

LOISIRS ELECTRONIQUES D'AUJOURD'HUI

N°76

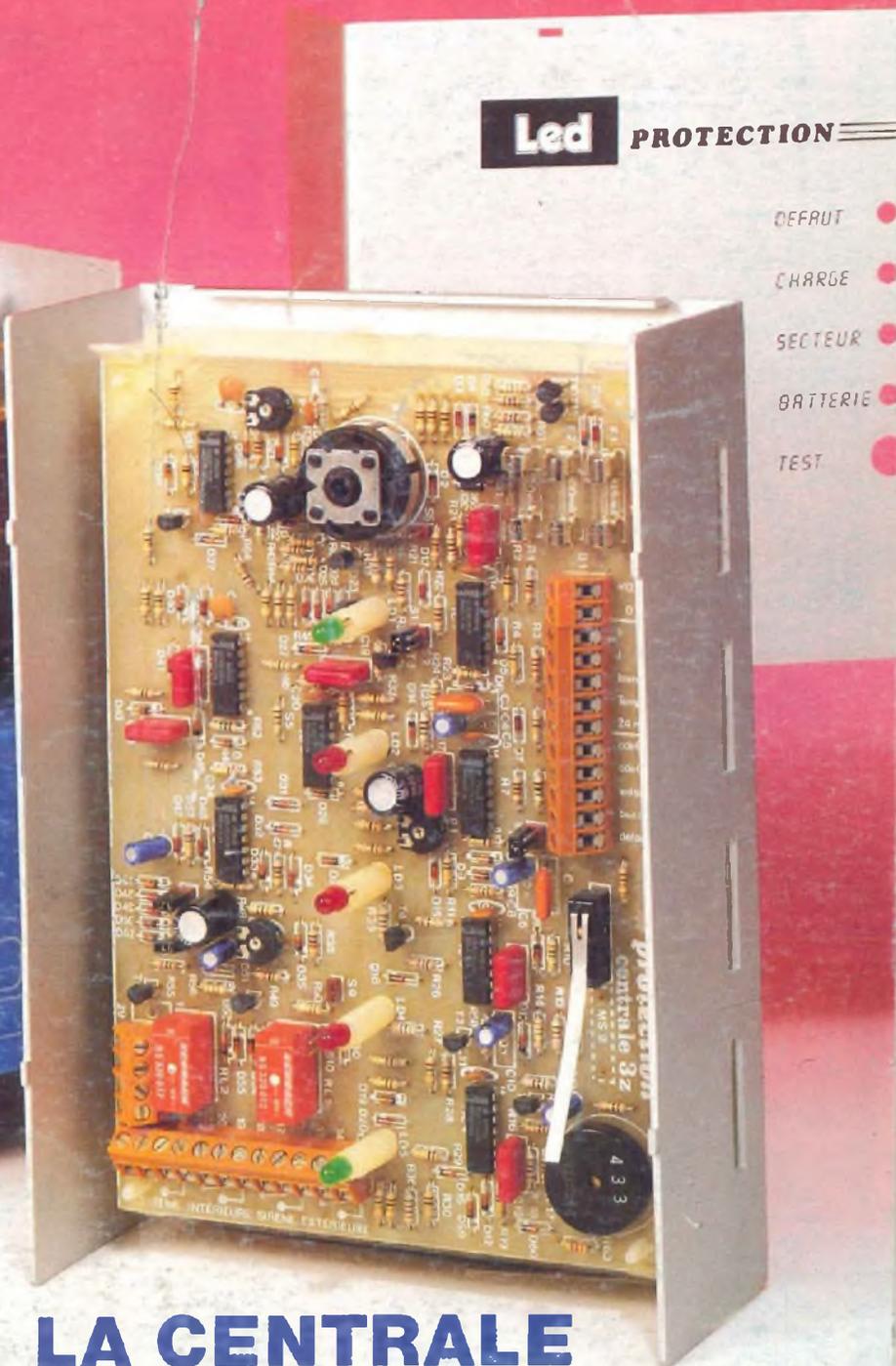
Led

**COURS N°16 : CONNAISSANCE DE
L'ELECTRONIQUE : LE TRANSISTOR
PHASEMETRE NUMERIQUE
MICROKIT 09/LA CARTE CPU 09
CENTRALE D'ALARME
ENCEINTE JCG 1A D'APPOLITO**

LE CHARGEUR



M 1226 - 76 - 211,00 F



LA CENTRALE

MENSUEL AVRIL 1990 / BELGIQUE 146 F.B / CANADA \$ 3,95

Extrait de nos principaux points de vente en région parisienne :

A.D.S.

16, rue d'Odessa
75014 Paris
43.21.56.94

KOMELEC

4, rue Yves Toudic
75010 Paris
42.08.54.07/59.05/63 10

A.M.O. ELECTRONIQUE

1, rue Paul Bert
94800 Villejuif
47.26.35.62

MAGNETIQUE FRANCE

11, place de la Nation
75011 Paris
43.79.39.88

AVENA

22, rue de l'Hôtel-Dieu
B.P. 94 95021 Cergy Cedex
30.30.34.20

MELUN ELECTRONIQUE

19, rue Ste Barthelemy
77000 Melun
64.39.90.60

BERIC

43, rue Victor Hugo
92240 Malakoff
46.57.68.33

RADIO BEAUGRENELLE

6, rue Beaugrenelle
75015 Paris
45.77.58.30

B.H. ELECTRONIQUE

164-166, av. Aristide Briand
92200 Bagneux
46.64.21.59

SARTROUVILLE COMPT'S

7, rue Voltaire
78500 Sartrouville
39.13.21.29

CAPELEC

43, rue Stephenson
75018 Paris
42.55.91.91

SONEL DIFFUSION

Ctre Cial Plateau du Moulin
78700 Conflans-Ste-Honorine
39.19.91.79

C.F.L.

45, bd de la Gribelle
91390 Morsang-sur-Orge
60.15.30.21

TECNI-TRONIC

68, av. Gallièni
93140 Bondy
48.48.16.57

CIBOT ELECTRONIQUE

3, rue de Reuilly
75012 Paris
43.79.69.81

TERAL

26 ter, rue Traversière
75012 Paris
43.07.87.74

CHELLES ELECTRONIQUE

16, av. du Maréchal Foch
77500 Chelles
64.26.38.07

VART

42, av. de St-Cloud
78000 Versailles
39.51.56.33

E.G.B.

19, rue Jean Jaurès
94500 Champigny-s/Marne
48.81.78.81

MESURE 2000

9, rue Ste Christine
77174 Villeneuve-St-Denis
60.25.01.48



STEP CIRCUITS PRINTED BOARD

TOUT LE NECESSAIRE A LA REALISATION DES CIRCUITS IMPRIMES

La qualité professionnelle au service de l'amateur

STEP Circuits sélectionne ses distributeurs afin de préserver son image de marque.

STEP CIRCUITS CCR Grand Sud 36-38, avenue de Fontainebleau
94270 Le Kremlin-Bicêtre - Tél. : 46.72.81.18 lignes groupées

Led

Société éditrice :
Editions Périodes
 Siège social :
 1, bd Ney, 75018 Paris
 Tél. : (1) 42 38 80 88
 SARL au capital de 51 000 F
 Directeur de la publication :
 Bernard Duval

LED
 Mensuel : 20 F
 Commission paritaire : 64949
 Locataire-gérant :
 Editions Fréquences
 Tous droits de reproduction réservés
 textes et photos pour tous pays
 LED est une marque déposée
 ISSN 0753-7409

**Services Rédaction-
 Abonnements :**
 (1) 42 38 80 88 poste 7315
 1 bd Ney, 75018 Paris

Rédaction
 Ont collaboré à ce numéro :
 Georges Matoré, René Rateau,
 Gabriel Kossmann, Roland Jalbert,
 Jean-Claude Gaertner

Publicité
 (1) 42 38 80 88 poste 7314

Abonnements
 10 numéros par an
 France : 180 F
 Etranger : 260 F

Petites annonces gratuites
 Les petites annonces sont
 publiées sous la responsabilité de
 l'annonceur et ne peuvent se
 référer qu'aux cas suivants :
 - offres et demandes d'emplois
 - offres, demandes et échanges
 de matériels uniquement
 d'occasion
 - offres de service

Réalisation
Dessins et montage
 Thierry Pasquier

Composition
 Edi Systemes - Paris
Photogravure
 Sociétés PRS/PSC - Paris
Impression
 Berger-Levrault - Nancy

6

LA CONNAISSANCE DE L'ELECTRONIQUE (COURS N° 16 : LE TRANSISTOR)

La fonction qui tient la plus grande place en électronique est assurément l'amplification. Elle est la première que le transistor est chargé d'assurer. Nous allons commencer à l'étudier avec ce seizième cours.

14

CENTRALE D'ALARME UNIVERSELLE (1^{re} PARTIE)

Nous débuterons cette étude par l'alimentation/chargeur. Cette alimentation sophistiquée possède de nombreuses fonctions et des protections efficaces. La fiabilité des circuits demeure irréprochable. Elle est protégée contre :

- les courts-circuits
- les surcharges de courant (maximum 1 A)
- les inversions de polarité de la batterie
- les parasites véhiculés par le secteur, les lignes d'alimentation et les boucles de détection.

22

PHASEMETRE A AFFICHAGE NUMERIQUE

La réalisation proposée appar-

tient à une catégorie d'appareils de mesure rarement décrits dans la presse technique. Cette étonnante désaffection tient, pour une large part, à la méconnaissance des applications pratiques d'un phasemètre, donc de son utilité. Nous compléterons donc l'article par quelques exemples typiques d'utilisation.

Cet appareil exclut tout réglage avant chaque mesure. La sensibilité d'entrée s'étend de 10 mV à 10 V efficaces sans aucune commutation, avec une bande passante de 10 Hz à 100 kHz. L'appareil reste d'ailleurs exploitable au-delà au prix d'une perte de précision croissant avec la fréquence.

34

GENERATEUR DE FONCTIONS RR2M 0,02 Hz A 2 MHz (3^e PARTIE)

La multiplicité des formes d'ondes, l'étendue des plages de fréquences couvertes, donnent à un générateur de fonctions une variété presque infinie d'applications. Nous ne pouvons sélectionner que quelques exemples typiques. Peut-être aideront-ils les utilisateurs à sortir des sentiers battus.

38

ENCEINTE JCG 1A D'APPOLITO

Nous vous proposons de cons-

truire cette enceinte dont la mise au point définitive appuyée par des mesures rigoureuses et de nombreuses évaluations subjectives, représente plus d'un an de travail.

Nous vous faisons grâce des nombreux essais qui nous ont permis de retenir les haut-parleurs suivants :

- Focal 5K013L pour le grave-médium
- Dynaudio D28 pour le tweeter.

45

MICROKIT 09 (AMELIORATIONS)

Cette nouvelle carte CPU 09 qui vous est proposée permettra maintenant de dialoguer avec l'extérieur, ce qui n'était pas le cas auparavant. Elle peut également servir à l'automatisation d'un système technique, en tant que "système minimum" comportant :

- 4 ports parallèles
- 1 liaison série
- 3 timers
- 16 octets d'EPROM
- 8 octets de RAM

50

SERVICE CIRCUITS IMPRIMES

Ce service permet aux lecteurs de Led d'obtenir les circuits imprimés graves, percés ou non, en en faisant la demande auprès de la Rédaction.

Tous les circuits imprimés proposés dans nos précédents numéros sont toujours disponibles.

CHELLES ELECTRONIQUES 77

16, av. du Maréchal Foch 77500 Chelles

Tél. 64.26.38.07

Télécopieur 60.08.00.33

Ouvert du mardi au samedi
de 9 h 30 à 12 h 15 et de 14 h 30 à 19 h

Nous acceptons les bons de l'Administration, conditions spéciales aux écoles,
centres de formation, clubs d'électronique, etc. **Pas de catalogue**



Distributeur des haut-parleurs AUDAX
(Toute la gamme Hi-Fi disponible)

VISATON

quelques références :

Boomers :

W 250
W S21 F
W 20 F
W 170

Tweeters :

DTW 86
DT 70 NG
DTS 10 AW

Médiums :

MR 130
DSM 15 AW

MONACOR

Boomers :

SP 250
SP 150
SP 90

MOTOROLA

Tweeters piézo :

KSN 1005
KSN 1016
KSN 1025
KSN 1078
KSN 1039

Filtres passifs **MONACOR** 2 et 3 voies 12 dB/octave :
30 W, 100 W, 200 W.

Beckman Industrial™



Oscilloscopes

9020 : 2 x 20 MHz

● Double trace

● Ligne à retard

Prix TTC : 3 990 F



Générateurs de fonctions FG2 AE

● Signaux sinus, carrés, triangle, pulses

● de 0,2 Hz à 2 MHz en 7 gammes

● 0,5 % de précision

● Entrée UCF

Prix TTC : 2 090 F

Beckman



9102 (2x20 MHz) 5190 F

9104 (2x40 MHz) 6740 F

sensibilité maximum : 1 mV (x5)

double base de temps avec balayage retardé

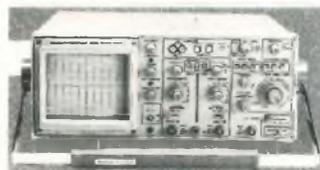
ajustable continûment.

déclenchement AC, AC-LF, TV, DC.

9202 (2x20 MHz) 6190 F

9204 (2x40 MHz) 7740 F

mêmes caractéristiques générales que le 9102, doté en plus de l'affichage numérique des paramètres du signal à l'écran avec sélection par curseurs. Grandeurs affichées : tension, temps, fréquence, rapport cyclique, phase.



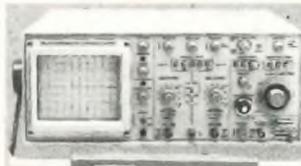
9106 (3x60 MHz) 9180 F

sensibilité maximum : 1 mV (x5)

double base de temps (50 ns à 0,5 s/div en

base de temps A) avec balayage retardé continûment ajustable.

Commande de séparation des voies X qui autorise l'affichage de huit traces à l'écran, l'entrée externe considérée comme canal d'entrée.



3 Multimètres à Fonctions Multiples



NOUVEAU

DM93

Toutes fonctions standard de base
Prix TTC : 879 F



DM95

+ Fonction mémoire
+ Capacimètre
8 gammes
Prix TTC : 1095 F

Caractéristiques communes

- 4000 Points de Mesure
- Bargraph Rapide
- Sélection Auto/Manuelle
- Testeur de Transistors
- Extinction Automatique



DM97

+ Fonction mémoire
+ Mini/Maxi/Peak
+ Capacimètre
8 gammes
+ Fréquence-mètre
4 gammes
Prix TTC : 1505 F

CONDITIONS DE VENTE : MINIMUM D'ENVOI 100 F.
PAR CORRESPONDANCE : RÈGLEMENT A LA COMMANDE PAR CHÈQUE OU MANDAT-LETTRE, AJOUTER LE FORFAIT DE PORT ET D'EMBALLAGE : 40 F.
CONTRE-REMBOURSEMENT : 55 F. AU DESSUS DE 3 KG (OSCILLOSCOPE, ALIMENTATION) EXPÉDITION PAR LA SERNAM. PORT : 100 F.

PAS DE CATALOGUE

NOM _____

ADRESSE _____

CODE _____ VILLE _____

EDITORIAL

UNE REVUE AU SERVICE ET A L'ECOUTE DE SES LECTEURS COMME IL SE DOIT

Dans leur numéro de mai, nos fidèles lecteurs auront l'agréable surprise (nous le pensons car vous avez été nombreux à nous soumettre ce projet !) de pouvoir feuilleter leur revue sans y rencontrer de publicité venant ou s'intercaler entre les articles ou servir de bouche-trou.

A une époque où la "pub" est de plus en plus envahissante, nous avons décidé que les numéros de Led à paraître ne comporteraient plus qu'un maximum de 4 pages intérieures de publicité. Ces 4 pages brochées au centre, donc parfaitement détachables, vous permettront de disposer mensuellement d'une revue sérieuse d'initiation à l'électronique, composée de montages variés plus ou moins complexes, associant théorie et pratique, et surtout testés avant publication, donc fiables. Ce sont donc bien des numéros comportant plus de rédactionnel que vous pourrez acquérir dès le mois de mai au prix de 25 F.

Intéressant, direz-vous, mais hélas plus cher ! Oui et non, pouvons-nous répondre car le prix de l'abonnement, lui, demeurera inchangé à 180 F. Ce sont ainsi des numéros à 18 F que vous pourrez obtenir si vous le souhaitez. (Nous aimerions pour notre part que vous soyez nombreux à soutenir les efforts que nous allons entreprendre afin de vous satisfaire.)

Deux nouveaux collaborateurs fort connus de la presse spécialisée pour leur sérieux, leurs capacités et les nombreuses études qu'ils ont déjà publiées dans des revues spécialisées, René Rateau et Dominique Jacovopoulos, vont contribuer, dans les mois à venir en travaillant avec notre équipe, à faire que Led devienne la meilleure revue d'électronique française, au service et à l'écoute de ses lecteurs.

Rendez-vous donc avec le numéro de mai.

Le directeur de la publication
Bernard Duval

La connaissance de l'électronique

La fonction qui tient la plus grande place en électronique est assurément l'amplification. Elle est la première que le transistor est chargé d'assumer. Nous allons l'étudier, noblesse oblige !

Les signaux sont des phénomènes électriques essentiellement variables en tension. Ils sont la traduction de phénomènes physiques, ou chimiques, que l'électronique se voit confier pour être traités, nous explicitons par un exemple.

Les couches d'air environnantes exercent sur le microphone une pression variable, image physique de sons transmis par voie aérienne. Le microphone transforme les fluctuations acoustiques sous forme d'une tension disponible à ses bornes, il délivre un signal électrique qui est la réplique des sons captés.

Le signal issu du microphone sera traité pour l'enregistrement ou bien il sera injecté dans l'entrée d'un amplificateur s'il s'agit de simple sonorisation.

La membrane du haut-parleur, dans son mouvement, attaque les couches d'air qui l'environnent, leur imposant cette agitation mécanique qui est la réplique du signal électrique lu par la tête (de lecture). Ainsi s'effectue la restitution sonore du signal enregistré sur la bande magnétique, lui qui était la traduction des sons captés par le microphone.

Mais la tête de lecture d'un... lecteur de bandes magnétiques délivre un signal infiniment trop faible pour activer, pour faire mouvoir directement la membrane mobile d'un haut-parleur en passant dans sa bobine.

L'électronique procède au traitement des signaux les plus variés, dans tous les domaines. Aucun signal n'est directement exploité en l'état, il est toujours amplifié, sauf de très rares exceptions. Pour la petite (?) histoire mentionnons le signal que donnait le détecteur à galène (sulfure de plomb) des premiers récepteurs radio, avant l'invention de la "lampe triode" qui a

permis l'amplification de ce petit signal. Progrès, bravos et oublie...

Dans les meilleures conditions le dipôle actif (Led nos 65 et 66) qu'est la tête de lecture de bande magnétique ne délivre que quelques microwatts de puissance à ses bornes de sortie. Cette quantité est dérisoirement faible devant l'appétit du petit haut-parleur qui réclame ses quelques centaines de milliwatts. Si nous pensons aux dizaines de watts, voire la centaine, que "tire" un moteur à pavillon pour sonorisation en extérieurs, gare au vertige !

Il faut donc amplifier et la qualité de l'amplificateur se mesure à la fidélité de cet agrandissement du signal. L'amplification ne doit pas altérer (distorsion) le profil du signal qui lui est soumis à l'entrée..

Pour amplifier, il faut consommer et payer beaucoup plus d'énergie électrique que celle qui est recueillie utilement à la sortie, telle est la rançon (encore !) d'un principe-phénomène incontournable, il faut l'accepter.

L'AMPLIFICATEUR

Il possède **deux bornes d'entrée**, appelons-les E et M (figure 1). Le signal est injecté entre la borne E (entrée) et la borne M (masse). A ces bornes est donc branché le dipôle actif fournisseur du signal à amplifier (microphone, tête de lecture, capteur de grandeur mesurable, etc.).

L'amplificateur possède **deux bornes de sortie**, S et M, auxquelles sera branché le dipôle passif récepteur (haut-parleur, cathoscope, servomoteur) ou tout simplement un autre amplificateur.

L'amplificateur possède encore deux bornes supplémentaires, par lesquelles s'effectue son alimentation, bornes qui sont connectées au (+) et au (-)

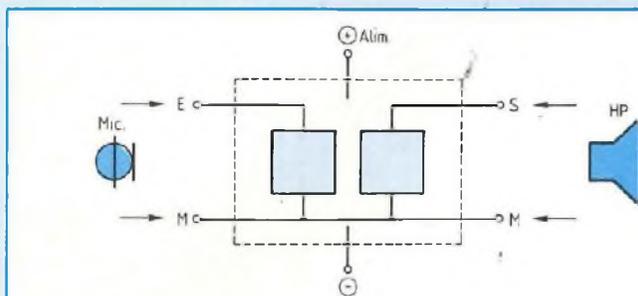


Fig. 1

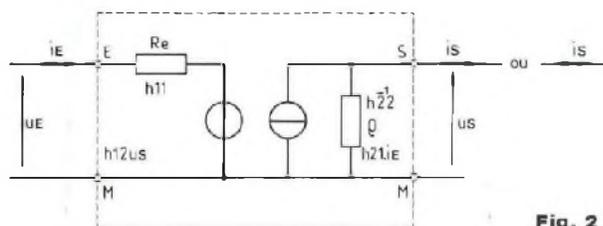


Fig. 2

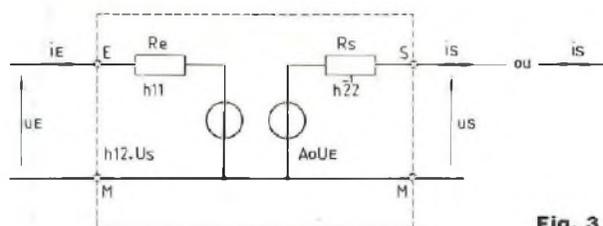


Fig. 3

du dipôle actif fournisseur d'énergie électrique (figure 1).

LE QUADRIPOLE

Nous connaissons déjà les dipôles, nous voici maintenant en présence d'un amplificateur à 4 pôles, **quadripôle**, si nous ne prenons pas en compte, c'est bien naturel, les deux bornes de l'alimentation.

SCHEMAS EQUIVALENTS

L'amplificateur est constitué de deux dipôles. Il sera représenté par une multitude de schémas d'assemblage possible de ses deux dipôles. Par exemple, en entrée, le quadripôle peut comporter un dipôle passif, tel la tête de lecture de bande magnétique, qui subit l'action extérieure exercée par la bande. En sortie, le quadripôle peut comporter un dipôle actif, un véritable générateur de courant, lequel attaquera à son tour un dipôle passif auquel il fournira l'énergie d'activation. Le dipôle en sortie peut tout également être un générateur de tension, lequel délivrera la version amplifiée, en tension, du signal injecté à l'entrée du quadripôle amplificateur.

EXEMPLE 1

Nous n'avons aucune peine à identifier les deux dipôles entrée et sortie qui constituent le quadripôle de la figure 2. Nous avons porté, sur le dessin, schéma équivalent, les paramètres hybrides en langage matriciel conventionnel h_{xx} , ces paramètres qui sont spécifiques à la structure du quadripôle, qui confèrent au dessin l'appellation de **schéma équivalent intrinsèque** ou **modèle électrique intrinsèque** du quadripôle considéré.

h_{11} est la résistance d'entrée R_e , en ohms. C'est la résistance offerte par le dipôle d'entrée au générateur du signal à amplifier, c'est r de la base du transistor.

h_{22} est la résistance interne de sortie R_s du dipôle actif de sortie du quadripôle, générateur de tension. R_s s'exprime en ohms.

A_o . Le dipôle de sortie étant un générateur de tension, A_o est le coefficient d'amplification de tension en sortie ouverte. A amplification, o sortie ouverte.

A_o indique de combien de fois la tension du signal injecté à l'entrée du quadripôle a été amplifiée, sortie

ouverte, non chargée. A_o est un nombre sans dimension. A_o peut être parfois plus petit que 1, dans le cas de l'atténuation de tension.

h_{12} est le coefficient de réaction négative, ou contre-réaction, disons mieux : rétroaction, ce terme est beaucoup plus élégant que les autres. Ce coefficient indique la quantité relative de tension de sortie qui est volontairement ramenée, réinjectée dans l'entrée. Ce procédé, souvent sollicité, améliore la qualité de l'amplification, nous verrons cela.

EXEMPLE 2

h_{11} est la résistance d'entrée R_e , en ohms, c'est r de la base du transistor (figure 3).

h_{12} est le coefficient de rétroaction, nombre sans dimension.

h_{21} . Le dipôle de sortie étant générateur de courant, h_{21} n'est autre que le gain en courant, c'est le β du transistor, un nombre sans dimension, rapport des intensités des courants de sortie et d'entrée.

h_{22} est la résistance interne de sortie R_s du transistor de puissance.

Les schémas équivalents intrinsèques

La connaissance de l'électronique

2 et 3 ont été complétés en indiquant des grandeurs aisément identifiables par les symboles les désignant. Les signaux ayant un caractère éminemment variable, il est tout logique de s'inspirer des symboles utilisés pour les tensions et courants alternatifs, sinusoïdaux ou non, pour désigner ici les grandeurs caractérisant les tensions et courants en jeu chez le quadripôle.

Tensions	Entrée et	Sortie
maximales	$U_E \text{ max}$	$U_S \text{ max}$
efficaces	$U_E \text{ eff}$	$U_S \text{ eff}$
instantanées	u_E	u_S

Intensités des courants	Entrée et	Sortie
maximales	$I_E \text{ max}$	$I_S \text{ max}$
efficaces	$I_E \text{ eff}$	$I_S \text{ eff}$
instantanées	i_E	i_S

SIMPLIFICATION

Placés devant quatre paramètres gouvernant un nombre impressionnant de montages possibles, nous pouvons redouter une complexité insurmontable, à tort.

La pratique, en effet, nous ramène à trois schémas équivalents usuels cette quantité pléthorique de cas de figure possibles. Nous allons vous les présenter, mais nous devons absolument souligner le fait que les calculs conduits à partir de ces seuls trois schémas couvrent nos exigences classiques.

La mesure est là, qui vient confirmer les résultats des calculs. Cette concordance a contribué à l'adoption généralisée des trois modèles équivalents que voici...

DIPOLE INTRINSEQUE DE SORTIE

La figure 4 nous rappelle les quadripôles rencontrés précédemment, aux figures 2 et 3. Leur sortie était ouverte, non chargée.

Le schéma de la partie droite du dessin est le dipôle intrinsèque de sortie de l'assemblage du générateur et de l'amplificateur suiveur.

La résistance de sortie R_s de l'ensemble est la résistance de sortie du modèle intrinsèque du quadripôle en jeu.

Le coefficient d'amplification de tension A_0 du montage (nous sommes en sortie ouverte) est celui A_0 d'amplification du quadripôle de l'assemblage.

DIPOLE PASSIF EQUIVALENT

Chargeons maintenant la sortie de notre quadripôle, ce qu'exprime la figure 5.

La charge est un dipôle passif, elle ne peut être un générateur, logiquement. Aussi, nous pouvons remplacer le quadripôle ainsi chargé par le modèle dessiné dans la partie droite de la figure 5. Ce dipôle passif équivalent correspond au quadripôle chargé par R_c et vu de ses bornes d'entrée.

Quant à la résistance interne du dipôle passif équivalent, il est bien évident qu'elle est la résistance équivalente de l'association de la résistance interne de sortie du quadripôle et de la résistance de charge !

Réfléchissons.

Le dipôle de sortie d'un quadripôle est du type générateur de tension ou générateur de courant, en un certain sens selon l'importance du courant qu'il délivre (en sortie), selon l'importance de la résistance de charge par rapport à sa résistance de sortie...

Nous avons dessiné, à la figure 5, les modèles des générateurs de tension et de courant.

La résistance de charge est disposée en série avec la résistance de sortie du dipôle générateur de tension, en parallèle avec la résistance de sortie du générateur de courant, rappelez-vous les n°s 65 et 66.

De ce fait, nous pouvons calculer la résistance interne équivalente de l'assemblage (quadripôle + charge)

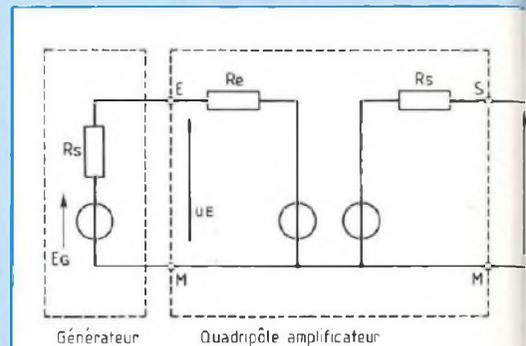


Fig. 4

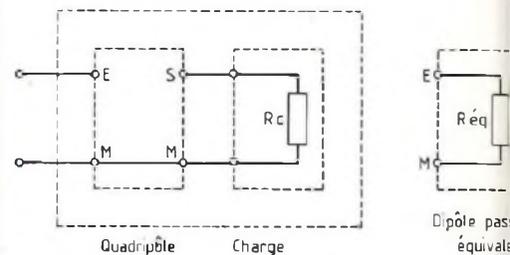


Fig. 5a

selon la fonction du générateur, tension ou courant. Nous pouvons également, par la mesure, déterminer la valeur de la résistance de sortie que présente le quadripôle en fonctionnement, nous vous montrerons tout à l'heure comment s'y prendre.

DIPOLE EQUIVALENT DE L'ASSEMBLAGE GENERATEUR + QUADRIPOLE

Reportons-nous à la figure 6. Nous y rencontrons, à l'entrée du quadripôle, le générateur fournisseur du signal à amplifier. Nous l'avons représenté sous la forme de son schéma équivalent, au modèle de Thévenin, il est un dipôle actif.

La résistance de sortie R_s du dipôle équivalent de l'ensemble (générateur + quadripôle) est souvent différente de celle du quadripôle.

