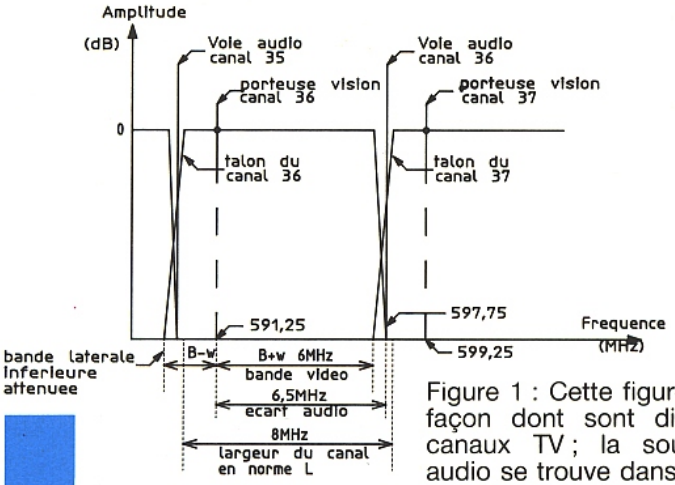


Figure 1 : Cette figure montre la façon dont sont disposés les canaux TV ; la sous-porteuse audio se trouve dans le talon du canal adjacent supérieur ; c'est pour cette raison que les chaînes TV sont distantes de 2 à 3 canaux l'une de l'autre.

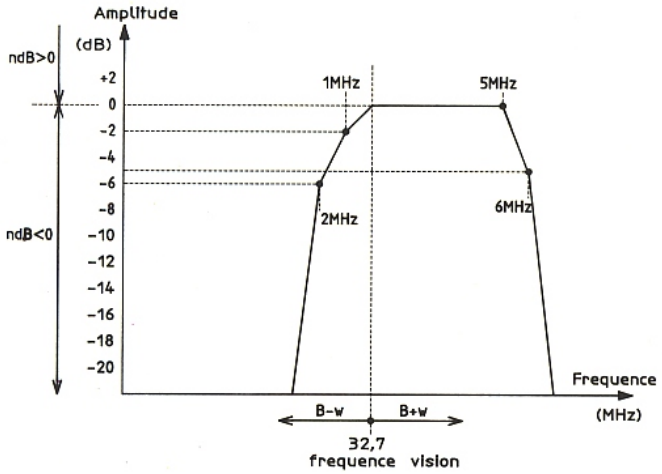


Figure 2 : La forme du gabarit TDF compense par avance les défauts de temps de propagation et tient compte des amplificateurs linéaires et divers filtres avant l'antenne.

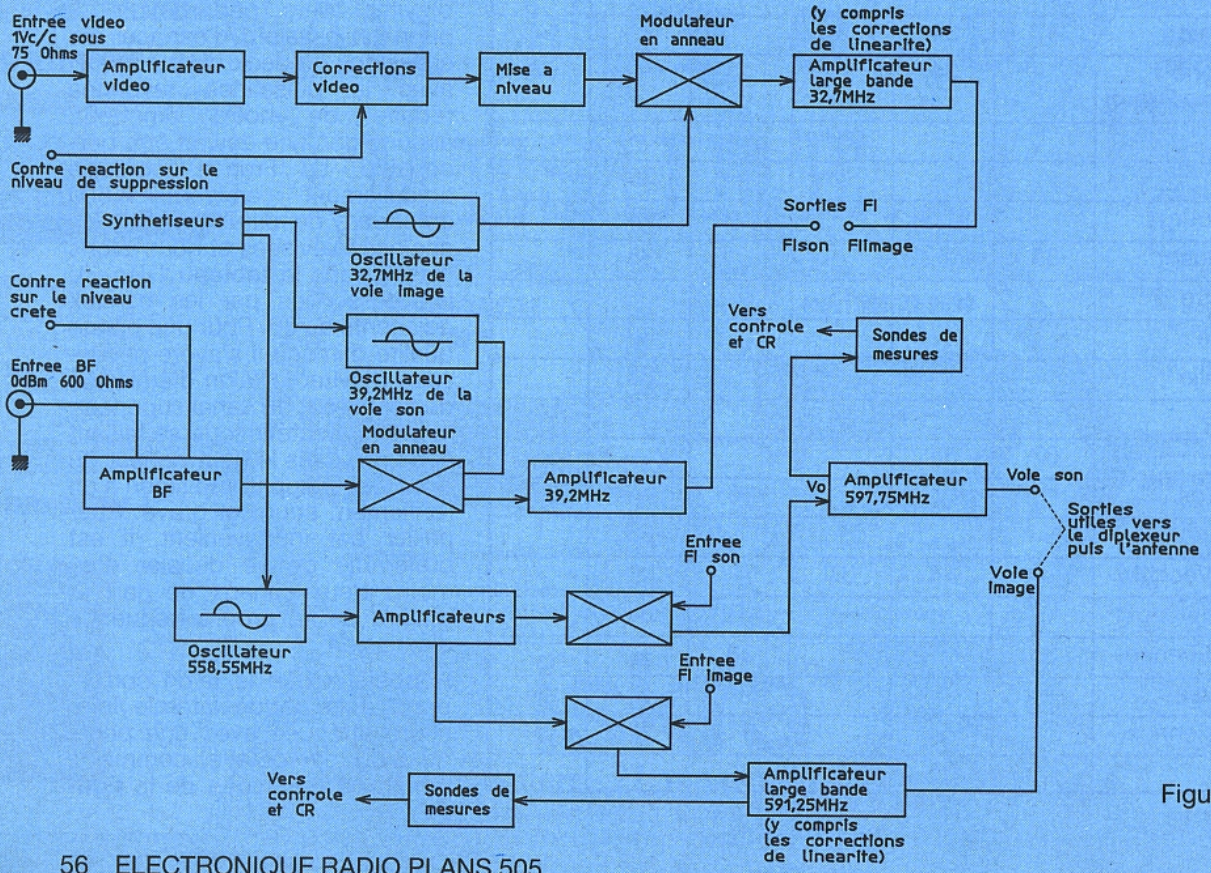


Figure 3

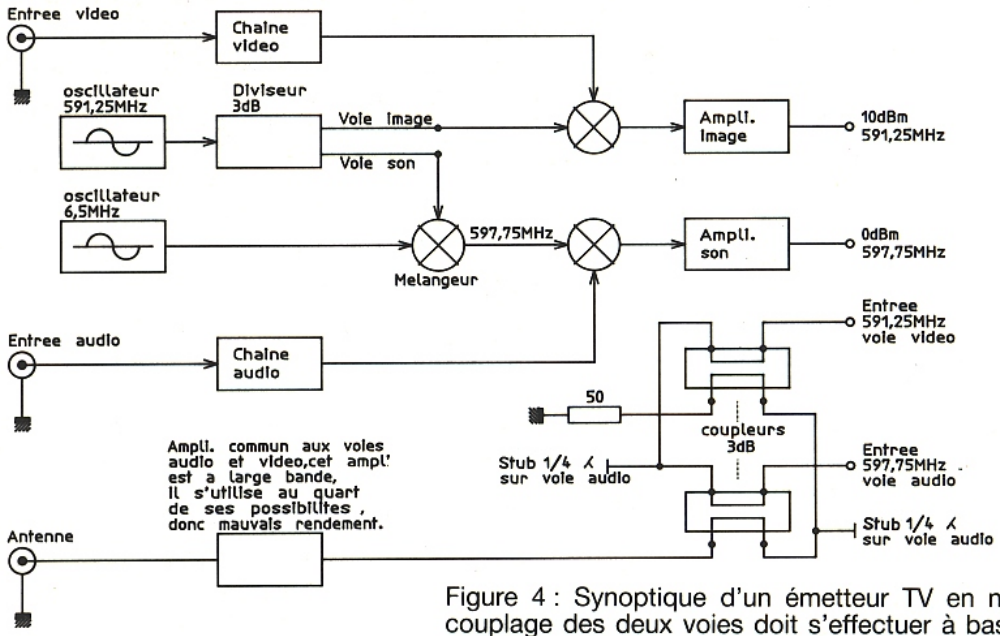


Figure 4 : Synoptique d'un émetteur TV en norme L "simple". Le couplage des deux voies doit s'effectuer à bas niveau, ce qui évite certaines difficultés.

sance entre la voie son et la voie image est de 8 à 1 ; les amplificateurs de puissance utilisés dans ces émetteurs fonctionnent en classe A ou AB avec des courants de repos très importants. Au-delà d'une certaine puissance, les transistors ne sont plus utilisés au profit des lampes du type pentode "EI-MAC" parfaitement adaptées aux besoins. Avant de réaliser la description qui va suivre sur la base du TDA 5660, nous avons travaillé sur les diverses méthodes applicabbles pour la réalisation simple d'un émetteur TV norme L ; en fait de simplicité nous avons réalisé un émetteur dont la structure synoptique vous est dévoilée à la **figure 4**.

Etant donné les difficultés de mise au point et la somme du matériel à mettre en œuvre, la solution du circuit Siemens nous a paru plus adaptée. Ce circuit intégré comporte une structure symétrique à l'image du SO42P ou MC 1374. Il autorise l'obtension de tous les standards de transmission TV en vigueur de nos jours et fonctionne avec "diverses astuces" dans les bandes allant de 30 à 860 MHz, la tension de sortie en mode symétrique vaut 4 mV environ sur toute la bande. Avant de rentrer dans le vif du sujet, la **figure 5** illustre la configuration du TDA 5660P. L'entrée vidéo s'effectue par l'intermédiaire d'une capacité dont la valeur maximale est de 100 µF, la bande passante vidéo s'étend sur environ 5 MHz alors que la tension d'entrée crête peut varier de 0,7 à 1,4 volts. Le taux de modulation atteint les 85 % en vidéo positive (norme L). L'entrée audio à la broche 16 accepte des tensions crêt de 700 mV sous 600 Ω pour un taux de modulation de 90 %, jamais atteint dans la pratique vu les

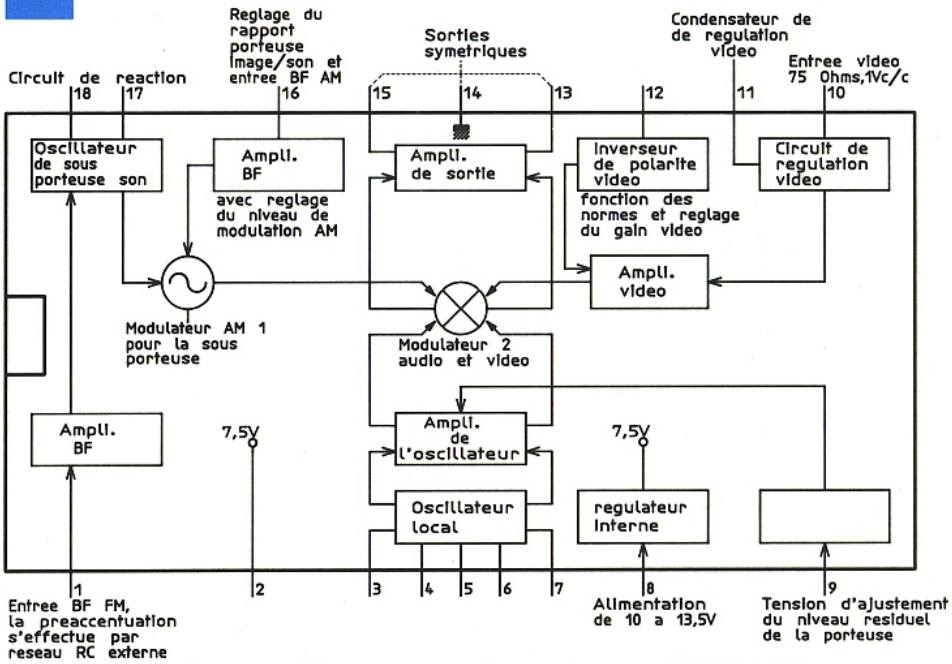
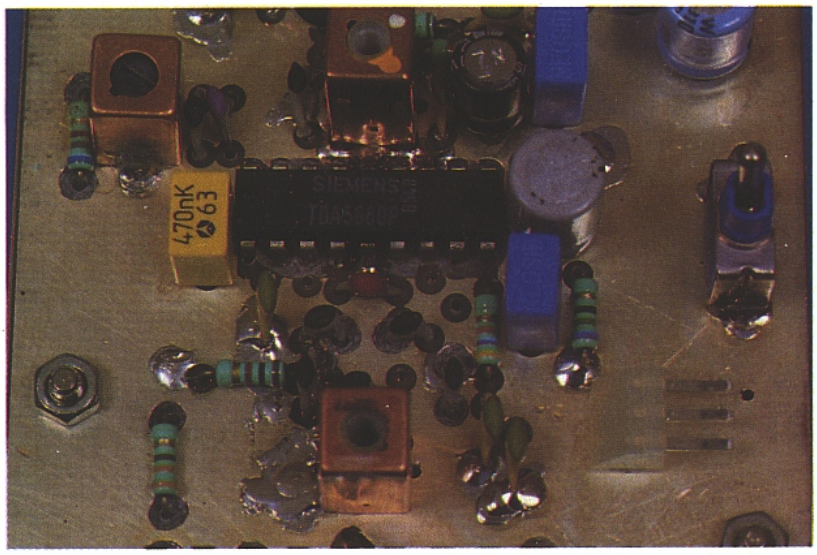
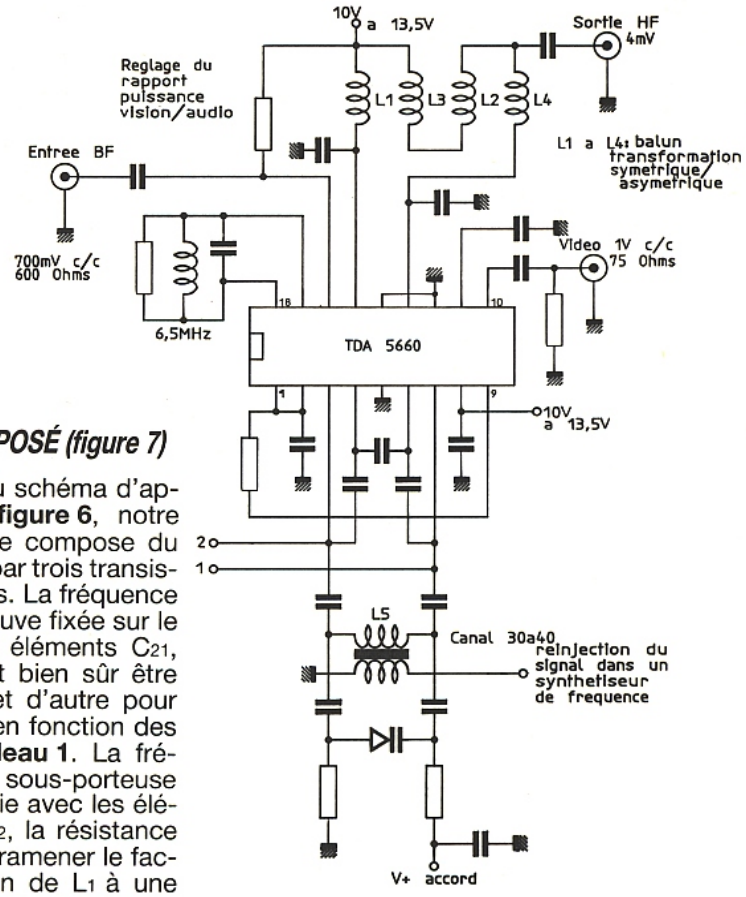


Figure 5 : Structure synoptique interne du TDA 5660P.



effets catastrophiques d'intermodulation sur la voie image que cela introduirait. La bande passante de 200 kHz garantit une qualité excellente de reproduction. Les voies audio et vidéo sont combinées dans le mélangeur 2, la sortie de celui-ci attaque un amplificateur pour réhausser le niveau de sortie à 4 mV. Le schéma d'application Siemens reproduit à la **figure 6** équivaut à un modulateur de magnétoscope ou autres jeux vidéo. Nous sommes partis de ce principe pour créer l'émetteur TV de cette description. La broche 9 permet de compenser une dissymétrie du signal de sortie au-dessus de 300 MHz. L'entrée vidéo de la broche 10 est dirigée vers un circuit d'alignement vidéo et de CAG pour attaquer convenablement le mélangeur 2 ; aucune incidence visible se produit lorsque le niveau vidéo d'entrée varie de 6 dB. Le circuit d'alignement prend comme référence le niveau de synchronisation, de telle sorte que la capacité en broche 11 régule et détermine le temps d'action du circuit. Le TDA 5660P comporte un régulateur intégré pour alimenter l'oscillateur de sous-porteuse et l'oscillateur local. La tension régulée de 7,5 volts se retrouve à la broche 2. Pour terminer ce bref exposé des caractéristiques, signalons que l'oscillateur principal fonctionne en "émetteurs couplés" (ECO) symétrique et que l'amplificateur de sortie est également symétrique et présente une impédance de sortie aux broches 13 et 15 de 10 kΩ.

