

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 1 - Printemps 1977 - 12 f



SUISSE : 6 F - ALGERIE : 12 DIN - TUNISIE : 1,2 DIN

TOUJOURS + CHEZ KF

FIXIRCUIT

Brevet - Marque Déposée

NOUVEAU

FIXIRCUIT

Un véritable plan de travail pour électroniciens utilisable partout pour PERCER, POSITIONNER, CABLER, SOUDER, sur circuits imprimés.



PERCER



POSITIONNER



CABLER



SOUDER

Ainsi qu'une série complète de produits pour l'élaboration, la réalisation et la finition des circuits imprimés et la mise en œuvre de tout matériel électronique.



SALON DES COMPOSANTS 77

2 STANDS :

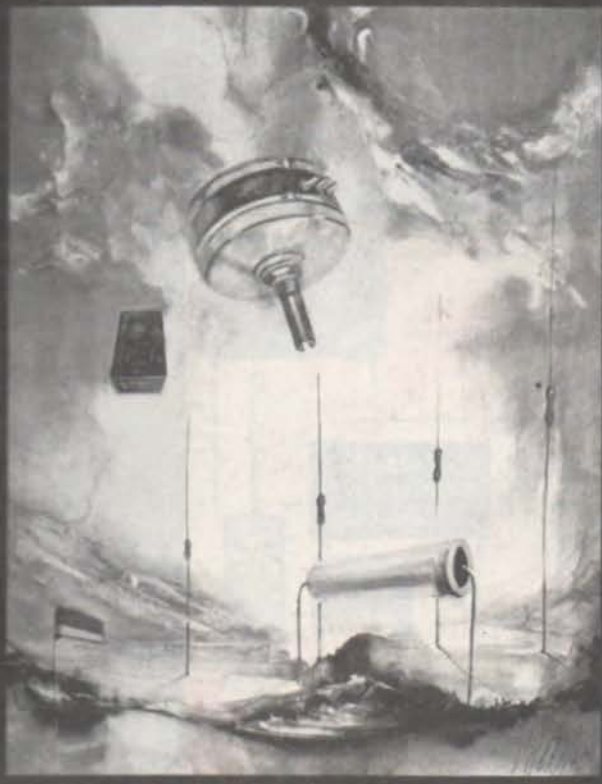
Stand 56 Allée A Bâtiment 5
Stand 45 Allée A Bâtiment 2

Documentation sur place.

SICRONT

KF

304, Bd Charles-de-Gaulle
92390 VILLENEUVE-LA-GARENNE
Tél. : 793. 28. 15 (5 lignes groupées)
Télex : 630984 F



Société Parisienne d'Édition

Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris
Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris - Tél. : 202.58.30
Publicité : Société Auxiliaire de Publicité
43, rue de Dunkerque, 75010 Paris - Tél. : 285.04.46.

Président-directeur général ; Directeur de la publication

Jean-Pierre Ventillard

Rédacteur en chef

Jean-Claude Roussez

Ont participé à ce numéro : Michel Archambault, Jean-Claude Baud, Jacqueline Bruce, Gérard Capolino, André Chausse, André Doris, Christian Duchemin, Michel Duchemin, Max Fischer, Daniel Heyden, Jacky Jegou, Gérard Lelarge, Etienne Lemery, Catherine Peaucoup, Jean-Louis Plagnol, Bernard Poncet, Roger Raffin, Joël Ranchet, Jean Sabourin, Odette Verron, Jean-Marc Zulauf.

Maquette : Michel Raby, Michèle Dehoky

Couverture : Gilbert L'Héritier

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris

1 an (4 numéros) : 40 F (France) - 55 F (Etranger)

Copyright 1977 - Société Parisienne d'Édition

Dépôt légal 1^{er} trimestre 77

N° éditeur : 507

Distribué par SAEM Transports presse

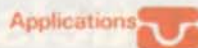
Imprimerie : Edicis, 75019 Paris

Electronique Applications décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs.

SOMMAIRE



Convertisseur tension/fréquence à fonction de transfert linéaire 19



Le multiplicateur analogique 58

Contrôle d'accord d'un récepteur FM à partir de la FI 65



Affichages linéaires et logarithmiques avec le UAA180 50



Les applications médicales des ultra-sons 12



La table traçante audio UREI « Model 200 » et le module de relevé de courbe de réponse « model 2000 » 72

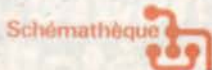


L'oscilloscope à échantillonnage 40

Analyse du premier oscilloscope à 4 voies - 6 traces du marché mondial 134



Le microprocesseur expliqué aux électroniciens 23



Les capteurs opto-électroniques en photographie 8

Des récepteurs FM à circuits intégrés 80



L'aéroport de Lyon-Satolas 86

Répartition des fréquences de l'acoustique aux rayons cosmiques 35

16 fiches techniques de circuits intégrés audio 99

Bibliographie 131

Les réseaux de distribution des semi-conducteurs 141

Nouveautés - Informations 145

Dossier produit 153

Editorial 4

Critérium de l'application la plus originale 159

homologués agréés préférentiels

CCTU

CPM 7 • CPM 8
CPM 50 • CPM 51
CPM 52 • CPM 53

SOTELEC

MPA • MPB
CPM 7 • CPM 8
CPM 50 • CPM 51
CPM 52 • CPM 53

SOCOTEL

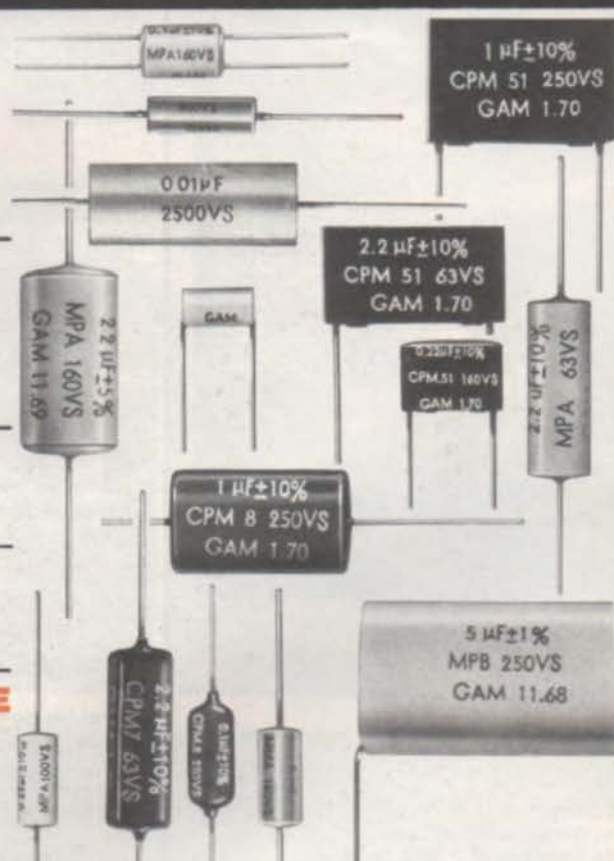
CPM 50 • CPM 51
CPM 53

SNCF

MPA-AS • MPA-S
CPA-AS • CPA-S

RADIO-FRANCE

CPM 7 • CPM 8
CPM 50



condensateurs mylar métallisé

- PROFESSIONNEL : suivant CCTU 02-14 A
catégorie climatique : - 55°C + 125°C
classe B
- INDUSTRIEL : suivant CCTU 02-14 A
catégorie climatique : - 40°C + 85°C
Classes B et C

AUTRES FABRICATIONS :

condensateurs papier, papier métallisé,
Mylar, polycarbonate, polypropylène, mica,
de 4 pF à 500 μF - de 40 volts à 10.000 volts
courant continu, courant alternatif
50 Hz à 20.000 Hz

GAM

Siège social : 9, rue du Port-aux-Lions 94220 Charenton
USINES : 77, AVENUE G. CLEMENCEAU 77100 MEAUX
9, AVENUE AMPERE Z.I. 91320 WISSOUS
SERVICE COMMERCIAL à MEAUX 434.23.76 et 930.21.54



EDITORIAL

Voici donc une nouvelle revue consacrée à l'électronique !

Sa vocation est de parler « technique » à des techniciens.

Ne reconnaissez pas là un pléonisme. Il se trouve en effet que sur le marché français de l'édition, le créneau est pratiquement libre. Vous ne trouverez pas, effectivement dans ce numéro, d'informations de conjoncture économique, de bilans ou de fusions de sociétés, de nomination d'un nouveau directeur de marketing ou de la fabrication par telle ou telle firme d'un microprocesseur en seconde source.

Nous n'avons pas la prétention de faire de cette publication une super revue technique sans rivale et sans points faibles, mais uniquement de donner aux techniciens des informations susceptibles de les intéresser, voire de les faire progresser dans certains domaines.

La genèse d'« Electronique Applications » remonte au mois de septembre 1976. Nous avons alors décidé d'aborder le créneau dit « professionnel » sous un autre aspect, essentiellement technique, abandonné par la majorité des autres supports.

L'arrêt de parution d'« Electronique Professionnelle » n'a fait que renforcer cette idée et nous pouvons vous proposer, six mois après, une revue entièrement originale dont la formule trimestrielle pourrait, selon les

circonstances et les désirs de ses lecteurs, devenir une formule mensuelle.

Pour la couverture, nous avons choisi également l'originalité. Le peintre Gilbert L'Héritier a mis son talent au service de l'électronique en réalisant une aquarelle où s'égayent des composants.

Pour la rédaction des articles, la collaboration de techniciens de valeur nous a permis de proposer, dans ce premier numéro, une palette (malheureusement incomplète) d'applications de l'électronique à des domaines variés.

La présentation n'a pas, comme vous pourrez le constater, été négligée, bien au contraire ; la lecture d'une revue technique ne doit pas être un pensum, mais un plaisir. Le lancement de cette publication a été choisi stratégiquement à la date du Salon International des Composants Electroniques et nous espérons que ce choix donnera longue vie à « Electronique Applications ».

Quelle que soit votre opinion, faites-nous la connaître. Si vous désirez participer à l'évolution de cette revue, à son amélioration, à sa rédaction, nous serons tous très heureux de vous rencontrer.

Merci d'avance pour l'accueil que vous réserverez à ce numéro 1... et aux suivants.

Jean-Claude Roussez

OSCILLOGRAPHES

<4j>

**nouveaux circuits
nouvelle présentation
nouveau modèle**



TYPE 313

Bicourbe 10 MHz :

- Qualité intégrale.
- Prix conservé.

Autres modèles : • bicourbes 15 MHz;
• bicourbes différentiels.

Autres fabrications : Alimentations stabilisées.

- Moniteur de profil TV - Horloges à affichage numérique
- Systèmes de transmission de l'heure - Télécommande horaire digitale programmable, etc.

Société KATJI

115, Avenue Jean-Mermoz
93120 La Courneuve.
Tél. : 833.75.04 - Télex : 210311 F

Matériel étudié et réalisé en France.

RAPY

Les XY BRYANS et leurs nombreux accessoires font toujours le meilleur score ...et pour cause.

C'est la plus large gamme qui soit, et ce n'est pas un hasard : 25 ans d'expérience dans la fabrication d'enregistreurs de haute qualité et d'accessoires bien adaptés à leur utilisation en laboratoire, dans l'industrie, sur chantier, etc.

- Série 26.000** Modulaire et rapide, 3 formats : A3 (2 plumes), A3 et A4.
Vitesse d'écriture allant jusqu'à 1,5 m/s.
■ 3 modules préamplificateurs linéaires, sensibilité maximum à 5 μ V/cm.
■ 2 modules logarithmiques à entrée continue ou alternative.
■ suiveur de courbes photoélectrique
- Série 29.000** Compacte : 4 modèles aux formats A3 et A4, avec et sans base de temps.
- Série 25.000** Compacte au format A4, avec base de temps.
- Série 30.000** Monocalibre en X et Y pour applications intégrées.
- Accessoires :** Null Détector, dérouleur de papier, avance automatique, etc.

BRYANS S.A.
47, rue Barrault, 75013 Paris



Tél. 589.40.44 Télex 204 213
589.43.64





La photographie a, depuis fort longtemps, fait appel aux cellules photoélectriques, non seulement dans les appareils de prises de vues mais de plus en plus dans le matériel de laboratoire, en raison surtout du tirage couleurs qui éclipse le noir-et-blanc. Nous nous proposons donc de faire le point sur les différents capteurs opto-électroniques avec leurs avantages et inconvénients en fonction de leurs utilisations. Nous insisterons particulièrement sur les problèmes photométriques sous l'agrandisseur, domaine où beaucoup reste à faire du moins en ce qui concerne le matériel dit « grand public ».

Chose farfelue car, déjà, au-delà de 0,1 seconde, le temps de pose correct n'est plus proportionnel à la lumière reçue ! C'est « l'écart de non-réciprocité » ou coefficient de Schwarzschild. D'autre part, si une émulsion photographique n'a pas été impressionnée après 15 minutes de pose, elle ne le sera pas davantage après 10 heures (exception faite pour les plaques astronomiques), en raison du seuil de sensibilité minima.

La mode actuelle est à la **cellule silicium** qui est un photo-transistor au silicium relié à un amplificateur intégré. Cette nouvelle technique n'apporte rien en précision par rapport aux CdS, au contraire car la réponse spectrale diffère plus de l'idéal que la précédente (voir figure 1). Par contre, le temps de ré-

utilisation des capteurs opto-électroniques



ponse est incomparablement plus court et permet ainsi la réalisation d'automatismes de plus en plus sophistiqués.

En fait, les problèmes posés par la conception d'un posemètre de prise de vues sont relativement simples, car la quantité de lumière reçue est considérable en regard de la sensibilité minima des CdS ou des phototransistors.

Les cellules des posemètres d'agrandisseurs

Ici finit la facilité parce que les intensités lumineuses vont être faibles voire très faibles avec le tirage couleur, ce papier étant beaucoup plus sensible que le noir-et-blanc. Comme on s'approche du seuil de sensibilité minima, le courant d'obscurité n'est plus à négliger, la réponse spectrale « utile » se restreint et le signal de sortie devient nettement moins linéaire avec l'éclairement reçu. De plus, les temps de réponse des photorésistances s'allongent parfois jusqu'à plusieurs minutes... (voir figure 2).

Disons tout de suite que des posemètres excellents en noir-et-blanc peuvent conduire à des résultats catastrophiques en tirage couleur ; la réciproque n'étant pas vraie.

Les cellules sur les appareils de prises de vues

On se souvient des premiers posemètres, incorporés ou non utilisant des **photo-piles au sélénium**. Ces plaques encombrantes émettent un courant très faible et non linéaire avec le signal lumineux reçu ; cela impliquait des micro-ampèremètres eux-mêmes non linéaires, obtenus par une forme non cylindrique de l'entrefer. Outre leur fragilité mécanique, ces posemètres avaient une longévité assez réduite, de l'ordre de 6 à 10 ans en usage normal et ne permettaient pas la conception d'automatismes fiables.

Actuellement, ces cellules au sélénium ne sont utilisées que comme piles solaires sur les satellites de relais hertziens et dans des maquettes de piles solaires terrestres dont l'amortissement semble très aléatoire.

Puis, vint la cellule photoconductrice au **sulfure de cadmium** de quelques millimètres carrés de surface, donc logeable n'importe où dans un appareil de prise de vues. Sa linéarité et sa grande sensibilité ont permis aussi à des constructeurs de posemètres séparés de confondre photométrie et photographie, en mettant sur le marché des « monstres » gradués jusqu'à 8 heures !

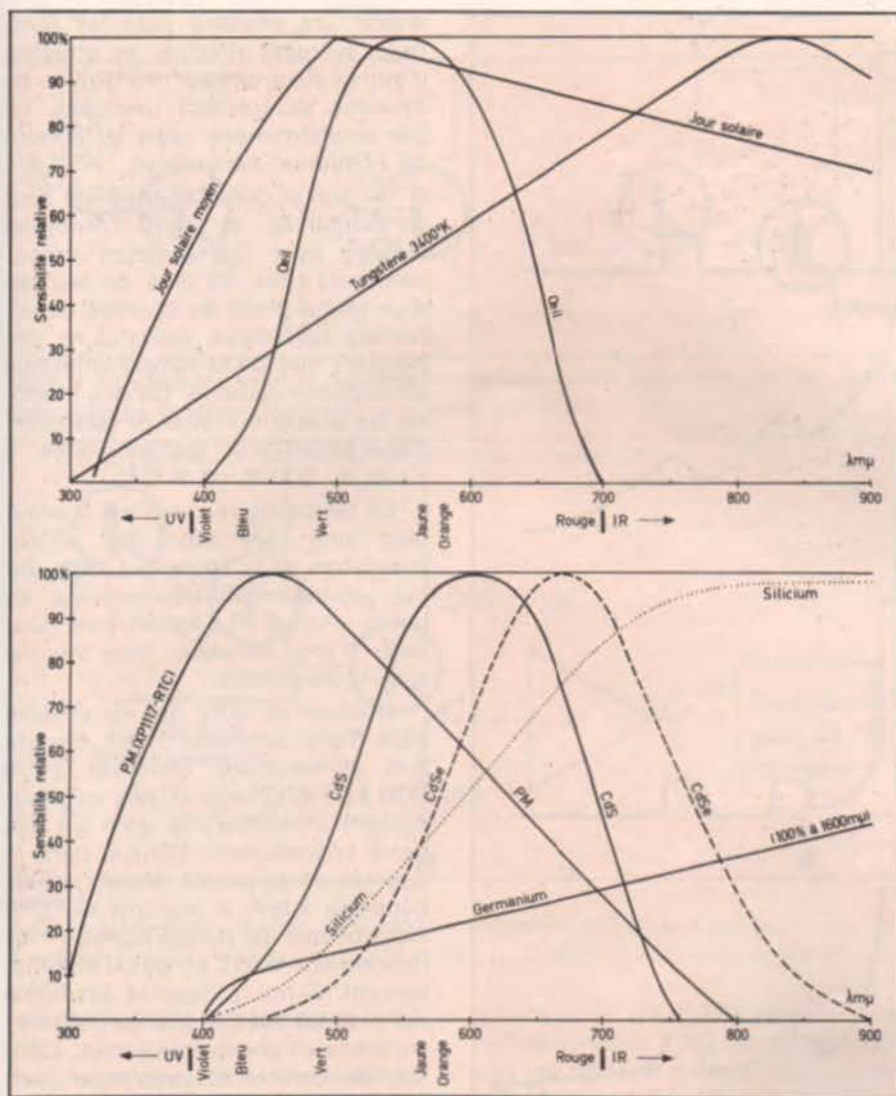


Figure 1 : Réponses spectrales comparatives.

Après ces généralités, il est temps de présenter les avantages et inconvénients des différents optocapteurs disponibles (?) dans le commerce.

Les sulfures de cadmium ou CdS

Photorésistances très répandues donc bon marché, les CdS ont une réponse spectrale très voisine de celle de l'œil humain (figure 1) et sont linéaires avec l'éclairement. Leur principal défaut est leur inertie pour réagir en lumières faibles, d'avantage à l'extinction qu'à l'éclairement ; c'est le phénomène de « mémoire » (voir figure 2b). Les modèles à faible surface (1 mm²) type ORP 60 sont plus nerveuses mais beaucoup moins sensibles que les types à grande surface (1 cm²) du genre LDR 03. En guise de compromis, les fabricants proposent (sur catalogue...) des cellules à grande surface et faible épaisseur de dépôt afin de diminuer l'effet de mémoire.

La fidélité des CdS est correcte mais, après un éblouissement, il faut

attendre parfois plusieurs minutes avant de retrouver le courant d'obscurité ; signalons que ce phénomène s'aggrave si on augmente l'intensité dans la cellule mais, même avec des courants inférieurs à 1 μA, les CdS restent inaptes **sur le plan pratique** à mesurer des éclaircissements faibles.

A noter pour finir qu'un fabricant américain (Segor) propose des CdS avec des réponses spectrales différentes et plus sélectives, obtenues par « dopages » du sulfure de cadmium.

Les sélénures de cadmium ou CdSe

Ces photorésistances ont une sensibilité voisine des CdS mais ont des temps de réponses au moins dix fois plus courts (figure 2c). La fidélité et la linéarité sont correctes mais le seul point noir réside dans sa réponse spectrale : comme on le constate sur la figure 1, les sensibilités au bleu et au vert sont relativement faibles par rapport au rouge et au proche infrarouge.

Un exemple courant de ce composant : la RPY 60 de RTC.

Les sulfosélénures de cadmium ou CdSSe

Cette cellule représente un compromis entre les CdS et CdSe ; le temps de réponse est presque aussi bon que ces dernières, mais un éblouissement produit un décalage de la ligne de base à très forte mémoire (voir figure 2d). De ce fait, il s'agit là d'un composant assez traître pour l'usage qu'on lui destine, donc à exclure.

Pour toutes ces photorésistances, il faut se souvenir que le courant d'obscurité, ou « bruit de fond photoélectrique », augmente légèrement avec la température particulièrement avec les CdSe parce que sensibles au proche infra-rouge.

Il y a bien d'autres types de photorésistances mais leur domaine spectral se situe hors du visible, donc ne nous concernent pas.

Les photo-diodes et photo-transistors

Une jonction de semi-conducteurs devient conductrice en inverse lorsqu'elle est bombardée par des photons. Ainsi, comme une diode zener, une photo-diode est toujours montée en inverse.

Le temps de réponse de ces composants est donc de l'ordre de la micro-seconde voire moins pour des types spéciaux. Le courant des photo-diodes étant très faible, il faut généralement les monter dans le circuit base d'un transistor.

Il faut citer l'ancêtre des photo-diodes : l'OAP 12 au germanium surtout sensible dans l'infra-rouge, alors que les modèles au silicium sont sensibles au visible et à l'infra-rouge.

Un photo-transistor n'est qu'un transistor planar classique dont le haut du boîtier a été remplacé par une lentille pour concentrer la lumière sur la puce inférieure à 1 mm².

Le fil de base est le plus souvent laissé en l'air. Un photo-transistor se comporte de la même façon qu'une photo-diode dans le circuit base d'un transistor (figure 3a). De même, un « photo-Darlington » est un photo-transistor monté en Darlington avec un transistor normal (figure 3b) ; et le constructeur n'assure pas que ce transistor reçoit de la lumière.

Un modèle courant de photo-transistor est le BPX 25 (RTC).

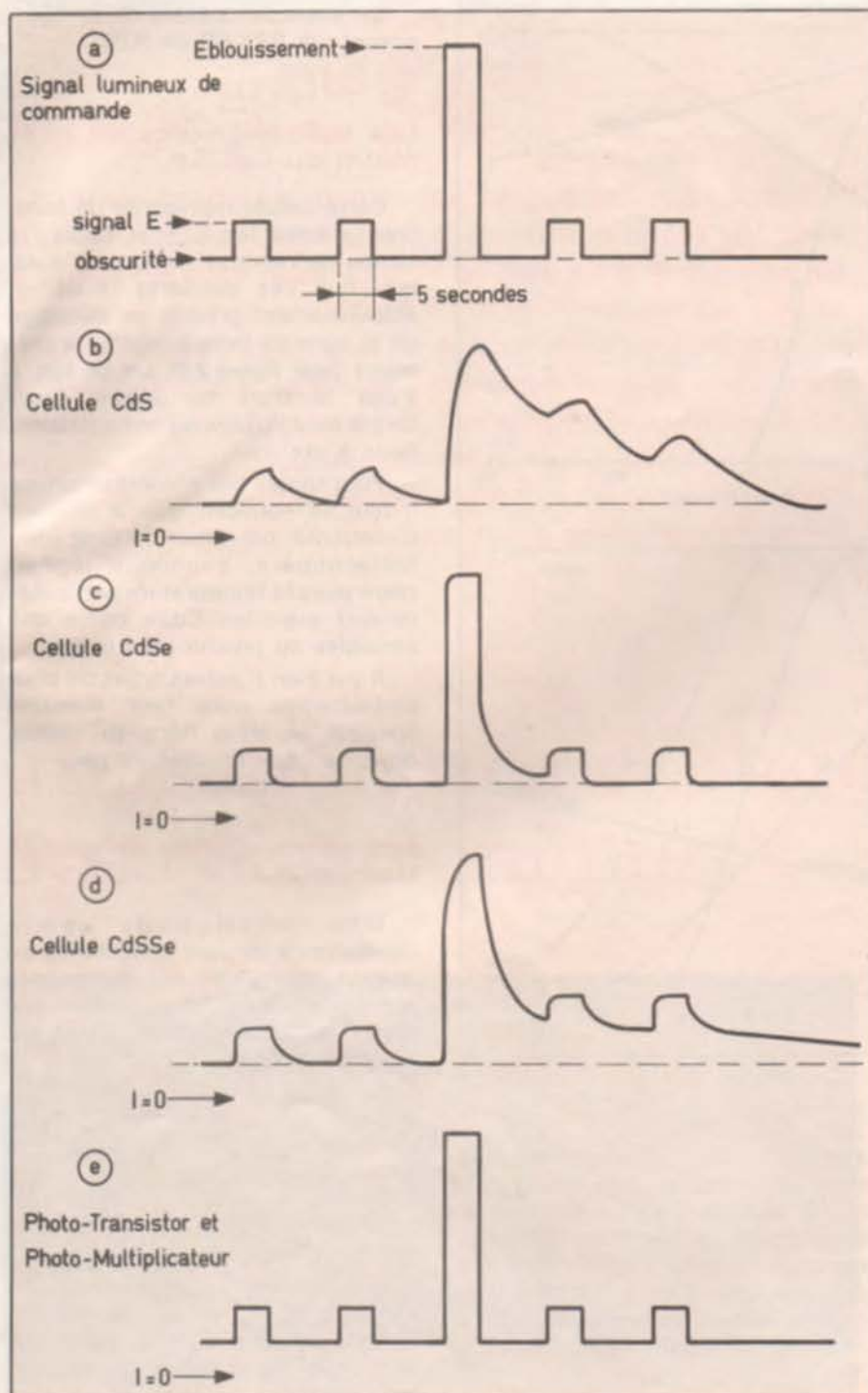


Figure 2 : Cinétiques de réponses en éclairements faibles.

Une autre caractéristique intéressante des photo-transistors est leur courant d'obscurité très faible de quelques nanoampères, ce qui autorise des amplifications considérables ; on peut même atténuer encore ce courant de fuite en disposant une résistance de plusieurs dizaines de mégohms entre base et émetteur.

Afin de donner une idée des sensibilités possibles, nous citerons un montage expérimental de l'auteur réalisé avec deux BC 109 à boîtiers ouverts, donc non directifs (voir figure 4). Cette maquette détectait l'occultation dans l'obscurité d'une cigarette se consumant dans un

cendrier à quatre mètres des capteurs... Il semble évident qu'effectuer des mesures avec ce montage et dans ce domaine d'éclairement, nécessiterait de thermostatier les transistors.

D'une manière générale, il est prudent de monter les photo-transistors en collecteur commun afin d'éviter un claquage consécutif à un fort éclairement.

Les photo-multiplicateurs ou P.M.

Rappelons qu'il s'agit d'un tube à basse pression où, entre cathode et

anode, les photons puis les électrons peuvent ricocher et arracher d'autres électrons sur une dizaine de dynodes savamment orientées, ce par le phénomène jadis si redouté de l'émission secondaire.

Le gain et donc la sensibilité sont considérables et sans commune mesure avec les capteurs précédemment cités. De plus, on dispose d'un grand choix de courbes de réponses spectrales, celles-ci ne dépendant que de la nature chimique de la photo-cathode. Un des modèles les plus courants et de prix abordable se limite au spectre visible : il s'agit du 931 B de R.C.A.

Le temps de réponse est à peine plus long que celui des photo-transistors et le courant d'obscurité est généralement très inférieur au micro-ampère : il s'agirait donc pour nous d'une panacée, mais voyons ses inconvénients.

D'abord sa taille qui est environ celle d'une penthode EL 84, ensuite son alimentation comprise entre 600 et 1 800 volts et très soigneusement stabilisée ; le gain en dépend énormément. D'autre part, le courant anodique ne devant jamais dépasser 1 mA, il faut une sécurité électronique qui puisse abaisser très rapidement la HT en cas d'éblouissement. Enfin, la réponse est fidèle mais moins linéaire que les photorésistances et photo-transistors. L'entrée de lumière est soit axiale, soit radiale.

Le problème majeur réside donc en cette alimentation haute tension stabilisée et asservie. Un fabricant anglais d'analyseurs couleurs commercialisés sous plusieurs marques (Melico, Ahel et Beseler) a résolu cette question d'une manière élégante et efficace : il s'agit d'une basse-tension stabilisée et asservie qui alimente un convertisseur avec transformateur élévateur, dont le secondaire est suivi d'un redressement et d'un doubleur de tension. Le circuit imprimé, avec l'alimentation secteur et le détecteur de seuil compris, ne mesure qu'un décimètre carré en montage « aéré »...

L'angle de vision des opto-capteurs

Les photo-diodes et photo-transistors sont le plus souvent équipés d'une lentille de verre ou de plastique afin de focaliser, sur la jonction, la lumière captée sur $1/4 \text{ cm}^2$. Il en résulte un cône de vision très étroit dont il faut tenir compte pour l'orientation de la cellule ; d'autant plus que cet axe de vision n'est pas toujours bien parallèle à l'axe du boîtier, du fait d'un mau-

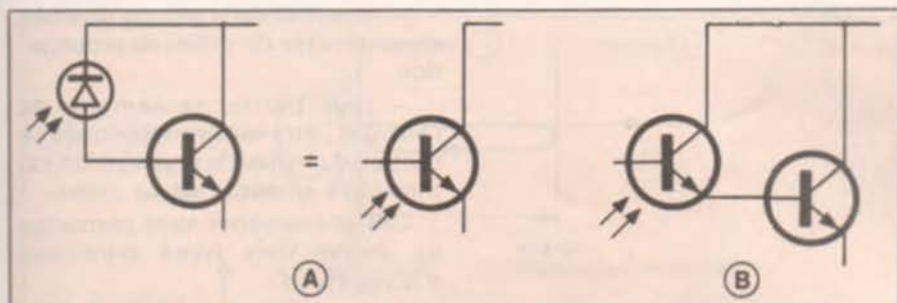


Figure 3 : Un photo-transistor se comporte comme un transistor commandé par une photo-diode. A droite, le schéma équivalent à un photo-Darlington.

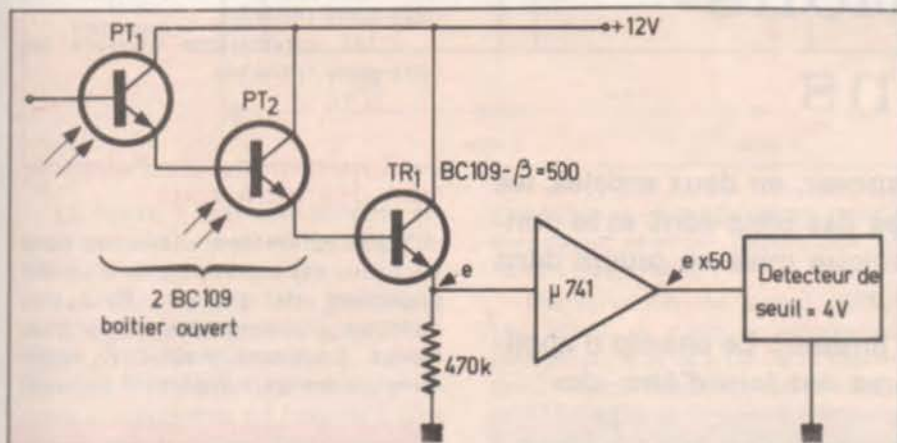


Figure 4 :

Deux photo-transistors montés en Darlington permettent de dépasser très largement la sensibilité rétinienne (nota : seuls PT2 et TR1 constituent un « photo-Darlington »).

vais centrage de la puce sur le substrat.

Lorsque cette forte directivité optique est gênante et que l'on souhaite au contraire une sensibilité homogène dans un cône de vision de 90°, mieux vaut utiliser un transistor planar décalotté et protégé par un couvercle de Rhodoïd collé, plutôt qu'un écran diffuseur devant une lentille.

A l'inverse, il est souvent avantageux de disposer une lentille ou une bille de verre devant une photorésistance ou une photo-diode à grande surface (telle la BPY 13), pour y concentrer le flux lumineux incident.

Les problèmes posés par les infra-rouges

La lumière issue d'une lampe d'agrandisseur au tungstène contient une forte proportion d'infra-rouges (figure 1). Or, l'image d'un négatif noir-et-blanc est constituée par des particules d'argent réduit qui absorbent l'IR presque aussi bien que les radiations visibles ; il n'y a donc pas de contre-indications pour des posemètres équipés de cellules sensibles à l'IR telles que les CdSe et photo-transistors.

Par contre, un film couleurs ne contient pas d'argent métallique mais uniquement des colorants organiques, lesquels absorbent le visible mais sont très perméables aux

infra-rouges. On devine alors qu'une cellule sensible à ces radiations fera peu de différence entre des clichés de densités très différentes. Il est donc indispensable de disposer un filtre anti-infra-rouges (ou « verre anti-calorique ») entre l'ampoule et la pellicule, ou devant la cellule.

Avec les CdSe et les photo-transistors silicium, nous nous retrouvons donc avec une réponse spectrale qui ne s'étend que du jaune au rouge car, en éclaircissements faibles, le bleu et le vert seront parfois au-dessous du seuil de sensibilité minima. Cela signifie que, pour deux clichés exposés correctement, l'un représentant un sujet vert, l'autre un sujet rouge, une telle cellule à « bande étroite » nous indiquera des temps de pose différents alors qu'ils devraient être identiques ! Il y a la solution de corriger par un filtre vert devant la cellule, mais il faut alors tellement de lumière que le posemètre doit être plaqué sous l'objectif : c'est la méthode utilisée entre autres par Durst et Jobo.

Conclusions sur les posemètres d'agrandisseurs

D'après des critères de pratique photographique, la mesure de la lumière réfléchie par le margeur ou le papier est la seule « mesure intégrée » qui soit valable.

Dans ces conditions, la cellule recevra très peu de lumière et devra avoir une réponse spectrale s'étalant sur tout le visible : donc, seul le photo-multiplicateur sera apte à remplir ces draconiennes conditions concernant le tirage couleurs, alors qu'une CdSe ne pourra convenir qu'au noir-et-blanc.

Toutefois, une cellule pour mesures ponctuelles en couleurs peut être équipée d'une CdSe parce que recevant beaucoup plus de lumière et à la condition d'être étalonnée pour une couleur à peu près constante, par exemple sur les visages.



Un transistor planar (ici un BC 109) dont on a ouvert le boîtier constitue un excellent photo-transistor non directif.

Les analyseurs de couleurs

Ces appareils servent à déterminer le filtrage coloré de la source lumineuse. Un négatif dont on connaît le filtrage nécessaire au jaune, magenta et cyan est mis « en mémoire » dans l'analyseur, en établissant les rapports cyan/magenta, cyan/jaune ou magenta/jaune de l'image projetée. Ces mesures s'effectuent derrière des filtres denses de couleurs complémentaires à savoir bleu, vert et rouge.

Pour les mêmes raisons exposées au paragraphe précédent, les analyseurs utilisant des photorésistances ou des photojonctions exigeront un maximum de lumière, donc placés sous l'objectif. Fait plus grave, et les bancs d'essais le prouvent, l'évaluation du filtrage en jaune (donc derrière le filtre bleu foncé) conduit à des résultats assez fantaisistes, voire complètement aberrants : l'électronique la plus sophistiquée ne peut pas amplifier un signal qu'un capteur ne livre pas.

Donc ici encore et à plus forte raison, le photo-multiplicateur est le seul pouvant conduire à des résultats fiables.

Ce rare survivant des tubes à vide aura certainement encore la vie dure, car aucun nouveau composant « sec » de remplacement ne semble se pointer à l'horizon...

Michel Archambault

Les applications des ultra-sons

Nous allons nous efforcer d'exposer, en deux articles, les principales applications médicales des ultra-sons et le principe de l'instrumentation électronique mise en œuvre dans ces applications.

Notre tour d'horizon n'est pas limitatif. Le champ d'application des méthodes ultra-sonores est loin d'être clos.

Introduction

Un très bref rappel de physique est nécessaire avant d'entrer dans le vif de notre sujet.

● Les ultra-sons sont des vibrations qui nécessitent un support pour se propager. Ils ne sont donc pas transmis par le vide et ne traversent pas à la même vitesse les différents types de milieu de propagation. Leur vitesse est par exemple de 340 m/s dans l'air, de l'ordre de 1500 m/s dans les liquides et 4000 m/s dans les solides. Le domaine de fréquence des ultra-sons débute vers 18/20 kilocycles/s (fréquence extrême supérieure du spectre audible) et s'étend jusqu'à plusieurs dizaines de mégacycles/s.

● L'emploi de fréquences ultra-sonores élevées (20 ou 30 Mc/s rend possible, pour un non-familier de ces techniques, la confusion avec les ondes électromagnétiques. Certains principes d'applications semblables au RADAR ne font qu'accentuer ces possibilités de confusion qu'il faudra prendre garde à ne pas commettre.



● La production des ultra-sons utilise en général (c'est pratiquement toujours le cas dans notre domaine) la conversion énergie électrique → énergie mécanique, par un transducteur approprié : un élément transducteur est alimenté en courant alternatif de fréquence identique à celle des ultra-sons à produire.

Le transducteur exploite l'un des effets suivants :

- magnétostriction (fortes puissances),
- Piézo électricité,
- électrostriction et ferro électricité (applications les plus fréquentes),

● La captation des ultra-sons (conversion énergie mécanique → énergie électrique) utilise bien sûr les phénomènes inverses.

● Un faisceau d'ultra-sons se propageant dans un milieu non-homogène (en l'occurrence les tissus du corps humain), subit :

- une absorption dans le milieu, d'autant plus forte que le milieu est absorbant, que le chemin parcouru est long, et que la fréquence des ultra-sons est élevée ;

— des réflexions sur les diverses discontinuités du milieu de propagation,

— une partie seulement de l'énergie ultra-sonore appliquée à l'entrée du milieu de propagation est transmise en sortie de ce milieu.

Ces phénomènes vont permettre de définir trois types principaux d'applications :

- les applications utilisant l'absorption des ultra-sons,
- les applications utilisant les ultra-sons réfléchis,
- les applications utilisant les ultra-sons transmis.

I - Applications de l'absorption des ultra-sons

L'absorption des ultra-sons dans les tissus est accompagnée d'un dégagement de chaleur. Pour des énergies ultrasonores émises importantes (plusieurs watt/cm² appliqués un temps suffisant) il apparaît

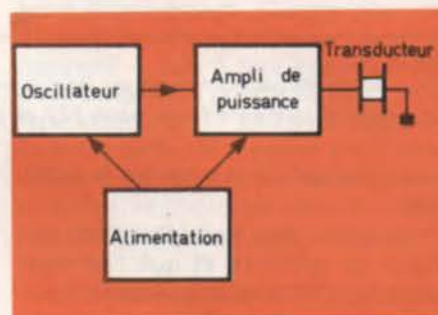


Fig. 1

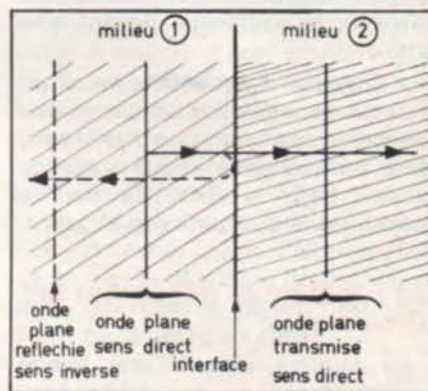


Fig. 2

un échauffement des tissus qui peut être bénéfique dans le traitement de certaines affections musculaires ou rhumatismales.

Cette application est intéressante, car l'échauffement produit peut être très localisé et il se produit dans la masse même des tissus. Un choix judicieux de la fréquence ultra-sonore permet de réaliser un traitement en surface (fréquence ultrasonore élevée) ou en profondeur (fréquence basse).

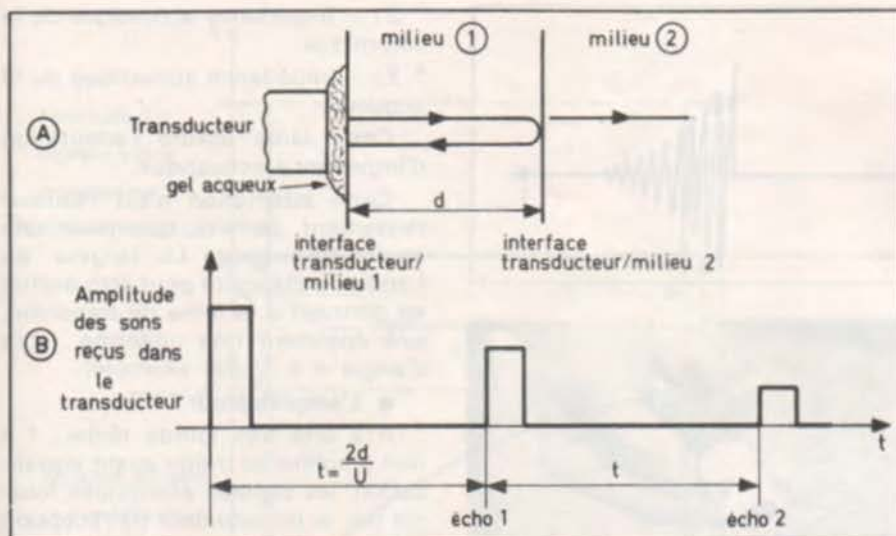


Fig 3

La figure 1 donne le schéma synoptique d'un appareil de sonothérapie.

Les ultra-sons à forte puissance sont également utilisés pour « briser », par effet thermique et résonance mécanique, les « calculs rénaux » importants, en fragment plus petits susceptibles d'être éliminés naturellement par le patient.

II - Applications utilisant les ultra-sons réfléchis

On peut, en première approximation, afin de comprendre la propagation des ultra-sons, utiliser une analogie : la transmission d'énergie à radio-fréquence sur les lignes de transmission : chaque milieu de propagation (homologue de la ligne de transmission) possède son « impédance acoustique » (homologue de l'impédance caractéristique de la ligne).

Lorsqu'une discontinuité entre deux milieux apparaît (homologue d'une rupture d'impédance dans la ligne), une partie des ultra-sons incidents est réfléchi, le reste est transmis (voir figure 2). Le coefficient de réflexion dépend de l'importance de la discontinuité. Il se crée, si l'on est en régime stationnaire (émission continue d'ultra-sons depuis un temps suffisamment grand, par rapport aux temps de propagation) un réseau d'ondes stationnaires dans le premier milieu de propagation.

a) L'échographie

Comme l'éthymologie peut nous le faire penser, nous allons décrire une application utilisant l'analyse de l'écho d'une impulsion ultrasonore.

Ce procédé est couramment utilisé en contrôle non destructif de

matériaux. Les applications pour le diagnostic médical datent des années « quarante ».

L'observation du signal réfléchi (ou écho) va nous renseigner sur l'importance et le type de la discontinuité dans le milieu de propagation. De plus, si l'on rend l'émission d'ultrasons pulsée, le temps écoulé entre l'émission de l'impulsion d'ultra-sons et la réception du premier écho, va nous renseigner sur la position de la discontinuité, puisque la vitesse de propagation des ultra-sons dans le milieu observé est connue (voir figures 3 A et B).

Un « échographe » ultrasonore comprend donc :

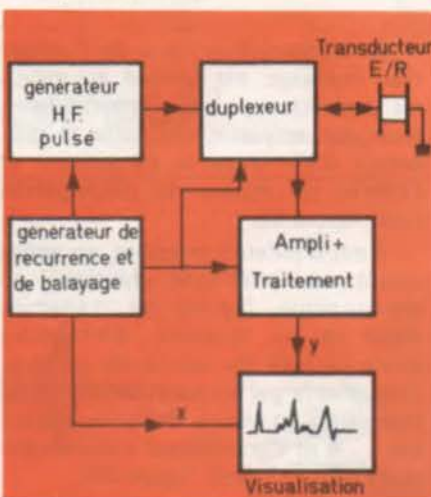


Fig 4

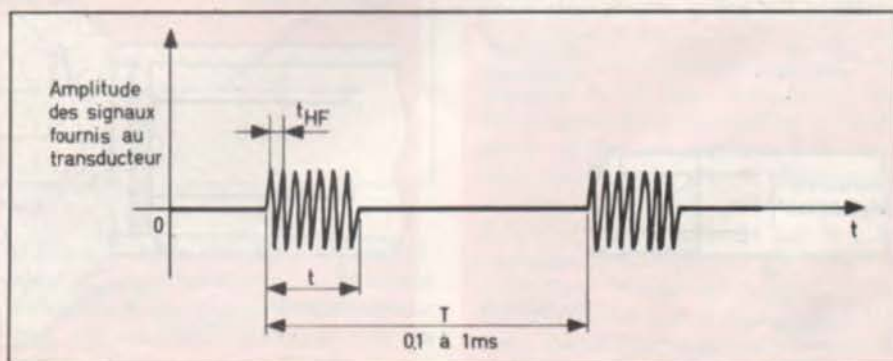


Fig 5

- un générateur de courant HF, pulsé,
- un transducteur servant à l'émission des ultra-sons,
- un transducteur servant à la réception des ultra-sons réfléchis.
- l'emploi d'un duplexeur permet l'emploi quasi général d'un seul et unique transducteur pour ces deux fonctions.

— Un dispositif d'amplification et de visualisation des échos (voir synoptique, figure 4).

Nous allons analyser successivement ces divers maillons.

● Le générateur : (voir figure 5)

Il délivre des impulsions haute fréquence, courtes, à faible temps de montée.

— La fréquence H.F. est celle des ultra-sons à obtenir. Elle est déterminée par les applications : plus la pénétration demandée est grande, plus la fréquence ultrasonore est basse.

Des considérations de résolution (le transducteur doit être grand par rapport à la longueur d'onde des ultra-sons utilisés) interviennent également. On travaille donc en général à des fréquences de 1 à 2 Mc/s pour un examen abdominal, de 2 à 5 Mc/s pour un examen cardiaque, de 10 Mc/s environ pour un examen de l'œil.

— La fréquence de récurrence peut ne pas être élevée. Les organes observés ont en général des vitesses de déplacement suffisamment faibles pour qu'une bande passante de l'ordre de quelques centaines de Hertz, soit suffisante pour restituer leur mouvement.

Des fréquences de récurrence de l'ordre du kilocycle/s sont couramment employées.

— La puissance ultrasonore crête fournie par le transducteur est de l'ordre du watt/cm².

Le générateur peut être très simplifié : parfois il ne comporte qu'un thyristor déchargeant un condensateur chargé à quelques centaines de volts dans le transducteur, qui produit alors une impulsion ultrasonore

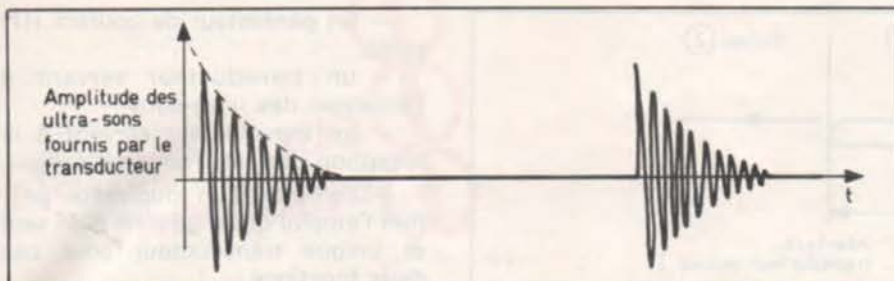


Fig. 6



Fig. 7a



Fig. 7b

amortie, à sa fréquence propre (voir figure 6).

Ce système est simple et, avantage considérable, le générateur est apériodique : il suffit de changer de transducteur pour changer de fréquence ultrasonore.

● Les (ou le) transducteurs

Il utilise généralement une céramique ferro-électrique, vibrant en mode longitudinal, en forme de disque de diamètre 1 à 3 cm environ. (voir figure 7A, figure 7B, deux exemples de transducteur).

Cette céramique est amortie mécaniquement de façon à lui conférer la large bande passante nécessaire à la bonne restitution des échos (de 1 à 2 Mégacycles/s environ). Le plus souvent, l'amortissement est obtenu en chargeant la face arrière de la céramique par un milieu absorbant (résine chargée de particules métalliques par exemple). (voir figure 8).

Cet amortissement pourrait d'ailleurs être réalisé de façon électrique en profitant de la dualité mécano-électrique de l'impédance motionnelle de la céramique (attaque en très basse impédance, à la manière des amplificateurs B.F. attaquant des enceintes avec un bon « coefficient d'amortissement »).

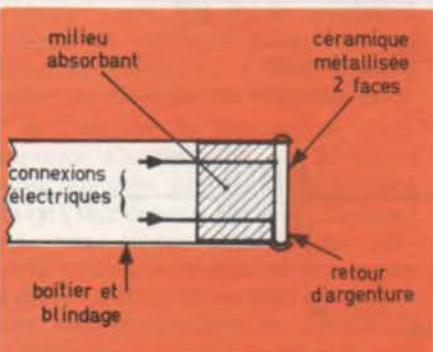


Fig. 8



Fig. 9

Le transducteur, lors de l'utilisation normale, est couplé au milieu de propagation par l'intermédiaire d'un gel aqueux qui évite la présence d'air entre la céramique et l'entrée du milieu de propagation (voir figure 9).

Il est d'ailleurs possible, en appliquant une méthode classique en électronique (lignes de transmission) et en optique, d'introduire entre la face de sortie de la céramique et le gel aqueux une lame de transition en résine dont l'épaisseur est $\lambda/4$ et l'impédance caractéristique $\sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$ (voir figure 10).