Le coefficient d'amplification A_0 du dipôle équivalent de l'ensemble

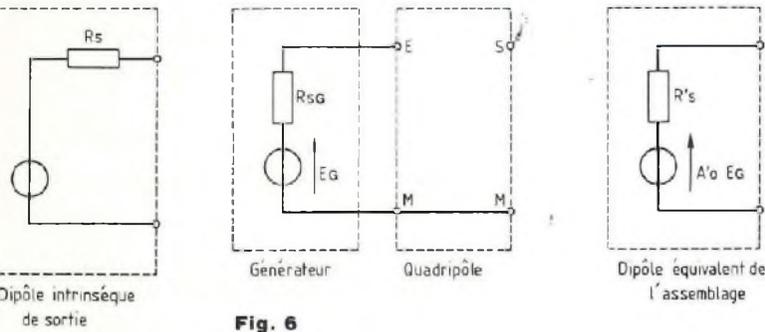


Fig. 6

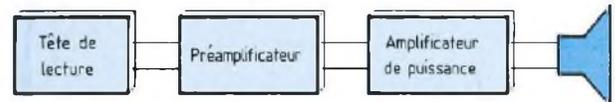


Fig. 7

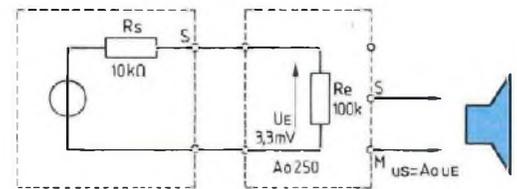


Fig. 9

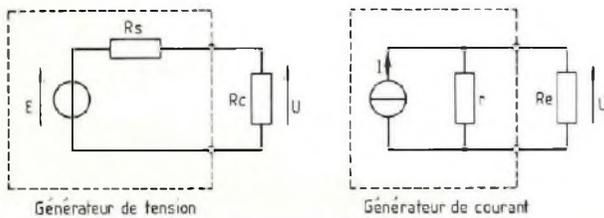


Fig. 5b

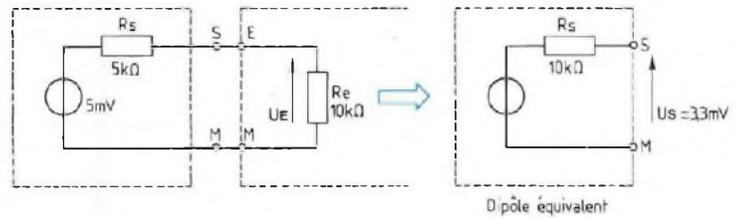


Fig. 8

(générateur + quadripôle) est souvent différent de celui du quadripôle. Les écarts sont dûs aux caractéristiques particulières à chacun des éléments assemblés. Les résistances d'entrée, tout comme les résistances de sortie, varient en fonction des fluctuations du signal traité, le coefficient d'amplification diminue avec la montée en fréquence du signal traité. Qu'à cela ne tienne, nous allons montrer un exemple typique, nous allons mener les calculs d'une chaîne amplificatrice

EXEMPLE

Prenons celui, désormais classique, de la chaîne constituée de l'ensemble : tête de lecture, préamplificateur, amplificateur de puissance (sortie sur haut-parleur). Le signal délivré par la tête de lecture (bande magnétique) est injecté dans l'entrée du préamplificateur. Cette première amplification l'amène à un

niveau suffisant pour l'entrée de l'amplificateur de puissance, de basse fréquence, lequel attaque le haut-parleur. C'est ainsi que s'effectue la restitution sonore de l'enregistrement (figure 7). Nous considérerons l'ensemble (tête de lecture + préamplificateur) comme un unique dipôle actif dont nous allons calculer la force électromotrice E, à vide et sa résistance interne de sortie R_s. Ces deux grandeurs associées caractérisent bien le modèle électrique de Thévenin, que nous avons étudié en son temps (nos 65 et 66). La tête de lecture délivre typiquement un signal de tension 5 millivolts, en valeur moyenne et sa résistance de sortie est donnée pour 5 kilohms, à la fréquence de 5 kilohertz. La difficulté nous apparait, les calculs que nous allons conduire ne nous donneront qu'un résultat de compromis, puisque nous devons subir les fluctuations du signal d'entrée (les dipôles

aussi !) et pourtant ce sont ces fluctuations qui "font" le signal à l'image du son et le son à l'image du signal ! Tablons sur les valeurs indiquées par le fabricant. Le préamplificateur présente, classiquement, une résistance d'entrée de 10 kilohms, indépendante de la charge en sortie. Sa résistance de sortie est également de 10 kilohms, c'est du classique. L'amplification A_0, en sortie ouverte, bien entendu, est de 250 (selon notice). L'entrée de l'amplificateur de puissance, étage final de la chaîne, offre une résistance de 100 kilohms. Redessinons le schéma structurel de l'ensemble en groupant, comme nous venons de le dire, la tête de lecture et le préamplificateur en un même dipôle actif, schématisé à la figure 8. Ce dipôle est le fournisseur (générateur) de signal à l'amplificateur de puissance (figure 9). La valeur de la tension d'entrée du

La connaissance de l'électronique

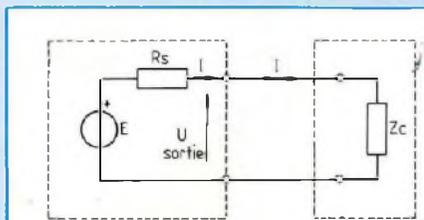


Fig. 10

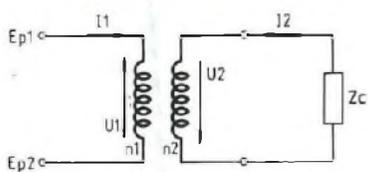


Fig. 11

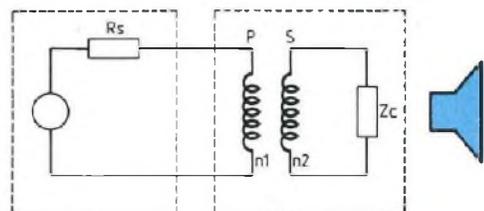


Fig. 12

préamplificateur se calcule tout simplement, comme nous avons appris à le faire. Cette valeur est définie par le pont diviseur constitué de la résistance d'entrée du préamplificateur en série avec la résistance de sortie du générateur tête de lecture. Ce pont diviseur est disposé aux bornes de ce générateur de force électromotrice E, à vide, 5 millivolts.

Tension d'entrée au préamplificateur :

$$U_E = 5 \text{ mV} \times \frac{10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 5 \text{ k}\Omega} = 3,33 \text{ mV}$$

Le coefficient d'amplification du préamplificateur étant de 250, nous disposerons, en sortie de ce préamplificateur, d'une tension à vide (sortie ouverte, non chargée) de

$$(3,33 \text{ mV} \times 250) = 833 \text{ mV},$$

disons 800 mV.

Considérons la résistance de sortie de l'assemblage (tête de lecture + préamplificateur) comme ayant valeur de 10 kilohms. Cette valeur est celle de la résistance de sortie du quadripôle préamplificateur, valeur indiquée dans la notice, certes, mais elle est conforme au principe de l'exemple 1, dipôle intrinsèque de sortie.

La tension d'entrée à l'amplificateur final sera calculée comme précédemment pour le préamplificateur, à l'aide du pont diviseur.

Tension d'entrée à l'amplificateur :

$$U_E = 800 \text{ mV} \times \frac{100 \text{ k}\Omega}{100 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega} = 725 \text{ mV environ.}$$

Les mesures effectuées sur les montages concordent avec les résultats des calculs.

ADAPTATION DES IMPEDANCES

Chargeons la sortie d'un générateur avec une résistance (de charge) R_c ou, si vous préférez, avec une impédance de charge Z_c .

Lors de l'étude des dipôles nous avons montré (et démontré) que le transfert de puissance est optimal lorsque R_c (ou Z_c) est égale, en valeur, à la résistance (interne) de sortie R_s du générateur, le rendement est alors maximal.

Le générateur est dipôle actif, la charge dipôle passif.

La tension de sortie U_s de tout générateur est toujours inférieure à la tension à vide E, force électromotrice de ce générateur, lorsqu'il y a débit dans une charge branchée à ses bornes de sortie.

$$U_s = E - R_s \cdot I \text{ (figure 10)}$$

Dans cette expression, R_s est la résistance de sortie du générateur et I l'intensité du courant débité, fourni à la charge.

Qui n'a pas dit, ou seulement entendu dire, dans un langage imagé : "si nous "tirons" trop sur le générateur, sa tension de sortie "s'écroule" et le rendement "dégringole" ?"

Si l'impédance de charge est trop faible, le débit est trop important, la tension de sortie s'effondre et le rendement aussi.

Par contre, si l'impédance de charge est très grande, la tension de sortie du générateur "tiendra".

L'impédance de charge n'est jamais trop grande devant la résistance de

sortie du générateur (dipôle ou quadripôle).

La résistance de sortie d'un générateur (dipôle ou quadripôle) n'est jamais trop faible devant l'impédance de charge.

Voici un exemple, pris au hasard, parmi tant d'autres, celui d'une alimentation de secours se mettant en service en cas de défaillance du réseau de distribution d'électricité.

Le générateur délivre une tension de 48 volts. La mesure de sa résistance de sortie indique 10, 16 ohms, adoptons la valeur de 10 ohms, pour simplifier les calculs.

Si nous chargeons la sortie du générateur avec une résistance de 10 ohms la puissance transmise à la charge est alors maximale, de $\frac{E^2}{4R_s}$, comme

nous le savons, donc de

$$\frac{48^2}{4 \times 10} = \dots \text{ watts, calculer.}$$

$$U_{\text{sortie}} = E - R_s I = R_c I$$

$$I = \frac{E}{R_s + R_c}$$

Si nous chargeons la sortie du générateur avec une résistance de 1,8 kilohm, la puissance transmise à cette résistance sera :

$$1\,800 \left[\frac{48}{1\,800 + 10} \right]^2 = \dots \text{ watts,}$$

calculer.

Dans une charge de 1,2 ohm, la puissance transmise serait de

$$1,2 \left[\frac{48}{10 + 1,2} \right]^2 = \dots, \text{ calculer}$$

Une simple comparaison des résultats

montre bien que la puissance transmise à la charge s'éloigne énormément de la puissance maximale transmissible lorsque $R_s = Z_c$.

Nous vous invitons à calculer les valeurs de la tension de sortie correspondant aux charges de 1 800 et 1,2 ohms.

$$U_{\text{sortie}} = E - R_s I \text{ et } I = \frac{E}{R_s + R_c}$$

Vous admettez que la tension de sortie du générateur, dipôle comme quadripôle, ne souffre pas de la présence d'une impédance de charge très grande devant sa résistance de sortie. Par contre, voulez-vous avoir l'obligeance de vous livrer au calcul de la puissance transmise à un haut-parleur d'impédance 4 ohms par un amplificateur de puissance dont l'impédance de sortie est de 8 ohms, alors que la tension de sortie de l'amplificateur est de 12 volts efficaces ? Cet amplificateur alimente, normalement, un haut-parleur de 8 watts.

8,7 ou 2,9 W ?

TRANSFORMATEUR ADAPTATEUR

Rappelons brièvement ce que nous avons déjà dit à propos des transformateurs.

Ils sont constitués de deux enroulements couplés magnétiquement à l'aide d'une carcasse, empilage de tôles spéciales.

L'enroulement primaire est soumis à l'action d'un courant alternatif qui le traverse, l'enroulement secondaire est parcouru par un courant alternatif proportionnel au premier (figure 11).

Appelons U_1 la tension alternative appliquée à l'enroulement primaire, I_1 étant l'intensité du courant (alternatif) passant dans ce même enroulement primaire, bobinage comportant le nombre n_1 de spires.

U_2 , I_2 et n_2 sont les paramètres homologues des premiers, ils se rapportent à l'enroulement secondaire du transformateur.

Le transformateur est éleveur de tension et abaisseur d'intensité lorsque son secondaire comporte plus de spires que le primaire, $n_2 > n_1$.

Le transformateur est abaisseur de tension et éleveur d'intensité lorsque son secondaire comporte moins de spires que le primaire, $n_2 < n_1$.

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{n_1}{n_2} \Rightarrow \frac{U_1 I_2}{U_2 I_1} = \left[\frac{n_1}{n_2} \right]^2$$

$$U_1 = \frac{U_2 I_2}{I_1} \quad \frac{U_1}{I_1} = \frac{U_2 I_2}{I_1^2}$$

$$U_2 = \frac{U_1 I_1}{I_2} \quad \frac{U_2}{I_2} = \frac{U_1 I_1}{I_2^2}$$

$$\frac{U_1}{I_1} = \frac{U_2}{I_2} \cdot \frac{I_2}{I_1} \cdot \frac{I_2}{I_1} \cdot \frac{I_2}{I_1}$$

$$= \frac{n_2}{n_1} \cdot \frac{n_1}{n_2} \cdot \frac{n_1}{n_2} \cdot \frac{n_1}{n_2} = \left[\frac{n_1}{n_2} \right]^2$$

$$\frac{U_1}{I_1} = \frac{U_2}{I_2} \times \left[\frac{n_1}{n_2} \right]^2 \quad \frac{U_2}{I_2} = \frac{U_1}{I_1} \times \left[\frac{n_2}{n_1} \right]^2$$

Les expressions $\frac{U_1}{I_1}$ et $\frac{U_2}{I_2}$ ont bien valeur d'impédance, exprimable en ohms, nous les appelons impédance du primaire Z_p et impédance du secondaire Z_s .

$$U_1 = Z_p I_1 \quad U_2 = Z_s I_2$$

$$Z_p = Z_s \left[\frac{n_1}{n_2} \right]^2 \quad Z_s = Z_p \left[\frac{n_2}{n_1} \right]^2$$

Ces expressions revêtent une très grande importance.

Elles nous disent en effet que le transformateur est l'agent de liaison par excellence pour assurer la **liaison**, le **couplage de deux impédances** en assurant le transfert optimal de puissance du générateur au récepteur, du dipôle actif au dipôle passif.

Il s'agit, bien entendu, de transmettre par voie alternative et non pas continue, de passer des signaux variables en tension et non pas de valeur fixe, constante.

Le transformateur est un **adaptateur d'impédance, éleveur** ou multiplificateur si le rapport $\frac{n_2}{n_1} > 1$, $n_2 > n_1$.

Il est **abaisseur** ou diviseur d'impédance si le rapport $\frac{n_1}{n_2} > 1$, $n_1 > n_2$.

Lorsque $n_1 = n_2$, le transformateur est **suiveur** ou **transformateur d'isolement**.

L'expression Z_p , égale à $\frac{U_1}{I_1}$ est parfois appelée **impédance ramenée au primaire**. Z_s , c'est $\frac{U_2}{I_2}$, est l'**impédance ramenée au secondaire**.

LIAISON

PAR TRANSFORMATEUR

Reportons-nous au schéma reproduit à la figure 12. Nous y voyons le transformateur effectuant la liaison, le couplage entre l'amplificateur, à gauche sur le dessin et le haut-parleur à droite, qui présente une impédance de 8 ohms. L'impédance de charge Z_c est donc de 8 ohms, Z_s sera de 8 ohms.

Pour que le transfert de la puissance de l'amplificateur au haut-parleur soit optimal, il est indispensable que les impédances d'entrée du dipôle passif haut-parleur et de sortie du dipôle actif amplificateur soient identiques et ce n'est pas le cas. La résistance de sortie de l'amplificateur de l'exemple choisi nous est donnée pour 500 ohms, Z_p sera de 500 ohms.

Nous écrivons :

$$\frac{U_1}{I_1} = Z_p = Z_s \left[\frac{n_1}{n_2} \right]^2$$

Or $Z_s = Z_c$, impédance de charge du secondaire et $Z_c = 8$ ohms, $Z_s = 8$ ohms, $Z_p = 500$ ohms, impédance de sortie de l'amplificateur, $Z_p = 500$ ohms. Nous déduisons :

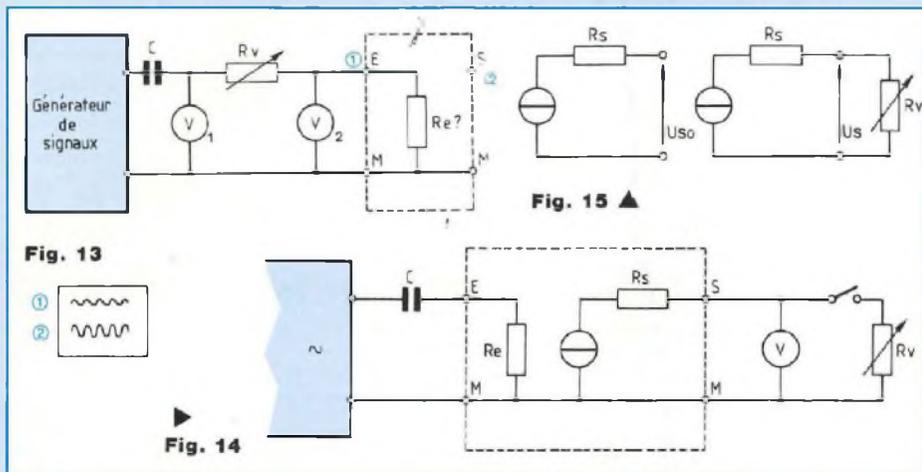
$$\left[\frac{n_1}{n_2} \right]^2 = \frac{Z_p}{Z_s} = \frac{500}{8} = 62,5$$

$$\frac{n_1}{n_2} = \sqrt{62,5} = 7,9, \text{ soit } 8$$

$$n_1 = 8 n_2$$

Le transformateur de couplage comportera 8 fois plus de spires au pri-

La connaissance de l'électronique



mairé que n'en comptera son secondaire.

Le bobinier nous proposera peut-être, sur son catalogue, un transformateur 500 ohms-8 ohms, ou bien un transformateur de rapport (de transformation) 8, ou bien il nous proposera de bobiner ce transformateur à notre demande. Dans tous les cas, nous veillerons à ce que le transformateur "tienne" la puissance à transférer. Il doit couvrir la puissance nominale du haut-parleur, laquelle doit être évidemment accordée sur celle de sortie de l'amplificateur, qu'en pensez-vous ?

MESURE DES PARAMETRES

Il est souvent nécessaire, dans la pratique, de procéder à la mesure de paramètres inconnus ou suspects. Nous allons passer en revue quelques-uns des modes opératoires usuels.

RESISTANCE D'ENTREE

La méthode la plus pratiquée est celle dite du **double voltmètre**. Nous indiquons son principe à la figure 13.

Le générateur, à gauche sur le dessin, délivre un signal qui est injecté dans l'entrée de l'amplificateur.

Un condensateur C interdit le passage, vers l'amplificateur, de toute composante continue, c'est-à-dire de tout courant continu qui entacherait le

signal produit par le générateur. Le signal injecté dans l'entrée de l'amplificateur doit être exclusivement variable, par nécessité et par définition, excusez ce propos !

Il est indispensable, ne craignons pas de le dire, de vérifier sur l'écran de l'oscilloscope que le profil du signal sortie de l'amplificateur est la traduction amplifiée, sans altération, sans distorsion du signal entrée. Le signal injecté doit être "propre" et sa tension doit convenir à l'amplificateur, ni trop faible, ni trop élevée, pour la meilleure amplification.

La résistance variable R_v est disposée en série avec la résistance d'entrée R_e de l'amplificateur, constituant un pont diviseur. Lorsque la valeur donnée à R_v , par ajustement, est égale à celle de R_e , le voltmètre V2 lit, en aval de R_v , une tension moitié de celle que lit le voltmètre V1 en amont de R_v . Il suffit alors de mesurer R_v et nous connaissons R_e .

Remarque, à l'intention des puristes sourcilieux :

Un seul voltmètre, de résistance d'entrée élevée, suffit, qui est branché alternativement en amont et en aval de R_v , c'est vrai, c'est ce qui se pratique, mais qui n'empêche pas de conserver l'expression consacrée de méthode du double voltmètre, vous serez certainement d'accord avec nous.

COEFFICIENT D'AMPLIFICATION A_o

Le même montage convient, nous n'avons pas besoin de la résistance variable R_v et la sortie de l'amplificateur ne sera pas chargée, puisque nous nous proposons de mesurer le coefficient d'amplification en sortie ouverte A_o .

Nos deux voltmètres seront branchés, V1 à l'entrée et V2 à la sortie de l'amplificateur. V1 lit la tension du signal injecté, c'est U_e , V2 lit U_{So} , tension de sortie sans charge.

L'oscilloscope a permis de régler convenablement U_e pour une amplification correcte, comme nous l'avons fait précédemment.

$$A_o = \frac{U_{So}}{U_e}$$

Nous pensons (c'est confidentiel) que la méthode du double voltmètre pourrait s'appliquer également, qu'en dites-vous ?

Le montage de la figure 14 est tout indiqué pour effectuer la manipulation. L'opération consiste à charger la sortie de l'amplificateur avec une résistance R_v de valeur égale à celle de la résistance de sortie R_s (de l'amplificateur).

L'oscilloscope est indispensable pour s'assurer que le fait de connecter ou déconnecter R_v ne perturbe absolument pas la qualité de l'amplification. L'oscilloscope visualise les signaux d'entrée et sortie.

Lorsque $R_v = R_s$, le voltmètre lit une tension de sortie à vide U_{So} double de celle en charge U_s . Les mesures s'effectuent avec un seul voltmètre qui lit les deux tensions présentes en sortie, avec et sans charge.

La résistance R_v constitue, avec R_s , un pont diviseur dont le voltmètre lit la tension au point milieu (figure 14).

Il reste à mesurer $R_v = R_s$.

VARIANTE :

Il est également possible de charger la sortie de l'amplificateur avec une résistance R_c dont la valeur est égale ou seulement proche de la résistance

de sortie nominale de l'amplificateur, indiquée dans la notice d'accompagnement, ou supposée (figure 15). Il suffit de mesurer la tension de sortie à vide U_{So} et la tension de sortie en charge U_s , $U_{So} > U_s$.

$$R_s = R_c \left[\frac{U_{So}}{U_s} - 1 \right]$$

Nous vous invitons à vous reporter au n° 65, nous y avons établi cette intéressante relation, laquelle se montre bien utile aujourd'hui, en la circonstance.

Il faut, en pareil cas, utiliser un voltmètre à affichage numérique qui "lit" parfaitement le faible écart entre U_{So} et U_s .

COEFFICIENT D'AMPLIFICATION DE PUISSANCE

Le coefficient d'amplification A_0 , en sortie ouverte, est un coefficient d'amplification de tension. Sa valeur est l'expression du rapport $\frac{U_{So}}{U_E}$.

Le coefficient d'amplification "en charge" est plus précisément, en réalité, le **coefficient d'amplification de puissance**. Il est donné par le rapport de la puissance en sortie P_s à la puissance en entrée P_E .

$$P_s = U_s I_s \quad P_E = U_E I_E$$

L'expression $\frac{U_s}{U_E}$ est le **gain en tension** (en charge) alors que l'expression $\frac{I_s}{I_E}$ est le **gain en courant**. Il ne saurait être question de gain en courant en sortie ouverte, puisque le courant de sortie est nul en sortie ouverte. Le coefficient d'amplification de puissance est le **gain en puissance** de l'amplificateur.

Le gain en tension se déduit à la suite de la mesure des tensions de sortie et d'entrée, en veillant à la qualité de "réponse" de l'amplificateur, qualité de reproduction de l'amplification, que l'oscilloscope permet de surveiller et de bien régler. Le gain en courant se calcule, une fois connues les intensités des courants de sortie et d'entrée.

Le gain en puissance se calcule à la condition de disposer des résultats des quatre mesures précédentes.

L'oreille humaine étant un instrument d'appréciation (non pas de mesure) acoustique beaucoup moins sensible et fiable que l'œil en évaluation optique, la technologie s'intéressant au son et au bruit a imaginé et adopté une unité d'évaluation de gain en puissance acoustique, le **bel**, du nom de l'inventeur du téléphone.

L'oreille en effet ne ressent l'augmentation d'intensité du son que lorsque la pression acoustique double de valeur. La sensation auditive obéit à la loi de Fechner, elle est proportionnelle au logarithme de l'excitation. Aussi employons-nous la notation logarithmique pour évaluer une amplitude, par rapport à un seuil fixe, ou la valeur d'un rapport, tel le gain en puissance.

Le gain en puissance s'exprime sous la forme du logarithme décimal, de base 10, du rapport $\frac{P_s}{P_E}$, il a donc pour

$$\text{valeur } \log \frac{P_s}{P_E} = \log P_s - \log P_E.$$

Comme l'unité de gain est le **bel** B et que cette unité est trop grande pour l'expression commode de nos valeurs courantes de gain, nous utilisons une unité sous-multiple, le **décibel**, qui vaut le dixième du bel. Ainsi $\log \frac{P_s}{P_E}$ est la valeur du gain de puissance exprimée en bels. Nous la transformons en

$$10 \log \frac{P_s}{P_E} = 10(\log P_s - \log P_E),$$

exprimée en décibels, symbolisés universellement par dB.

La puissance est proportionnelle au carré de la tension dont elle résulte. Si nous voulons étendre l'expression en dB du gain en puissance au gain en tension, nous écrivons que le gain en tension a pour valeur $\log \frac{U_s^2}{U_E^2}$.

donc : $2(\log U_s - \log U_E)$.

Comme le bel est trop grand pour

l'expression courante, nous emploierons également le décibel.

$$\text{Gain de tension} = 20(\log U_s - \log U_E) \text{ en décibels.}$$

REMARQUE :

Certains voltmètres sont dotés d'une échelle graduée en décibels. Il suffit, pour déduire le gain en puissance d'un amplificateur, de mesurer la valeur en dB indiquée lorsque le voltmètre est branché en sortie puis en entrée de l'amplificateur et de calculer la différence des deux résultats lus sur le cadran. La raison en est évidente : l'expression du gain est la différence entre deux valeurs logarithmiques.

ASSOCIATION

EN CASCADE

Dans une chaîne d'amplifications successives, le gain de puissance ou de tension dans un étage multiplie la puissance ou la tension en sortie de l'étage précédent.

Le gain résultant d'une association en cascade d'amplificateurs est égal au produit entre eux des gains successifs.

$$G = G_1 \times G_2 \times \dots \times G_n$$

Si les gains successifs sont exprimés sous forme logarithmique, la sommation des gains en décibels s'opère arithmétiquement.

$$G \text{ en dB} = G_1 \text{ dB} + G_2 \text{ dB} + \dots + G_n \text{ dB}$$

La raison est toute simple : le logarithme d'un produit a pour valeur la somme des logarithmes des termes qui constituent ce produit...

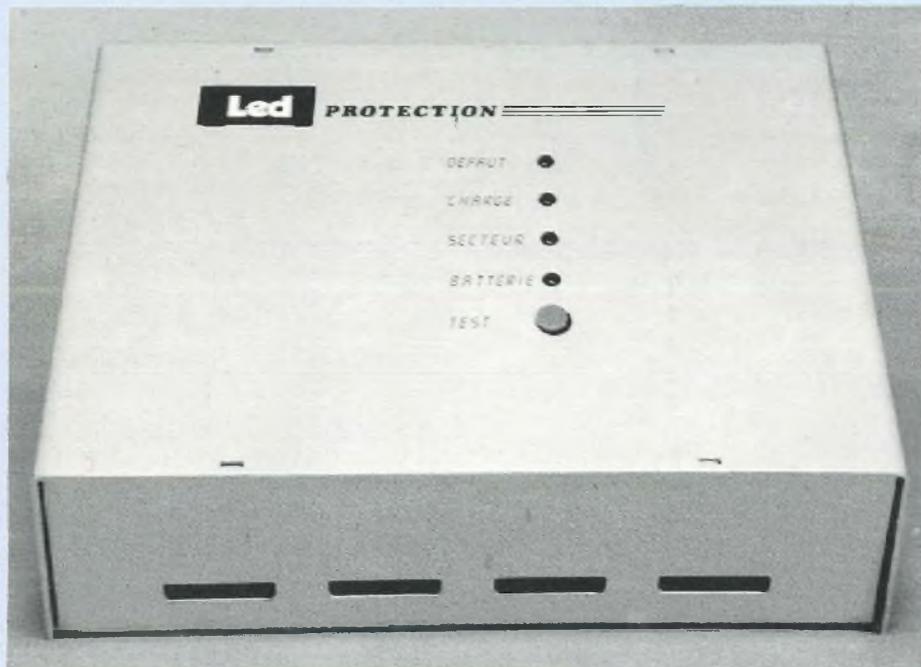
Nous venons de parcourir ce chemin au pays des quadripôles, l'amplification est leur fonction fondamentale. Il nous fallait définir ces paramètres présents partout, il nous fallait savoir effectuer leur mesure, de façon à pouvoir faire travailler nos transistors dans les meilleures conditions, aussi bien pour eux que pour nous.

A bientôt !

Georges Matoré

CENTRALE D'ALARME LE CHARGEUR

1^{re} partie



Bientôt six ans, comme le temps passe. Dans le n° 19 de juin/juillet 1984, nous dévoilons tout sur une centrale d'alarme qui remporta un franc succès auprès des amateurs désireux de protéger leurs biens. Six années après, vous êtes encore nombreux à demander la réparation totale ou les améliorations survenues depuis sa création. Donc en réponse à cette demande, nous avons décidé de vous satisfaire.

Forte de ces années d'expérience, cette centrale d'alarme bénéficie à ce jour de nombreuses modifications la rendant plus performante et universelle.

La fiabilité des circuits demeure irréprochable. Plusieurs centaines d'unités ont été réalisées sans jamais faillir à leur tâche. De nombreuses tentatives d'intrusions échouèrent grâce à la vigilance et au bon fonctionnement de cette dernière.

Les voisins des possesseurs de notre système ne se plaignent pas des

déclenchements intempestifs gênant la tranquillité des citoyens.

LES AMELIORATIONS

- Nouvelle connectique assurant une plus grande souplesse d'emploi et de raccordements.
- Réduction de la consommation électrique (< 20 mA en garde).
- Possibilité de commande à distance pour mise en service.
- Possibilité de commande à distance de commutations (relais).
- Renforcement des protections de

l'alimentation (sortie régulée et secteur).

- Les C.I. C-MOS d'une seule référence (CD 4001).
- Les transistors, uniquement des NPN d'un gain minimum de 100.
- Les résistances : 1 k Ω , 10 k Ω , 100 k Ω et 1 M Ω 1/4 W (sauf sur alimentation).
- Les potentiomètres ajustables de 1 M Ω (une seule valeur).
- Condensateurs : 3,3 nF, 100 nF, 1 μ F et 100 μ F.
- Commutateur à clé tubulaire standard.