Figure 6



LE SCHÉMA PROPOSÉ (figure 7)

Conformément au schéma d'application de la **figure 6**, notre émetteur vidéo se compose du TDA 5660P suivi par trois transistors amplificateurs. La fréquence d'utilisation se trouve fixée sur le canal 36 par les éléments C_{21}, C_{26} et L_5, et peut bien sûr être ajustée de part et d'autre pour régler l'émetteur en fonction des régions, voir **tableau 1**. La fréquence de la sous-porteuse 6,5 MHz est établie avec les éléments L et C_1, C_2, la résistance R_1 permettant de ramener le facteur de surtension de L_1 à une valeur exploitable par l'oscillateur de sous-porteuse. La modulation audio d'un niveau crête de 700 mV est appliquée à la broche 16 par un pont diviseur, celui-ci règle le taux de modulation de la sous-porteuse, un taux trop important pouvant créer des phénomènes d'intermodulation entre les signaux sous-porteuse son et vidéo. La sortie HF aux broches 13 et 15, dont la conception diffère de ce qui est préconisé par Siemens, permet d'éviter les "désagréables" réa-

Figure 6 : Circuit d'application du TDA 5660P pour réaliser un modulateur TV en norme L. Le TDA 5660P peut être contrôlé par un synthétiseur de fréquence. Aux points ① et ②, la fréquence d'un oscillateur externe peut être injectée en lieu et place du circuit d'accord prévu.

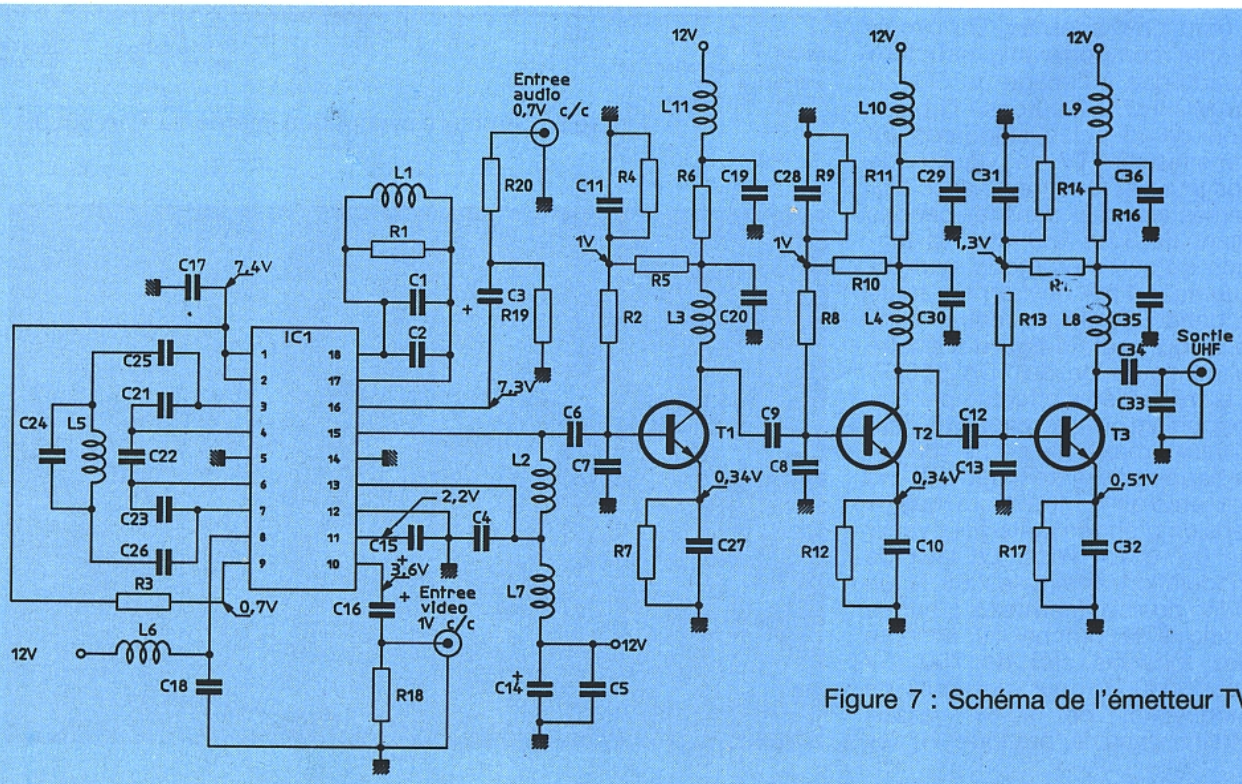


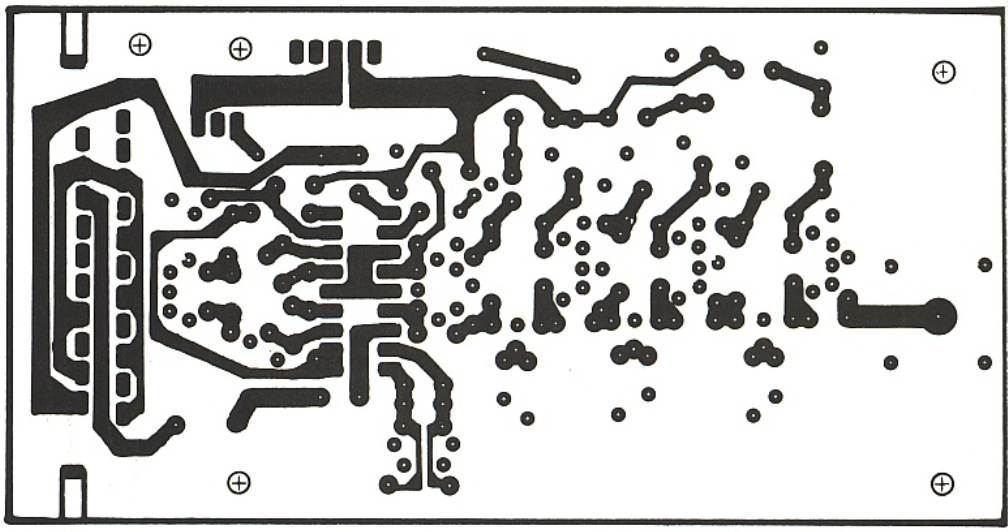
Figure 7 : Schéma de l'émetteur TV.

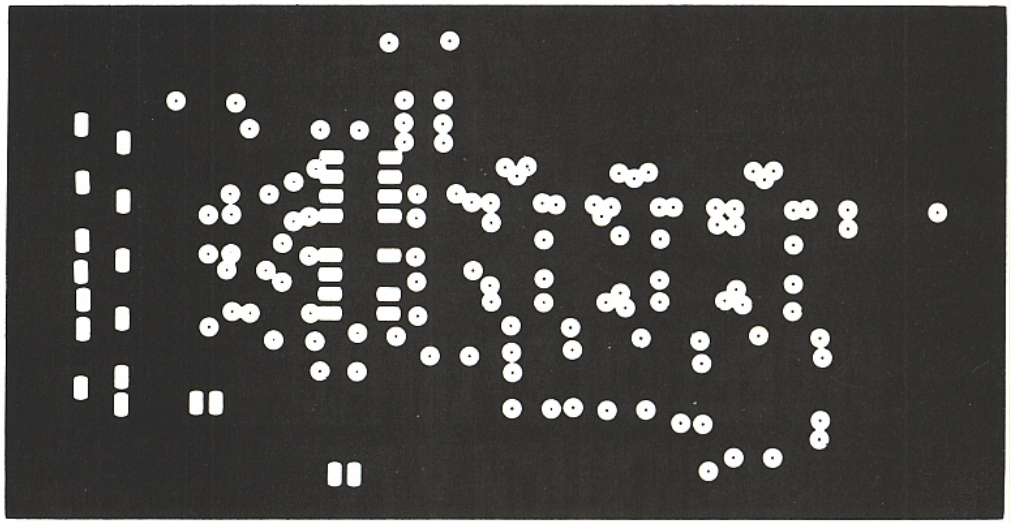
lisations de symétriseurs. Techniquement cette solution ne se situe pas parmi les meilleurs mais elle fonctionne correctement au détriment de la puissance de sortie. L'inductance L_2, associée à C_4 et L_7, C_5 permet de réaliser une sortie apériodique sur la broche 15. Le signal HF prélevé par C_6 se retrouve sur la base de T_1 adapté par C_7. Les trois étages d'amplification sont identiques tant au niveau statique que dynamique. Les courants de repos de T_1 et T_2 se situent aux environs de 36 mA alors que T_3 consomme allègrement entre 50 à 60 mA. Ces courants élevés permettent d'utiliser des transistors classiques en amplification linéaire.

La chaîne d'amplification procure un gain total de 40 dB en considérant les adaptations d'entrée-sortie correctes. Le BFR 91 est donné pour 14 dB avec 30 mA de courant collecteur alors que le BFR 96 ne procure que 12 dB pour 50 mA. La puissance disponible en sortie atteint une dizaine de milliwatts sur un blanc ; cette puissance volontairement réduite permet néanmoins de réaliser en "vue directe" quelques 10 à 20 mètres de portée. Chaque étage d'amplification se retrouve isolé par les inductances L_9 à L_{11} et les condensateurs associés, ceci dans le but d'éviter des couplages inter-étages.

RÉALISATION PRATIQUE

Le dessin du circuit imprimé double face de la **figure 8** et l'implantation en **figure 9** ne posent pas de problèmes. Par contre il faut faire attention au sens des inductances en pot ferrite. Pour les entrées nous avons utilisé une fiche péritel châssis et la sortie s'effectue sur une fiche BNC directement soudée sur le circuit. Nous avons placé sous le circuit par l'intermédiaire d'entretoises une plaque de circuit imprimé pour limiter les effets des masses métalliques environnantes. L'antenne de fabrication "maison" est réalisée avec l'âme d'un câble coaxial muni de son diélectrique, d'une longueur comprise entre 13 et 15 cm (1/4 d'onde). Elle est directement soudée sur une fiche BNC mâle (voir les photographies).





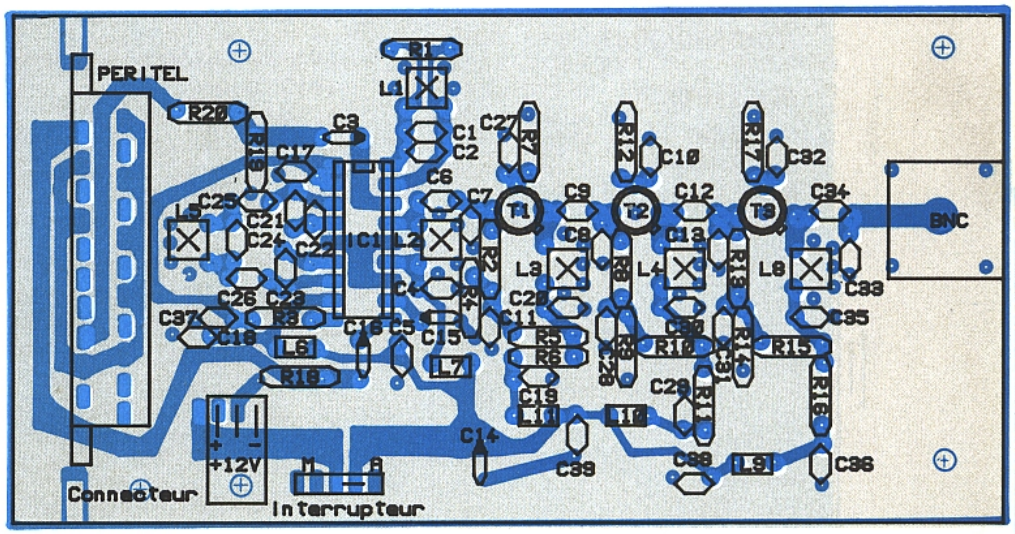
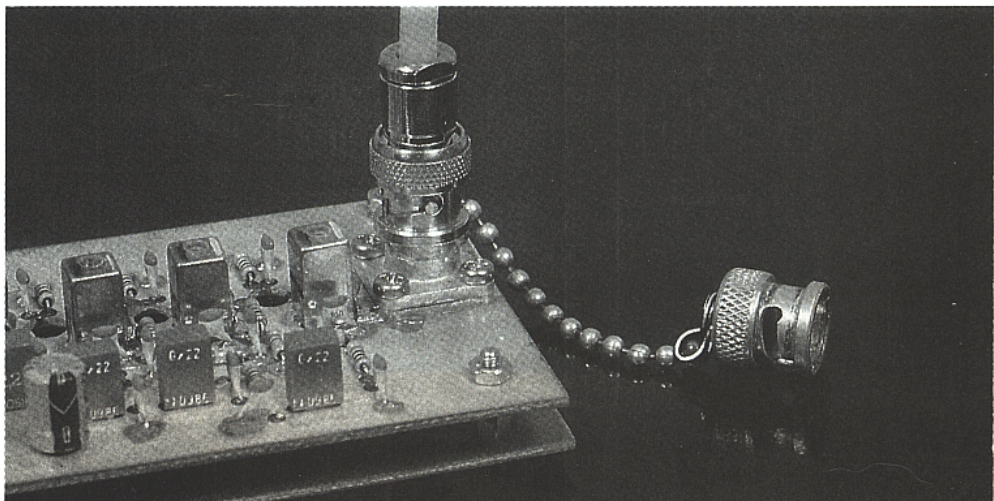


Figure 8 et 9 :



Mise au point

Il faut tout d'abord ôter les noyaux de L_2 et L_4, celui de L_4 doit prendre place dans le corps de L_3 au-dessus de l'autre, pour augmenter la valeur de celle-ci ; les noyaux de L_7 et L_8 sont rentrés à fond dans le corps. Après ce préliminaire, mettre en route puis rechercher aux alentours du canal 36 la fréquence de votre émetteur. Tout le travail consiste à obtenir la meilleure image possible par :

– le choix du bon canal

– les réglages de L_3 et L_8 puis L_1 pour la sous-porteuse.

Une fois obtenue la meilleure image, il faudra fignoler par la taille de l'antenne conjointement aux réglages de L_8. Ce travail est fastidieux mais intéressant. Faites toujours ATTENTION à ne pas brouiller le voisinage. La description d'une fiche péritel vous est présentée à la **figure 10** pour faciliter les éventuels câblages. Cet émetteur doté de transistors courants peut être amélioré par l'adoption de transistors AVANTEK plus performants mais bien plus coûteux. Par exemple pour T_1 et T_2 nous prendrions l'ATT 42085 et pour T_3 un AT 64020 beaucoup plus adapté pour ce type d'application en amplification classe A. La puissance de sortie serait sûrement augmentée au détriment de la consommation déjà élevée à l'origine.

Broches	Fonctions
1	sortie audio 0,5 V eff. sous ≃ 600 Ω
2	entrée audio 0,5 V eff. sous 10 kΩ
3	sortie audio 0,5 V eff. sous 600 Ω
4	masse audio
5	masse composante bleue
6	entrée audio 0,5 V eff. sous 10 kΩ
7	entrée composante bleue 0,7 V crête sous 75 Ω
8	télécommande TV – 1 V/ moniteur – 10 V
9	masse composante verte
10	NC
11	entrée composante verte 0,7 V crête sous 75 Ω
12	NC
13	masse composante rouge
14	NC
15	entrée composante rouge 0,7 V crête sous 75 Ω
16	commutation rapide TV – 0,4 V/péritel – 3 V
17	masse vidéo composite
18	masse commutation rapide
19	sortie vidéo composite 1 V crête sous 75 Ω
20	entrée vidéo composite 1 V crête sous 75 Ω
21	blindage de la broche

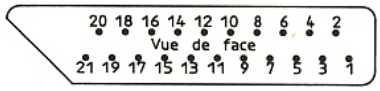


Figure 10 : Représentation d'une fiche péritel de châssis équipant les magnétoscopes et notre émetteur vidéo. La fiche est représentée de face telle qu'on la voit sur la face arrière des appareils.

CONCLUSION

L'utilisation d'un tel émetteur dont la portée reste restreinte permet d'effectuer des liaisons vidéo "sans fils" entre le téléviseur familial et ses accessoires tels que camescope, magnétoscope, jeux vidéo, ordinateur, etc. ; la distribution d'un programme externe sur plusieurs téléviseurs est également possible. Il y a sûrement beaucoup d'autres applications que vous trouverez au fil des mois.

Ph. B.