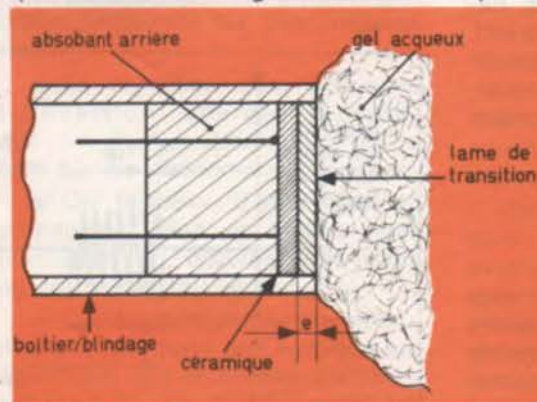


Fig. 10

* Z_1 = impédance acoustique de la céramique.

* Z_2 = impédance acoustique du fil aqueux.

Cette lame assure l'adaptation d'impédance acoustique.

Cette adaptation n'est malheureusement parfaite que pour une seule fréquence. La largeur de bande du dispositif peut être accrue en donnant à la lame de transition, une épaisseur non uniforme. (coin d'angle 4 à 5° par exemple).

● L'amplificateur

Il a une très lourde tâche... ! Il doit amplifier et traiter avant visualisation, les signaux électriques fournis par le transducteur de réception ou la sortie réception du circuit duplexeur. — Il doit bien entendu, posséder la largeur de bande (1 à 2 Mc/s environ, centrée sur la fréquence ultrasonore) nécessaire à la bonne restitution des échos.

Il doit par ailleurs posséder une grande dynamique, c'est-à-dire, être capable d'amplifier aussi bien des signaux de faible amplitude, que des signaux de forte amplitude : en effet, la dynamique des échos intéressants sur le plan médical est de l'ordre de 100 dB, ce qui est assez important. (ce chiffre est obtenu en considérant à la fois les variations d'amplitudes des échos pour une profondeur d'exploration fixe et l'atténuation de ces échos, qui augmente avec la profondeur d'exploration).

Enfin, le gain de l'amplificateur doit varier en fonction du temps (voir figure 11), afin de compenser l'atténuation due au parcours des ultra-sons dans les tissus, qui croît lorsque la longueur du parcours croît. La courbe de variation de ce gain est en général ajustable par l'opérateur, pour diverses « tranches » de profondeur. (voir figure 12). La correction de gain nécessaire est au maximum de 50 à 70 dB et dépend bien sûr de la fréquence ultrasonore, de la profondeur d'exploration souhaitée, des types de tissus observés.

$$e = (2k+1) \frac{\lambda}{4}$$

ou λ : longueur d'onde des ultra-sons dans la résine.

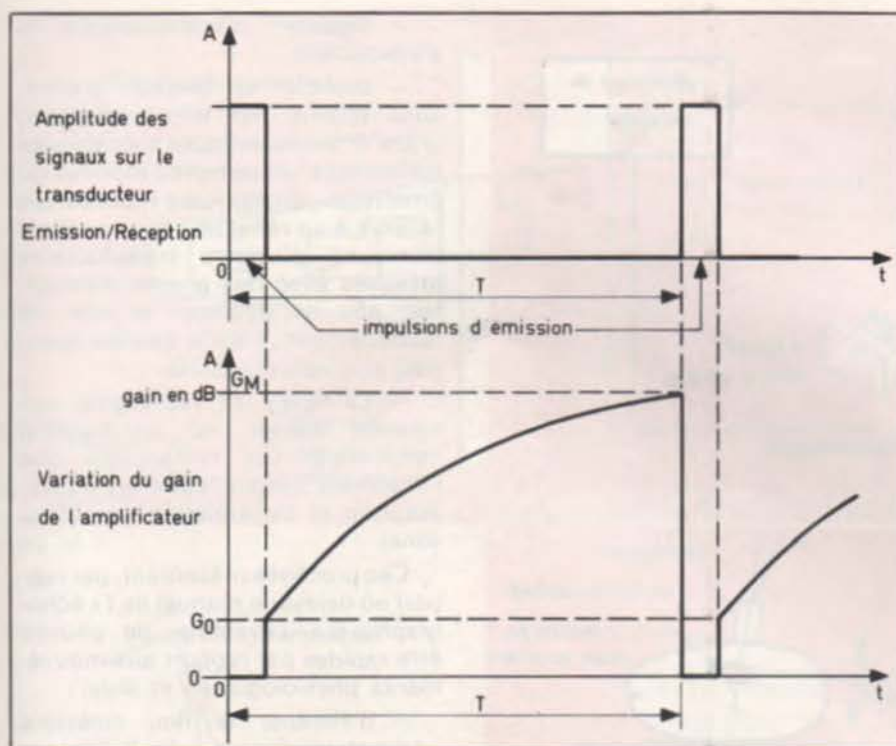


Fig. 11

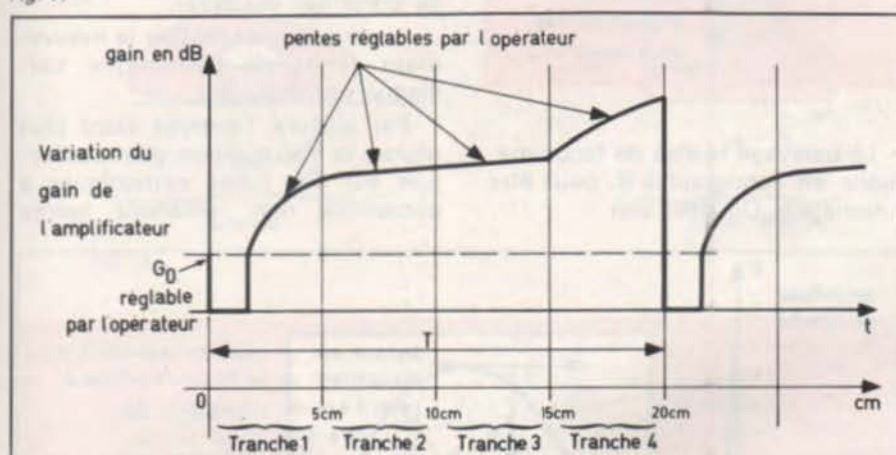


Fig. 12

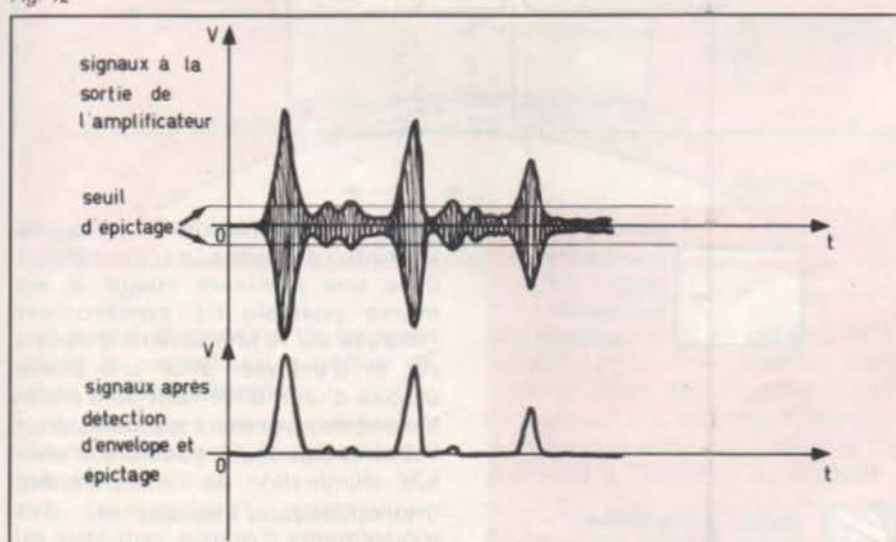


Fig. 13

Ce dispositif de contrôle de gain en fonction du temps est remplacé, ou complété, sur certaines réalisations commerciales par un dispositif de C.A.G. (contrôle automatique de gain) dont les constantes de temps

d'attaque et de descente sont choisies afin de maintenir constante l'amplitude des échos obtenues sur une discontinuité, quelque soit sa profondeur.

Après cette amplification à gain

contrôlé, le signal subit une détection d'enveloppe (voir figure 13), puis peut être visualisé directement ou subir avant visualisation, diverses transformations : suppression d'échos de faible amplitude et du bruit par des épictateurs, amplification à caractéristique logarithmique pour compression de dynamique, etc.

● Les visualisations

Le procédé de visualisation le plus simple est baptisé « Écho A » et utilise un simple oscilloscope (voir figure 14) dont le balayage X est fonction du temps, en général linéaire et déclenché par l'impulsion d'émission d'ultra-sons et le balayage Y, confié aux signaux traités par l'amplificateur ci-dessus et correspondant aux échos. Les figures 15A et B, donnent un exemple de tracé obtenu en échographie A.

Si la structure échogène est mobile, l'observateur verra se déplacer l'écho sur l'oscilloscope (voir figure 16). Il est possible de visualiser les variations de position de l'écho en fonction du temps : c'est le « Time Motion » (T.M.). La courbe obtenue représente donc le déplacement de la structure échogène en fonction du temps. Pratiquement, on emploie le dispositif de la figure 17, qui utilise un tube rémanent, ou un tube à mémoire. L'enregistrement des courbes obtenues, se fait en photographiant le tube cathodique avec un appareil photographique, en général à développement instantané. On peut également utiliser un enregistreur oscillographique (figure 18).

Il est par ailleurs possible d'observer, en « écho A », la structure échogène sous différents angles, en orientant le transducteur à la main, de façon à ce que le faisceau d'ultra-sons demeure dans un même plan. Si, simultanément, par un système électro-mécanique de recopie, on repère la position du capteur, dans le plan d'observation, par rapport à une référence arbitraire, on peut « bâtir » une image (figure 19).

Imaginons en effet que sur l'écran d'un oscilloscope à mémoire, nous déplaçons grâce au système de recopie, le balayage X, synchrone des impulsions d'émissions (comme en écho A) et que l'amplitude des échos module la luminosité du spot. Nous allons, en déplaçant le capteur, explorer le plan d'observation et simultanément, mémoriser les échos et leur amplitude sur le tube cathodique à mémoire. On construit donc une image de la section du corps observé par le plan d'observation. Cette image est une image de réflexion. Il faut bien la différencier des « images d'ombre » obtenues en radiologie par exemple.

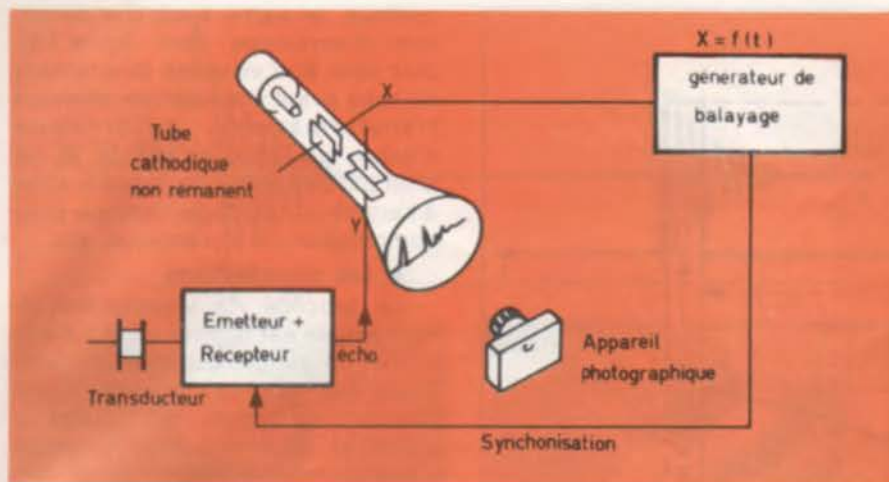


Fig. 14

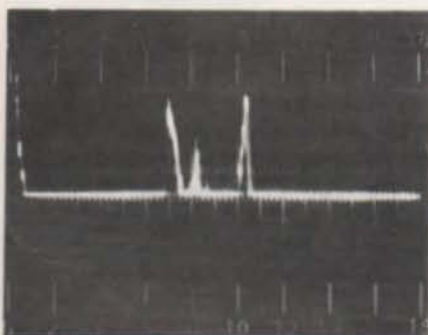


Fig. 15a

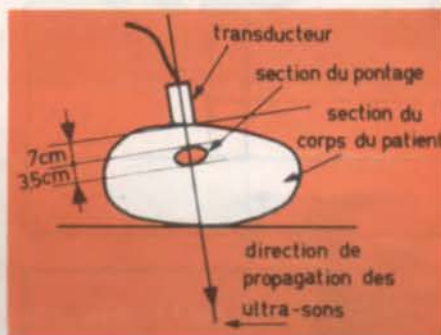


Fig. 15b

Ce mode de visualisation qui est baptisé « échographie B » est très intéressant, car il fournit des images selon des axes peu accessibles par d'autres méthodes, qu'il complète donc.

L'écho B a ses limites : elles tiennent essentiellement aux faibles possibilités des tubes cathodiques à mémoire qui n'ont qu'une très faible dynamique de lumière (ou pas du tout pour le tube bistable). Ces limitations imposent une compression de la dynamique des échos ou quelquefois une simple mise en forme rectangulaire qui cause bien sûr une perte d'informations et de définition de l'image.

Le balayage réalisé de façon manuelle en échographie B, peut être automatisé. On peut soit :

- déplacer mécaniquement le transducteur,
- déplacer le faisceau d'ultrasons fournis par le transducteur, grâce à des techniques mécaniques (réflecteurs ultrasonores mobiles ou émetteurs ultrasonores mobiles par rapport à un réflecteur fixe) ou électroniques (plusieurs transducteurs attaqués avec des phases différentes, afin de déplacer le lobe de rayonnement : c'est le « sector scanning » — voir figure 20).

La figure 21 représente une solution utilisée sur un matériel commercial (on remarquera que l'ensemble baigne dans un liquide assurant la transmission des ultrasons).

Ces procédés présentent, par rapport au balayage manuel de l'« échographie B », l'avantage de pouvoir être rapides par rapport aux mouvements physiologiques et donc :

- d'éliminer le flou cinétique pouvant exister en écho B (images du cœur par exemple),
- de pouvoir restituer le mouvement (imagerie dynamique cardiaque par exemple).

Par ailleurs, l'analyse étant plus rapide, la visualisation peut s'effectuer sur des tubes cathodiques à phosphore non rémanent (genre

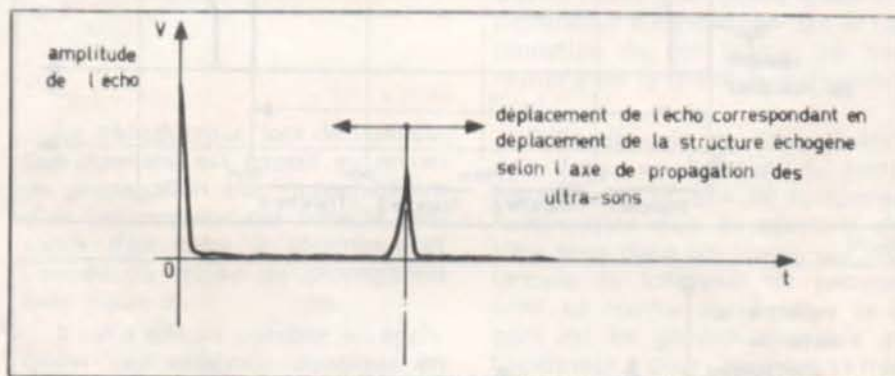


Fig. 16

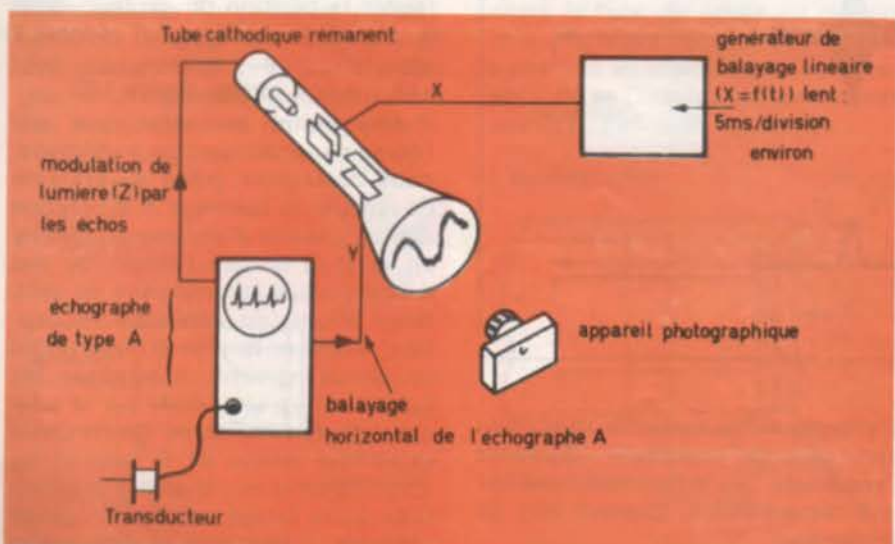


Fig. 17

tube T.V.) qui présentent une bonne « échelle de gris » et fournissent donc une meilleure image. Il est même possible de synchroniser l'analyse sur le phénomène à observer et d'analyser ainsi une phase précise d'un mouvement ou d'éliminer les mouvements parasites pour l'observation d'une structure immobile (élimination de l'influence des mouvements respiratoires, des mouvements d'origine cardiaque ou circulatoire).

La mémorisation des images de l'échographe A, B, « sector scanning » est en général réalisée simplement par photographie (ou film dans le cas d'exploration dynamique) des écrans cathodiques de visualisation.

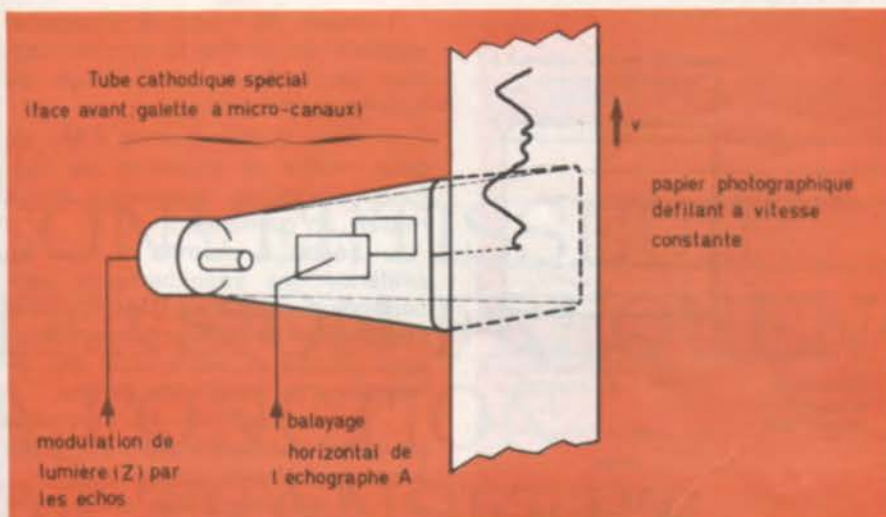


Fig. 18

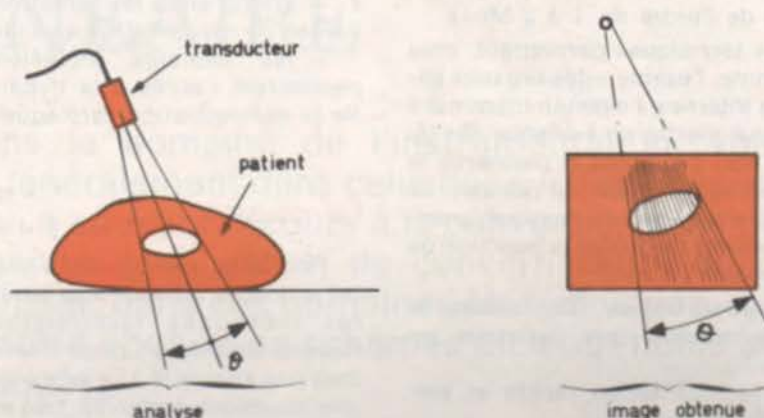


Fig. 19

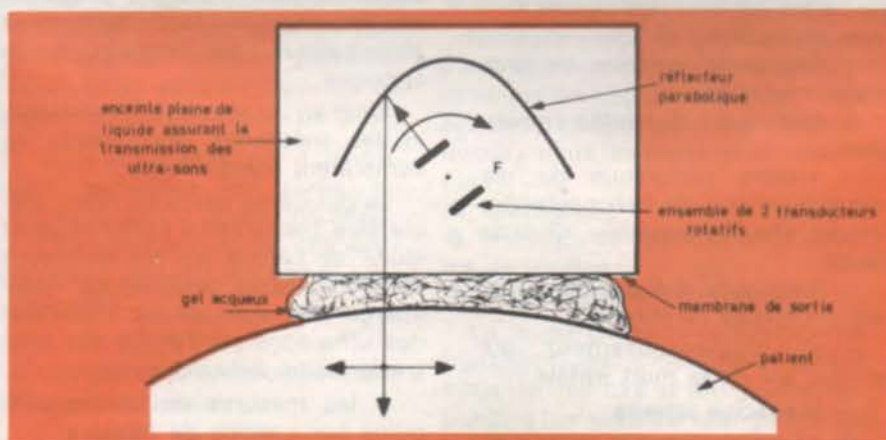


Fig. 21

Lorsque le standard de balayage utilisé le permet, on a parfois recours au magnétoscope.

Actuellement, d'autres dispositifs plus complexes apparaissent sur le marché :

— Les capteurs multiéléments

voir figure 22)

Ces dispositifs réalisent un balayage linéaire (par opposition au secteur des méthodes précédentes) par exploration séquentielle rapide de plusieurs éléments céramiques différents constituant le capteur. On reconstitue l'image sur un tube T.V.

Les capteurs sont en général petits (segments de 10 à 15 cm au maximum) à cause des limitations technologiques du nombre d'éléments du transducteur ce qui réserve ces procédés à l'imagerie cardiaque.

— On peut remarquer que les techniques d'échographie (A, B, T.M.) qui ne diffèrent en fait que par le mode de visualisation, sont en fait des techniques de mesure de la réponse impulsionnelle du système « Tissus réfléchissants » observé, avec en entrée, une impulsion ultrasonore et, en sortie, l'écho ultrasonore, réponse du système. D'au-

tres méthodes permettent d'accéder au même résultat : la réponse impulsionnelle.

Le signal d'entrée (les ultra-sons émis) peut être de type « continu » (par opposition au signal en impulsions de l'échographie classique), modulé de façon aléatoire en phase ou en fréquence. Un corrélateur, partant du signal de sortie, peut alors calculer la réponse impulsionnelle et visualiser un résultat semblable à celui de l'échographie classique.

De tels systèmes sont en cours de développement. Les problèmes qui subsistent sont d'ordre pratique, le nombre de points de corrélation

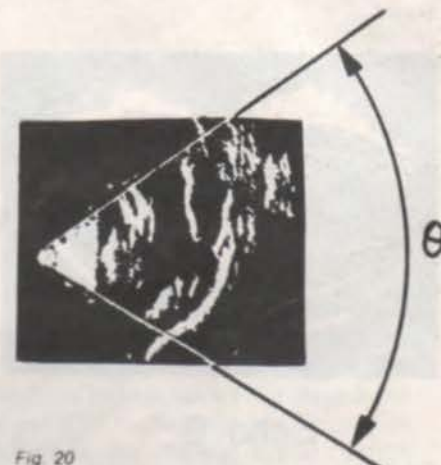


Fig. 20

devant être important si l'on veut obtenir une bonne résolution et une profondeur d'exploration suffisante.

— Time Delay Spectrometry

A l'émission, la fréquence ultrasonore, émise en permanence est « volubée » de façon connue, par exemple de 2 à 3 Mc/s. A la réception le signal a bien sûr la même allure, retardé simplement par le temps de propagation dans le tissu étudié. Un filtre passe bande, dans le récepteur, permet de ne prendre en compte que les signaux à une fréquence donnée, c'est-à-dire que les signaux ayant mis un certain temps de parcours.

Ce dispositif permet de ne prendre en compte que les échos provenant d'une certaine profondeur et permet, en déplaçant le capteur sur la peau du patient, de réaliser une véritable tomographie (image d'une couche parallèle à la peau, située à une certaine profondeur).

Nous verrons plus loin que ces techniques sont aussi utilisées en imagerie par transmission.

— Bien d'autres développements sont en cours d'étude dans les laboratoires.

Nous citerons l'étude et le développement des capteurs à balayage par faisceau d'électrons (avantage

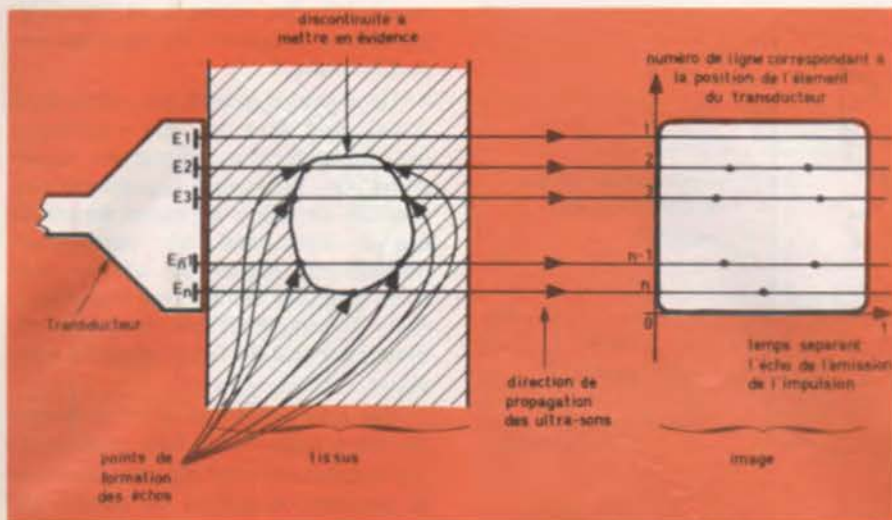


Fig. 22



Echo B

Fig. 23

de rapidité), des matrices X-Y de transducteurs électrostatiques, etc.

Les applications médicales de l'échographie

— **Neurologie** : L'encéphaloscopie permet, à l'aide simplement de l'écho A ou de l'écho A couplé à l'écho B, la détection des processus expansifs intracrâniens (hématomes par exemple). Ceci est utilisé bien sûr intensivement en traumatologie.

— **Ophtalmologie** : L'emploi conjugué d'une fréquence ultrasonore élevée (de l'ordre de 10 MHz) et de transducteurs de petites dimensions permet la détection des structures pathologiques intra-oculaires et intra-orbitaires. On emploie dans cette discipline (Écho-ophtalmoscopie) l'écho A et parfois l'écho B. Cet examen fournit des réponses anatomiques et permet les diagnostics de tumeurs, décollements, cataracte et ce, même en milieu opaque. On diagnostique également les troubles du vitré.

— **Gynécologie** : On utilise presque systématiquement l'imagerie, c'est-à-dire l'écho B, couplé bien sûr à l'écho A ou le « sector scanning », avec des fréquences ultraso-

nores de l'ordre de 1 à 2 Mc/s.

Ces techniques permettent, chez la femme, l'examen des organes génitaux internes, l'examen mammaire qui peut mettre en évidence des lésions non palpables et permettre le diagnostic précoce du cancer du sein. Dans ce cas, l'échographie permet encore de guider la ponction ou la biopsie.

— **Obstétrique** : On utilise le même matériel que ci-dessus qui permet

— la localisation rapide et précise du placenta,

— l'examen de la présentation du fœtus (sans les risques de la radiologie : effet ionisant des rayons X... I) (voir exemple figure 23),

— diagnostic précoce de grossesses multiples,

— exploration du liquide amniotique,

— mesure périodique du diamètre bipariétal du fœtus (céphalométrie) afin de surveiller sa croissance,

— diagnostic précoce de certaines anomalies cérébrales,

— et, malheureusement, diagnostic sûr de la mort fœtale.

— Médecine interne

On emploie presque systématiquement l'écho B, avec une fréquence ultrasonore de 1 à 2 Mc/s selon l'examen, la corpulence du malade. On réalise :

— des examens pulmonaires (diagnostic d'embolie pulmonaire — notre photo de présentation),

— des examens abdominaux,

— des examens rénaux (hématomes, cancers),

— des examens hépatiques (cancer du foie),

— des examens de la thyroïde,

— des examens du pancréas.

— Cardiologie

On emploie en général l'écho A, couplé au T.M. (Time Motion).

L'emploi de l'écho B (imagerie) suppose en général la synchronisation de l'analyse de l'image au rythme cardiaque :

— avec l'écho A et le T.M., on peut mettre en évidence les dysfonctionnements valvulaires (valve mitrale en particulier).

— l'écho B permet la mise en évidence des épanchements péricardiques ; couplé au T.M., il permet l'estimation de la fonction ventriculaire gauche et l'estimation des dimensions du ventricule gauche.

— la contractilité du myocarde peut être apprécié également grâce à ces techniques ultrasonores.

— le diagnostic des anévrysmes aortiques, disséquants ou non, est devenu technique courante.

— citons enfin les tentatives actuelles de visualisation vasculaire.

— les capteurs multiéléments permettent l'accès à la dynamique de la concentration cardiaque.

Conclusion

Peut-être verrons-nous un jour les procédés ultrasonores remplacer les méthodes radiologiques ? Soyons honnêtes : nous n'en sommes pas encore là ! La radiologie est une technique éprouvée, très affinée maintenant. Néanmoins, les méthodes ultrasonores fournissent **avec un risque nul pour le patient**, ce qui est très important, de façon totalement atraumatique, des renseignements énormes.

C'est en ce sens que la radiologie et les méthodes ultrasonores se complètent admirablement.

La deuxième partie de notre article sera consacrée à l'effet Doppler (suite de l'étude sur les ultra-sons réfléchis). Nous terminerons notre aperçu des applications médicales des ultra-sons par l'étude des sons transmis qui débouche sur :

— les mesures de vitesse sanguine par « temps de transit »

— les possibilités d'avenir de l'imagerie ultrasonore par transmission.

D. HEYDEN

CONVERTISSEUR TENSION-FRÉQUENCE A FONCTION DE TRANSFERT LINÉAIRE

Dans le domaine de l'instrumentation, voire plus généralement dans celui des systèmes asservis, on a souvent recours à la conversion tension-fréquence. L'utilisation de convertisseurs de ce type reste, dans ces domaines-là, très variée et la littérature abonde en schémas plus ou moins sophistiqués.

La fonction d'un tel module, comme son nom l'indique, est de transformer une tension continue dite tension de commande en tension périodique de valeur moyenne nulle ou fixée dans un domaine de fréquences répétitives bien défini.

Si nous désignons par f la fréquence répétitive en sortie du convertisseur et V la tension analogique continue à l'entrée, ces deux paramètres seront liés par la relation simple :

$$f = G.V.$$

où G représente la fonction de transfert du convertisseur.

Il ne reste à l'utilisateur qu'à définir les trois paramètres essentiels du montage, à savoir :

- la gamme des tensions d'entrée V ;

- la gamme des fréquences répétitives de sortie f ;
- la fonction de transfert G .

Naturellement, on pourra également fixer, en complément aux paramètres en régime statique précités, des paramètres en régime dynamique, nous citerons pour exemples :

- la linéarité ;
- le temps de réponse à un échelon de tension ;
- la dérive temporelle, etc. . .

En ce qui concerne la fonction de transfert G , elle s'identifiera, dans la majorité des cas et en régime statique, à un nombre réel positif ou négatif car il est beaucoup plus commode de traiter un signal dont la fréquence est fonction linéaire de l'amplitude du signal analogique qui la commande.

Principe de fonctionnement

Vu la diffusion réelle actuelle du circuit intégré, la réalisation des ensembles présentés ici fait largement appel à la technique des amplificateurs opérationnels et autres circuits linéaires.

La synthèse de ce type de montage a permis de donner sa composition qui reste, somme toute, très uniforme dans la plupart des modules imaginés.

L'ensemble est constitué (figure 1) par un élément à deux niveaux analogiques de sortie (comparateur à hystérésis) et un élément à évolution linéaire de la tension de sortie (intégrateur). Ces deux sous-ensembles sont reliés entre eux, le second étant commandé par une tension continue V de sorte que le montage se comporte comme un système bouclé astatable.

Nous remarquerons qu'à l'instant t la sortie e prend la valeur $e(t) = (a.s(t) + b.V(t))dt$.

Ecrivons les conditions de fonctionnement de ce montage et pour ce faire supposons qu'à l'instant initial la sortie e ait une certaine valeur, par exemple fixons nous $e(0) = e_2$. Dans l'hypothèse actuelle la sortie s aura pour valeur $s(0) = s_{min}$ et la tension e évoluera telle que :

$$e(t) = -(a.s_{min} + b.V)t + e_2 \quad (1)$$

Lorsque cette même tension aura atteint le seuil e_1 la sortie s basculera à la valeur s_{max} au temps t_1 tel que :

$$t_1 = (e_2 - e_1)/(a.s_{min} + b.V) \quad (2)$$

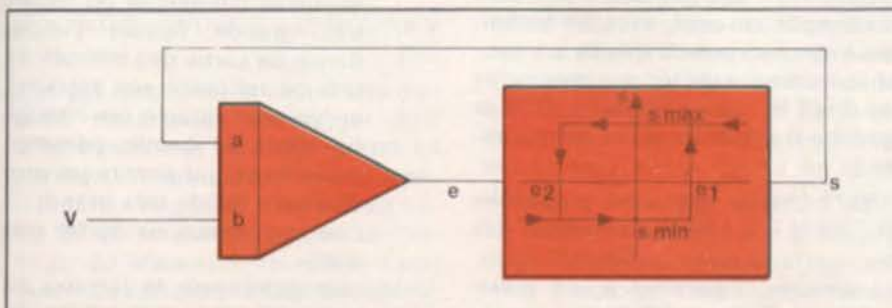


Figure 1 — Schéma synoptique du convertisseur

Supposons le montage dans l'état analogue décrit ci-dessus et reprenons comme nouvelle origine l'instant t_1 précité. Par un raisonnement analogue à celui déjà tenu nous aurons une évolution de la tension e :

$$e(t) = -(a.s_{max} + b.V)t + e_1 \quad (3)$$

L'évolution de la tension e définie par l'équation (3) cessera à l'instant t_2 lorsque cette dernière aura pris la valeur e_2 :

$$t_2 = (e_1 - e_2)/(a.s_{max} + b.V) \quad (4)$$

La figure 2 montre la variation durant quelques périodes des tensions e et s .

Les références e et s sont indiquées figure 1 et leur évolution est représentée en supposant les commutations parfaites.

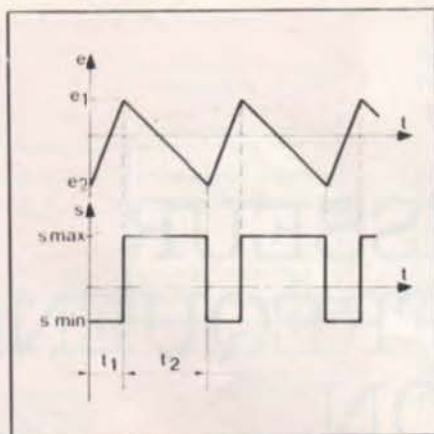


Figure 2 — Evolution des tensions e et s

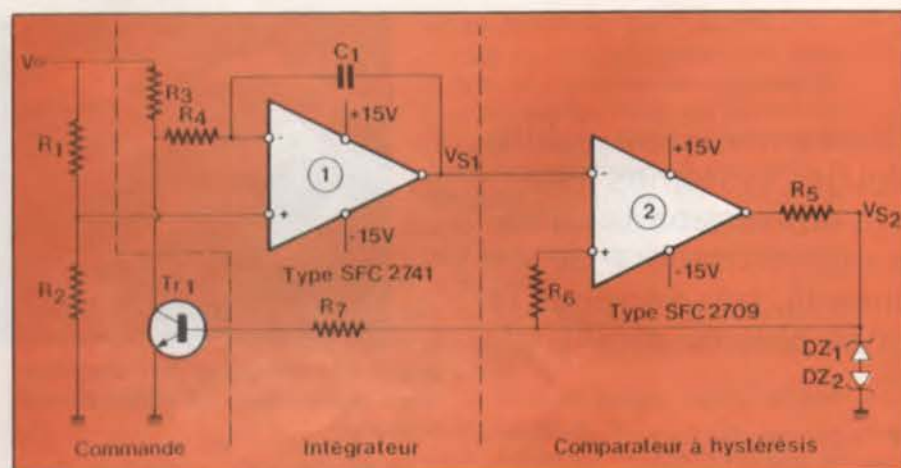


Figure 3 — Schéma de montage du convertisseur

Afin d'aborder le problème de la fonction de transfert du convertisseur, exprimons la période répétitive des tensions e et s qui n'est autre que la somme des temps t_1 et t_2 exprimés dans les relations (2) et (4).

Nous aurons l'expression :

$$T = (e_2 - e_1)/(a.s_{min} + b.V) + (e_1 - e_2)/(a.s_{max} + b.V) \quad (5)$$

Il en résultera l'expression de la fréquence de sortie du convertisseur inverse de la période répétitive T exprimée en (5) :

$$f = (a.s_{min} + b.V) / (a.s_{max} + b.V) \cdot (e_2 - e_1) \quad (6)$$

Il suffit maintenant de linéariser la fonction de transfert du convertisseur, dans le cas où cela est nécessaire, c'est-à-dire la fréquence répétitive f sous la forme du produit d'une constante par la tension de commande V . Cette opération rendra, bien évidemment, l'utilisation du convertisseur beaucoup plus souple et c'est dans ce type de réalisation que la littérature ne nous ménage pas son abondance.

Nous signalerons néanmoins l'existence de convertisseurs tension fréquence à caractéristiques

de transfert non-linéaires dans le cas d'applications très particulières.

Analyse d'un montage simple.

Lors du choix d'un convertisseur tension-fréquence à fonction de transfert linéaire, le paramètre le plus délicat reste la précision sur la linéarité. Précisons tout de suite qu'il est en corrélation avec la qualité des composants utilisés.

La tension d'offset et le slew-rate, en particulier, dans les circuits linéaires limitent les excursions maxima et minima de la fréquence répétitive de sortie. A titre d'exemple, on peut, avec les techniques de microélectronique en couches minces, espérer des précisions de 0,005 % sur la linéarité dans la gamme 0 à 100kHz, voire même en-deça.

Le montage que nous proposons (figure 3) n'a, bien évidemment, pas les performances précitées mais, néanmoins, il parvient à une précision de 0,5 % sur la linéarité dans la gamme 0 de 20kHz.

Le schéma proposé est un schéma de principe ; on pourra évidemment faire intervenir un dispositif limitant ou diminuant la dérive et l'offset des amplificateurs opérationnels utilisés. Le transistor Tr_1 sera un dispositif de commutation rapide du type NPN silicium.

Ce module, comme nous l'avons déjà précisé, ne diffère pas énormément du schéma bloc idéal proposé figure 1 ; en effet l'étage intégrateur est constitué par l'amplificateur opérationnel classique du type SFC 2741 et l'étage trigger de Schmidt se compose d'un amplificateur du type SFC 2709 fonctionnant sur son gain en boucle ouverte.

Afin d'obtenir les équations de

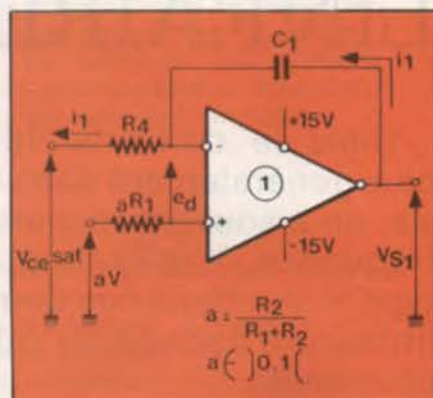


Figure 4 — Configuration de l'intégrateur avec transistor Tr_1 saturé.

fonctionnement de ce montage analysons dans le détail chaque état de commutation, et supposons à cet effet qu'à l'instant où nous examinons le module, la sortie VS_2 soit à un potentiel positif.

Dans l'hypothèse actuelle le transistor Tr_2 sera saturé, si toutefois la tension de seuil de la diode régulatrice de tension est en-deça de la tension de saturation minima base-émetteur du transistor, et l'amplificateur opérationnel SFC 2741 se trouvera dans la configuration indiquée sur la figure 4.

Nous supposons dans tout ce qui suit que les amplificateurs utilisés possèdent des caractéristiques idéales à savoir :

- une impédance d'entrée pratiquement infinie (ou du moins très grande devant l'impédance de sortie des sources de tension reliées à ses entrées).
- un gain en boucle ouverte infini dans la bande passante considérée (ou encore un produit gain-bande très grand).
- une impédance de sortie très faible.

$V_{ce\ sat}$ représente la tension de saturation collecteur - émetteur du transistor Tr_1 .

Exprimons la valeur du courant i représenté sur la figure 4 :

$$i = (e_d - V_{ce \text{ sat}})/R_4 \quad (7)$$

Il en résultera l'expression de la tension de sortie V_{s1} de l'intégrateur :

$$V_{s1}(t) = e_d + 1/C_1 \int i \, dt + V_{s1}(0) \quad (8)$$

Il suffit de remplacer dans la relation (8) les valeurs de e_d et de $V_{s1}(0)$ en remarquant que le trigger de Schmidt est un montage inverseur et par conséquent $V_{s1}(0)$ prendra la valeur VD_{z2} :

$$V_{s1}(t) = aV + (1/R_4 C_1) (aV - V_{ce \text{ sat}}) t + VD_{z2} \quad (9)$$

Cette tension évoluera jusqu'à ce

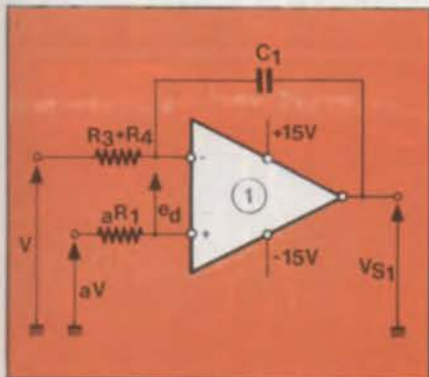


Figure 5 - Configuration de l'intégrateur avec transistor Tr_1 bloqué.

Par un raisonnement analogue à celui tenu lors de la première phase de la commutation, et, en prenant pour instant initial le temps t_1 avec une valeur VD_{z1} pour la tension V_{s1} à cet instant-là, nous obtiendrons la nouvelle expression de la tension de sortie de l'intégrateur :

$$V_{s1}(t) = aV + (1/(R_3 + R_4)C_1)(aV - 1)Vt + VD_{z1} \quad (11)$$

Cette tension évoluera jusqu'à ce qu'elle prenne la valeur VD_{z2} au temps t_2 tel que :

$$t_2 = (VD_{z1} - VD_{z2} + aV)(R_3 + R_4)C_1 / (1 - a)V \quad (12)$$

Le comportement astable du système aura donc pour période répétitive la somme des deux temps exprimés par les relations (10) et (12) :

$$T = [aV(aR_3 - (1 - 2a)R_4)C_1 + (VD_{z1} - VD_{z2})(aR_3 + R_4)C_1] / a(1 - a)V \quad (13)$$

Cette relation a été établie en négligeant, dans la relation (10), l'influence de la tension de saturation collecteur-émetteur du transistor Tr_1 . Cette hypothèse est très justifiable de par l'utilisation de transistors de commutation rapide de technologie planar au silicium.

Les courbes représentées figure 6 appuient le bien fondé de cette simplification.

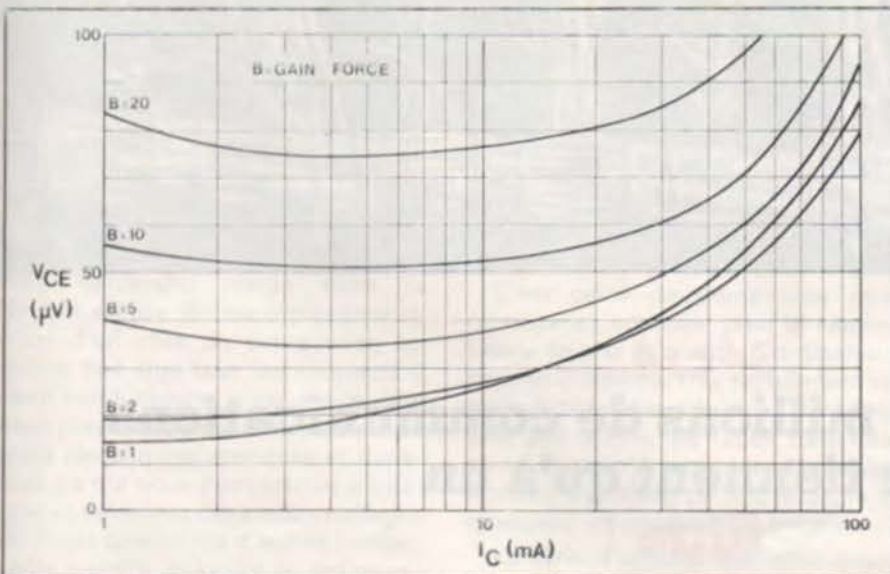


Figure 6 - Représentation des tensions résiduelles de saturation pour un transistor planar.

qu'elle prenne la valeur VD_{z1} au temps t_1 tel que :

$$t_1 = (VD_{z1} - VD_{z2} - aV) R_4 C_1 / (aV - V_{ce \text{ sat}}) \quad (10)$$

A cet instant-là, et ceci d'une manière instantanée, le trigger SFC 2709 bascule et sa sortie prend un potentiel voisin de sa tension d'alimentation négative. Il résulte de l'état de commutation précité un blocage du transistor Tr_1 . Dans l'état actuel des choses l'intégrateur prendra la configuration indiquée figure 5.

Il suffit d'exprimer la fréquence répétitive des signaux de sortie du convertisseur et, pour ce faire, éliminer dans l'expression de la période, T le terme en V du numérateur en annulant son cofacteur, de sorte que l'expression de la fréquence f ne comportera aucun terme en V au dénominateur ; nous aurons linéarisé alors la fonction de transfert du convertisseur.

La condition d'annulation du cofacteur de V au numérateur de l'expression de T s'écrira :

BIBLIOGRAPHIE

(1) — ALVSTEN (B.), « Calculate with a v-f converter. », *Electronic Design*, 12, June 7, 1974.

(2) — ALVSTEN (B.), « Linearise your v-f converter. », *Electronic Design*, 23, November 8, 1973.

(3) — CAKULEV (Toma I.) & STOJANOVIC (Borislav M.), « High performance voltage to frequency converter. », *Electronic Engineering*, March 1969, 346-348.

(4) — FONTENAY (L.), « Un convertisseur tension-fréquence simple à 1 % de linéarité. », *E.M.I.*, 150, 15 janvier 1972, Fr., 59-60.

(5) — MAES (Ph.), « Les quads : quadruples circuits intégrés linéaires. », *E.M.I.*, 15 mars 1975, Fr., 71-76.

$$R_3/R_4 = (1 - 2a)/a \quad (14)$$

Il en résultera l'expression définitive de la fréquence f :

$$f = aV / (2(VD_{z1} - VD_{z2}) R_4 C_1) \quad (15)$$

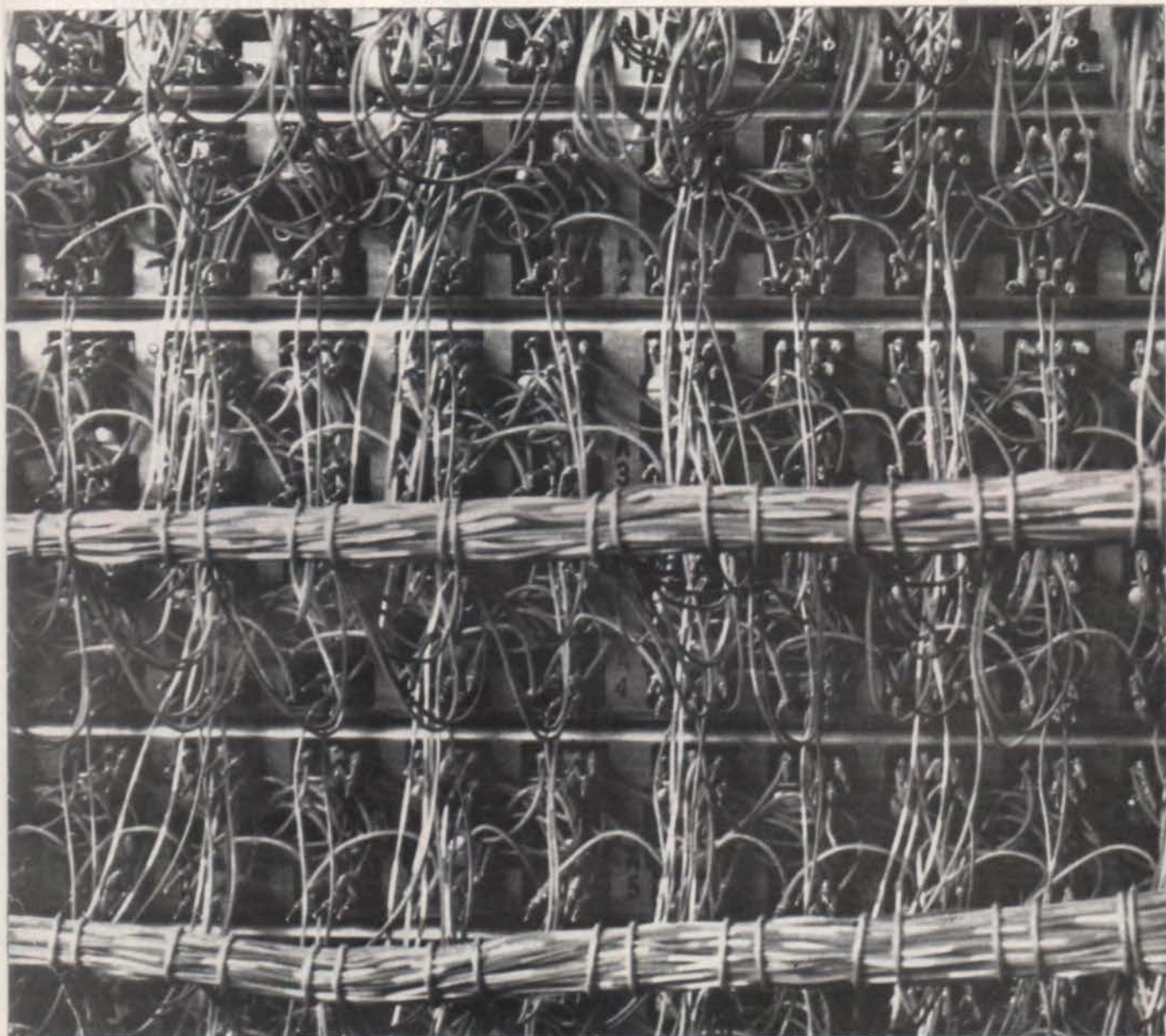
$$\text{avec } a = R_2 / (R_1 + R_2) \quad \text{et} \quad R_3 = (1 - 2a) R_4 / a$$

Ce calcul très simple montre qu'il est possible de linéariser la fonction de transfert d'un convertisseur tension-fréquence. La précision de cette linéarité ne dépend, dans la bande passante des amplificateurs opérationnels utilisés, que de la qualité des composants passifs constitutifs du montage. Il reste néanmoins très important de choisir des composants actifs bien adaptés aux applications de la réalisation.