L'ALIMENTATION

Nous commencerons notre étude par l'alimentation/chargeur. Cette partie de centrale d'alarme se trouve souvent négligée. En effet, la majorité des concepteurs vous diront : "Facile, un régulateur 12 V, quelques résistances, une diode de blocage et l'affaire est dans le sac !". Erreur ! Une alimentation trop succinote devient source de problèmes et génère des déclenchements intempestifs incontrôlables. Cela peut aller jusqu'à la destruction de cette dernière entraînant aussi la détérioration des circuits de détection qu'elle alimente, batterie incluse. N'oublions pas la foudre, grande destructrice naturelle des électroniques sans défense. Je parle de situations vécues dont de nombreux utilisateurs d'alarme ont fait les frais. Notre alimentation sophistiquée possèdera de nombreuses fonctions irréprochables et des protections efficaces.

Elle devra :

- générer et fournir la tension de 13,5 V pour l'ensemble des circuits.
- charger la ou les batteries de secours rendant le système autonome en cas de coupure du secteur ;
- assurer une forte immunité aux bruits pour les circuits C-MOS ;
- alimenter les capteurs nécessitant un raccordement externe (radars, infra-rouges passifs, hyperfréquences, ultra-sons, etc.).

Pour rendre le système intelligent, on le dotera d'une circuiterie dont les fonctions suivantes permettront de

UNE FIABILITE IRREPROCHABLE

contrôler et de visualiser :

1. la présence secteur,
2. la présence de la tension d'alimentation des circuits,
3. la valeur de la tension de batterie (seuil minimum avant incident),
4. signalisation du ou des défauts par une série de voyants.

Cette alimentation sera protégée contre :

- les court-circuits,
- les surcharges de courant (maximum 1 A),
- les inversions de polarité de la batterie,
- les parasites véhiculés par le secteur, les lignes d'alimentation et les boucles de détection.

Nous avons choisi une batterie au plomb, étanche de 12 V 6 A/H qui assurera une autonomie de plus de 100 heures en cas de coupure secteur, pour la centrale seule. Les batteries au plomb sont très fiables mais leur longévité dépendra des précautions d'emploi de ces dernières. En charge permanente (notre cas), la tension de charge ne devra pas dépasser 2,25 V par élément. Dans notre application, nous pourrions compter sur 13,5 V maximum car nous raccorderons une batterie de 12 V. Un élément très important à ne pas négliger, le courant de charge (surtout après une décharge profonde) sera limité afin d'éviter la destruction des plaques causée par le courant d'appel. Les fabricants préconisent de limiter ce courant de charge à une valeur comprise entre les $1/10^e$ à $1/20^e$ de la capacité nominale de la batterie.

LE SCHEMA

Tout d'abord, la tension secteur appliquée aux bornes du primaire du transformateur est abaissée à une valeur de 18 V efficaces. Un fusible rapide de 1 A protège l'entrée du transformateur en cas de surcharge. La varistance VR1 montée en mode commun associée à VR2 et VR3 en mode différentiel, protègent l'alimentation contre les surcharges de tension secteur et les coups de foudre. Les varistances écrètent à une valeur de 250 V non

dangereuse pour le transformateur. Elles supportent pendant un court instant ($8/20^e \mu s$), une intensité colossale de 2 000 A.

Les varistances sont des résistances à oxyde métallique dépendant de la tension dont la courbe de caractéristiques de tension et de courant est symétrique, ce qui fait qu'elles se prêtent à des applications aussi bien pour tension continues qu'alternatives. Ces résistances VDR se caractérisent par une grande dépendance vis-à-vis de la tension, c'est-à-dire que la valeur de résistance diminue rapidement plus la tension augmente.

On peut comparer ce composant à une diode concernant sa vitesse de réponse. En revanche, la varistance est capable d'absorber des énergies nettement plus importantes, des charges électriques de choc de puissance dissipée.

Un écran électrostatique relié à la terre et au zéro V vient parfaire la protection contre les parasites. Ces parasites véhiculés sur le secteur se trouvent fortement atténués. Ils provoquent souvent des déclenchements intempestifs d'alarmes.

Le 18 V alternatif redressé par le pont de diodes formé de D1 à D4 subit un filtrage efficace par C1-2 200 μF . De cette manière, on obtient une tension continue d'environ 24 V qu'on applique à la borne d'entrée 1 du régulateur intégré IC1, le L 200 de SGS. Cet excellent régulateur, cœur du montage supporte une tension de 40 V entre la borne 1 et le 0 V pour un courant de 2 A.

La référence interne génère une faible valeur. Il dispose d'une borne de programmation du courant de sortie, très utile pour notre application. La tension de sortie s'ajustera de 2,85 à 36 V. On constate que, pour notre étude, les valeurs de services resteront bien en-dessous des valeurs maximales des spécifications du constructeur. Ces possibilités intéressantes assurent une grande sécurité et fiabilité pour notre système d'alimentation.

Le réseau formé par P1 - 1 k Ω , R4 - 820 Ω , R6 - 2,2 k Ω à la masse via D12 sert au réglage de la tension de sortie

qu'on ajustera à 13,5 V avec précision par P1 (potentiomètre à 22 tours).

Les diodes D6 et D8 empêchent C4 - 100 μF de se décharger dans le régulateur en cas de court-circuit sur l'entrée ou la sortie de IC1.

D7 évite à la batterie de se décharger dans le régulateur qui ne le supporterait pas. Cette diode évite aussi de décharger la batterie inutilement en cas de coupure secteur. Contrairement à ce que pensent beaucoup de techniciens, D7 ne protège pas contre les inversions de polarité de la batterie (+ sur -, - sur +).

La protection efficace contre toute malencontreuse inversion des bornes de la batterie est assurée uniquement par la diode D12 - 1N 4148. Son rôle consiste à bloquer le courant positif qui risque de se trouver accidentellement à la borne 3, car la référence interne ne supporterait pas et claquerait en quelques microsecondes. Ceci a pour effet d'augmenter de 0,65 V la tension de référence interne ($2,77 + V_{D12} 0,65 = 3,42$ V).

Nous pouvons calculer la plage de réglage de la tension de sortie à l'aide de la formule suivante :

$$U_{\text{sortie}} = \frac{R4 + R6 + P1}{R4} \times (2,77 + 0,65)$$

$$\text{Pour } U_{\text{min}} = \frac{820 + 2 \cdot 200}{820} \times (2,77 + 0,65) \\ = 12,6 \text{ V}$$

Pour U_{max}

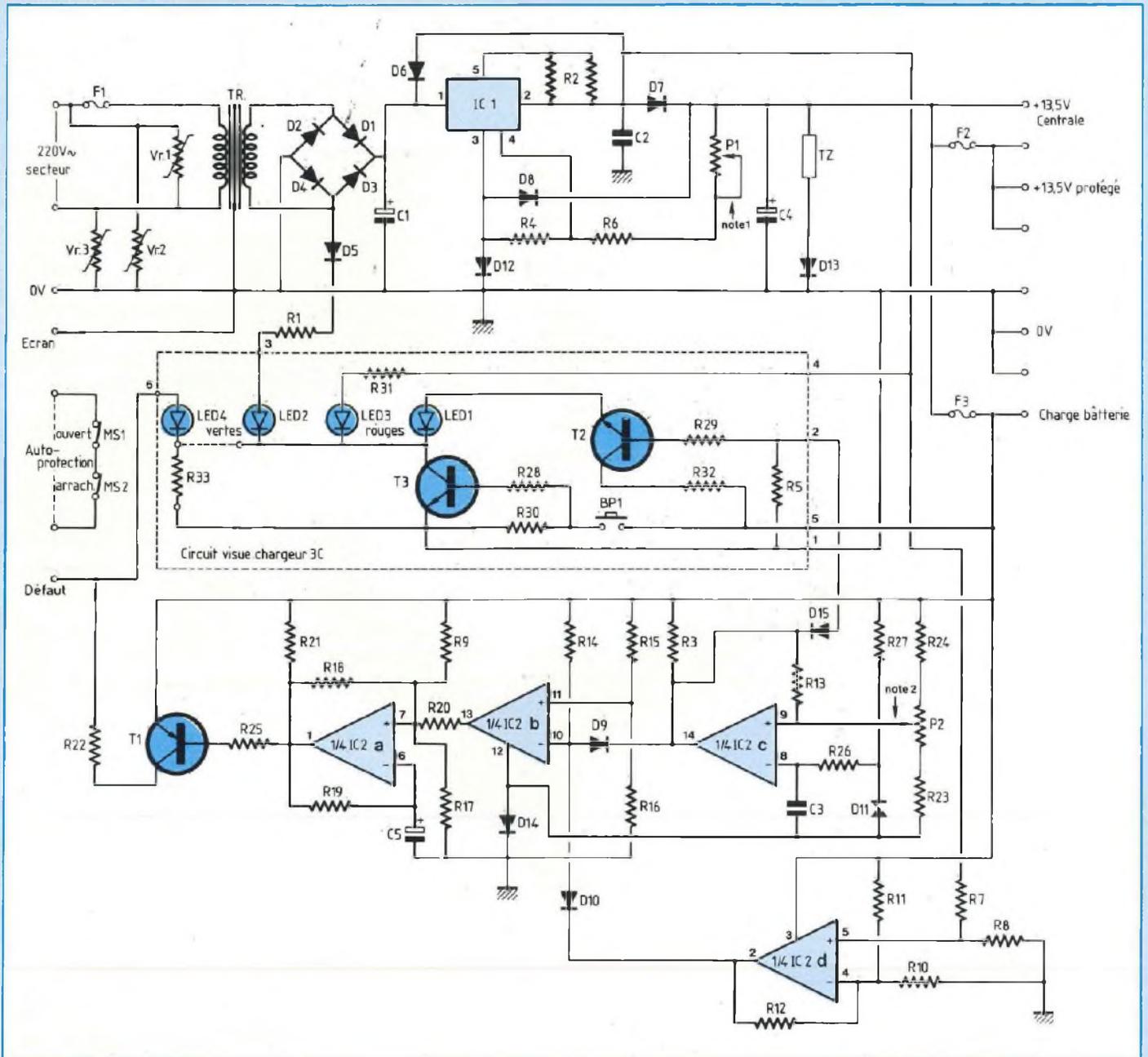
$$= \frac{820 + 2 \cdot 200 + 1 \cdot 000}{820} \times (3,42) \\ = 14,229 \text{ V.}$$

On constate que même si P1 se trouve au maximum de la valeur, à la première mise sous tension on ne risquera pas d'endommager les circuits CMOS par excès de tension positive. La résistance talon R6 2,2 k Ω permet de réduire la valeur de P1 et d'obtenir un réglage plus précis et progressif de la tension de sortie du régulateur. De surcroît, on utilisera un multitour de 15 à 20 tours.

A l'aide de la formule suivante :

$$\frac{0,45}{I_{\text{max}}} = R2$$

CENTRALE D'ALARME



on obtiendra la valeur de R2 afin de limiter le courant fourni par l'alimentation. R2 sera raccordée entre les bornes 2 et 5 (comparateur interne du L 200). Pour un courant maximum de 1 A, le calcul donnera :

$$\frac{0,45}{1} = 0,45 \Omega$$

Cette valeur de 0,5 Ω n'est pas tou-

jours disponible chez les revendeurs de composants, alors une solution très simple s'offre à nous. Avec deux résistances de 1 Ω montées en parallèle, la valeur deviendra égale à 0,5 Ω qui conviendra parfaitement pour cette limitation. Si certains ne sont pas d'accord avec mon calcul, ils devront réviser la loi d'Ohm ! Compte tenu du faible courant traversé par ces deux

résistances de 1 Ω, une puissance de 0,5 W suffira largement.

Après cet intermède, poursuivons notre trajet à travers le schéma. Le condensateur C4 - 100 µF découple et réduit la résistance interne de l'alimentation.

Nous arrivons à TZ. Ce composant inhabituel rend d'immenses services. Il a pour mission d'écrêter toutes les

UNE FIABILITE IRREPROCHABLE

surtensions apparaissant à ses bornes. Dans notre cas, la valeur du seuil critique se trouve fixée à 15,3 V. Cette Tranzorb est capable d'absorber des pointes de 1 500 W pendant plusieurs centaines de ms. Sa résistance de conduction en cas de dépassement du seuil chute à 1 Ω . La fonction multiple de TZ apporte un supplément de fiabilité et de protection pour notre alimentation. Elle élimine les parasites violents tels ceux véhiculés sur le secteur via le transformateur d'alimentation, les charges électrostatiques (foudre), les accrochages radio souvent captés par les lignes d'alimentation. N'oublions pas que l'installation des capteurs nécessite de grandes longueurs de câble formant ainsi de véritables antennes. Tous ces parasites subissent ainsi un écrêtage radical ramenant les surtensions à une valeur non dangereuse donc non destructive pour les circuits électroniques et surtout la CMOS. Cette dernière précaution complète les protections et diminue le risque de déclenchements intempestifs. La diode D13 - 1N 4148 en série avec TZ protège cette dernière contre les inversions accidentelles de polarité de la batterie.

En l'absence de diode, la Tranzorb se trouverait polarisée dans le sens direct et la destruction de celle-ci serait assurée.

La distribution du 13,5 V régulé s'effectue sur une borne en direct pour l'alimentation du circuit de centrale. Trois autres bornes fournissent la tension protégée par un fusible rapide de 1 A. Ces trois points serviront à une distribution auxiliaire pour des radars, infra-rouges passifs, etc. Une autre sortie via un fusible de 5 A chargera la ou les batteries. Cette protection simple garantira la vie de la batterie, surtout en cas de décharge profonde causée par un court-circuit par exemple. Enfin, le 0 V se prendra sur trois points du bornier.

LES DETECTIONS ET CONTROLES

Un quadruple comparateur IC2 - LM 339 assure l'ensemble des contrôles.

Son alimentation positive est prise directement sur la borne positive de la batterie pour une raison évidente de fonctionnement en cas de coupure secteur. En revanche, la borne 12 se trouve reliée au 0 V par l'intermédiaire de D14, protégeant IC2, toujours pour le cas d'inversion des pôles de la batterie.

Passons en revue les différents contrôles.

1. LA PRESENCE SECTEUR

La diode D5 redresse en mono-alternance la tension du secondaire du transformateur. La résistance R1 - 1 k Ω limite le courant de LD2 (led verte). Donc LD2 s'allume quand le secteur est présent.

2. DEFAUT SUR L'ALIMENTATION

LD4 (verte) reçoit un positif de T1 saturé (BC 557, seul PNP du montage) via R22 - 100 Ω quand la sortie de l'oscillateur IC2-A se trouve au zéro. Cette situation indique qu'aucun défaut n'est détecté. La sortie d'IC2-B, câblé en porte "ET" à deux entrées en l'absence de détection, bloque l'oscillateur.

3. DETECTION DU +13,5 V ALIMENTATION ET CHARGE :

Le comparateur IC2-D échantillonne la tension présente à la borne 2 de IC1 à celle de la batterie. Si, pour une raison quelconque, IC1-2 ne présente pas la tension de 13,5 V, la sortie 2 de IC2-D passe à 0 V sur D10 de la porte "ET". Ceci entraîne le déblocage de IC2-A car IC2-B 13 ne fournit plus de 0 V de blocage. Ainsi, LD4 clignote à une fréquence de récurrence de 1 Hz indiquant un défaut.

4. DETECTION DE LA TENSION DE LA BATTERIE

Le comparateur différentiel IC2-C assume le rôle de détection de seuil minimum acceptable. La batterie fournit une tension pour la référence de 7,5 V (la zéner D11). La valeur du seuil de comparaison se trouve fixée à 11 V sur l'entrée 9 en ajustant cette dernière par P2 - 10 k Ω . Si la tension de batterie descend jusqu'au seuil préalablement fixé, la sortie 14 de IC2-C présente un 0 V sur D9 (porte ET) qui, à son tour, libère l'oscillateur IC2-A par suite commande le transistor T2 et

polarise LD1 (rouge). Si LD4 (verte) clignote, on actionne le poussoir qui a pour effet de saturer T3 raccordant les cathodes du réseau de leds au 0 V. Ce réseau indique l'état des circuits de détection et de contrôles. Nous avons utilisé cette commande manuelle afin de réduire la consommation de courant de la centrale, surtout en cas de coupure secteur car dans cette situation la source de la tension sera fournie par la batterie. La résistance R33 - 1 k Ω sur LD4 donne la possibilité de connecter cette dernière au 0 V directement par l'intermédiaire de T3.

La borne marquée "Défaut" servira à raccorder la LED Défaut située sur le circuit de la centrale. Nous y reviendrons ultérieurement. Enfin, pour terminer cette description détaillée, n'oublions pas le couple de micro-switches appelés MS1 et MS2. Ces contacts se situent l'un soudé du côté pistes et l'autre côté composants. MS1 détectera une ouverture du coffret d'alimentation et MS2 l'arrachement du coffret.

LE CIRCUIT IMPRIME

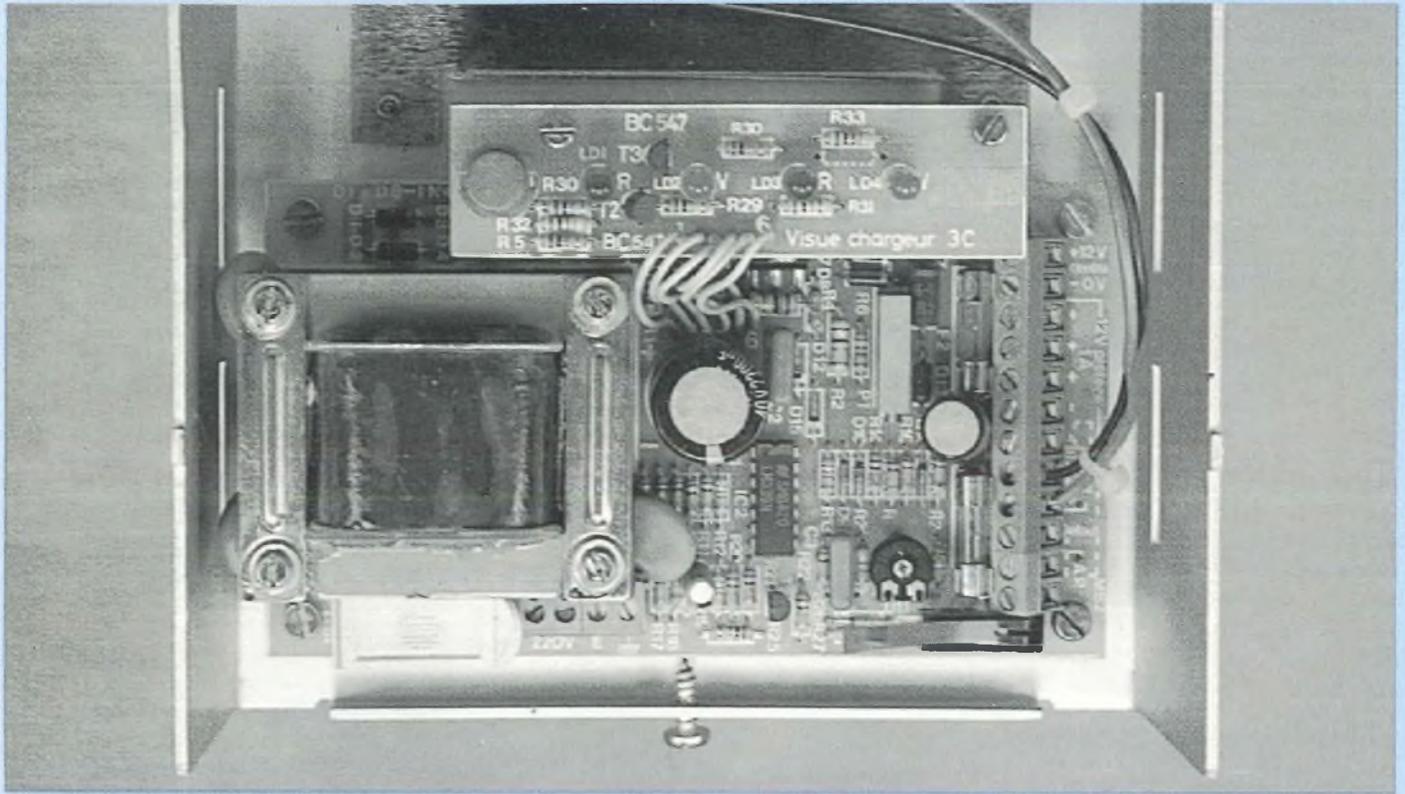
Comme tous les circuits imprimés de notre centrale d'alarme, celui de l'alimentation est un simple face. Ce détail a son importance, ainsi la réalisation s'en trouve plus aisée pour les amateurs. Il ne comporte pas de difficultés. Notre chargeur-alimentation se présente sous une forme très compacte. Deux circuits imprimés le composent. Le circuit principal aux dimensions de 140 x 80 mm reçoit la plupart des composants, y compris le transformateur.

Le second de 88 x 23 mm supporte et assume la visualisation. Les pastilles des composants seront à percer à 1 mm de diamètre, sauf pour le transformateur et les supports fusibles qui, eux, seront percés à 1,2 mm de diamètre. Les trous de fixation aux quatre angles ainsi que ceux du dissipateur seront de 3,2 mm de diamètre.

LE CABLAGE

A l'aide de l'implantation détaillée, commencer par monter et souder les

CENTRALE D'ALARME



composants les plus petits : les diodes et les résistances.

On poursuivra le câblage par l'implantation de tout l'actif. La phase montage se terminera pas les éléments encombrants tels que : transformateur, porte-fusibles, borniers, condensateurs, etc. Pour des raisons évidentes de fiabilité, je conseille vivement de souder IC2. Dans ce genre d'application, les supports de C.I. sont à proscrire. Les liaisons entre le C.I. de base et le petit C.I. visue s'effectueront avec 8 fils de 7 à 8 cm de longueur, dénudés et étamés aux deux extrémités puis montés et soudés sur le circuit de base.

On procédera à un examen optique du C.I. principal afin de s'assurer de la bonne implantation des composants ainsi que la qualité des soudures. Méfiez-vous des ponts de soudure.

On achèvera le montage par la pose du dissipateur préalablement confectionné dans un morceau d'aluminium de 15/10°. Le L 200 sera monté sans intercalaire d'isolement mais avec un peu de graisse au silicone.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

● Résistances carbone 1/4 W 5 %

R1, R31, R32, R33 - 1 k Ω
 R4 - 820 Ω
 R6 - 2,2 k Ω
 R22 - 100 Ω
 R5, R25, R14, R21, R28, R29 - 10 k Ω
 R27 - 3,9 k Ω
 R24 - 18 k Ω
 R23 - 47 k Ω
 R3, R7, R8, R9, R10, R11, R15, R16, R17, R18, R26, R30 - 100 k Ω
 R12, R13, R19 - 1 M Ω

● Résistances carbone 1/2 W 5 %

R2 + R2 - 1 Ω (2 résistances en parallèle, voir texte)
 R20 - 1 Ω ou strap

● Potentiomètres

P1 - 1 k Ω 22 tours pour C.I.
 P2 - 10 k Ω monotour pour C.I.

● Condensateurs

C1 - 2 200 μ F/40 V radial
 C4 - 100 μ F/25 V radial
 C5 - 1 μ F/25 V radial
 C2, C3 - 100 nF/100 V polyester

● Semiconducteurs

D1 à D8 et D13 - 1N 4002
 D9, D10, D11, D12, D14, D15 - 1N 4148

D11 - zéner 7,5 V/0,5 W
 TZ - Tranzorb 1,5 kE/18 A
 IC1 - L 200
 IC2 - LM 339
 T1, T2, T3, T4 - BC 547 B ou C
 LD1, LD3 - led rouge \varnothing 5 mm
 LD2, LD4, LD5 - led verte \varnothing 5 mm

● Divers

1 support fusible 5 x 20 pour C.I. isolé (secteur)
 2 supports fusibles 5 x 20 pour C.I.
 2 fusibles tubulaires 5 x 20/1 A rapide
 1 fusible tubulaire 5 x 20/4 A rapide
 1 bornier pour C.I. au pas de 5,08 mm à 12 points
 1 bornier pour C.I. au pas de 5,08 mm à 4 points
 2 micro-switches pour C.I. à palette de 55 mm de longueur
 1 transformateur primaire 220 V, secondaire 18 V eff. pour 1 A, pour C.I., avec écran si possible
 1 dissipateur aluminium
 4 entretoises de 15 mm de hauteur
 2 entretoises de 5 mm de hauteur
 1 C.I. principal epoxy
 1 C.I. visue
 3 varistances de 250 V

CENTRALE D'ALARME

Le C.I. de visue prendra place sur le dissipateur avec deux entretoises de 5 mm de hauteur.

ESSAIS ET REGLAGES

Nous procéderons par ordre. Il faut :

1. Placer le fusible F1 - 1 A sur son support.
2. Connecter sur le bornier les fils de raccordement au secteur.
3. Brancher un voltmètre entre le 0 V et la borne + 13,5 V centrale.
4. Mettre en service le secteur.
5. Ajuster la tension de sortie à exactement 13,5 V par P1 - 1 k Ω (22 tours).
6. Couper le secteur, placer F2 - 1 A et F3 - 4 A.
7. Remettre sous tension et vérifier avec le voltmètre que le + 13,5 V est présent sur la distribution auxiliaire appelée 12 V protégé et charge batterie + Batt.
8. Débrancher le secteur.
9. Une alimentation préalablement ajustée à 11 V sera raccordée sur les bornes - et + des deux bornes Batt.
10. A l'aide de P2 - 10 k Ω et en appuyant simultanément sur le poussoir, régler le seuil d'extinction de la LED LD1 (rouge).

Ces réglages terminés, une petite goutte de vernis déposée sur les vis d'ajustement bloquera les potentiomètres P1 et P2.

CONTROLES ET ESSAIS

1. Débrancher la source de tension connectée sur les deux bornes Batt. pour raccorder la batterie (attention aux polarités).
2. Commuter à nouveau le secteur, attendre quelques minutes que la batterie soit un peu chargée, on doit obtenir :
 - a) la LED LD4 (verte) allumée, donc aucun défaut sur l'alimentation ;
 - b) appuyer sur le poussoir, LD2, LD3 et LD1 sont allumées indiquant qu'une tension d'alimentation ainsi que la charge, sont présentes et, pour terminer, la batterie se trouve chargée au-dessus du seuil de 11 V ;
3. Débrancher le secteur, à ce moment, la LD4 clignote, visualisant d'abord un défaut. LD2 et LD3 sont éteintes, indiquant à leur tour l'absence de tension d'alimentation et, par suite, que la charge batterie a disparu.
4. Avec une résistance de 10 à 22 Ω ,

décharger la batterie. Lorsque la tension de cette dernière descendra au niveau de 11 V, la led LD1 (rouge) s'éteindra indiquant le défaut faible tension batterie.

5. Brancher à nouveau le secteur. Après une petite constante de temps, LD1 s'allumera, signe que la batterie se charge.

6. L'ultime test reste la vérification de la protection contre les court-circuits sur la sortie régulée. Court-circuiter la sortie sur le 0 V. Une petite étincelle se produit et dès la disparition du shunt, l'alimentation doit repartir.

Si la batterie se trouve fortement déchargée, le dissipateur du régulateur L 200 chauffera car le courant de charge deviendra important. Ce dernier se stabilisera après quelques heures pour demeurer tiède lorsque la charge sera maximum (durée de la charge : 14 heures).

Voilà votre chargeur "intelligent" prêt à l'emploi, il est temps de passer à la centrale dont l'étude et la réalisation seront proposées le mois prochain.

à suivre...

Gabriel Kossmann

EDITIONS PERIODES

1, boulevard Ney 75018 Paris
Tél (16-1) 42.38.80.88 poste 7315

Vous avez réalisé des montages personnels que vous aimeriez publier dans notre revue, n'hésitez pas à nous joindre soit par téléphone, soit par courrier, afin d'obtenir les renseignements nécessaires pour une éventuelle collaboration à Led.

PETITES ANNONCES GRATUITES

Vds PC XT Amstrad 640 ko. avec GW Basic et DOS 3.30, écran monochrome doubles lecteurs, logiciels gestion domestique, traitement texte, intégrale PC + autoformation MSDOS + documentation technique avec schémas. Tél. le soir : 54.20.30.06

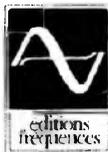
Recherche Led n^{os} 10, 11, 12, 14, 16, 18 ou plans et documentation sur le Microkit 09.
Tél. : 46.78.90.36 après 18 h.

Cherche schémas pour fabrication d'un accordeur électronique de guitare + schémas pour pédales d'effets (wha-wha, distorsion, tube screamer, etc.)

Faire offres à Pascal Martin 34, rue Rêgemortes
03000 Moulins - Tél. : 70.46.65.21.

Vds lot de pts matériels, liste c/e lettre self-adressée 300 F. Antenne FM Cobra intérieure avec préampli réglable : 250 F. Ampli téléphonique t.b.e., très peu servi, alim. pile 9 V ou extérieur : 250 F.

Petite boîte rigolote de E.P. (mini-synthé), poule, rire, sirène... Ampli + HP compression : 500 F fermes.
Tél. : 78.90.46.80



vous propose d'en savoir beaucoup plus sur :

LA HAUTE-FIDELITE

LES HAUT-PARLEURS



Par Jean Hiraga.
3^e édition 1989, 350 p.

E 01 207 F TTC port compris

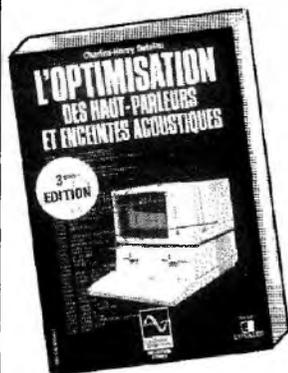
Un gros volume qui connaît un succès constant : bien plus qu'un traité, il s'agit d'une véritable encyclopédie reconnue dans le monde entier, alliant théorie, pratique et histoire, en une mine inépuisable d'informations.

Cet ouvrage retrace dans ses moindres détails, toute l'histoire du haut-parleur depuis son origine, à la fin du siècle dernier, jusqu'à nos jours : présentation et évolution des principes théoriques des technologies, des méthodes mises en œuvre pour sa réalisation.

Cent ans d'acoustique évolutive sont résumés sur ces 350 pages, des découvertes insolites ou utopiques aux réalisations industrielles récentes.