Nomenclature

Résistances

R_1 : 6,8 kΩ
R_2 : 100 Ω
R_3 : 47 kΩ
R_4 : 820 Ω
R_5 : 6,8 kΩ
R_6 : 10 Ω
R_7 : 10 Ω
R_8 : 100 Ω
R_9 : 820 Ω
R_{10} : 6,8 kΩ
R_{11} : 10 Ω
R_{12} : 10 Ω
R_{13} : 100 Ω
R_{14} : 330 Ω
R_{15} : 2,2 kΩ
R_{16} : 10 Ω
R_{17} : 10 Ω
R_{18} : 75 Ω
R_{19} : 1 kΩ
R_{20} : 330 Ω

Condensateurs céramique

C_1 : 22 pF
C_2 : 5,6 pF
C_4 : 10 nF
C_5 : 10 nF
C_6 : 12 pF
C_7 : 1,5 pF
C_8 : 1,2 pF
C_9 : 12 pF
C_{10} : 10 nF
C_{11} : 10 nF
C_{12} : 12 pF
C_{13} : 1,2 pF
C_{17} : 10 nF
C_{18} : 10 nF
C_{19} : 10 nF
C_{20} : 10 nF
C_{21} : 3,3 pF
C_{22} : 4,7 pF
C_{23} : 4,7 pF
C_{24} : 3,3 pF
C_{25} : 10 pF
C_{26} : 10 pF
C_{27} : 10 nF
C_{28} : 10 nF
C_{29} : 10 nF
C_{30} : 10 nF
C_{31} : 10 nF
C_{32} : 10 nF
C_{33} : 1 pF
C_{34} : 12 pF
C_{35} : 10 nF
C_{36} : 10 nF
C_{37} : 10 nF
C_{38} : 10 nF
C_{39} : 10 nF

Condensateurs chimiques 16 V, verticaux

C_3 : 470 nF
C_4 : 220 µF
C_{15} : 47 µF
C_{16} : 47 µF

Inductances Néosid en pots 7 × 7

L_1 : 15 µH réf. 531315 pot 7F1
L_2 : 330 nH réf. 5049 pot 71S
L_3 : 16 nH réf. 5243 pot 7V1S
L_4 : 16 nH réf. 5243 pot 7V1S
L_5 : 16 nH réf. 5243 pot 7V1S
L_8 : 16 nH réf. 5243 pot 7V1S

Inductances Néosid sous capot plastique

L_6 : 2,2 µH réf. 6122 16 SD75
L_7 : 2,2 µH réf. 6122 16 SD75
L_9 : 220 nH réf. 612204 16 SD75
L_{10} : 220 nH réf. 612204 16 SD75
L_{11} : 220 nH réf. 612204 16 SD75

Semiconducteurs

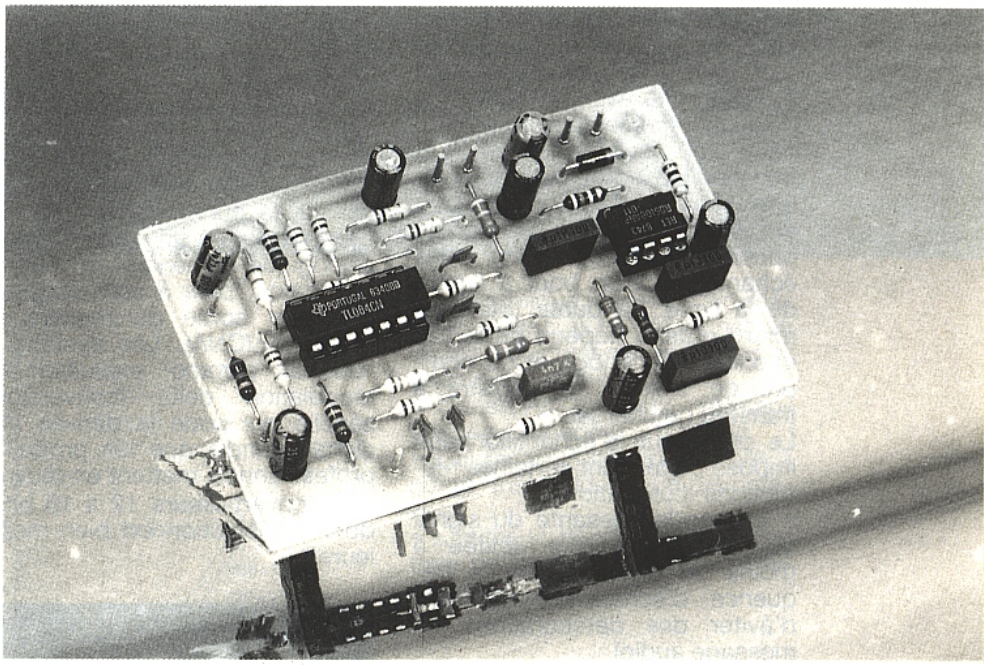
IC_1 : TDA 5660P Siémens
T_1 : BRF 91 ; AT 42085 Avantek
T_2 : BRF 91 ; AT 42085 Avantek
T_3 : BRF 96 ; AT 64020 Avantek

Divers

1 fiche BNC
1 fiche péritel pour circuit imprimé
1 connecteur pour alimentation
1 interrupteur marche/arrêt

Micro-module de réverbération électronique

La simulation électronique de phénomènes acoustiques naturels prend une part importante dans les systèmes de sonorisation, qu'il s'agisse d'un équipement de reproduction ou un studio d'enregistrement. La réverbération, notamment, qui apporte au son un effet de trainage enrichi d'harmoniques, remporte l'adhésion de la plupart des musiciens et sonorisateurs.



A l'origine, le phénomène naturel est issu des réflexions successives et désordonnées sur les obstacles environnants. En fait, deux phénomènes distincts qui dépendent considérablement de la nature de l'environnement prennent naissance en parallèle (**figure 1**) :

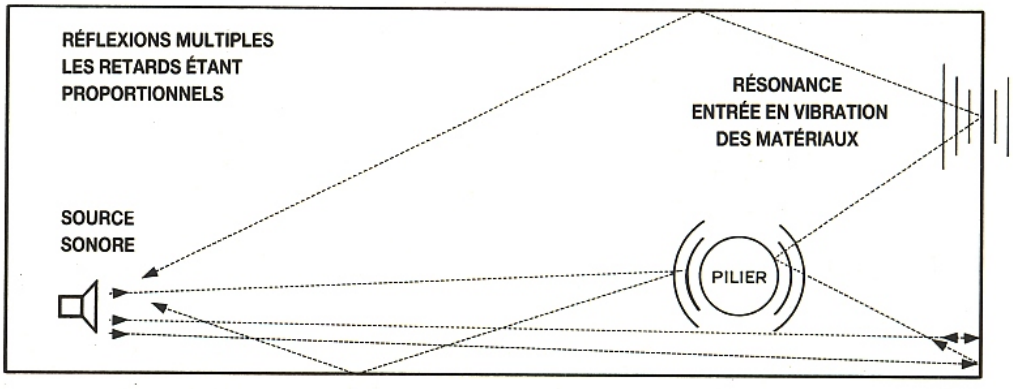


Figure 1

1) retards multiples du signal audio (effet de trainage), qui sont tributaires des propriétés de réflexion des obstacles, et de la distance qui les sépare de l'auditeur.
2) colorations du son initial par l'entrée en résonance des parois soumises aux ondes sonores. L'amplitude et la fréquence des résonances dépend essentiellement des caractéristiques des matériaux (masse, volume, rigidité, état de surface...) : certaines fréquences du spectre audio d'origine seront privilégiées (résonance), d'autres amorties (absorption).
Il est tout à fait envisageable de simuler la réverbération naturelle en associant des lignes à retard électromécaniques (ressorts) ou purement électroniques (CCD, mémoires RAM) avec des filtres de formant. Pour la réalisation des lignes à retard purement électroniques, deux techniques sont couramment utilisées : l'une analogique, l'autre numérique.

Lignes à retard analogiques

Dans le premier cas on utilise un registre C.C.D. (charges coupled device), séquencé par une horloge, dont le principe de fonctionnement est illustré en **figure 2**. A chaque impulsion de l'horloge H_1, on prélève à l'entrée du dispositif un échantillon de signal et on décale les échantillons précédents d'un demi-pas vers la droite, leur mémorisation temporaire étant assurée par un condensateur. H_2, qui est complémentaire et synchrone avec H_1, assure le décalage des échantillons d'un demi-pas supplémentaire et transfert en sortie les échantillons ainsi retardés. C'est donc en alternant H_1 et H_2 qu'on obtient la progression des échantillons d'un bout à l'autre de la ligne. La durée totale du retard obtenu dépend de la fréquence de l'horloge et du nombre de cellules du registre à transfert de charges.
Le processus d'échantillonnage impose cependant certaines restrictions d'utilisations :
* La bande passante du signal devra toujours être limitée à moins de la moitié de la fréquence d'échantillonnage (afin d'éviter des détériorations du message audio).
* Le signal d'horloge devra ensuite être fortement atténué afin de le conserver inaudible.
On arrive à nos fins en plaçant un filtre passe-bas à l'entrée et la sortie de la ligne à retard analogique (**figure 3**). Ce procédé, assez simple à mettre en œuvre, apporte cependant un bruit de fond proportionnel au nombre de cellules placées en série, et n'est donc applicable qu'aux retards relativement courts.

Lignes à retard numériques

C'est une technique plus délicate à mettre en œuvre, mais qui permet d'élargir considérablement le champ d'application. Dans les milieux professionnels, elle a d'ailleurs remplacé la précédente depuis une dizaine d'années environ.
La ligne à retard est cette fois logique, réalisée autour de plans mémoires théoriquement extensibles à l'infini, ceci sans altération de la qualité du son. On a alors recours à un convertisseur analogique-numérique en début de chaîne, puis à son complément en sortie du registre à décalage (CNA). Les systèmes "bas de gamme" exploitent la modulation delta (conversion sérielle qui code la dérivée du signal), tandis que les produits professionnels mettent en œuvre des convertisseurs 12 à 16 bits dont la résolution est bien meilleure.

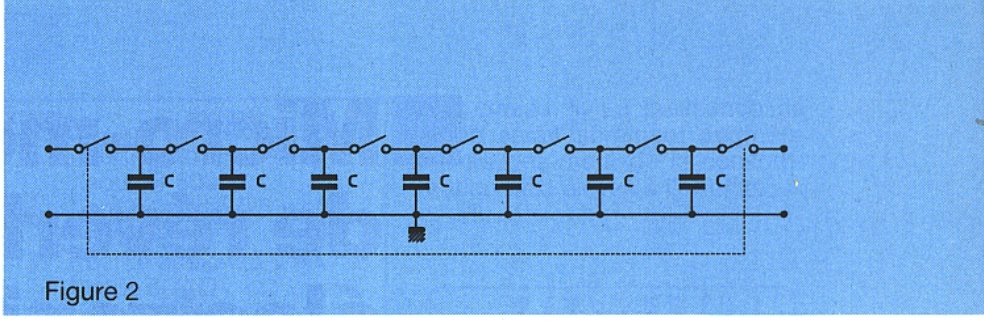


Figure 2

simplicité nous a conduit à porter notre choix sur une réverbération analogique, qui devrait s'intégrer dans la plupart des équipements existants. La relative disponibilité d'un registre CCD développé par RETICON, le RD 5108, nous a conforté dans ce choix. En outre, nous nous sommes efforcé de supprimer toute ajustable fastidieuse à régler : on veillera donc à respecter scrupuleusement les valeurs des composants indiquées, qui ont été minutieusement calculées ou ajustées expérimentalement.

LE RD 5108, REGISTRE À TRANSFERT DE CHARGES DE 1 024 ÉTAGES

RETICON a développé ses registres en trois versions, dont la différence essentielle se situe au niveau du nombre de cellules internes (256, 512 et 1 024 étages). Leur interchangeabilité est assurée à 100 %, le composant étant implanté dans un boîtier DIL-8 broches standard.
L'organisation interne d'un regis-

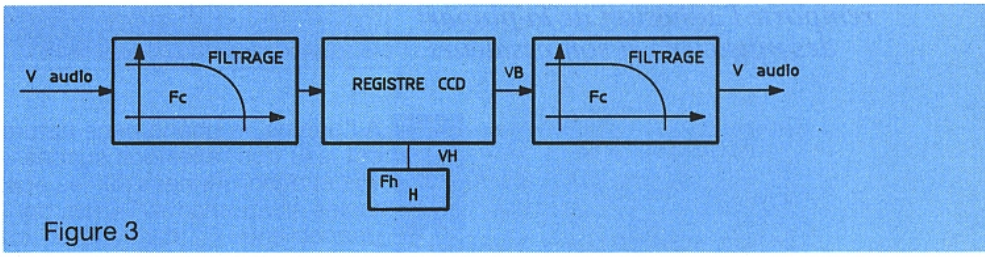


Figure 3

Analogique ou numérique ?

L'incertitude ne résiste pas longtemps au tableau comparatif de la **figure 4**, les critères de choix étant déterminés par les avantages et inconvénients de chacune des techniques en fonction du domaine d'application souhaité.
Un soucis de compacité et de

	ANALOGIQUE	NUMÉRIQUE
AVANTAGES	* simple à mettre en œuvre * surface d'occupation réduite * interchangeabilité des circuits entre eux (RD 5106 à RD 5108) * faible consommation des modules	* rapport signal/bruit indépendant de la taille de la ligne à retard * possibilité de retards supérieurs à la seconde * dynamique >80 dB envisageable sans réducteur de bruit (systèmes >12 bits, * distorsion <0,1 % avec CAN 12 bits
INCONVÉNIENTS	* rapport signal/bruit non négligeable, proportionnel aux nombres de cellules * retard maximum < 300 ms * dynamique maximale < 70 dB sans réducteur dynamique de bruit. distorsion > 0,1 % dans tous les cas.	* complexité de la structure de contrôle * prix de revient proportionnel à la taille mémoire et à la résolution des convertisseurs. surface occupée importante. consommation non négligeable.

Figure 4 : Tableau comparatif entre analogique et numérique

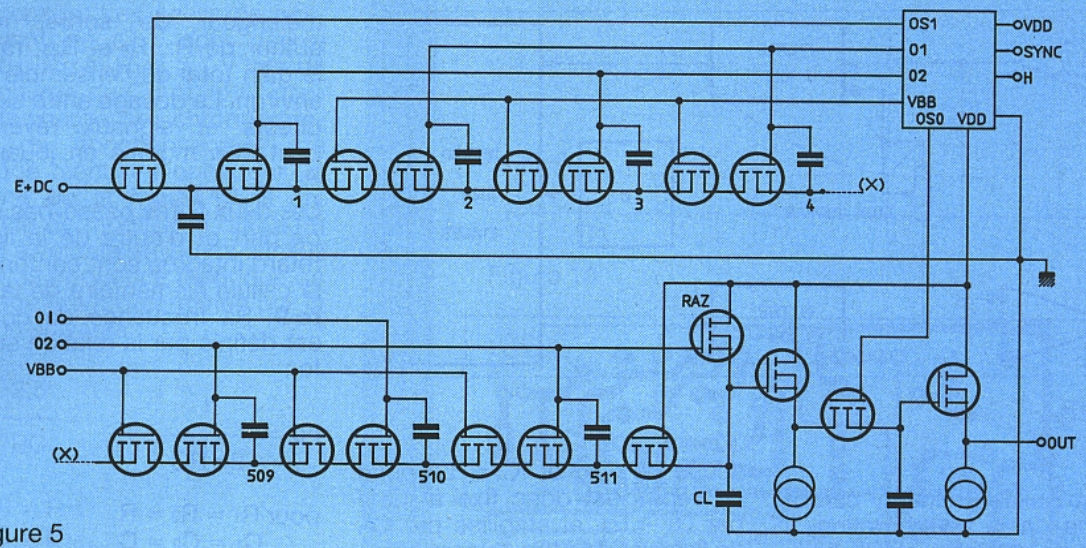


Figure 5

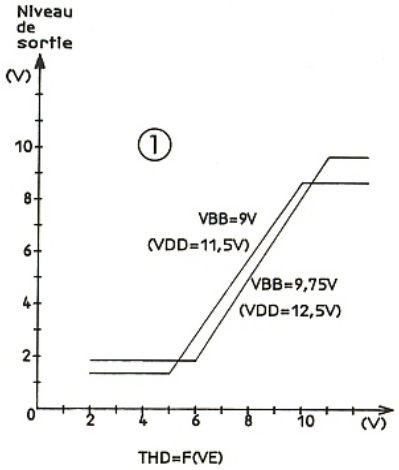
tre CCD est présentée sur le schéma de la **figure 5**. L'entrée externe [E + DC] reçoit le signal accompagné d'une tension de polarisation de + 6 V. Les deux horloges Φ_1 et Φ_2 sont issues de la logique de contrôle interne, à partir de l'horloge H dont la fréquence est double. Les échantillons sont recueillis sur la sortie [OUT]. La famille des RD 51 XX possède une entrée de synchronisation qui permet l'utilisation de plusieurs circuits en série (Cas utopique, étant donné l'investissement qu'ils représentent !). Si elle n'est pas utilisée, il faut la connecter à la masse.
L'échantillonnage requiert deux cycles d'horloge par pas de transfert, l'un pour Φ_1 et l'autre pour Φ_2. Le retard obtenu sera égal au nombre d'étages qui constituent le circuit, divisé par la fréquence d'échantillonnage Fe.