La simplicité de ce convertisseur permet de l'intégrer dans une grande gamme d'ensembles et de sous-ensembles électroniques. Le seul impératif à respecter, dans toute la bande de fréquences de sortie, est l'utilisation d'une source de tension de commande d'impédance de sortie très faible devant l'impédance d'entrée du montage.

Cependant, il est parfaitement envisageable, lorsque l'application le rendra d'usage, de recourir à des convertisseurs en modules intégrés plus performants que le montage décrit.

Gérard CAPOLINO
Ancien élève de l'Ecole Supérieure d'Electricité
Ingénieur-chercheur
Laboratoire de Mécanique et d'Acoustique de Marseille



Sécré...
... lorsque des millions de communications
ne tiennent qu'à un
filtre !

- filtres passifs.
- filtres actifs.
 (éléments discrets ou circuit hybride
 couche épaisse).
- filtres antiparasites.

SÉCRÉ
 COMPOSANTS

218, rue du Faubourg St-Martin - 75010 Paris - Tél. : 202.53.20 - Télex : 220169 F.

RAPY



Le microprocesseur expliqué aux électroniciens

Depuis quelques temps, tout le monde ou presque entend quotidiennement parler de microprocesseur. Cet élément intervient dans tous les développements technologiques nouveaux ou presque. Cette notion largement répandue depuis quelques années dans le domaine du traitement des données (périinformatique, transmission de données), et de l'automatisme industriel gagne maintenant de larges secteurs de l'électronique professionnelle et même de l'électronique domestique, puisque l'électroménager (le programmeur de la machine à laver est ou sera bientôt organisé autour d'un microprocesseur) et l'automobile ne sont pas négligés.

Ces constatations nous ont suggéré l'idée très simple que si tout le monde ou presque était concerné par le microprocesseur celui-ci devait à son tour pouvoir être abordé par tous avec un minimum de connaissances de base qui sont celles de l'électronicien (professionnel ou amateur). La difficulté d'une telle démarche réside dans la double nature du microprocesseur, c'est d'un côté un composant, au même titre que tous les éléments à semi-conducteurs, c'est-à-dire que nous pouvons définir ses caractéristiques électriques, statiques et dynamiques qui nous permettront d'intégrer cet élément dans nos montages où il sera connecté à d'autres composants passifs, linéaires ou logiques ; mais le microprocesseur apparaît aussi comme une machine logique, programmable donc à première vue comme un ordinateur qui exécute une suite logique d'instructions d'un programme inscrit dans une mémoire externe.

Notre approche pouvait se faire par deux voies distinctes ou bien partir de la notion de calculateur à programme enregistré (ou ordinateur), puis faire apparaître le microprocesseur comme le résultat de la miniaturisation d'un calculateur qui pourrait s'utiliser comme un composant lo-

gique banal, ou bien prendre pour base le point de vue de l'électronicien, familier avec les notions de logique de base et montrer que le microprocesseur peut se concevoir comme une forme complètement intégrée de différentes fonctions déjà connues et utilisées depuis fort longtemps.

C'est cette deuxième voie que nous avons adoptée, pour la simple raison que si la notion d'ordinateur permet d'aborder très rapidement le microprocesseur elle ne s'introduit pas, par contre, de façon naturelle et nous aurions connu le risque de limiter l'ensemble de nos lecteurs à quelques informaticiens bricoleurs.

La série d'articles que nous inaugurons aujourd'hui a pour ambition de constituer une initiation théorique de base, mais aussi pratique, aux microprocesseurs en général.

Notre point de départ sera la logique traditionnelle, puis nous introduirons la logique programmée pour, enfin, définir le concept de microprocesseur sans ambiguïté, celui-ci étant vu sous deux aspects, la structure physique et la programmation. Puis nous sortirons du cadre général et nous présenterons quelques-uns des principaux microprocesseurs actuellement disponibles sur le marché, en insistant sur les

techniques de mise en œuvre et en définissant pour chacun son domaine d'application par l'étude approfondie de quelques réalisations types.

Nous verrons ainsi qu'il est possible de concevoir avec très peu de moyens, des systèmes intégrant un ou plusieurs microprocesseurs et dont la réalisation en logique traditionnelle aurait nécessité des montages très complexes.

Notre but à plus long terme est de permettre au lecteur confronté à un problème spécifique de faire le choix d'un microprocesseur, car tous ne sont pas équivalents et il faut envisager successivement les critères suivants :

- puissance de calcul (fréquence de l'horloge de base, taille du mot instruction, étendue du jeu d'instructions, ...)
- simplicité de mise en œuvre (simplicité du schéma, simplicité de la programmation)
- coût (coût du montage réalisé, coût de l'ensemble des outils utilisés pour développer ce montage).

Et seule une analyse exhaustive de tous ces facteurs permet de déterminer quel ou quels microprocesseurs sont susceptibles de convenir à l'application envisagée. Enfin, nous mettrons l'accent sur les techniques fondamentales de la programmation des microprocesseurs en partant des notions de base pour aboutir aux différents artifices propres à chaque microprocesseur. Et, comme l'introduction de ces techniques peut difficilement se faire sans employer le vocabulaire de l'informaticien, il nous est apparu nécessaire de faire définitivement le point sur les différents termes que nous serons amenés à utiliser lors de nos exposés, c'est pourquoi le lecteur trouvera au chapitre V de cet article un petit lexique définissant le langage du « micrologicien ».

De la logique câblée à la logique programmée.

Nous allons rappeler succinctement les quelques éléments de logique nécessaires pour aborder l'étude des microprocesseurs et, en particulier, il est fondamental d'établir une distinction entre la logique combinatoire et la logique séquentielle.

La logique câblée combinatoire.

Les circuits logiques sont des dispositifs à une ou plusieurs entrées et une seule sortie, fonction de l'entrée ou de la combinaison des entrées.

D'autre part, nous considérons que les entrées et sorties des circuits logiques sont des grandeurs binaires matérialisées par des signaux discrets. Ceux-ci seront soit des impulsions, soit des niveaux, mais ils seront toujours convertibles en appellation binaire « 0 » et « 1 ».

L'ensemble des circuits logiques est soumis aux règles de l'algèbre booléenne c'est-à-dire que la sortie d'un circuit logique peut s'exprimer sous forme d'une équation booléenne, donc d'une expression comportant des variables binaires et les opérateurs logiques ET, OU et PAS. Nous rappelons ci-dessous le symbolisme utilisé pour la représentation de ces différentes fonctions :

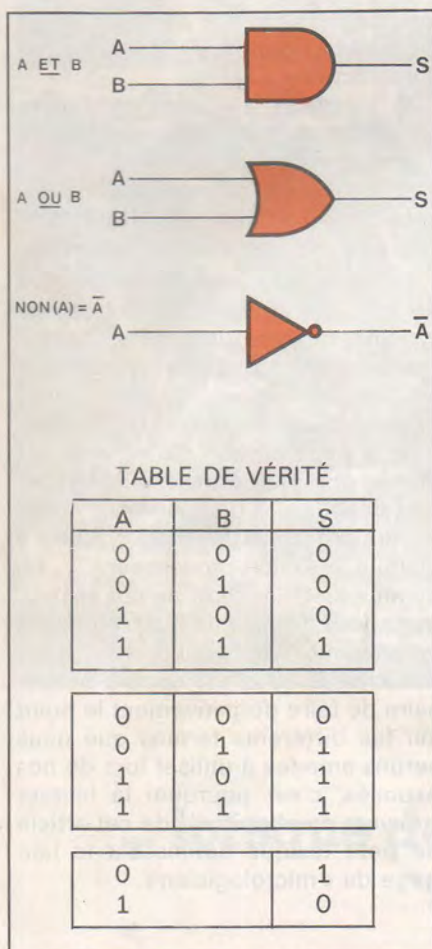


Fig. 1

Les circuits combinatoires sont constitués par un ensemble de circuits logiques élémentaires générant une fonction logique entre les entrées et les sorties.

Réaliser un circuit logique revient alors à écrire l'équation logique de la fonction assumée par ce circuit, à simplifier et à résoudre cette équation. Notre objectif n'est pas ici de développer un cours de logique combinatoire. Nous pouvons cependant citer pour mémoire deux méthodes de simplification des fonctions logiques écrites sous leur

forme canonique, à savoir la méthode de Karnaugh et la méthode de Cluskey.

Pour illustrer ce qui vient d'être dit, posons-nous le problème de la

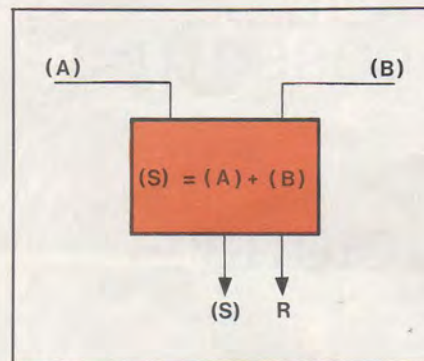


Fig. 2

réalisation d'un additionneur binaire permettant de faire la somme de deux nombres A et B non signés, codés chacun sur 8 éléments binaires.

$$\begin{aligned} (A) &= A_i & i=0,7 \\ (B) &= B_i & i=0,7 \\ (S) &= S_i & i=0,7 \end{aligned}$$

R est la retenue finale.

A_i est un élément binaire de poids i du nombre (A).

La table de vérité du circuit logique final est donnée à la figure 3 pour un élément binaire.

ENTRÉES			SORTIES		
R_{i-1}	A_i	B_i	R_i	S_i	$\bar{S}_i$
0	0	0	0	0	1
0	1	0	0	1	0
0	0	1	0	1	0
0	1	1	1	0	1
1	0	0	0	1	0
1	1	0	1	0	1
1	0	1	1	0	1
1	1	1	1	1	0

Fig. 3

R_i est la retenue partielle de l'additionneur de poids i

d'où les équations logiques représentant l'addition de deux éléments binaires :

$$S_i = \bar{R}_{i-1} A_i \bar{B}_i + \bar{R}_{i-1} A_i B_i + R_{i-1} \bar{A}_i \bar{B}_i + R_{i-1} A_i B_i$$

$$(1) S_i = \bar{R}_{i-1} (A_i \bar{B}_i + \bar{A}_i B_i) + R_{i-1} (A_i \bar{B}_i + \bar{A}_i B_i)$$

Cette dernière équation est obtenue après réduction. De même la retenue R_i peut s'exprimer :

$$R_i = \bar{R}_{i-1} A_i B_i + R_{i-1} A_i \bar{B}_i + R_{i-1} \bar{A}_i B_i + R_{i-1} A_i B_i$$

$$R_i = R_{i-1} A_i B_i + R_{i-1} (A_i \bar{B}_i + \bar{A}_i B_i)$$

Soit après réduction :

$$(2) R_i = A_i B_i + R_{i-1} (A_i \bar{B}_i + \bar{A}_i B_i)$$

Des deux équations (1) et (2) nous pouvons déduire le schéma logique de l'additionneur binaire de poids i , reproduit à la figure 4.

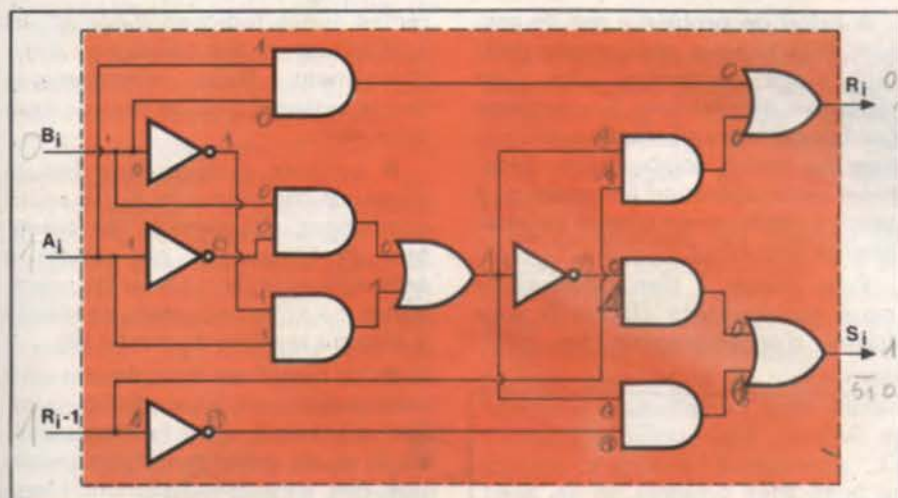


Fig. 4

Le circuit final, c'est-à-dire l'additionneur binaire sur 8 éléments binaires s'obtient de façon évidente en juxtaposant 8 additionneurs élémentaires (figure 5).

Cet exemple n'a plus actuellement aucune valeur réelle, il existe en effet des circuits intégrés réalisant la fonction de façon beaucoup plus simple et plus rapide, mais nous avons voulu montrer dans le détail la nature même d'un circuit combinatoire qui est la stricte reproduction de l'équation booléenne associée. Néanmoins nous conserverons cet additionneur qui est un premier pas vers la réalisation de notre microprocesseur.

$B_i, R_i - 1$ et au bout de combien de temps le signal de sortie S_i pourra être pris en compte. En outre, et surtout, la notion de temps dans les circuits séquentiels permet de définir l'ordre des opérations élémentaires successives. En effet, en logique séquentielle, l'état d'un système sera non seulement fonction de l'état de ses entrées à un instant donné, mais également de son état de sortie antérieur.

Les systèmes séquentiels sont classés en deux grandes catégories: les systèmes asynchrones et les systèmes synchrones.

● Un système est asynchrone si les niveaux peuvent changer et les

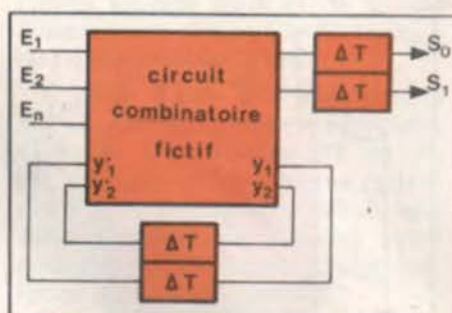


Fig. 6

● Un système est synchrone si les modifications d'état des variables de sortie, comme des variables auxiliaires définies ci-dessus, n'interviennent qu'à des instants discrets déterminés par un générateur de rythme ou horloge. L'idée est ici, d'obtenir un séquençage ou une « programmation » des opérations élémentaires au moyen d'une base de temps qui délivre des ordres aux divers organes du système.

La résolution d'un tel système se fait en ramenant le problème à la résolution d'un circuit combinatoire. La méthode consiste à s'affranchir de la variable temps par l'introduction des phases générées par l'horloge dans les équations logiques. Celles-ci seront combinées aux variables logiques. Le rôle de la base de temps dans un système séquentiel est donc de masquer ou de démasquer des fonctions logiques à des instants précis.

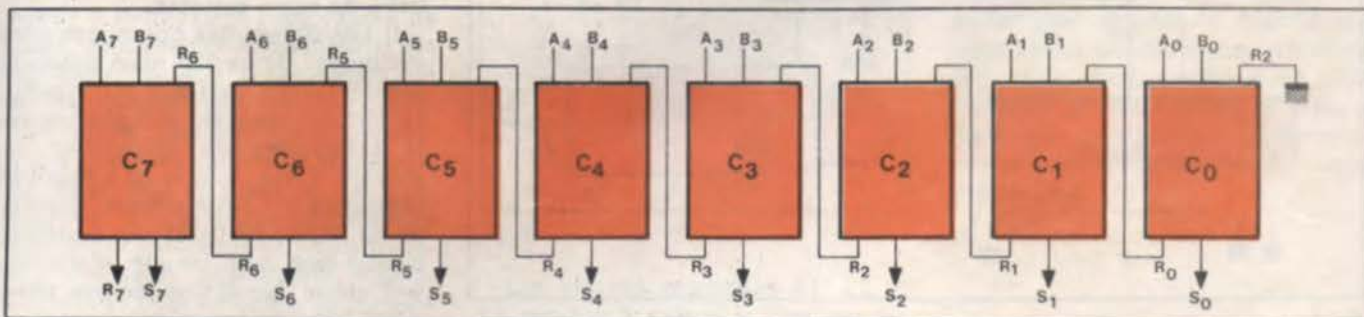


Fig. 5

La logique câblée séquentielle.

Confronté à des problèmes réels le logicien s'aperçoit vite que la logique câblée combinatoire ne peut pas suffir, il manque en effet dans les équations du système une dimension: le temps. Il a donc fallu introduire une autre branche de la logique où l'on utilise le temps comme référence de l'état des circuits. Dans ce type de circuit le temps intervient comme durée pour chaque opération élémentaire, par exemple à chaque additionneur élémentaire on peut associer une durée θ caractéristique du nombre de couches logiques à traverser (6 dans notre exemple) qui nous permettra de savoir combien de temps il faut maintenir stables les signaux d'entrée A_i ,

impulsions se produire à des instants quelconques. Une modification des variables d'entrée peut entraîner une modification transitoire avant d'amener le système à un nouvel état qui lui soit conforme. Pour résoudre un tel système nous sommes donc conduits à introduire des variables auxiliaires internes qui seront l'image de la variable temporelle, comme l'indique la figure 6, de façon à ramener la résolution du problème à la résolution d'un circuit combinatoire.

Nous citerons pour mémoire, comme méthode de résolution des systèmes séquentiels asynchrones, la méthode dite de réduction des matrices de phases.

A titre d'exemple et pour illustrer ce qui vient d'être dit, proposons-nous de réaliser un dispositif dont la fonction est d'effectuer la somme de n nombres codés sur huit éléments binaires que l'on vient échantillonner à des instants précis. Le cycle est initialisé au moyen d'un bouton poussoir INIT (figure 7) et le paramètre n ($0 \leq n < 128$) est programmé par huit interrupteurs; la somme et la retenue finale sont affichées en fin de cycle sur neuf diodes électroluminescentes.

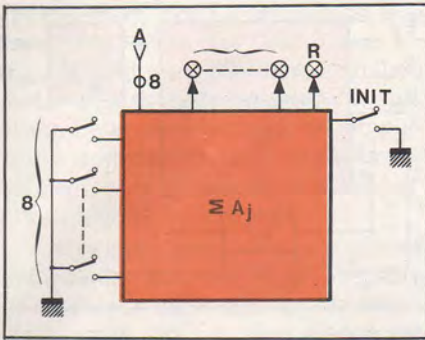


Fig. 7

A priori ce problème est du ressort de la logique séquentielle puisqu'il s'agit d'effectuer une suite répétitive d'opérations élémentaires (additions), nous allons essayer d'utiliser un circuit combinatoire effectuant cette opération élémentaire, à savoir l'additionneur binaire du paragraphe précédent.

Pour mener à bien notre étude nous représentons (figure 9) sous forme d'organigramme les diffé-

rentes suites logiques d'opérations à effectuer et les conditions d'enchaînement. Nous remarquerons que le système peut se trouver dans deux états :

- ou bien il décrit une boucle d'attente dans laquelle il y a continuellement chargement du compteur de boucle, ce qui revient à échantillonner la valeur du paramètre n à entrer aux clefs, et remise à zéro du registre de travail (B).

- ou bien il est dans un état actif c'est-à-dire qu'il échantillonne la valeur d'entrée E , qu'il fait la somme de E et du précédent total partiel que l'on aura préalablement rangé dans (B), qu'il décrémente le compteur de boucle CN, qu'il fait un test sur la valeur de CN. Ce dernier test, au cas où CN est nul, autorise le retour dans la boucle d'attente, sinon le cycle se poursuit et l'on vient échantillonner une nouvelle valeur de E .

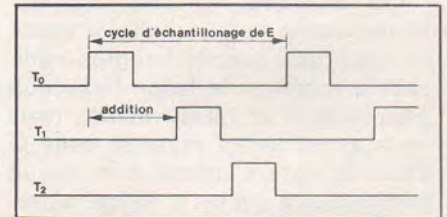


Fig. 10

L'étude de cet organigramme doit nous amener à plusieurs conclusions concernant la structure matérielle de notre système :

1) Les différentes opérations sont cycliques : de ce fait nous pouvons réaliser notre système en logique synchrone, en ayant pris néanmoins la précaution de mémoriser au moyen d'une boucle d'armement (désignée par ARM dans le schéma de la figure 8) l'état du système, c'est-à-dire soit boucle d'attente, soit calcul. Nous disposerons donc d'une base de temps synchrone.

2) Les différents éléments à mettre en œuvre sont :

- un registre d'entrée (A).
 - un registre servant à la mémorisation du total partiel (B).
 - un additionneur sur 8 éléments binaires (circuit combinatoire).
 - un registre décompteur CN.
 - une bascule d'armement du système (ARM).
 - une base de temps synchrone.
- 3) La base de temps délivrera trois impulsions T_0 , T_1 , T_2

- T_0 est utilisée par la boucle d'attente pour charger CN et remettre (B) à zéro, et par la boucle de calcul pour échantillonner E .

- T_1 est l'impulsion qui sert à échantillonner la sortie de l'additionneur (chargement de (B)), et à décré-

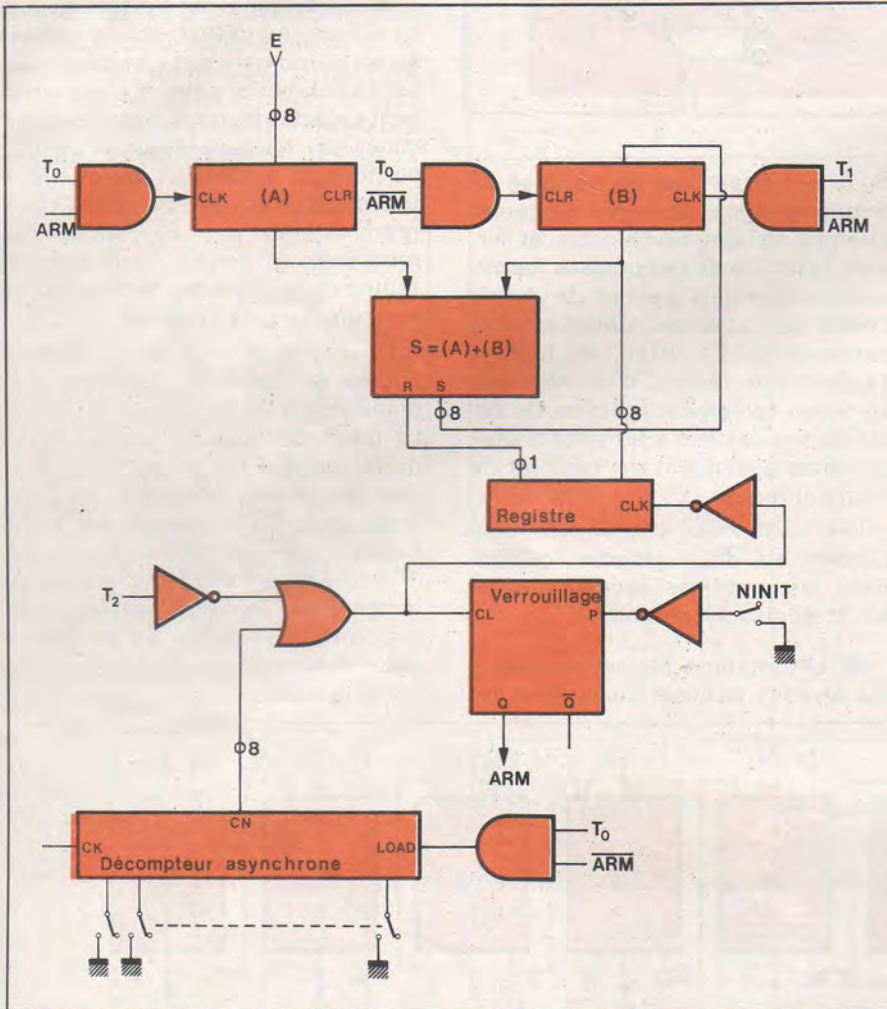


Fig. 8

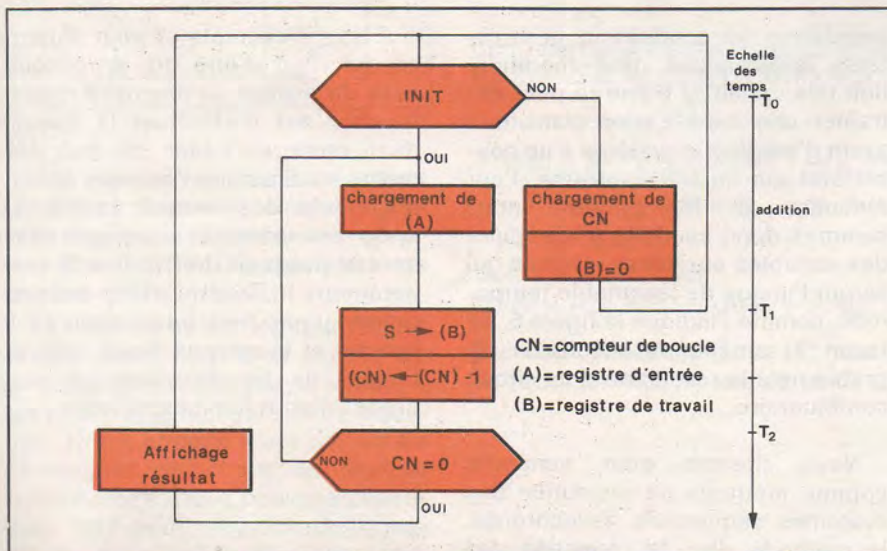


Fig. 9

menter le compteur de boucle CN.

● T2 est l'impulsion de test du contenu de (CN) et de l'affichage du résultat.

Le schéma logique du système complet est donné figure 8, la base de temps n'est pas représentée.

Au-delà de cet exemple nous pouvons désormais nous poser certaines questions ; et tout d'abord sur la nature de l'opération que nous venons d'effectuer. Nous avons décomposé la fonction globale (addition d'une série de valeurs) en une succession de fonctions élémentaires : addition de deux nombres binaires, transfert d'une valeur dans un registre, test d'une condition (nullité de CN), sortie d'une valeur (résultat), saut vers une autre séquence de fonctions et nous avons câblé ensemble ces systèmes qui réalisent ces fonctions. Nous pouvons donc dire que nous avons, dans une certaine mesure, « programmé » ces fonctions en ce sens qu'elles sont inscrites une fois pour toutes dans le système matériel réalisé. Nous pouvons également dire que le programme est la transposition sur le plan matériel de l'organigramme qui résulte, lui, de l'analyse fonctionnelle du système.

Une autre question vient à l'esprit. Lorsque le système est conçu et qu'il nous est demandé une modification de la fonction réalisée, par exemple si l'on pose le problème non plus d'effectuer la somme d'une série de valeurs mais de moyenner ces valeurs, rien de plus simple a priori, il suffit, dans l'algorithme de base, d'inclure une division par n à la fin de la boucle d'acquisition de données, mais rien n'est plus compliqué quand nous considérons le système que nous venons de concevoir. En effet, tout ou presque, est à reprendre, la base de temps ne délivre plus assez d'impulsions, il faut disposer d'instantanés significatifs supplémentaires pour effectuer la division et nous avons le choix, ou d'inclure un opérateur supplémentaire (un diviseur par n), ou de nous « débrouiller » avec notre seul additionneur et avec un circuit de séquençage beaucoup plus complexe. Tout doit nous induire à chercher s'il n'existe pas une autre logique, d'autres types de circuits dans lesquels le programme ne serait pas écrit d'une façon intangible dans le schéma même du système et qui soient suffisamment universels.

pour pouvoir satisfaire pratiquement tous les besoins de la logique séquentielle classique. C'est ce que nous allons voir maintenant avec l'introduction de la notion de logique programmée.

La logique programmée - L'approche du microprocesseur

La logique que nous nous proposons de réaliser dans la technologie désignée sous le vocable « logique programmée » est la même que celle envisagée au paragraphe précédent.

Ce qui précède fait ressortir les limites de la logique câblée, son inconvénient majeur étant sa rigidité. Nous allons désormais chercher des mécanismes, des assemblages fonctionnels permettant de réaliser des fonctions multiples et dont l'interconnexion logique sera possible au moyen d'actions extérieures. La base de ce système sera donc un peu de fonctions élémentaires « universelles » dont l'enchaînement va permettre la mise en œuvre des algorithmes les plus complexes.

Exécution des fonctions logiques

Pour éviter d'ajouter des fonctions logiques particulières, connectées de façon rigide les unes par rapport aux autres, nous faisons l'hypothèse qu'il existe une fonction variable F par laquelle vont transiter systématiquement toutes les informations du système (figure 11). F dispose de deux entrées logiques A et B et d'une sortie R (A , B et R) qui peuvent être de nature parallèle (par exemple des nombres codés sur plusieurs éléments binaires).

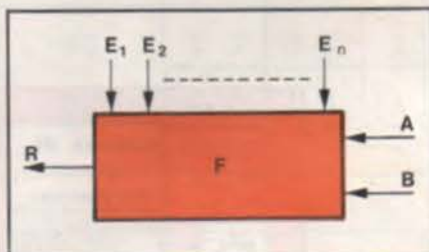


Fig. 11

Les entrées auxiliaires E_1 , E_2 , ... En servent à définir la fonction au moment où les informations d'entrée sont présentes sur A et B . Nous avons donc d'une façon générale une relation de la forme :

$$(3) R = F(A, B, E_1, E_2, \dots, E_n).$$

Toutes les variables sont des états logiques « 0 » ou « 1 », les entrées E_1 , E_2 , ... En sont les paramètres de définition (ou de programmation) de la fonction F . Donc, si n est le nombre d'entrées auxiliaires, nous disposons en théorie de 2^n fonctions possibles soit 2^n relations du type (3).

Nous dirons par définition que le groupe d'éléments binaires E_1 , E_2 , ... En, constitue une instruction c'est-à-dire un ordre donné à l'unité fonctionnelle F d'exécuter telle ou telle

opération d'addition de A et de B , une autre provoquera l'exécution de l'union logique de A et de B , une autre encore réalisera le ET logique des deux entrées. ... etc.

A partir d'une telle structure, la notion de programme enregistré s'impose automatiquement, en effet, exécuter un programme revient à générer séquentiellement une suite d'instructions, chacune ayant pour résultat l'exécution d'une opération logique élémentaire.

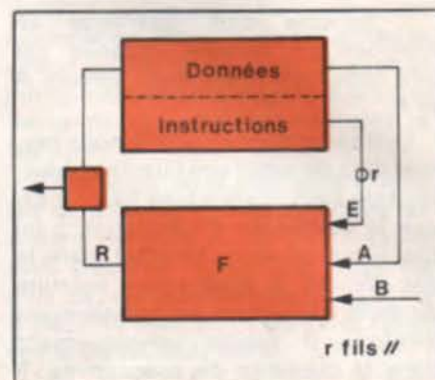


Fig. 12

Nous voyons immédiatement (figure 12) qu'avec la notion de programme, la notion de mémoire de programme apparaît tout naturellement. Si nous pouvons disposer d'un ensemble de mémoire extérieur à F et si, au moyen d'un système d'adressage cyclique (incrément d'un compteur de programme), nous venons lire successivement tous les mots de cette mémoire, nous pouvons exécuter n'importe quel algorithme pourvu que nous ayons pris la précaution d'inscrire dans le bon ordre, dans cette mémoire, les instructions correspondant aux opérations élémentaires concourant à l'exécution de l'algorithme final.

On voit également qu'il est possible d'étendre l'utilisation de la mémoire aux données traitées par l'opérateur programmable F. La figure 12 montre une configuration où l'une des deux entrées de F est connectée à une mémoire de données, celle-ci étant adressée par R résultat de l'instruction précédente, R aura alors une double nature :

- donnée résultant d'une opération logique entre deux valeurs A et B ;
- adresse d'un opérande en mémoire de donnée, obtenue par une opération entre deux valeurs A et B.

Cette première structure nous permet déjà de satisfaire l'un des objectifs que nous nous étions fixés, à savoir la souplesse d'adaptation à un problème nouveau. En effet, dans le cas présent, le programme ou suite de mots instruction est parfaitement localisé, il réside physiquement dans la mémoire de programme. Il suffit donc pour modifier notre algorithme, comme nous voulions le faire au chapitre précédent, où nous nous étions posé le problème d'ajouter à notre boucle d'addition une division finale, de modifier le contenu de cette mémoire sans rien changer à la structure physique du système. Les composants d'un ensemble programmé

Nous avons tout d'abord fait l'hypothèse de l'existence d'un ensemble multifonction F, nous expliciterons au paragraphe suivant le contenu et le fonctionnement de cet ensemble, nous allons simplement ici passer en revue les autres éléments constitutifs d'un système de logique programmée.

- La mémoire : Nous avons déjà vu qu'elle avait deux destinations possibles suivant qu'elle est utilisée comme mémoire de programme ou comme mémoire de données, elle est organisée en mots, c'est-à-dire en unités d'information, le mot instruction contient le code de la fonction à exécuter par l'unité fonctionnelle F, le mot de données contient l'opérande d'une opération exécutée par F. Dans le cas des microprocesseurs la taille du mot mémoire varie entre 8 et 16 éléments binaires.

- Le compteur d'instructions, ou compteur ordinal : l'adressage de la mémoire de programme doit être fait de façon séquentielle, il y a donc nécessité de disposer d'un registre d'adresse qui s'incrémente de un pour chaque instruction exécutée.

Cette progression est la progression naturelle, mais il doit nécessairement y avoir des exceptions à la règle. En effet, prenons le cas de la

figure 13, où un programme est implanté en mémoire entre les adresses $\alpha 0$ et $\alpha 0+p-1$. L'exécution des instructions successives ($\alpha 0$, $\alpha 0+p-1$) correspond à un cycle du programme soit une itération de l'algorithme de base par une addition dans l'exemple traité précédemment ; on doit donc, pour exécuter correctement cet algorithme, forcer la valeur du compteur de programme PC à $\alpha 0$ pour se placer en début de programme, mais il faut, à la fin du cycle pour effectuer une seconde itération, faire un saut de l'adresse $\alpha 0+p-1$ à l'adresse $\alpha 0$ ce qui implique que le contenu du compteur de programme doit être modifiable au moyen d'une instruction.

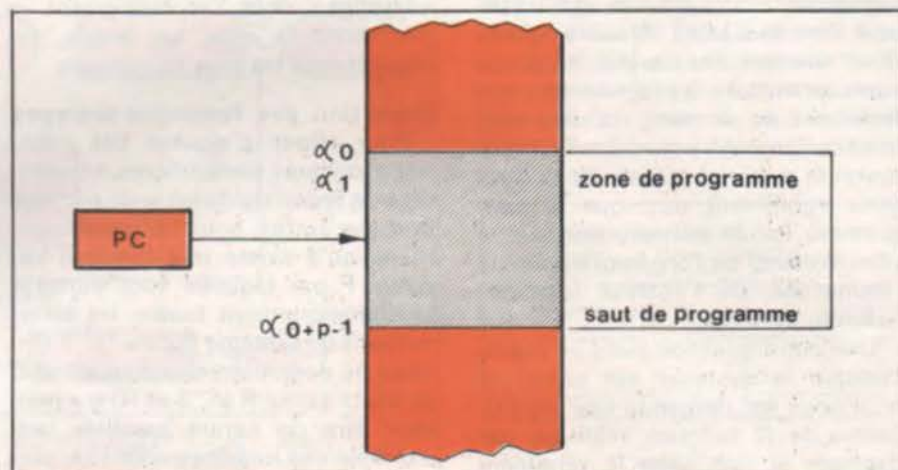


Fig. 13

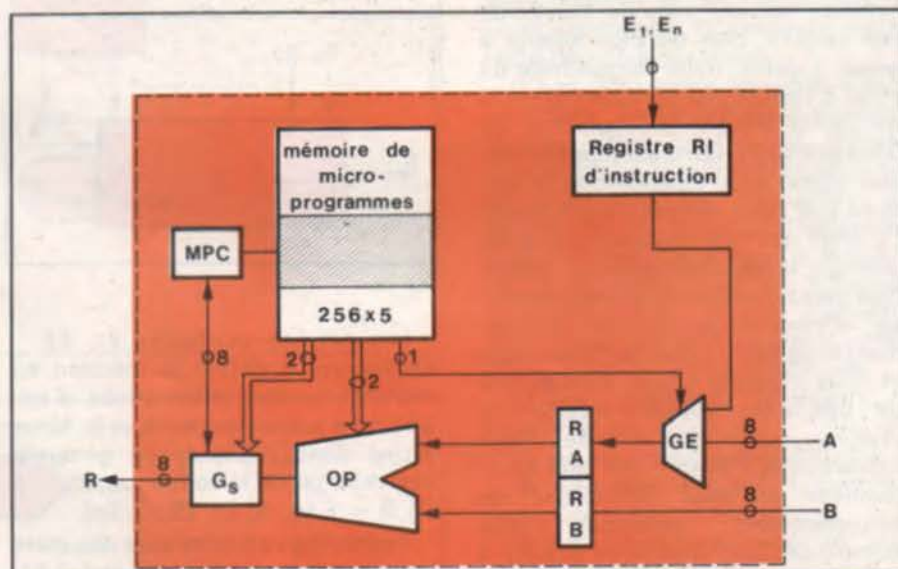


Fig. 14

- Les registres : si nous reprenons l'exemple de l'additionneur séquentiel, nous voyons que nous avons été obligés d'introduire deux registres. Un registre d'acquisition de données externes au registre de communication (A) (figure 8), un registre de travail servant à la mémorisation de résultats partiels (B). Nous trouverons de même dans un système logique programmé un en-

semble de registres soit à usage général (registres de travail) soit à usage de communication avec les mémoires ou avec d'autres dispositifs externes (registres d'entrée/sortie).

Le sous-ensemble multifonction F

La solution de juxtaposer un ensemble de fonctions activables par programme, une instruction décodée par F provoquant l'exécution d'une fonction, nous conduit de nouveau vers les inconvénients de la logique câblée. Cependant l'algèbre booléenne nous a permis de déterminer que toute fonction logique peut être écrite sous forme d'une combinaison de trois fonctions élémentaires ET, OU et PAS. Il suffit donc de disposer au niveau de F de ces

trois fonctions câblées, pour pouvoir exécuter un grand nombre de types d'instructions différentes. Un exemple de sous-ensemble multifonctions est donné figure 14.

Dans ce cas particulier F est constitué d'un opérateur multiple (OP) réalisant les trois fonctions logiques ET, OU, PAS sur les contenus de deux registres d'entrée RA et RB de 8 éléments binaires chacun. Un aiguil-

lage d'entrée GE permet de sélectionner soit le contenu du registre d'instruction R1, soit 8 éléments binaires de données A comme origine du registre d'entrée A, de ce fait l'un des opérandes traité par OP pourra être soit une instruction du système programmé, soit une donnée opérante d'une de ces instructions. Un aiguillage de sortie GS permet également d'envoyer le résultat de l'opération réalisée par OP (ET, OU, PAS) soit vers un registre d'adressage de la mémoire de « microprogramme » MPC dont nous allons expliquer le fonctionnement, soit vers une ligne de sortie R de 8 éléments binaires ou bien encore vers RB.

Enfin F dispose d'une mémoire de microprogrammes dont le rôle est de séquencer les différentes opérations élémentaires exécutées par OP. Dans notre exemple, cette mémoire est constituée de 256 mots de 5 éléments binaires chacun, c'est-à-dire que si l'on charge le registre d'adressage de cette mémoire (MPC) avec une valeur α on trouvera un instant plus tard sur les portes de sortie de ce bloc mémoire une configuration de 5 éléments binaires qui représentera par définition le contenu du mot mémoire α que l'on désignera désormais par (α) . La figure 16 nous donne la structure de ce mot mémoire, les éléments binaires sont numérotés par ordre de poids croissant et ils sont groupés en champ, chaque champ ayant une utilisation différente.

Règle : Lorsque MPC n'est pas destinataire il s'incrémente automatiquement de 1.

Le premier champ ne comprend qu'un seul élément binaire (0) c'est

giste d'instruction R1, lorsqu'il prend la valeur 1, OP reçoit comme premier opérande les 8 éléments binaires de A.

Le second champ comprend les deux éléments binaires de poids respectifs 1 et 2, le rôle de ce champ est de commander l'opérateur OP, son contenu est appelé code d'ordre parce que la fonction à réaliser par OP s'y trouve codée (table de vérité de la figure 15).

Le dernier champ comprend les deux éléments binaires de poids respectifs 3 et 4 ; son rôle est d'indiquer la destination du résultat de l'opération effectuée par OP, cette destination (R, RB ou MPC) est codée sous une forme directement exécutable par l'aiguillage de sortie GS (voir table de vérité de la figure 15).

Pour bien montrer quel est le rôle de cette mémoire de microprogramme, prenons l'exemple de la figure 16 qui représente le contenu d'une portion de cette mémoire (de

cette micro-instruction '21, nous voyons qu'elle consiste en un chargement du contenu du registre instruction RI dans RA puis un OU logique de (RA) et de (RB) avec RB précédemment mis à zéro et un transfert du résultat dans MPC, donc en définitive la micro-instruction '21 équivaut à un simple transfert du contenu de RI dans le compteur de microprogramme MPC, soit un branchement vers une séquence de micro-instructions qui va réaliser l'instruction codée dans RI. Dans notre exemple nous avons supposé que la valeur initiale de RI était '50 donc la micro-instruction exécutée à la suite de la micro-instruction '21 sera la '50.

A partir de '50 la séquence exécutée sera d'abord un chargement de A dans RA puis un OU de RA et RB avec transfert du résultat dans RB puis de nouveau un chargement de A dans RA avec un ET de RA et RB et sortie du résultat sur R.

adresse	microinstruction				commentaire
' 20	1	1	1	1	A → RA, pas d'opération, RB ← 0
' 21	0	1	0	1	RI → RA, (RA) OU (RB) → MPC
' 22					(RI = 50)
' 50	1	0	0	1	A → RA, (RA) ou (RB) → RB
' 51	0	0	1	1	A → RA, (RA) ET (RB) → R

Fig. 16

	4	3	2	1	0
R destinataire ≡	0	0	ET ≡ 0 0	0 ≡ RI → RA	
MPC destinataire ≡	0	1	OU ≡ 0 1	1 ≡ A → RA	
RB destinataire ≡	1	0	PAS ≡ 1 0		
0 dans RB ≡	1	1	pas ≡ 1 1		
			d'opération		

Fig. 15

le champ de commande du multiplexeur d'entrée GE (figure 14) qui nous permet de choisir pour premier opérande, soit le contenu du registre d'instruction R1, soit la ligne de premier opérande A. La table de vérité de la figure 15 nous indique la convention choisie pour cette commande, lorsque cet élément binaire prend la valeur 0, OP reçoit comme premier opérande le contenu du re-

gistre d'instruction R1, lorsqu'il prend la valeur 1, OP reçoit comme premier opérande les 8 éléments binaires de A. La table de vérité de la figure 15 nous indique la convention choisie pour cette commande, lorsque cet élément binaire prend la valeur 0, OP reçoit comme premier opérande le contenu du re-

gistre d'instruction R1, lorsqu'il prend la valeur 1, OP reçoit comme premier opérande les 8 éléments binaires de A.

Ce dernier exemple n'a pas de valeur réelle, il n'a pour but que de mettre en évidence les mécanismes essentiels mis en jeu dans une structure programmée et microprogrammée. Nous allons maintenant considérer ces mécanismes au niveau global.

Programmes et microprogrammes

Nous avons vu au paragraphe 2 de ce chapitre qu'un ensemble en logique programmée devait nécessairement inclure une mémoire externe dans laquelle sont inscrites les instructions et les données du programme.

Cette mémoire externe est entièrement gérée par l'unité fonctionnelle F appelée aussi unité de traitement.

La figure 17 montre quels sont les liens entre cette unité de traitement et la mémoire externe.

Vue de l'unité de traitement, la

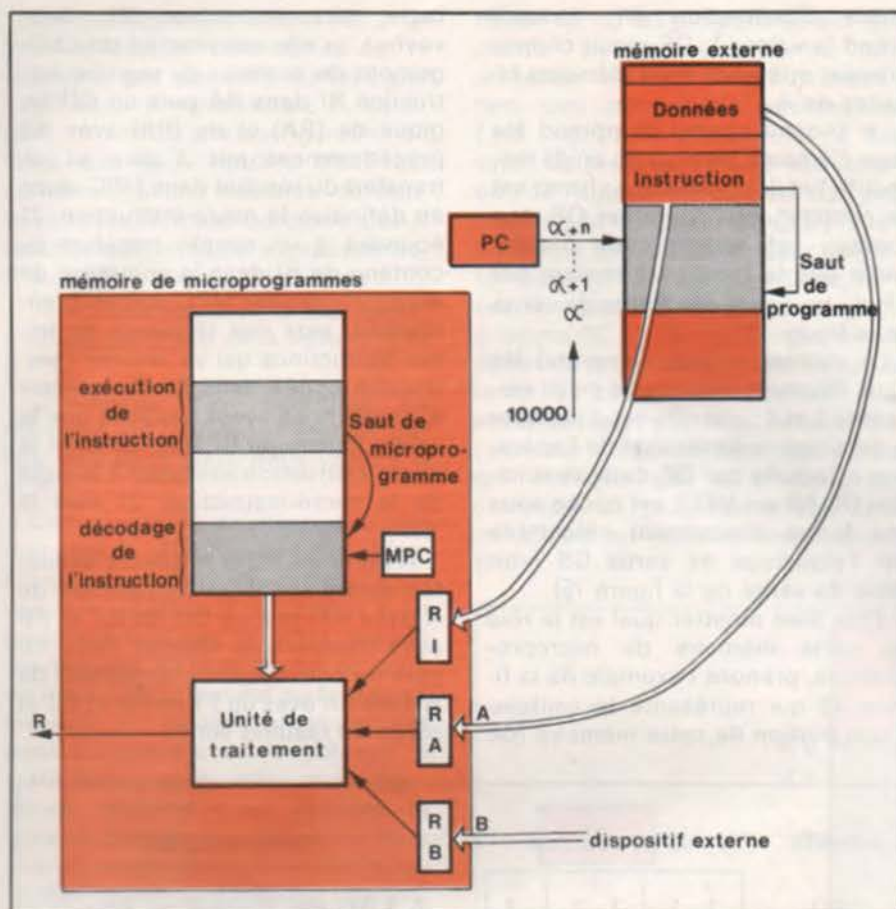


Fig. 17

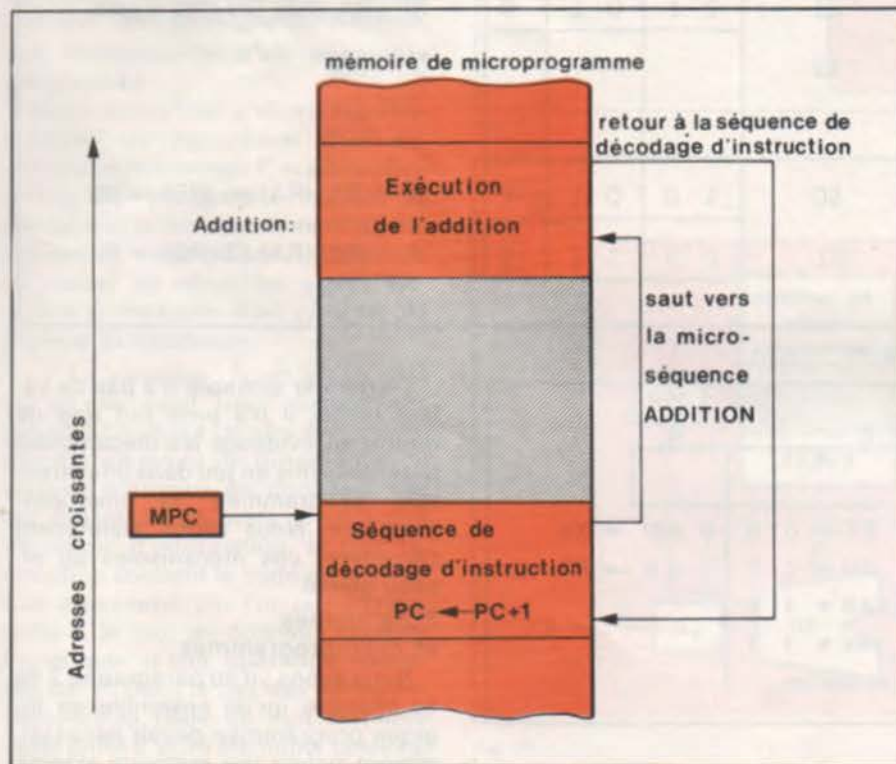


Fig. 18

gestion du programme se fait en modifiant le contenu du compteur ordinal PC. PC est géré par une séquence de micro-instructions (séquence de décodage d'instruction sur la figure 17 qui lit le contenu d'un mot instruction dans la mémoire externe qui l'analyse et effectue un saut de MPC vers une autre

séquence de micro-instructions dont la seule fonction est l'exécution de l'instruction décodée préalablement. Lorsque cette instruction est exécutée la dernière micro-instruction de la séquence de traitement effectuera un retour vers la séquence de décodage d'instruction.