La 3^e édition s'étend de plus de trente pages. Les dernières innovations y sont traitées : haut-parleur à ruban large bande, nouveaux types d'aimants, système à image stéréophonique constante... Les chapitres consacrés au filtrage et à la présentation des enceintes acoustiques et des haut-parleurs du marché ont été eux aussi réactualisés.

L'OPTIMISATION DES HAUT-PARLEURS ET ENCEINTES ACOUSTIQUES



Par Charles-Henry Delaleu.
3^e édition 1988, 240 p.

E 04 172 F TTC port compris

Troisième édition améliorée d'un ouvrage fort attendu des passionnés d'electroacoustique. Ce livre permet aux amateurs et aux professionnels de se familiariser avec les rigoureuses techniques de modélisation des haut-parleurs et enceintes acoustiques et d'en mener à bien la réalisation.

Par la somme extraordinaire d'informations qu'il rassemble, cet ouvrage permet une réelle optimisation de l'enceinte acoustique, une présentation théorique et pratique de la mise en œuvre d'une réalisation exacte. La modélisation mathématique a été très largement détaillée et permet une analyse rigoureuse par tous.

Il est enfin possible à tout «amateur» d'avoir recours à des techniques réservées aux professionnels, de trouver dans le même ouvrage l'ensemble des bases modernes du haut-parleur et de l'enceinte acoustique.

INITIATION AUX AMPLIS A TRANSISTORS

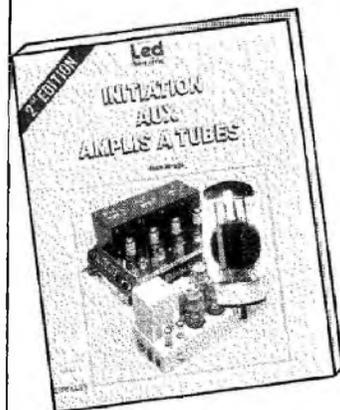


Par Gilles Le Doré.
1986, 96 p.

P 24 142 F TTC port compris

Après un bref historique du transistor, cet ouvrage traite essentiellement de la conception des amplificateurs modernes à transistors. La théorie est décrite de manière simple et abordable, illustrée d'exemples de réalisations commerciales. Le but du livre est de donner à chacun la possibilité de réaliser soi-même son amplificateur, selon ses besoins, le degré de qualité nécessaire, parmi l'éventail de solutions qu'offrent les composants actuels.

INITIATION AUX AMPLIS A TUBES



Par Jean Hiraga.
1986, 160 p.
2^e édition 1989.

P 26 182 F TTC port compris

Complémentaires des «Amplis à transistors», les «Amplis à tubes» est une petite encyclopédie sur ce sujet : historique, mais aussi polémique, puisque les tubes sont encore d'actualité et parce que les arguments en faveur de cette technique et ses défenseurs sont encore nombreux.

Tout comme pour les «Haut-parleurs» son auteur a su collecter durant une vingtaine d'années ainsi qu'au cours de nombreux voyages sur les terres d'élection de la haute-fidélité (Angleterre, Japon, USA, France) une multitude de renseignements sur ce qui constitue la totalité du matériel d'amplification et de transmission durant la première moitié de notre siècle.

Mais là n'est pas l'essentiel il a fallu rassembler ces connaissances, les ordonner selon leur valeur scientifique, leur portée et les replacer dans un contexte historique exact, au niveau international, tout en restant dans le cadre d'une initiation. Mission accomplie.

Diffusion auprès des libraires assurée exclusivement par les Editions Eyrolles.

Bon de commande à retourner aux Editions Fréquences, 1 boulevard Ney, 75018 Paris.

Indiquez le ou les codes :

NOM PRENOM

ADRESSE

CODE POSTAL VILLE

Ci-joint mon règlement par :

C.C.P. Chèque bancaire Mandat

PHASEMETRE A AFFICHAGE NUMERIQUE



La réalisation proposée appartient à une catégorie d'appareils de mesure rarement décrits dans la presse technique mais que, cependant, des lecteurs nous ont demandée. Cette étonnante désaffection tient, pour une large part, à la méconnaissance des applications pratiques d'un phasemètre, donc de son utilité. Nous compléterons donc l'article par quelques exemples typiques d'utilisation.

Les mesures de déphasages s'appliquent particulièrement au domaine de la BF. Il nous a semblé intéressant d'élargir ce dernier, en l'étendant de 10 Hz à 100 kHz. L'appareil reste d'ailleurs exploitable au-delà, mais au prix d'une perte de précision croissant avec la fréquence.

La commodité d'emploi s'inscrivait à notre cahier des charges, excluant tout réglage avant chaque mesure. On remarquera, notamment, que la sensibilité d'entrée s'étend de 10 mV à 10 V efficaces, sans aucune commutation.

QUELQUES RAPPELS

THEORIQUES

La fonction "sinus" plonge ses racines

si universellement dans les traitements électroniques qu'on en oublie parfois jusqu'à la définition. Quelques brefs rappels permettront de préciser les notions de phase, et de déphasage.

DEFINITION DE LA FONCTION SINUS

Le cercle de la figure 1, de rayon unitaire (1 m dans le système MKSA), s'appelle "cercle trigonométrique". On y choisit un sens positif de rotation (+), inverse de celui des aiguilles d'une montre, pour mesurer les angles à partir du rayon origine OA. Un système d'axes (orientés) Ox, Oy, complète la figure.

Si M est un point du cercle, repéré par l'angle α , ses projections orthogonales P1 et P2 sur Ox et Oy définissent respectivement le **cosinus** et le **sinus** de

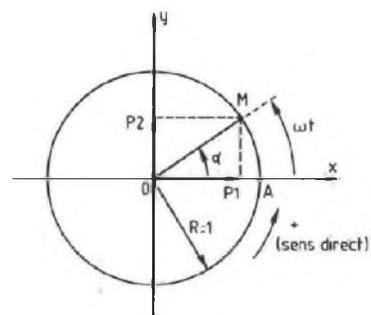


Fig. 1 : Définition du sinus et du cosinus.

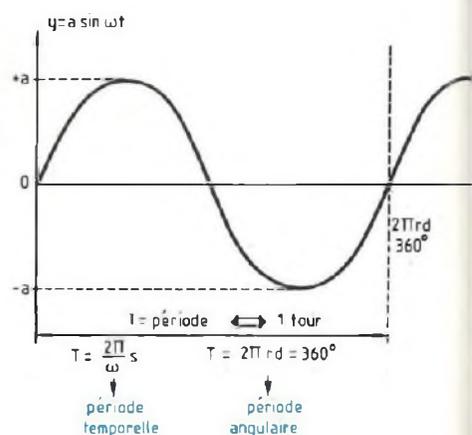


Fig. 2 : Graphe de la fonction $y = \sin \omega t$.

α , qui sont l'abscisse et l'ordonnée de M :

$$x = \overline{OP_1} = \cos \alpha$$

$$y = \overline{OP_2} = \sin \alpha$$

Supposons, maintenant, que le point M tourne sur le cercle avec la vitesse angulaire constante ω , dite "pulsation" ; à l'instant t, OM fait avec Ox un angle $\alpha = \omega t$ et on écrit :

$$y = \sin \alpha = \sin \omega t$$

La fonction y de l'angle ωt est, aussi, une fonction du temps t. La double graduation de l'axe horizontal, dans la figure 2, souligne cette dualité. Elle montre qu'à la période temporelle T, correspond la période angulaire 2π radians (2π rd), ou 360° , soit un tour complet sur le cercle trigonométrique.

COMPLETEZ VOTRE LABO

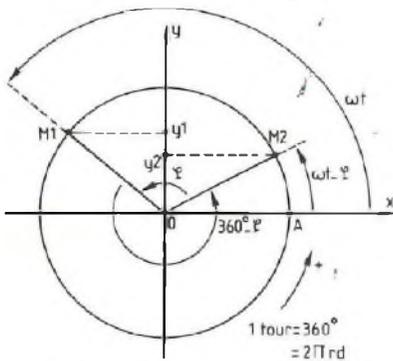


Fig. 3 : Déphasage sur le cercle trigonométrique.

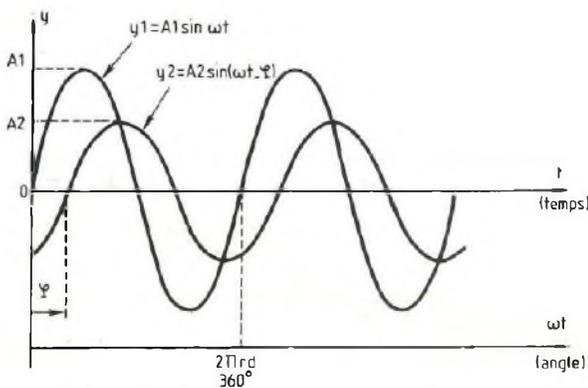


Fig. 4 : Déphasage sur la représentation temporelle.

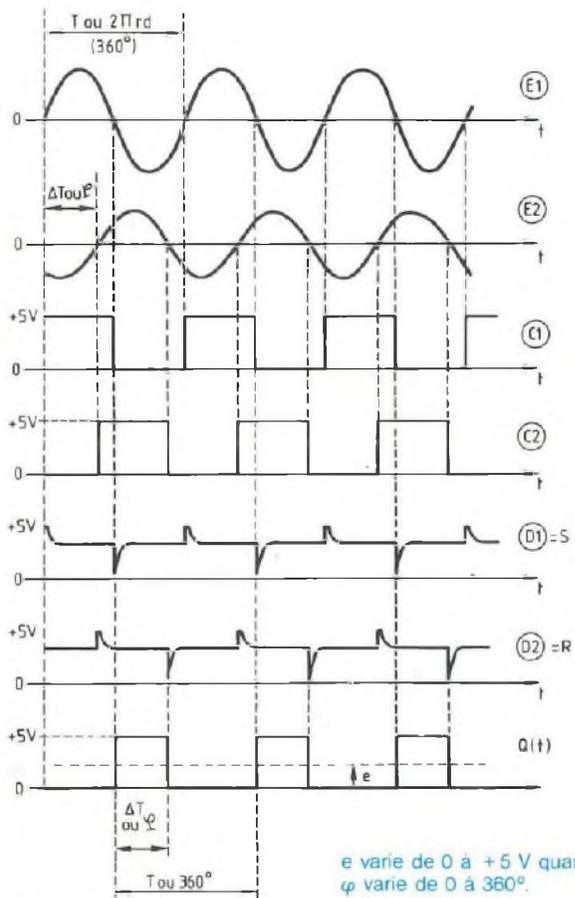


Fig. 5 : Diagrammes de fonctionnement.

Remarquons que si le point M décrit un cercle de rayon a , sa projection sur Oy devient, évidemment :

$$y = a \sin \omega t$$

Sur la figure 2, les sommets atteignent les ordonnées $+a$ et $-a$, au lieu de $+1$ et -1 .

DEPHASAGE ENTRE DEUX SINUSOÏDES

Les points M_1 et M_2 de la figure 3 parcourent le cercle trigonométrique à la même vitesse ω , mais M_1 précède M_2 d'un angle φ . φ est l'**avance de phase** de M_1 sur M_2 , ce qui revient au même, le **retard de phase** de M_2 sur M_1 . A un instant t donné, l'angle de rotation de M_1 est ωt , tandis que celui qui correspond à M_2 est $\omega t - \varphi$. On a donc :

$$y_1 = \sin \omega t$$

$$y_2 = \sin(\omega t - \varphi)$$

La figure 4, comparable à la figure 2, fait apparaître les déphasages sur l'axe horizontal. Nous y avons volontairement représenté des sinusoides d'amplitudes différentes, pour montrer que ce paramètre n'intervient pas dans la notion de déphasage.

REMARQUE IMPORTANTE

Puisque M_1 et M_2 se poursuivent sur le cercle trigonométrique comme deux chevaux de bois d'un manège, il est parfaitement arbitraire de définir quel est le premier et le deuxième. Ainsi, la figure 3 montre que M_1 est aussi bien en retard de $360^\circ - \varphi$ qu'en avance de φ , sur M_2 . Nous exploiterons cette remarque dans la conception du phasemètre.

PRINCIPE

DE FONCTIONNEMENT DU PHASEMETRE

Il se trouve tout entier rassemblé dans la succession des diagrammes de la figure 5, où la variable, portée sur les axes horizontaux est le temps t . Les axes verticaux, d'ailleurs non matérialisés pour ne pas surcharger la figure, indiquent tous des tensions.

Les entrées E_1 et E_2 de l'appareil reçoivent les deux sinusoides à comparer, naturellement de même fréquence F ou de même période T , sinon la notion de déphasage, définie à la figure 3, n'aurait plus de sens (sauf par une extension un peu abusive mais

PHASEMETRE A AFFICHAGE NUMERIQUE

tolérée par l'usage lorsqu'on parle des boucles à verrouillage de phase, en valeur instantanée.

Ces sinusoïdes, débarrassées de toute composante continue qu'aurait pu leur superposer le circuit à l'étude, se retrouvent alors centrées autour du potentiel zéro, comme l'exige leur définition mathématique. On exploite cette situation pour les appliquer, chacune, à l'entrée d'un comparateur, dont l'autre entrée est référencée à la masse. Ainsi :

- chaque fois que E_1 franchit le seuil zéro en devenant positive, la sortie du comparateur correspondant, notée C_1 dans la figure 5, transite brusquement de 0 à +5 V ;

- chaque fois, au contraire, que E_1 traverse, en descendant, le seuil zéro, la sortie C_1 du comparateur retombe à 0 V.

La sortie C_1 du premier comparateur délivre donc des créneaux symétriques, dont chaque palier, inférieur ou supérieur, occupe une durée $T/2$.

De la même façon, la figure 5 montre que la sortie C_2 de l'autre comparateur, attaqué par la sinusoïde de l'entrée E_2 , délivre des créneaux symétriques de même période T .

On fait passer les créneaux de C_1 et de C_2 à travers deux différenciateurs. Leurs sorties, notées D_1 et D_2 mais aussi S et R (nous verrons pourquoi), transforment les flancs montants et descendants, respectivement, en fines impulsions positives et négatives. Le choix des polarisations, dont nous expliciterons plus loin les raisons, conduit en général à un écrêtage des pointes positives. Ceci ne présente strictement aucun inconvénient puisque, pour la suite, seules les impulsions négatives nous intéressent.

Les notations S et R s'expliquent maintenant. En effet, les impulsions négatives correspondantes attaquent les entrées Set et Reset d'une bascule bistable dont la sortie Q évolue, en fonction du temps, conformément au dernier diagramme de la figure 5. Pour une période T , correspondant à une rotation de 360° sur le cercle trigonométrique, on dispose d'un créneau positif de durée Δt coïncidant

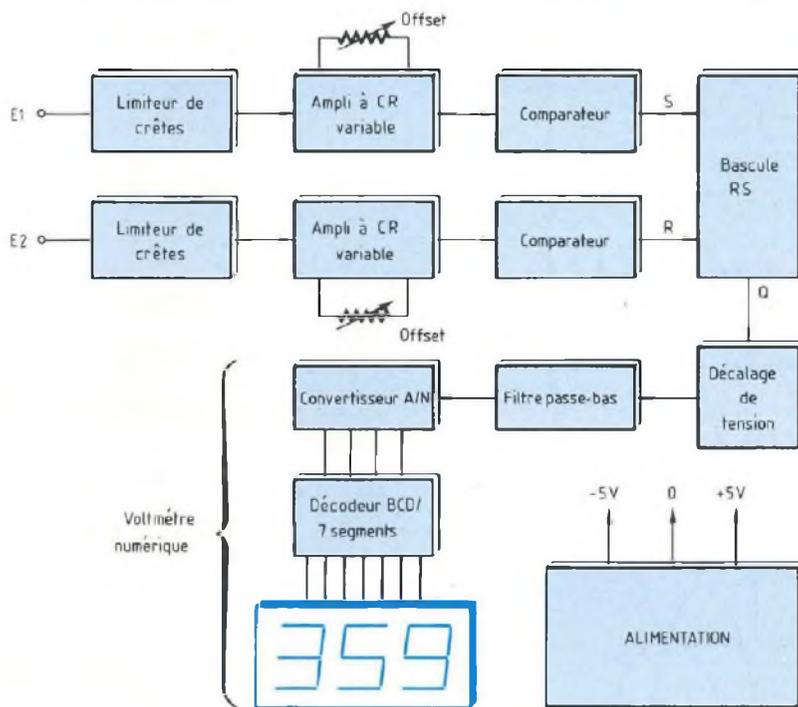


Fig. 6 : Synoptique.

avec le retard de phase φ de E_2 sur E_1 , suivi d'un palier au niveau zéro, pendant l'angle supplémentaire $360^\circ - \varphi$.

Prenons maintenant la valeur moyenne e de ce signal, opération facile à réaliser à l'aide d'une simple intégration. Lorsque le déphasage φ varie de 0 à 360° , il est facile de voir que e évolue de 0 à +5 V, proportionnellement à φ . Une lecture de e , éventuellement corrigée par un facteur d'échelle éliminant tout calcul, mesure ainsi l'angle de retard de E_2 sur E_1 .

Nous retrouvons, ici, la remarque énoncée en début d'article : E_2 est toujours considérée comme en retard sur E_1 . Rien n'interdit, si ce retard atteint 320° par exemple, d'en déduire que E_2 est en avance de 40° sur E_1 . Cette façon de procéder élimine les problèmes de signes.

SYNOPTIQUE DU PHASEMETRE

Donné en figure 6, il matérialise, pour

l'essentiel, les opérations à effectuer pour franchir les étapes successives du diagramme de la figure 5. Quelques perfectionnements s'y ajoutent pourtant, qui visent à simplifier à l'extrême l'utilisation de l'appareil.

Afin de le rendre utilisable pour des mesures sur les étages préamplificateurs à faible niveau, celui-ci doit fonctionner correctement à partir de tensions d'entrée aussi faibles que 10 mV efficaces. Des impératifs de précision, dont nous discuterons ultérieurement, conduisent alors à prévoir une amplification importante. A l'inverse, nous souhaitons aussi monter, **sans aucun réglage de sensibilité**, jusqu'à 10 V efficaces, soit près de 30 V crête-à-crête, sans pour autant dégrader les performances. Plus encore - fiabilité oblige - nous voulions que des tensions atteignant 50 V efficaces, soit près de 150 V crête-à-crête, appliquées par mégarde, ne puissent mettre en péril les composants du phase-mètre.

De tels impératifs impliquent une pro-

COMPLETEZ VOTRE LABO

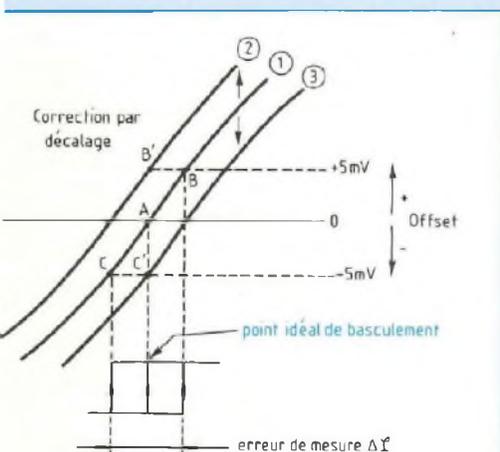


Fig. 7 : Influence de l'offset des comparateurs.

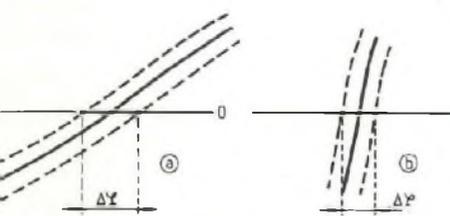


Fig. 8 : Influence de la pente des sinusoïdes.

annule cette source d'erreur. Il est suivi d'un simple filtre passe-bas jouant le rôle d'intégrateur, pour élaborer la tension continue e .

On mesure cette dernière à l'aide d'un voltmètre numérique (convertisseur analogique/numérique, décodeur BCD/7 segments et afficheurs) calibré pour afficher directement le déphasage de 0 à 359°, avec une résolution de 1°. Evidemment, à 360°, l'appareil revient à zéro, puisque les sinusoïdes E_1 et E_2 se retrouvent alors en phase. Une alimentation stabilisée double élaborée, à partir du secteur, les tensions de +5 V et de -5 V nécessaires aux différents circuits.

LES PROBLEMES DE PRECISION

Notre phasemètre numérique a une résolution du degré et une précision, sur la plus grande partie de la plage de mesure (nous examinerons les cas extrêmes) de $\pm 1^\circ$. Semblables performances exigent le respect de plusieurs précautions et le réglage soigné de divers paramètres.

OFFSET DES COMPARATEURS

Les comparateurs LM 360, choisis prioritairement pour leur rapidité, souffrent d'un offset (décalage entre les tensions des deux entrées pour lesquelles intervient le basculement) qui peut atteindre ± 5 mV dans le plus défavorable des cas. La figure 7 en illustre les conséquences et prouve la nécessité d'une correction.

Dans l'hypothèse idéale d'un offset nul et d'une entrée référencée au zéro des potentiels, le basculement s'effectue en A, c'est-à-dire au passage par zéro de la sinusoïde 1. Par contre, un offset positif de +5 mV ou négatif de -5 mV conduisent à décaler le basculement en B ou en C. Il en découle une erreur possible $\Delta\varphi$ sur la mesure de φ , qu'on corrigera en décalant verticalement la sinusoïde soit dans la position 2 (offset positif, basculement ramené en B'), soit dans la position 3 (offset négatif, basculement ramené en C'). Ce décalage s'opère sur les amplificateurs et doit être ajusté lors de la mise au point.

PENTE DE LA SINUSOÏDE AU PASSAGE PAR ZÉRO

Supposons l'offset parfaitement compensé. La sinusoïde elle-même ne peut prétendre à une pureté parfaite. Elle reste toujours affectée, par exemple, de bruits divers. Son évolution théorique au voisinage du zéro, matérialisée par les courbes en trait plein de la figure 8, s'inscrit en pratique à l'intérieur des frontières dessinées en pointillés.

Il est alors clair, par comparaison des cas a et b, que l'erreur erratique $\Delta\varphi$ ("jitter" sur les flancs des créneaux) diminue lorsqu'on augmente la pente donc, à fréquence donnée, l'amplitude du signal. Ceci montre la nécessité d'une forte amplification aux niveaux d'entrée les plus faibles.

Remarquons aussi, par comparaison cette fois des figures 7 et 8, que la correction d'offset n'intervient efficacement qu'aux niveaux réduits : c'est dans ces conditions qu'il faudra la régler.

RETARDS DE COMMUTATION ET TEMPS DE MONTEE

Délais de transit et durées des commutations s'additionnent dans les comparateurs, la bascule RS et le circuit de décalage de tension. Par référence aux données des constructeurs et à travers nos propres mesures, nous avons constaté que leurs différences peuvent atteindre environ 25 ns entre les deux canaux. Pour que cet écart reste inférieur à la précision de 1° souhaitée, il faut que la période T des sinusoïdes ne descende pas au-dessous de :

$$T_{\min} = 25 \times 360 = 9\,000 \text{ ns}$$

soit environ 10 μs . Cela fixe à 100 kHz la fréquence maximale de fonctionnement correct.

Au-delà, la précision décroît rapidement. A 200 kHz par exemple, nous avons pu estimer l'incertitude à $\pm 3^\circ$ environ.

SCHEMA COMPLET DE PHASEMETRE

Il se partage entre les figures 9, 10 et 11. Les étages d'entrée (figure 9),

PHASEMETRE A AFFICHAGE NUMERIQUE

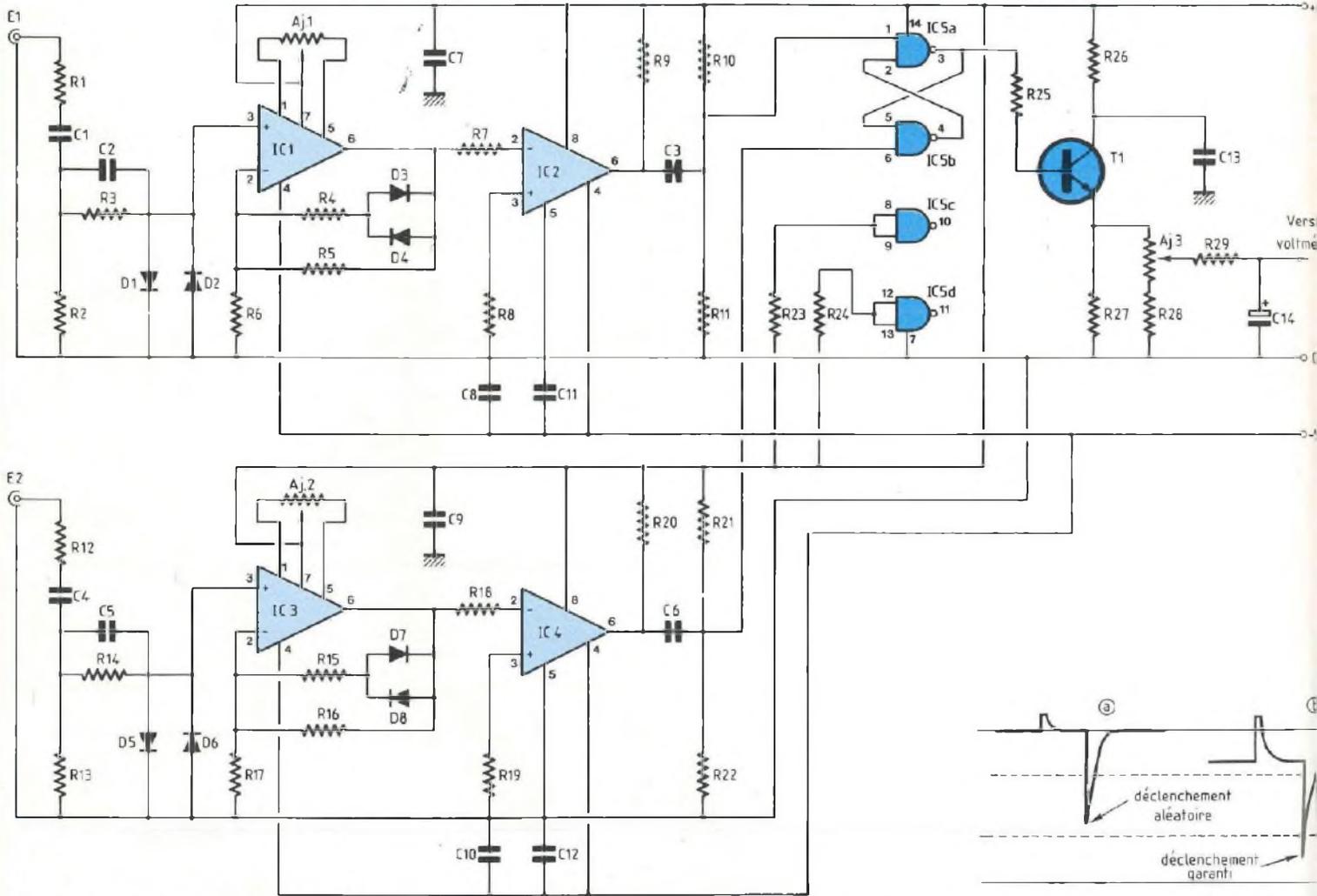


Fig. 9 : Etages d'entrée et bascule RS.

Fig. 12 : Déclenchement de la bascule.

organisés autour de IC1 et IC2 pour la voie E1, IC3 et IC4 pour E2, sont identiques et nous n'en analyserons qu'un. Après R1 qui compense une éventuelle impédance négative en HF (risques d'oscillations) et C1 qui élimine la composante continue, on fixe l'impédance d'entrée à bas niveau à 1 MΩ par R2. Les diodes D1 et D2, associées à R3, écrêtent les signaux à ±0,7 V si nécessaire, tandis que C2 compense leurs capacités parasites. Tous ces composants introduisent évidemment une légère rotation de phase, mais négligeable pourtant dans la plage des fréquences utiles et, sur-

tout, pratiquement identique sur les deux canaux. L'amplificateur opérationnel IC1 de type BiFet, attaqué sur son entrée non inverseuse, offre une impédance d'entrée très élevée. A faible niveau (tension de sortie inférieure à 1,4 V crête-à-crête), D3 et D4 restent bloquées. Le réseau de contre-réaction R5 R6 fixe alors seul le gain :

$$G = \frac{R5 + R6}{R6}$$

A niveau élevé, D3 et D4, devenues plus conductrices, introduisent R4 en

parallèle sur R5 et le gain diminue. Les oscillogrammes publiés en fin d'article précisent ces mécanismes. Le réglage d'offset, enfin, est confié à la résistance ajustable AJ1.

Le comparateur IC2 dont l'entrée +, utilisée comme référence, revient à la masse par R8, sort sur une résistance "pull-up" R9 afin d'élever les paliers supérieurs des crêteaux au voisinage de +4 V, tension nécessaire pour élaborer des impulsions d'amplitude suffisante.