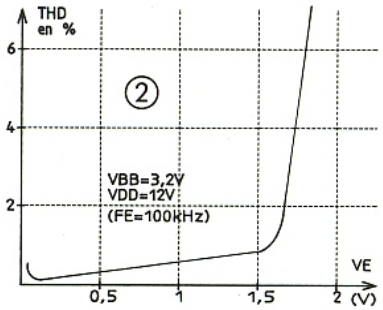
ainsi : retard total (en seconde)

$$Rt = \frac{1024}{Fe\ (Hz)} = \frac{1024}{Fh/2\ (Hz)}$$

avec :
Fh = fréquence de l'horloge externe et
Fe = fréquence réelle d'échantillonnage

Les principales caractéristiques techniques du circuit sont résumées dans le tableau et les diagrammes de la **figure 6**. Avec une tension d'alimentation de 12 volts, on est en droit de s'attendre à une excursion linéaire du signal retardé d'environ 6 Vcc pour 4 Vcc à l'entrée (diagramme n° 1). A ce niveau d'entrée (soit l'équivalent de 1,5 Veff), le taux de distorsion devrait rester inférieur à 1 % (diagramme n° 2).





La dynamique minimale envisageable avec le RD 5108 est de 65 dB, sous réserve de respecter certaines conditions :
* Conserver un taux d'échantionnage supérieur à 100 kHz.
* Utiliser des filtres passe-bas à pente très raide (>36 dB/octave).
* Limiter la bande passante au tiers de la fréquence d'échantillonnage.

ARCHITECTURE DU MICRO-MODULE DE RÉVERBÉRATION

Le schéma fonctionnel du module est présenté en **figure 7**. Pour améliorer le rapport signal/bruit, le son est préalablement amplifié 25 fois puis limité à une bande passante de 3 kHz environ avant d'être dirigé sur la ligne à retard. Le signal retardé est ensuite débarrassé de sa fréquence d'échantillonnage fixe de 20 kHz par l'intermédiaire d'un filtre passe-bas identique au précédent placé en sortie du RD 5108.

PARAMÈTRES	MIN.	TYP.	MAX.	UNITÉS
TENSION D'ALIM. V_{DD}	+ 5	+ 12	+ 13	V =
FRÉQUENCE D'HORLOGE F_H	0,5	200	1 600	kHz
AMPLITUDE DE F_H	2	–	V_{DD}	V
BANDE PASSANTE DE Ve	–	0,4 Fe	–	–
TENSION DE DÉCALAGE Ve	–	7	–	V =
AMPLITUDE DE Ve	1	1,5	–	V_{EFF}
DYNAMIQUE	50	60	–	dB
CONSOMMATION TOTALE	–	–	6	mA

Figure 6 : Caractéristiques principales.

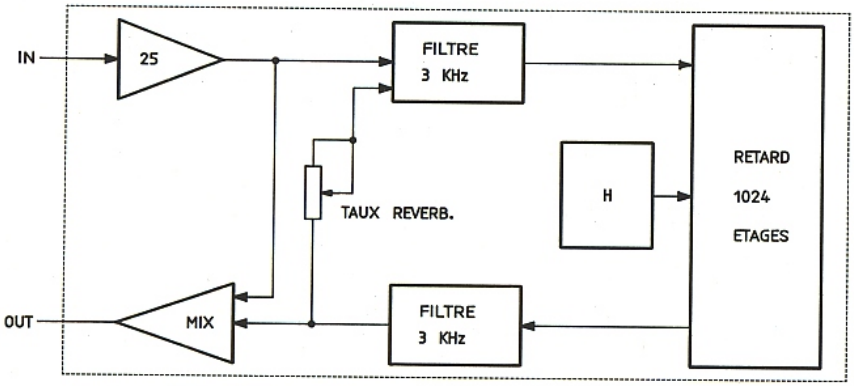


Figure 7

Afin d'obtenir le "trainage" caractéristique de la réverbération, il est ensuite réinjecté sur la ligne à retard par l'intermédiaire d'un potentiomètre de dosage. Ce dernier détermine le nombre de répétitions en contrôlant l'atténuation du signal retardé.
Enfin, on recueille en sortie du montage le mélange équilibré des signaux directs et retardés.

Le schéma structurel

Indiqué en **figure 8**, il est bâti autour d'un quadruple AOP et un CCD de 1 024 étages, c'est tout ! L'absence d'alimentation symétrique exigée par les amplificateurs (on s'est contenté d'une pile unique de 9 volts) est compensée par le décalage de potentiel de l'entrée non-inverseuse de IC_{2A} et IC_{2D}. Le point de repos est donc fixé à 4,5 V par $R_1 - R_2$, et stabilisé par C_2. La liaison Pile-Module sera assurée par un raccord à pression qui évite d'ailleurs toute inversion de polarité. Toutefois, le risque a été totalement écarté par l'insertion de la diode de protection D_1 en parallèle sur la source.
L'amplification d'entrée est déterminée par R_3 et R_4, selon la relation suivante :

$$Av = -\frac{R_4}{R_3}$$

On pourra aisément la modifier en jouant sur R_4, R_3 déterminant l'impédance d'entrée du montage (Ze = 33 kΩ). L'étage mélangeur de sortie, réalisé autour de R_7, R_8 et R_{23}, ramène le gain total de l'ensemble à 2,5 environ. Le dosage entre signaux directs et signaux réverbérés peut être modifié en jouant sur R_8.
Les deux filtres passe-bas situés de part et d'autre de la ligne à retard intégrée sont conformes à la cellule élémentaire de la **figure 9**. Sa fréquence de coupure est définie par la relation suivante :

$$Fc = \frac{1}{2\pi RC}$$

pour $R_1 = R_2 = R$
$C_1 = C_2 = C$

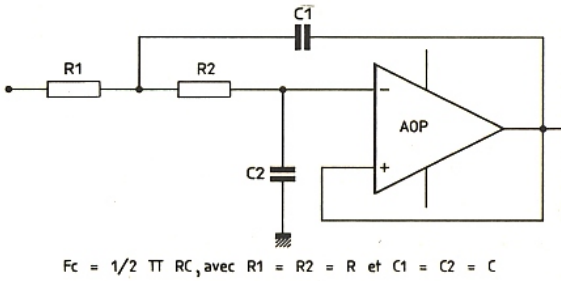


Figure 9

Ce qui correspond à 3 kHz environ pour R= 68kΩ et C=820pF.
L'horloge est réalisée autour de N_4, qui est monté en multivibra-

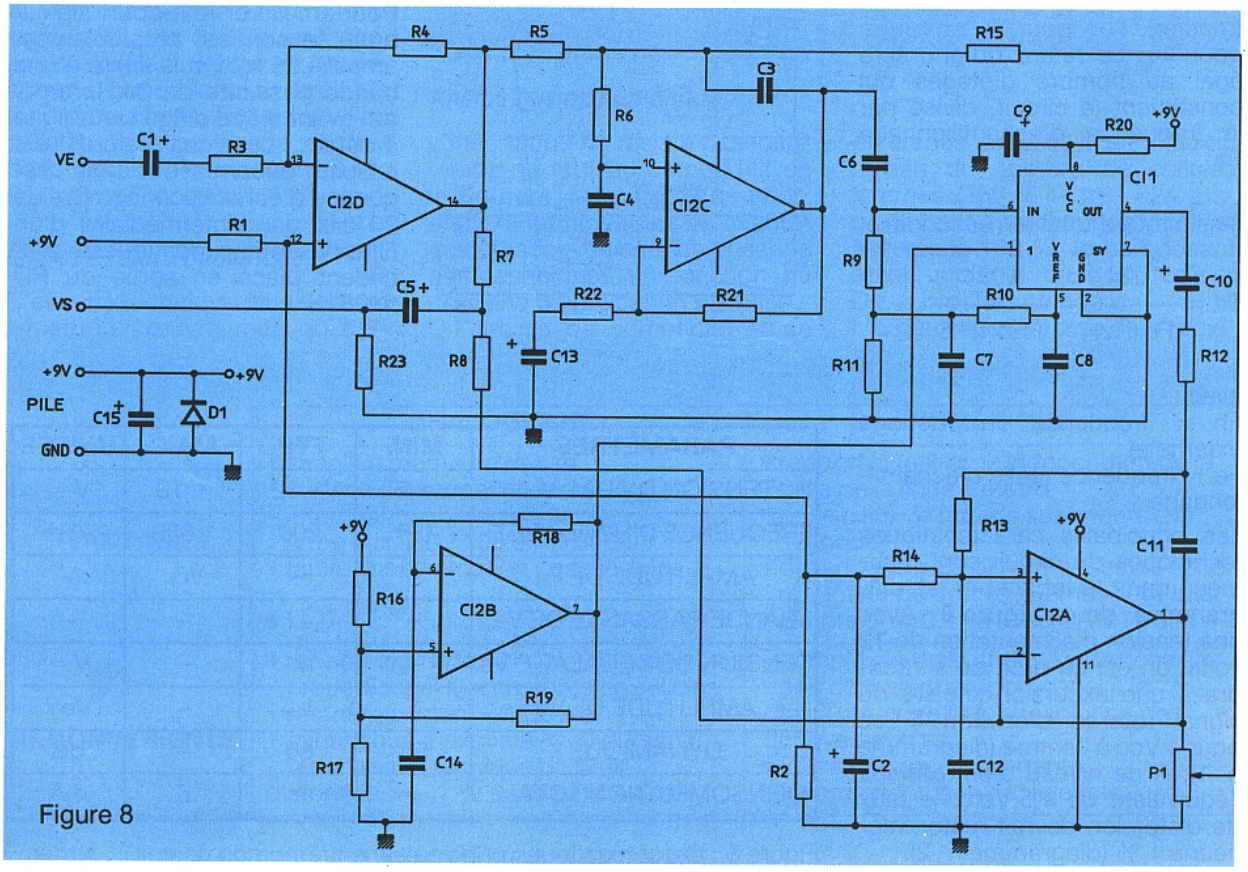


Figure 8

teur astable. Les seuils de basculement de IC_{2c} sont définis par R_{16}, R_{17} et R_{19} : 3,7 V lors de la décharge de C_{14} et 4,6 V pendant la charge. Les chronogrammes de fonctionnement de l'horloge sont indiqués sur le schéma de la **figure 10**. Il est possible de modifier la durée du retard à volonté en jouant sur R_{18} et C_{14}, la fréquence théorique de l'horloge étant déterminée par la relation suivante :

$$Fh = \frac{2,5}{RC}$$

avec $R = R_{18}$
$C = C_{14}$

Les composants implantés sur le module de réverbération devraient porter Fh à 50 kHz environ. Dans la réalité, Fh est sensiblement plus basse en raison du temps de réponse non négligeable de l'amplificateur. Le retard apporté par un RD 5108 sera donc supérieur à 40 ms, Fe étant inférieure à 25 kHz (entre 20 kHz et 25 kHz).

RÉALISATION PRATIQUE

Le montage, dont l'implantation et le tracé des pistes sont indiqués en **figure 11 a** et **11 b**, tient sur un circuit imprimé simple face de 50 × 80 mm. Une sage précaution consistera à implanter le registre sur un support. On veillera à ne pas inverser la polarité de D_1, ce qui aurait pour effet de décharger presque instantanément la pile en la court-circuitant. Faut-il rappeler par ailleurs de bien orienter les condensateurs chimiques ?

Signalons enfin simplement que P_1 peut être supprimé à condition de relier ensemble les sorties P_{1a} et P_{1b} : le taux de réverbérabion sera alors maximal. En cas d'emballement de la ligne à retard (rebouclage perpétuel par excès d'amplification des signaux retardés), il suffit d'augmenter R_{15}. Le montage doit fonctionner dès la mise sous tension, puisqu'aucun réglage n'est à effectuer. Si vous souhaitez alimenter la réverbération sous une tension supérieure à 9 volts, il faudra certainement modifier la polarisation d'entrée du RD 5108 : veuillez consulter le diagramme n° 1 de la **figure 6** pour déterminer le point de repos adéquat.

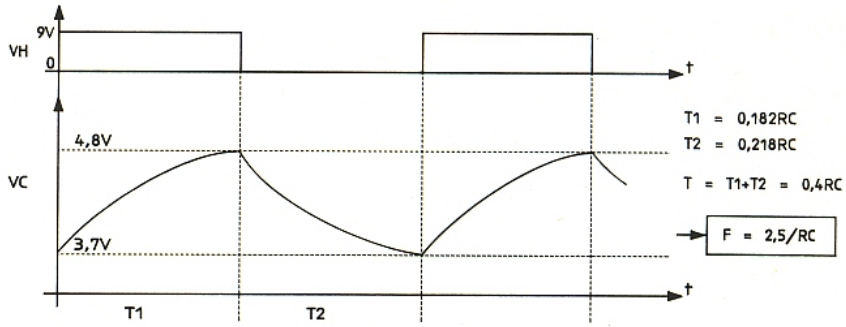


Figure 10

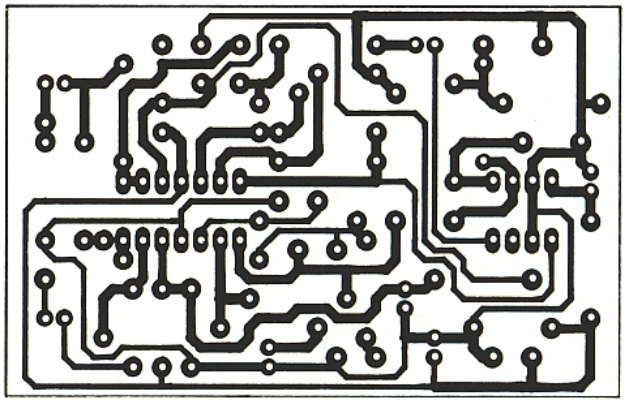


Figure 11 a

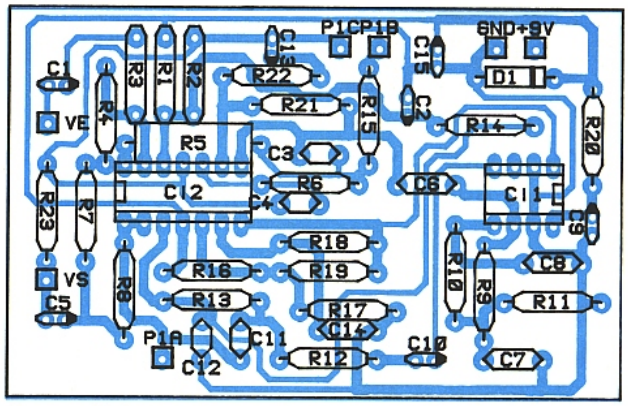


Figure 11 b

Domaines d'application

Les dimensions réduites du micro-module permettront de le loger directement dans la guitare, la table de mixage ou le préampli-micro. Le cas échéant, il pourra être utilisé comme pédale d'appoint pour tout instrument. L'étage d'entrée est prévu pour recevoir un microphone haute ou basse impédance, dont le niveau maximal avoisine 10 mVeff. (Guitare, microdynamique ou électret). Il faudra en tenir compte lors de la connexion d'une sortie ligne (>100 mV) à l'entrée du module.

J. LEFÈVRE

Nomenclature

Résistances

R_1 : 10 kΩ
R_2 : 10 kΩ
R_3 : 33 kΩ
R_4 : 820 kΩ
R_5 et R_6 : 68 kΩ
R_7 : 10 kΩ
R_8 : 33 kΩ
R_9 : 1 MΩ
R_{10} : 18 kΩ
R_{11}, R_{12} et R_{13} : 68 kΩ
R_{14} : 470 kΩ
R_{15} : 47 kΩ
R_{16} : 12 kΩ
R_{17} et R_{18} : 10 kΩ
R_{19} : 47 kΩ
R_{20} : 10 Ω
R_{21}, R_{22} : 10 kΩ
R_{23} : 1 kΩ

Condensateurs

C_1 : 2,2 µF
C_2 : 10 µF
C_3 et C_4 : 820 pF
C_5 : 10 µF
C_6, C_7 et C_8 : 100 nF
C_9 : 10 µF
C_{10} : 1 µF
C_{11} et C_{12} : 820 pF
C_{13} : 10 µF
C_{14} : 4,7 nF
C_{15} : 47 µF

Semiconducteurs

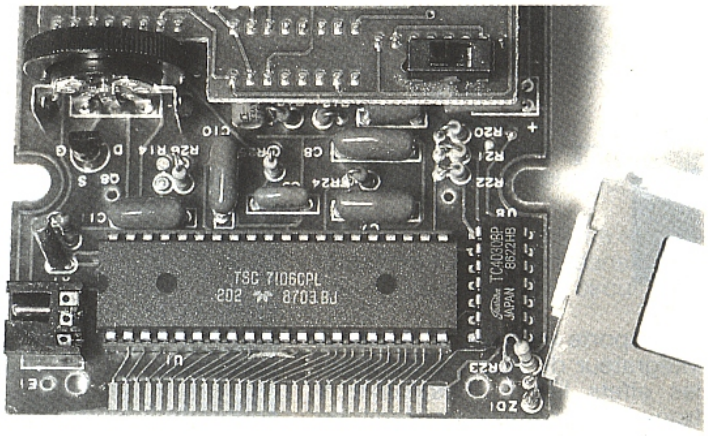
IC_1 : RD 5108
IC_2 : TL 074/TL 084
D_1 : 1 N 4001 à 1 N 4007

Divers

P_1 : 47 kΩ/linéaire
(Prévoir deux embases jack ou cinch dans le cas d'une mise en coffret)
Note : Tous les condensateurs chimiques sont des modèles à sorties radiales.