D'après ce qui vient d'être dit le microprogramme c'est-à-dire l'ensemble des micro-instructions sera organisé en :

- une séquence d'appel et d'analyse des instructions ;
- une séquence spécifique pour chaque instruction.

La figure 18 montre un enchaînement particulier de séquences correspondant à l'instruction ADDITION.

La séquence de décodage d'instruction fait tout d'abord progresser le compteur d'instructions PC de 1 puis lit l'instruction à l'adresse (PC) et effectue un saut vers la micro-séquence traitant l'addition, dans ce cas particulier l'instruction ADDITION pourra être l'addition d'un mot en mémoire externe avec une donnée provenant d'un organe périphérique (ligne B de la figure 17). La micro-séquence ADDITION lira ensuite successivement le premier opérande en mémoire puis le second opérande sur la ligne B, effectuera l'enchaînement nécessaire de micro-instructions puis mettra le résultat dans RB (figure 17) et enfin chargera MPC, le compteur de microprogramme avec l'adresse de la première micro-instruction de la séquence de décodage d'instruction.

Le phénomène est alors cyclique, PC sera incrémenté de 1 et l'instruction suivante sera décodée.

Ce mécanisme permet l'enchaînement séquentiel des instructions du programme mais aussi rend possibles les sauts de programme dont on a vu la nécessité au chapitre précédent. En effet un saut de programme est provoqué par une modification du contenu du compteur ordinal PC. Or cette modification peut très bien être réalisée par la micro-séquence traitant l'instruction. Supposons qu'au lieu d'une instruction de simple addition nous voulions désormais réaliser une addition de deux valeurs avec test sur résultat et saut de 2 instructions dans le cas où celui-ci serait négatif.

L'enchaînement des instructions pourrait alors être celui de la figure 19 à l'adresse n de la mémoire externe de programme est inscrite l'instruction « d'addition avec test » qui comme précédemment réalisera l'addition des contenus des deux registres RA et RB avec rangement du résultat dans RB mais avec en plus un test sur la valeur de RB ; si RB est négatif nous désirons un saut à l'adresse n + 2, où est inscrite l'instruction de rangement du contenu de RB en mémoire de données. Si RB est positif ou nul l'instruction suivante (n + 1) sera décodée et consis-

tera en un saut inconditionnel à l'adresse obtenue en ajoutant 10 à PC, c'est-à-dire à $n + 11$.

tructions) des nouvelles fonctions dont la réalisation nécessite simplement une modification du micropro-

forme de mémoire volatile (type RAM) soit également en mémoire non volatile (ROM).

Il semble maintenant que nous ayons réuni tous les éléments de la logique programmée, cette logique apparaissant quelque peu plus complexe que la logique câblée présentée dans les chapitres précédents en ce sens qu'elle nécessite en plus des principes de la logique séquentielle, la notion de programmation ou logiciel. Nous allons voir maintenant les composants de base de cette logique que l'on désigne sous le terme de microprocesseur, et tenter de montrer que leur emploi ne fait appel qu'à des concepts et à des techniques très simples.

Le composant microprocesseur.

La structure générale des microprocesseurs est similaire à celle des calculateurs à programme enregistré. Une réalisation incluant un microprocesseur doit donc comporter tous les éléments et sous-ensembles de la logique programmée : mémoire de données, mémoire de microprogramme, registres, unité de traitement... Le microprocesseur tel qu'il est actuellement conçu se présente comme une intégration de tout ou partie de ces différents éléments. On leur a en outre conféré une structure compatible avec l'environnement matériel pour lequel ils étaient destinés.

Ce paragraphe n'a pas pour ambition de réaliser une étude exhaustive des microprocesseurs mais plutôt d'en énumérer les composants pour nous donner une base de vocabulaire qui nous sera utile ultérieurement lors de la présentation de réalisations particulières.

A - Structure de l'unité centrale

Le schéma synoptique de l'unité centrale est donné ci-dessous (figure 21).

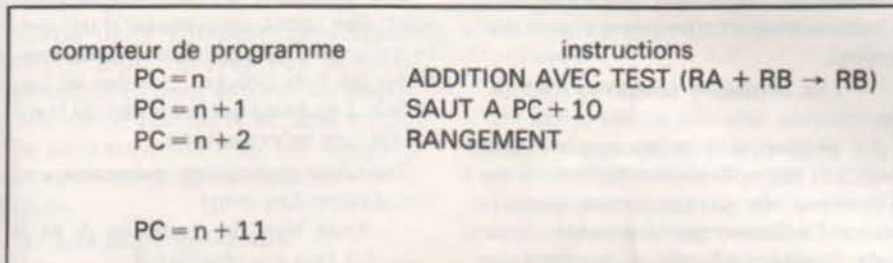


Fig. 19

Au niveau du microprogramme et compte tenu de l'exemple de la figure 18, l'organigramme de la microséquence ADDITION AVEC TEST pourra être le suivant (figure 20).

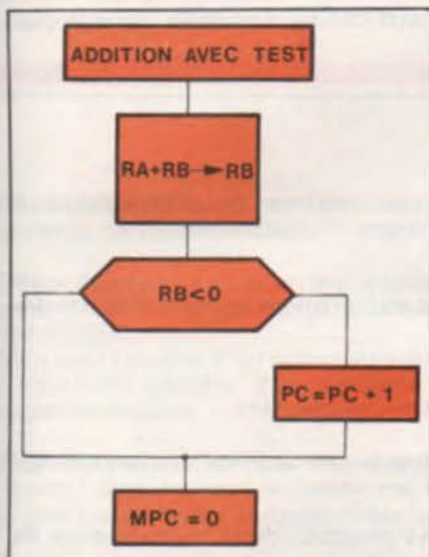


Fig. 20

On voit qu'il suffit dans le cas où RB est négatif, après le test et juste avant de forcer MPC à 0 (adresse du début de la séquence de décodage des instructions) de faire progresser PC de 1 ce qui après exécution du cycle d'acquisition de l'instruction suivante nous fera effectivement exécuter l'instruction inscrite à l'adresse $n + 2$, ce que nous désirons.

A ce point de notre développement il importe maintenant de faire une constatation fondamentale, il semble que nous soyons parvenus au moyen des structures programmées et microprogrammées à atteindre pleinement notre objectif puisque nous pouvons à partir d'un ensemble que nous soyons parvenus au moyen des structures programmées unité fonctionnelle microprogrammée, effectuer les opérations logiques les plus complexes et les plus variées.

L'exemple précédent nous a permis de montrer avec quelle facilité on pouvait ajouter à notre répertoire d'instructions (on parle de jeu d'ins-

gramme. Les seules limitations dans la réalisation d'un jeu d'instructions sont :

- La taille de la mémoire de microprogrammes qui devra donc contenir un nombre limité de microséquences. La taille maximale de cette mémoire est elle-même imposée par la taille du registre compteur de microprogramme MPC. Si MPC est un registre de 8 éléments binaires, il ne permet de coder que $2^8 = 256$ combinaisons, donc la mémoire de microprogramme ne devra pas comporter plus de 256 mots.

- La taille du mot de la mémoire de programme nous imposera de même un nombre maximum de catégories d'instructions. Ainsi un mot de 8 éléments binaires nous obligera à nous limiter à 256 catégories d'instructions.

Moyennant ces petites restrictions rien ne nous empêche de concevoir un calculateur à programme enregistré dont l'une des instructions de base serait le calcul du logarithme d'un nombre ou le calcul de la transformée de Fourier d'une fonction définie en plusieurs points...

D'une façon générale dans un calculateur à programme enregistré, le microprogramme est figé une fois pour toutes en mémoire non volatile (type ROM) et le programme est résident en mémoire externe soit sous

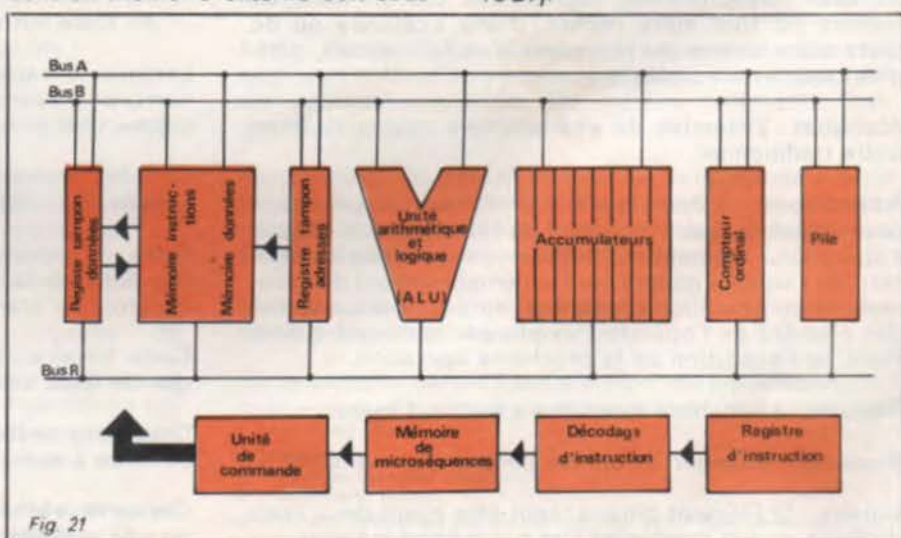


Fig. 21

1) La mémoire

— Le terme générique de « la mémoire » recouvre la possibilité d'avoir plusieurs types de mémoires. Il est en effet possible, et dans bien des cas souhaitable, d'associer au microprocesseur différents types. Des mémoires volatiles à écriture et lecture comme les RAM, des mémoires non volatiles comme les ROM ou les PROM.

La mémoire contient d'une part les instructions à des adresses déterminées. Cette partie de la mémoire sera le plus souvent constituée par des ROM ou des PROM. Ce type de mémoires permet en effet de conserver les informations lorsque le système n'est plus alimenté.

Elle contient d'autre part des données. Celles-ci proviennent soit de l'extérieur, soit du résultat d'une

opération antérieure exécutée par l'unité centrale. A ces fins cette partie de la mémoire sera constituée par des RAM qui sont des mémoires à lecture et écriture mais qui sont volatiles.

— Les registres tampons mémoire.

La plupart des mémoires exigent pendant les opérations de lecture ou d'écriture de présenter en permanence l'adresse de la donnée. Pour cela l'unité centrale comprend un « registre d'adresse ». Le même registre est utilisé pour la lecture des données et des instructions et l'écriture des résultats.

De même pendant le cycle de lecture ou d'écriture la donnée doit rester présente, pour cela il est prévu dans l'unité centrale un registre de donnée mémoire.

2) L'unité arithmétique et logique

— Les bus

Les données et les instructions sont des mots constitués d'un certain nombre de bits. Dans l'unité centrale ces bits doivent circuler en parallèle. Les bus sont les voies de transit de ces informations.

Trois bus principaux permettent la circulation des mots :

- deux bus de données A et B
- un bus de résultat R.

Un multiplexage permet dans la plupart des microprocesseurs de réunir les bus A et B en un seul.

— L'ALU

C'est la partie de l'unité centrale qui exécute les fonctions élémentaires sur les mots de données. Elle doit être au minimum capable des fonctions ET, OU, PAS. Dans la plu-

Lexique

Accumulateur : « Registre » contenant un opérande et utilisé pour toute « opération ». Plus généralement, « registre » dans lequel le résultat d'une « opération » (arithmétique, logique) est formé.

Adressage :

Absolu :

Adresse qui ne change pas lors d'une translation de programme.

Immédiat :

Dont la valeur est dans le champ opérande lui-même.

Indexé :

Adresse formée par l'addition du contenu du registre d'index avec l'adresse du champ opérande.

Indirect :

Adresse d'un mot dont le contenu servira d'adresse.

Relatif :

L'adresse est obtenue par addition de la valeur du champ opérande avec le contenu du compteur ordinal.

Adresse : Spécification, représentée par un nom, un numéro ou tout autre repère, d'une « cellule » ou de toute autre source ou récepteur d'« information », périphérique par exemple.

Alphabet : Ensemble de « caractères » rangés dans un ordre traditionnel.

Asynchrone : « Opérateur » asynchrone : « opérateur » pour lequel chaque événement ou l'exécution de chaque « opération » élémentaire débute comme étant le résultat d'un « signal » généré par l'accomplissement de l'événement ou opération précédent, ou par la disponibilité des éléments de l'opérateur requis par le nouvel événement ou l'exécution de la prochaine opération.

Bascule : « Bistable » ayant des « sorties d'état ».

Basculer : Changer d'état, en parlant d'un « bistable ».

Binaire : 1) Élément binaire : tout être ayant deux états distincts et non privilégiés l'un par rapport à l'autre.

2) Qui se rapporte au système de rémunération à base 2. Ex. : chiffre binaire.

3) Relatif à :

- a) une propriété ou caractéristique qui entraîne une sélection ;
- b) un choix ;
- c) une condition pour lesquels il y a deux possibilités.

Bistable : « Élément logique » possédant deux « états stables ».

Bit : 1) « Information » résultant de la connaissance de l'état d'un « élément binaire ».

2) Unité d'« information ».

Caractère : 1) Lettre, chiffre, signe ou symbole (élément d'un alphabet).

2) « Élément d'information » ayant de 4 à 8 bits.

Capacité d'une mémoire : Caractérise la quantité d'« informations » qu'elle peut stocker.

Peut s'exprimer :

- en nombre de cases ;
- en « bits » ;
- en « octets » ;
- en toute autre unité secondaire.

Lorsque la capacité d'une « mémoire » est définie en nombre de cases, il faut préciser la capacité de la case, c'est-à-dire, le nombre de « bits » contenus.

Cellule : Ensemble d'éléments binaires commandés ensemble. Ex. : registre, case de mémoire.

Code : N'importe quel moyen permettant de représenter, dans un langage compréhensible par l'ordinateur, les êtres ou grandeurs que l'on désire traiter.

Code binaire : « Code » qui ne fait exactement usage que de deux caractères distincts, en général 0 et 1.

Compteur ordinal : Contient l'adresse de l'instruction suivante à exécuter.

Contenu : « Information » « stockée » dans un « bistable » ou une « cellule ».

part des microprocesseurs, elle est également en mesure d'additionner, de décaler, de complémenter... les données présentes sur ses entrées.

Cette unité comporte donc deux entrées pour recevoir les données des registres pour assurer les opérations entre les mots et une sortie. Elle peut travailler avec les registres ou la mémoire ou les deux en même temps.

3) Les accumulateurs

Leur nombre est variable suivant les microprocesseurs. Ces accumulateurs sont des registres qui stockent les mots de données sur lesquels vont porter les instructions. Ce sont des mémoires élémentaires qui servent d'interlocuteurs automatiques avec les autres unités de l'unité centrale d'une part et avec l'extérieur, mémoires ou périphériques d'autre

part. Dans certains types de microprocesseurs, un rôle particulier est donné à certains accumulateurs. Leur dimension est celle des mots de données que peut traiter le microprocesseur.

4) Le compteur ordinal

Un programme est une séquence d'instructions qui sont appelées par l'unité centrale dans l'ordre. Si l'adresse des instructions successives est dans l'ordre numérique continu croissant, il suffit de compter le nombre d'instructions exécutées pour connaître l'adresse de la suivante. C'est le rôle du compteur ordinal.

En effet celui-ci s'incrémente automatiquement de 1 à chaque prise d'instruction. De plus, puisque son rôle est de donner l'adresse de l'instruction suivante, lorsque l'on voudra réaliser une rupture dans la sé-

quence on pourra forcer le compteur ordinal à une valeur déterminée par programme.

5) La pile

C'est un ensemble de cases mémoire ou de registres à accès réglementé. On ne peut lire que le dernier argument rentré (dernier rentré, premier sorti). Elle sert à sauvegarder les états du système (contenu des registres) lors d'un changement de contexte extérieur (interruptions...).

6) Le microprogramme

C'est l'ensemble des circuits contenant les microséquences dont le déroulement exécute l'instruction. L'organisation de ces microséquences à base de micro-instructions est réalisée par le décodage de chaque instruction dans le circuit décodeur d'instruction (figure 21)

Conversion : Changement de mode, de « code » ou en général, de représentation.

Débordement : Fait pour une « opération » de générer un élément d'information de taille supérieure à celle des opérandes.

Cela peut résulter d'un report arithmétique apparaissant à l'extrême gauche, d'un décalage ou de toute autre cause semblable.

Dépassement : Fait pour une opération de générer un résultat dont la représentation est impossible dans le « code » utilisé pour les opérandes.

Ecriture : 1) « mémoire » : transfert de l'« information » d'un « registre » dans une case mémoire.

2) « Registre » : définition de son contenu.

Élément d'information : ensemble de « bits » ordonnés. Élément logique : possède un certain nombre d'« entrées » et une ou plusieurs « sorties » et capable d'effectuer une opération logique élémentaire (élément électronique ou autre). Ex. : bistable, bascule, porte à impulsion.

Graphe : Figure formée de points, ou sommets représentant les « états » d'un système et d'arcs reliant ces points et représentant les changements d'états.

Horloge : 1) Ensemble d'instants significatifs.

2) Circuit émettant ces « signaux ».

Information : Connaissance d'un « état » d'un phénomène parmi les N « états » possibles.

Instruction : « Élément d'information » servant à spécifier une « opération » exécutable par un ordinateur.

Lecture : Transfert de l'« information » d'une case de mémoire vers un « registre ».

S'applique également à d'autres organes de « stockage » ou à des supports mécaniques.

Mémoire : Organe ou partie de l'ordinateur dans lequel est stockée, pendant son exécution, l'« information » nécessaire à un traitement ; c'est-à-dire, « un programme » ou une partie de celui-ci.

Monostable : « Élément logique » ne possédant qu'un « état » « stable » et un « état » instable (temporaire).

Mot : « Élément d'information » de taille suffisante pour représenter un nombre ou une « instruction ».

Octet : Groupe de 8 bits.

Opérateur : Ensemble d'« éléments logiques » capable d'effectuer une opération de transfert, de « stockage », logique arithmétique, etc., sur un élément d'information.

Parallèle : Se dit d'un mode ou d'un « opérateur » dans lequel les bits d'un « élément d'information » sont traités de façon simultanée dans autant d'« éléments logiques » distincts.

Parité : Fait pour un entier d'être multiple de 2. Contraire imparité.

Porte : « Élément logique » laissant passer des « impulsions » si une certaine condition est vérifiée à l'« entrée ». Plus généralement : tout « élément logique » ne « stockant » pas d'information.

Programme : Ensemble d'instructions et de données définissant un traitement d'« informations ».

Registre : Ensemble de « bascules » commandées simultanément.

Série : Se dit d'un mode ou d'un « opérateur » dans lequel les « bits » d'un « élément d'information » sont traités successivement par les mêmes « éléments logiques ».

Synchrone : Opérateur synchrone : « opérateur » pour lequel chaque événement ou l'exécution de chaque opération élémentaire débute comme étant le résultat d'un « signal » généré par une « horloge ».

Variable : Une quantité qui peut prendre chacune des valeurs d'un ensemble donné.

Ces définitions ne sont pas figées et pourront être plus précisées.

Toute proposition, quant à de nouvelles définitions, sera accueillie avec le plus grand intérêt.

Références :

- American standard vocabulary.
- Dictionnaire Robert.

Le sens des mots entre guillemets, est celui défini dans ce lexique. Les autres mots sont utilisés selon leur sens habituel.

Bénéficiez d'une technologie de pointe, utilisez

les claviers CHOMERICS

Grande fiabilité, encombrements réduits
(épaisseur 4mm), choix des modèles
convenant à toutes les applications,
sorties par connecteurs ou circuits souples.

type EC
Applications
extérieures
nécessitant
une étanchéité
aux projections



type EM
Applications
militaires
nécessitant
une étanchéité
à l'immersion

type KCS
Partie active
seule, permettant la
personnalisation
du clavier
grandes séries
prix compétitif



type ET
Applications
téléphoniques et
para-téléphoniques



type FF-ER
Claviers extra-plats
(ép. 2 mm)
caractéristiques
identiques aux
modèles EF et ER



type EF-ER
Applications
généralistes
sans spécifications
particulières



Pour plus de
renseignements
demandez les
bulletins techniques
chez :

Getelec études et réalisations
électroniques

92, avenue marguerite-renaudin 92140 clamart
tél. : 644.68.91 (lignes groupées) télex 202854

SALON DES COMPOSANTS : Bât. 3 - Allée 5 - Stand 51

MIRE TVC 712

COULEUR



idéale pour le service :
précise,
robuste,
fiable,
fonctionnelle

- VIDEO :
- 2 bases de temps indépendantes stabilisées par quartz - 625 et 819 lignes entrelacées.
 - 4 informations d'image : grille de convergence, image de pureté rouge ou blanche - échelle de gris - mire de barres couleurs, normalisée (8 barres verticales).
 - Contrôle portier à l'aide des fréquences 3,9 et 4,756 MHz stabilisées par quartz.
 - Contrôle des discri à l'aide des fréquences FC 4,250 et 4,406 stabilisées par quartz, et d'un cli-gnoteur permettant le réglage directement sur le tube image.

- H.F. :
- 1 canal VHF + 1 canal UHF, porteuses vision stabilisées par quartz - son obtenu par quartz d'intervalle.

Alimentation sur secteur 110 à 230 V - 50 Hz par commutation automatique.

AUTRES FABRICATIONS

- MIRES TV
- GÉNÉRATEURS DE SIGNAUX TV
- MODULATEURS VHF
- MODULATEURS UHF

Notice sur demande

sider ondyne

11, rue Pascal
Paris 5^e
tél. : 587.30.76

SALON DES COMPOSANTS : Bât. 5 - Allée 10 - Stand 14

RÉPARTITION ET UTILISATION DES FRÉQUENCES, DE L'ACOUSTIQUE AUX RAYONS COSMIQUES

Nous avons voulu tenter d'établir le classement, la répartition et l'utilisation de toutes les fréquences allant de l'acoustique au rayonnement cosmique, en passant bien entendu par toutes les fréquences radio-électriques, les radiations infra-rouges, le rayonnement visible, le rayonnement ultra-violet, les rayons X, etc.

Naturellement, en ce qui concerne les fréquences radio-électriques et dans les cas de la radiodiffusion et de la télévision, nous n'indiquerons pas la fréquence attribuée à chaque émetteur ! Ces fréquences sont connues, ou alors il suffit de consulter un journal de programmes ou le « World - Radio - TV - Handbook ». Nous nous bornerons à indiquer les limites de bandes attribuées.

Par contre, dans d'autres cas, nous donnerons des fréquences précises, soit parce qu'elles sont peu connues, soit parce qu'elles peuvent aider à l'étalonnage des récepteurs pour les bandes correspondantes.

D'ores et déjà, nous nous excusons auprès de nos lecteurs si cette énumération — pourtant copieuse — leur paraît incomplète. Incomplète... et peut-être (malgré tout) erronée ! L'attribution des fréquences radio-électriques change si souvent ! Nous avons cependant groupé le maximum de renseignements qu'il nous a été possible de recueillir avec « assurance » de précision...

Mais nous sommes certains que nos lecteurs com-

prendront aisément la somme de difficultés rencontrées dans un tel travail de recherche et nous les remercions de leur indulgence.



Acoustique

Le tableau publié ci-après a été établi sur la base normalisée de 400 Hz pour le LA 3 (ou LA normal). Il faut cependant savoir que certains musiciens accordent leurs instruments sur 442 Hz pour le LA 3 et que le LA des physiciens correspond à 435 Hz.

Nous débuterons avec le DO 1 à 16,34 Hz qui correspond généralement à la note la plus grave de l'orgue (tuyau de 32 pieds). Nous nous limiterons au SI 8 (15801 Hz). En réalité, la fréquence fondamentale des instruments les plus riches en aiguës n'est guère supérieure à 10000 Hz ; mais il faut tenir compte des harmoniques qui font la richesse des timbres, qui permettent de distinguer tel ou tel instrument par leur sonorité et qui

	DO ₋₁ à SI ₋₁	DO ₀ à SI ₀	DO ₁ à SI ₁	DO ₂ à SI ₂	DO ₃ à SI ₃	DO ₄ à SI ₄	DO ₅ à SI ₅	DO ₆ à SI ₆	DO ₇ à SI ₇	DO ₈ à SI ₈
DO	16,34 Hz	32,69 Hz	65,39 Hz	130,79 Hz	261,59 Hz	523,19 Hz	1 046,37 Hz	2 092,75 Hz	4 185,50 Hz	8 371,00 Hz
DO #	17,30 Hz	34,62 Hz	69,25 Hz	138,50 Hz	277,02 Hz	554,05 Hz	1 108,10 Hz	2 216,22 Hz	4 432,44 Hz	8 864,88 Hz
RE	18,34 Hz	36,68 Hz	73,37 Hz	146,78 Hz	293,56 Hz	587,01 Hz	1 174,02 Hz	2 348,05 Hz	4 696,11 Hz	9 392,22 Hz
RE #	19,42 Hz	38,84 Hz	77,70 Hz	155,44 Hz	310,88 Hz	621,66 Hz	1 243,28 Hz	2 486,58 Hz	4 973,18 Hz	9 946,36 Hz
MI	20,60 Hz	41,20 Hz	82,39 Hz	164,80 Hz	329,60 Hz	659,21 Hz	1 318,42 Hz	2 636,56 Hz	5 273,12 Hz	10 546,24 Hz
FA	21,81 Hz	43,64 Hz	87,30 Hz	174,61 Hz	349,22 Hz	698,44 Hz	1 396,88 Hz	2 793,76 Hz	5 587,52 Hz	11 175,04 Hz
FA #	23,09 Hz	46,21 Hz	92,45 Hz	184,91 Hz	369,82 Hz	739,64 Hz	1 479,29 Hz	2 958,59 Hz	5 917,18 Hz	11 834,36 Hz
SOL	24,49 Hz	48,98 Hz	97,96 Hz	195,93 Hz	391,86 Hz	783,73 Hz	1 567,46 Hz	3 134,92 Hz	6 269,84 Hz	12 539,68 Hz
SOL #	25,93 Hz	51,87 Hz	103,74 Hz	207,48 Hz	414,97 Hz	829,97 Hz	1 659,94 Hz	3 319,88 Hz	6 639,77 Hz	13 279,54 Hz
LA	27,50 Hz	55,00 Hz	110,00 Hz	220,00 Hz	440,00 Hz	880,00 Hz	1 760,00 Hz	3 520,00 Hz	7 040,00 Hz	14 080,00 Hz
LA #	29,12 Hz	58,24 Hz	116,49 Hz	232,98 Hz	465,96 Hz	931,92 Hz	1 863,85 Hz	3 727,70 Hz	7 455,40 Hz	14 910,80 Hz
SI	30,87 Hz	61,73 Hz	123,46 Hz	246,94 Hz	493,88 Hz	987,57 Hz	1 975,13 Hz	3 950,27 Hz	7 900,54 Hz	15 801,08 Hz

TABEAU DES 10 OCTAVES CORRESPONDANT AUX POSSIBILITÉS DE L'AUDITION HUMAINE (calculé pour le LA₃ = 440 Hz).

peuvent atteindre des fréquences très nettement supérieures.

En résumé, notre tableau qui va du DO - 1 au SI 8 comporte dix octaves et correspond essentiellement aux possibilités de l'audition humaine.



Ultra -sons

On a pour habitude d'appeler « ultra-sons » toutes les vibrations inaudibles, c'est-à-dire supérieures à 16 000 Hz environ et jusqu'à 50 000 Hz... bien que la fréquence supérieure ne soit d'ailleurs pas particulièrement bien définie. En réalité, dans les applications industrielles des ultra-sons, la fréquence des vibrations générées se situe le plus souvent entre 35 000 et 40 000 Hz (35 et 40 kHz).

Les applications essentielles des ultra-sons sont les suivantes : Télécommande à courte distance ; surveillance d'un local par barrière ultrasonique ou par faisceaux multiples (effet Doppler) ; hydrophones de détection sous-marine ; écho-sondeurs ; radars ultrasoniques, nettoyage industriel et dégraissage ; soudage des matières plastiques ; applications médicales ou paramédicales diverses, etc.



Fréquences radio-électriques

Bande de 90 à 150 kHz

Traffic télégraphiques divers. Trafic maritime (gamme de plus en plus abandonnée).

Fréquence de 77,5 kHz

Émetteur de signaux horaires (DCF 77) de Mainflingen (Francfort).

Fréquence de 91,15 kHz

Signaux horaires du Bureau International de l'Heure (Observatoire de Paris) ; émetteur FTA 91 de St-André-Corcy (au nord de Lyon).

Fréquence de 150 kHz

Fréquence généralement attribuée aux interphones HF.

Gamme GO de 150 à 275 kHz

Radiodiffusion. Balises et radio-phares (aviation ou marine) à partir de 250 kHz et au-dessus.

Gamme MO de 275 à 520 kHz

Radio-phares, radio-ranges et balises (aviation et marine). Radionavigation « Consol ».

Fréquence de 500 kHz

Fréquence internationale de détresse (télégraphie).

Gamme PO de 520 à 1605 kHz

Radiodiffusion. (Certaines balises aéronautiques sont encore intercalées dans cette gamme jusqu'aux environs de 750 kHz, mais sont en voie de disparition). À partir de 1600 kHz et au-dessus, nous abordons les différentes bandes « ondes courtes ».

Bandes de 1605 à 4450 kHz

Trafic « chalutiers ». Stations côtières ; trafic météo (marine). Radio-navigation. Trafic HF avion. Trafic militaire. Navigation Loran (1750 à 1950 kHz).

Fréquences « marines » de :

1687 kHz		St-Nazaire
1771 kHz		Boulogne-sur-Mer
1792 kHz		Alger
1806 kHz		Brest - Le Conquet
1862 kHz		Bordeaux - Arcachon
1876 kHz		Sud - Bretagne
1906 kHz		Marseille
1988 kHz		Grasse (Yachts)
2182 kHz		Fréquence Internationale de Détresse
2649 kHz		Grasse (téléphonie)
2691 kHz		St-Malo
3512 kHz		Trafic entre navires

4390 - 4422 - 8767 -

8799 - 13154 - 13182 -

17314 - 17342 - 22674 - Saint Lys Radio (téléphonie)

et 22702 KHz

Gamme de 2300 à 3200 kHz

Radiodiffusion (bande des 120 m).

Gamme de 3200 à 3400 kHz

Radiodiffusion (bande des 90 m).

Fréquence de 3881 kHz

Paris FAV : cours de lecture au son.

Bande de 3500 à 3800 kHz

Bande « amateurs » 80 m. Télégraphie de 3500 à 3600 kHz ; téléphonie de 3600 à 3800 kHz.

Gamme de 3400 à 4000 kHz

Trafic stations de gendarmerie.

Gamme de 3900 à 4750 kHz

Radiodiffusion (bande des 75 m).

Gamme de 4750 à 5060 kHz

(Bande des 60 m). Radiodiffusion Afrique ; certaines stations fonctionnant dans cette bande émettent également dans les bandes OC normales de radiodiffusion (19 - 25 - 31 - 41 et 49 m).

Bande 4500 à 5850 kHz

Divers. Certains trafics HF aviation et trafics militaires.

Gamme de 5850 à 6410 kHz

Radiodiffusion (bande des 49 m).

Bande de 7000 à 7100 kHz

Bande « amateurs » 40 m. Télégraphie de 7000 à 7040 kHz ; téléphonie de 7040 à 7100 kHz.

Gamme de 7100 à 7300 kHz

Radiodiffusion (bande des 41 m).

Fréquence de 7428 kHz

Signaux horaires (Pontoise). Relais partiel de l'émission permanente assurée à la fréquence de 91,95 kHz.

Bande des 8800 kHz

Trafic HF aviation.

Gamme de 9500 à 9775 kHz

Radiodiffusion (bande des 31 m).

Fréquence de 10,775 MHz

Signaux horaires (Pontoise). Relais partiel de l'émission permanente effectuée sur la fréquence de 91,15 kHz.

Gamme de 11,7 à 11,975 MHz

Radiodiffusion (bande des 25 m).

Fréquence de 13,783 MHz

Signaux horaires (Pontoise). Relais partiel de l'émission permanente effectuée sur la fréquence de 91,15 kHz.

Bande de 14 à 14,35 MHz

Bande «amateurs» 20 m. Télégraphie de 14 à 14,1 MHz; téléphonie de 14,1 à 14,35 MHz.

Gamme de 15,1 à 15,45 MHz

Radiodiffusion (bande des 19 m).

Gamme de 17,7 à 17,9 MHz

Radiodiffusion (bande des 16 m).

Fréquence de 20 MHz

Fréquence d'émission souvent utilisée par les satellites artificiels soviétiques.

Gamme de 21 à 21,45 MHz

Bande «amateurs» 15 m. Télégraphie de 21 à 21,15 MHz; téléphonie de 21,15 à 21,45 MHz.

Bande de 21,45 à 21,75 MHz

Radiodiffusion (bande des 13 m).

Bande de 25,6 à 26,1 MHz

Radiodiffusion (bande des 11 m).

Bande de 26,960 à 27,280 MHz

Fréquences pour radiocommande.

Radiotéléphonie privée par talkies-walkies d'une puissance maximale de 50 mW.

Gamme de 27,290 à 27,430 MHz

Radiotéléphones; puissance comprise entre 50 mW et 3 W.

Gamme de 28 à 29,7 MHz

Bande «amateurs» 10 m. Télégraphie de 28 à 28,2 MHz; téléphonie de 28,2 à 29,7 MHz.

Bandes de 20 à 27,9 MHz et de 28 à 38 MHz

Trafic «Mobiles» en FM armée de terre. Gendarmerie.

NOTA. Pour les bandes de radiodiffusion précédemment citées, nous avons indiqué les limites officielles en fréquences. Néanmoins, dans les inter-bandes de toute la gamme OC - ondes décimétriques, on trouve : certaines stations de radiodiffusion internationales, des stations de trafic télégraphique et téléphonique commerciales P.T.T., de presse ou militaires, ainsi que des stations de radiocommunication HF aéronautiques.



BANDES VHF

Gammes de 31,7 à 41 MHz
de 68 à 88 MHz
de 151 à 162 MHz

Gammes prévues pour les réseaux privés de radiotéléphone (modulation de phase ou de fréquence).

Bande de 30 à 40 MHz

Police.

Bande de 32 à 35 MHz

SNCF.

Fréquences de 36,4 et 39,2 MHz

Fréquences prévues pour l'utilisation des «microphones - émetteurs» portatifs (FM).

Fréquence de 40 MHz

Fréquence d'émission souvent utilisée par les satellites soviétiques.

Bande de 43 à 65,55 MHz

Télévision bande I.

Bande de 68 à 88 MHz

Police. Pompiers. EDF, etc.

Bande de 72 à 72,5 MHz

Radiocommande «amateurs».

Bande de 75 à 82 MHz

Radio - taxis.

Bande de 84 à 88 MHz

Police.

Bande de 88 à 104 MHz

Radiodiffusion FM.

Fréquence de 108 MHz

Fréquence souvent utilisée par les satellites artificiels USA.

Bande de 108 à 112 MHz

Aéronautique : Localizer (balisage axial de piste - ILS - VAR).

Bande 111,6 à 117,9 MHz

Stations VOR de radioguidage (aviation).

Bande de 117,9 à 144 MHz

Aéronautique : Radiocommunications VHF.

Bande de 144 à 146 MHz

Bande «amateurs» 2 m.

Balise F3 THF - Lannion (Côte du Nord) → 144,002 MHz.

Balise F7 THF - Ballon d'Alsace → 145,960 MHz.

Bande de 146 à 156 MHz

Services aéronautiques.

Bande de 156 à 162 MHz

a) Radiotéléphone urbain à bord des véhicules

b) SNCF.

c) Bande maritime VHF en modulation de fréquence

d) ILS (aviation).

Bande de 162 à 215 MHz

Télévision bande III.

Bande de 225 à 300 MHz

Télécommunications tactiques.

Contrôles aéronautiques au-dessus du niveau 250 (25000 pieds)

Paris → 282,2 MHz

Bordeaux et Marseille → 353,8 MHz.



BANDES UHF

Bande de 328 à 340 MHz

Balisage de descente ou glidepath pour atterrissage sans visibilité.

Bande de 430 à 440 MHz

Bande «amateurs» sauf la portion 433 à 434,5 MHz.

Bande de 433 à 434,5 MHz et de 450 à 460 MHz

Aéronautique. Radioguidage. Radiocommunications.

Bande de 440 à 470 MHz

Gamme prévue pour les réseaux privés de radiotéléphones (modulation de phase ou de fréquence).

Bande de 470 à 606 MHz et de 614 à 880 MHz

Télévision UHF bandes IV et V.

Bande des 650 MHz

Faisceaux hertziens militaires.

Bande de 880 à 940 MHz

Télécommunications civiles.

Bande de 960 à 1215 MHz

Aéronautique: IFF — TACAN — DME.

Bande de 1220 à 1260 MHz

Bande « amateurs » partagée avec d'autres services officiels.

Bande de 1250 à 1350 MHz

Radars bande L.

Bande de 1350 à 2700 MHz

Télécommunications

Télémesures

Bande « amateurs » partagée de 2300 à 2400 MHz.

Gamme des 2900 MHz

Hyperfréquences domestiques.

**BANDES SHF****Bande de 3 à 3,3 GHz**

Radars de surveillance aéronautique, bande S.

Bande 3,7 à 4,2 GHz

Faisceaux hertziens civils.

De 4 à 7 GHz

Ordre de grandeur des fréquences de réception et de ré-émission des satellites — relais.

Bande 4,2 à 4,4 GHz

Radio-altimètres (aéronautique).

Bande de 4,4 à 5 GHz

Faisceaux hertziens militaires.

Bande de 5 à 5,4 GHz

Radionavigation.

Bande de 5,4 à 5,9 GHz

Radars bande C.

Bande de 5,65 à 5,85 GHz

Bande « amateurs » partagée avec d'autres services officiels.

Bande de 5,9 à 8,5 GHz

Télécommunications

Faisceaux hertziens civils.

Bande de 8,5 à 10,6 GHz

Radars bande X

Radars d'atterrissage GCA

Radars météorologiques

Bande « amateurs » partagée avec d'autres services officiels de 10 à 10,5 GHz.

Bande de 10,6 à 13,250 GHz

Télécommunications.

Bande de 13,3 à 14,4 GHz

Radars Doppler

Bande de 14,4 à 15,35 GHz

Télécommunications.

Bande de 15,5 à 17 GHz

Radars bande Ku auto-direction d'engins.

Bande de 17,7 à 19,7 GHz

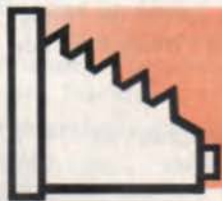
Télécommunications.

Bande de 24 à 24,25 GHz

Bande « amateurs » partagée avec d'autres services officiels.

Bande de 25 à 35 GHz

Radars aéronautiques.

**Radiations infra-rouges**

En poursuivant dans le domaine des fréquences de plus en plus élevées (c'est le cas des radiations infra-rouges), on a pris pour habitude de s'exprimer de préférence en longueurs d'onde plutôt qu'en fréquences. Pour la mesure de ces longueurs d'onde qui sont évidemment très petites, on se sert du micron (μ) qui est égal à 10^{-6} m et de l'angström ($\text{\AA}$) qui est égal à 10^{-10} m. Néanmoins, pour que le lecteur puisse bien suivre la progression en fréquences, nous indiquerons également les correspondances en Hz.

— Plus grande longueur d'onde du spectre infra-rouge... 314μ ($9,6 \times 10^{11}$ Hz).

— Plus petite longueur d'onde obtenue avec des procédés électromagnétiques... 200μ ($1,5 \times 10^{12}$ Hz).

— Limite du spectre solaire visible... $5,3\mu$ ($5,6 \times 10^{13}$ Hz).

Il importe de noter qu'il s'agit là de la limite du spectre strict des seuls infra-rouges, ce qui n'empêche cependant pas de trouver des radiations infra-rouges en début du spectre visible voisin (rouge et orange, notamment).

Les applications principales des infra-rouges sont les suivantes: Télécommande à courte distance; observations ou photographies de nuit; liaisons en phonie courte distance par faisceau porteur de la modulation; chauffage de tunnels ou fours pour séchage rapide de peinture; auto-guidage d'une fusée suivant un avion par détection du rayonnement infra-rouge émis par ses gaz d'échappement; stabilisation des véhicules spatiaux; analyse des gaz d'échappement des moteurs à explosion; etc.

**Radiations visibles. Lumière**

Limite inférieure du spectre visible.....	$0,8\mu$	($3,75 \times 10^{14}$ Hz).
Rouge moyen.....	$0,65\mu$	($4,6 \times 10^{14}$ Hz).
Orange moyen.....	$0,6\mu$	(5×10^{14} Hz).
Jaune moyen.....	$0,58\mu$	($5,2 \times 10^{14}$ Hz).
Vert moyen.....	$0,52\mu$	($5,8 \times 10^{14}$ Hz).
Bleu moyen.....	$0,47\mu$	($6,4 \times 10^{14}$ Hz).
Indigo moyen.....	$0,44\mu$	($6,8 \times 10^{14}$ Hz).
Violet moyen.....	$0,41\mu$	($7,3 \times 10^{14}$ Hz).
Limite supérieure du spectre visible.....	$0,39\mu$	($7,7 \times 10^{14}$ Hz).

Ce tableau montre que chacune des couleurs du spectre solaire possède une longueur d'onde qui la différencie physiquement des autres. Remarquons que la longueur d'onde du violet extrême est la moitié de celle du rouge extrême; le spectre solaire visible couvre

donc un octave : $0,4 \mu$ à $0,8 \mu$. L'œil présente sa sensibilité maximale pour les longueurs d'onde voisines de $0,55 \mu$ (couleur jaune).

Rappelons que pendant longtemps les savants avaient dû admettre que la lumière constituait un phénomène vibratoire ; mais il ne s'agissait que d'une hypothèse. Ce fut Einstein qui, en 1905, vint à bout de cette difficulté en appliquant à la lumière la théorie des quanta de Planck, ce qui équivalait à lui attribuer une structure corpusculaire. Dans la théorie moderne de la lumière, les corpuscules sont les photons. Chaque photon est un quantum d'énergie lumineuse ; l'énergie lumineuse est transportée en « unités » que sont les quanta.



Laser

Le laser est un dispositif qui permet de créer des ondes lumineuses d'une fréquence bien déterminée. Le monochromatisme exige donc une largeur de bande extrêmement restreinte (le fonctionnement à très basse température améliorant encore ce monochromatisme). Le laser offre la possibilité d'arriver à un haut degré de cohérence des radiations émises (c'est-à-dire émission en phase des ondes qui sont à une même fréquence) ; il offre également la possibilité d'obtenir des « pinceaux » excessivement fins, d'où très grande concentration de l'énergie émise.

Ces propriétés (fréquences rigoureuses, puissance élevée, directivité) permettent des applications intéressantes concernant les télécommunications, la télémétrie, le micro-usinage, la chirurgie, la constitution de clichés hologrammes, etc.



Ultra-violet

Limite du spectre solaire par absorption atmosphérique... $0,293 \mu$ (10^{15} Hz).

Limite extrême du spectre ultra-violet... $0,02 \mu$ ou $200 \text{ \AA}$ ($1,5 \times 10^{16}$ Hz).

Les propriétés essentielles des ultra-violet sont les suivantes : Bronzage naturel (soleil) ou artificiel (lampes spéciales) ; propriétés photogéniques, physiologiques et microbicides particulières ; production de phénomènes d'ionisation ; etc.



Rayons X et radio-activité

Rayons X mous et très mous... 1 à 20 Å (3×10^{18} à $1,5 \times 10^{17}$ Hz).

Rayons X moyens utilisés en radiologie... 0,2 à 0,5 Å ($1,5 \times 10^{19}$ à 6×10^{18} Hz).

Rayons X très durs	0,03 Å	(10^{20} Hz).
Rayons γ moyens*	0,01 Å	(3×10^{20} Hz)
Rayons γ *	0,0047 Å	($6,4 \times 10^{20}$ Hz).

* γ = gamma



Radiations cosmiques

Le professeur américain Robert Andrews MILLIKAN découvrit en 1927, des radiations qu'il appela rayons cosmiques, qui baignent tout notre système galactique et qui semblent provenir des nébuleuses spirales au-delà de la Voie Lactée. Ce rayonnement a des longueurs d'onde comprises entre $0,000525$ et $0,00021 \text{ \AA}$, c'est-à-dire de 1000 à 2000 fois plus courtes que celles du rayons X. Pour absorber complètement ce rayonnement, il faudrait une épaisseur de plomb de 5 mètres ou une couche d'eau de 60 mètres ; ces chiffres mettent en évidence la formidable pénétration de ces radiations. Pour produire artificiellement de telles radiations, il faudrait, entre autres choses, disposer de différences de potentiel de l'ordre de 60 millions de volts au moins.

Roger A. Raffin

VOYANTS SILCO

Voyants lumineux pour signalisation et contrôle.
Néon et incandescence : de 6 à 380 V.
Nombreux modèles pour toutes applications.
Fabrication Française.
Catalogue sur demande.

LKL

APPAREILLAGE ELECTRIQUE LKL -
18 & 20 Rue Amélie 92600 ASNIERES (FRANCE) -
Tél. : 790.41.11 - Télex PARIS 155 260717 OREM

Au cours des dernières années, les progrès récents dans la technologie des circuits solides ont permis de fabriquer des semi-conducteurs dont les fréquences de cut-off dépassent 1 GHz; ceci permettant entre autre de fabriquer des circuits de commutation très rapides ainsi que des circuits spéciaux utilisables dans les télécommunications en VHF.

Il existe aussi maintenant des circuits intégrés dont les temps de commutation sont très rapides, par exemple certains circuits logiques à émetteurs couplés qui ont des temps de commutation très inférieurs à 1 ns.

L'apparition de ces nouveaux composants à vitesse de commutation rapide a renforcé les besoins en appareils performants, ceux-ci devant

être capables de mesurer les fronts avant des impulsions formées par ces composants et ces circuits. Cette mesure doit pouvoir être visualisée: aussi il est nécessaire d'utiliser un oscilloscope. Du fait que les fréquences concernées sont de l'ordre de 1 gigahertz, l'oscilloscope à échantillonnage est pratiquement le seul appareil qui puisse être utilisé.

La principale raison qui oblige à utiliser la technique d'échantillonnage pour ces mesures, est que les signaux appliqués à l'oscilloscope doivent être fortement amplifiés avant d'être dirigés sur l'unité de visualisation.

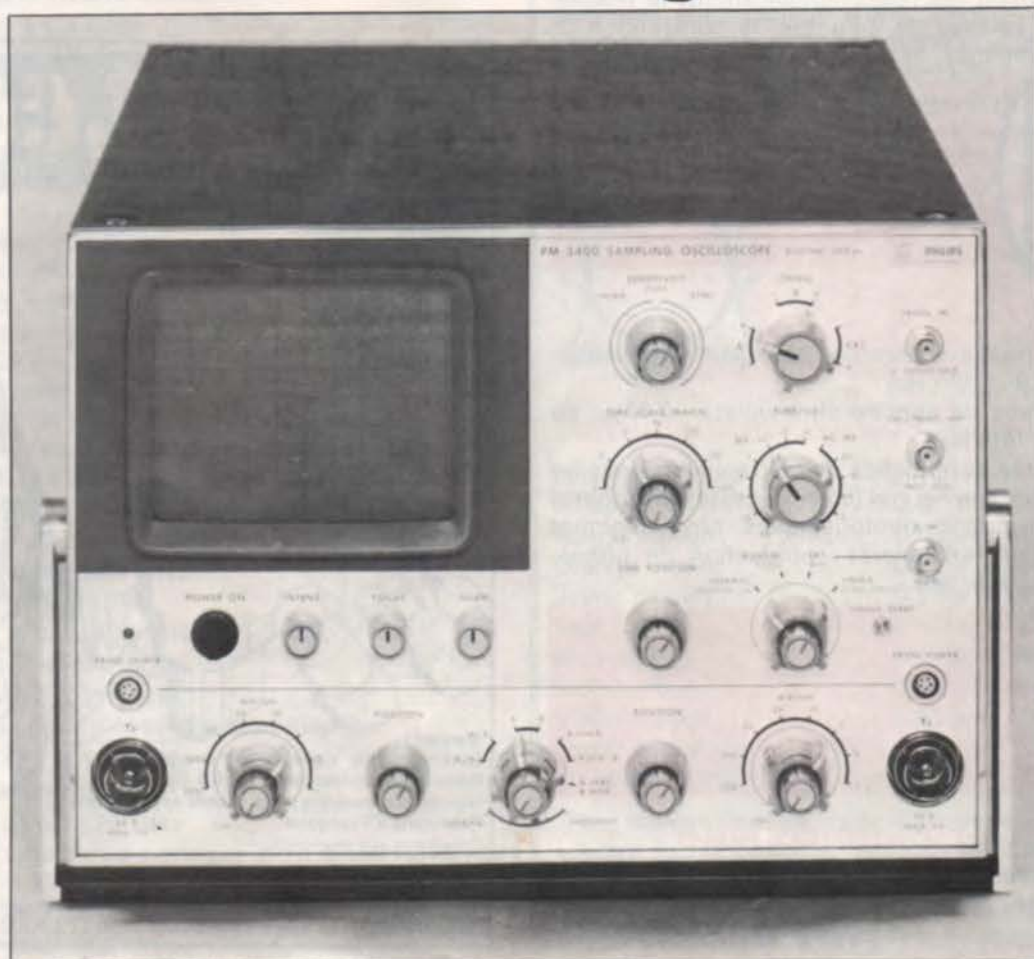
Pour des fréquences jusqu'à 150 MHz il y a peu de problème d'amplification. Au delà de cette fréquence il devient de plus en plus dif-

ficile de réaliser une amplification sans bruit surtout si les signaux à mesurer ont de faibles amplitudes.