Le circuit différenciateur, destiné à transformer les flancs des crêteaux en fines impulsions, fait intervenir C3

COMPLETEZ VOTRE LABO

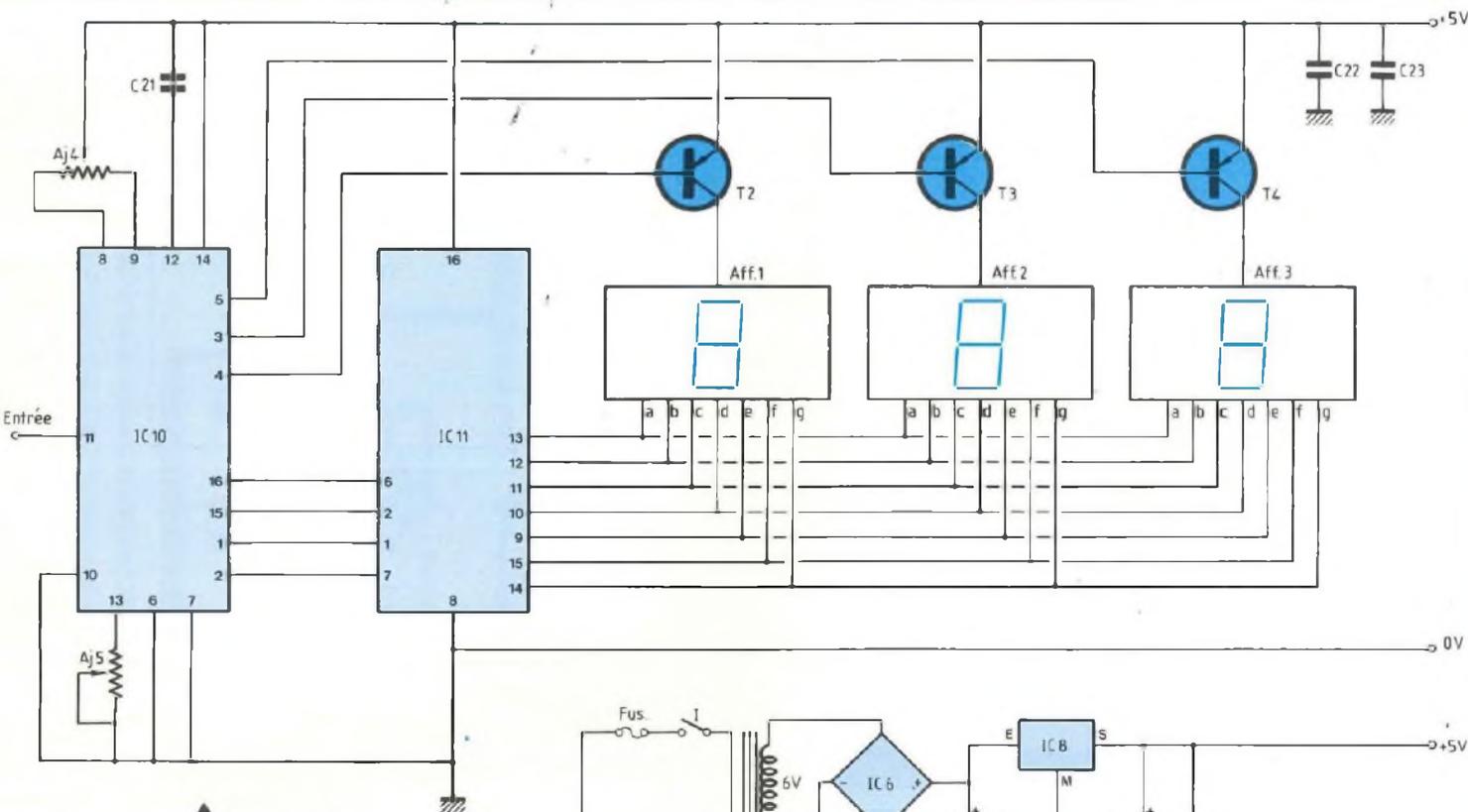


Fig. 10 : Schéma de la section voltmètre.

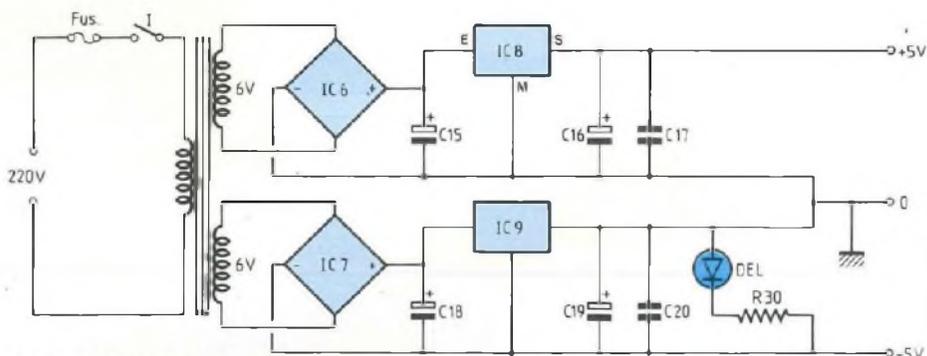


Fig. 11 : Alimentation.

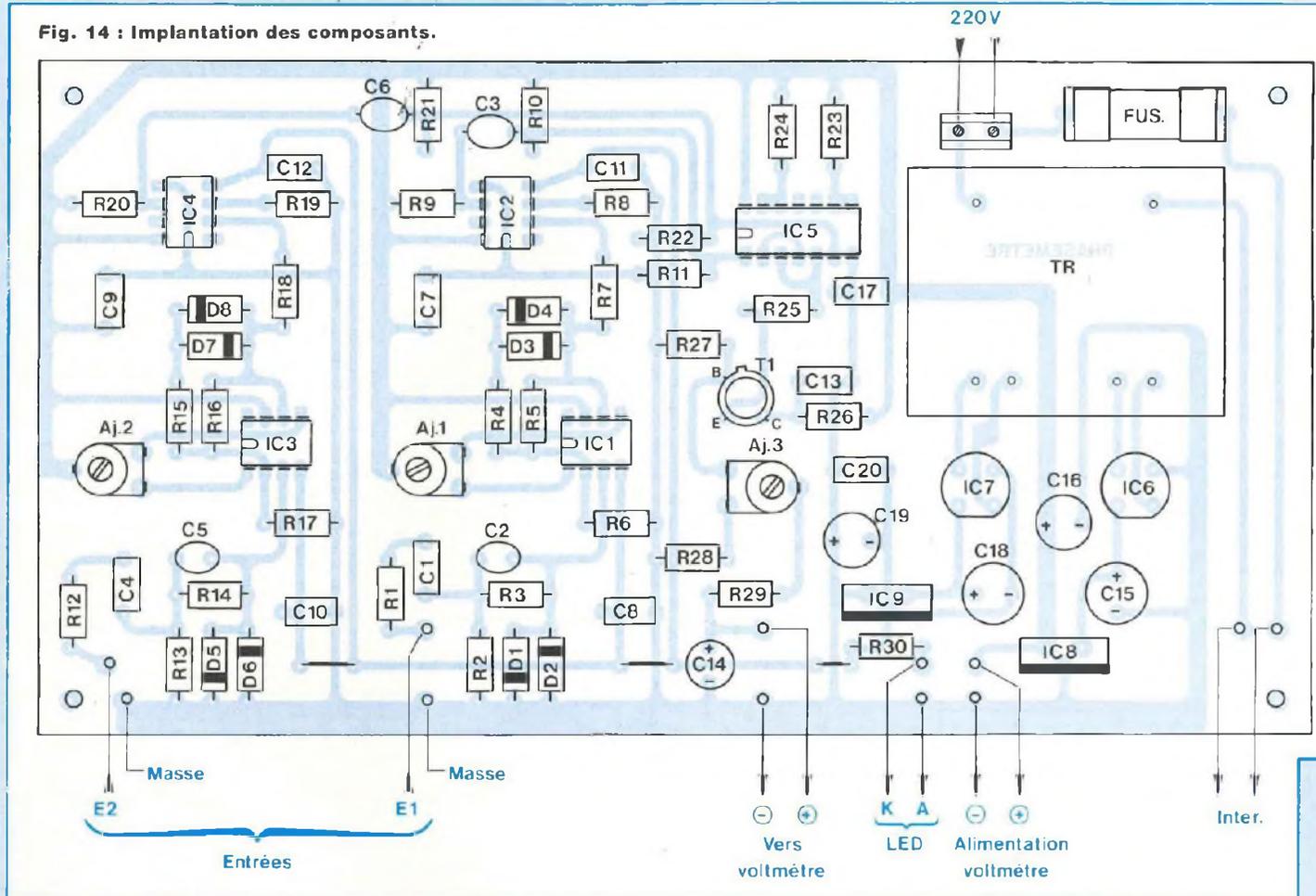
et les deux résistances R10 et R11. Vis-à-vis de l'alternatif, celles-ci se mettent en parallèle et une seule résistance équivalente suffirait. Par contre, du point de vue du continu, R10 et R11 forment un diviseur entre le +5 V et la masse. Ceci, comme le montre la figure 12, garantit un déclenchement sans problème des portes CMOS constituant la bascule RS. En effet, alimentées sous 5 V, ces portes offrent, en entrée, un niveau bas maximum de 1,5 V et un niveau haut minimum de 3,5 V. Avec la seule résistance R10, l'amplitude des pointes négatives situe leur pied vers +2 V :

dans des cas défavorables, le déclenchement n'est pas toujours assuré (figure 12a). En décalant à +4 V le potentiel moyen, R11 descend les pointes à 1 V et il ne subsiste plus aucun risque. Seules, les portes IC5a (voies E₁) et IC5b (voie E₂) interviennent dans la constitution de la bascule, selon une configuration bien connue. Afin d'éviter des comportements erratiques dus aux très grandes impédances d'entrée des deux autres portes, on ramène celles-ci à +5 V, à travers R23 et R24. Notons, enfin, que les polarisations des impulsions diffèrent légèrement en

sortie des comparateurs IC2 et IC4. La voie E₁ devient ainsi prioritaire, évitant que la sortie de la bascule n'hésite entre 0 et +5 V lorsque le déphasage entre les entrées s'annule. La sortie Q, sur la broche 3 de IC5a, ne descend pas au-dessous de 50 mV, toujours dans le cas le plus défavorable. La chute de tension dans la jonction base-émetteur de T1 permet de ramener à coup sûr ce minimum à zéro et nous avons montré que c'était indispensable. L'ajustable AJ3 permet de réduire à 360 mV le niveau supérieur des créneaux : on lit, ainsi, directement 360 mV pour un déphasage de

PHASEMETRE A AFFICHAGE NUMERIQUE

Fig. 14 : Implantation des composants.



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

● Résistances 1/4 W ± 5 %

R1, R8, R9, R12, R19, R20, R27 - 1,5 kΩ
 R2, R13 - 1 MΩ
 R3, R14 - 33 kΩ
 R4, R15 - 56 kΩ
 R5, R16 - 150 kΩ
 R6, R17 - 10 kΩ
 R7, R18 - 180 Ω
 R10 - 4,3 kΩ*
 R11 - 27 kΩ
 R21 - 6,8 kΩ
 R22 - 18 kΩ
 R23, R24, R29 - 220 kΩ
 R25 - 470 Ω
 R26 - 56 Ω
 R28 - 33 Ω
 R30 - 390 Ω

* valeur à prendre dans la série E24.

● Résistances ajustables

AJ1, AJ2 - 4,7 kΩ
 AJ3 - 1 kΩ
 AJ4 - 50 kΩ (10 tours)
 AJ5 - 10 kΩ (10 tours)

● Condensateurs

C1, C4 - 470 nF
 C2, C5 - 22 pF
 C3, C6 - 47 pF
 C7 à C12 - 100 nF
 C13 - 22 nF
 C14 - 10 μF/16 V
 C15, C18 - 470 μF/16 V
 C16, C19 - 100 μF/16 V
 C17, C20, C22, C23 - 100 nF
 C21 - 220 nF

Semiconducteurs

D1 à D8 - 1N 4148

DEL - diode électroluminescente

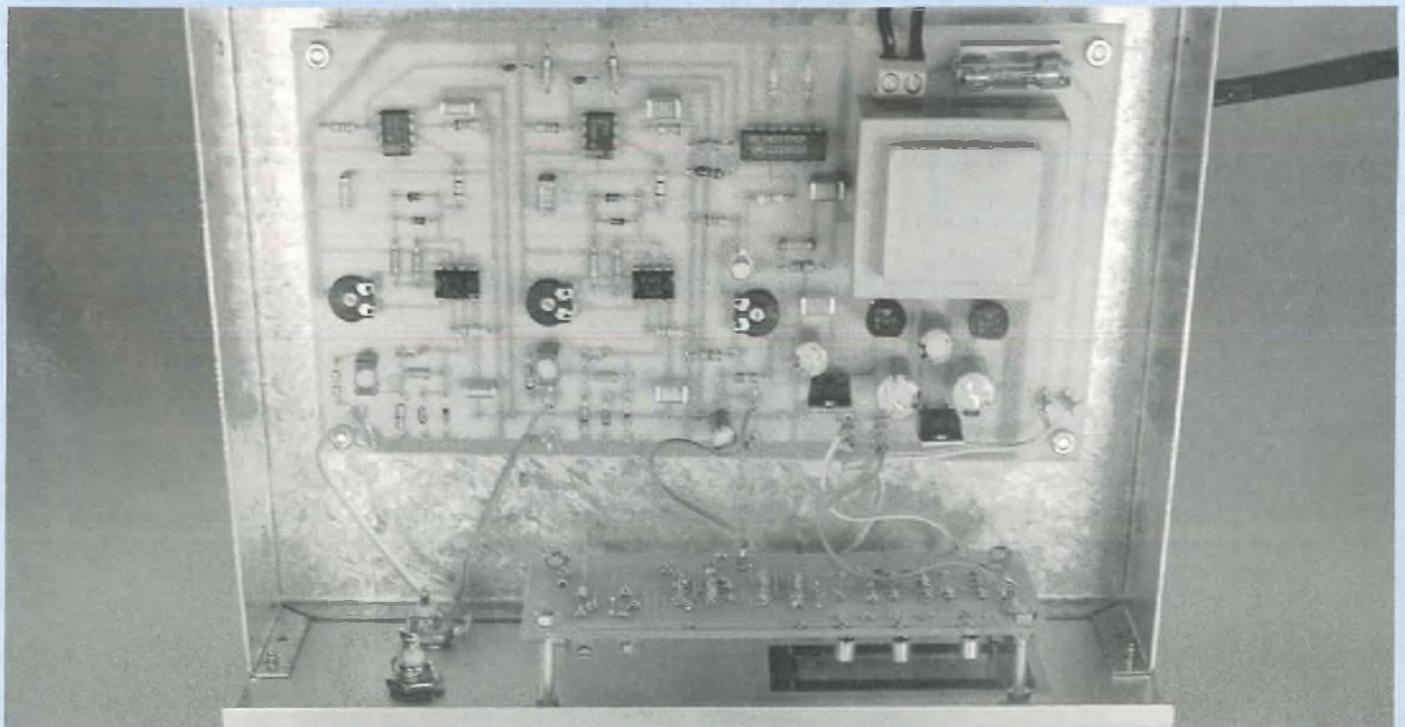
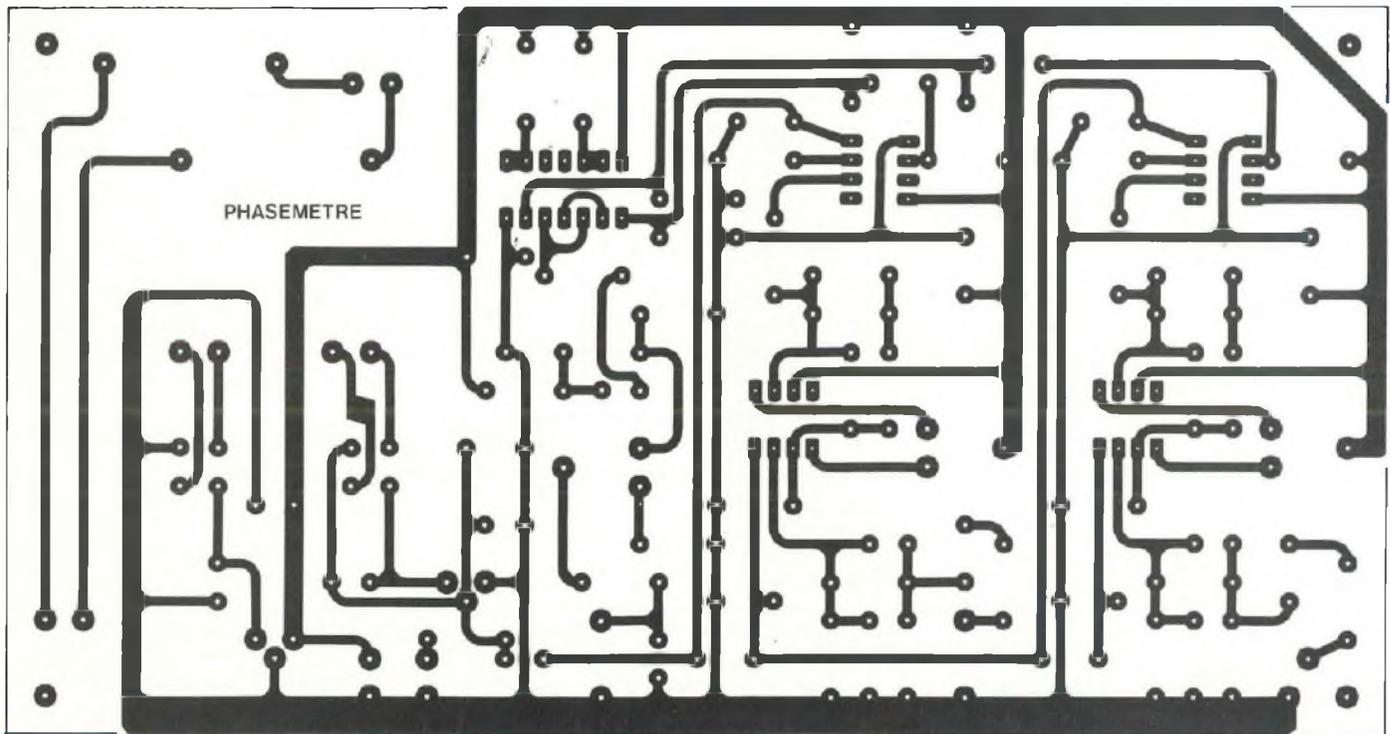
IC1, IC3 - LF 357
 IC2, IC4 - LM 360
 IC5 - CD 4011 B
 IC6, IC7 - redresseurs 500 mA/50 V
 IC8, IC9 - LM 7805
 IC10 - CA 3162 E
 IC11 - CA 3161 E
 AF1, AF2, AF3 - afficheurs MAN 3620 (anode commune)
 T1, T2, T3, T4 - 2N 2222

● Divers

TR - transformateur Orbitec 2 × 6 V/5 VA
 1 porte-fusible 5 × 20
 1 fusible 5 × 20/50 mA
 1 bornier pour C.I.
 2 BNC femelles pour châssis

COMPLETEZ VOTRE LABO

Fig. 13 : Circuit imprimé de la carte principale.



PHASEMETRE A AFFICHAGE NUMERIQUE

360°. L'intégration, enfin, est assurée par le filtre passe-bas R29 C14.

Le voltmètre numérique, schématisé en figure 10, fait appel à deux grands classiques en la matière : les circuits CA 3162 A (convertisseur analogique/numérique à sorties BCD) et CA 3161 E (décodeur BCD/7 segments pour afficheurs à LED). Ces composants sont suffisamment connus pour que nous en épargnions à nos lecteurs l'analyse détaillée. Rappelons simplement que l'ajustable AJ4 (modèle à 10 tours) règle le zéro tandis que AJ5 (10 tours) détermine le gain, c'est-à-dire le facteur d'échelle. Les afficheurs à anode commune sont commandés en multiplex, par l'intermédiaire des transistors T2, T3 et T4. Il ne nous reste plus qu'à donner, en figure 11, le schéma de l'alimentation, organisée autour de deux régulateurs intégrés de type 7805, IC8 et IC9.

LES CIRCUITS IMPRIMES ET LEUR CABLAGE

L'ensemble des composants des figures 9 et 11 prennent place sur le circuit imprimé de la figure 13, conformément au schéma d'implantation de la figure 14. Pour les raccordements vers les entrées, l'interrupteur et la diode électroluminescente, les circuits du voltmètre, l'emploi de cosses "poignard" facilite le travail. Le 220 V, lui, arrive sur la carte par l'intermédiaire d'un bornier à vis.

La section voltmètre, qui vient se loger derrière la façade, est câblée sur le circuit imprimé de la figure 15. Le schéma d'implantation de la figure 16 montre qu'elle porte aussi les trois afficheurs, qui seront donc centrés lors du montage mécanique, face à la fenêtre de lecture. L'emplacement et l'orientation des ajustables AJ4 et AJ5 rendent leur accès très facile, même après le montage définitif.

MISE EN COFFRET ET REGLAGES

Le prototype, illustré par nos photographies, est installé dans un coffret

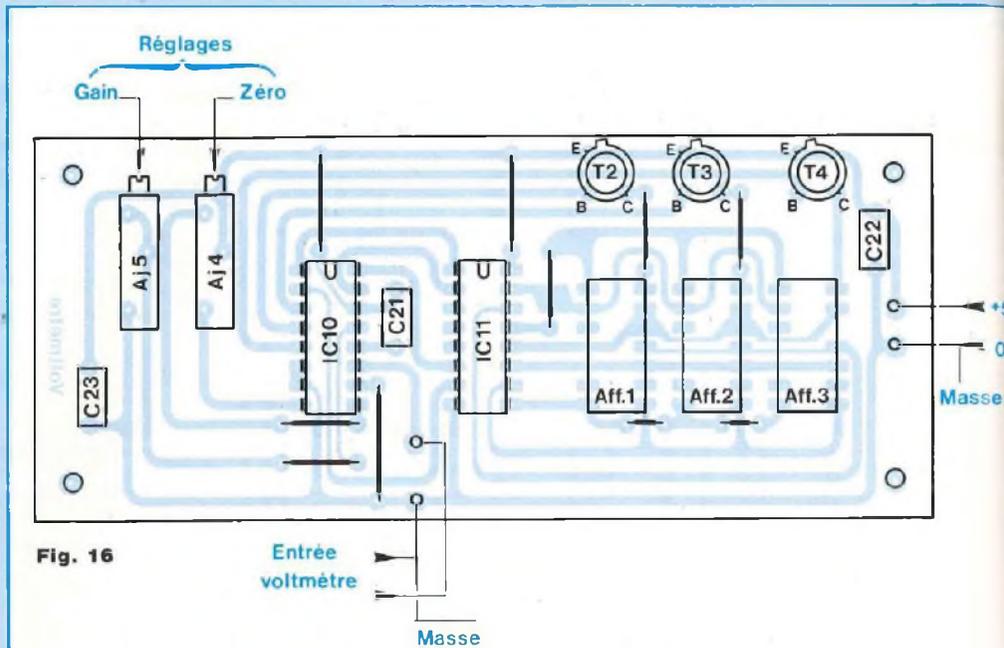


Fig. 16

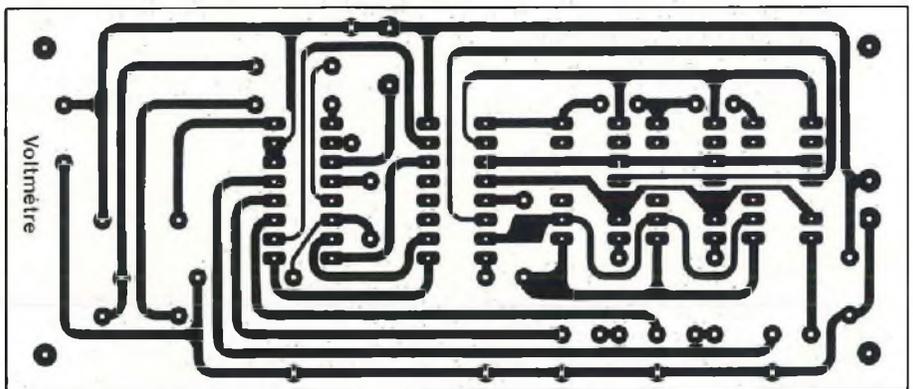


Fig. 15 : Circuit imprimé de la section voltmètre.

ESM de référence EB 21/08 FA, en tôle d'acier, mais avec une façade d'aluminium facile à travailler. On trouvera les cotes de découpe de cette façade en figure 17 qui suggère aussi un graphisme de présentation. La procédure de réglage et d'étalonnage comporte les étapes suivantes, à suivre impérativement dans l'ordre indiqué.

1. REGLAGE D'OFFSET

Appliquer, sur l'entrée E₁, une sinusoïde de quelques kilohertz, avec une tension efficace de 15 mV environ, soit 40 mV crête-à-crête. Observer cette sinusoïde à l'oscilloscope, sur le canal

YA. Pour la voie Yb, prélever les crêteaux sur la sortie du comparateur IC2. Régler alors l'offset par AJ1 pour que les **flancs descendants** des crêteaux coïncident exactement avec le passage par zéro de la sinusoïde, préalablement centrée avec soin sur l'axe horizontal de l'écran. L'oscillogramme A illustre cette opération. Recommencer le même réglage sur la voie E₂ du phasemètre.

2. REGLAGE DE LA TENSION DE SORTIE

Pour ce réglage et pour d'autres, on aura besoin de deux sinusoïdes en opposition de phase (180°) parfaite. Il

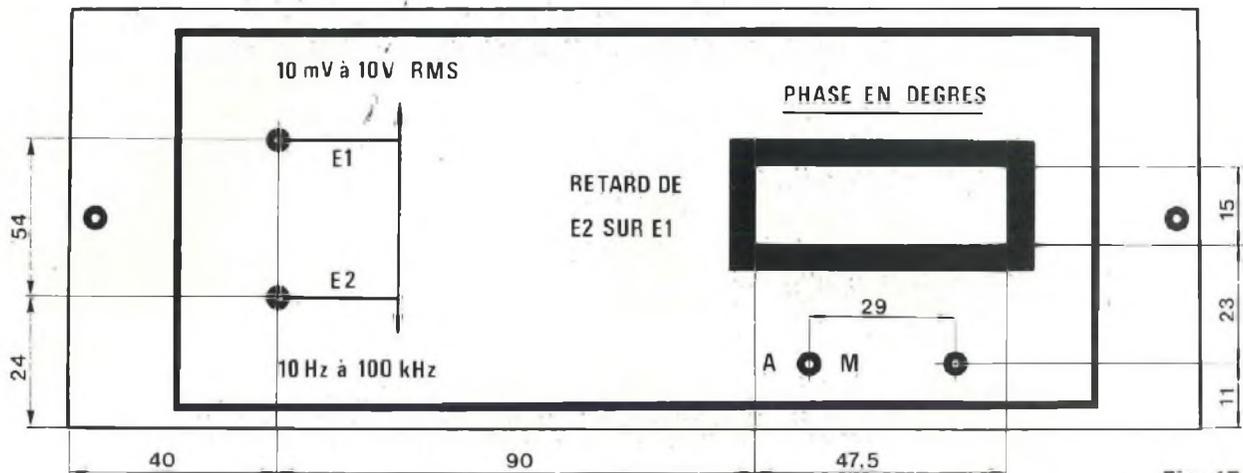


Fig. 17

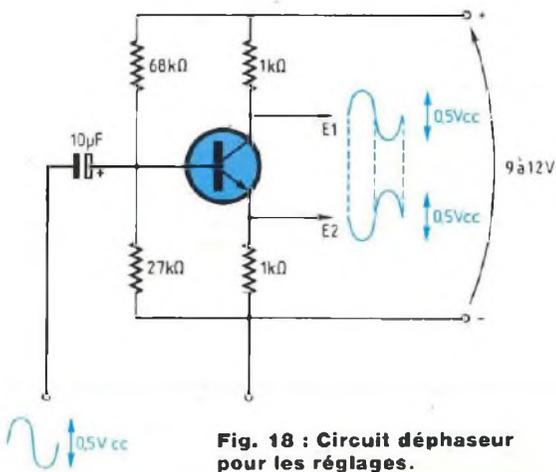
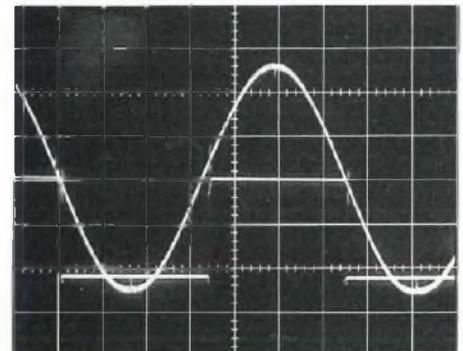


Fig. 18 : Circuit déphaseur pour les réglages.



A. Réglage d'offset des entrées. Sinusoïde : 10 mV/division. Crêteaux : 2 V/division. La descente coïncide exactement avec le passage par zéro de la sinusoïde.

est facile de les obtenir à l'aide du circuit de la figure 18 qu'on pourra câbler en montage volant ou sur une boîte de connexions sans soudure. La sinusoïde, en provenance d'un générateur, appliquée sur la base, se retrouve sur l'émetteur et sur le collecteur avec la même amplitude, mais en opposition de phase, tant que peuvent être négligées les capacités parasites. Pour cela, on travaillera aux alentours du kilohertz.

Les deux signaux de ce circuit étant appliqués sur les entrées E1 et E2 du phasemètre, on dispose de crêteaux parfaitement symétriques sur l'émet-

teur de T1, donc sur le curseur de AJ3. Le réglage de cette ajustable conduit à obtenir, pour ces crêteaux, une amplitude de 360 mV, contrôlée à l'oscilloscope.

3. REGLAGE DE LA SECTION VOLTMETRE

AJ4 et AJ5 étant préalablement placées à mi-course, court-circuiter l'entrée du voltmètre (opération sans danger pour les circuits en aval). Régler AJ4 pour afficher "0" sur les 3 digits.

Enlever le court-circuit provisoire et régler AJ5 pour afficher 180. Rappelons, en passant, qu'un dépassement

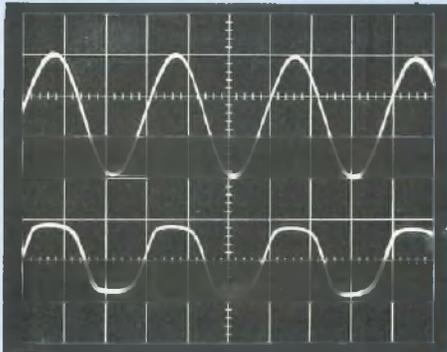
de calibre, donc au-dessus de l'indication 999, se traduit par l'affichage EEE.

Le phasemètre est maintenant prêt à l'emploi et nous allons terminer par quelques exemples d'utilisation.

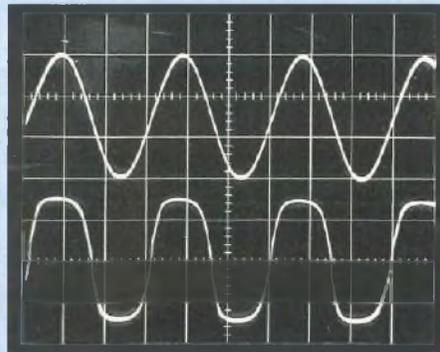
UTILISATIONS PRATIQUES

Alors qu'il est usuel de se préoccuper des variations de transfert de l'amplitude – gain ou atténuation – d'un dispositif en fonction de la fréquence, les rotations de phase sont plus rarement prises en considération. Leur importance, cependant, est aussi fonda-

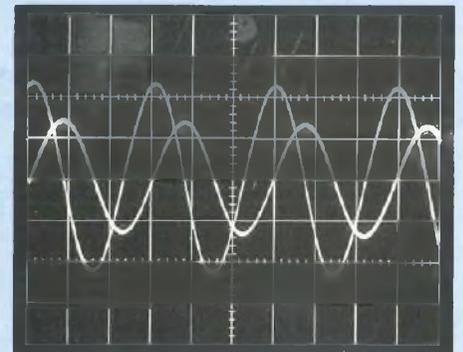
PHASEMETRE A AFFICHAGE NUMERIQUE



B. Mécanisme de l'écrêtage par les diodes d'entrée. En haut : sinusoïde appliquée (500 mV/division). En bas : écrêtage (500 mV/division).