ICL 7106 - ICL 7107 convertisseur analogique numérique

Voici un circuit à très haute intégration dont les performances sont tout à fait remarquables bien qu'assez succint. Il décompose une valeur analogique sur une échelle de 2 000 points et restitue l'information de mesure sur trois chiffres et demi en cristaux liquides pour l'ICL 7106 et en segments luminescents pour l'ICL 7107.
Son utilisation fait appel à un nombre très réduit de composants périphériques et peut s'adapter à une grande variété d'applications.
Conçu à l'origine par INTERSIL, il est disponible chez d'autres constructeurs en seconde source améliorée, notamment MAXIM.



LES CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES

Les ICL 7106 et 07 ont depuis leur création fait l'objet de certaines améliorations notamment concernant la consommation qui ont donné lieu aux versions 7126,27 et 7136,37. De façon générale, ces circuits sont identiques hormis quelques points de détails qui ne remettent pas en cause la description suivante.
La partie conversion analogique-digitale fonctionne selon le principe de la double rampe (dual slope), qui, rappelons-le, consiste à mesurer le temps mis après l'intégration du signal d'entrée durant une période fixe, pour revenir à la position initiale en intégrant une tension de référence de signe opposé. Afin d'éviter les erreurs dues à la dérive de la capacité d'intégration et aux fluctuations du « zéro », ces convertisseurs acquièrent le signal en quatre phases consécutives, en employant une capacité supplémentaire dite « d'auto-zéro » comme nous le verrons plus loin. Pour les explications suivantes nous nous référerons uniquement au 7106.

La partie analogique du circuit se caractérise par une très grande impédance d'entrée. L'alimentation des segments est directe, sans interposition de dispositif amplificateur. L'afficheur électroluminescent est du type à anodes communes. Grâce à sa haute intégration, le circuit gère toutes les fonctions suivantes :
– alimentation sous potentiel contrôlé des segments
– décodage 7 segments
– génération d'un potentiel de référence
– base de temps pour déclenchement des opérations cycliques relatives à la mesure
Il possède une grande souplesse d'adaptation alliée à une très bonne précision de la mesure. Un efficace dispositif de filtrage interne lui assure un bon fonctionnement en environnement industriel. Il est équipé d'une entrée différentielle pouvant recevoir des polarités inverses, des fractions de potentiel ce qui lui permet d'exploiter directement des informations en provenance de transducteurs les plus divers.

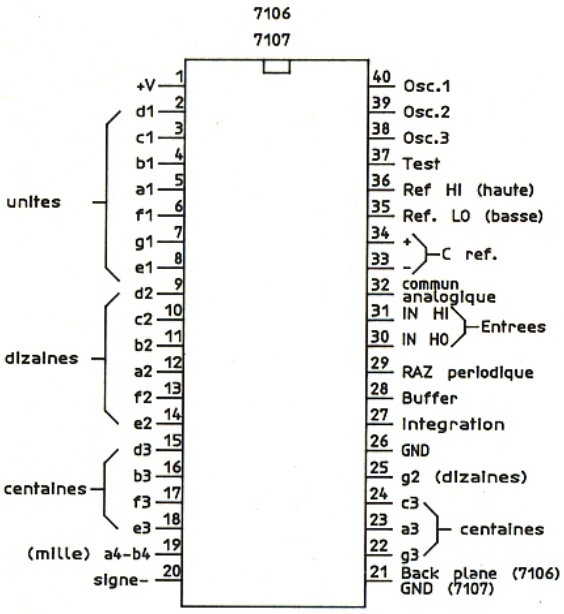


Figure 1 - Brochage.

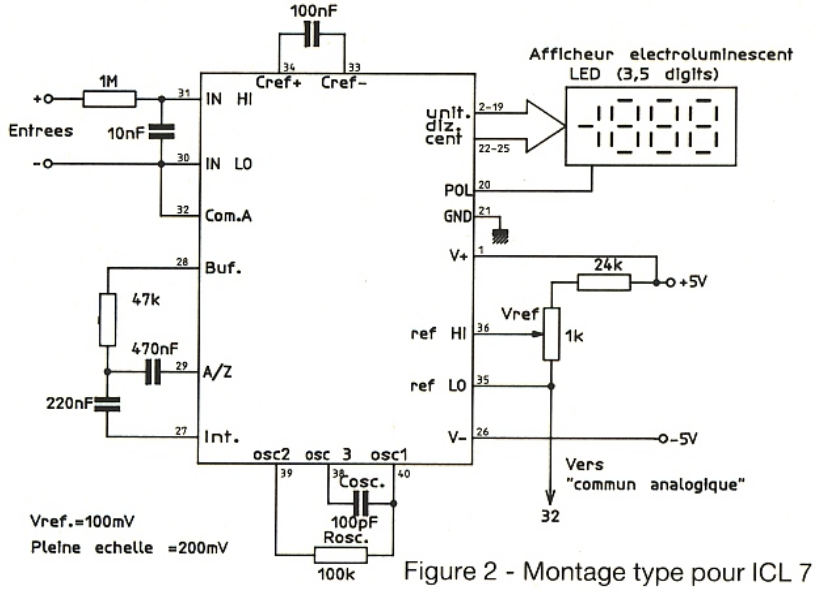


Figure 2 - Montage type pour ICL 7106.

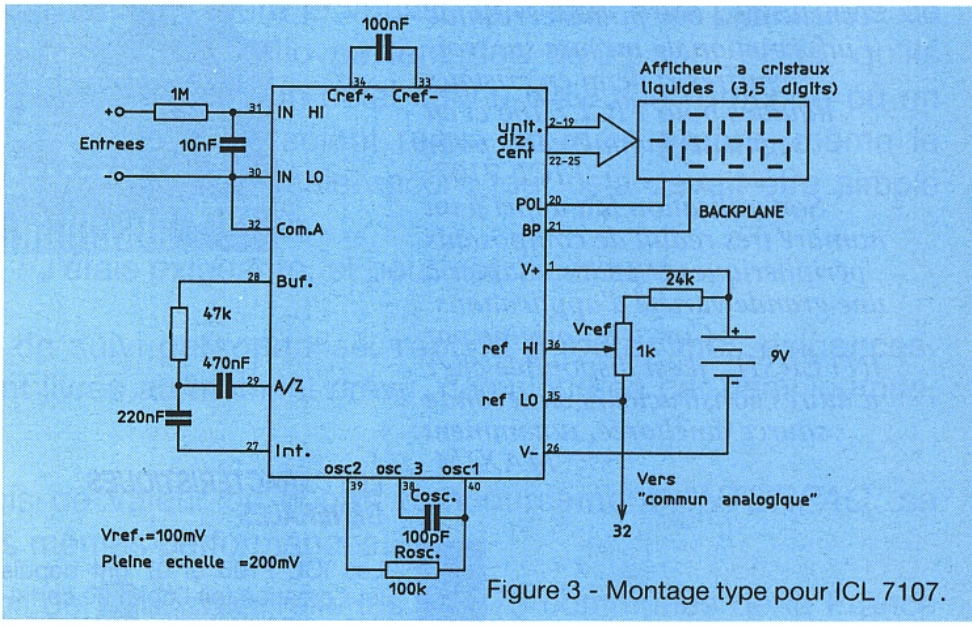


Figure 3 - Montage type pour ICL 7107.

Il comporte en outre un système intégrateur du zéro qui éliminera les effets liés à l'hystérésis. Il trouve son application dans les mesures les plus diverses : pression, potentiel, résistance, température, conductance, débit, vitesse...
La **figure 1** donne le brochage du boîtier dual in line 40 broches. Les **figures 2** et **3** font état des montages-types pour les deux circuits intégrés ICL 7106 et 7107.

LA SECTION ANALOGIQUE :

Elle fait l'objet du schéma de principe de la **figure 4** ; elle est

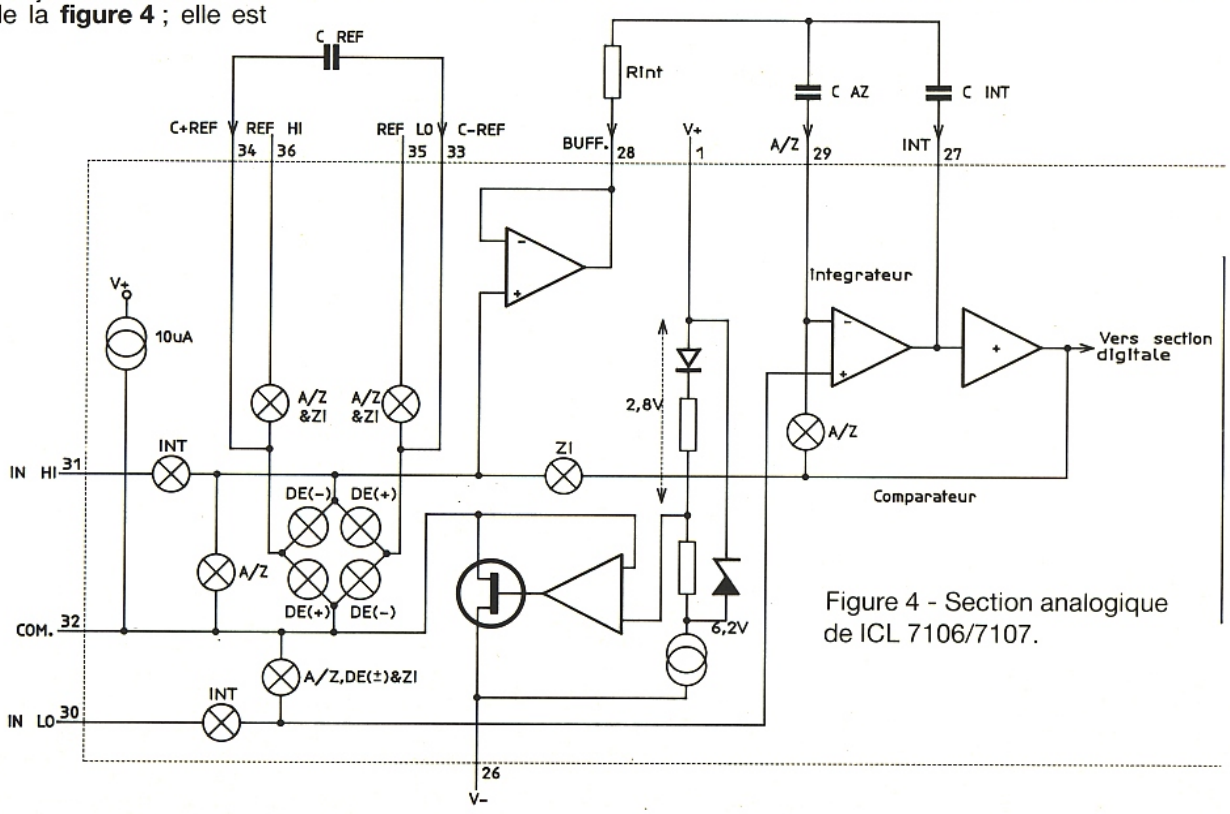


Figure 4 - Section analogique de ICL 7106/7107.

d'ailleurs commune aux deux types de circuits intégrés décrits. Chaque cycle de mesure se divise en quatre phases consécutives :
– remise à zéro automatique
– intégration du signal
– intégration de la référence
– intégration du zéro

Remise à zéro automatique :

Trois événements ont lieu durant cette phase. Les entrées IN-HI et IN-LO sont déconnectées des broches et couplées avec l'entrée "COMMUN ANALOGIQUE". Ensuite, la capacité de référence est chargée au potentiel de référence. A la fin de ces opérations l'ensemble est contre-réactionné pour charger la capacité d'auto-zéro afin de compenser les tensions d'"offset" dans le comparateur, l'amplificateur et l'intégrateur.

Intégration du signal :

Les entrées internes correspondant aux broches IN-HI et IN-LO sont de nouveau en relation avec les broches : le shuntage précédemment évoqué cesse et la boucle d'auto-zéro est ouverte. Alors le convertisseur intègre la différence de potentiel entre IN-HI et IN-LO, pendant une durée fixe.

Intégration de la référence

L'entrée IN-HI est maintenant reliée intérieurement sur la capacité de référence précédemment chargée, alors que l'entrée IN-LO se trouve couplée à la broche "COMMUN ANALOGIQUE". La lecture digitale du contenu du compteur est alors :

$$1\,000 \times \frac{V_{IN}}{V_{RÉF.}}$$

Intégration du zéro :

La capacité de référence est chargée au potentiel de référence. Un dispositif interne assure la remise à zéro du système intégrateur. Cette phase se caractérise par une durée se situant entre 11 et 140 impulsions élémentaires issues de l'oscillateur et peut atteindre 740 impulsions en dépassement.

Référence différentielle :

Le potentiel de référence peut être fixé intérieurement, indépendamment du potentiel d'alimentation du circuit intégré. Suivant le sens de variation du potentiel sur les entrées, pour des raisons liées à la charge de la capacité de référence, on peut constater de légères différences de mesure. Ces différences sont minimes. Ajoutons que la référence différentielle usuelle est de l'ordre de 100 mV.

Entrées différentielles :

Pour la valeur de la référence différentielle évoquée précédemment, le potentiel d'entrée peut varier de 0 à 200 mV ; l'indication digitale atteint alors 1999, qui correspond à la capacité maximale d'affichage. A noter que le circuit intégré fonctionne également dans le cas d'inversion des polarités des entrées ; l'affichage est d'ailleurs prévu en conséquence par l'apparition du signe "moins", le cas échéant.

Commun analogique :

Le but premier de cette broche est de fixer la tension de mode commun lors d'opérations sur batterie. C'est utile aussi bien pour l'ICL 7106 que pour tout autre système où les signaux d'entrée sont flottants par rapport à la source d'alimentation. Une tension qui vaut approximativement $V^+ - 2{,}8$ V est fixée à cette broche. L'impédance de sortie avoisine 15 Ω et la dérive thermique typique vaut 80 ppm °/C. En règle générale, lors de la mise en œuvre du circuit ICL 7106 destiné à l'alimentation de segments LED, il se produit une légère dégradation du niveau du potentiel de cette entrée, du fait de la consommation des segments. On constate d'ailleurs, une augmentation de température du boîtier. Cette dégradation est plus importante lorsque l'on affiche des valeurs plus grandes mettant en jeu davantage de segments. Des corrections internes ont été prévues.
Un palliatif à ce problème consiste à recourir à une référence extérieure ainsi que l'indique la **figure 5**.
Notons que ce problème est pratiquement inexistant dans le cas de l'utilisation du circuit ICL 7107.

Entrée test :

Si on relie cette entrée au potentiel + V, tous les segments sont alimentés et on relève l'affichage de la valeur "– 1 888". A noter que dans ce cas, le potentiel délivré par les sorties vers les segments est continu, même pour le circuit ICL 7107, pour lequel l'alimentation normale se caractérise par des créneaux symétriques.

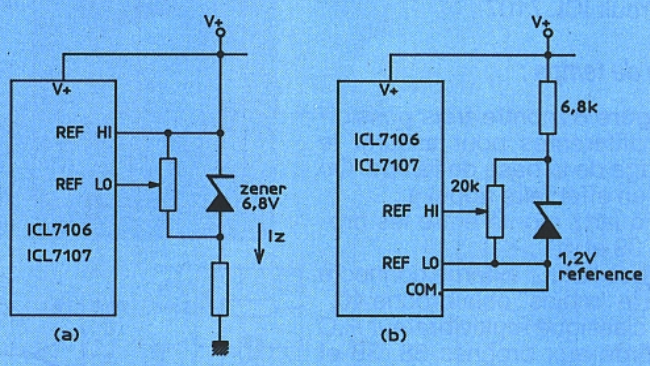


Figure 5 - Recours à une référence extérieure.

LA SECTION NUMÉRIQUE

Le principe du schéma de la section digitale est représenté en **figure 6** pour le circuit ICL 7106 et en **figure 7** pour le circuit ICL 7107.

ICL 7107

La Zéner interne de 6,2 volt constitue une référence digitale. La fréquence disponible sur la sortie "BACK PLANE" est le résultat d'une division par 800 de la base de temps de l'oscillateur.
Cette base de temps détermine également le nombre de lectures par seconde. Par exemple avec une base de temps de 48 kHz, le convertisseur réalise trois lectures à la seconde et la sortie "BACK PLANE" fournit des créneaux de 5 V à une fréquence de 60 Hz, pour un pilotage correct des cristaux liquides constituant les segments.