Nous allons donc dans les pages qui vont suivre étudier le principe et les applications de l'oscilloscope à échantillonnage qui nous le verrons permettra d'effectuer des mesures précises de signaux à haute fréquence et de faible amplitude.

Toutefois, avant d'entrer dans la technique il nous semble souhaitable de situer rapidement l'histoire de l'échantillonnage. Dès 1950, paraît un article sur oscilloscope stroboscopique (50 MHz) qui ne fonctionne qu'en régime sinusoïdal. En 1952, un autre article décrit un appareil du même type mais fonctionnant en impulsions à récurrence fixe. Ce n'est qu'en 1957 qu'est réalisé le premier oscilloscope à échantillonnage asynchrone puis, en 1959 est commercialisé en Angleterre un appareil ayant une bande passante de 220 MHz et une sensibilité de 150 mV. Les caractéristiques de cet oscilloscope ne pouvant être garanties en fabrication de série, il est aban-

L'oscilloscope à échantillonnage



donné. Dans le même temps est commercialisé le premier oscilloscope qui a une bande passante de 500 MHz avec une sensibilité de 10 mV sur chacune des deux voies.

Durant ces années PHILIPS ne reste pas inactif, et de sérieuses études sont entreprises sur l'échantillonnage, mais l'on pense plus loin en fréquence et sensibilité et nous allons bientôt voir paraître l'échantillonnage séquentiel à large bande passante et grande sensibilité.

Principe de l'échantillonnage

L'échantillonnage est une technique qui permet d'enregistrer, de mesurer et de mettre en mémoire une ou plusieurs valeurs instantanées d'une information ou d'un signal, ceci pour ensuite être utilisé soit à des fins de traitement ou de visualisation.

Le procédé d'échantillonnage peut être comparé à un stroboscope mécanique et de ce fait par principe même, il ne pourra s'appliquer qu'à des signaux périodiques et répétitifs quelque soit la forme de ceux-ci. Il en découle donc qu'il ne pourra pas être utilisé pour analyser un signal unique.

Dans un oscilloscope, le principe consiste à prélever selon un rythme qui peut être choisi par l'opérateur une série d'informations caractérisant la forme du signal, lequel à l'aide de ces séries de prélèvements pourra être reconstitué sur l'unité de visualisation de l'oscilloscope.

Ce procédé fait appel à deux techniques fondamentales. La première pour la disposition des échantillons prélevés le long du signal à visualiser et analyser, la seconde pour la reconstitution partielle de la forme du signal, réalisée à partir des échantillons prélevés sur l'écran de l'oscilloscope, ce qui implique d'une part, la création d'une unité de déviation verticale et d'autre part une unité de déviation horizontale qui disposera dans le temps les prises d'échantillons.

L'échantillonnage séquentiel et aléatoire

Nous avons vu plus haut que le procédé d'échantillonnage fait appel à diverses techniques parmi lesquelles l'une est d'importance

considérable, puisqu'il s'agit du système qui permet de disposer sur l'écran les échantillons prélevés sur le signal à mesurer et pour ce faire, deux méthodes sont actuellement utilisées, l'une appelée l'échantillonnage séquentiel, l'autre l'échantillonnage aléatoire (Random).

Avant d'étudier en détail, les avantages et les inconvénients des deux techniques, nous pouvons les différencier de la façon suivante :

L'échantillonnage aléatoire consiste en une distribution des échantillons sans ordre défini afin que le plus grand nombre d'entre eux se placent à l'intérieur d'une fenêtre d'observation, ceux qui se placent en dehors de cette fenêtre sont éliminés et n'entrent pas dans la construction de l'image reproduite.

L'échantillonnage séquentiel consiste, lui en une distribution des échantillons dans un ordre défini.

L'illustration de ces deux techniques est représentée par la Figure 1, a et b.

Comme nous l'avons mentionné plus haut, la technique d'échantillon-

la fréquence de déclenchement. Ainsi, par exemple avec un échantillonnage aléatoire, il est possible qu'un échantillon du signal prélevé 40 ns après le début de ce signal arrive avant un échantillon du signal prélevé à 20 ns du début, tandis qu'avec un échantillonnage séquentiel l'échantillon à 20 ns sera toujours prélevé avant l'échantillon à 40 ns.

L'échantillonnage aléatoire pose divers problèmes, ainsi, étant donné que le circuit de l'oscilloscope aléatoire ne comporte pas de lignes à retard, un phénomène de réaction peut se produire; ce phénomène correspond à la réinjection d'une partie de l'impulsion sur le trajet du signal d'entrée, par suite d'un déséquilibre du circuit d'échantillonnage en pont, ainsi, dans ce cas, le signal réinjecté est directement mélangé au signal d'entrée, et provoque une certaine instabilité du déclenchement.

Avec l'échantillonnage séquentiel à ligne à retard, le signal réinjecté n'est ramené au point de prélèvement du signal de déclenchement qu'après une période égale au

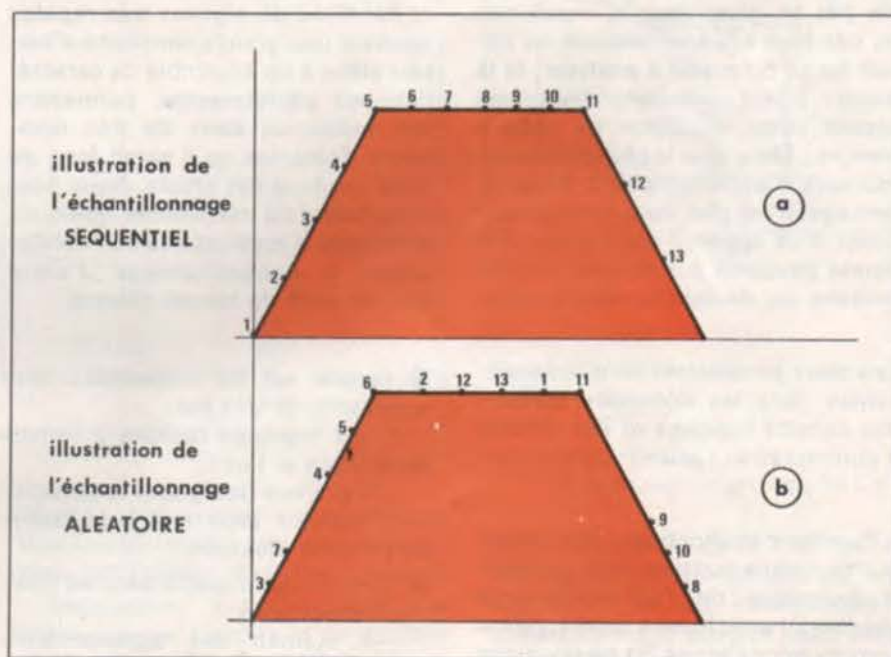


Fig. 1

nage appliquée dans l'oscilloscope a une très grande importance puisque c'est elle qui détermine la précision de mesure de l'appareil. Aussi, entre l'échantillonnage séquentiel et l'échantillonnage aléatoire, la différence essentielle est que dans le premier cas les échantillons qui portent sur toute la durée du signal sont séparés par des intervalles de temps fixes tandis que pour l'échantillonnage aléatoire les échantillons eux-mêmes sont complètement aléatoires bien que le temps qui les sépare soit défini par

double du retard de la ligne, cela compté à partir du prélèvement du signal de déclenchement, de sorte que cela ne peut en aucune manière perturber le déclenchement.

Un autre inconvénient de l'échantillonnage aléatoire est que les oscilloscopes utilisant cette technique ne sont pas utilisables avec de faibles cadences de répétition, ceux-ci généralement ne fonctionnant jamais à des fréquences inférieures à 1 KHz. En effet, l'absence de lignes à retard ne permet pas, au contraire de l'oscilloscope utilisant un échan-

tillonnage séquentiel, de travailler à des fréquences de l'ordre de quelques hertz. Cependant et précisément par son absence de ligne à retard, l'échantillonnage aléatoire présente un avantage important puisqu'il n'impose comme seule limite de bande passante de l'oscilloscope utilisant cette technique que celle qui provient du temps de commutation du circuit de porte échantillonnage. Ainsi, de tels appareils peuvent être utilisés jusqu'à des fréquences de l'ordre de 10 GHz. Alors qu'un même appareil mais à échantillonnage séquentiel avec ligne à retard est limité à 2 GHz, ce qui en fait ne présente pas un inconvénient majeur puisque rare sont les applications qui nécessitent une bande passante supérieure à 2 GHz.

Il est bien entendu possible d'utiliser la technique de l'échantillonnage séquentiel sans ligne à retard, mais dans ce cas, on devra utiliser une impulsion de pré-déclenchement et ici, la difficulté est de disposer de cette impulsion de déclenchement laquelle est généralement fournie par un générateur d'impulsions ou par tout appareil associé au circuit ou au dispositif à analyser, et là encore, il faut contrôler le temps qui sépare cette impulsion de celle à mesurer. Mais pour la plupart des utilisateurs d'oscilloscopes à échantillonnage, il est plus important de disposer d'un appareil qui associe une bande passante suffisante avec des moyens de déclenchement stables.

Ces deux paramètres sont indispensables dans les domaines utilisant des circuits logiques et des circuits à commutation rapide.

Pour ces applications, la solution la plus simple consiste bien à utiliser la technique de l'échantillonnage séquentiel avec ligne à retard, ce qui comme nous l'avons dit ne pose pas de problème au niveau du déclenchement, étant donné que la ligne à retard laisse suffisamment de temps à la porte d'échantillonnage pour s'ouvrir avant l'arrivée de l'impulsion du signal. Toutefois, la présence de la ligne à retard placée avant la porte d'échantillonnage peut occasionner des pertes de signal et par exemple distordre une impulsion en réduisant son temps de montée quand le signal à analyser est à haute fréquence. Ainsi, pour éviter cet inconvénient, le problème des pertes de signal devait être résolu.

C'est ce que la Société PHILIPS a

réalisé sur son oscilloscope compact à échantillonnage séquentiel à lignes à retard incorporées, LE PM 3400. En effet, ce problème de perte de signal a été résolu par l'utilisation d'un circuit spécial de compensation celui-ci ayant été défini par un ordinateur, lequel seul pouvait effectuer avec une grande précision les calculs complexes nécessaires. Ce circuit permet d'utiliser l'oscilloscope PM 3400 jusqu'à des fréquences d'environ 2 GHz, ce qui est très suffisant pour faire face aux mesures sur les circuits intégrés et semi-conducteurs pour encore de nombreuses années.

Nous reviendrons plus loin en détail sur ce circuit de compensation.

Domaines d'application de l'oscilloscope à échantillonnage

Il découle de ce que nous avons dit plus haut que les domaines d'applications de l'échantillonnage sont particulièrement dirigés vers l'étude et l'analyse de signaux très rapides quoique une grande simplicité d'emploi alliée à un ensemble de caractéristiques performantes, permettent son utilisation dans de très nombreux domaines qu'il serait long de détailler dans cet article. Nous pouvons toutefois mentionner quelques domaines d'applications où l'oscilloscope à échantillonnage s'avère être un outil de travail efficace :

- l'étude sur les ordinateurs, lesquels sont dirigés sur :
 - les logiques rapides à temps de montée ≤ 1 ns ;
 - l'examen de signaux impulsifs pouvant avoir une modulation de position aléatoire.
- L'étude des signaux dans les télécommunications :
 - L'examen des signaux VHF avec ou sans modulation ; on utilisera la facilité de déclenchement du PM 3400 PHILIPS pour le déclenchement sur modulation BF.
- Diverses applications dans l'industrie électronique telles que :
 - Mesures de transmission et de réflexion dans les câbles H.F. ;
 - Mesures précises d'un signal noyé dans le bruit, enregistrement de ce signal sur table X.Y.
 - Mesures, mise au point et vérification des systèmes de multiplexage en téléphonie.

Nous examinerons plus loin et en détail un certain nombre d'applications.

Pourquoi utiliser la technique de l'échantillonnage dans les oscilloscopes.

Comme nous l'avons vu, l'oscilloscope utilisant la technique de l'échantillonnage permet d'effectuer rapidement la mesure précise de signaux très rapides, aussi chaque fois que pour réaliser ces mesures, les moyens et les coûts à mettre en œuvre sont considérables, ou que les moyens technologiques sont insuffisants, nous avons recours à l'oscilloscope à échantillonnage qui permet une excellente approximation pour la représentation d'ensemble du phénomène à examiner. De plus, pour la mesure d'un temps de montée et de par son faible temps de montée propre (200 ps pour le PM 3400 de PHILIPS) le pourcentage d'erreur sera très faible. Nous examinerons plus loin ce paramètre ainsi que les trois critères importants ci-dessous, qui font que l'on utilisera la technique de l'échantillonnage dans les oscilloscopes. Ces trois critères sont :

- Le faible temps de montée de l'oscilloscope (bande passante).
- Sa grande sensibilité (gain).
- Sa faible impédance d'entrée.

et pour l'échantillonnage séquentiel, la possibilité de visualiser des signaux de répétition aléatoire.

Ceci nous amène tout naturellement à étudier ces trois critères importants.

Temps de montée

Le temps de montée détermine la bande passante nécessaire sur un oscilloscope (à -3 db).

Supposons que nous ayons à mesurer les temps de montée d'un signal de 7 ns, le tableau ci-dessous nous indique l'erreur de mesure qui sera faite en fonction de la bande passante de l'oscilloscope utilisé.

Pour faire ce tableau, nous avons utilisé les relations :

$$T_{obs} (ns) =$$

$$\sqrt{t^2_{\text{du signal (ns)}} + t^2_{\text{de l'oscilloscope (ns)}}} \quad (1)$$

avec :

Tobs = Temps de montée observé sur l'écran, exprimé en ns (nanosecondes)

T^2 du signal = Temps de montée du signal à mesurer exprimé en nanosecondes.

T^2 de l'oscilloscope = Temps de montée de l'oscilloscope exprimé en nanosecondes.

et la relation entre le temps de montée et la bande passante d'un oscilloscope est approximativement:
 $t_m \text{ en ns} \approx \frac{0,35}{F \text{ en GHz}}$

La courbe de la Figure 2 donne approximativement le rapport bande passante sur sensibilité.

Impédance d'entrée

Pour l'examen des signaux rapides sur un oscilloscope, l'impédance d'entrée de ce dernier a une très grande importance, en effet, une impédance d'entrée de $1 \text{ M}\Omega$ ramène en moyenne une capacité parasite comprise entre 15 et

$$Z = \frac{1}{C\omega}$$

Nous avons :

$$\frac{1}{20 \cdot 10^{-12} \cdot 2,3 \times 100 \cdot 10^6}$$

$$\frac{1}{2 \cdot 10^{-11} \cdot 6,28 \cdot 10^8}$$

$$\frac{1}{1,256} \cdot 10^{-2} = 80 \Omega$$

Temps de montée du signal à observer	B.P. (MHz)	Temps de montée (ns)	Temps de montée observé (ns)	ERREUR en %
7	35	10	12,6	80
7	50	7	9,9	41,5
7	100	3,5	7,8	10,2
7	150	2,4	7,4	5,5
7	250	1,4	7,1	1,7
7	1 000	0,35	7,0	0,1
7	1 700	0,2	7,0	0

Tableau 1.

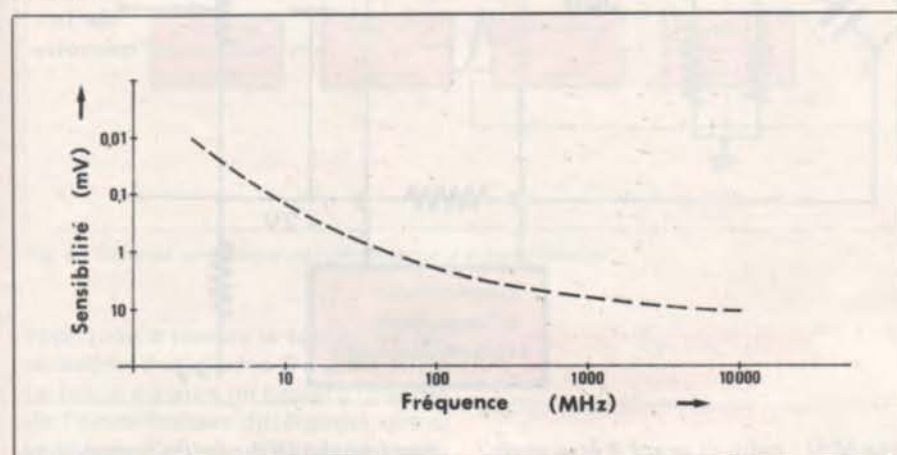


Fig. 2.

Aussi pour effectuer des mesures avec moins de 5 % d'erreur, le temps de montée de l'oscilloscope utilisé devra être trois fois inférieur à celui du signal à mesurer, ainsi, comme le montre le tableau No 1, pour un signal de 7 ns de temps de montée, il faudra un oscilloscope ayant un temps de montée propre de 2,3 ns, soit une bande passante de 150 MHz environ.

On notera que la fréquence et la sensibilité d'un oscilloscope sont limitées par le produit GAIN x BANDE PASSANTE des amplificateurs, par la bande passante, la sensibilité et la luminosité du tube cathodique, et pour ce dernier, quand nous voulons une fréquence importante, la tension de post-accélération doit être importante ce qui entraîne une émission de rayons X et une réduction de la sensibilité.

30 pF quand toutes les conditions d'ordre technique ont été respectées sur l'entrée d'un oscilloscope.

Supposons par exemple la présence sur l'entrée d'un oscilloscope d'impédance $1 \text{ M}\Omega$ d'une capacité parasite de 20 pF. (Figure 3) et que nous injectons à cette entrée une composante alternative de fréquence 100 MHz en utilisant la relation (2) nous avons une impédance dans ce cas de seulement 80Ω .

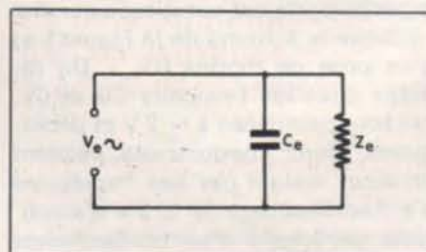


Fig. 3: impédance et capacité d'entrée d'un oscilloscope conventionnel.

Ainsi, nous voyons que l'impédance d'entrée d'un oscilloscope à grande bande passante devra être aussi petite que possible. D'autres paramètres tels que les pertes et déphasage de signaux sont également à prendre en considération ainsi si nous prenons un signal sinusoïdal de fréquence 50 MHz avec comme l'indique la Figure 4 une résistance de source de 500Ω et une capacité C_p de 10 pF, nous aurons

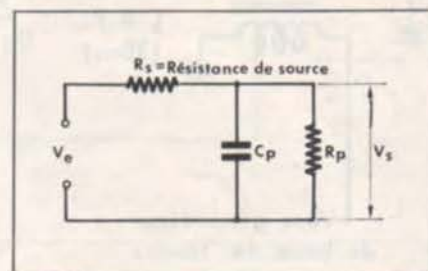


Fig. 4.

d'après la relation (3)

$$\text{Perte} = \frac{V_e - V_s}{V_e}$$

et la relation (4)

$$\text{Déphasage} = \arctan \omega R_s C_p$$

une atténuation de 5,3 dB et un déphasage de 57° ce qui est très important. Or un oscilloscope à échantillonnage comme nous allons le voir présente une impédance d'entrée de 50Ω et de plus s'il présente un faible taux d'ondulation stationnaire (ToS) inférieur à 1,5 jusqu'à 1,7 GHz pour le PM 3 400 de PHILIPS, on aura à l'entrée une impédance d'entrée constante éliminant ainsi le problème des capacités parasites, ce qui n'exclut toutefois pas l'utilisation de sondes passives ou actives qui présentent des capacités d'entrées comprises entre 0,7 et 1 pF pour les premières et de 1,3 à 3,6 pF pour les secondes. Comme nous le voyons les capacités sont nettement plus faibles que celles rencontrées sur des oscilloscopes classiques.

Principe de la porte d'échantillonnage sur l'oscilloscope à échantillonnage du type PM 3400 de Philips.

L'échantillon consiste en une impulsion très brève par rapport à la durée du signal à analyser, dont l'amplitude est égale ou proportionnelle à la valeur instantanée du signal au moment où cette impulsion apparaît.

Cet échantillon est formé par un circuit dit échantillonneur ou « porte d'échantillonnage » dont nous allons examiner le principe. (Figure 5 a, b, c).

Le gain $A(\omega)$ à la fréquence F se déduit du gain $A(0)$ à la fréquence (0) par le rapport :

$$\frac{A(\omega)}{A(0)} = \frac{\frac{\sin \omega T}{2}}{\frac{\omega T}{2}}$$

La résistance R_1 schématise l'impédance d'entrée qui est comme nous l'avons déjà mentionné de 50Ω , les diodes D_1 D_2 du type ultra rapide forment un pont. L'oscilloscope PM 3400 est à deux entrées identiques, aussi nous ne considérons qu'une voie.

Prenons un signal à l'entrée E_1 de la Figure 5 a) sur l'impédance d'en-

ment le signal passe à travers le pont et détermine l'apparition d'une charge dans la capacité du circuit d'entrée, cette charge étant proportionnelle à l'amplitude instantanée du signal.

Si nous appelons T le temps d'ouverture de la porte d'échantillonnage, on démontre que le gain à une fréquence se déduit du gain $A(0)$ à la fréquence (0) par le rapport :

$$\frac{A(\omega)}{A(0)} = \frac{\frac{\sin \omega T}{2}}{\frac{\omega T}{2}}$$

C'est-à-dire que le temps de montée de l'oscilloscope est pratique-

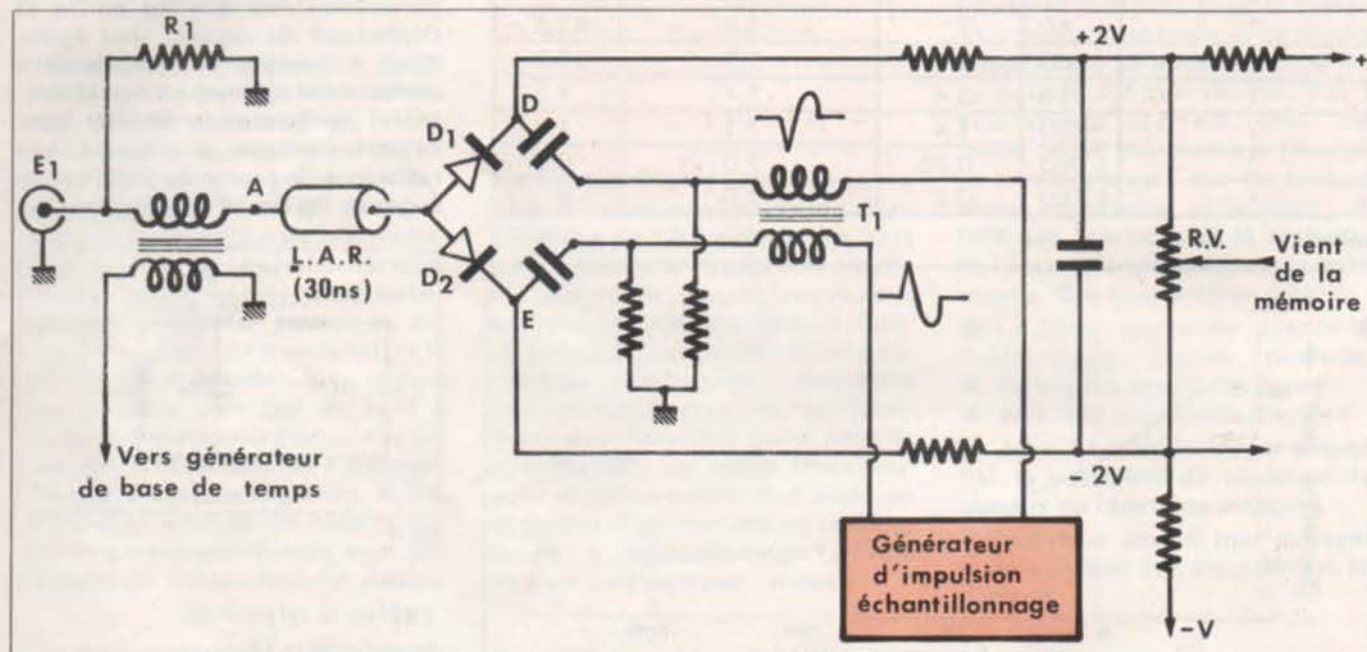


Figure 5 a) : porte d'échantillonnage.

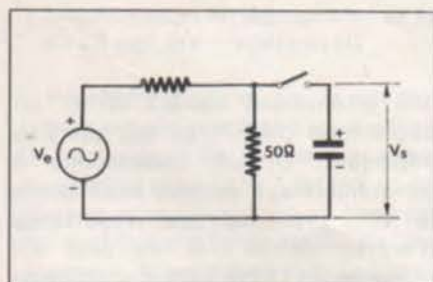


Fig. 5 b).

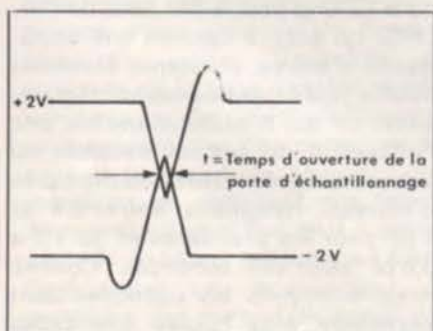


Fig. 5 c) : temps d'ouverture de la porte d'échantillonnage.

trée 50Ω , celui-ci avant d'être appliqué aux bornes d'un pont d'échantillonnage traverse :

1) l'enroulement primaire d'un transformateur qui permet de prélever le signal de déclenchement interne appliqué au générateur de base de temps.

2) Une ligne à retard (occasionnant comme son nom l'indique un retard de 30 ns entre le point A et le point B) qui permet au générateur de base de temps de démarrer avant que le signal ne soit appliqué à l'entrée de la porte d'échantillonnage, laquelle porte est constituée comme l'indique le schéma de la Figure 5 a) d'un pont de diodes (D_1 D_2) rapides dans les branches CD et CE, qui sont polarisées à -2 V et débloquent un court instant par des impulsions d'échantillonnage de $\pm 3 \text{ V}$ d'amplitude provenant d'un conformateur d'impulsion (T_1) commandé à partir de la base de temps. A ce mo-

ment égal à la durée du temps d'ouverture de la porte d'échantillonnage ainsi, la bande passante est directement fonction de C et peut varier en faisant varier les tensions de polarisation des diodes.

D'autre part, l'impédance du pont en circuit ouvert, c'est-à-dire la résistance directe des diodes en conduction détermine l'impédance d'entrée de l'oscilloscope qui est de l'ordre de 50Ω , l'équilibrage des diodes étant réalisé par des résistances et capacités comme nous le voyons sur la Figure 5 a) et la polarisation est ajustée par le potentiomètre RV également mentionné sur la même figure.

Ainsi, quand la porte d'échantillonnage est ouverte, le condensateur C se charge si le signal d'entrée diffère de celui de l'échantillonnage précédent ; cette charge est appliquée à l'entrée d'un amplificateur différentiel. Une tension de contre-réaction venant de la mémoire est

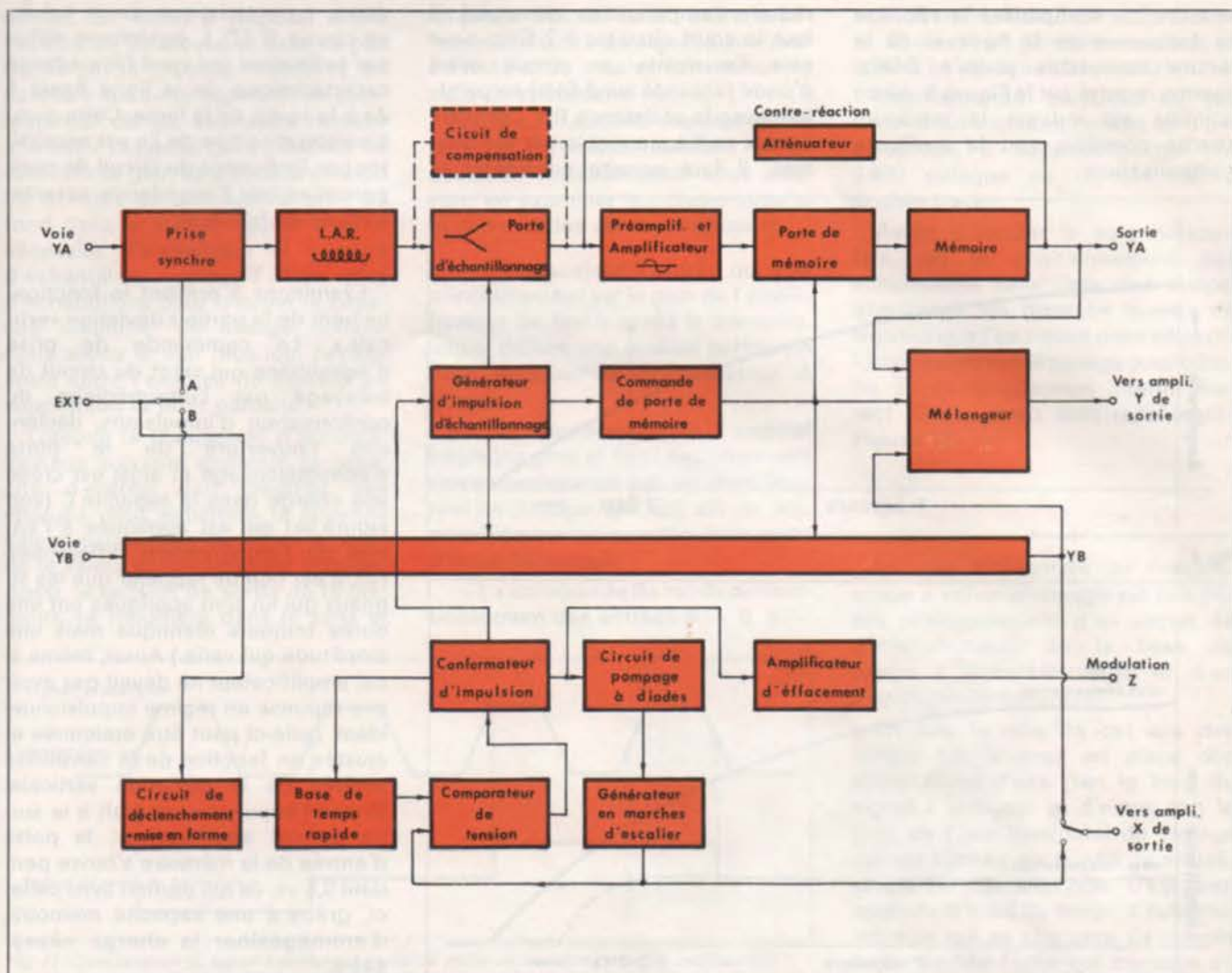


Fig. 6: Schéma synoptique de l'oscilloscope à échantillonnage

appliquée à travers le réseau de polarisation des diodes D_1 et D_2 et de ce fait, il n'y aura un signal à la sortie de l'amplificateur différentiel que si le niveau d'entrée diffère du niveau de contre-réaction appliqué au pont d'échantillonnage, bien entendu, pour ce faire, un amplificateur AC est en série entre la sortie de la porte d'échantillonnage et la mémoire. Cet amplificateur est bien entendu réglable en gain afin que le gain de boucle soit égal à 1, ceci pour que la tension de contre-réaction qui vient de la mémoire et le niveau à l'entrée s'équilibrent sur un échantillon.

Ainsi, pour résumer, le niveau de sortie de la mémoire ne se modifie qu'en fonction de la différence d'amplitude entre la valeur du nouvel échantillon et celle du précédent.

Ainsi, nous voyons que la porte d'échantillonnage est une des parties les plus importantes de l'oscilloscope à échantillonnage, toutefois nous allons examiner le synoptique général de cet appareil et nous verrons que chaque partie de celui-ci a également son importance.

Schéma synoptique de l'oscilloscope à échantillonnage

A l'aide de ce schéma synoptique, nous allons examiner les diverses fonctions, hormis bien entendu la porte d'échantillonnage et l'amplificateur AC que nous venons de voir. Toutefois, avant de parler du fonctionnement de l'ensemble de la déviation verticale, nous pouvons étudier le circuit de compensation de la partie échantillonnage (Figure 7).

Principe général de fonctionnement de l'oscilloscope à échantillonnage.

1) Circuit de compensation en fréquence de l'entrée.

Un signal est appliqué à travers un câble coaxial de 50Ω qui sert de ligne à retard à une tête d'échantil-

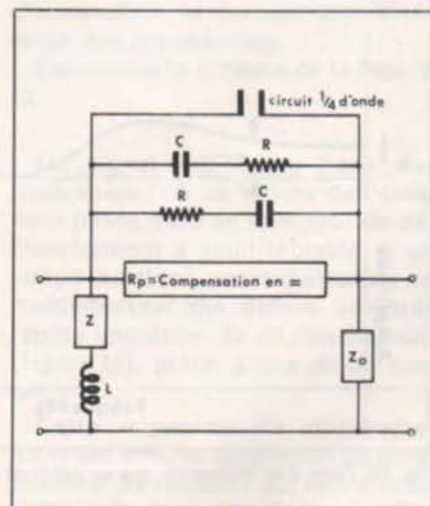


Fig. 7: Schéma du circuit de compensation.

lonnage qui comprend comme nous l'avons vu, la porte d'échantillonnage et le circuit de compensation de la Figure 7, le but de ce circuit est de corriger les pertes en haute fréquence dans le câble coaxial, la fonction d'amortissement résultante (voir Figure 8) tend à augmenter le temps de montée de toute impulsion traversant la ligne à retard. Afin de résoudre ce problème il est né-

cessaire de compenser la réponse en fréquence de la ligne et de la rendre acceptable jusqu'à 2 GHz, comme montré sur la Figure 9, où en pointillé est indiqué la meilleure courbe possible, soit la meilleure compensation.

réduire l'amplification du signal, il faut la court-circuiter à 2 GHz, pour cela on monte un circuit quart d'onde (accordé sur 2 GHz) en parallèle avec la résistance R_p . Les deux limites en fréquences ayant été définies, il faut ensuite considérer la

dance caractéristique de la L.A.R., un circuit R (Z) L également défini par ordinateur qui rend l'impédance caractéristique de la ligne égale à Z_0 à la sortie de la ligne. Cette combinaison modifiée de Z_0 est nécessitée par l'influence du circuit de compensation par l'impédance caractéristique de la L.A.R.

2) Voies verticales.

Examinons à présent le fonctionnement de la partie « déviation verticale ». La commande de prise d'échantillon qui vient du circuit de balayage par l'intermédiaire du conformateur d'impulsions, déclenche l'ouverture de la porte d'échantillonnage et ainsi est créée une charge dans la capacité C (voir Figure 5a) qui est appliquée à l'entrée de l'amplificateur différentiel. (Ici, il est bon de rappeler que les signaux qui lui sont appliqués ont une durée toujours identique mais une amplitude qui varie.) Aussi, même si cet amplificateur ne devait pas avoir une réponse en régime impulsionnel idéal, celle-ci peut être étalonnée et ajustée en fonction de la sensibilité désirée de la déviation verticale. Quand l'impulsion apparaît à la sortie de cet amplificateur, la porte d'entrée de la mémoire s'ouvre pendant $0,5 \mu s$, ce qui permet avec celle-ci, grâce à une capacité mémoire, d'emmagasiner la charge nécessaire.

En tenant compte des temps de réponse des divers circuits, les portes d'échantillonnage et de mémoire sont fermées au moment où la nouvelle tension de sortie de la mémoire est établie et où elle peut amorcer le processus de réaction (le blocage de la porte de la mémoire évite que cette dernière se décharge dans les circuits). Puisque la porte mémoire est fermée, la réaction s'opère en boucle ouverte, la capacité C (Figure 5a) pouvant se charger jusqu'à atteindre le niveau théorique qu'elle aurait dû prendre, c'est-à-dire celui du signal au moment de l'échantillonnage. Là, il suffit que le laps de temps entre le premier échantillon et le suivant soit suffisamment grand pour que tous les phénomènes transitoires soient achevés. Dans ce cas, le système est prêt à prélever un nouvel échantillon. C'est précisément ce laps minimum de temps qui conditionne la cadence la plus élevée à laquelle l'échantillonnage peut s'effectuer.

Revenons un instant sur la capacité du circuit mémoire ; celle-ci est branchée en contre-réaction entre l'entrée et la sortie d'un amplificateur (lequel amplificateur est doté transistor à effet de champ sur son

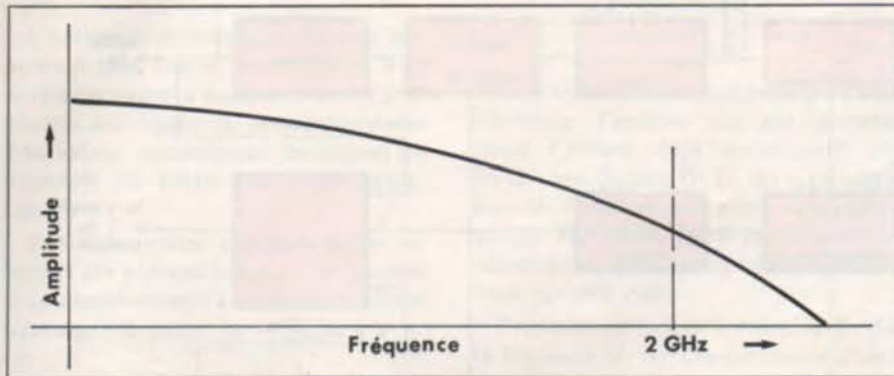


Fig. 8.

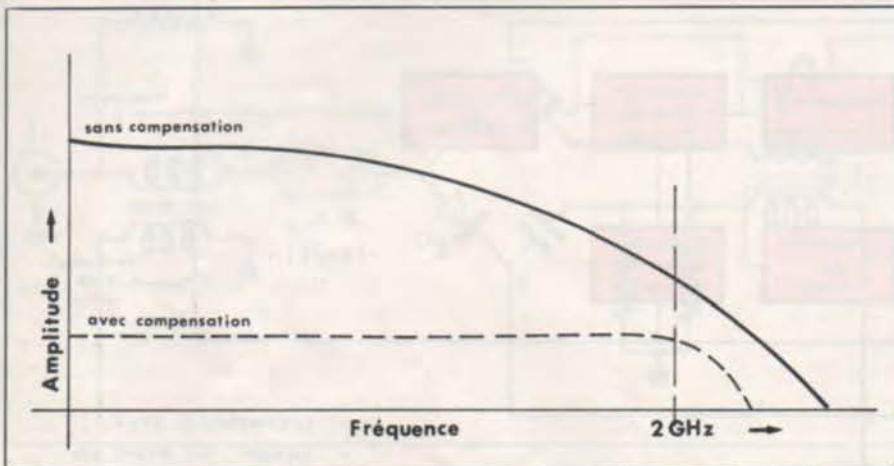


Fig. 9.

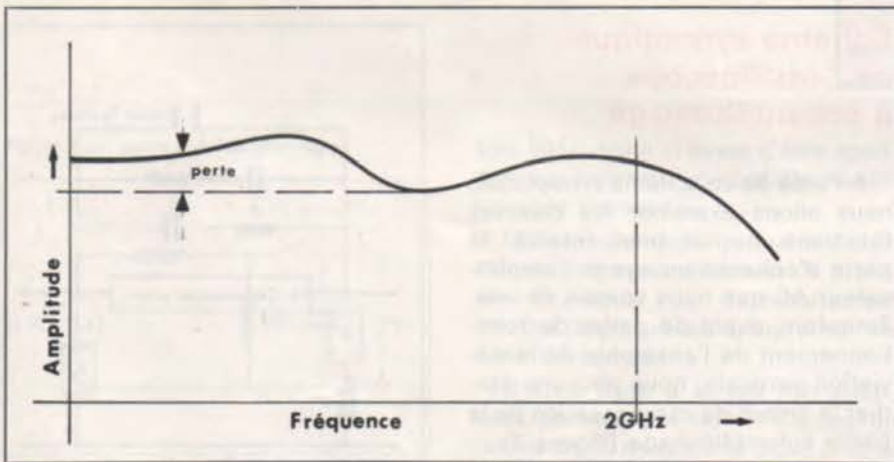


Fig. 10: Perte à mi-fréquence due au câble de la L.A.R.

Ce circuit de compensation calculé par ordinateur a nécessité de nombreux paramètres. Aussi, il a fallu fixer les deux fréquences limites, c'est-à-dire du courant continu jusqu'à 2 GHz. En courant continu, il faut obtenir une atténuation directe du signe d'entrée qui ramène son amplitude à celle en pointillé de la Figure 9, ceci grâce à la résistance en continu, représentée sur la Figure 7, à la fréquence limite (2 GHz) comme la résistance R_p tend à

courbe de réponse en fréquence compensée du câble comme indiquée Figure 10, où dans ce cas, il est nécessaire de compenser l'atténuation à certaines fréquences. Pour ce faire, on connecte deux circuits RC en parallèle avec la résistance R_p et le circuit quart d'onde. Ces deux circuits créent le rebondissement nécessaire aux fréquences moyennes pour rendre la courbe linéaire. Les autres composants représentés sur la Figure 1 sont Z_0 qui est l'impé-

entrée, de façon à disposer d'une impédance Z_e élevée et ainsi ne pas décharger la capacité mémoire). En parallèle sur cette capacité, un commutateur dit de « lissage » ramène une autre capacité qui a pour but de diminuer le gain de boucle à environ 0,3 et donc de diminuer le bruit de fond dans le même rapport d'où la nécessité d'augmenter le nombre d'échantillons puisqu'il faut plus d'échantillons pour charger la capacité mémoire. Ce lissage comme nous allons le voir plus loin permet entre autre l'examen de signaux en supprimant le bruit parasite.

Lorsque la commande d'échantillonnage suivante apparaît, la capacité d'entrée doit modifier ces charges pour équilibrer la nouvelle valeur instantanée du signal, à partir de la valeur précédemment acquise. Aussi, la tension de sortie de la mémoire se modifiera dans le sens et

en proportion de l'écart entre la valeur instantanée du signal à analyser à l'instant du nouvel échantillon et celle du précédent.

Nous connaissons maintenant le principe du fonctionnement de la déviation verticale aussi nous pouvons en examiner les divers circuits et commandes qui la composent.

- L'atténuateur d'entrée qui agit principalement sur le gain de l'amplificateur de sortie après la mémoire, lequel délivre une tension suffisante pour attaquer le commutateur à diodes.

- Le positionnement vertical (réglages gros et fins) des voies verticales commandé par un amplificateur de position qui agit sur un pré-amplificateur de la sortie de la porte d'échantillonnage.

- La commande de mode de fonctionnement des entrées A + B, A —

- B, A seule, B seule, A et B, et A et B, voie A en déviation verticale et voie B en déviation horizontale.

Bien entendu, certaines de ces commandes sont en double sur l'oscilloscope à échantillonnage PM 3400 puisque ce dernier est à double trace.

Avant d'étudier la voie horizontale, ou le positionnement des échantillons dans l'axe des temps, examinons les diverses formes de signaux que l'on trouve dans un oscilloscope à échantillonnage pour obtenir un déclenchement interne correct. Ces signaux sont représentés Figure 12.

3) Positionnement des échantillons.

La voie horizontale de l'oscilloscope à échantillonnage est composée principalement d'un circuit de déclenchement, de la base de temps à échantillonnage et d'un amplificateur horizontal.

En fait, le rôle de cet axe des temps est la mise en place des échantillons d'une part le long du signal à analyser et d'autre part le long de l'axe horizontal de l'image qui est formée sur l'unité de visualisation de l'oscilloscope. C'est bien entendu la base de temps d'échantillonnage qui se chargera de remplir cette double tâche qui consiste en fait à distribuer les échantillons par rapport au signal à étudier de telle manière qu'à chaque placement d'échantillon, la donnée soit différente des précédentes.

Examinons le schéma de la Figure 13.

Un signal venant de l'une des deux voies (YA ou YB) ou de l'extérieur passe dans un sélecteur de déclenchement à seuil réglable et un circuit isolateur, avant d'attaquer un multivibrateur qui délivre une très rapide impulsion de déclenchement (Figure 12), grâce à une diode tunnel.

Cette impulsion de déclenchement est ensuite dirigée sur un comparateur de tensions qui reçoit aussi un signal venant du générateur en marches d'escalier. Quand la valeur instantanée du signal venant de la base de temps rapide (rampe) atteint le niveau de la tension du générateur en marches d'escalier (laquelle tension a été générée au précédent échantillonnage) le comparateur délivre une impulsion rapide qui est mise en forme par le conformateur d'impulsions et qui a pour but par l'intermédiaire du générateur d'impulsions d'échantillon-

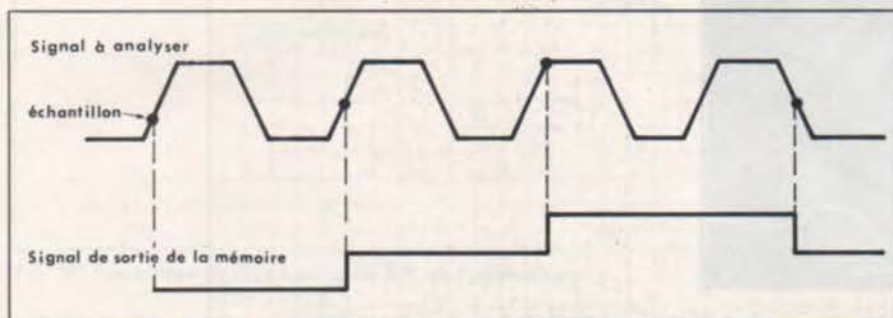


Fig. 11: Comparaison du signal à analyser à ce-lui de sortie de la mémoire sur un oscilloscope à échantillonnage.

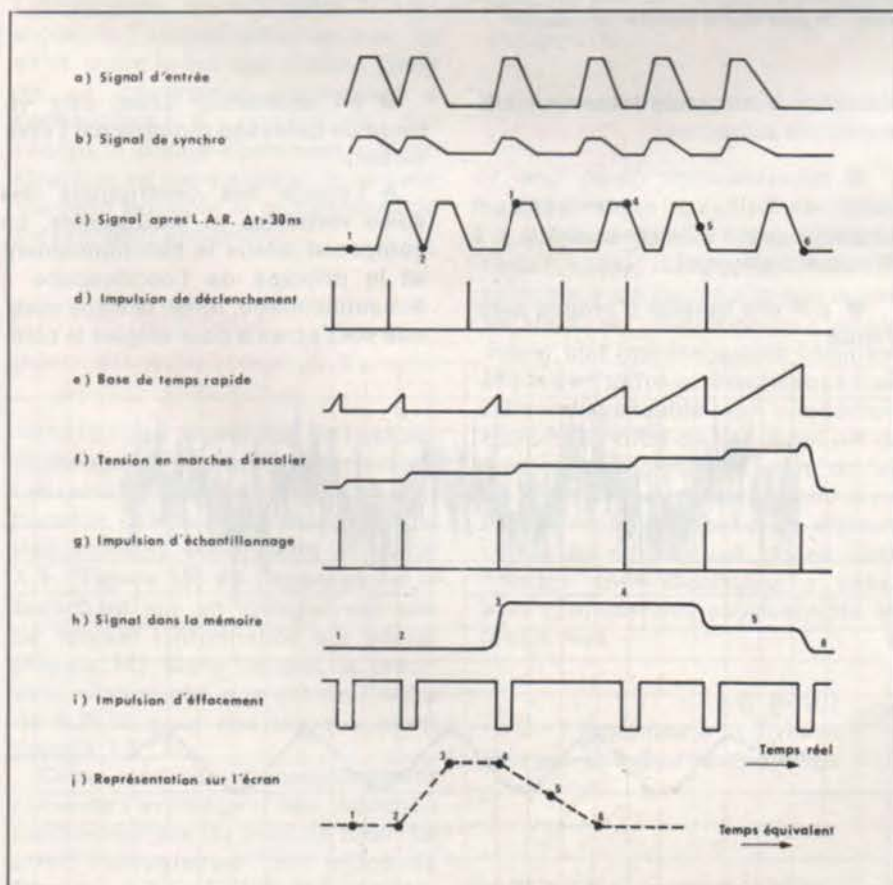


Fig. 12: Diverses formes de signaux dans un oscilloscope à échantillonnage.