C. Mécanisme de limitation du gain sur les amplis. En haut, la sinusoïde d'entrée (500 mV/division). En bas, signal en sortie de IC1 (2 V/division) : on distingue, au voisinage du zéro, la zone à gain élevé.



D. Sinusoïdes appliquées sur les entrées E1 (amplitude la plus grande) et E2. La deuxième est en retard d'environ 100° sur la première.

mentale. Un exemple le prouve : lors de la conception d'un oscillateur, on cherche d'abord à obtenir, pour la fréquence visée, une rotation de phase de 360° qui conditionne l'entrée en oscillation du système bouclé ; le critère de gain n'intervient qu'après.

DIAGRAMMES DE BODE D'UN QUADRIPOLE

Volontairement nous rassemblons ici, sans les distinguer a priori, les quadripôles actifs (amplificateurs...) et passifs (filtres, etc.). Les représentations graphiques du gain et du déphasage d'un tel quadripôle en fonction de la fréquence en constituent les **diagrammes de Bode**. A titre d'exemple, la figure 19 montre le diagramme de Bode, en phase, du filtre passe-bas de la figure 20, pour différentes valeurs du coefficient d'amortissement ξ :

$$\xi = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

En abscisses, on a porté la pulsation normalisée ω/ω_0 , avec :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

APPLICATION AUX FILTRES

Avec l'essor des amplificateurs opérationnels, l'électronique contemporaine fait grand usage des filtres actifs : passe-haut, passe-bas, passe-bande, coupe-bande. Les amateurs de Hi-Fi en rencontrent dans les préampli-

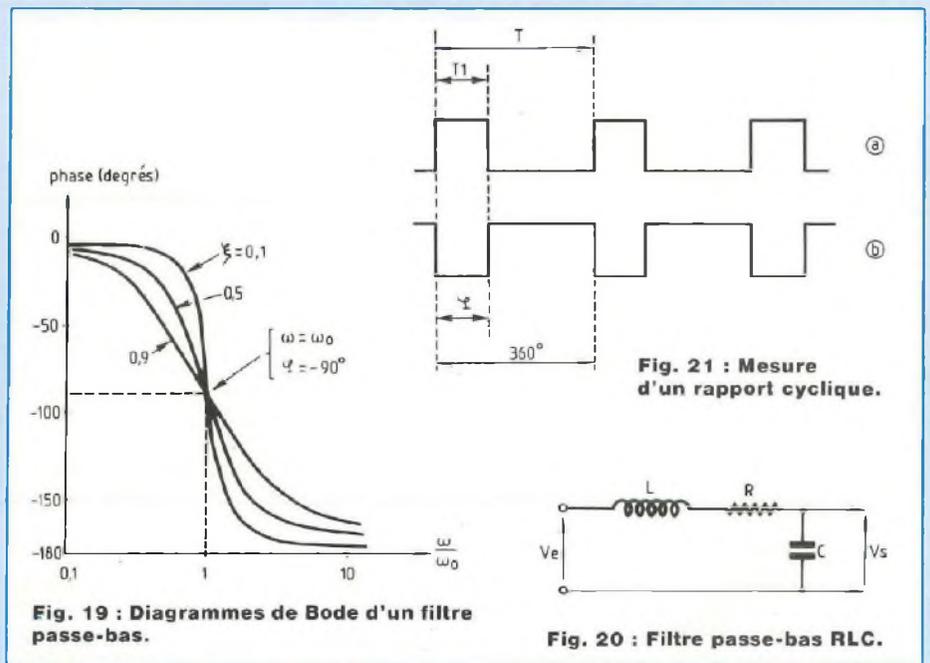


Fig. 19 : Diagrammes de Bode d'un filtre passe-bas.

Fig. 21 : Mesure d'un rapport cyclique.

Fig. 20 : Filtre passe-bas RLC.

ificateurs-correcteurs, dans les égaliseurs. Ils trouvent aussi des filtres passifs LC dans leurs enceintes acoustiques à plusieurs voies. Trop souvent, on néglige alors les effets néfastes de déphasages intempestifs, dont la mesure apportera d'utiles enseignements.

A ce sujet, on pourra d'ailleurs se reporter à l'article très fouillé, publié par M. Lesage dans le n° 73.

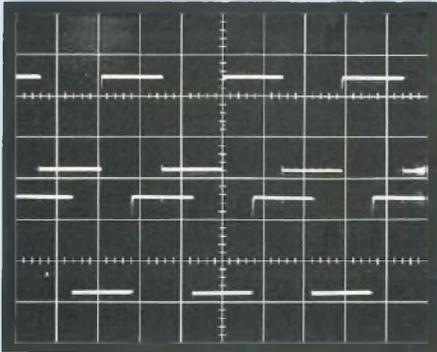
APPLICATION AUX SYSTEMES ASSERVIS

Tout comme M. Jourdain s'exerçait à

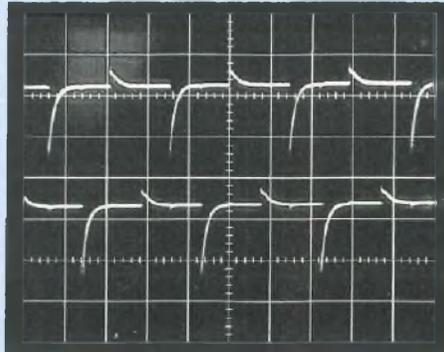
la prose sans le savoir, chaque électronicien pratique constamment les systèmes asservis : ainsi en est-il pour la contre-réaction dans un amplificateur de puissance ou sur un amplificateur opérationnel.

Or, tout système asservi est exposé à une instabilité qui risque d'entraîner des oscillations indésirables, si la rotation de phase atteint 180° pour un gain de boucle unitaire. Il est donc important de mesurer, simultanément, les variations du gain et celles du déphasage en fonction de la fréquence. On

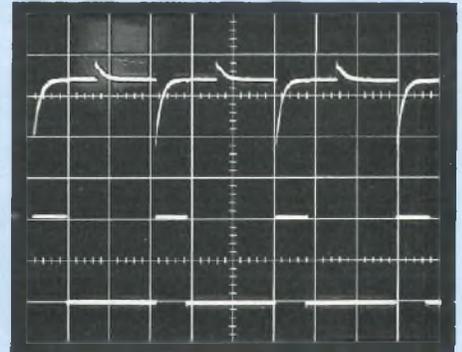
COMPLETEZ VOTRE LABO



E Crêneaux prélevés en sortie de IC2 (trace supérieure) et de IC4 (trace inférieure), et correspondant aux deux sinusoides précédentes.



F Toujours pour les mêmes sinusoides (oscillogramme D), correspondance entre les impulsions en sortie des différenciateurs (2 V/division).



G. En haut, impulsions du canal E1. En bas, impulsions en sortie de la bascule RS, après réalignement au niveau zéro par le transistor T1 (5 V/division).

conçoit ou on modifie alors les circuits pour préserver une marge de phase de l'ordre de 45° (déphasage de 135° au gain unitaire).

APPLICATION A D'AUTRES SIGNAUX

Si la notion de déphasage ne s'applique, en toute rigueur, qu'à des sinu-

soïdes, son extension à d'autres formes d'ondes peut rendre des services. Ainsi, considérons les crêneaux asymétriques de la figure 21a, dont nous voudrions mesurer le rapport cyclique T_1/T . Elaborons le signal b en opposition de phase, par exemple à l'aide du circuit de la figure 18 et appliquons

respectivement les signaux a et b sur les entrées E2 et E1 du phasemètre. On retrouvera a en sortie de la bascule RS et la lecture de φ donnera le rapport cyclique cherché, puisque :

$$\frac{\varphi}{360^\circ} = \frac{T_1}{T}$$

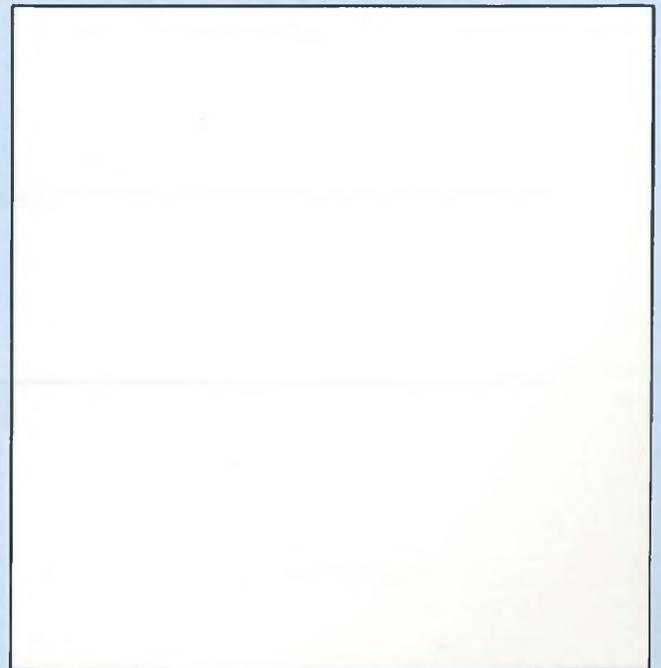
René Rateau

PETITES ANNONCES GRATUITES

Cette rubrique ne peut subsister que si vous, lecteurs, nous faites parvenir des annonces à la Rédaction.

- Vds pour Atari ST (520 - 1040 - 1/2/4 Méga) :
- Livres : Musique & Son (ST-Basic) : 120 F ;
- Peeks & Pokes de l'Atari ST (ST-Basic) : 100 F ;
- Boîte à outils (Gfa Basic, disk inclus) : 250 F ;
- Guide SOS Gfa 2.0 & 3.0 : 100 F ;
- Graphismes en Gfa : 200 F.
- Le langage machine sur ST (initiation) : 120 F ;
- Profimat ST (Assembleur, disk inclus) : 400 F.
- Kit de nettoyage lecteur disk 3" 1/2 : 100 F.
- Jeu : Qin, l'énigme de pierre (520/1040) : 100 F.
- Contacteur David le soir au : 79.32.81.59

Qui me rendra service en me vendant ces composants : SAB 3211 de Siemens, UM 5100, HD 61830B de Hitachi, HM 6264, RAM statique TC 55257, varistor S10 V S10 K 250 de Siemens, self Schaffner RD 62 6, tube oscilloscope, schéma scanner AOR 2001 et AOR 2002, schéma répondeur Philips LFH 9245. Tél. 26.84.02.07.



Ecrire votre petite annonce dans ce cadre et nous la faire parvenir aux Editions Périodes, 1 boulevard Ney 75018 Paris.

GENERATEUR DE FONCTIONS

0,02Hz à 2MHz



3^e partie

La multiplicité des formes d'ondes, l'étendue des plages de fréquences couvertes donnent à un générateur de fonctions une variété presque infinie d'applications.

Les aborder exhaustivement déborde largement le cadre de ces quelques pages, où nous ne pouvons sélectionner que quelques exemples typiques. Peut-être aideront-ils les utilisateurs à sortir des sentiers battus.

DE LA SINUSOÏDE AUX AUTRES SIGNAUX

Par nature, la sinusoïde est la seule forme d'onde parfaitement pure, c'est-à-dire composée d'une fréquence unique. Une fonction sinusoïdale y du temps t :

$$y = A \sin \omega t$$

est entièrement identifiée par sa pulsation ω , ou par sa fréquence F ou sa période T :

$$\omega = 2\pi F = \frac{2\pi}{T}$$

et par son amplitude A .
 Tout autre signal **périodique** $y(t)$, de fréquence $F = 1/T$, résulte de l'addition de sinusoïdes de fréquences F (fondamentale), $2F$, $3F$..., nF (harmoniques), avec des amplitudes et des phases convenablement choisis. Prenons l'exemple de créneaux symétriques supposés parfaits, c'est-à-dire à temps de montée et de descente nuls, et à paliers rigoureusement horizontaux. Ils peuvent se décomposer (c'est la décomposition mathématique en série de Fourier) en une somme comportant une sinusoïde de fréquence F , et des sinusoïdes harmoniques, impaires, de fréquences $3F$, $5F$... $(2n + 1)F$...

$$y(t) = \frac{A}{\pi} \sin \omega t \text{ (fondamental)}$$

$$+ \frac{A}{3\pi} \sin 3\omega t \text{ (harmonique 3)}$$

$$+ \frac{A}{5\pi} \sin 5\omega t \text{ (harmonique 5)}$$

$$+ \dots \dots \dots \text{ (harmonique 7, 9, etc.)}$$

La figure 1 est l'interprétation graphique de cette écriture mathématique.

UTILISATIONS PRATIQUES DES SINUSOÏDES

Tout circuit, transmettant ou traitant un signal, le modifie. Si, à son entrée, on applique une sinusoïde parfaite, celle-ci subit inévitablement des distorsions. En simplifiant un peu, on peut distinguer les distorsions linéaires (variations d'amplitude avec la fréquence, sans déformation), et les distorsions non linéaires, qui modifient la forme du signal.

MESURES DE BANDE PASSANTE

Le gain, rapport de l'amplitude de sortie à l'amplitude d'entrée, varie avec la fréquence. Il est facile de déterminer les limites de la bande passante, à 3 dB, en cherchant les fréquences pour lesquelles le gain est divisé par $\sqrt{2}$ par rapport à sa valeur aux fréquences moyennes. Cette mesure très classique n'exige aucun commentaire.

La vobulation, elle, permet d'inscrire la courbe de réponse d'un quadripôle, sur un oscilloscope. Nous y reviendrons en détail.

DISTORSIONS NON LINEAIRES

Dans les amplificateurs à haute fidélité, la distorsion harmonique se compte en fraction de pourcent : 0,1 %, 0,01 %, parfois moins encore. Pour mesurer d'aussi faibles déformations, il faut disposer de sinusoïdes offrant elles-mêmes des distorsions harmoniques encore plus petites : ces performances ne sont pas du domaine des générateurs de fonctions...

VERTUS ET APPLICATIONS DES TRIANGLES

Les triangles offrent deux caractéristi-

SINUS - CARRE - TRIANGLE

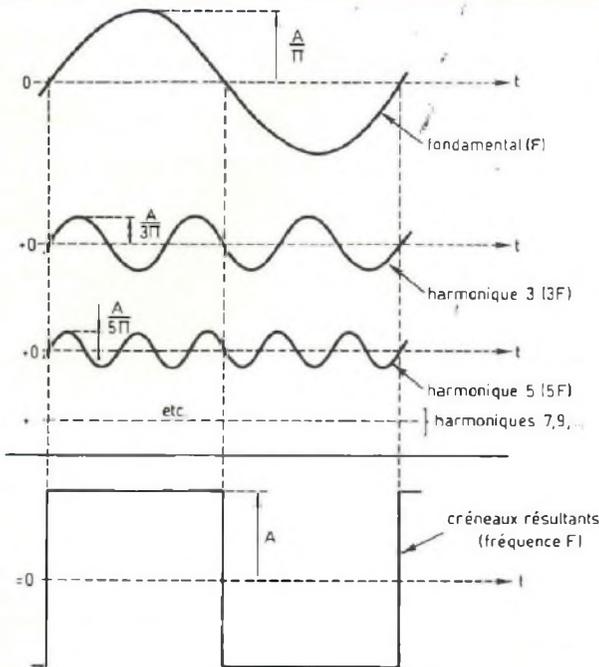


Fig. 1 : Décomposition d'un signal rectangulaire en série de Fourier.

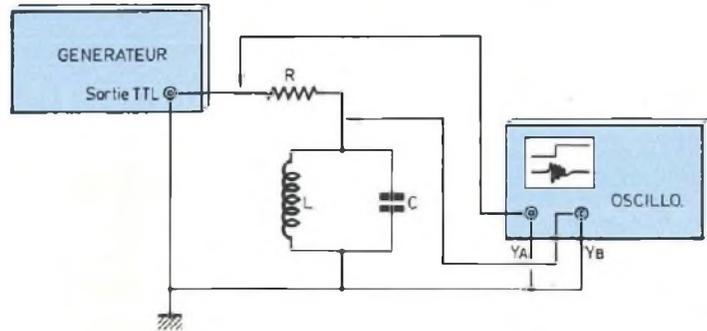


Fig. 3 : Mesure de la période et de l'amortissement.

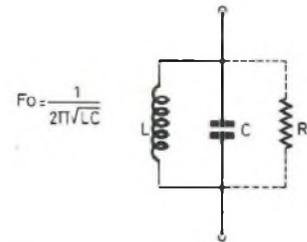


Fig. 2 : Circuit oscillant parallèle.

ques clairement visibles sur un écran d'oscilloscope, donc faciles à exploiter : les sommets sont pointus, les montées et les descentes s'effectuent linéairement. Examinons quelques applications.

ECRETAGAGE, POLARISATION, PUISSANCE MAXIMALE

Lorsqu'on applique, à l'entrée d'un amplificateur, une tension d'amplitude croissante, l'amplitude de sortie ne peut croître indéfiniment. Au-delà d'une certaine limite intervient un écrêtage, symétrique si la polarisation est bien ajustée.

A sa naissance, cet écrêtage n'apparaît pas visiblement sur des sinusoides, puisque les sommets possèdent déjà une tangente horizontale. Ici se manifeste une supériorité des triangles, aux sommets pointus. Les oscillogrammes A et B en administrent la preuve.

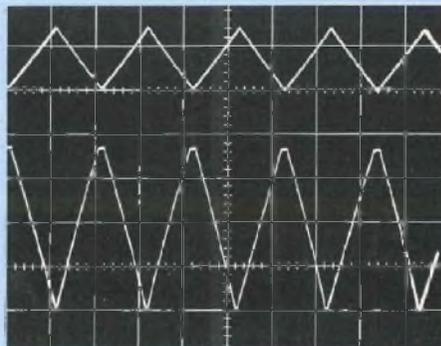
En A, l'amplitude des triangles est choisie de façon à faire apparaître un début d'écrêtage sur la sortie (trace inférieure), très nettement visible à l'œil. En B, on applique, sur l'entrée, des sinusoides. Même avec une ampli-

tude d'entrée légèrement supérieure à celle de l'exemple précédent (trace du haut), l'écrêtage qui existe en sortie, demeure à peine perceptible.

On préférera donc les signaux triangulaires aux sinusoides chaque fois qu'on veut régler une polarisation, ou mesurer une puissance de sortie.

NON-LINEARITE DE TRANSFERT

Un quadripôle – un amplificateur par exemple – perd sa linéarité aux grands signaux : les tensions de sortie n'y sont plus, à chaque instant, proportionnelles aux tensions d'entrée, et les



A. Dès son apparition, l'écrêtage apparaît très clairement sur les pointes de signaux triangulaires.

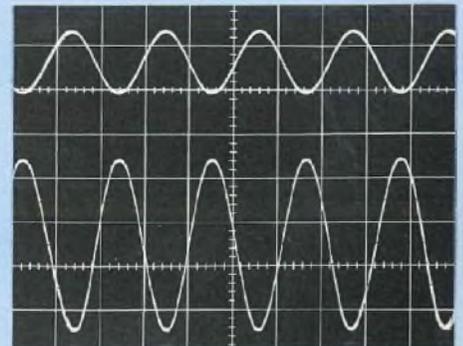
signaux se trouvent plus ou moins déformés.

Quelle meilleure méthode pour déceler de tels écarts, que de partir de signaux linéaires à l'origine, donc de triangles ou de rampes ? L'oscillogramme C illustre la clarté de la comparaison, malgré l'épaississement des traces, dû à la présence de bruit.

EMPLOI DES SIGNAUX

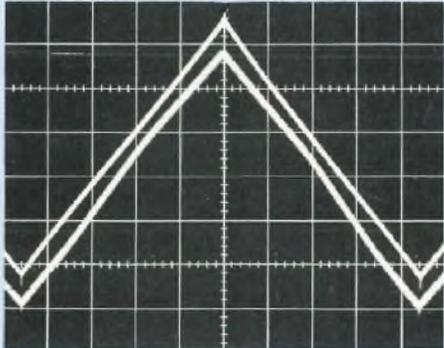
RECTANGULAIRES

Particulièrement riche en harmoni-



B. Avec des sinusoides dont les sommets comportent une tangente horizontale, le même écrêtage passe inaperçu.

GENERATEUR DE FONCTIONS



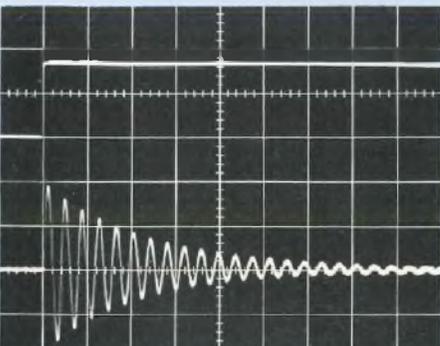
C. Rampes ou triangles mettent très clairement en évidence le manque de linéarité d'un amplificateur.

ques, un signal rectangulaire présente, simultanément, une très large palette de fréquences. Un amplificateur parfait, s'il pouvait exister, transmettrait toutes ces fréquences, donc tous les termes de la série de Fourier, avec le même gain. Dans ces conditions, on retrouverait, en sortie, des créneaux non déformés.

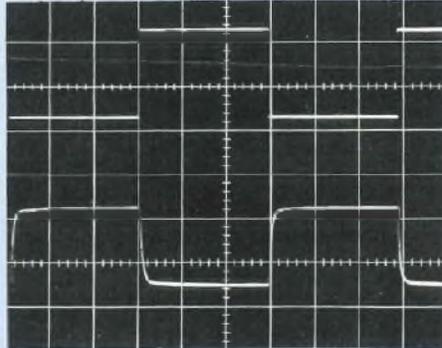
L'atténuation inévitable des fréquences basses et/ou des fréquences élevées entraîne des déformations. Avec un peu d'habitude, leur examen permet, d'un seul coup d'œil, d'évaluer la bande passante de l'amplificateur.

A titre de premier exemple, les créneaux de l'oscillogramme D ont une fréquence $F = 0,1 F_s$, où F_s est la fréquence supérieure de coupure de l'amplificateur testé : montées et descentes commencent à s'allonger sensiblement, occupant environ 10 % de la demi-période (trace inférieure).

Dans le deuxième exemple (oscillogramme E), la fréquence F des cré-



F. En excitant un circuit oscillant par des créneaux, on peut déterminer sa fréquence de résonance et apprécier son amortissement.



D. En rectangulaires, l'atténuation des harmoniques de haut rang entraîne un allongement des transitoires.

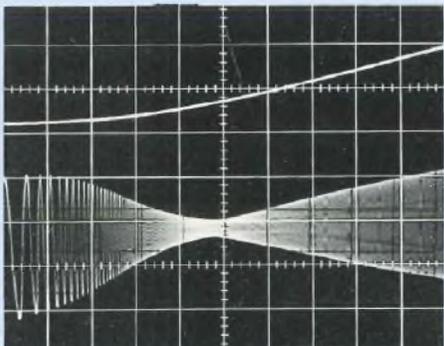
neaux vaut deux fois la fréquence inférieure de coupure à -3 dB. Le défaut de transmission des composantes basses se traduit pas une différenciation très nette des paliers.

ETUDE D'UN CIRCUIT OSCILLANT
Un circuit oscillant LC parallèle (figure 2) résonne à la fréquence F_0 :

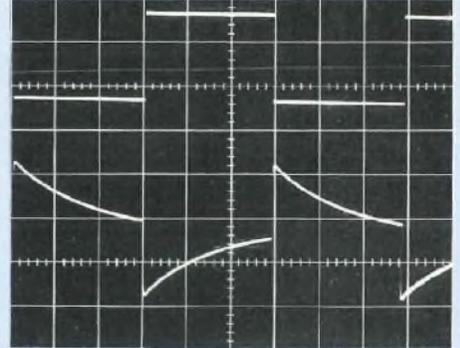
$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

La résistance de la self et les pertes du diélectrique du condensateur amortissent le circuit.

Réalisons, alors, le montage de la figure 3. Par sa sortie TTL, choisie en raison de ses très faibles temps de transition (environ 10 ns), le générateur de fonctions attaque le circuit LC à travers une résistance série R (il s'agit d'une résistance matérielle, palpable, et non de la résistance parasite répartie de la figure 2). L'oscilloscope observe, par son entrée YA les cré-



G. Etude d'un correcteur Baxandall par vobulation en bande large, de 20 Hz à 20 kHz.



E. Un affaiblissement des fréquences basses se traduit par une déformation des paliers.

neaux d'attaque et, par son entrée B les tensions aux bornes du circuit oscillant LC. Nous avons, ainsi, relevé l'oscillogramme F, qu'il reste à interpréter. Précisons préalablement quelques valeurs numériques afin de permettre au lecteur la reproduction de l'expérience :

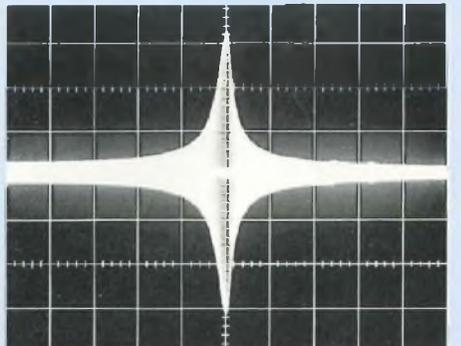
- L a été obtenue en bobinant une cinquantaine de tours de fil de cuivre d'environ $1/10^e$ mm... sur une vieille gomme !

- C vaut 100 pF et R, 4,7 kΩ.

- Le générateur était réglé sur 100 kHz environ.

A chaque transition brutale – montée comme dans l'oscillogramme F, ou descente – le circuit oscillant, excité, amorce un train d'ondes amorties. Ce train d'ondes apparaît à la trace inférieure de l'oscillogramme.

On peut y mesurer deux paramètres :
– la période des oscillations : elle est, ici, d'environ $0,4 \mu s$ (mesurer la durée de plusieurs périodes pour augmenter



H. Vobulation en bande étroite appliquée à un circuit oscillant LC.

SINUS - CARRE - TRIANGLE

la précision), soit une fréquence de 2,5 MHz ;

- l'amortissement : l'amplitude est divisée par 2 au bout de 5 périodes.

La première mesure montre qu'il est possible de mesurer des fréquences de résonance **supérieure à la fréquence maximale du générateur**, contrairement aux limites des méthodes classiques. Avec le RR2M, nous sommes très facilement montés à plus de 10 MHz (attention : la capacité de la sonde peut alors suffire pour constituer C !).

VOBULATION ET COURBES DE REPONSE

On peut distinguer deux cas de vobulation : sur une large bande relative de fréquences, comme dans le domaine audio par exemple, de 20 Hz à 20 kHz ; sur une bande étroite au contraire, de part et d'autre d'une fréquence centrale. Examinons un exemple de chaque cas.

VOBULATION A BANDE LARGE

L'oscillogramme G montre l'application de la vobulation large bande à l'étude d'un correcteur Baxandall. On attaque l'entrée VCO par une rampe à croissance exponentielle de préférence (trace supérieure), évoluant de 10 mV à 10 V, pour obtenir un échelonnement logarithmique des fréquences. En réglant le générateur sur la gamme " $\times 10$ k" et le vernier sur 0,002, la plage balayée s'étend de 20 Hz à 20 kHz.

La trace inférieure de l'oscillogramme montre l'évolution des signaux en sortie du correcteur étudié. Leur enveloppe supérieure, qui suit les variations d'amplitude, reflète la réponse en fréquence avec, ici, graves et aigus réglés au maximum. Il convient de choisir une fréquence de balayage, c'est-à-dire une fréquence de répétition de la rampe, très inférieure à la plus basse fréquence choisie afin d'éviter les déformations sur les premières périodes. Ici, cette fréquence de répétition était d'environ 2 Hz.

VOBULATION A BANDE ETROITE

L'excursion relative $\frac{\Delta F}{F_0}$ autour d'une fréquence centrale F_0 , devient cette fois faible. Cette technique s'applique à l'étude d'un filtre passe-bande ou coupe-bande étroit, d'un circuit oscillant LC, etc. L'exemple de l'oscillogramme H se rapporte au circuit oscillant précédemment décrit, mais dont la fréquence centrale a été ramenée à 500 kHz environ. On excite le circuit LC par des sinusoides, à travers une résistance série R comme à la figure 3. Dans un premier temps, le générateur est calé sur la fréquence de résonance F_0 , décelable par le maximum d'amplitude de sortie. On excite ensuite l'entrée VCO par une rampe de faible amplitude, et à **travers un condensateur**, afin de ne pas dérégler la fréquence centrale d'accord. L'oscillogramme fait apparaître les variations d'amplitude autour de F_0 .

René Rateau

ABONNEZ-VOUS A

LED

Je désire m'abonner à LED (10 n^{OS} par an).

France : 180 F - Etranger* : 260 F.

NOM

PRENOM

N° RUE

CODE POSTAL VILLE

* Pour les expéditions « par avion », ajoutez 80 F au montant de votre abonnement.

Ci-joint mon règlement par : chèque bancaire C.C.P. mandat

Le premier numéro que je désire recevoir est : N°

EDITIONS PERIODES 1, boulevard Ney 75018 PARIS - Tél. : 42.38.80.88 poste 7315

ENCEINTE ACOUSTIQUE JCG1A D'APPOLITO

Dans le domaine de la reproduction sonore haute-fidélité d'exception, il devient très difficile pour l'amateur, de réaliser un produit dont le rapport qualité/prix puisse rivaliser avec les grandes marques. Le seul domaine où cela reste encore possible est celui de la réalisation d'enceintes acoustiques. Cela s'explique entre autres, par le coût de la main-d'œuvre nécessaire à leur fabrication en série.

Nous vous proposons de construire cette enceinte, dont la mise au point définitive appuyée par des mesures rigoureuses et de nombreuses évaluations subjectives, représente plus d'un an de travail.