ICL 7106

Il est soumis aux même règles concernant le fonctionnement de la base de temps. Par contre, la sortie "BACK PLANE" est bien sûr inexistante et les étages de sortie destinés à l'alimentation des segments électroluminescents des afficheurs sont constitués transistors MOS de type "N". Le débit nominal par segment est calibré à 8 mA. La sortie correspondant à la broche 19 qui alimente simultanément deux segments (a et b) du chiffre des "1 000", fournit 16 mA.
Le signe "moins" n'apparaît que dans le cas d'un potentiel négatif entre IN-HI et IN-LO ; cette remarque s'applique également au circuit ICL 7107.

Base de temps :

La **figure 8** montre trois possibilités différentes pour assurer le pilotage de la base de temps. On peut en effet faire appel à :
– un quartz monté entre les broches 39 et 40.
– un oscillateur externe connecté entre le "moins" et la broche 40.
– un classique multivibrateur R,C raccordé aux broches 38, 39 et 40.
La fréquence qui résulte du fonctionnement de cette base de temps constitue la trame de guidage des opérations cycliques de mesure, à savoir : l'intégration du signal (1 000 unités), la déintégration de la référence (0 à 2 000 unités), la remise à zéro automatique (260 à 2 989 unités)

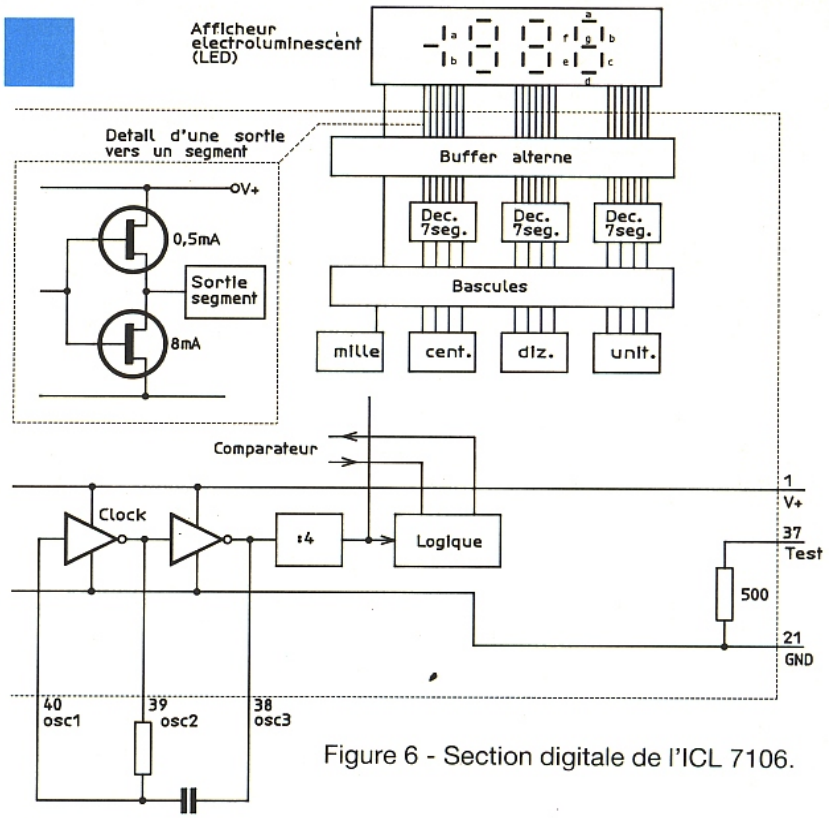


Figure 6 - Section digitale de l'ICL 7106.

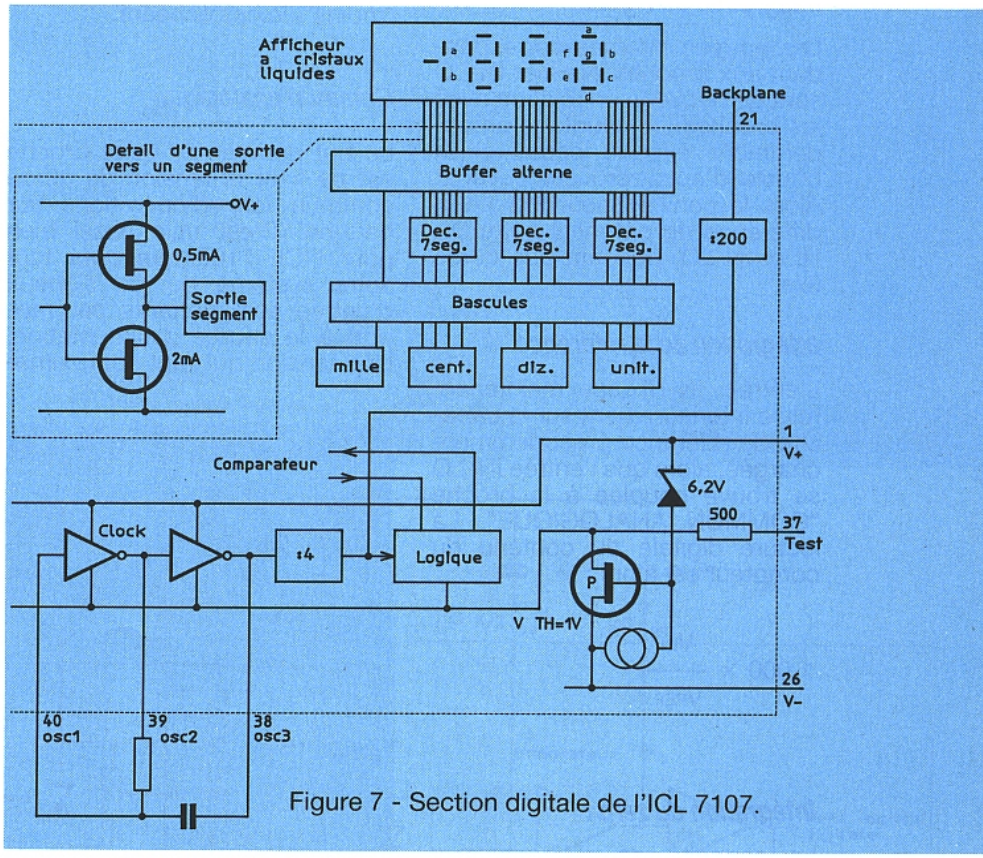


Figure 7 - Section digitale de l'ICL 7107.

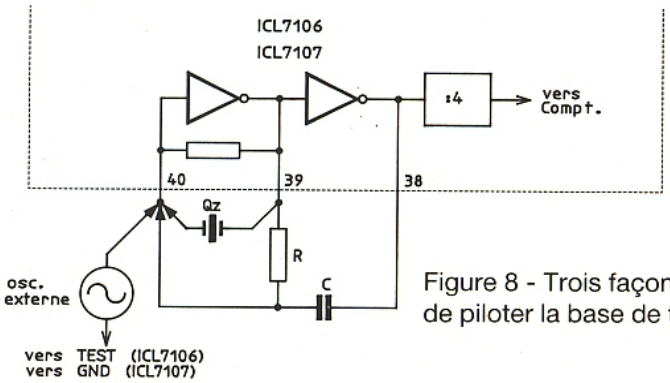


Figure 8 - Trois façons de piloter la base de temps.

et l'intégration du zéro (11 à 740 unités). Le cycle complet correspond à 4 000 unités, c'est-à-dire à 16 000 périodes de l'oscillateur, compte-tenu de la division de la fréquence par 4 réalisée en aval de ce dernier.
Les fréquences usuelles de la base de temps sont 30, 40, 48, 60, 80, 120 et 240 kHz pour obtenir un maximum de rejection vis-à-vis du 60 Hz. S'agissant du 50 Hz, une bonne rejection est obtenue en faisant appel à des fréquences de 200, 100, 66, 50 et 40 kHz. On retiendra que 40 kHz est un bon compromis pour les deux fréquences industrielles les plus courantes que l'on trouve dans les différents pays.

LA SÉLECTION DE LA VALEUR DES COMPOSANTS PÉRIPHÉRIQUES

Capacité d'auto-zéro (broche 29)

Elle a une incidence sur le bruit interne engendré par le système. Pour une échelle de mesure de 2 V, on choisit C = 0,047 µF. Pour 200 mV, on retient 0,47 µF.

Capacité de référence : (broches 33/34)

La limite à ne pas atteindre est définie par la saturation de l'intégrateur (à 0,3 V de chaque tension d'alimentation). Sur la plage de 2 V, avec le "COMMUN ANALOGIQUE" comme référence, la valeur de 0,22 µF est tout à fait acceptable pour une base de temps de 48 kHz, aboutissant à 3 lectures par seconde. Cette valeur est à adapter en suivant une règle inversement proportionnelle à la fréquence des oscillations délivrées par la base de temps.
Afin de disposer d'un maximum de linéarité, cette capacité sera du type "polyester".

Résistance d'intégration : (broche 28)

L'intégrateur et le buffer ont tous deux une sortie en classe A avec un courant de repos de 100 µA. De la sorte un courant de sortie de l'ordre de 20 µA n'affectera pas la linéarité. Pour une échelle de mesure de 2 V, cette résistance vaut 470 kΩ. Si l'échelle de mesure est de 200 mV, on la choisit égale à 47 kΩ.

Composants relatifs à la base de temps :

En règle générale et quelle que soit la fréquence, la valeur recommandée pour R est de 100 kΩ. La capacité C peut alors être déterminé par calcul, par l'application de la relation f = 0,45/RC. Ainsi pour une fréquence de la base de temps de 48 kHz, il convient d'utiliser une capacité de 100 pF.

Tension de référence :

Pour un potentiel de pleine échelle correspondant à 2 volt, $V_{RÉF.}$ = 1 volt. Pour 200 mV, la valeur de $V_{RÉF.}$ est de 100 mV seulement.
En fait tout réglage intermédiaire est possible notamment pour l'adaptation à des potentiels délivrés par des transducteurs dont on veut convertir la valeur analogique en indication digitale.

Alimentation en cas d'utilisation du circuit ICL 7107 :

Pour certaines applications nécessitant une tension symétrique ± 5 volt par exemple, il est possible de partir d'une tension simple de + 5 V, et grâce aux impulsions de la base de temps, d'obtenir le résultat souhaité comme le montre la **figure 9.**

A noter que toutes les applications ne nécessitent pas une alimentation symétrique. C'est le cas :
– du recours à une référence extérieure (voir **figure 16**)
– si le signal est inférieur à ± 1,5 V
– si le signal peut être référencé au centre de la plage de mode commun du convertisseur.

INFORMATIONS COMPLÉMENTAIRES SUR L'UTILISATION DU CONVERTISSEUR A/D :

La puissance dissipée par le boîtier ICL 7106 n'est pas négligeable. La **figure 10** montre l'allure de la courbe exprimant l'intensité I débitée en fonction du potentiel V disponible sur la sortie vers un segment électroluminescent.

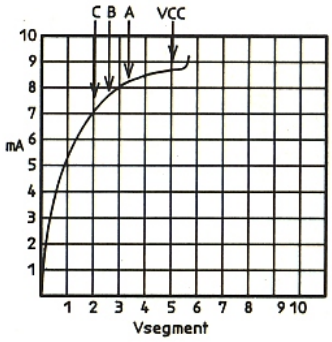


Figure 10 - ICL 7106 : courant et potentiel de sortie sur un segment.

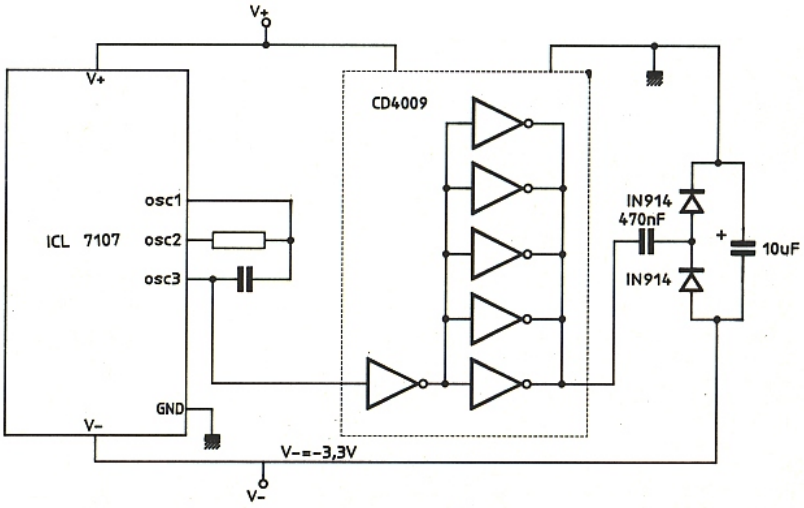


Figure 9 - Création d'une alimentation négative à partir de + 5 V :

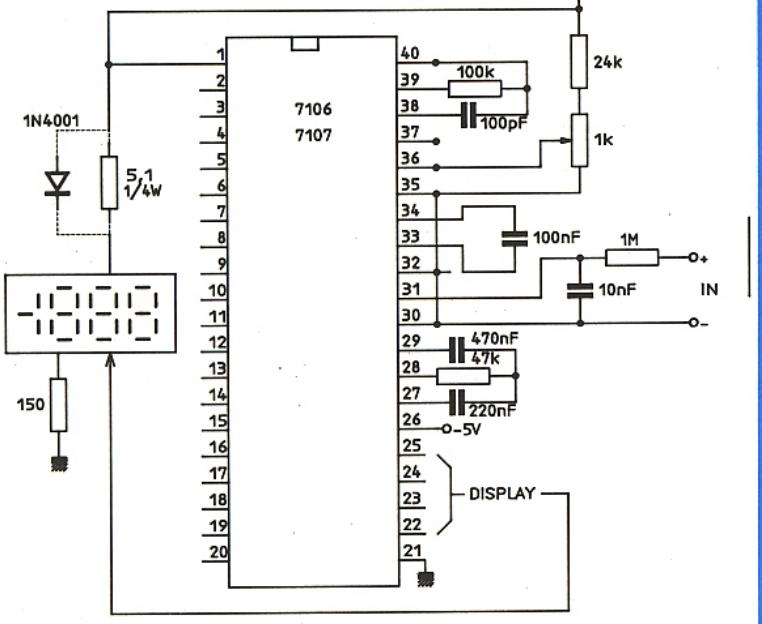


Figure 11 - Limitation de la puissance dissipée par diode et résistance.

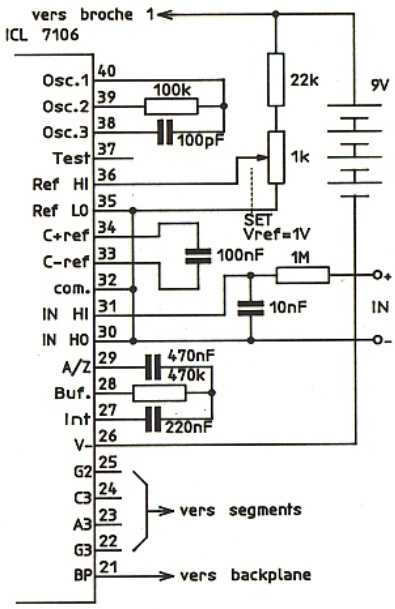


Figure 12 - ICL 7106 : utilisation d'une référence interne - Pleine échelle : 2 V - 3 lectures par seconde.

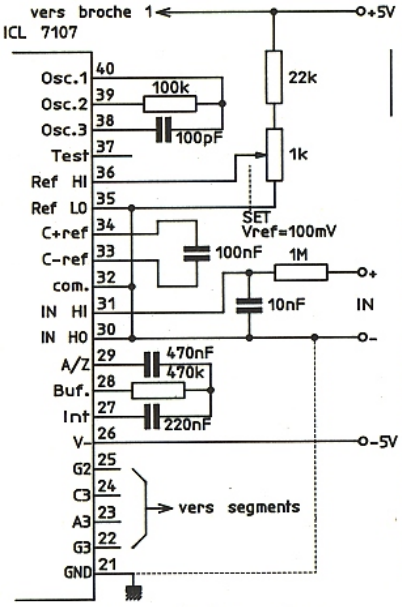


Figure 13 - ICL 7107 : utilisation d'une référence interne - Pleine échelle : 200 mV - 3 lectures par seconde.