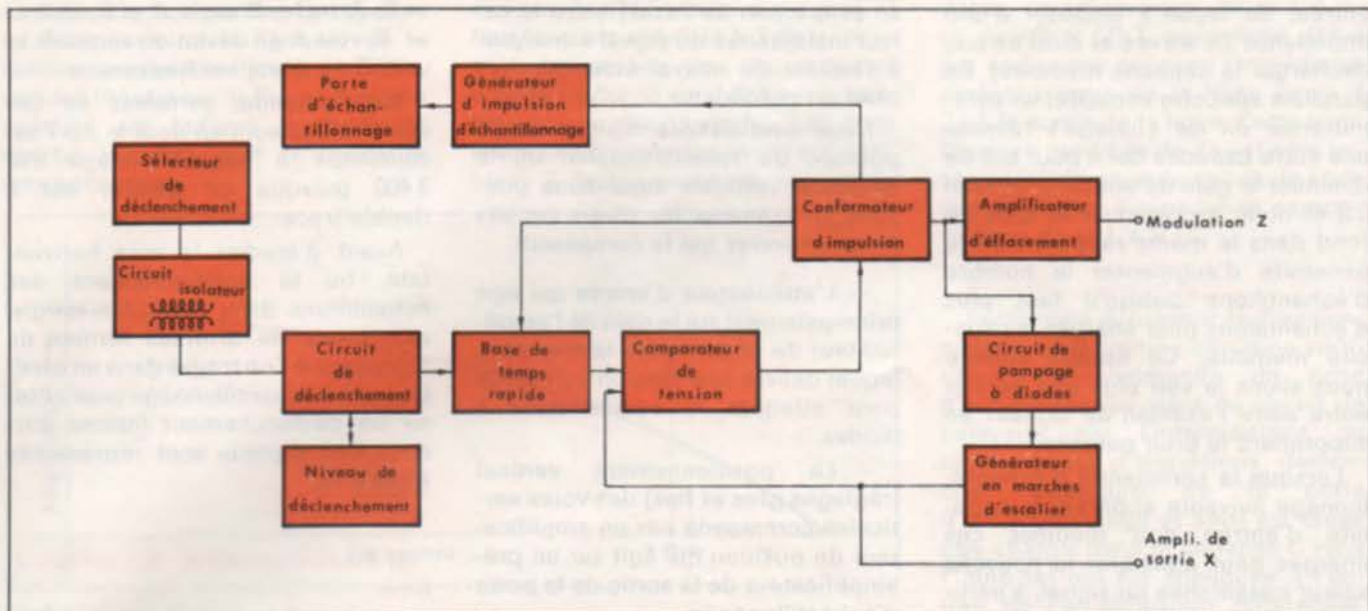


Fig. 13.

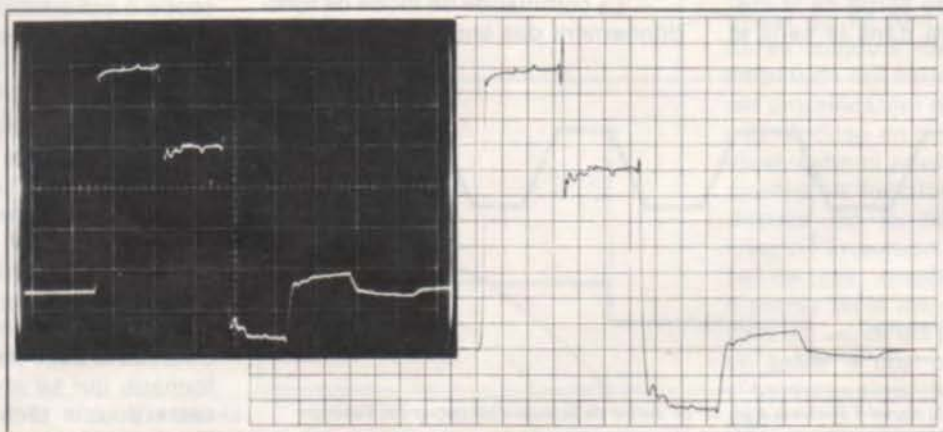


Fig. 14: Illustration de l'enregistrement du signal sur l'écran de l'oscilloscope (à gauche) par une table X.Y. sur papier (à droite). On peut voir la parfaite reproduction.

nage d'ouvrir la porte d'échantillonnage aux fins de prélever une nouvelle information.

Dans le même temps, le conformateur d'impulsions délivre : une information au circuit de pompage à diodes qui a pour but de faire avancer la marche d'un échelon afin qu'il permette la création d'une nouvelle marche d'escalier dont l'amplitude détermine le nombre d'échantillons par cm (variable de 5 à 1 000 pour le PM 3400 de PHILIPS), une autre information au générateur de base de temps qui permet la décharge des condensateurs qui déterminent la pente de la dent de scie et remettent la base de temps au niveau zéro et, enfin, une impulsion d'effacement pour éteindre le spot pendant une courte durée après chaque échantillonnage et pendant le retour de balayage.

Il est à noter que sur le PM 3400, la tension en marches d'escalier délivrée au comparateur de tension peut être remplacée par une tension continue variable ou une dent de scie lente afin de pouvoir créer la

déviations horizontales selon les configurations suivantes :

- manuellement (avec une vitesse de balayage continuellement réglable par l'utilisateur entre 1 à 60 s/par balayage) ;
- par une tension d'origine extérieure ;

- en monocoup (avec une vitesse de balayage réglable par l'utilisateur).

A l'image des descriptions des voies verticales et horizontales, on comprend mieux le fonctionnement et le principe de l'oscilloscope à échantillonnage. Ainsi, la trace obtenue sur l'écran a pour origine la com-

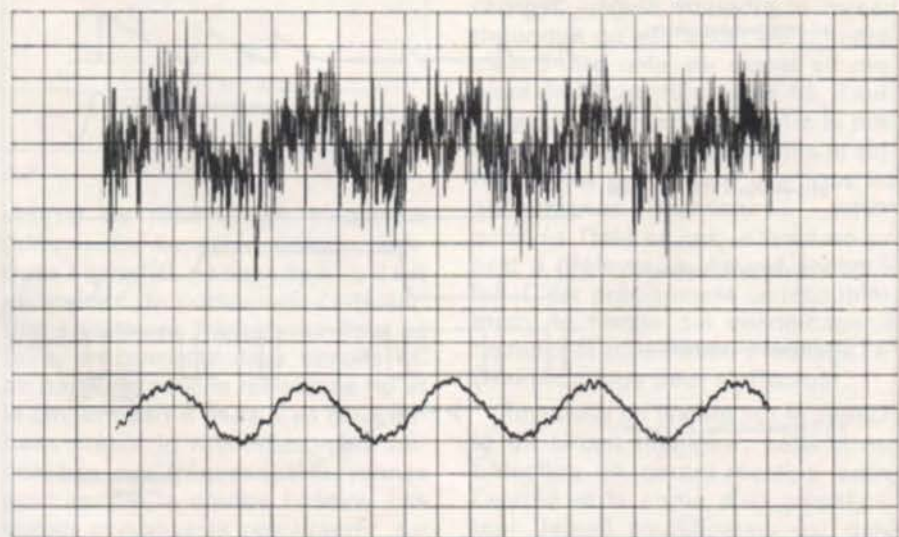


Fig. 15: Extraction d'un signal noyé dans le bruit.

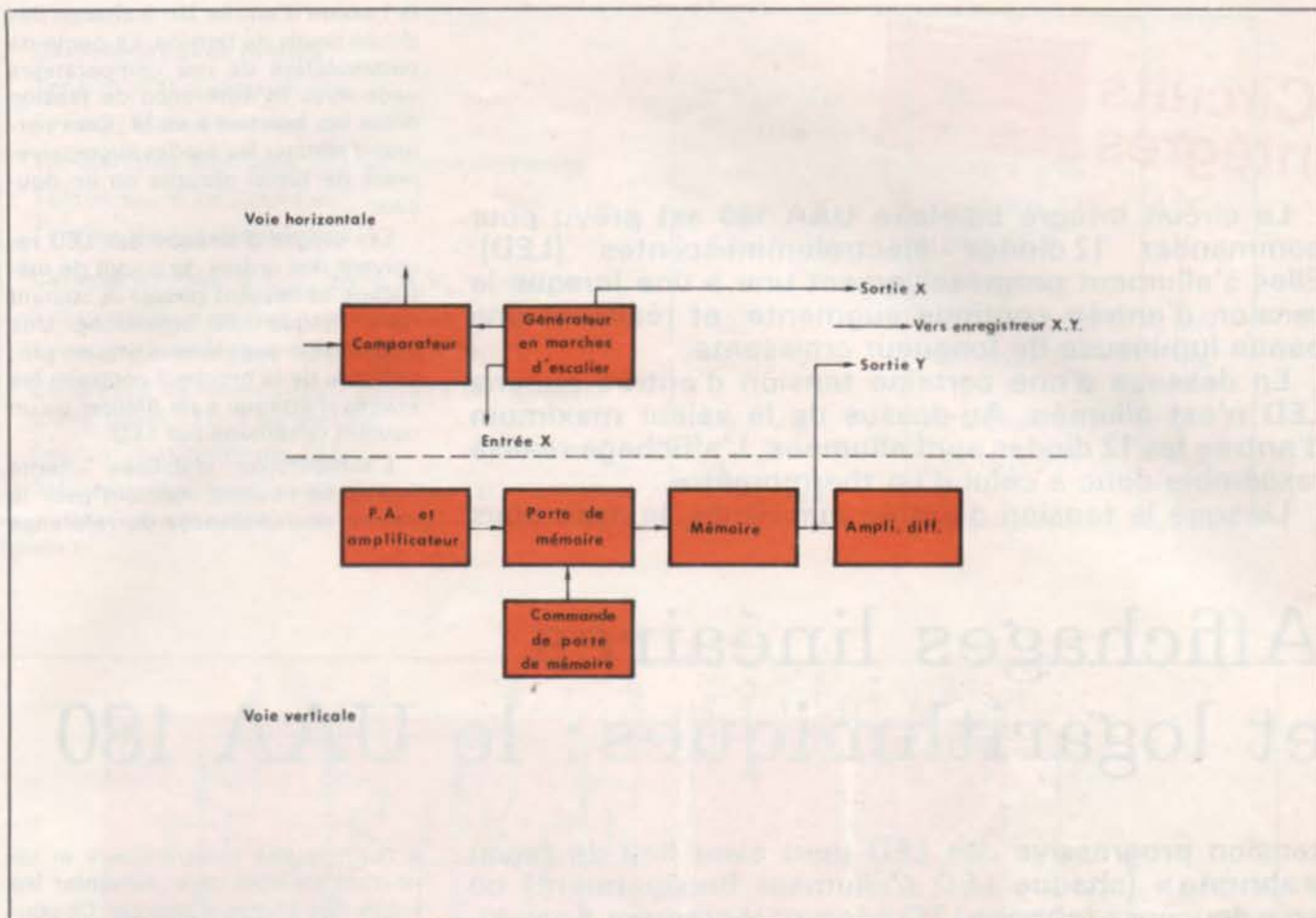


Fig. 16: Synoptique du circuit de sortie X.Y. de l'oscilloscope.

binaison des signaux issus du générateur de marches d'escalier et de l'information stockée dans la mémoire de l'amplificateur vertical. En effet, outre le fait que chaque palier de ce générateur correspond à l'échantillon à positionner sur l'écran, il donne également une instruction au comparateur de tension qui rend possible la programmation du prochain échantillon.

Circuit de sortie pour enregistreur X.Y.

Du fait que le principe de l'échantillonnage comprime apparemment l'ensemble des fréquences, il est possible d'effectuer des mesures très précises en utilisant la sortie X.Y. (Figure 16) de l'appareil en la branchant sur un enregistreur afin de stocker l'information sur papier (Figure 14). Dans ce cas, la précision relative obtenue est de l'ordre de 0,25 % pour des signaux allant jusqu'à 1,8 GHz.

Cette méthode d'enregistrement présente l'avantage d'une réduction supplémentaire du bruit de fond. En effet, l'enregistreur fera office de filtre passe bas. En fait, la commutation de l'oscilloscope en balayage

lent permet de distinguer un signal à 70 dB au-dessous du bruit de fond. (Figure 14) (voir application avec un enregistreur).

Elément de visualisation de l'oscilloscope

Le tube à rayons cathodiques de l'oscilloscope à échantillonnage présenté a été étudié afin que la persistance du luminophore spécial donne une représentation optimale. Mis à part cette caractéristique spéciale indispensable pour une lecture correcte le tube de l'appareil est du type conventionnel. En effet, du fait de la technique utilisée, point n'est besoin de faire appel à un élément rapide ou sophistiqué et ses commandes sont identiques à celles bien connues des oscilloscopes en temps réel.

J.C. BAUD
ingénieur à la division
Science et Industrie de Philips

Circuits intégrés

Le circuit intégré bipolaire UAA 180 est prévu pour commander 12 diodes électroluminescentes (LED). Elles s'allument progressivement une à une lorsque la tension d'entrée continue augmente, et réalisent une bande lumineuse de longueur croissante.

En dessous d'une certaine tension d'entrée aucune LED n'est allumée. Au-dessus de la valeur maximum d'entrée les 12 diodes sont allumées. L'affichage réalisé ressemble donc à celui d'un thermomètre.

Lorsque la tension d'entrée augmente, la mise sous

la tension d'entrée U_{17} à chacun des douze seuils de tension. La pente de commutation de ces comparateurs varie avec la différence de tension entre les broches 3 et 16. Ceci permet d'allumer les diodes successivement de façon abrupte ou en douceur.

Les étages d'attaque des LED reçoivent des ordres du circuit de matricage et laissent passer le courant dans chaque LED concernée. Une information supplémentaire en provenance de la broche 2 contraint les étages d'attaque à ne débiter qu'un courant déterminé par LED.

L'alimentation stabilisée interne fournit un courant constant pour la chaîne de résistances de référence

Affichages linéaires et logarithmiques : le UAA 180

tension progressive des LED peut avoir lieu de façon « abrupte » (chaque LED s'allumant brusquement) ou en « douceur » (chaque LED passant lentement à son intensité lumineuse définitive).

Le domaine de tension à afficher est compris entre deux tensions de référence ajustables.

Le courant maximum par diode, c'est-à-dire l'intensité lumineuse maximum de chaque diode, peut être réduit à moins de 10 mA par une résistance ou un phototransistor pour adapter la luminosité des LED à l'éclairage ambiant.

Il est possible de brancher plusieurs UAA 180 en série. Avec deux circuits intégrés par exemple, on pourra commander 24 diodes.

Pour que l'affichage soit homogène, il est recommandé de n'utiliser que des diodes électroluminescentes de qualité ayant une faible dispersion de leur tension directe.

Principe de fonctionnement du UAA 180

La Figure 1 représente schématiquement le montage interne du UAA 180. On y distingue quatre unités fonctionnelles différentes :

- ① — L'unité de saisie et de traitement de la tension à afficher ;
- ② — Le circuit de matricage ;
- ③ — Les étages d'attaque des diodes LED ;
- ④ — L'alimentation comprenant le circuit de réglage de la luminosité des LED.

L'unité de saisie et de traitement de la tension à afficher repose sur une comparaison entre la tension à afficher donnée à la broche 17 d'une part, et les douze seuils de tension identiques répartis entre les broches 3 et 16 d'autre part.

On applique :

- à la broche 3 : la tension de référence supérieure (lorsque la tension $U_{17} = U_3$ toutes les LED sont allumées)
- à la broche 16 : la tension de référence inférieure (lorsque $U_{16} = U_3$ aucune LED n'est allumée).

Le circuit de matricage compare

à l'entrée des comparateurs et un courant variable pour alimenter les bases des étages d'attaque. Ce courant variable est maximum si la broche 2 n'est pas utilisée. En abaissant le potentiel de la broche 2 on réduit le courant de base des transistors d'attaque des LED. Ceci entraîne une réduction du courant traversant les LED donc une réduction de leur luminosité.

L'alimentation stabilisée interne procure à l'ensemble du circuit une grande immunité aux variations de la tension d'alimentation + V_{cc} . En effet, elle alimente en tensions ou en courants stabilisés d'autres parties du circuit qui ne sont pas représentées en détail sur la Figure 1.

Chaque quartette de LED doit être équipée de LED identiques avec une dispersion des tensions directes inférieures à 1V. Le UAA 180 peut commander par exemple 4 LED vertes et 8 rouges.

Caractéristiques du UAA 180

Elles sont données au tableau 1. Elles sont effectuées sur le montage de la Figure 2. Le potentiomètre P_1 commande la longueur du ruban lumineux. La tension au curseur de P_1 est appliquée à la broche 17 ; c'est la tension d'entrée, celle à afficher.

Le potentiomètre P_2 permet de diminuer l'intensité du courant tra-

Caractéristiques limites			
Tension d'alimentation max.	$+V_{cc} = U_{18}$	18	V
Tension d'entrée max.	U_3, U_{16}, U_{17}	6	V
Température ambiante lors du fonctionnement	T_{amb}	- 25 à + 85	°C
Température de stockage	T_s	- 40 à + 125	°C
Tension de fonctionnement	$+V_{cc} = U_{18}$	10 à 18	V
Caractéristiques à $T_{amb} 25^{\circ}\text{C}$ & $V_{cc} = +12\text{V}$			
Consommation propre (sans courant dans les LED)	I_{18}	5,5 (max 8,2)	mA
Courant d'entrée (pour $U_3 - U_{16} < 2\text{V}$)	I_3, I_{16}, I_{17}	0,3 (max 1)	mA
Différence de tension pour passage en "douceur" d'une diode LED à sa voisine	$U_3 - U_{16}$	0,6 (max 1,5)	V
Courant maximum par LED	I_D	12 (typ. 10)	mA
Tolérance des tensions directes des LED utilisées	$U_D \text{ max}$	1	V

Tableau 1.

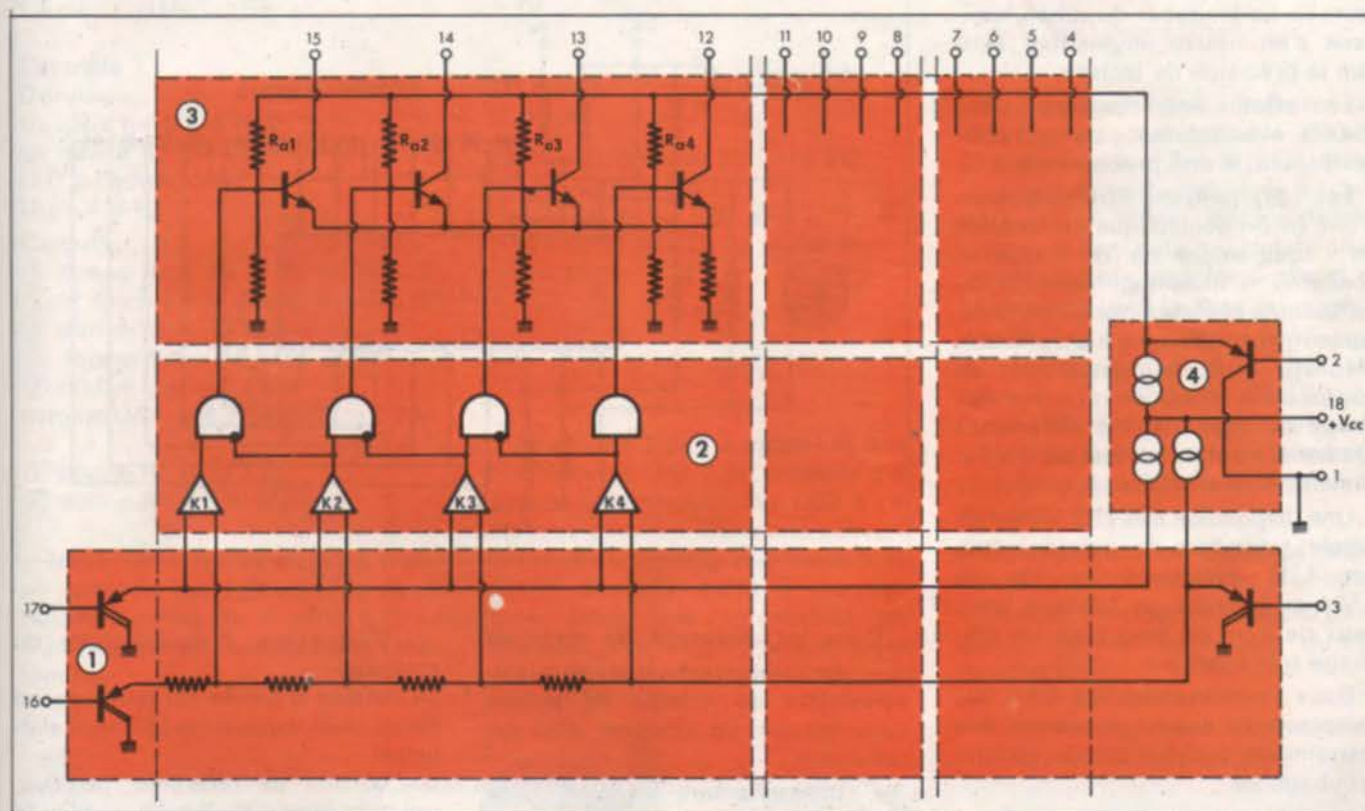
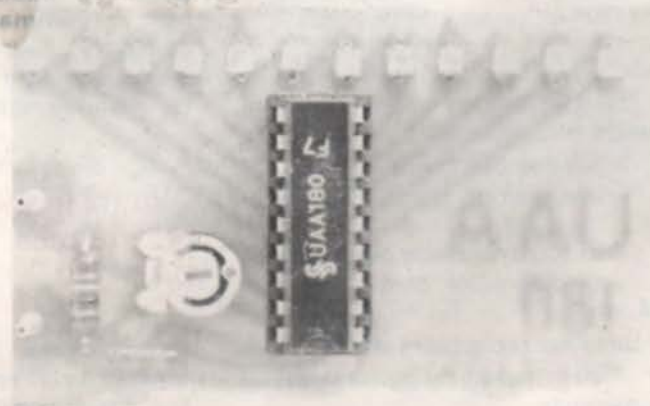


Fig. 1.



versant les LED donc leur luminosité (lorsqu'elles sont allumées, bien sûr, sinon leur courant est nul). Si la luminosité des LED n'a pas besoin de varier, supprimez R_7 (1 M Ω), R_8 (1 k Ω) et P_2 (100 k Ω), vous aurez dans chaque LED allumé un courant maximum et constant de 10 à 12 mA.

Applications du UAA 180

Le UAA 180 permet de réaliser une échelle ou barre lumineuse de longueur variable en fonction d'une tension. Il permet une lecture rapide de paramètres variables et peut donc remplacer un galvanomètre.

La précision est de ± 1 LED sur 12, c'est-à-dire, environ 8 %, ce qui convient à la plupart des affichages qualitatifs. La mise en série de plusieurs UAA 180 est possible (maximum 7). La longueur du ruban lumineux s'en trouve augmentée ainsi que la précision de lecture.

En effet, trois circuits, donc 36 LED, avec tolérance de ± 1 LED, correspond à une précision de 3 %.

Les LED peuvent être disposées d'une façon quelconque en fonction de l'équipement ou de l'appareil concerné. L'utilisation de LED de différentes couleurs (rouges, vertes, jaunes ou oranges et bientôt bleues), offre la possibilité de mettre en évidence des zones d'affichage de significations différentes (domaine interdit, alarme de dépassement, sous-modulation, etc.).

Une disposition des LED en arc de cercle rappellera le galvanomètre. Les LED miniatures au pas de 2,54 mm forment un barreau lumineux de 3 cm de long pour un affichage très compact.

Dans l'automobile, les UAA 180 remplaceront avantageusement des instruments à cadre mobile comme affichage de :

- vitesse ;
- régime de moteur, compte-tours ;
- température de l'eau, de l'huile, du liquide de freins ou d'embrayage...
- niveau du réservoir de carburant.

Dans les postes de radio, amplificateurs ou autoradios :

- échelle des stations ;
- intensité de champs à l'antenne ;
- accord, centrage des stations ;
- modulomètre, niveau de sortie BF, etc.

Dans les récepteurs de TV

- visualisation du paramètre télécommandé.

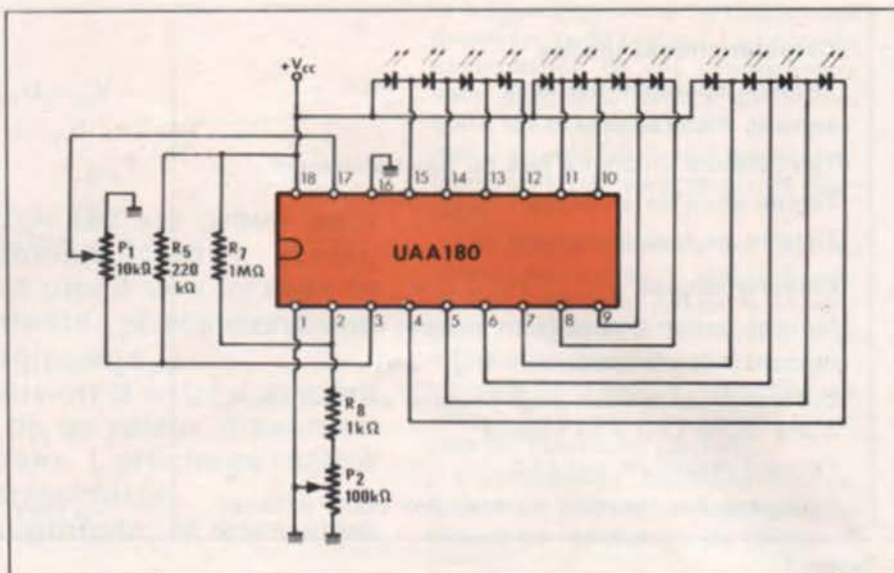


Fig. 2.

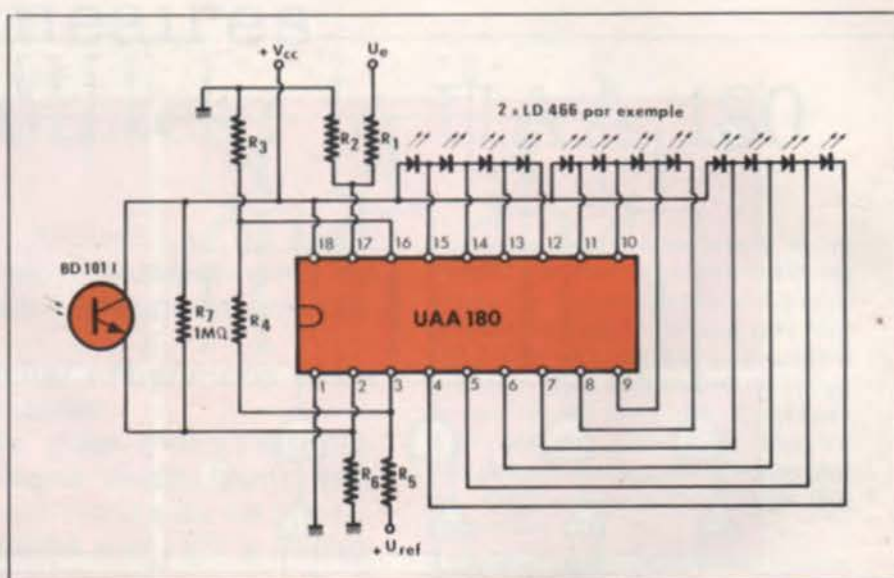


Fig. 3.

Dans les appareils de mesures

- en remplacement de tout galvanomètre ou échelle de lecture avec curseur de variation d'un paramètre.

- conjointement à un affichage numérique pour une saisie qualitative rapide de variations, pour une recherche de maximum, etc.

Dans les postes de commande, salles de machines, sur les pupitres de commandes, dans les ascenseurs, pour illustrer l'évolution d'un paramètre (régime, distance, température, etc.).

Dimensionnement des résistances autour du UAA 180

Nous nous appuyons sur le schéma de la Figure 3. Voici la définition des abréviations utilisées :

+ V_{cc} tension d'alimentation du montage

U_e tension d'entrée du montage en fonction de laquelle les LED vont s'allumer

U_{ref} tension de référence positive, qui peut être + V_{cc} pour simplifier le montage

U_{17} tension d'entrée du circuit intégré en fonction de laquelle les LED vont s'allumer

U_3 tension de seuil supérieur, si $U_{17} = U_3$ toutes les LED sont allumées

U_{16} tension de seuil inférieur, si $U_{17} = U_{16}$ aucune LED n'est allumée

$U_{16/3}$ différence de tension entre U_3 et U_{16}

si $U_{16/3} \cong 1,2$ V passage progressif en douceur d'une LED à l'autre

si $U_{16/3} \cong 4$ V passage abrupt, binaire, d'une LED à l'autre

Conditions à respecter :

- égalité à respecter $R_2 = R_3 + R_4$ (1)

— égalités tirées de l'observation de la Figure 3 :

$$\frac{U_{Ref}}{U_{15/3}} = \frac{R_3 + R_4 + R_5}{R_4} \quad (2)$$

$$\frac{U_{Ref}}{U_{16}} = \frac{R_3 + R_4 + R_5}{R_3} \quad (3)$$

$$U_3 = U_{17 \max} = U_{e \max} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4)$$

(Dans le cas où toutes les LED sont allumées)

$\frac{U_{Ref}}{R_3 + R_4 + R_5} = I_R$ = courant dans les résistances R_3, R_4, R_5

Prendre I_R = environ $100 \mu A$, d'où

$$R_3 + R_4 + R_5 (k\Omega) = 10 U_{Ref} (V) \quad (5)$$

$$\frac{U_{e \max}}{U_{e \min}} = \frac{U_3}{U_{16}} = \frac{R_4 + R_3}{R_3} \quad (6)$$

Exemple 1

Données : $+V_{cc} = U_{Ref} = 16 V$

U_e varie de $4 V$ à $18 V$

on désire un passage abrupt d'une LED à l'autre, donc

$U_{16/3} = 4 V$

Calculs :

⑤ donne $R_3 + R_4 + R_5 = 160 k\Omega$

② et $U_{16/3} = 4 V$ donne $R_4 = 39 k\Omega$

⑥ donne $R_3 = 12 k\Omega$

⑤ donne $R_5 = 110 k\Omega$

③ donne $U_{16} = 1,2 V$

comme $U_{16/3} = 4 V$ donc $U_3 = 5,2 V$

① donne $R_2 = 51 k\Omega$

④ donne $R_1 = 120 k\Omega$

Nota : Dans toutes ces opérations on arrondit les valeurs des résistances à celles de la série E 12 ou E 24 (valeurs normalisées des résistances).

Exemple 2

Si U_e part de $0 V$ et ne dépasse pas $6 V$ on peut négliger R_3 et R_1 ($R_1 = R_3 = 0$)

Données : $+V_{cc} = 15 V$

$U_{Ref} = U_{e \max} = 5 V$ (donc $R_5 = 0$)

U_e varie de $0 V$ à $5 V$

on désire un passage abrupt d'une LED à l'autre $U_{16/3} = 4 V$

Calculs :

$R_3 = 0$ donne $U_{16} = 0 V$ (broche 16 à la masse)

comme $R_1 = 0$, $U_{e \max} = 5 V$ donne

$U_3 = 5 V$

et l'on trouve enfin $R_2 = R_4 = 51 k\Omega$

Exemple 3

Données : $+V_{cc} = U_{e \max} = U_{Ref} = 18 V$

U_e varie de $3 V$ à $18 V$

on désire un passage en douceur d'une LED à l'autre d'où $U_{16/3} = 1,2 V$

Calculs : ① et $U_{e \max} = U_{Ref}$ donne $R_1 = R_5$

$$\textcircled{2} \text{ donne : } \frac{R_3 + R_4 + R_5}{R_4} = \frac{18}{1,2}$$

ceci et ⑤ donnent $R_4 = 12 k\Omega$

⑥ donne $R_3 = 2,4 k\Omega$

⑤ donne $R_5 = 166 k\Omega = R_1 \approx (120 k\Omega + 47 k\Omega)$ en série

① donne $R_2 = 15 k\Omega$

Réglage de la luminosité

La broche 2 sert à ajuster le courant dans les LED. Il est possible d'adapter la luminosité des LED à l'éclairage ambiant. Dans une obscurité totale ou partielle une faible luminosité des LED suffit à leur lecture. Dans une automobile par exemple, une trop forte luminosité d'une des échelles lumineuses peut

être gênante pour le conducteur. Au contraire, en plein soleil, on désire que l'échelle ait une forte luminosité et un bon contraste.

La Figure 3 montre un exemple simple de régulation de la luminosité des LED grâce à un phototransistor BP 101/I de SIEMENS. Dans l'obscurité $I_{LED} = 5 mA$ et augmente jusqu'à $10 mA$ en pleine lumière.

En effet, pour une lumière ambiante qui augmente, le phototransistor conduit un courant croissant, ce qui élève le potentiel de la broche 2.

Si la broche 2 est inutilisée, il s'établit un courant constant maximum de $10 mA$ dans chaque LED allumée.

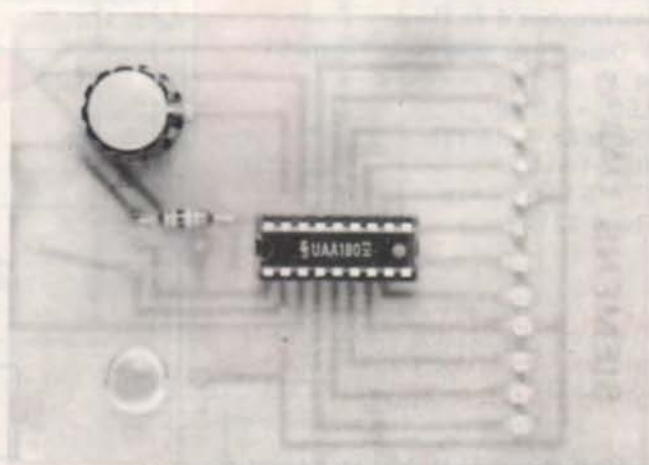
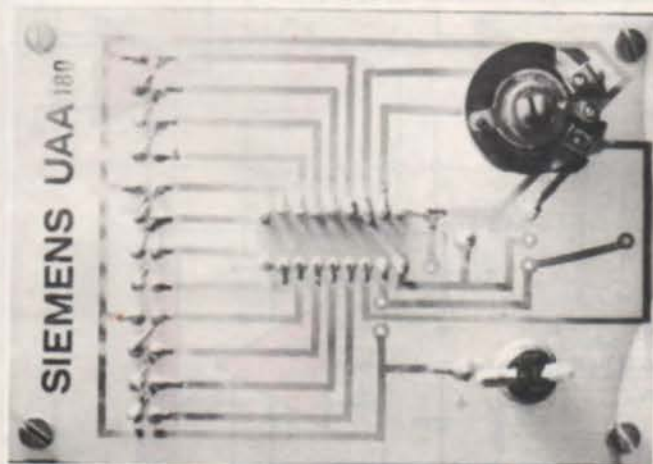
Branchement de plusieurs UAA 180 en série

Le montage en cascade de ces circuits intégrés est possible jusqu'à 7 unités, c'est-à-dire 84 LED. Nous vous signalons toutefois qu'au-delà de $3 \times UAA 180$ le montage devient délicat et demande des potentiomètres d'ajustage pour les seuils et de la patience pour la mise au point.

La Figure 4 vous donne le principe de branchement de $2 \times UAA 180$ pour la commande de 24 LED. La tension d'entrée à afficher varie de 0 à $6 V$ dans cet exemple ; elle est appliquée en parallèle aux broches 17 des deux circuits.

On appliquera les règles de calcul des résistances énoncées plus haut.

Le seuil haut du 1er UAA 180 (broche 3) est le seuil bas du 2e (broche 16)



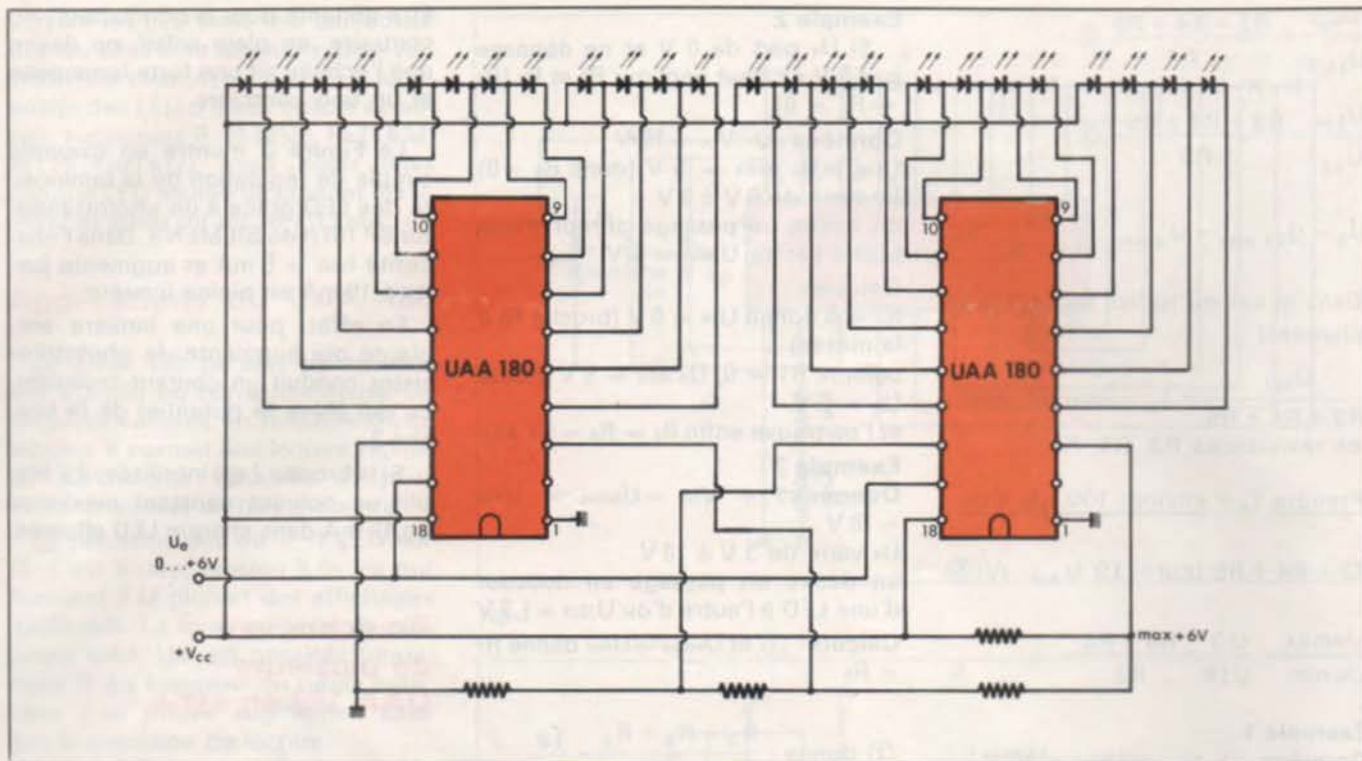


Fig. 4.

Application du UAA 180 pour de plus forts courants dans les LED ou pour la commande de petites lampes

Le circuit ne pouvant débiter que 10 mA par LED allumée, il est nécessaire d'utiliser des transistors supplémentaires (1 par LED) que l'on branchera comme à la Figure 5. R et P servent à l'ajustage du courant, les transistors seront des BC 308 ou BC 328 suivant le courant demandé (maximum 100 mA pour les LED). Seul le premier quartette de sorties est représenté, ce montage se répétant 2 fois de façon identique entre les broches 4 et 11.

Dans l'exemple de la Figure 5 :

- + V_{cc} = 12 V
- LED = LD 50
- Diode D = BA 127
- R = 1 k Ω
- P = 5 k Ω
- R_v = 22 Ω

Modulomètre ou vu-mètre avec le UAA 180

L'affichage de la tension de sortie d'un amplificateur de puissance ne nécessite que peu de composants annexes. Le condensateur C₁ élimine la composante continue du signal BF et la diode D₁ court-circuite la composante négative. Le diviseur

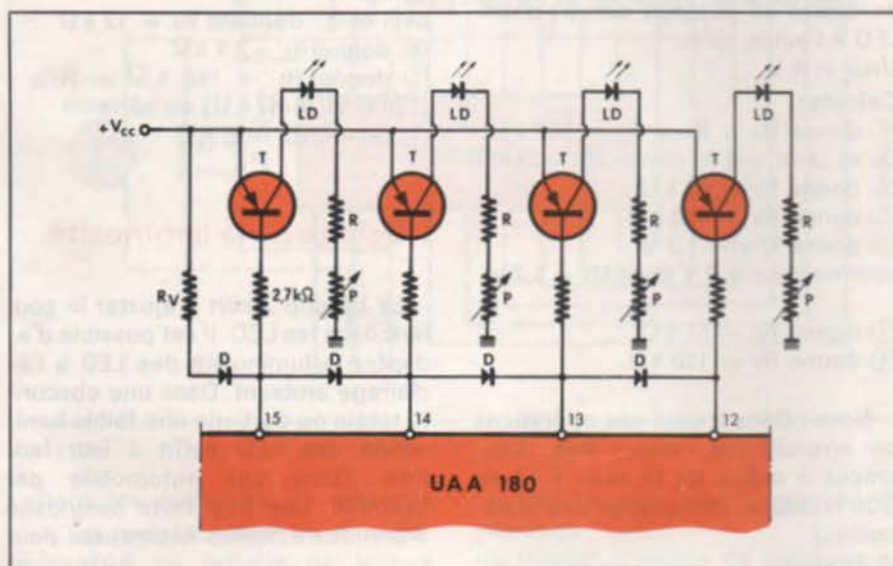


Fig. 5.

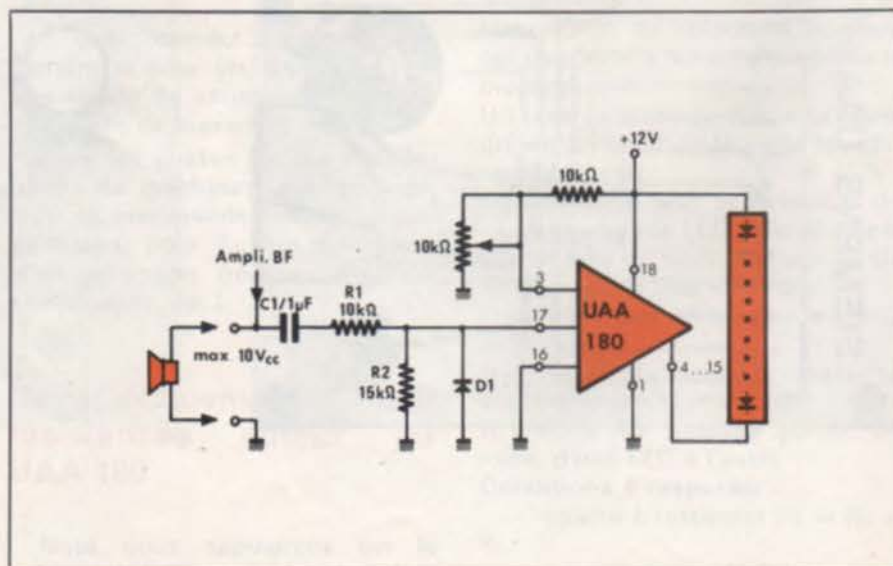


Fig. 6: Vu-mètre branché à la sortie d'un amplificateur de puissance BF

R_1/R_2 limite les signaux d'entrée à 6 V crête, valeur maximum supportée par le UAA 180 (voir Figure 6).

Un tel « VU-METRE » se distingue par une excellente visibilité et une absence totale d'inertie. Des LED de différentes couleurs permettent de séparer un domaine de tensions BF « normales » d'un domaine avec danger de saturation.

Jauge d'essence

Le montage de la Figure 7 convient aux jauges d'essence pour automobiles et en général à l'affichage de l'état de remplissage d'un réservoir de carburant d'huile de chauffage, etc.

Le capteur est un plongeur agissant sur le curseur d'un potentiomètre. Une fraction variable de la tension U_3 appliquée au potentiomètre est disponible au curseur, elle indique l'état de remplissage du réservoir. U_3 est la tension de référence maximum pour le UAA 180. Lorsque le réservoir est vide, le curseur est au potentiel nul ; c'est la tension de référence minimum pour le UAA 180 (broche 16 à la masse).

La différence de tension entre les broches 3 et 16 ne doit pas excéder 6V, on choisira donc une diode ZENER de tension U_z telle que
 $1,2 \text{ V} < U_z < 6 \text{ V}$

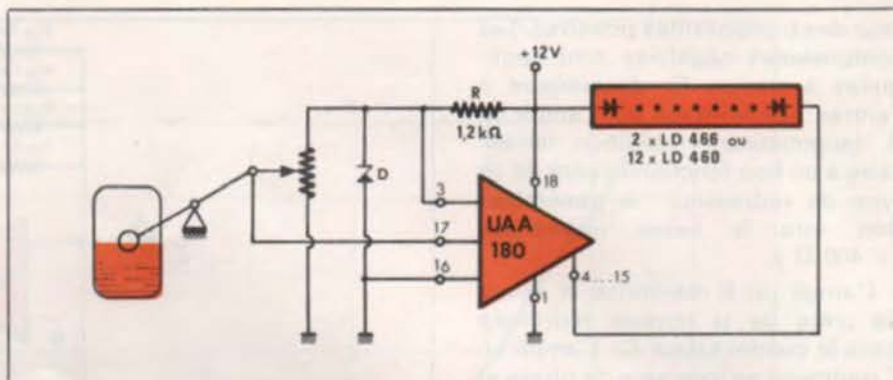


Fig. 7: Jauge d'essence pour automobile avec le UAA 180.

Pour déclencher une alarme lorsque le réservoir est presque vide, on remplacera une LED par un photocoupleur. Ce composant est capable de commander un thyristor ou un relais pour enclencher une pompe de remplissage.

Voltmètre BF à affichage logarithmique de 30 mV à 1,4 V

Le circuit intégré UAA 180 allume progressivement 12 LED linéairement en fonction d'une tension d'entrée. Certaines applications comme les voltmètres pour signaux basse fréquence nécessitent un affichage logarithmique ; leurs applications sont les indicateurs de niveau

(modulomètres ou vu-mètres) pour enregistreur à cassettes et bandes magnétiques, les amplificateurs de puissance, les tables de mixage et autres équipements électro-acoustiques. Les deux montages présentés ci-dessous conviennent aussi au circuit intégré UAA 170 qui ne donne qu'un point lumineux mobile en fonction de la tension au lieu du ruban lumineux de longueur variable qu'offre le UAA 180.

Le voltmètre représenté à la Figure 8 possède une caractéristique logarithmique par approximation. Le circuit intégré TAA 4761 A (ou TAA 4765 A) de SIEMENS contient dans le même boîtier et sur une même pastille de semiconducteur quatre amplificateurs opérationnels ayant chacun une fonction différente. L'ampli op A fonctionne en redres-

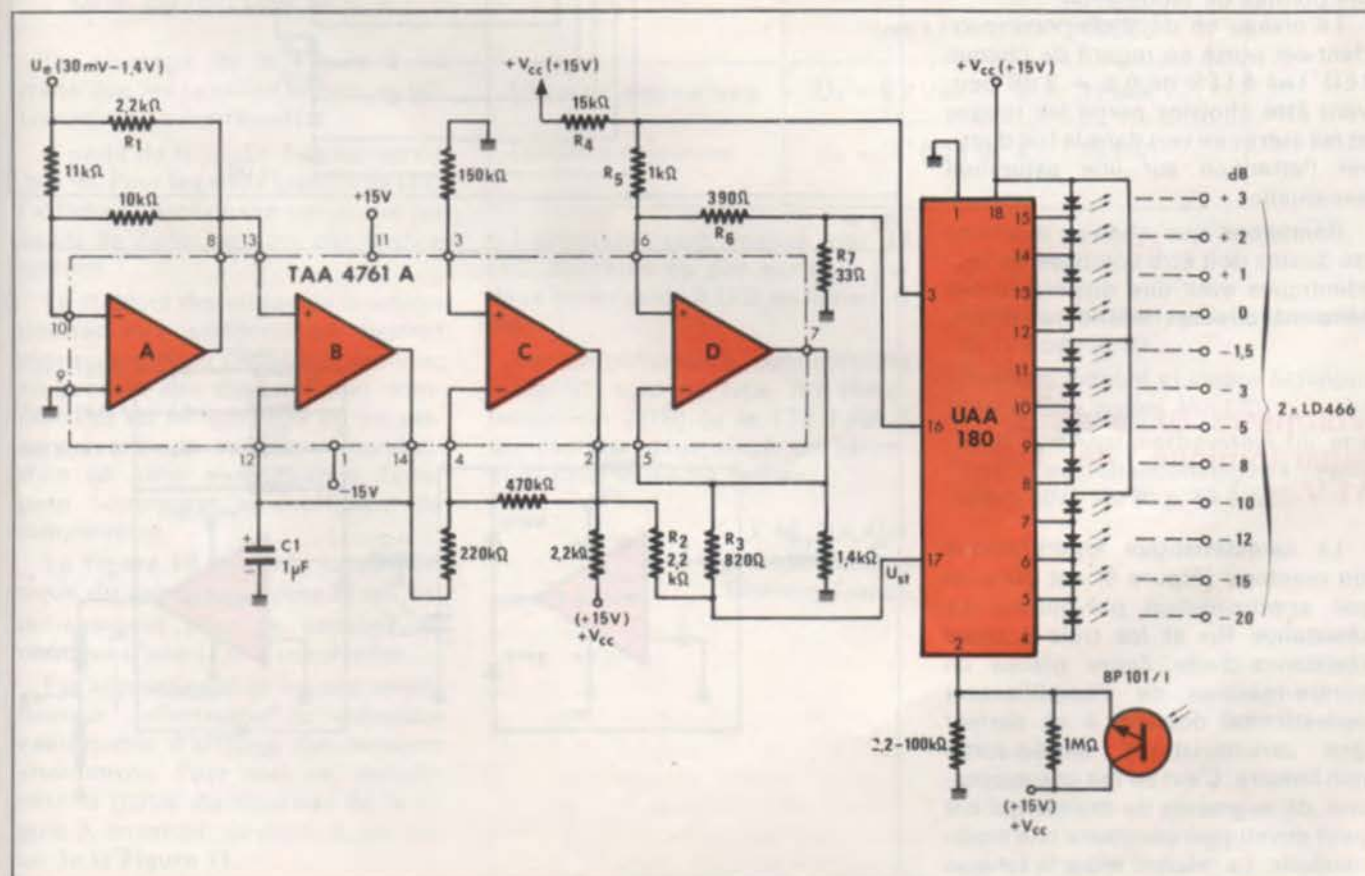


Fig. 8.

seur des composantes positives. Les composantes négatives sont appliquées à travers R_1 directement à l'entrée non inversée par l'ampli op B. (sommateur). Condition nécessaire à un bon fonctionnement de ce type de redresseur: le générateur doit être à basse impédance ($< 400 \Omega$).