PRINCIPE D'APPOLITO

M. Joseph A. D'Appolito a présenté, lors de la 74^e convention de l'Audio Engineering Society à New York en octobre 1983, une disposition particulière des haut-parleurs qui permettait, d'après lui, d'éliminer certains défauts dans les lobes de directivité dus à la non-coïncidence dans l'espace des sources d'émission. Nous avons alors été très intéressés par cette conception innovatrice mais nous ne disposions pas encore de l'instrumentation nécessaire pour mener à bien une étude rigoureuse de ce principe. L'acquisition en 1988 et 1989 d'un système de mesures en électroacoustique (MLLSA) et de plusieurs logiciels de simulation de charge et d'optimisation de filtres nous a incité à commencer une expérimentation sur cette disposition de haut-parleurs.

PRESENTATION

ET VALIDATION

DU PRINCIPE D'APPOLITO

M. D'Appolito suggère une disposition symétrique des haut-parleurs dans le plan vertical en utilisant dans le cas

d'une enceinte deux voies, deux haut-parleurs grave-médium identiques encadrant le tweeter (voir fig. 1). Après de nombreuses expérimentations et mesures, M. D'Appolito conseille l'utilisation de filtres Butterworth d'ordre impair. Ce sont les ordres 1 puis 3 qui donnent les meilleurs résultats. La distance (d) séparant les différents haut-parleurs dans le plan vertical doit être inférieure aux deux tiers de la longueur d'onde de la fréquence de transition. Le lecteur intéressé par ce principe pourra se reporter au preprint N 2000 F-2 de la 74^e convention de l'AES. Début 1989, nous avons construit un prototype basé sur ce principe et les mesures de directivité se sont avérées parfaitement conformes à la prédiction.

Aucune sélection de haut-parleur n'avait été effectuée, hormis celle sur le diamètre, afin de respecter la contrainte de l'écartement maximum (d). Les résultats d'écoute, malgré une absence totale d'optimisation (comme on peut le constater sur la fig. 2) ont été tellement convaincants (en particulier sur l'espace et la localisation des différents plans sonores), que nous avons alors décidé d'étudier une enceinte acoustique utilisant ce principe.

Attention, ne soyez pas trop surpris par l'allure de la courbe présentée en figure 2, nous avons fortement dilaté l'échelle verticale (résolution 1 décibel). Elle n'est pas représentative du produit final.

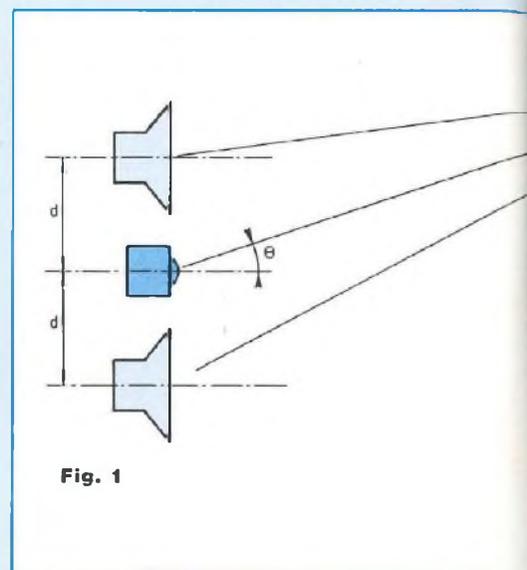


Fig. 1

CAHIER DES CHARGES

1. Utilisation du principe D'Appolito.
2. Enceinte deux voies d'un volume inférieur à 20 litres.
3. Mise en phase acoustique des haut-parleurs.
4. Bon rendement et puissance admissible élevée (> 110 dB crête).
5. Faible distorsion.
6. Réponse impulsionnelle rapide et bonne courbe énergie-temps.
7. Timbre sonore identique pour le grave-médium et le tweeter.
8. Temps de propagation de groupe constant.
9. Courbe amplitude-fréquence 50 à 20 kHz ± 3 dB et constante dans un angle de 30° horizontalement et 20° verticalement.

REALISATION

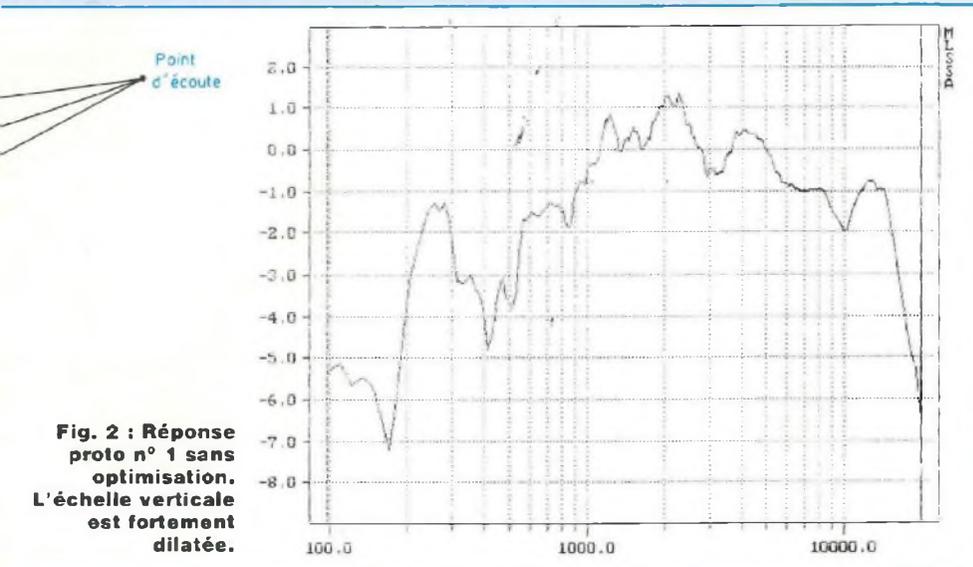
SELECTION DES HAUT-PARLEURS

Après avoir fixé notre cahier des charges, il a fallu choisir les haut-parleurs. Cela n'a pas été facile, car les critères que nous nous sommes fixés sont draconiens.

Nous vous faisons grâce des nombreux essais qui nous ont permis de retenir les haut-parleurs suivants :

- Focal 5K013L pour les grave-médium
- Dynaudio D28 pour le tweeter.

UTILISATION DU PRINCIPE D'APPOLITO



Pour le grave-médium, il fallait trouver un haut-parleur capable de descendre aussi bas que 50 Hz avec du niveau, dans un faible volume, de monter au-delà de 5 kHz sans directivité prononcée, avec un temps de montée court, une absence de coloration et un bon rendement, ce n'était pas évident. Le mouton à cinq pattes (enfin à 4 pattes et demie car il faudra le modifier légèrement) est donc le Focal 5K013L.

Ce haut-parleur, dont les premiers prototypes sont apparus à l'automne 1988, est très intéressant. Il combine une membrane en sandwich polykevlar, un aimant puissant, une fréquence de résonance assez basse, un bon rendement et une puissance admissible correcte. La disposition des fils reliant la bobine mobile, la nature et la forme de l'ogive ont évolué pour finalement aboutir au 5K013L, disponible actuellement.

L'intérêt du polykevlar est ici double :

- la membrane est assez légère bien que suffisamment rigide (du moins jusqu'à 6 kHz) ;

- le timbre ou plutôt l'absence de coloration se rapproche de celle des meilleures membranes papier ;
- une faible distorsion.

Pour le tweeter, une alternative s'offrait à nous : choisir un dôme souple ou un dôme rigide.

Finalement, nous avons opté pour un

dôme souple, le D28 précisément. Ce haut-parleur existe depuis très longtemps au catalogue Dynaudio et reste un best-seller malgré son âge. Son amorce de pavillon augmente le rendement tout en reculant son centre acoustique. Sa remarquable réponse transitoire, sa douceur à l'écoute et sa tenue en puissance en font un haut-parleur de choix et justifient son prix élevé.

MODIFICATIONS ET TRIS DES HAUT-PARLEURS

La première modification consiste à supprimer les micro-vibrations qui se propagent le long des moteurs et saladiers, pour améliorer les réponses transitoire et énergie-temps.

Après avoir essayé bien des produits, nous avons découvert aux Etats-Unis un complexe de borosilicate de céramique dont l'usage premier est l'amortissement de certaines vibrations dans les structures aéronautiques. Qui dit aéronautique dit bien sûr prix élevé, mais le résultat est assez spectaculaire.

La photo n° 1 montre l'application de la première couche sur un Focal, il en faudra une deuxième pour obtenir l'efficacité maximale du produit.

Il faut démonter en partie le D28 pour le traiter, car celui-ci dispose de son propre coffret clos. La photo n° 2 vous montre un D28 démonté en cours de

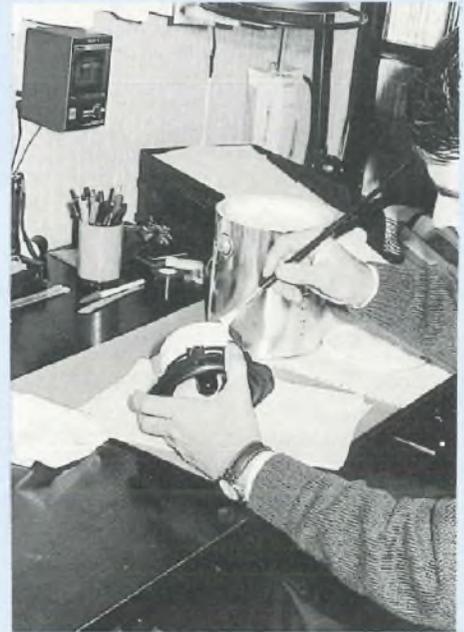


Photo n° 1



Photo n° 2

traitement. Il faut ensuite appliquer une couche à l'intérieur du capot puis deux couches à l'extérieur. On peut voir sur la photo n° 3 quatre tweeters D28 complètement terminés.

La deuxième modification importante bien que non apparente, consiste à appliquer une très fine couche d'un

ENCEINTE JCG1A

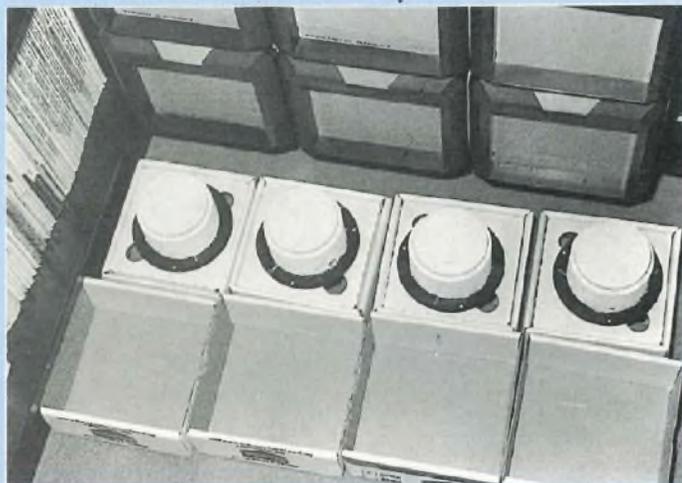


Photo n° 3

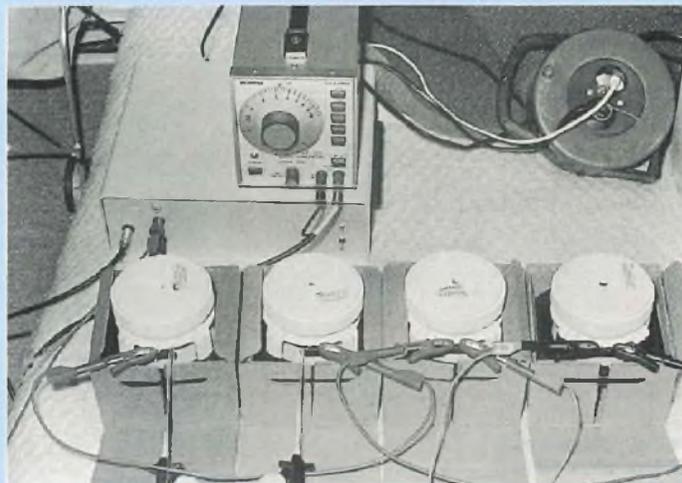


Photo n° 5

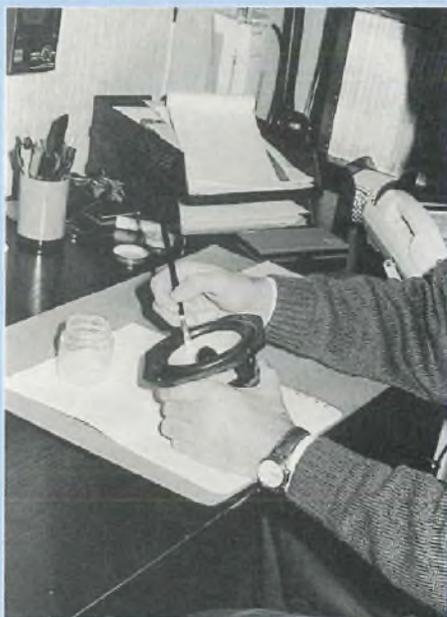


Photo n° 4



Photo n° 6

produit (soluble à l'eau) sur la face externe des 5K013L (voir photo n° 4). Cette modification essentielle donne un "timbre" à cette membrane lui permettant de se confondre totalement avec celui du tweeter. Le son paraît plus riche et plus chaud sans altérer aucunement l'excellent comportement de ce haut-parleur. Un peu de ce produit nous avait été remis pour que nous le testions, lors d'une rencontre avec son inventeur. Nous en avons appliqué une très fine couche sur l'un des deux haut-parleurs préalablement appairés (afin qu'il n'y ait pas de diffé-

rence de sonorité) pour cette expérience.

Nous les avons alors connectés à un montage utilisant un simple magnétocassette, un petit amplificateur en classe A de quelques watts et un commutateur nous permettant de passer d'un haut-parleur à l'autre. Le produit étant incolore, il n'était pas possible de distinguer le haut-parleur modifié. En jouant du commutateur, nous pouvions faire des comparaisons instantanées. La surprise fut de taille car la différence de sonorité était immédiatement perceptible. Nous avons aussitôt fait

des mesures car les différences à l'écoute étaient telles que nous pensions avoir modifié les caractéristiques. Mais en réalité, la réponse transitoire, la courbe énergie-temps, le temps de propagation de groupe, la courbe amplitude-fréquences et la phase-fréquences restaient identiques à ceux du haut-parleur non modifié.

Il est toujours frustrant pour un technicien de ne pas pouvoir expliquer rationnellement un phénomène, nous disposons pourtant d'un système de mesures acoustiques performant.

UTILISATION DU PRINCIPE D'APPOLITO

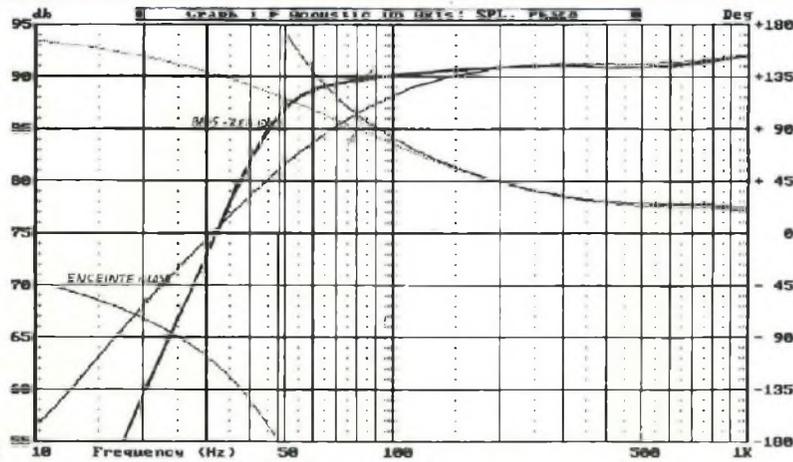


Fig. 3

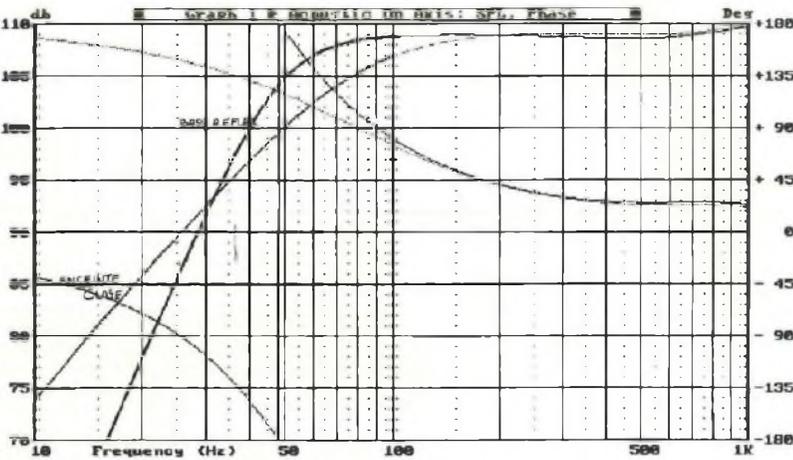


Fig. 4

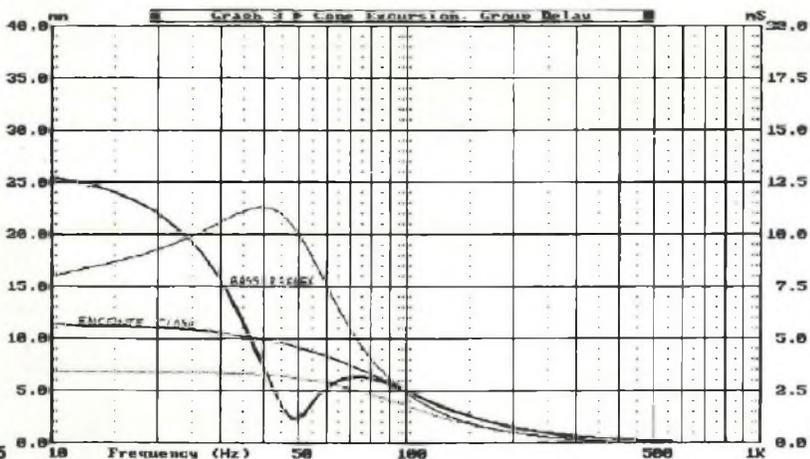


Fig. 5

Ce dispositif est resté en fonctionnement pendant plus d'un mois et toute personne un tant soit peu audiophile et/ou mélomane s'est vue imposer, pendant cette période, une séance

d'écoute. Les commentaires furent unanimes : son plus chaud, plus fouillé, plus vivant...

Le troisième point important consiste à trier les 5K013L sur certains paramé-

tres comme l'efficacité, le VAS, le QES et le BL et de les appairer deux par deux. C'est nécessaire pour une application stricte du principe D'Appolito. La photo n° 5 montre quatre 5K013L modifiés en "rôdage" pendant 24 heures à la fréquence de résonance avant d'être mesurés et triés (photo n° 6).

TYPE DE CHARGE

Une fois les haut-parleurs choisis, il faut décider du type de charge à utiliser pour le fonctionnement dans le grave. En simplifiant, on peut dire que le choix se résume à Clos ou Bass-Reflex. Un logiciel de simulation de charge de haut-parleurs nous a été bien utile pour déterminer quel devrait être le volume du coffret compte tenu des critères choisis.

La figure n° 3 regroupe les deux meilleurs résultats obtenus l'un en charge bass reflex, l'autre en enceinte close. On peut noter que, dans le cadre d'une utilisation sans caisson d'extrême-grave, il vaut mieux employer le système bass-reflex puisque dans un volume de moins de 15 litres, on obtient une coupure de 50 Hz à -3 dB. Si, ultérieurement, on rajoute un caisson d'extrême-grave, il suffira de boucher l'évent pour obtenir la réponse en enceinte close légèrement plus favorable sur le plan de la réponse transitoire (dans le grave bien sûr).

La figure n° 4 montre que la pression maximale que l'on pourra obtenir avec cette enceinte, en tenant compte de la puissance de 40 W continue admissible par haut-parleur, est de 109 dB. Nous respectons donc, à ce point de vue, le cahier des charges fixé. Pour que cette simulation soit réaliste, nous avons fait intervenir la température de la bobine mobile (90° C environ), ce qui modifie légèrement les caractéristiques des haut-parleurs.

La figure 5 est intéressante car elle montre les avantages et les inconvénients des deux principes. Il s'agit du déplacement en millimètres de la membrane. On voit bien que, dans le cas du bass-reflex, l'évent prend le relais du haut-parleur dans la région des 50 Hz puisque le déplacement de

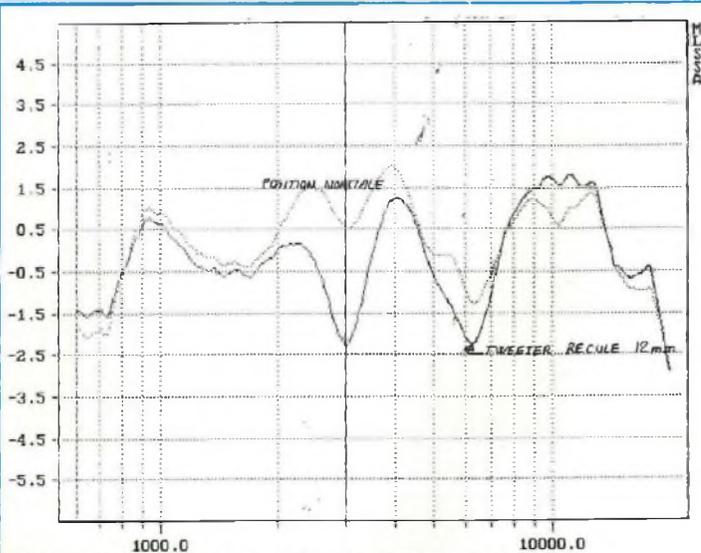


Fig. 6 : Comparaison tweeter reculé, non reculé.

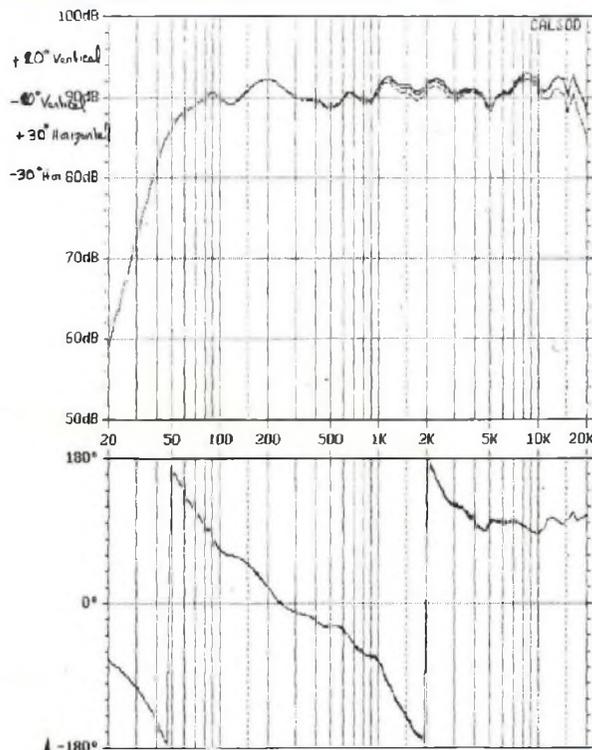
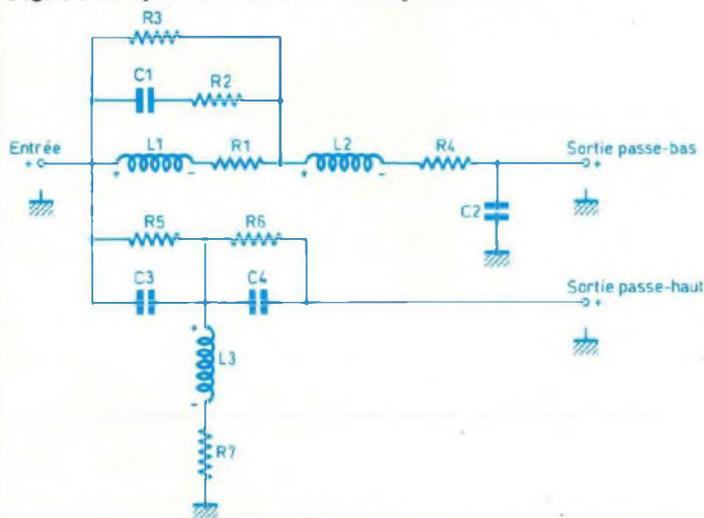


Fig. 8 : Simulation de la courbe de réponse amplitude-fréquence de l'enceinte dans un angle de $\pm 30^\circ$ horizontal et $\pm 10^\circ$ dans le plan vertical à une distance d'un mètre.

Fig. 7 : Le filtre est certainement le cœur de ce projet. Il a fait appel à deux logiciels de simulation de filtres.

la membrane n'est que de 3 mm à cette fréquence pour 105 dB de pression contre 9 mm pour l'enceinte close et 100 dB seulement. Par contre, en dessous de la fréquence d'accord, le déplacement devient rapidement très (trop) important. Compte tenu de l'excursion linéaire maximale de 5,5 mm, on peut voir qu'en bass-reflex, on tient la puissance maximale jusqu'à 40 Hz contre 95 Hz pour l'enceinte close.

COFFRET

Nous avons construit trois coffrets différents. Les deux premiers avaient un décrochement de 12 mm au centre

pour aligner parfaitement les centres acoustiques des haut-parleurs. Les résultats avec le deuxième coffret étaient satisfaisants, mais ce décrochement provoquait quelques accidents dans la courbe de réponse en dehors de l'axe.

La figure 6 montre les deux principaux accidents, l'un de quelque 2,8 dB à 3 000 Hz, l'autre de 1 dB à 6 000 Hz. Attention, nous avons fortement dilaté l'échelle verticale. La courbe en trait plein correspond au tweeter en retrait de 12 mm et la courbe en pointillés au tweeter non reculé. De multiples écoutes, étalées sur plusieurs mois, ont été

effectuées pour déterminer s'il était préférable d'aligner exactement les haut-parleurs ou non. Finalement, nous avons opté pour le non recul du tweeter. Les centres acoustiques ne sont pas parfaitement alignés mais globalement l'écoute s'est révélée légèrement meilleure.

Nous ne respectons pas, sur ce point, le cahier des charges. Le fait d'utiliser le D28 avec son amorce de pavillon qui recule déjà le centre acoustique, l'utilisation du principe D'Appolito et un filtre acoustique de type Butterworth du troisième ordre font que la réponse impulsionnelle, la courbe énergie-

UTILISATION DU PRINCIPE D'APPOLITO

temps et le temps de propagation de groupe restent excellents.

Nous verrons dans un prochain chapitre les détails de construction de ce coffret.

FILTRE

Le filtre a représenté une somme de travail considérable, il est certainement le cœur de ce projet. Il fallait rattraper certains accidents dans les courbes de réponse des haut-parleurs, corriger la diffraction due à l'étroitesse de la face avant et compenser certaines irrégularités de phase.

Nous avons utilisé pour calculer ce filtre deux logiciels de simulation de filtres, l'un d'origine américaine, l'autre d'origine australienne. Malgré cette utilisation intensive de l'informatique,

nous avons construit cinq filtres différents avant d'arriver à la version définitive que vous pouvez voir à la figure 7. Le réseau L1, C1, R1 à R3 sert à compenser la diffraction : L2 R4 et C2 forment, avec l'inductance, des bobines mobiles et la pente naturelle des Focal, un filtre acoustique du troisième ordre. C4 et R6 compensent une bosse dans la région 2,5 kHz-9 kHz et C3, L3, R5 et R7 utilisent la pente naturellement descendante du tweeter pour former un filtre passe-haut du troisième ordre. Les valeurs de ces différents composants varient selon les lots de haut-parleurs et doivent donc être ajustées en conséquence.

CONCLUSION PROVISOIRE

Dans la seconde partie, nous vous présenterons les résultats des simulations

et des mesures que nous avons faites, le compte rendu d'écoute de différentes personnes, les détails de construction et les adresses utiles. Nous vous proposerons un kit comprenant l'ensemble des haut-parleurs modifiés, les filtres, les bornes de sortie, les matériaux acoustiques et les vis de fixation, qui vous permettront de réaliser aisément cette enceinte.

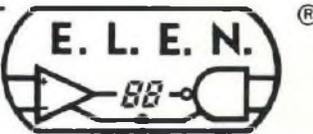
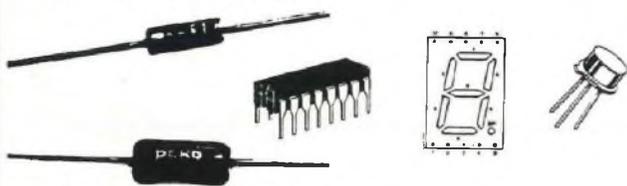
En attendant le mois prochain, voici une simulation de la courbe de réponse amplitude-fréquences (fig. 8) de l'enceinte JCG1A dans un angle de $\pm 30^\circ$ horizontal et $\pm 10^\circ$ dans le plan vertical à une distance d'un mètre.

à suivre...

Jean-Claude Gaertner

Ets E.L.E.N.
94, avenue de Fétilly
17000 LA ROCHELLE

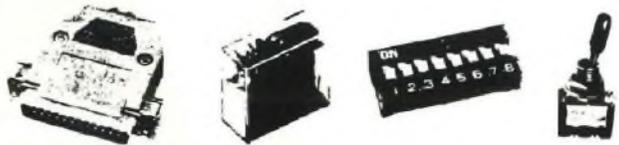
Phone : 46 34 53 80
Fax : 46 34 16 22

EXTRAIT DE NOTRE CATALOGUE

LM 344 H : 158,00	68705 F3 : 120,00
LM 317 HVK : 165,00	UGS 3020 T : 32,00
LM 395 T : 49,50	MPX 200 A : 178,00
MJ 15002 : 36,00	LM 35 C2 : 88,00

Un choix de plus de 3000 références.....
22 000 μ F / 100 V C038 : 380,00 F



VENTE au COMPTOIR et par CORRESPONDANCE (SERVICE RAPIDE)
FORFAIT port/emballage : 25,00 F

PERLOR - LE CENTRE DU COFFRET ELECTRONIQUE

Le coffret que vous recherchez est chez Perlor-Radio.

Plus de 350 modèles en stock.

Toutes les grandes marques : BIM - EEE - ESM - HOBBY BOX - ISKRA - RETEX - STRAPU - TEKO - LA TOLERIE PLASTIQUE.

Catalogue «centre du coffret» : descriptif par type, listes de sélection rapide par critères de dimensions et de matériaux, tarif.