Le point A de la courbe correspond au point nominal de fonctionnement (3,2 V et 8,1 mA). Dans ce cas, la puissance dissipée maximale (indication de la valeur – 1 888) est de :
8,1 mA × 3,2 V × [(7 × 3) + 2 + 1] = 622 mW.
Rappelons que la conséquence de cette puissance est qu'elle nuit à la précision du convertisseur à cause des irrégularités qu'elle engendre au niveau de la consommation et de l'augmentation de la température du boîtier.
En intercalant dans le circuit de retour des anodes communes des segments, une résistance de 5,1 Ω, avec, en parallèle, une diode, (voir **figure 11**) on obtient :
– Une réduction de 5 % seulement du débit (point B de la courbe), ce qui est imperceptible au niveau de la luminosité pour un observateur.
– Une baisse du potentiel V de sortie de l'ordre de 0,7 volt.
Dans ce cas l'intensité I vaut 7,7 mA et le nouveau potentiel V passe à 2,5 V. Il en résulte une diminution tout à fait appréciable de la puissance dissipée, de près de 26 %. En effet, la nouvelle puissance dissipée devient :
7,7 mA × 2,5 V × 24 = 462 mW.
Le point C de la courbe correspond au point de fonctionnement où tous les segments de l'afficheur sont allumés : c'est l'incidence de la résistance de 5,1 Ω. La différence entre les points B et C est tout à fait minime. Elle est en tout cas imperceptible par l'observateur de l'affichage.

OSCILLOSCOPE 9020

Beckman Industrial™

LA BONNE MESURE
2 x 20 MHz

LIGNE A RETARD.
2 SONDES VARIABLES 1/1 ET 1/10.
GARANTIE 2 ANS.
Ecran de 80 x 100 mm.
Testeur de composants.
Rotation de trace.
Fonctionnement X-Y.
Hold off variable.
Recherche automatique de trace.
CH1, CH2, CH1 +ou - CH2.
Sensibilité hor. 5 mV/div.

A crédit : 990 F comptant
12 mensualités de 284,80 F

3990F/TTC

GENERATEUR DE FONCTIONS FG2
De 0,2 Hz à 2 MHz en 7 gammes.
Signaux carrés, triangulaires et sinusoïdaux.
Rapport cyclique variable.
Distortion inférieure à 30 dB.
Entrée modulation de fréquence.

2090F/TTC

A crédit : 590 F comptant
6 mensualités de 269,70 F

En vente chez : (port gratuit)

ACER composants
42, rue de Chabrol
75010 PARIS
Tél. : 47 70 28 31
Télex : 643 608

ACER Reuilly cpts
79, boulevard Diderot
75012 PARIS
Tél. : 43 72 70 17
Télex : 643 608

DES EXEMPLES D'APPLICATIONS :

A la **figure 12**, il est fait appel à un ICL 7107 qui utilise sa référence interne. La pleine échelle correspond à 2 V et le convertisseur réalise 3 lectures par seconde.
La **figure 13** illustre la même utilisation, mais avec une pleine échelle de 200 mV seulement. A noter que l'entrée IN-LO est reliée au moins et au "COMMUN ANALOGIQUE".
A la **figure 14**, un ICL 7107 est utilisé avec un pont de mesure. La sensibilité peut être ajustée en faisant varier les résistances constituant le pont.
Un exemple de recours à une référence externe de 1,2 volt est représenté à la **figure 15**.
La **figure 16** montre l'utilisation d'un circuit ICL 7107 avec une alimentation unique de 5 V non symétrique : une référence extérieure est nécessaire dans ce cas.
Un exemple d'emploi d'ICL 7106 en thermomètre avec thermocouple nous est donné en **figure 17**. Il nécessite une référence de l'ordre de 50 mV qui pour un thermocouple de type J délivrant 50,4 µV/C donne une lecture directement réalisée en degrés.
Enfin, la **figure 18** illustre un exemple de réalisation simple d'un thermomètre digital exploitant la décroissance du V_{BE} d'un transistor en fonction de la température.

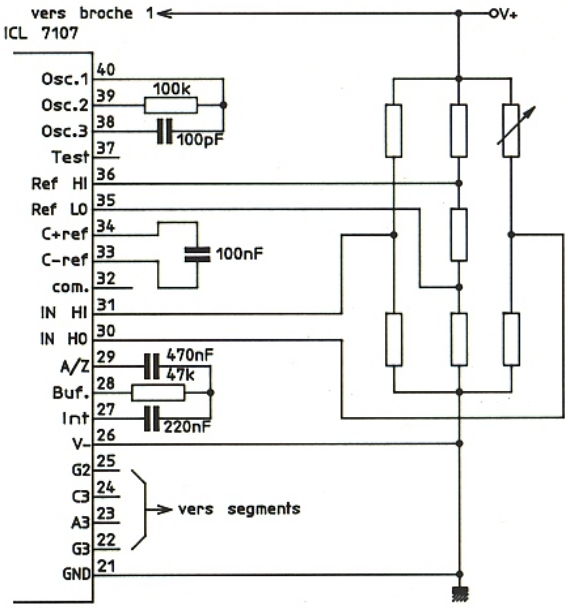


Figure 14 - ICL 7107 : mesure d'un potentiel fractionné.

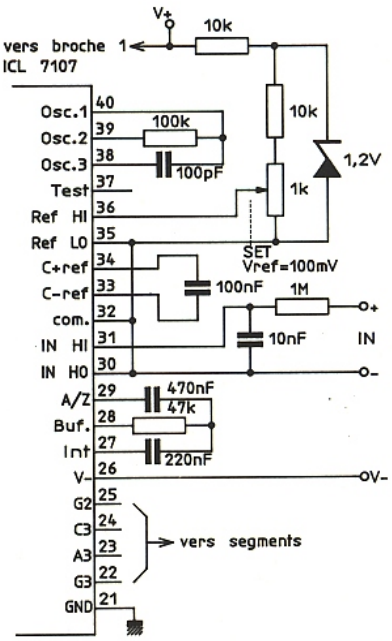


Figure 15 - ICL 7107 : utilisation avec une référence externe de 1,2 V.

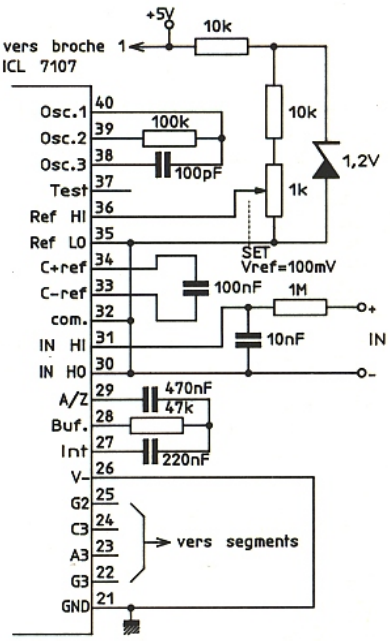
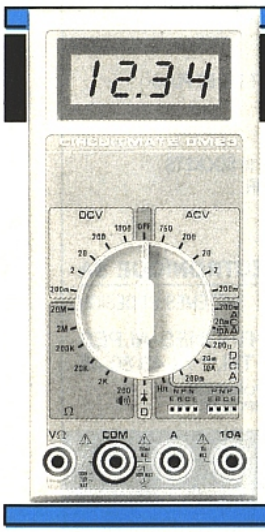


Figure 16 - ICL 7107 : alimentation simple + 5 V (référence extérieure nécessaire).



Beckman Industrial™

LA NOUVELLE GAMME DE MULTIMETRES ECONOMIQUES

DM10 : 17 gammes protégées par fusibles. Impédance d'entrée 10 MΩ. Précision O,8% VCC. ..... 359 F
DM15B : 27 gammes. Bip sonore. Protection 2A DC/AC. Impédance 10 MΩ. 1000 VDC/750 VAC. ..... 479 F
DM20L : identique au DM15B avec 30 gammes. Mesure du gain des transistors. Test logique. Calibre 2A. Lecture directe 200 MΩ et 2000 MΩ. ..... 539 F
DM23 : 23 gammes. Calibre 10A AC/DC. Bip sonore. Mesure du gain des transistors ..... 619 F
DM25L : identique au DM23 avec 29 gammes. Mesure de capacité en 5 gammes. Test logique. Lecture directe sur calibre 2000 MΩ. ..... 719 F
DM800 : 28 gammes. 4,5 digits. Fréquencemètre. Bip sonore. Fonction mémoire ..... 1395 F
DM850 : identique au DM800. Le DM850 mesure la valeur efficace vraie. ..... 1695 F

COMPTEUR UC10
5 Hz à 1000 MHz. 2 canaux d'entrée. Mesure de fréquences et rapport de fréquences. 4 temps de porte. Affichage LED à 8 digits. ..... **3195 F**

CAPACIMETRE CM20A
8 gammes de mesure. De 200 pF à 20000 µF. Résolution de 1pF. Précision 0,5% ..... **829 F**

En vente chez : *(port gratuit)*

ACER composants
42, rue de Chabrol
75010 PARIS
Tél. : 47 70 28 31
Télex : 643 608

ACER Reuilly cpts
79, boulevard Diderot
75012 PARIS
Tél. : 43 72 70 17
Télex : 643 608

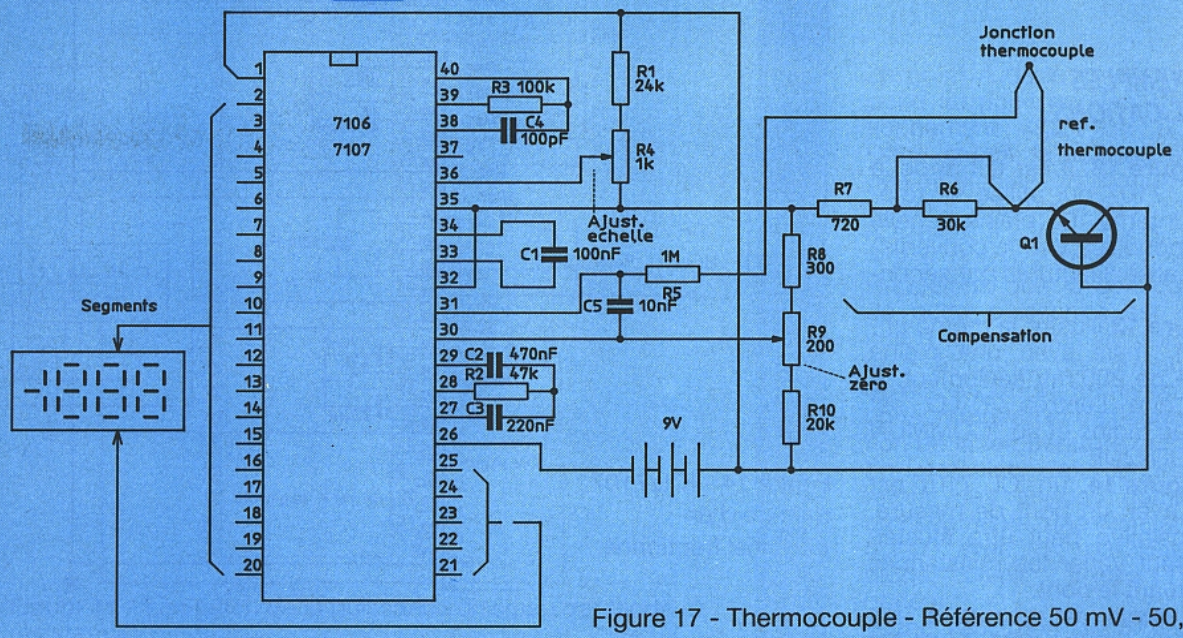


Figure 17 - Thermocouple - Référence 50 mV - 50,4 µV °/C.

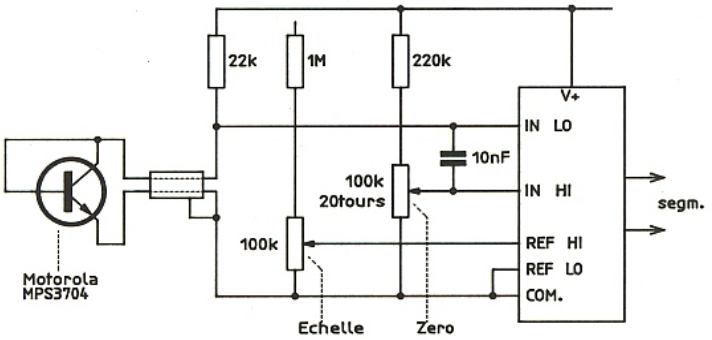


Figure 18 - Thermomètre digital.

FORMATION A LA RECEPTION SATELLITES

Apprendre rapidement à maîtriser les nouvelles technologies de la télévision par satellites.

Astrelec en coopération avec le réseau de l'Education nationale met à votre disposition des cycles de différents niveaux.

ASTRELEC
34, rue de Bagneaux
45140 ST-JEAN-DE-LA-RUELLE
Tél. (16) 38 44 25 55

GRATUIT ☎ 38 43 43 40

Sans engagement de ma part je désire recevoir de plus amples renseignements sur la formation ASTRELEC.

Nom : _____ Société _____

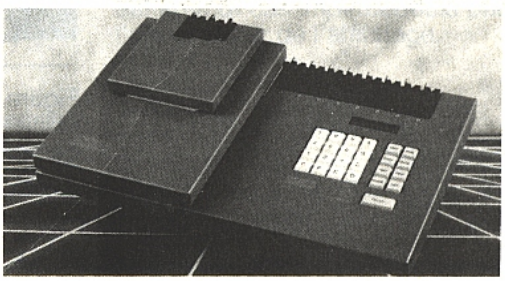
Adresse : _____

Tel : _____

ERP 12-89 RPE

3 PROGRAMMATEURS DE MEMOIRES EN 1

ETUDE PRODUCTION TEST



SYSTEMES UNIVERSELS ou DEDIES AUTONOME OU COMMANDE A DISTANCE (compatible avec les protocoles DATA I/O*)
EEPROM PROM PAL EPLD MICROPROCESSEUR
compatible avec les family/pinout code de DATA I/O
FLOPPY 3"1/2 EN OPTION (pour remise à niveau) — SUPPORT DIL ET PLCC
INTERFACE SERIE ET PARALLELE EN STANDARD
LOGICIEL DE COMMUNICATION SUR XT/AT PROMSOFT "C"
compatible avec promlink* de DATA I/O
HUIT SOCKETS 32 BROCHES EN STANDARD EXTENSIBLE A 16 SOCKETS
HUIT SOCKETS 40 BROCHES EPROM ET MICROPROCESSEUR
GARANTIE ET REMISE A NIVEAU DE 18 MOIS

CK ELECTRONIQUE

CK ELECTRONIQUE SA
SYSTÈMES ET DESIGN

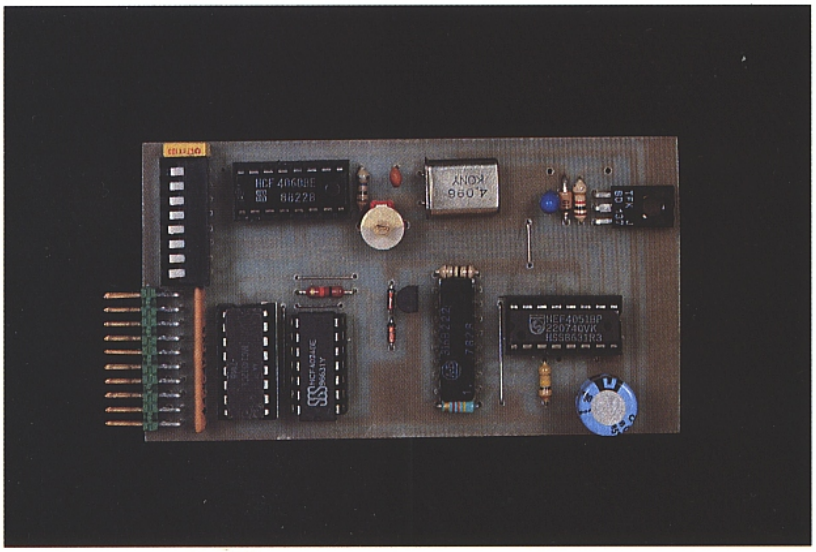
PARIS
Tél. : 60 13 09 65

RHÔNES-ALPES
Tél. : 74 43 80 45

*DATA I/O EST UNE MARQUE DEPOSEE PAR DATA I/O CORPORATION
*PROMLINK EST UNE MARQUE DEPOSEE PAR DATA I/O CORPORATION

Réalisation d'un analyseur logique à 8 voies

La réalisation et la mise au point de montages à base de circuits logiques peut présenter quelques difficultés quand des séquences interdépendantes doivent être visualisées. Un oscilloscope à double trace se révèle souvent insuffisant. Une batterie d'indicateurs logiques à diodes LED, bien qu'extensible, est inopérante dès que les temps de commutation atteignent quelques dixièmes de seconde, l'œil humain ne distinguant plus rien. L'analyseur logique s'impose dans ce cas, sa réalisation est simple, et le coût modique.



DÉFINITION D'UN ANALYSEUR LOGIQUE

C'est un ensemble effectuant une lecture séquentielle du niveau des entrées, leur conversion en tension, et leur échelonnement sur le tube cathodique de l'oscilloscope en synchronisme avec un signal d'horloge aussi stable que possible. Ce qui s'énonce clairement se réalise simplement, comme nous le verrons au long des paragraphes suivants, détaillant les circuits mis en œuvre.

Une horloge stable : le quartz s'impose !