L'ampli op B mémorise la valeur de crête de la tension redressée dans le condensateur C₁. L'ampli op C fonctionne en inverseur de phase et adapte la tension de l'UAA 180 tandis que l'ampli op D sert de charge non linéaire pour obtenir une caractéristique approximativement logarithmique. La tension au point commun des résistances R₂ et R₃ est appliquée à l'entrée du UAA 180 broche 17; la tension de seuil supérieur est au point commun de R₄ et R₅ (broche 3), le seuil inférieur (broche 16) au point commun de R₆ et R₇.

Le phototransistor BP 101/I adapte la luminosité des LED à la lumière ambiante.

Ce montage est alimenté par $\pm V_{CC} = \pm 15V$ (avec la masse à 0 V)

A droite du UAA 180, sur la Figure 8, 12 LED s'allument progressivement si la tension alternative d'entrée croît de 30 mV à 1,4 V. Ce ruban lumineux ne présente pas d'inertie contrairement à l'aiguille d'un galvanomètre et retranscrit donc toutes les pointes de modulation.

Le niveau en décibels correspondant est porté en regard de chaque LED. Les 4 LED de 0 à + 3 dB peuvent être choisies parmi les rouges et les autres en vert dans le but d'attirer l'attention sur une saturation éventuelle.

Rappelons que chaque quartette de diodes doit être composé de LED identiques avec une dispersion des tensions directes inférieures à 1 V.

Voltmètre BF à affichage logarithmique de 0,2 à 11 V_{eff.}

La caractéristique logarithmique du montage (Figure 9) est obtenue par approximation polygonale. La résistance R_{21} et les trois couples résistance-diode Zener placés en contre-réaction de l'amplificateur opérationnel donnent à ce dernier une caractéristique entrée-sortie non linéaire. C'est en fait une succession de segments de droites qui ont pour enveloppe commune une exponentielle. La relation entre la tension de sortie U_s et celle d'entrée U_e s'écrit :

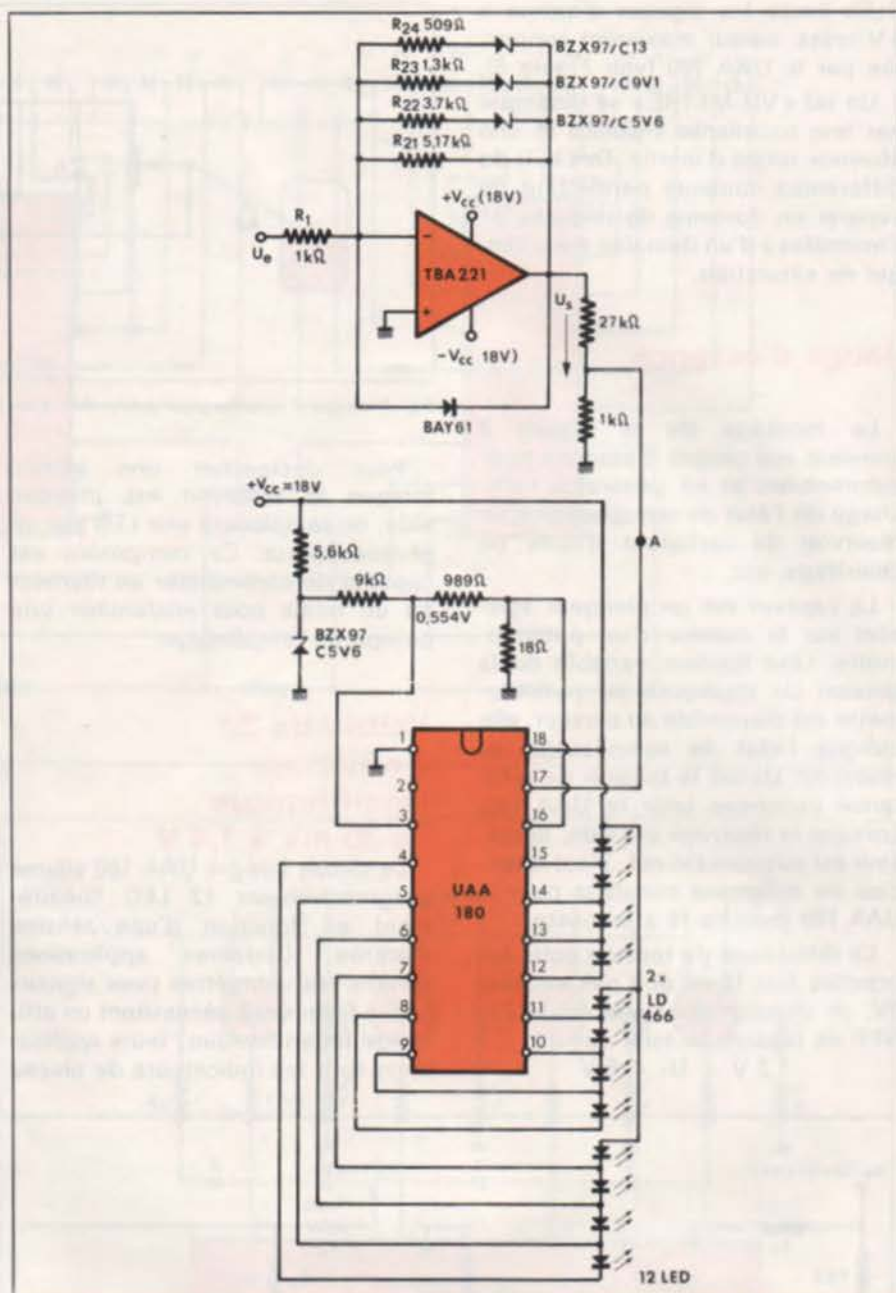


Fig. 9.

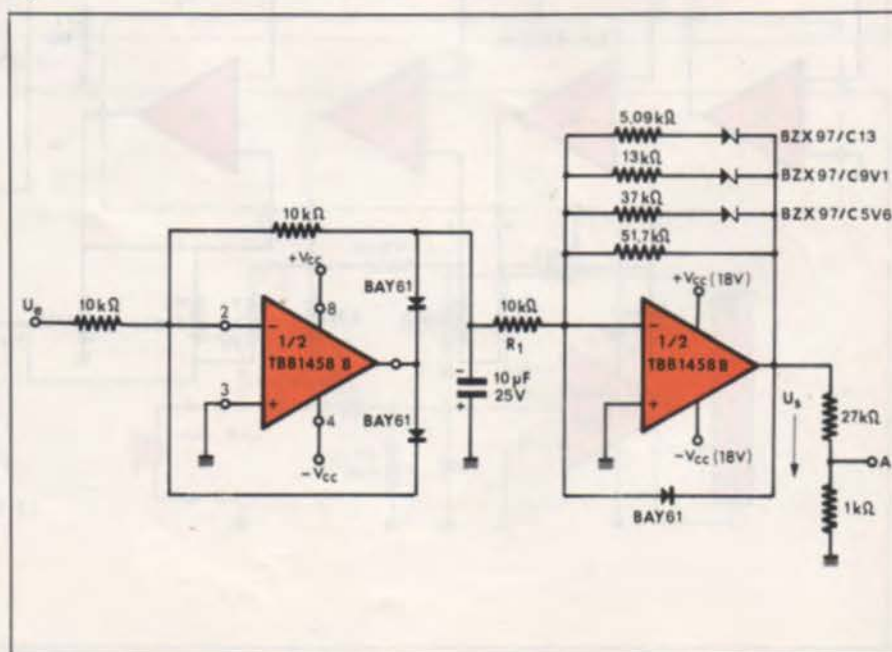


Fig. 11.

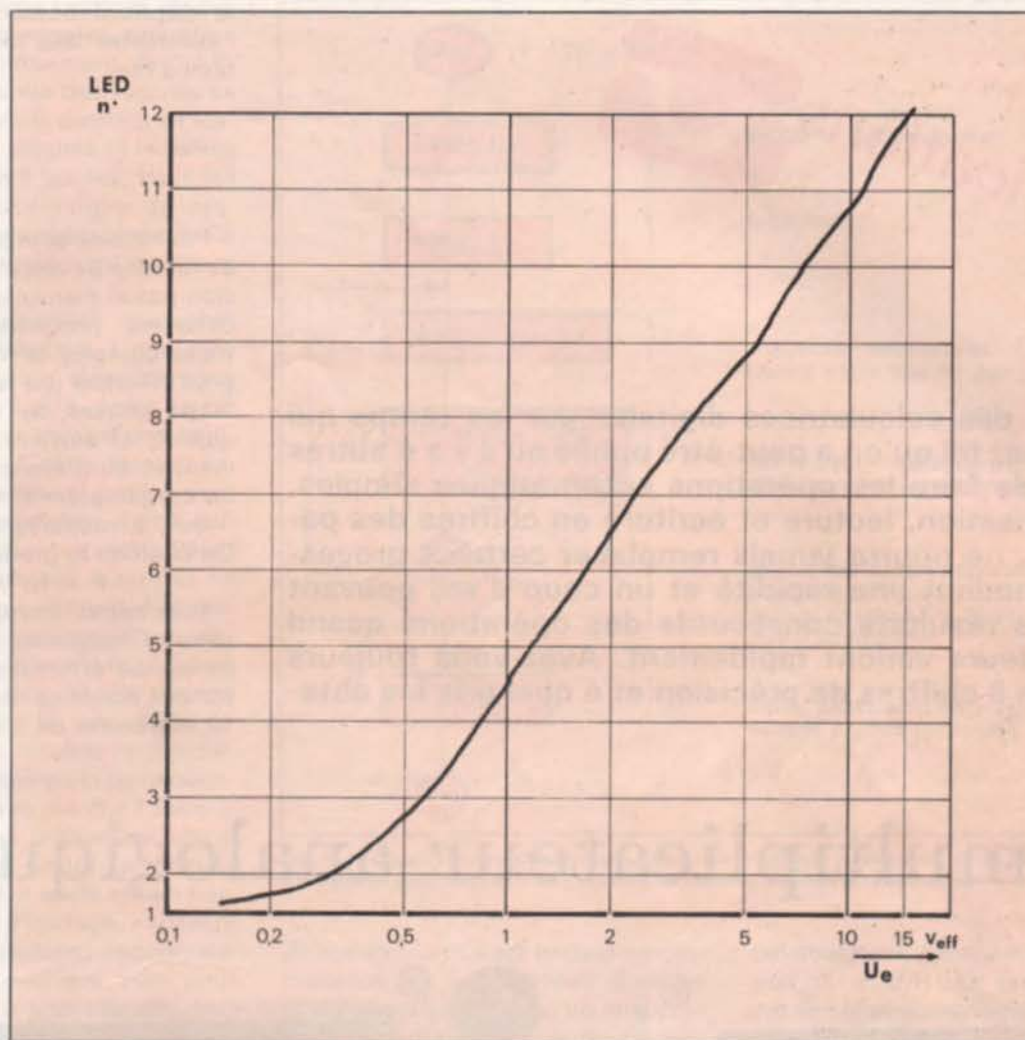


Fig. 10.

$$U_s = \log(U_e) \text{ pour } U_e < 0$$

Le montage de la Figure 9 ne traite que les tensions négatives (alternatives ou continues).

A partir de la 3e LED l'erreur est de $\pm 4\%$. Pour les deux premières LED l'affichage est linéaire parce que les seuils de Zener ne sont pas encore atteints.

La stabilité thermique du montage pourrait être améliorée en mettant plusieurs diodes Zener en parallèle, en prenant des diodes Zener compensées en température ou en plaçant une diode au silicium conductrice en série avec chaque Zener pour compenser le coefficient de température.

La Figure 10 donne la caractéristique du montage (Figure 9) qui est dimensionné pour un passage en douceur d'une LED à la suivante.

Par adjonction d'un second amplificateur opérationnel le voltmètre est capable d'afficher des tensions alternatives. Pour cela on remplacera la partie du montage de la figure 9, en amont du point A, par celui de la Figure 11.

Ce redresseur à deux alternances modifie la sensibilité du voltmètre.

	1ere LED	12e LED
Tensions alternatives	$U_e = 0,2 V_{eff}$	à $11 V_{eff}$
Tensions continues	$U_e = + 0,28 V$	à $15,5 V$

L'affichage sera réalisé par 12 LED discrètes ou par exemple par deux modules de 6 LED en ligne (LD 466).

Les amplificateurs opérationnels SIEMENS sont de type 741 (Référence TBA 221B) ou le TTB 1458 B qui contient deux ampli op identiques dans le même boîtier.

J.-M. ZULAUF
Ing. d'applications
Siemens France

Bibliographie

Siemens manuel « Schaltbeispiele 76/77 » pp. 94-99.

Siemens manuel « Lineare Schaltungen 76/77 » pages 163-170.

Wolf J. « Ansteuerbaustein für analoge Leuchtbandanzeigen » Funkschau 1975 N° 20 p. 54 à 56.

le dispositif possède pratiquement l'exclusivité des multiplications en temps réel.

Principe

Pour mieux apprécier ses qualités de rapidité de calcul (pour une précision pas si mauvaise), voici d'abord comment procèdent les calculatrices digitales et microprocesseurs pour effectuer une multiplication :

Les choses se passent en séquence et suivant un plan savamment établi d'avance, qu'on appelle un « organigramme ».

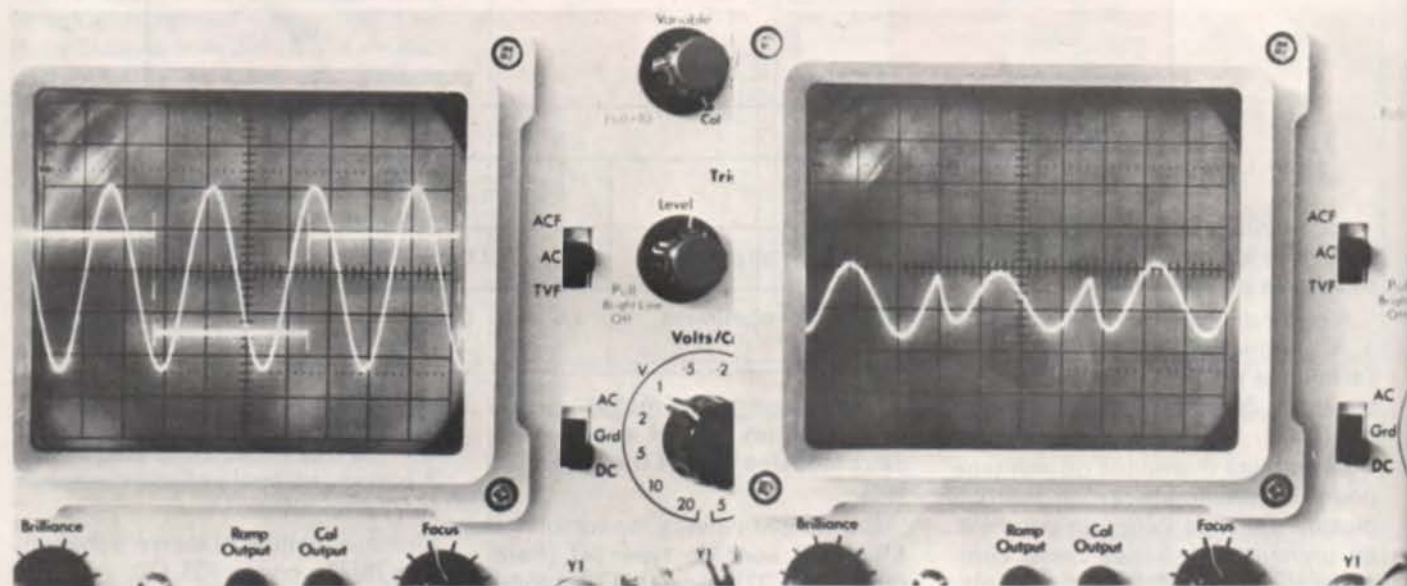
Soit à multiplier deux nombres. On cherche le produit :

$$P = N_1 \times N_2$$

Pour mieux suivre, oublions le binaire et imaginons que la machine puisse effectuer des opérations sur des nombres décimaux, en base 10, autrement dit à chiffres allant de

Le boom des calculatrices digitales par les temps qui courent est tel qu'on a peut-être oublié qu'il y a d'autres moyens de faire les opérations arithmétiques simples. La digitalisation, lecture et écriture en chiffres des paramètres, ne pourra jamais remplacer certains processus demandant une rapidité et un coup d'œil pouvant suivre les résultats consécutifs des opérations quand les grandeurs varient rapidement. Avez-vous toujours besoin de 8 chiffres de précision et à quel prix les obtenez-vous ?

Le multiplicateur analogique



Le circuit, que voici, profite de règles très simples de la théorie des circuits et réalise des multiplications à 1% de précision à une rapidité que seuls les microprocesseurs en bit-slice, utilisés dans les fusées militaires, (les plus rapides existants au monde), peuvent réussir. Le temps d'une multiplication est inférieur à une microseconde !

Après une comparaison entre une multiplication digitale, par les techniques binaires, et la multiplication analogique, nous vous proposerons une série d'applications de cette dernière technique :

— Modulation d'amplitude sans dis-

torsion, par multiplication ;

— Calculateur analogique de produit (à lecture sur un simple volt-mètre indicateur) ;

— Calculateur de racine carrée ;

— Doubleur de fréquence, utilisable dans les liaisons interphone par courants porteurs dans les lignes du réseau 220 V ;

— Contrôle automatique (électronique) de gain dans les chaînes HI-FI et autres installations sonores ;

— Indicateur de puissance pour oscilloscope, par multiplication des traces et indication directement en watts/division.

Comme vous pouvez le constater

0 à 9 pour chaque position. Ces chiffres peuvent avoir autant de décimales que l'on veut. Sans souci de la virgule, pour commencer, on prend tous les chiffres tels quels et par la technique qu'on a appris à l'école, on cherche d'abord les chiffres du résultat.

Parmi toutes les techniques possibles et imaginables, nous avons choisi pour notre exemple la plus simple, empruntée aux boschimans d'Afrique : additionner autant de fois l'un des chiffres par lui-même que l'indique le second chiffre.

L'organigramme résultant est porté sur la figure 1. Nous ne nous

sommes pas encore occupés du positionnement des virgules, opération de simple dénombrement des chiffres situés à la droite des virgules en entrée pour établir la position en sortie. Ces phrases simples et le temps que vous perdez à les lire, vous les répéterez quand il s'agira de programmer votre microprocesseur. Ce n'est pas facile mais, au contraire essentiel.

Deux cases-mémoire serviront d'auxiliaires de service. L'une sera un compteur qu'on décrémentera de un à un jusqu'à zéro, après l'avoir chargé à la valeur de l'un des nombres à multiplier. L'autre sera un accumulateur dans lequel petit à petit se constituera le produit. Soit à calculer 33×12 . Au commencement on met l'accumulateur à zéro et on charge 12 dans le compteur. A la première addition l'accumulateur devient égal à zéro (ce qu'il était avant) plus 33, c'est-à-dire 33. Au second tour, on obtiendra 66, etc. A 396 on s'arrête. C'est le résultat recherché.

A quel prix en temps et en circuiterie a-t-on obtenu ce résultat ? Supposons que chaque instruction prend un même temps uniforme : disons deux « cycles ». Un cycle est un battement de cœur d'horloge, existante dans tous les systèmes séquentiels synchrones. A première vue, pour aller du « début » à la « fin », il faudrait compter six pas, donc douze cycles. En réalité le temps en cours de route s'allonge, car N_2 , c'est-à-dire le nombre de fois qu'on répète les opérations peut être très grand et nous obliger à refaire le parcours N_2 fois. Donc on ne peut pas prévoir à l'avance le temps que prendra un programme, à moins d'avoir une idée précise des données qu'il aura à « macher ». Pour 33×12 nous avons compté environ 78 cycles d'horloge, en considérant qu'une instruction ou un pas du programme, quel qu'il soit, prend uniformément deux cycles. En réalité, les choses sont plus défavorables encore, car un branchement peut prendre un, deux ou trois cycles d'horloge selon la distance et la règle qui régit le saut, etc. Un super-microprocesseur, comme l'année 77 en verra sûrement la naissance, tourne avec une horloge à 5-6 MHz, c'est-à-dire avec environ 200 ns de période. $78 \times 0,2 = 15,6 \mu s$. L'opération prendra au moins $15,6 \mu s$, rien que pour le calcul. Pour avaler la donnée qu'on rentre par le clavier et pour nous l'afficher, il en faut, soyons généreux, encore autant. Nous obtenons donc une opération complète en quelque 30 μs .

Le circuit que nous vous proposons effectuée pendant ce temps-là

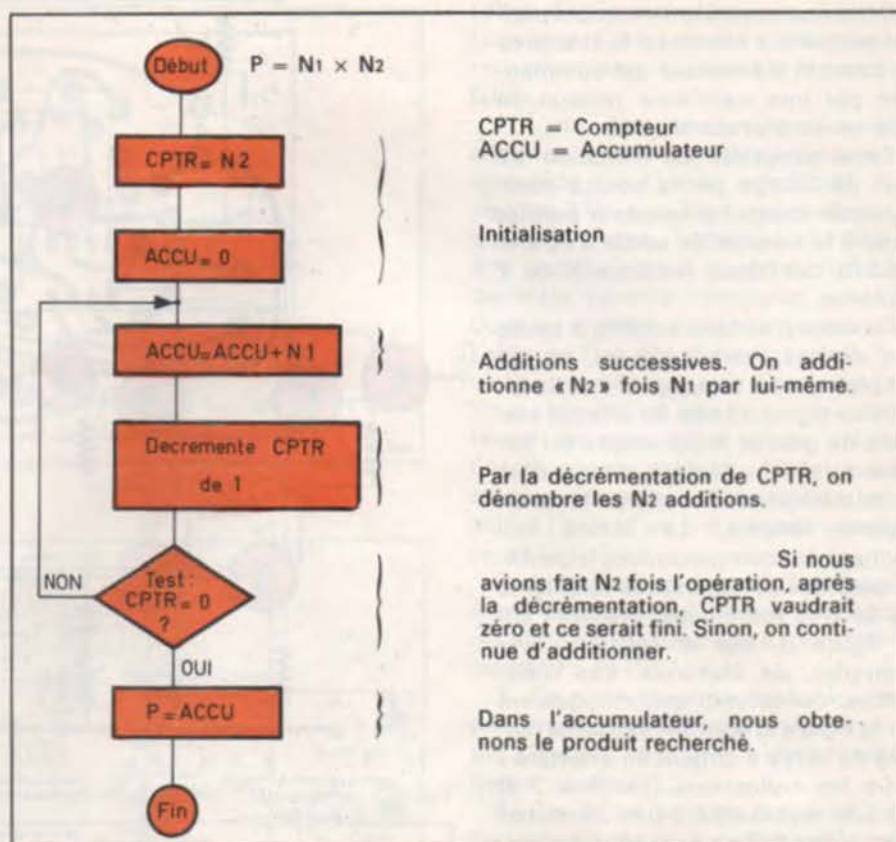


Figure 1 : Organigramme d'un produit obtenu par additions successives. La « cuisine » des positions des virgules décimales n'y figure pas, mais ce n'est qu'une convention.

30 opérations et il est braqué en permanence sur les données d'entrée et sur la sortie, alors qu'un misoprocésseur demanderait pendant l'opération de calcul à ne pas être dérangé, dévalidant toute interruption possible et se coupant du monde environnant.

Un transistor d'allumage électronique de voiture claque en second claquage en moins de 2 à 3 μs . Pour observer la pointe de puissance qui l'a tué sur un écran d'oscilloscope il n'y a qu'un moyen actuellement : celui qui suit...

Le nombre d'opérations simples d'arithmétique que l'électronique la plus élémentaire puisse réaliser est important : prenez par exemple la loi d'Ohm. $U = RI$. C'est une multiplication toute terminée. Installez tel courant et telle résistance par deux boutons gradués en divisions dans un circuit et un voltmètre aux bornes vous indiquera la valeur du produit. Oubliez les volts, ce sont les chiffres

qui comptent. Vous aimeriez la division ? $I = U/R$! Le procédé est le même. Malheureusement, les bons potentiomètres qui acceptent aussi une commande électrique du curseur pour automatiser les opérations, sont hors de prix. Or, le produit entre deux courants (ou entre un courant et une tension) est une affaire très délicate. Seuls les instruments électrodynamiques, à deux bobines peuvent dévier sous l'influence du produit et la mécanique fine s'y attachant est prohibitive.

Le circuit électronique qui résoud le problème (au moins l'un des circuits possibles), est celui de la figure 2. Le gain en tension (entre la tension à l'un des collecteurs si on y accrochait une résistance de collecteur R_C et la tension appliquée entre les bases), vaut :

$$G_u = \frac{\beta R_C}{2 h_{11}} = \frac{e_s}{X}$$

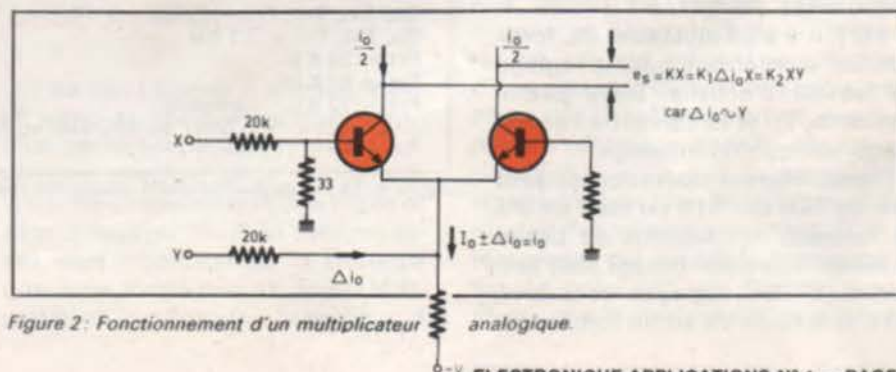


Figure 2 : Fonctionnement d'un multiplicateur analogique.

Or, h_{11} est inversement proportionnel au courant émetteur. Si la source de courant d'émetteur est commandée par une deuxième tension, le gain en sera proportionnel.

Cette propriété de variation du gain de l'étage par la source commune de courant d'émetteur permet donc à la tension de sortie d'être le produit des deux tensions X et Y d'entrée.

Ce circuit, simple, souffre à cause des dérives thermiques, et, ce qui est plus grave, à cause de non linéarités en signaux forts. En effet, la formule du gain et le paramètre h_{11} lui-même, sont valables autour d'un point statique de fonctionnement en régime linéaire. Le circuit qui contient des compensations logarithmiques des non linéarités et élimine les dérives théoriques, présenté sur la figure 3, est le MC1595, (par exemple), de Motorola. Les résistances collecteur, qui manquaient sur la figure 2, sont R_{14} et R_{16} . La tension de sortie s'obtient en « flottant » entre les collecteurs (broches 2 et 14). Elle représente, à une constante près, le produit de deux tensions différentielles d'entrée, U_x et U_y appliquées entre les broches 4 et 8 et 9 et 12, respectivement.

La constante de proportionnalité peut être modifiée par les résistances de tarage R_x et R_y conformément à la formule :

$$U_{\text{sortie}} = \frac{2 R_c}{R_x \cdot R_y \cdot I_3} \cdot U_x U_y ; R_c = R_{14} = R_{13}$$

Le courant I_3 dans cette relation dépend de R_7 , R_8 et de la tension négative d'alimentation, appliquée à la broche 7. C'est le moyen le plus commode d'introduction du facteur d'échelle, car les modifications de R_x et R_y entraîneraient la modification des impédances d'entrée.

Ce circuit intégré peut fonctionner tel quel. Malheureusement la tension de sortie est flottante. Un montage qui la ramène au niveau de la masse et permet en même temps son amplification, est celui de la figure 4, que nous avons d'ailleurs réalisé.

On y distingue les résistances R_x et R_y , fixes ($R_5 = 7,5 \text{ K}\Omega$ et $R_6 = 27 \text{ K}\Omega$). Il y a un ajustable, R_8 , fonctionnant en rhéostat, pour le réglage du facteur d'échelle. Deux potentiomètres, P_1 et P_2 servent à l'équilibrage statique du montage.

L'amplificateur opérationnel peut être un 741, un 741S ou bien un 318 en fonction des besoins en bande passante. Les deux entrées sont flottantes. Si les réglages sont bien faits, la tension de sortie représente

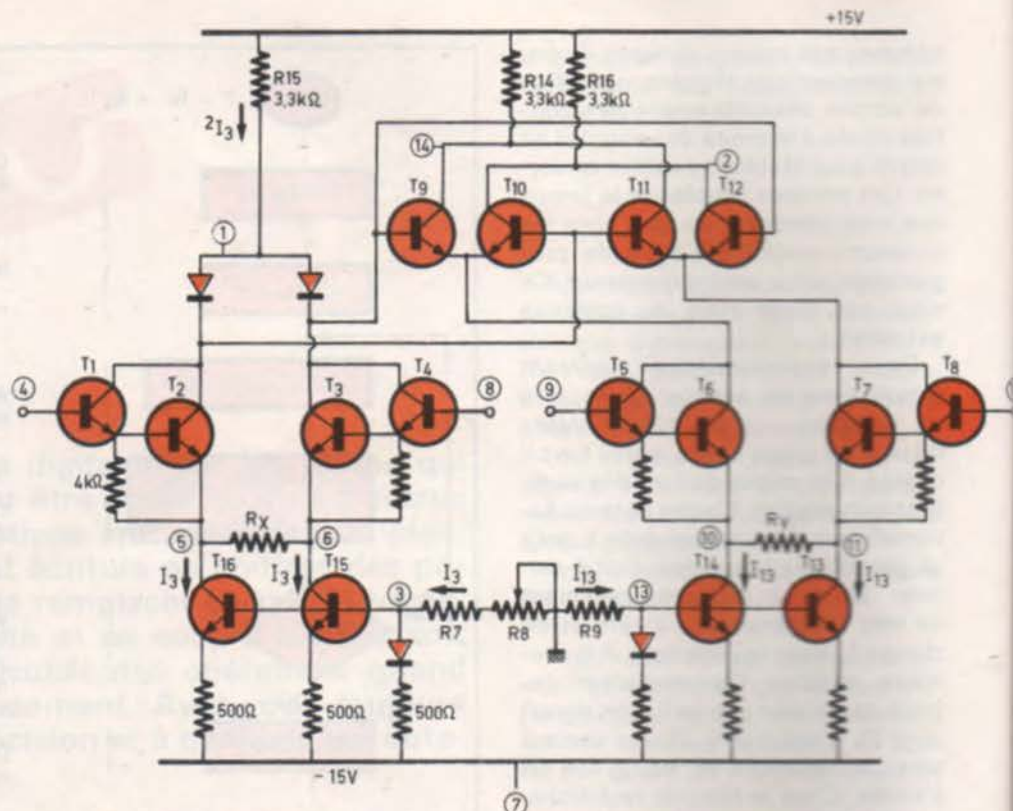


Figure 3: Le circuit MC 1595 est un multiplicateur doublement balancé contre les dérives.

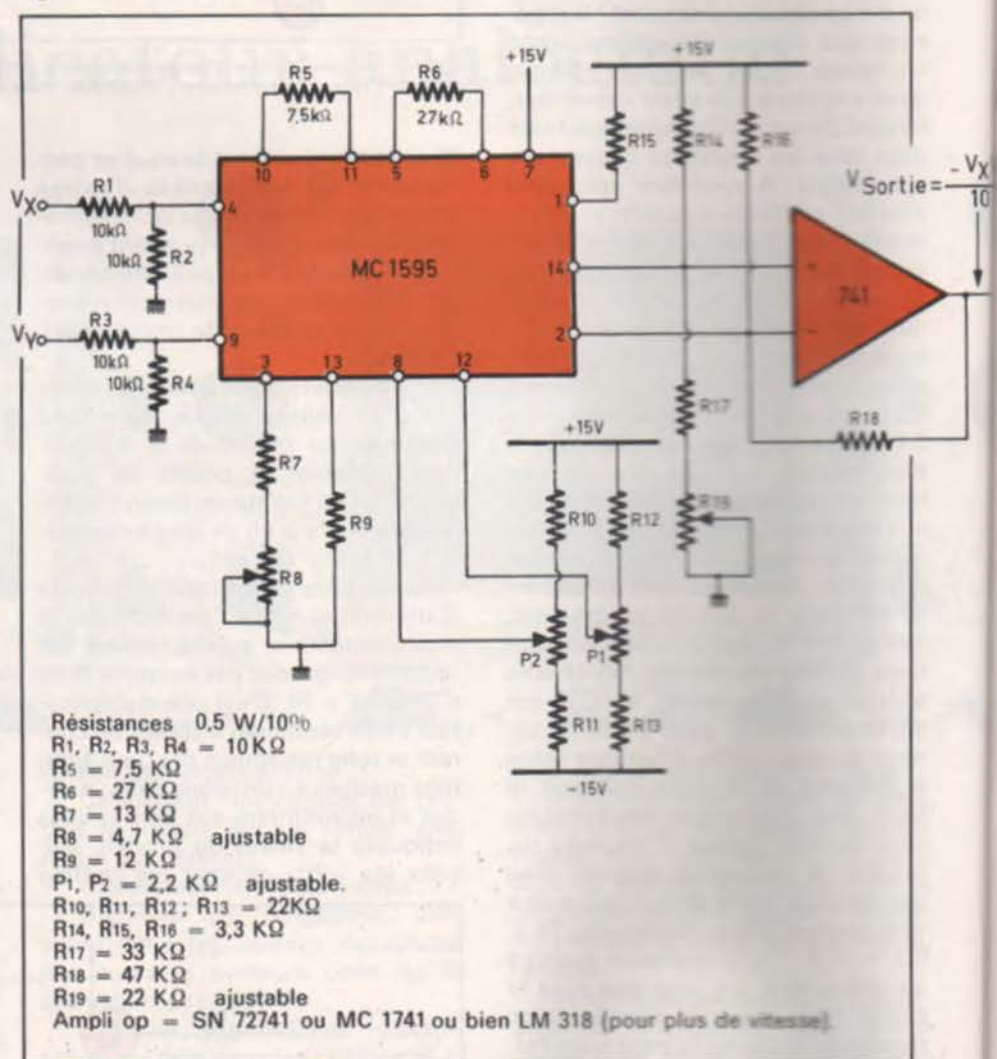


Figure 4: Circuit de multiplication analogique avec sa nomenclature.

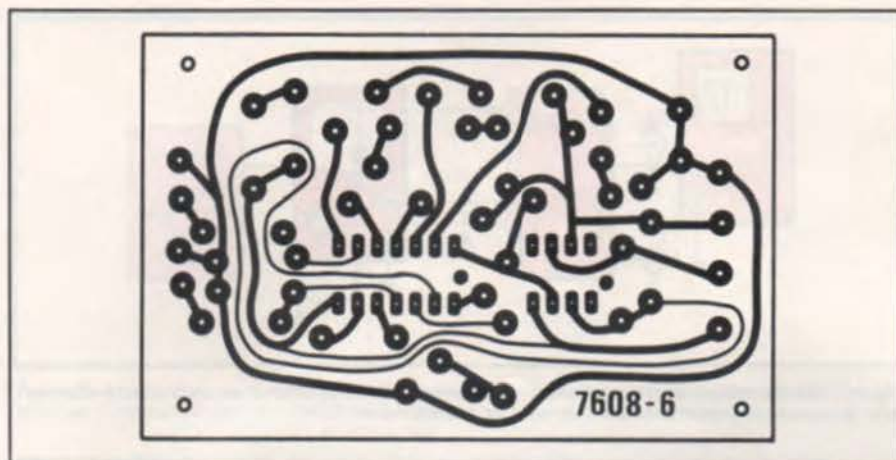


Figure 5: Le circuit imprimé retenu.

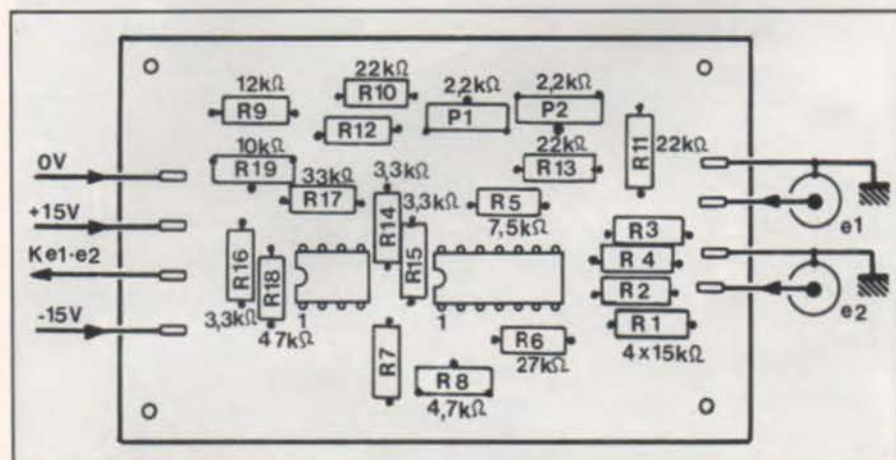


Figure 6: Câblage du circuit multiplicateur.

en tout point (qu'il s'agisse de régime statique ou dynamique), le produit des tensions d'entrée. En y mettant trois voltmètres on peut voir instantanément, sur les trois cadrans, l'opération se faire. Une précision à sept chiffres est digne d'un centre de tir de fusées. Deux ou trois chiffres peuvent souvent suffire.

Avant de nous délecter avec les applications possibles, un mot sur la réalisation.

RÉALISATION

Le circuit imprimé, à réaliser très soigneusement si l'on veut pouvoir monter jusqu'au MHz, est fourni par la figure 5. La disposition des composants indique, figure 6, qu'il n'y a aucun condensateur, car le moindre déphasage fausserait la manipula-

Le tout se trouve alimenté par

+ 15 V, valeur à ne pas dépasser, pour la sécurité de l'amplificateur opérationnel.

Le câblage ne pose aucun problème, si ce n'est l'éternel « ne vous trompez pas de sens pour les circuits intégrés », sinon vous en feriez des simples diodes pouvant débiter autant que l'alimentation peut le permettre.

Une photo de l'ensemble câblé vous aidera à retrouver des détails qui auraient pu nous échapper.

MISE AU POINT

Vous avez besoin d'un générateur de signal et, soit d'un voltmètre, soit d'un oscilloscope. Les réglages paraissent simples, mais détrompez-vous. Après avoir passé une heure et demi à essayer, nous ne saurons assez vous recommander la stratégie que nous avons mis au point. Voltmètre ou oscilloscope branché à la

sortie. Sur le voltmètre vous aurez à faire le zéro, mesure qui s'effectuera en variant progressivement la sensibilité.

1. L'une des entrées étant court-circuitée à la masse, appliquez une sinusoïde sur l'autre : amplitude = environ 1 Vc à c. Zéro que multiplie quelque chose, (différent d'infini), doit donner zéro à la sortie. Riches de cette savante remarque, procédons au réglage du zéro en sortie. A l'aide de l'un des potentiomètres P1 ou P2 nous pouvons voir s'éteindre la sinusoïde, sur un niveau continu différent de zéro. Nous avons utilisé l'oscilloscope, mais le voltmètre en mesure alternative, découplé au besoin à l'aide d'un fort condensateur, ferait l'affaire.

2. Changement de voie. Le signal étant appliqué sur l'autre voie, on refait le zéro sur l'autre potentiomètre (P2 ou P1).

3. Ce n'est que maintenant qu'on peut mettre, à l'aide de R19, le potentiel continu de sortie à zéro (voltmètre continu).

4. Par R8 on modifie à volonté le facteur d'échelle. Le dispositif est prêt à fonctionner.

APPLICATION

La première application qui nous vient à l'esprit est de réaliser un **multiplicateur de traces pour oscilloscope**. Philips l'a fait en premier sur ses oscilloscopes. Un dispositif de multiplication interne leur permet de visualiser le produit des signaux arrivant à deux voies. Ceci peut servir principalement aux ingénieurs ou futurs ingénieurs qui mettent au point des dispositifs à transistors finaux de puissance. En effet, une simple vue dans le temps de la tension collecteur ou du courant émetteur ne suffit pas pour se faire une idée des dangers que court le transistor en question (en puissance). On oublie souvent que l'important, c'est le produit courant. Tension aux bornes du dispositif. Même si la puissance ne se consomme pas en impulsions comme on le rencontre dans les circuits d'électronique, mais calmement, dans un régime sinusoïdal comme en électrotechnique, mesurer un courant moyen ou efficace d'une part et la tension de l'autre, ne sert à rien. Il suffit d'une bonne quadrature (décalage de 90°) des deux sinusoïdes, pour que la puissance résultante soit bien moindre que le produit des valeurs moyennes. D'ailleurs, ceux qui aiment la trigonométrie ne nous ont pas attendu pour savoir que la moyenne d'un produit

de sinusoïdes n'est pas du tout le produit des moyennes.

Donc seul le produit instantané, à la microseconde peut indiquer un dépassement mortel de puissance.

Le montage qui réalise cela est montré à la figure 7. L'avantage immédiat est la possibilité d'utilisation d'un oscilloscope ordinaire.

Pour mieux comprendre le fonctionnement nous avons fait nos premières mesures sur une simple résistance, avant d'aller chercher des régimes impulsions compliqués. Avec le montage de la figure 8, nous obtenons les oscillogrammes de la tension et du courant d'une part et du produit des deux après le passage des signaux dans le bloc multiplicateur, d'autre part.

Les niveaux continus comptent autant que les valeurs alternatives. Toutes les entrées sur l'oscilloscope se font en continu.

Un générateur de fonctions de la série 500 de Tektronix nous a fourni une tension en triangles, dont on peut varier la composante du signal de sortie. La « charge » est résistive et il n'y a pas de déphasage.

Première constatation : Une inversion de signe s'est produite, car la puissance apparaît la tête en bas. Or il se confirme que

$$V_{\text{sortie}} = \frac{-V_x \cdot V_y}{10}$$

En modifiant les échelles des deux entrées (les 10 m A/division étant en réalité 5 m V/division, par exemple) nous nous sommes efforcés de mettre à égalité les deux signaux sur l'écran.

Ceci ressemble à une élévation au carré. Or si on prend une pente $Y_1 = kt$, et si on l'élève au carré, on obtient : $Y_2 = k^2 t^2$, c'est-à-dire une parabole. Il y aura donc autant d'arcs de parabole qu'il y a de pentes.

C'est le cas, malgré un changement de base de temps (échelle double) pour les besoins de la photo. La puissance varie bien en arcs de parabole.

Fonctionnement en doubleur de fréquence et détecteur d'enveloppe.

Sans plus nous soucier maintenant des valeurs exactes des courants et des tensions du produit, rappelons-nous une formule de trigonométrie qui est à la base de l'opération :

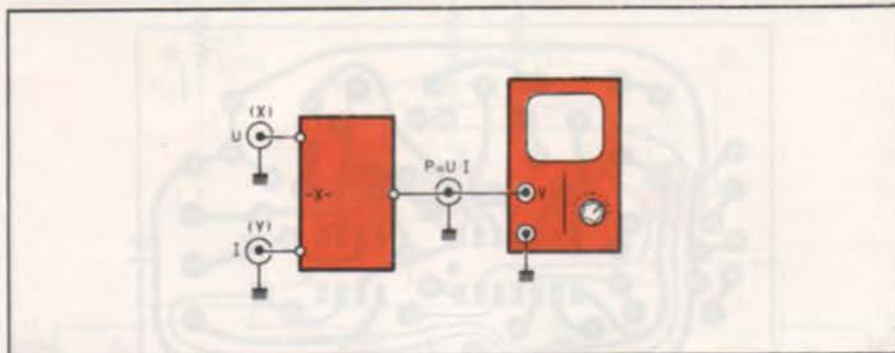
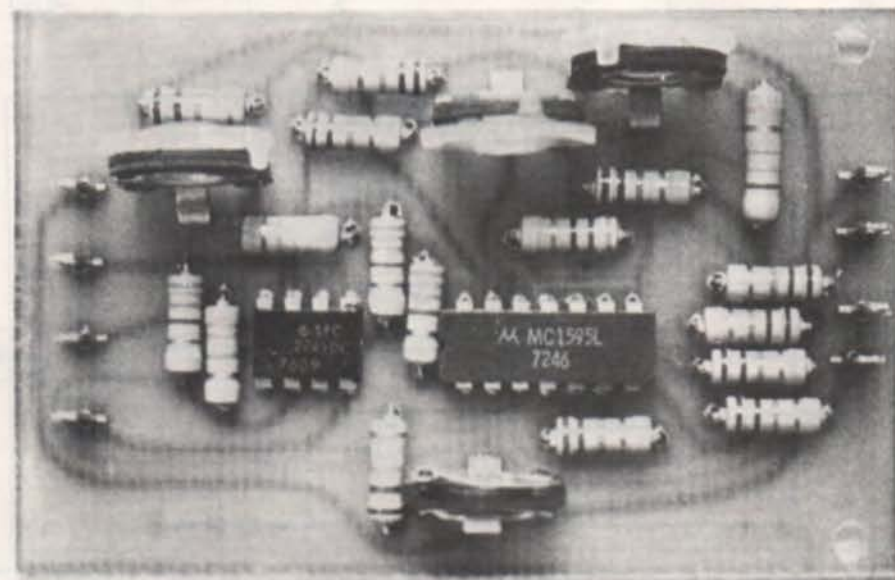
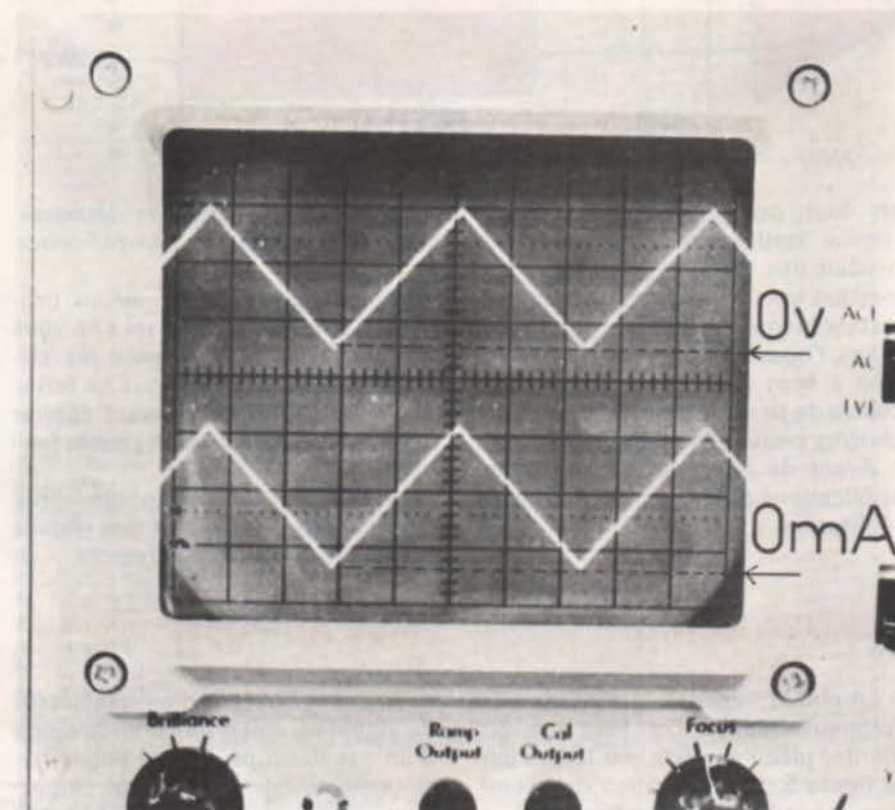


Figure 7 : Utilisation pour visualisation sur oscilloscope. On peut afficher et chiffrer en watts/division la puissance instantanée sur l'écran d'un oscilloscope.



Vue du câblage terminé de la plaquette de multiplication analogique



Trace supérieure à 10 V/division verticale (ce qui donne environ 22 V c à c). Trace inférieure à 10 m A/division (environ 22 m A)

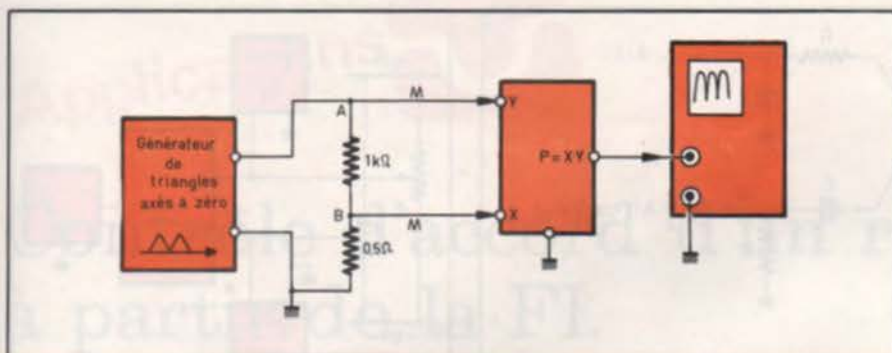


Figure 8: Montage permettant la visualisation de la puissance instantanée aux bornes AB d'un dipôle (en l'occurrence une résistance de 1 KΩ).