Un document unique : envoi contre 8 F en timbres.

PERLOR - LE CENTRE DU CIRCUIT IMPRIME

Agent CIF - Toutes les machines - Tous les produits.

Nouveau : Perlor fabrique votre circuit imprimé, dans son atelier

Simple face 52 F le dm². Double face 90 F le dm² plus éventuellement frais de film. Délai 48 heures. Conditions et tarif détaillé sur simple demande.

Catalogue «centre du circuit imprimé». Plus de 700 produits avec tarif. Envoi contre 7,50 F en timbres.

PERLOR - COMPOSANTS

Tous les composants électroniques pour vos réalisations. Catalogue «Pièces détachées» contre 10 F en timbres.

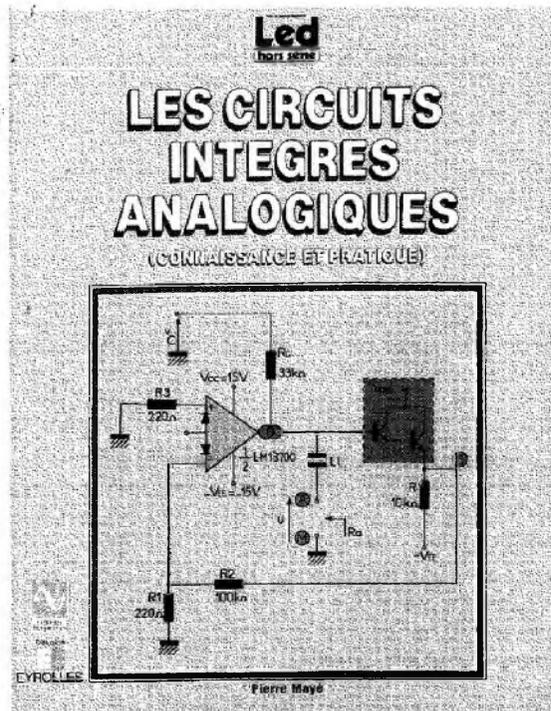
Les trois catalogues 15 F.

PERLOR-RADIO

25, rue Héroid, 75001 PARIS - Tél. : 42.36.65.50
Ouvert tous les jours sauf le dimanche (sans interruption) de 9 h à 18 h 30 —
Métro : Etienne-Marcel - Sentier - RER Châtelet les Halles (sortie rue Rambuteau)

VIENT DE PARAITRE

LA BIBLIOTHEQUE TECHNIQUE
DES EDITIONS FREQUENCES



LES CIRCUITS INTEGRES ANALOGIQUES

Par **Pierre Mayé - P 49 -**

Cet ouvrage vient répondre à l'attente de nombreux lecteurs désireux d'appréhender avec rigueur l'électronique.

Baucoup de circuits intégrés analogiques sont disponibles sur le marché. Outre l'amplificateur opérationnel qui a fait l'objet d'une étude approfondie dans un livre de la même collection, il existe bien d'autres circuits. Le propos de cet ouvrage est de décrire les plus intéressants. Les circuits présentés sont l'amplificateur de Norton, l'amplificateur de transconductance, le comparateur, le temporisateur, le filtre universel, le multiplicateur et le générateur de fonctions. Chacun d'eux fait l'objet d'un chapitre spécifique structuré comme suit : après une présentation rapide de la fonction réalisée et la description d'un exemple de circuit intégré, l'auteur procède à l'étude des applications caractéristiques du composant.

Des exemples numériques sont donnés et les formules nécessaires à la conception du montage sont établies. Il est ainsi possible de réaliser sans difficulté les diverses fonctions décrites. Le lecteur trouvera en fin d'ouvrage le lexique anglais-français qui lui facilitera la lecture des notices des constructeurs, ainsi qu'une bibliographie et un index.

BON DE COMMANDE

A retourner aux Editions Fréquences - 1, boulevard Ney - 75018 Paris

Je désire recevoir "Les Circuits Intégrés Analogiques". Je joins à ma commande le règlement, soit 130 F + 12 F frais d'envoi

CCP chèque bancaire mandat-lettre

NOM

ADRESSE

Diffusion auprès des libraires assurée exclusivement par les Editions Eyrolles.

MICROKIT 09 (améliorations)



2^e partie

La carte qui est présentée est une reprise d'un système publié dans cette revue (n° 10 et la suite) sous le nom de Microkit 09. Ce système, qui a pour seul inconvénient de ne pouvoir dialoguer avec l'extérieur, pourra, afin d'y remédier, être modifié avec cette carte (CPU 09).

Cette nouvelle carte peut également servir à l'automatisation d'un système technique, en tant que "système minimum" comportant : 4 ports parallèles, 1 liaison série, 3 timers, 16 koctets d'EPROM, 8 koctets de RAM.

PRESENTATION DE LA CARTE CPU 09

Cette carte, dont les dimensions sont de 100 x 200 mm, est réalisée en double face et trous métallisés. On retrouve, entre autres, les mêmes composants que sur la carte CPU présentée dans le n° 10, c'est-à-dire : μ P 6809, PIA système, RAM, PROM moniteur. Tous ces composants

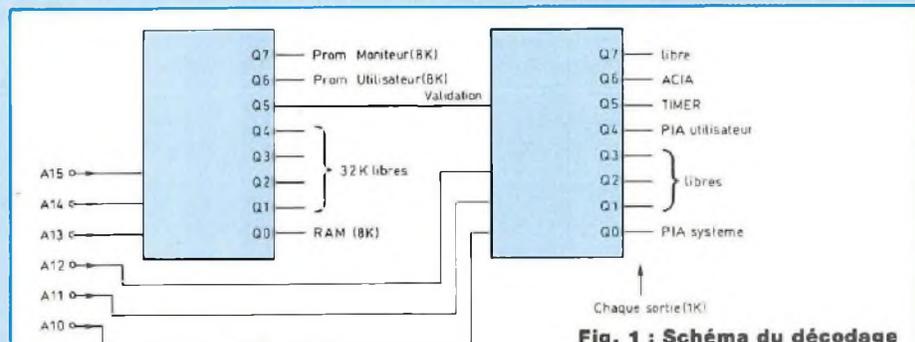


Fig. 1 : Schéma du décodage d'adresse.

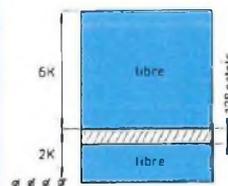


Fig. 2 : Espace adressable en RAM.

- PROM MONITEUR	: \$E000 à \$FFFF		
- PROM UTILISATEUR	: \$C000 à \$DFFF		
- RAM	2K octets : \$0000 à \$07FF		
	ou 8K octets : \$0000 à \$1FFF		
- PIA CLAVIER	: CRA = \$A005	CRB = \$A007	
	ORA, DDRA = \$A004	DRB, DDRB = \$A006	
- PIA UTILISATEUR	: CRA = \$B001	CRB = \$B003	
	ORA, DDRA = \$B000	DRB, DDRB = \$B002	
- ACIA	: CR, SR = \$B800	TD, RD = \$B801	
- TIMERS	: CR1, CR3 = \$B400	CR2, SR = \$B401	
	MSB1 = \$B402	LSB1 = \$B403	
	MSB2 = \$B404	LSB2 = \$B405	
	MSB3 = \$B406	LSB3 = \$B407	

Fig. 3 : Plan adressable de Microkit 09.

(exceptée la RAM 8 k au lieu de 2 k) peuvent s'implanter sur cette nouvelle carte, car le plan d'adresse est strictement identique. Les autres composants apportent un complément par rapport à l'ancienne carte ; on y trouve :

- Une EPROM utilisateur 8 koctets. Grâce à elle, l'utilisateur pourra lancer des programmes implantés dans cette EPROM.
- Un PIA "6821" qui contient 2 ports parallèles de 8 bits. Chacun de ces ports sont sortis sur un connecteur DIP 16 broches, pour y associer un connecteur mâle à sertir (par exemple).
- Un timer "6840" qui contient en fait 3 temporisateurs. Le fonctionnement et l'utilité d'un timer sera décrit un peu plus loin.
- Une liaison série, à base de l'ACIA "6850", afin d'associer "Microkit 09" à tout autre périphérique tel que : micro-ordinateur, imprimante, modem, programmeur d'EPROM, etc. Le fonctionnement d'une liaison série sera décrite un peu plus loin.
- Un décodage d'adresse permettant de valider les cases mémoires se

situant dans les différents circuits intégrés de la carte. De ce décodage d'adresse doit sortir 7 informations (car il y a 7 circuits intégrés : PIA système, PIA utilisateur, PROM moniteur, PROM utilisateur, RAM, ACIA, Timer). Une seule de ces informations binaires, issues des 74 LS 138, doit être à l'état bas en même temps. Le schéma est donné à la figure 1. Le premier décodeur est validé en permanence. Le deuxième décodeur fonctionne lorsque le QS du premier seulement sera à l'état bas.

Il existe, au niveau de la RAM, un petit inconvénient ; en effet, les 8 koctets disponibles par la RAM ne peuvent pas être utilisés entièrement par le programmeur. Le système utilise 128 octets placés au milieu de l'espace adressable en RAM. Voir figure 2.

- Toutes les interruptions, issues des boîtiers (PIA utilisateur, PIA système, PTM, ACIA, connecteur de Ports) sont reliées en un seul niveau : IRQ.

- Cette carte comporte 3 régulateurs "7805", montés sur radiateur, dont l'entrée est commune. Cette entrée est une tension continue, non régulée.

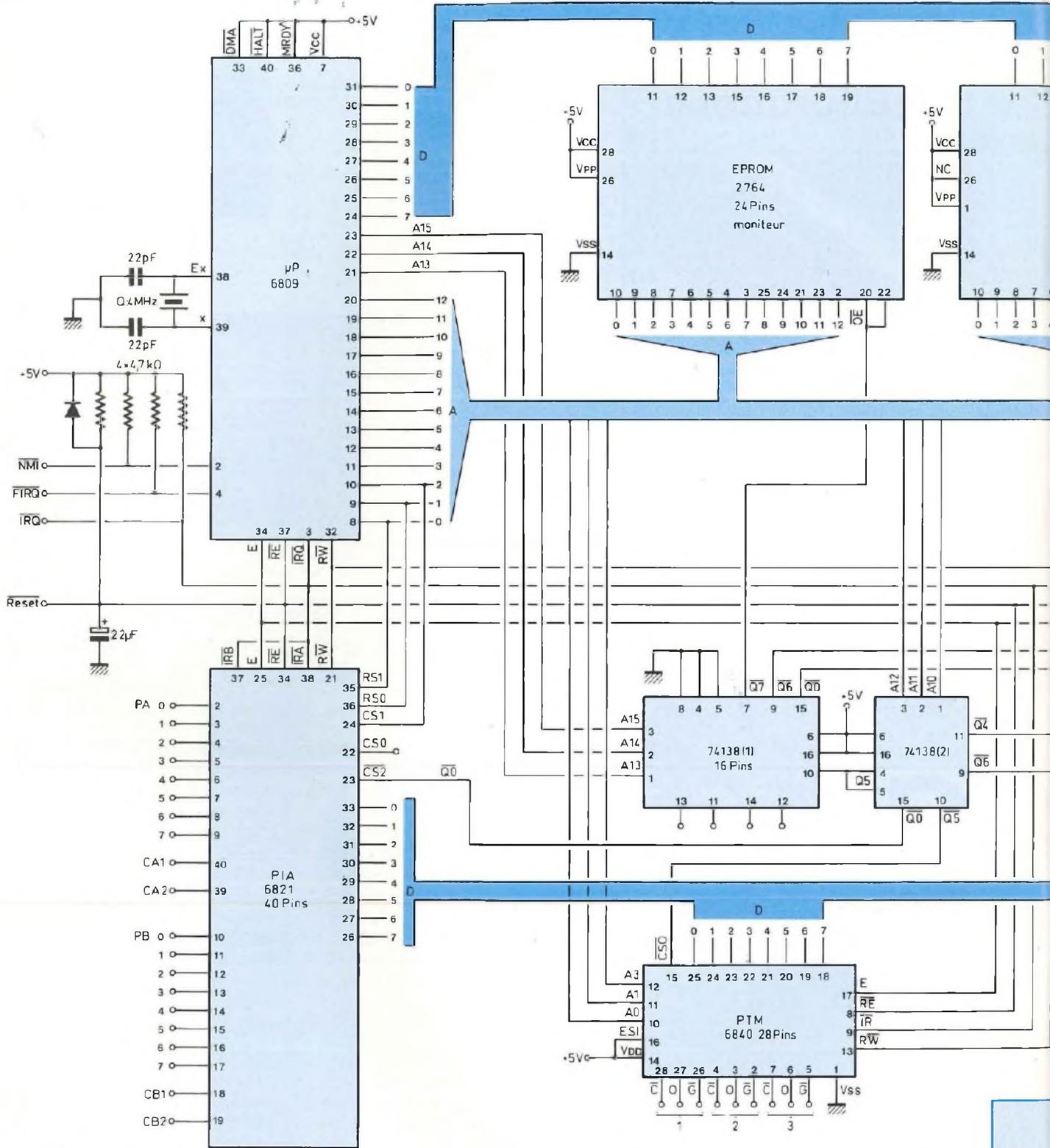
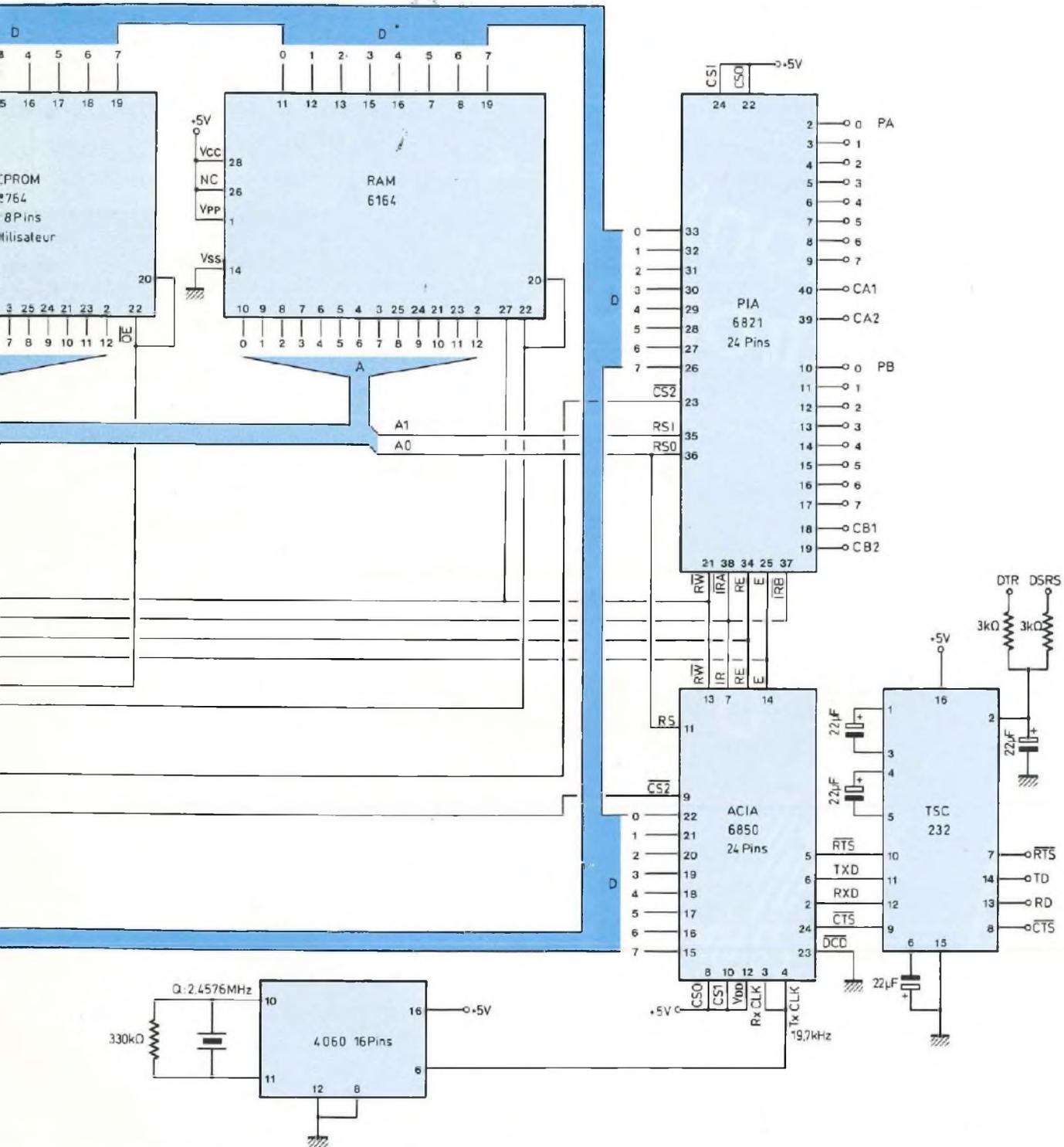


Schéma de la carte CPU 09.

PLUS PERFORMANT DES 8 BITS : LE 6809



dont la tension moyenne doit être comprise entre 8 V et 10 V, puis la tension instantanée minimale doit être supérieure à 7,5 V. Le régulateur A ali-

mente la carte "clavier et afficheur" seulement. Le régulateur B alimente la carte CPU 09 seulement (0,35 A max.). Le régulateur C alimente les cartes

extérieures seulement par l'intermédiaire des connecteurs : Port A et Port B.

Roland Jalbert

à suivre...

POUR LES PASSIONNÉS DE RÉALISATIONS ÉLECTRONIQUES, UNE SÉLECTION DE 17 MONTAGES SIMPLES ET ORIGINAUX

Tous mis au point et testés afin de vous garantir un parfait fonctionnement des modules à la première mise sous tension, que vous soyez électronicien chevronné ou débutant.

17 études comprenant pour chacune d'elles le schéma de principe, le circuit imprimé à l'échelle 1 et son plan de câblage clair et précis.

BERNARD DUVAL

17 montages électroniques

voltmètre - alarmes - amplis - préamplis -
correcteur - alimentation - générateurs BF - etc.



17 implantations imprimées à l'envers et regroupées aux dernières pages de ce livre vous permettent de graver les circuits avec une parfaite définition (contact direct lors de l'insolation et la photocopie).

Diffusion auprès des libraires assurée exclusivement par les Editions Eyrolles.

BON DE COMMANDE

Je désire recevoir le livre «17 montages électroniques simples» au prix de 107 F (95 F+12 F de port).
Adresser ce bon aux
EDITIONS FREQUENCES 1,
bd Ney, 75018 Paris.

Nom

Prénom

Adresse

Code postal

Règlement effectué
 par CCP Par chèque bancaire
 par mandat

 éditions fréquences
COLLECTION  LOISIRS

128 pages
PRIX : 95 F



COFFRETS METAL Iskra

ZAC des Peupliers - 27, rue des Peupliers - BAT A
92000 NANTERRE - Fax : (1) 47.81.49.16

Documentation contre
4 timbres à 2,30 F.

Art	a	b	c	Dimensions Max
				circuit imprimé B x C
LC630	60	100	132	94 x 118
LC640	60	150	132	144 x 118
LC650	60	200	132	194 x 118
LC660	60	250	132	244 x 118

Série L C 7				
LC730	80	100	132	94 x 118
LC740	80	150	132	144 x 118
LC750	80	200	132	194 x 118
LC760	80	250	132	244 x 118

Série L C 8				
LC830	80	100	180	94 x 166
LC840	80	150	180	144 x 166
LC850	80	200	180	194 x 166
LC860	80	250	180	244 x 166
LC870	80	300	180	294 x 166

Série L C 9				
LC930	100	100	130	94 x 166
LC940	100	150	180	144 x 166
LC950	100	200	180	194 x 166
LC960	100	250	180	244 x 166
LC970	100	300	180	294 x 166

Série L C 10				
LC1030	120	150	220	144 x 206
LC1040	120	200	220	194 x 206
LC1050	120	250	220	244 x 206
LC1060	120	300	220	294 x 206
LC1070	120	350	220	344 x 206



KIALI INGENIERIE

ETUDE ET REALISATION DE CIRCUITS IMPRIMES

- K. INGENIERIE réalise vos C.I. (étamés, percés). 30 F/dm² en simple face, 60 F/dm² en double face à partir de mylars.
Chèque à la commande. port : 15 F.
KIALI INGENIERIE 3, rue de l'Abbé Carton 75014 Paris - Tél. : 45.40.78.25 +
Délais rapides, qualité professionnelle.
- Réalisation de vos mylars à partir de documents ou de schémas de revues : 80 F le dm².
- Tirage de vos films à partir de fichiers formats Gerber et HP-GL
Formats des disquettes 5" 1/4 (360 Ko et 1,2 Mo), 3" 1/2 (720 Ko et 1,44 Mo).
- Photomultiplication.
- ETUDES D'IMPLANTATIONS ASSISTEES PAR ORDINATEUR (devis sur demande)
Services informatiques, contactez-nous au 45.40.78.25

INDEX DES ANNONCEURS

ADS	p. 52
CHELLES	p. 4
COM ELECTRONIQUE	p. 50
EDITIONS	
FREQUENCES	p. 21-44-48
ELECTRON SHOP	p. 50
ELEN	p. 49
ISKRA	p. 43
IMPRELEC	p. 50
KIALI INGENIERIE	p. 49
MABEL	p. 51
NICE HIFI DIFFUSION	p. 50
PERLOR	p. 49
STEP CIRCUITS	p. 2
SVE	p. 50

BON DE COMMANDE

Pour compléter votre collection de LED
à adresser aux EDITIONS PERIODES
service abonnements

1, boulevard Ney 75018 PARIS

Je désire :n° 12 n° 15 n° 16
n° 17 n° 18 n° 27 n° 29
n° 30 n° 31 n° 33 n° 43
n° 44 n° 45 n° 46 n° 47
n° 48 n° 49 n° 50 n° 51
n° 58 n° 59 n° 62 n° 63
n° 65 n° 66 n° 67 n° 68
n° 69 n° 70 n° 71 n° 72
 n° 73 n° 74 n° 75

Les numéros non mentionnés sont épuisés.

(Indiquer la quantité et cocher les cases correspondantes au numéros désirés).

Je vous fais parvenir ci-joint le montant
de..... F par CCP par chèque bancaire
par mandat

22 F le numéro (frais de port compris)

32 F pour le numéro spécial n° 70

Mon nom :

Mon adresse :

SERVICE CIRCUITS IMPRIMES

Support verre epoxy FR4 16/10 - cuivre 35 µ

Prix	Qté	Circuits non percés	Circuits percés	Total
● Centrale d'alarme, les 2 C.I.		68,00 F	91,50 F	
● Phasemètre à affichage numérique				
- C.I. carte principale		92,00 F	115,00 F	
- C.I. carte afficheurs		30,00 F	42,00 F	
TOTAL TTC.....			F	

Frais de port et emballage 10 F

TOTAL A PAYER F

Paiement par CCP par chèque bancaire
ou par mandat à adresser aux Editions Périodes
1, boulevard Ney 75018 Paris

NOM

PRENOM

ADRESSE

LES BONNES ADRESSES DE LED

Electron-Shop⁶³

COMPOSANTS KITS EMETTEURS · RECEPTEURS
DETECTEURS DE METAUX ET ACCESSOIRES · SONORISATION
H.P. : Visaton, Monacor, RCF, Davis, Focal, Cabasse, Audax
TABLES DE MIXAGE : Chesley, Expelec

20, 23, avenue de la République

63100 CLERMONT-FERRAND

Tél. : 73.92.73.11 / 73.90.99.93

COM Electronique

Fabrication de circuits imprimés

COMPOSANTS ACTIFS ET PASSIFS
TOUS COFFRETS · KITS · OUTILLAGE · ALARMES

85, rue Liandier

13008 Marseille

Tél. 91 78 34 94

13

Nice HIFI DIFFUSION

COMPOSANTS ELECTRONIQUES · CONNECTIQUE INFORMATIQUE
KITS · SONO · MESURE · OUTILLAGE · MAINTENANCE

19, rue Tonduti de l'Escarène 06000 NICE

Tél. : 93.80.50.50

06

LYON SVE ELECTRONIC GRENOBLE

Le Service N° 1 à Lyon
60, cours de la Liberté
78 71 75 66

NOUVEAU
20, rue Condorcet
76 47 76 41

69

Composants actifs, passifs
Mesures, librairie, coffrets, etc.

38

Tirage de circuits imprimés gratuit aux étudiants sous 24 h
TARIFS SPECIAUX AUX ECOLES ET ENTREPRISES

IMPRELEC

B.P. n° 5
74550 PERRIGNIER
Tél. : 50.72.46.26

74

Fabrication de circuits imprimés simple et double face,
à l'unité ou en série. Métallisation par œillets.
Qualité professionnelle.



35, rue d'Alsace
75010 PARIS
Tél. : 40.37.57.73

SERVICE APRES-VENTE
Toutes marques RADIO, T.V., HiFi, VIDEO
Modification, K, etc.
Adaptation magnétoscope pour C1

MABEL

ELECTRONIQUE

35-37, rue d'Alsace
75010 PARIS
Tél. : 40.37.72.50 +
Métro : gare du Nord et de l'Est

Les Magasins KING Electronic et MABEL Electronique sont ouverts de 9 h à 19 h sans interruption - Le samedi de 9 h à 18 h. - Fermés le dimanche

SELECTION KITS

ALARME ANTIVOL

Antivol de maison.....	80 F
Antivol pour auto.....	88 F
Temporisateur d'alarme.....	80 F
Antivol à ultrasons.....	152 F
Antivol de villa.....	128 F
Sirène américaine.....	80 F
Radar hyperfréquence.....	360 F

MESURE

Alimentation réglable 1 à 12V - 0,3A.....	80 F
Détecteur universel 5 fonctions.....	72 F
Convertisseur 6/12V - 2A.....	136 F
Voltmètre digital 0 à 999V.....	144 F
Capacimètre digital 1pf à 9 999uf.....	176 F
Alimentation digitale 3 à 24V - 2A.....	224 F
Fréquencemètre 30Hz à 50MHZ.....	360 F
Alimentation régulée 1,5V à 35V 1A.....	83 F
Fréquencemètre digital 0 à 1GHZ.....	750 F

BF

Amplificateur BF 2W.....	* 40 F
Ampli BF 2x15W ou 1x30W.....	*128 F
Table de mixage stéréo 2x6 entrées.....	*208 F
Ampli-préampli-correcteur 15W.....	*112 F
Préampli-correcteur 5 entrées.....	*112 F
Amplificateur guitare 80W.....	*312 F

ÉMISSION-RÉCEPTION

Récepteur FM 88 à 104MHz.....	*128 F
Ampli d'antenne 1MHz à 1000MHz - 20db.....	88 F
Récepteur onde moyenne.....	55 F
Émetteur FM 5W.....	200 F

* T.V.A. : 25 %

JEUX DE LUMIÈRE

Modulateur de lumière 3 voies + 1 inversé.....	80 F
Modulateur de lumière 3 voies + micro.....	96 F
Gradateur de lumière.....	32 F
Chenillard 4 voies.....	96 F
Stroboscope 40 joules.....	96 F
Modulateur micro/chenillard 4 voies.....	144 F
Gradateur à touch-control.....	96 F
Modulateur 3 voies pour auto.....	80 F
Chenillard multiprog 8 voies - 2 048 fonct.....	320 F
Chenillard 8 voies.....	128 F
Stroboscope miniature.....	30 F
Stroboscope 300 joules.....	225 F

CONFORT

Serrure codée.....	96 F
Télécommande secteur.....	136 F
Clap interrupteur.....	72 F
Interphone moto.....	128 F
Variateur de vitesse 6/12V.....	80 F
Thermomètre digital 0 à 99°C.....	144 F
Thermostat digital 0 à 99°C.....	168 F
Carillon 24 airs.....	128 F
Interrupteur crépusculaire.....	80 F
Programmateur domestique.....	400 F
Télécommande 27MHz codée.....	256 F
Barrière/télécommande à ultrasons.....	128 F
Variateur de vitesse 220V - 1.000W.....	80 F
Allumage élec. à décharge capacitive.....	216 F
Compte-tour digital.....	120 F
Barrière/télécommande à infrarouges.....	160 F
Thermomètre digital négatif -50 à +9°C.....	160 F
Temporisateur digital 0 à 999 s.....	200 F
Batterie électronique.....	120 F
Chien électronique.....	295 F
Timer universelle 0 à 15mn.....	99 F
Attente musicale téléphonique.....	88 F
Pile ou face électronique.....	45 F

Spot couleur 60W, 8 couleurs,
à l'unité..... 15 F
Les 10..... 120 F
Projecteur PAR 56 sans lampe..... 210 F
Projecteur PAR 56 économique
sans lampe..... 180 F



Rayon balladeur 180°
sans lampe..... 190 F



Strobo professionnel 300 joules
300 plus..... 720 F
500 plus
avec télécommande externe..... 890 F



Projecteur balladeur RB100 180°
64 faisceaux lumineux..... 790 F



Etude et réalisation de circuit imprimé implantation par CAO
Réalisation de proto avec Mylar ou calque, délai 30 mn.
Avec photocopie ou revue, délai 72 h.

pièces détachées - S.A.V. - T.V. - HiFi - Vidéo - accessoires - sono - haut parleur

FRANCE KIT

Chenillard 2000 programmes 8 sorties 600 W, complet en kit, avec boîtier métallique sérigraphié bouton prises de sortie..... 460 F

Versión montée..... 550 F

Modulateur micro : 3 voies, filtre sélectif de tonalité complet en kit avec boîtier métallique, sérigraphie bouton prise de sortie..... 155 F

Versión montée..... 255 F

Modulateur chenillard 4 voies réglage de vitesse et de sensibilité, complet en kit avec boîtier métallique sérigraphié bouton prises de sortie..... 215 F

Versión montée..... 320 F

Ondulateur quadrichromique 4 voies, complet en kit avec boîtier sérigraphié, prises de sortie bouton..... 440 F

Versión montée..... 550 F



Nous acceptons les Bons de la Semeuse

VISA N°
Date d'expiration

EXPÉDITIONS : Pour moins de 2 kg : 25 F, de 2 kg à 5 kg : 40 F + de 5 kg expédition en port dû.

EXPÉDITION HORS TAXES DOM-TOM EUROPE AFRIQUE

Kits - jeux lumière - composants - mesure - circuits imprimés