Les quartz de taille standard se trouvent aisément, pour des sommes fort modestes, au point qu'il devient mesquin de s'en passer. La fréquence adoptée est 4 096 kHz mais toute autre valeur, inférieure au maximum admissible par les circuits de comptage CMOS, de l'ordre de 5 MHz, peut convenir, ce qui permet de mettre à contribution les fonds de tiroir. Un oscillateur démarrant au quart de tour, sans mise au point préalable, offrant au surplus, des étages diviseurs ? Le CD 4060 correspond à ces critères. Nous en tirerons la quintessence en exploitant les huit premières divisions accessibles déterminant des temps d'analyse des huit voies à analyser :

- Q_4 : 31, 25 µs
- Q_5 : 62 µs
- Q_6 : 125 µs
- Q_7 : 250 µs
- Q_8 : 500 µs
- Q_9 : 1 ms
- Q_{10} : 2 ms
- Q_{11} : non connecté
- Q_{12} : 8 ms

Ces huit cadences de comptage, commutables par un switch minidip à huit contacts, conviendront à la plupart des montages à contrôler. Il est bon, toutefois, de savoir que pour une lisibilité optimale des huit traces, le signal d'horloge doit être dix fois plus rapide que celui à visualiser. Si les temps de commutation à observer sont trop rapides, il est possible de les ralentir, en modifiant leur fréquence d'horloge propre, indépendamment de celle de l'analyseur au moyen d'un quelconque générateur d'impulsions.
Notre CD 4060 est donc le diapa-

son chargé de donner le LA au chef d'orchestre dirigeant les circuits de commutation.

Le chef d'orchetre : un CD 4024

Pour lire les signaux présents sur chacune des voies, et les restituer en corrélation, sur une seule sortie, un synchronisme parfait doit être réalisé. C'est le rôle dévolu à un compteur binaire à sept bits, dont nous n'utiliserons que la moitié pour définir les huit adresses entre 000 et 111, nécessaires pour piloter les deux multiplexeurs à mettre en action. Pourquoi un 4024, plutôt qu'un demi 4518 ou autre compteur binaire ? Ne cherchez pas, c'est tout simplement pour l'ordre des trois sorties utilisées, simplifiant le tracé du circuit imprimé, et nulle autre mystérieuse raison ! A chaque voie en entrée, son adresse, et en sortie, son bon moment. Notons que le tracé du circuit imprimé ne présente pas de sortie déclenchement monocoup pour l'oscilloscope. Ce dispositif, très simple à réaliser, se contente du déplacement de la remise à zéro du 4024 (br.2) sur la sortie Q_5 (br.5) au lieu de Q_4, devenant dans ce cas précis, une sortie de synchronisation.

Lecture voie par voie

L'état logique des huit voies est lu séquentiellement, et restitué sur une seule sortie en huit moments distincts définis par des adresses correspondantes, par un multiplexeur logique à 8 entrées/1 sortie CD 4512, aiguillé par les sorties $Q_1/Q_2/Q_3$ du CD 4024. Les commandes de blocage et du troisième état (br. 10 et 15) sont inhibées par mise à la masse.

Le multiplexage analogique

Un oscilloscope est un instrument de mesure analogique, n'acceptant sur ses entrées, que des tensions continues ou alternatives, nos huit voies devront être converties en quelque chose qu'il puisse digérer. Chaque voie peut présenter deux niveaux distincts (mode binaire) désignés par bas (proche du potentiel de la masse, soit zéro volt) et haut (dans la pratique, équivalent à la tension d'alimentation). Or, nous avons affaire à 8 voies à répartir sur une grille à dix divisions correspondant chacune à 1 V. Il faut tenir compte également de l'espacement séparant deux traces. Nous avons donc à gérer huit traces au niveau bas, se dédoublant pour figurer les niveaux hauts. Nous aboutissons au compromis suivant : huit seuils de tension répartis également entre 0 et 7 V pour les niveaux logiques bas, et un décalage de l'ensemble de + 0,6 V sur passage au niveau haut. Ceci est réalisé par un pont diviseur de tension à 10 résistances, ventilé comme suit : 100 ohms recevant la tension de décalage de 0,6 V puis huit de 2,2 kΩ définissant les sept seuils de 1 V et finalement une dernière, de 4,3 kΩ (valeur théorique : 4,4 kΩ), alimentée par une tension stabilisée approximativement à 10 V. Le décalage de + 0,6 V est accompli par le transistor NPN Q_1, associé à deux diodes 1 N 4148, à chaque fois que le multiplexeur logique (CI_2) présente un niveau bas à sa sortie. Reste à aligner les huit niveaux de tension continue sur une seule sortie ! Ici, nous avons besoin de commuter des valeurs analogiques. Soit ! Nous faisons appel à un multiplexeur analogique à 8 voies/1 voie (réversible dans les deux sens) CD 5051. Les dix seuils de tension sont chargés dans le bon ordre dans CI_2, la commutation étant synchronisée par le CI_3 en corrélation parfaite avec le multiplexeur logique. A l'état d'une voie d'entrée logique, correspond parfaitement un seuil de tension continue (analogique) évoluant entre sa valeur nominale (en fonction de l'ordre qui lui est affecté) et un plafond limité à 0,6 V. Nous étalons donc nos huit voies entre 0 V et 7,6 V sur le réticule de l'oscilloscope.

DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE

En tenant compte des composants normalisés disponibles sur le marché, de coût modique, nous allons constater les effets des tolérances sur les tensions obtenues sur la maquette. L'alimentation toute simple pour notre analyseur, se contente d'un transistor surdimensionné par rapport au courant consommé (l'entrée d'alimentation de l'analyseur pouvant s'accommoder de tensions comprises entre 12 et plus d'une trentaine de volts sans inconvénient), d'une résistance et d'une diode zener de 11 V. Il en résulte que la tension stabilisée délivrée sera de l'ordre de 10,4 V ce qui impliquera, compte tenu de la résistance R_8 en série avec le pont diviseur côté masse, des seuils de 1 V légèrement supérieurs, variant de 80 mV pour le plus bas, à 0,36 V sur le dernier (la valeur de 4,3 k de R_6 y est également pour quelque chose). Cela affectera légèrement l'allure des niveaux logiques hauts visualisés par l'oscilloscope, sans altérer la lec-

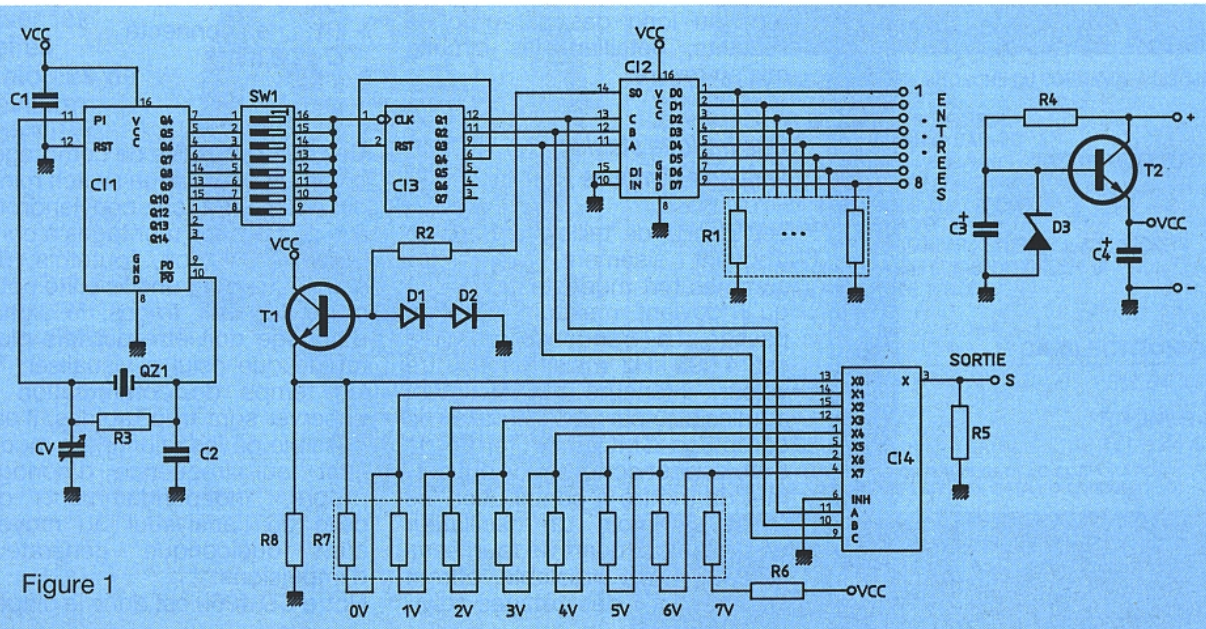


Figure 1

ture qui consiste simplement à distinguer nettement les créneaux des signaux logiques. Il est possible d'obtenir un décalage de tension sur les niveaux logiques hauts plus important, de 0,9 V, en substituant à D_1 une diode au germanium, et en remplaçant Q_1 par un transistor à effet de champ tel le BF 245 monté en drain commun solution, évitant la tension de seuil d'un transistor bipolaire, de l'ordre de 0,6 V.

Mise au point

C'est un bien grand mot, pour une réalisation qui n'en nécessite pas ! A condition que toutes les soudures soient correctes, et que les composants soient correctement insérés, l'analyseur démarre dès la mise sous tension. Un contrôle rapide suffit. Procéder par étapes constitue le réflexe essentiel pour tout montage. Assurons-nous que tous les contacts du switch minidip sont ouverts (CI_3 ne comptant pas), mettons l'analyseur sous tension, et mesurons les huit seuils de tension présents aux bornes du pont diviseur. En sortie du multiplexeur analogique CI_4, nous trouvons la valeur de l'un des huits seuils précédemment contrôlés. Cette valeur dépend de l'adresse aléatoire sur laquelle C_{13} est positionné. Il suffit de toucher du doigt l'entrée de comptage (br. 1) pour que le compteur affiche une autre valeur en sortie de CI_4. Positionnons alors le contact 8 du minidip (sortie Q_{12} de CI_1), et connectons l'oscilloscope sur la sortie de l'analyseur : diviseur d'entrée sur 1 V/division et base de temps sur 1 ms/division. Nous voyons apparaitre une rampe de huit créneaux échelonnés correspondant tous au niveau logique bas imposé aux entrées de CI_2 par R_1. Accélérons la base de temps pour ne plus voir que huit traces parallèles, puis, à l'aide d'un fil de cablage, appliquons un niveau haut (+ 10 V) sur chacune des entrées pour voir s'effectuer le décalage. Sélectionnons la cadence la plus rapide et procédons à la même manipulation. Ce contrôle sommaire étant effectuée, il ne reste plus qu'à installer le circuit imprimé dans un coffret et à l'utiliser. Selon la vitesse de commutation des circuits à analyser, la cadence d'analyse sera sélectionnée par SW_1. Dans le cas de l'emploi de l'analyseur logique avec l'oscilloscope en déclenchement monocoup, il y aura lieu d'effectuer la petite modification précitée et appliquer à la fois le signal issu de CI_4 sur une entrée, et Q_4 de CI_3 sur la borne de déclenchement externe. Ainsi, le point de départ de l'analyse sera toujours le même. Mais il est également possible de déclencher le balayage de l'oscilloscope par un signal issu du circuit à étudier lui-même.

B. Bencic

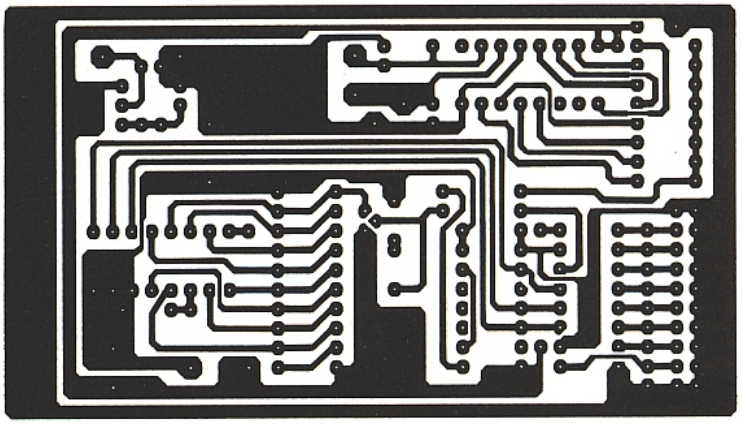


Figure 2

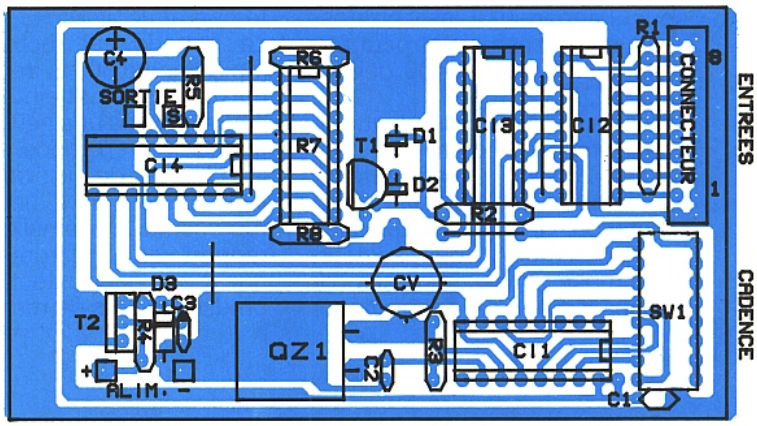
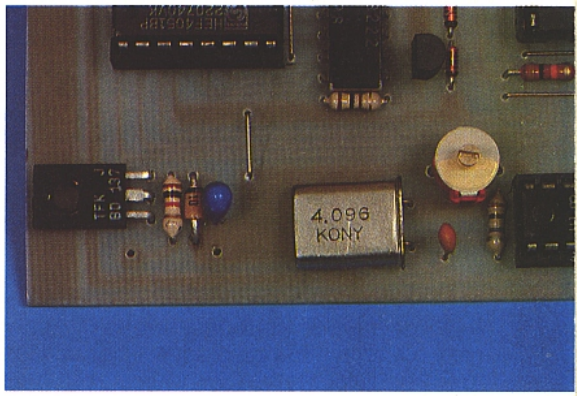


Figure 3



Nomenclature

Résistances

R_1 : réseau SIL 8 × 4,7 kΩ ou 10 kΩ (8 résistances même valeur 0,25 W)
R_2 : 10 kΩ/0,25 W
R_3 : 10 MΩ/0,25 W
R_4 : 1 kΩ/0,25 W
R_5 : 100 kΩ
R_6 : 4,3 kΩ/0,25 W 5 %
R_7 : réseau DIL 8 × 2,2 kΩ ou 8 résistances de 2,2 kΩ 0,25W
R_8 : 100 Ω/0,25 W

Condensateurs

C_1 : 10 nF
C_2 : 47 pF céramique
C_3 : 2,2 µF/35 V tantale goutte
C_4 : 47 µF/25 V
CV : 4 – 40pF ajustable

Semiconducteurs

D_1, D_2 : 1 N 4148
D_3 : zener 11 V, 0,5 W
Q_1 : BC 237
Q_2 : BD 137

Circuits intégrés

CI_1 : CD 4060
CI_2 : CD 4512
CI_3 : CD 4024
CI_4 : CD 4051

Divers

Quartz 4096 kHz
Supports de circuits intégrés
Connecteur 2 × 10 points au pas de 2,54 mm
Minidip à 8 contacts

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

OX 725. Calibre 1 mV à 50 v/div. 4 périodes sur l'écran à 20 MHz. Déclenchement crete à crete de grande stabilité. Déclenchement vertical sumultanément sur les 2 canaux. Analyse de la courbe point par point grâce au retard de balayage. Hold off variable. Indication Led d'un décalibrage.
4388F TTC

OX 710 C. Ecran diagonale 13 cm. 2 x 20 MHz. Sensibilité 5 mV/Div. Testeur de composants. Base de temps : 0,5 µs à 0,2 s. Déclenchement : interne, externe. TV déclenchée Avec 1 sonde.
3290F TTC

MX 545. 4000 points autoranging. LCD 20 mm. V-I, Ω test diodes. Mémorisation de la mesure (Peak-old). Alimentation secteur. Batterie option.
2420F TTC

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

Photos non contractuelles

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

NOUVELLE GENERATION
LABORATOIRE DE POCHE
5000 POINTS

MX 50
1430F TTC

MX 51
1770F TTC

MX 52
2360F TTC

Affichage : 4 chiffres LCD de 12 mm.
RMS : 60 dB - **RMC :** 120 dB AC/VDC ; 60 dB AC/VAC
ADP (Adaptateur) : Calibre 500 mVDC.
Cœfficient de température : 0,1 x précision/°C.
Etanchéité : IP 65.
Sécurité : Conforme CEI 348 Classe II.
Alimentation : Pile 9 V.
Dimensions : 40 x 82 x 189 mm
Masse : 400 g

metrix
chez CIBOT

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

ERP 12/89

Bon de commande ou de documentation

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

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