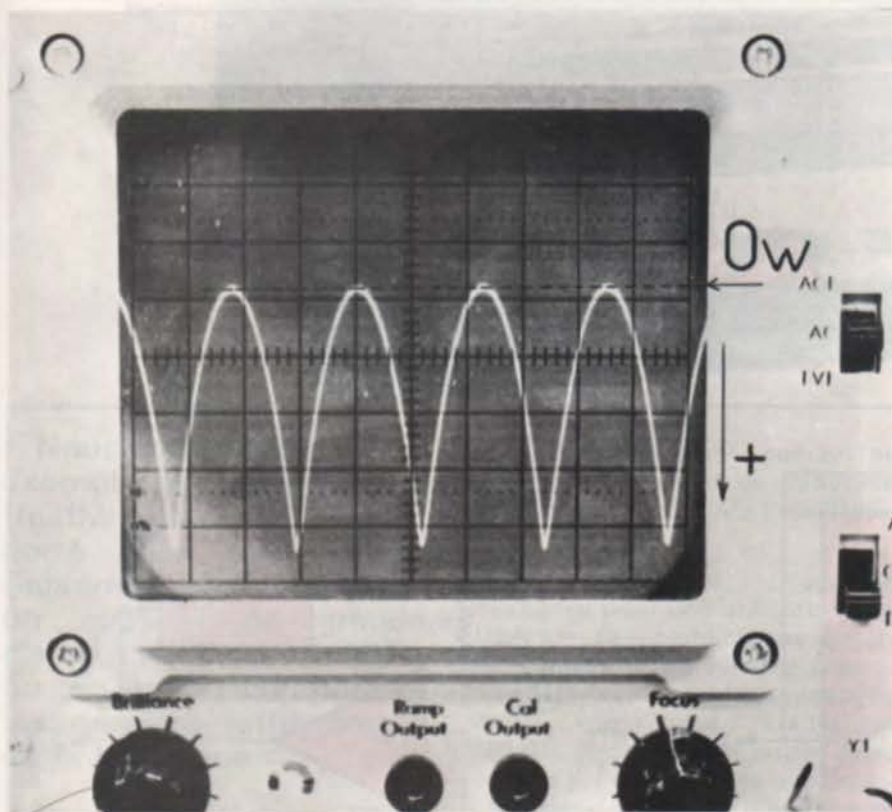


Photo 3: Sensibilité de 100 mV/division verticale (théoriquement, le résultat visible est de 484 mV c à c).

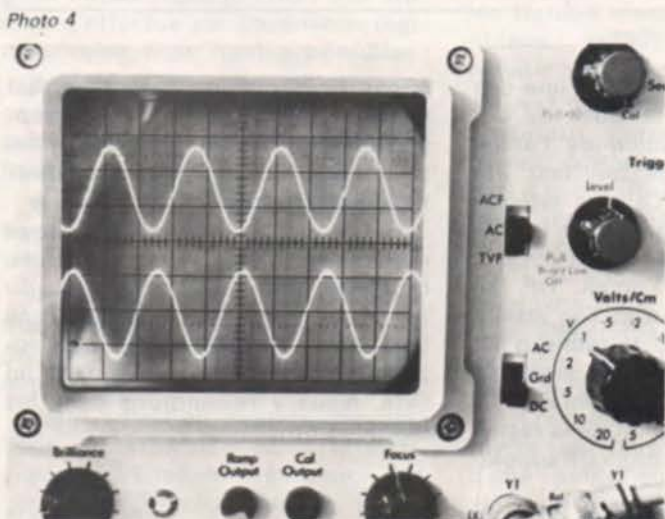


Photo 4

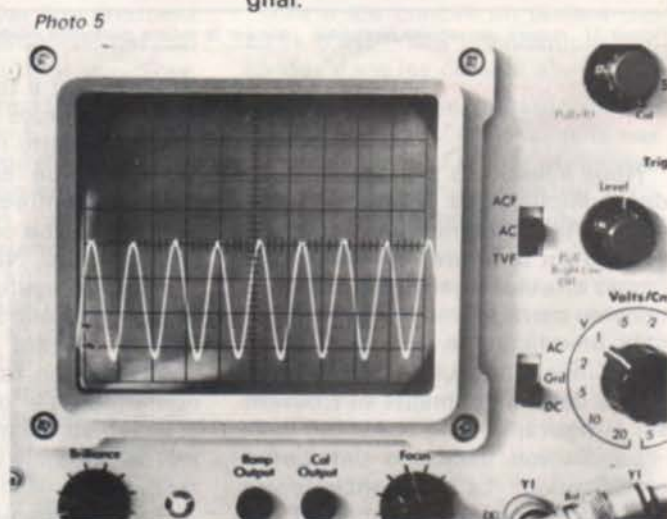


Photo 5

$$\cos^2 \omega t = \frac{1}{2} (1 + \cos 2 \omega t)$$

Si on élève au carré un tel signal, on récupérera d'une part une composante continue, indépendante du temps et d'autre part une sinusoïde à fréquence double.

Supposons qu'il y ait modulation d'amplitude :

$$A(t) \cos^2(\omega t) = \frac{A(t)}{2} (1 + \cos 2 \omega t)$$

$$= \frac{A(t)}{2} + \frac{A(t)}{2} \cos 2 \omega t$$

Le premier terme est le signal B.F. de modulation lui-même. Le second représente une porteuse à fréquence double modulée en amplitude toujours. Deux applications immédiates sautent aux yeux lorsque l'on regarde la figure 9 : détecteur d'enveloppe si l'on sépare le premier terme (sans diode qui tue les très faibles signaux radio), et changeur de fréquence porteuse utile dans les communications par interphone, par exemple.

Comme on est sûr d'un écart de f_0 entre les deux signaux obtenus après le filtre passe bas en M et le filtre passe haut, au point N, ces filtres peuvent être axés eux-mêmes sur f_0 . Le produit R.C. devra respecter alors la formule de Thomson :

$$RC = \frac{1}{2} \pi f_0$$

Les photos 4 et 5 vous montrent le doubleur de fréquence en action. Les échelles de temps sont les mêmes cette fois-ci.

Notre oscilloscope est misérable en mode alterné. C'est pourquoi vous avez l'impression d'un déphasage entre les deux traces d'entrée, qui reçoivent en réalité le même signal.

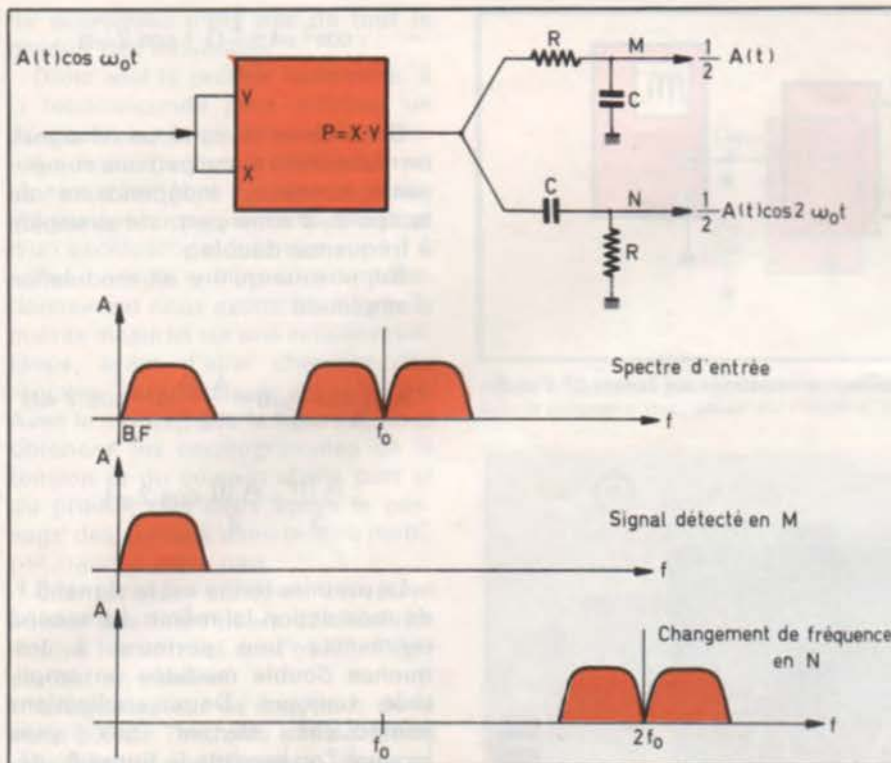


Figure 9: Comment tuer deux lapins d'un seul coup: détection M.A. et changement de fréquence avec conservation de la modulation portée.

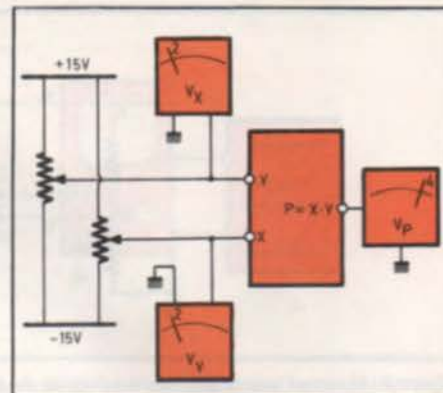


Figure 10: Multiplication de tensions. Ce produit apparaît instantanément.

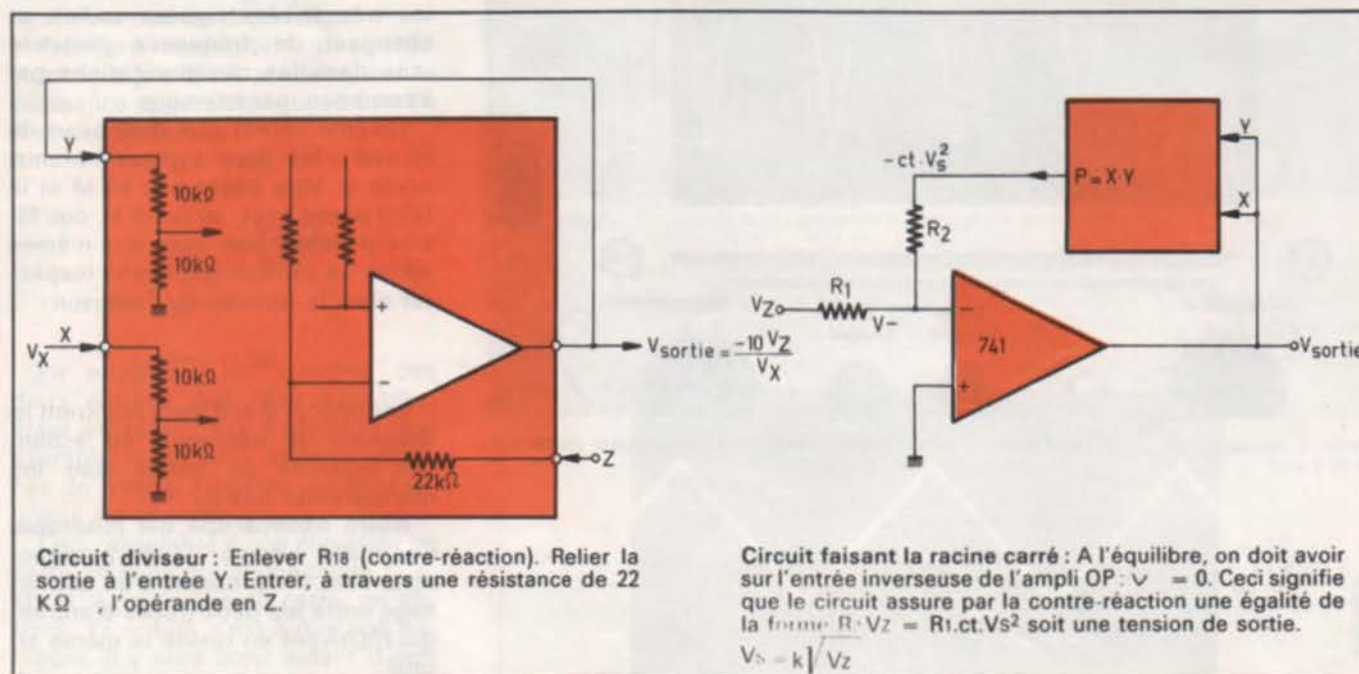


Figure 11: Autres opérations possibles, utilisant la même plaquette multiplicatrice.

● fonctionnement en calculateur analogique.

Nous n'insistons pas sur le calcul des multiplications. Il suffit de brancher des voltmètres continus comme sur la figure 10, mais la plaquette effectue également les élévations au carré et, moyennant de petites modifications, les divisions et les racines carrées. Les schémas théoriques de branchements se trouvent sur la figure 11.

La division nécessite une petite modification: La résistance locale de contre-réaction de l'ampli OP est

à enlever, et il faut entrer l'une des deux opérands à ce point de circuit. La contre-réaction de l'ampli OP s'effectue en le bouclant par l'une des entrées. Le plus intéressant est de voir ce que donne la division par zéro. Nous l'avons essayé. Comme attendu, l'ampli OP se bloque en saturation et l'on atteint l'une ou l'autre des tensions d'alimentation, en fonction du signe du numérateur (+ ou - « infini »).

Le circuit d'extraction de la racine carrée demande un ampli OP supplémentaire.

Branché comme indiqué sur la fi-

gure 10, son fonctionnement est simple à comprendre si l'on se rappelle qu'en fonctionnement normal un ampli OP tend à évaluer les deux tensions d'entrée.

Sur les applications de ce circuit multiplicateur on pourrait écrire une brochure entière. Compte tenu du fait qu'il peut faire marcher une boucle de phase PLL, le recueil d'application ne tiendrait pas dans un livre. Nous y reviendrons dans les numéros prochains.

André Doris

Contrôle d'accord d'un récepteur FM à partir de la FI.



Nous avons pris comme exemple le Tuner Digital Heathkit AJ 1510 A, importé des USA, par Schlumberger, et qui est un appareil de grande classe, vendu en « KIT » ou assemblé, comportant les derniers raffinements de la technique.

Les circuits de Haute Fréquence, Fréquence Intermédiaire, Démodulation Multiplex ont été particulièrement bien étudiés afin de présenter la meilleure qualité de reproduction possible, (par exemple démodulation FM par univibrateur).

L'appareil est particulièrement original en ceci que le choix des stations s'effectue par commande digitale, selon trois modes possibles :

- Balayage automatique de la gamme, avec arrêt sur les stations présentant un signal d'amplitude suffisant,

- Ou choix des stations par frappe de leur fréquence sur un clavier,

- Ou par action sur l'un des trois boutons-poussoirs pré-programmés, (trois stations sélectionnées au préalable par carte codée).

Cette sélection digitale des stations est effectuée selon la technique, maintenant courante, des boucles à verrouillage de phase

(Phase Locked Loop), opérant au moyen d'un diviseur de fréquence programmé, à partir de l'oscillateur local.

Malheureusement, l'appareil est conçu pour une utilisation aux USA., où la répartition des canaux est codifiée d'une manière simple ; en effet, chaque canal est séparé du canal voisin par exactement 100 kHz, les uns et les autres étant centrés sur des nombres impairs de centaines de kilohertz. (Par exemple 92,1 MHz, 93,3 MHz. . .)

De ce fait son utilisation en France présente quelques difficultés, où les stations se présentent centrées soit sur des canaux pairs, soit sur des canaux impairs, ou entre deux canaux. (ex : VENTOUX FI : 97,45 MHz).

Il en résulte que l'accord exact sur les stations n'est plus que rarement obtenu ; et la distorsion qui en résulte n'est pas du tout inaudible.

Il est juste de préciser que l'importateur, conscient de ce problème, donne un moyen de remédier à cette situation en proposant une modification simple du schéma initial, (matériel fourni lors de la livraison du kit). La solution employée n'est toutefois pas parfaite. Elle consiste, en effet, à décaler, pour la réception des canaux pairs, la fréquence d'oscillation du quartz de référence de quelques dizaines de hertz, par suppression d'une petite capacité. Il subsiste alors un décalage d'une vingtaine

de kilohertz lors de l'accord sur ces stations, et davantage lorsque la fréquence est comprise entre deux canaux.

De plus, la modification proposée comporte un certain aspect « bricolage », qui ôte à l'appareil son cachet professionnel : utilisation du bouton de sélection des stations émettant en « stéréo » pour la commutation des canaux pairs. . .

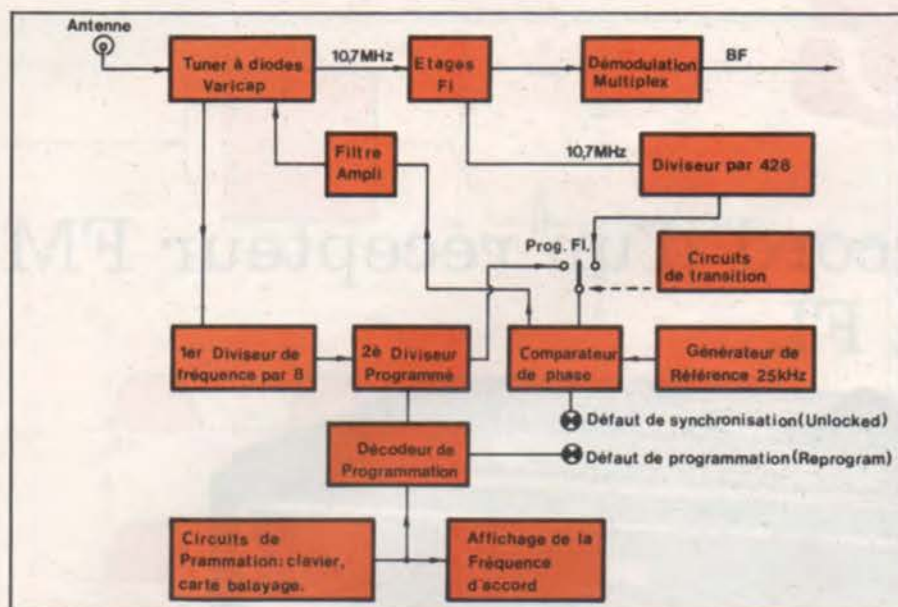
Afin de remédier à ces inconvénients, nous avons conçu une modification du schéma initial qui permet d'obtenir l'accord exact sur la station choisie au préalable selon les moyens habituels, et ceci quelle que soit sa fréquence.

Cette modification, d'importance moyenne, est décrite dans l'article qui suit.

Elle a été conçue en restant soucieux d'éviter les interventions profondes dans les circuits d'origine.

Elle s'adresse aux possesseurs de cet appareil, qui l'ont assemblé eux-mêmes à partir d'un kit, et qui pour la bonne compréhension du texte, pourront se référer à la notice d'assemblage.

On pourra également s'inspirer de cette réalisation pour concevoir un dispositif d'accord des récepteurs classiques, selon le même principe de boucle à verrouillage de phase contrôlant l'oscillateur local, à partir d'un décalage de la valeur de la moyenne fréquence.



Le fonctionnement du tuner digital

Afin de bien comprendre en quoi consiste le montage réalisé, il importe de rappeler le fonctionnement du système d'accord utilisé à l'origine.

Pour cela, on se référera au synoptique No 1.

Les signaux à recevoir traversent le bloc tuner FM, comprenant les circuits HF et d'Oscillation locale, assurant la transformation de l'onde incidente en fréquence intermédiaire de 10,7 MHz. Ces circuits sont accordés au moyen de diodes à capacité variable agissant sous l'effet d'une tension commune. L'oscillateur local constitue donc un oscillateur contrôlé par tension (VCO).

L'ensemble comprenant : l'oscillateur local, le diviseur programmé traitant la fréquence de cet oscillateur, le comparateur de phase avec la fréquence de référence produite localement, l'amplificateur de VCO et son filtre, constitue une boucle à asservissement de phase (PLL), et l'action du comparateur de phase tendra à assurer une fréquence de l'oscillateur fixe et correcte afin d'obtenir l'accord exact sur la station en fonction des indications reçues par le diviseur de fréquence programmé.

Par exemple pour une station émettant sur 93,1 MHz, la fréquence de l'oscillateur local sera :

$$93.1 + 10.7 = 103.8 \text{ MHz}$$

La division de fréquence sera programmée sur :

$$103.800 \text{ kHz} : 25 \text{ kHz} = 4.152$$

25 kHz étant la fréquence de fonctionnement du comparateur de phase.

En réalité, la division de fréquence s'opère en deux temps: une pre-

mière division par huit, constante quelle que soit la station reçue, et une deuxième division, programmée celle-ci selon le mode choisi (clavier, carte ou balayage de gamme), sur 519.

De même, si l'on désire recevoir une station émettant 200 kHz plus haut en fréquence, (un canal USA), la programmation du diviseur sera réglée sur 4.160, soit 520 programmé et 8 fixe.

La programmation du diviseur variable varie donc de une unité pour des écarts entre stations de 200 kHz, et il n'est pas possible par ce moyen de s'accorder sur des stations dont la fréquence est comprise entre 93,1 et 93,3 MHz.

Pour une station émettant par exemple sur 93,2 MHz, la programmation étant effectuée sur

93,1 MHz, la fréquence intermédiaire sera de 10,6 MHz, et de 10,8 MHz pour une programmation sur 93,3 MHz. Dans l'un ou l'autre cas, la distorsion résultante sera importante.

Modification réalisée

On remarque que quelle que soit la fréquence de la station reçue, les décalages en fréquence de l'oscillateur local se répercutent en valeur absolue sur la valeur de la fréquence intermédiaire.

De là vient l'idée d'utiliser cette fréquence intermédiaire pour assurer, après division convenable, l'alimentation du comparateur de phase ; ceci après avoir amené dans un premier temps la tension de VCO au voisinage de celle requise pour assurer un accord exact et ce au moyen des circuits de programmation normaux.

La division de fréquence à effectuer pour obtenir les 25 kHz nécessaires à l'alimentation du comparateur de phase sera donc de :

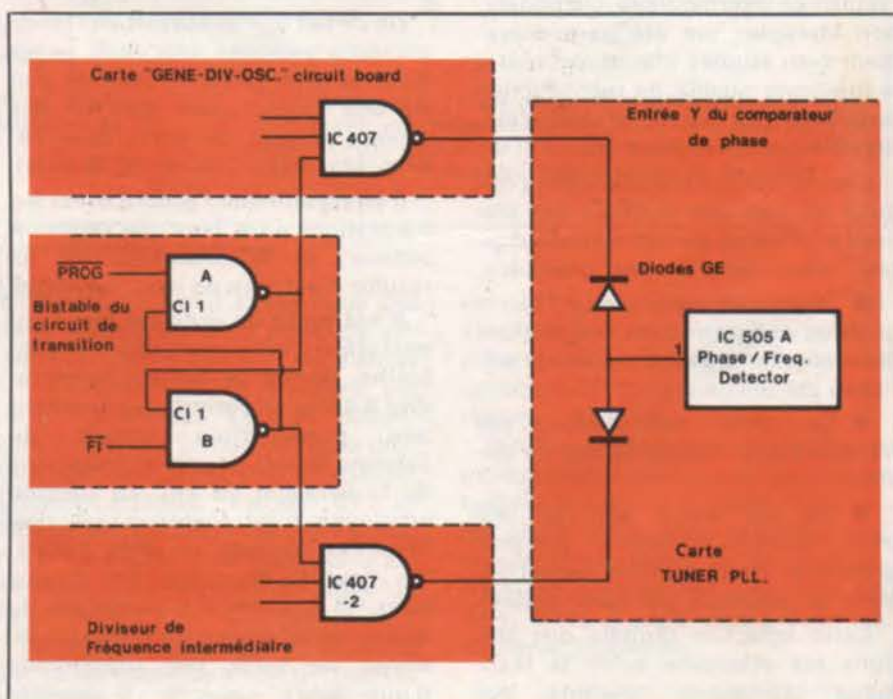
$$10,700 : 25 = 428$$

L'accord du tuner sur une station FM se déroulera en deux temps :

10 Accord préalable de l'oscillateur local en fonction du diviseur programmé par les moyens habituels, le comparateur de phase étant alimenté par l'oscillateur local.

2o L'accord étant obtenu, alimentation du comparateur de phase à partir de la fréquence intermédiaire, après division par 428.

Le passage d'un type de fonctionnement à l'autre étant assuré par



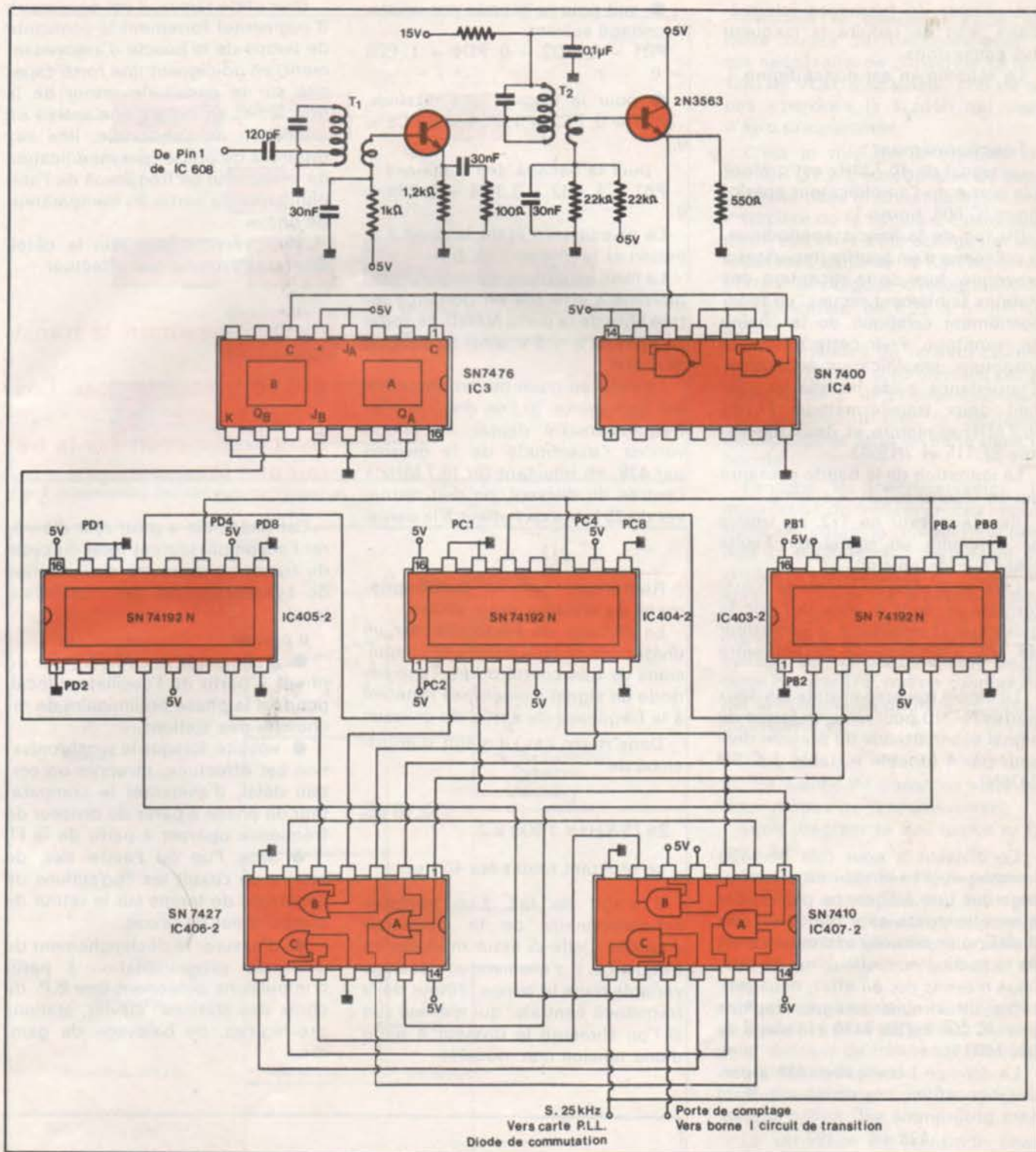


Fig. 1. diviseur de fréquence intermédiaire.

des circuits d'automatisme.

L'ensemble est représenté sur le synoptique No 2.

On voit que la modification consiste essentiellement en :

- L'adjonction d'un second diviseur de fréquence opérant à partir des circuits de fréquence intermédiaire, et d'un ensemble de circuits de transition entre les deux modes de fonctionnement, et assurant l'alimentation du comparateur de phase à partir de l'un ou l'autre diviseur, selon une séquence bien déterminée. Son action est engagée lors du choix des stations, et cesse lorsque

l'oscillateur local est contrôlé à partir de la fréquence intermédiaire.

Ces deux ensembles sont décrits ci-après, ainsi que leur raccordement au tuner.

Le diviseur de fréquence intermédiaire

Dans le récepteur, la division de fréquence préalable par huit a pour effet de ramener la fréquence de l'oscillation locale dans une gamme proche de la fréquence

intermédiaire, (de 12.337,5 kHz à 14.825 kHz).

Il eut donc été possible de se servir des décades existantes, en les programmant de manière correcte lors de la transition : synchronisation par programmation-synchronisation par la FI.

Ceci aurait entraîné une modification trop importante des circuits du récepteur, c'est pourquoi nous y avons renoncé.

Nous avons préféré installer un deuxième diviseur de fréquence, semblable et programmé de manière fixe, à proximité de la carte

des circuits de fréquence intermédiaire, afin de réduire la longueur des connexions.

Le schéma en est donné figure 1.

Fonctionnement :

Le signal de 10,7 MHz est prélevé à la sortie de l'amplificateur apériodique IC 608, borne 1.

Du fait de la liaison apériodique, la présence d'un souffle important a provoqué, lors de la réception des stations faiblement reçues, un fonctionnement erratique de la chaîne de comptage. Pour cette raison un ensemble amplificateur-adaptateur d'impédance a été installé en utilisant deux transformateurs FI de 10,7 MHz miniature et deux transistors BF 115 et 2N3563.

La limitation de la bande passante qui en résulte réduit le souffle.

Sur l'émetteur de Tr2, on trouve au minimum un signal de 3 volts crête à crête environ.

Lors de la mise au point, les transformateurs sont à accorder sur le maximum d'amplitude à l'émetteur de Tr2. (Oscilloscope ou voltmètre HF).

Le signal traverse ensuite les deux portes NAND pour mise en forme du signal avant attaque du premier diviseur par 4 (double bistable J-K SN 7476N).

Ce diviseur a pour rôle de faire fonctionner l'ensemble de décomptage sur une fréquence plus faible que celle du diviseur d'origine, afin d'avoir une sécurité accrue vis-à-vis de la perte éventuelle d'impulsions ; nous n'avons pu, en effet, nous procurer de circuits intégrés rapides pour IC 407-2, (SN 7410 à la place de SN 74H10).

La division nécessaire : 428 a permis cet artifice ; le diviseur suivant sera programmé sur :

$$428 : 4 = 107$$

En sortie de ce premier diviseur, nous trouverons donc un signal de fréquence :

$$10700 : 4 = 2675 \text{ kHz}$$

Les trois décades décompteuses programmables assureront la division finale, les portes NAND à trois entrées et NOR à trois entrées permettent le recyclage du comptage pour une valeur de 57, au lieu de 56 dans le montage de base, probablement en raison de la fréquence d'entrée plus faible.

Pour obtenir une division de la fréquence incidente par 107, il faut donc programmer les décades décompteuses sur :

$$107 + 57 = 164$$

● soit pour la décade des unités, le codage suivant :

$$PD1 = 0, PD2 = 0, PD4 = 1, PD8 = 0$$

● pour la décade des dizaines, $PC1 = 0, PC2 = 1, PC4 = 1, PC8 = 0$.

pour la décade des centaines : $PB1 = 1, PB2 = 0, PB4 = 0, PB8 = 0$.

Le niveau zéro étant la mise à la masse et le niveau 1, + 5 V.

La mise en service du diviseur programmé s'effectue en portant l'entrée libre de la porte NAND de sortie du diviseur à + 5 V, ainsi qu'il est dit plus loin.

La mise au point de cet ensemble est inexistante. Si l'on dispose d'un fréquencemètre digital, on pourra vérifier l'exactitude de la division par 428, en injectant du 10,7 MHz à l'entrée du diviseur, on doit retrouver du 25 kHz exactement à la sortie.

Remarque sur le fonctionnement du diviseur programmé :

La division de fréquence par un diviseur de ce type délivre des impulsions de très courte durée, (une période du signal incident) se répétant à la fréquence de sortie du diviseur.

Dans notre cas, il s'agit d'impulsions de :

$$\frac{1}{2675 \text{ KHz} \times 1000 \times 2} = 0,18 \mu\text{s}$$

se répétant toutes les 40 μs :

Il s'agit en fait d'un véritable échantillonnage de la fréquence d'entrée. Celle-ci étant modulée en fréquence, il s'ensuivra un décalage variable dans le temps, autour de la fréquence centrale, qui n'existe pas si l'on alimente le diviseur à partir d'une tension non modulée.

Pour cette raison, il est nécessaire d'augmenter fortement la constante de temps de la boucle d'asservissement, en adjoignant une forte capacité sur le circuit de retour de la boucle ; et en évitant une entrée en oscillation de l'ensemble, liée aux rotations de phase, par modification de la réponse en fréquence de l'amplificateur de sortie du comparateur de phase.

Nous verrons plus loin le détail des transformations à effectuer.

Circuits assurant la transition :

Synchronisation par l'oscillateur local

Synchronisation sur la fréquence intermédiaire

Cet ensemble a pour rôle d'assurer l'accomplissement total du cycle de transition entre les deux modes de synchronisation de l'oscillateur local.

Il permet :

● d'alimenter le comparateur de phase à partir de l'oscillateur local, pendant la phase préliminaire de recherche des stations,

● ensuite, lorsque la synchronisation est effectuée, et après un certain délai, d'alimenter le comparateur de phase à partir du diviseur de fréquence opérant à partir de la FI.

● dans l'un ou l'autre cas, de mettre en circuit les corrections de constante de temps sur le retour du comparateur de phase,

● d'assurer le déclenchement du cycle de programmation à partir d'impulsions provenant des B.P. de choix des stations : clavier, stations pré-réglées, ou balayage de gamme.

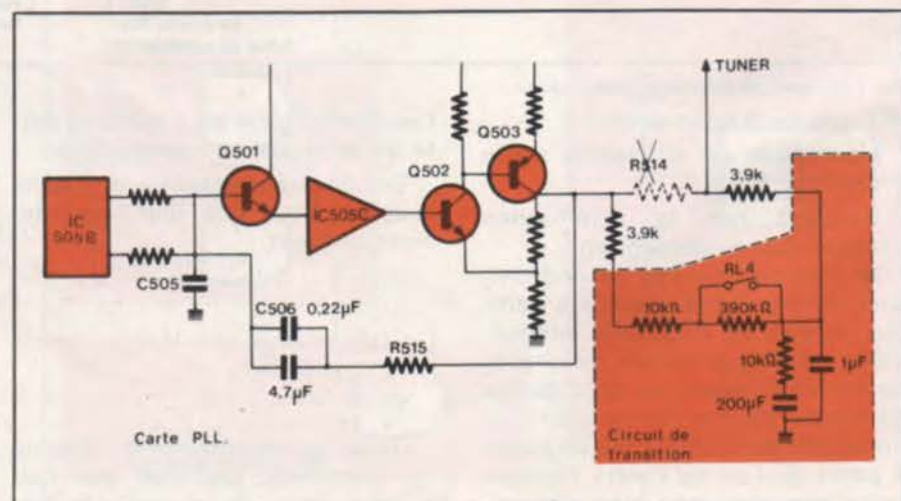


Fig. 2. comparateur de phase. modification de l'amplificateur.

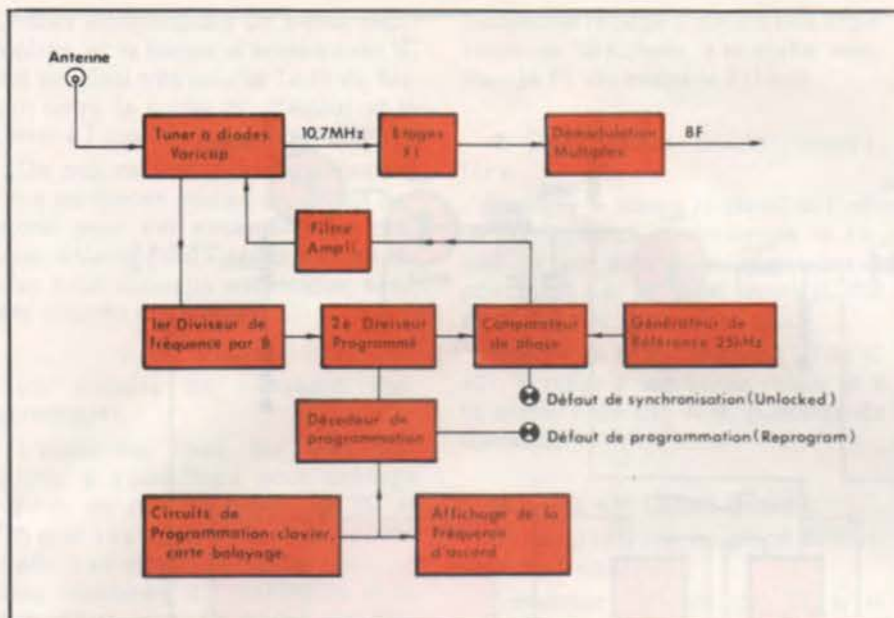


Fig. 3. commutation des diviseurs de fréquence.

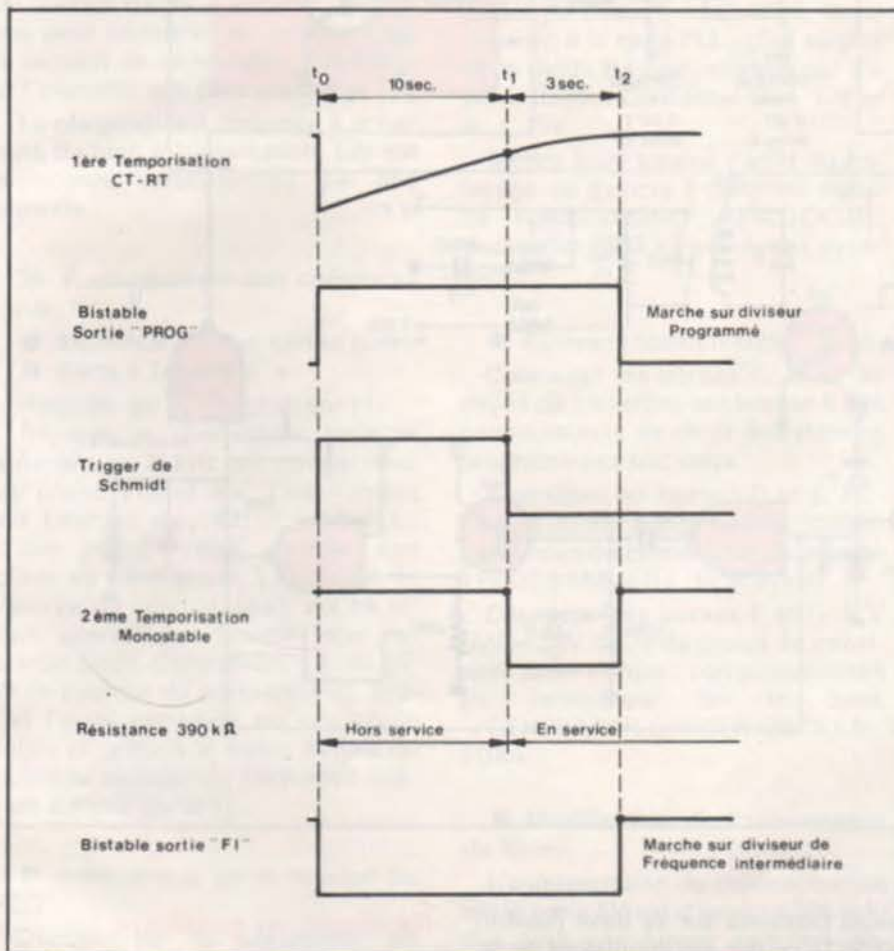


Diagramme des temps.

10. Mise en service de l'un ou l'autre diviseur :

On a vu que pour mettre hors service un diviseur, il suffit de porter au niveau zéro l'entrée libre de la dernière porte NAND IC 407, ce qui amène la sortie au niveau 1.

De ce fait, on peut utiliser simplement deux diodes pour assurer la connexion de l'un ou l'autre diviseur au comparateur de phase. Ces entrées libres de l'une ou l'autre porte

sont connectées aux sorties d'un bistable recevant les impulsions de positionnement sur ses entrées « R » et « S », que nous appellerons « FI » et « Programmé ».

Ce bistable fait partie des circuits de transition, et est installé sur le même circuit imprimé.

(Voir figure : 3.)
20. Modification de la constante de temps de la boucle d'asservissement.

Pendant la transition entre les deux modes de fonctionnement, il est nécessaire de conserver la tension de VCO. à sa valeur, afin de ne pas « perdre » la station qui vient d'être programmée.

C'est le rôle de la capacité de 200 μ F. CT 2. L'introduction de cette capacité dans le circuit amenant une instabilité de la boucle d'asservissement, son effet a été corrigé par une résistance série de 10 Kohms, et en portant la capacité d'intégration de l'amplificateur de 0,22 à 5 μ F. (C 506).

Les variations de tension rapides de cette boucle sont nivelées par la capacité de 1 μ F ; l'ensemble agissant en relation avec la résistance de 390 Kohms mise en série dans la boucle.

Pendant le fonctionnement, la modulation de fréquence des impulsions alimentant le comparateur produit un clignotement permanent du voyant « UNLOCKED ». Celui-ci, après la phase de transition, sera mis hors service, ainsi que la commande de « squelch ». par court-circuitage du transistor Q 504 de la carte PLL par Tr 5, mis en conduction par la commande de mise en circuit du diviseur FI.

30. Séquence de transition entre les deux modes de fonctionnement.

(Voir diagramme des temps et figure 4.)

Une action sur le bouton-poussoir « RESET », ou sur l'un ou l'autre des BP. de choix des stations, amène temporairement le transistor Tr2 en état de conduction, ce qui a pour effet :

- de positionner le bistable CI 1 A-B pour la mise en service du premier diviseur de fréquence (Diviseur programmé du tuner.).

- de décharger la capacité de temporisation CT.

La séquence de transition commence alors :

- la capacité CT se charge à nouveau à travers les résistances RT1 et RT2, et le transistor Tr4 passe à l'état de non-conduction au bout d'un temps de 10 secondes environ ; ce qui amène la sortie du trigger de Schmidt CI 1 C-D au niveau bas. Le relais RL1, commandé par Tr8, s'ouvre et met en service la résistance de 390 Kohms sur la ligne de contrôle du VCO. Le basculement du trigger met aussi en fonctionnement pour un cycle le monostable CI 2 A-B, transistor Tr7, période 3 secondes.

L'impulsion de retour de ce monostable, changée de phase, pro-

CI sont ainsi écartés de trente millimètres, et la liaison d'entrée avec IC 608 est ainsi très courte. Le fil de liaison entre la sortie du diviseur et la carte « Tuner PLL. » longe celle-ci.

On pourra très avantageusement faire de toutes pièces un circuit imprimé pour cet ensemble, les plaques « Veroboard » étant mal adaptées à un câblage esthétique avec des circuits complexes.

20. Circuits de transition Programmé/FI.

L'ensemble tient sur une plaquette à « pastilles » pour câblage rapide, au pas de 5 mm, de 60 x 135 mm. Les arrivées et départs sont réalisés au moyen de cosse pour circuits imprimés. La réalisation et la disposition des éléments ne sont pas critiques. Le relais utilisé est à un contact travail, n'importe quel relais peut convenir, en relation avec la tension de commande disponible et l'intensité que peut supporter Tr8.

La plaquette est disposée à proximité du bloc d'alimentation. Elle est maintenue verticalement par une équerre.

30. Raccordement des circuits au tuner.

- Modification des cartes tuner.
- Carte « Tuner PLL. »

Amenée du 25 KHz diviseur FI :

Repérer le conducteur imprimé amenant le 25 kHz au comparateur de phase « Input X » ; l'interrompre sur 2 mm au moyen d'un grattoir ou d'une petite fraise. Souder une diode au Germanium, (+ du côté de l'entrée du comparateur), sur ce ruban interrompu. Souder une seconde diode Germanium, (+ du côté de l'entrée du comparateur), souder l'autre extrémité sur une cosse relais et relier à la sortie 25 KHz du nouveau diviseur de fréquence opérant à partir de la FI.

- Prélèvement de la tension de VCO.

Déconnecter la résistance de 18 Kohms R514. Connecter dans chaque orifice libre l'extrémité d'une résistance de 3,9 K. L'autre extrémité sera raccordée à un fil.

Le fil coté tuner sera celui repéré S. VCO. ; l'autre sera le fil E. VCO. Relier l'un et l'autre au circuit de transition, selon le même repérage.

Mise hors service de la commande de SQUELCH et du voyant UNLOCKED. Repérer le transistor Q 504 ; souder sur ses connexions émetteur et collecteur, l'émetteur et le collecteur de Tr5 (2N 2926).

Connecter la base à travers une résistance de 10 Kohms, à la sortie commande FI. du bistable C11A-B.

- Carte « Géné - Divider - Oscillator ».

Repérer la borne 10 de IC 407, côté composants. Interrompre le circuit de part et d'autre, et rétablir la continuité par un pont (entre IC 406 et IC 407 par exemple).

Souder un fil sur la borne 10 de IC 407, le relier à une cosse relais, et à la sortie I de C11 A-B. (Circuits de transition).

- Carte « IF Circuit Board ».

On suppose mis en place le diviseur de fréquence.

Connecter l'entrée de T1 à la borne 1 de IC 608 ; la borne 10 de IC 407-2 à la borne I du circuit de transition ; la borne 8 de IC 407-2, sortie diviseur, à la carte PLL., côté négatif de la diode de commutation qui y a été installée. Connecter le + 5 V et le + 15V.

Mettre hors service l'arrêt du balayage de gamme à partir du signal de synchronisation (UNLOCKED) : dessouder R632 à l'une de ses extrémités.

- Autres raccordements.

Connecter les bornes A, B, C, du circuit de transition aux bornes 6 des commutateurs de choix des stations programmées par carte.

Connecter les bornes D et E, RESET et SCHIFT aux bornes correspondantes du connecteur de la carte « PROGRAMMER » (face avant).

Connecter les bornes F et G, 5 V SW et SW.STOP du circuit de transition aux bornes correspondantes du connecteur de la carte « GENERATOR-DIVIDER-OSCILLATOR ».

- Modification de l'alimentation du Tuner.

L'augmentation de consommation sur la ligne 5V est d'environ 300 mA, dûs pour une bonne part aux décades décompteuses SN 74192N. Le transistor Q108 de la carte « POWER SUPPLY » a été remplacé par un transistor 2N 3055 installé sur un radiateur, contre la face arrière de l'appareil.

Ce transistor Q108, déjà à la limite de ses possibilités thermiques, avait dû être remplacé après un an d'utilisation normale. Il est donc nécessaire de le remplacer par un modèle de puissance supérieure.

Le reste des circuits d'alimentation n'a pas été modifié.

Note sur le fonctionnement de l'appareil modifié

● Compte-tenu de la constante de temps supplémentaire introduite dans la boucle de contrôle de phase, l'accord sur une station n'est plus instantané comme auparavant, mais nécessite une durée de 3 à 4 secondes, jusqu'à la première extinction du voyant « UNLOCKED » (Diviseur de fréquence programmé). Ce voyant se rallume ensuite lors de la mise en service de la résistance de 390 Kohms (clignotement), et jusqu'au passage sur le diviseur opérant à partir de la FI.

Le galvanomètre du tuner, sur la position « MULTIPATH » indique les désaccords pendant la première phase. Son aiguille revient ensuite à zéro, quelques après la fin du cycle de transition, sauf lors de l'accord sur les stations faiblement reçues, probablement par suite de la limitation insuffisante du signal par IC607 et IC608. Il n'y a pas de distorsion due à un désaccord audible.

Lors de l'accord par balayage de gamme, l'arrêt sur les stations présentant un signal suffisant, se fera en fonction de la position du bouton « SQUELCH AGC » qui est à positionner convenablement.

La constante de temps de la boucle de contrôle de phase est suffisamment élevée pour ne pas « perdre » une station lors de phénomènes de « Fading » rapide, tels qu'il en survient parfois en U.H.F.

Conclusion

Après une modification d'importance mineure, le Tuner AJ-1510 A peut être normalement utilisé sur toutes les stations FM (et sur 87,9 MHz si l'on effectue la modification du PROGRAMMER proposée par SCHLUMBERGER).

On constate alors ses qualités exceptionnelles de reproduction, qui en font un appareil de très grande classe.

B. PONCET

Manipulations

C'est un nouveau style de table traçante qu'a sortie United Recording Electronics Industries avec son Model 200. Une table traçante que l'on peut qualifier, sans être pourtant péjoratif, d'économique. Les ensembles de mesure avec traceur utilisés traditionnellement dans l'industrie audio coûtent plusieurs dizaines de milliers de francs : un constructeur au chiffre d'affaires élevé peut se permettre un tel investissement, ce qui n'est pas tout à fait le cas de la petite entreprise, ou même du revendeur HiFi. Le traceur de courbe UREI coûte à peine plus cher qu'une bonne chaîne HiFi sans que les performances aient été sacrifiées.

table traçante audio UREI Model 200 ; module de relevé de courbe de réponse 2000

La technique a envahi la HiFi, les visiteurs du dernier Festival du Son ont pu le constater au vu de traceurs, d'analyseurs faisant vitrine au-devant des stands, appareils bardés de boutons et crachant inlassablement leur ruban de papier graphique. Le traceur est entré dans les mœurs et les laboratoires veulent tous avoir le leur. Seulement il y a le problème du prix d'achat. Il faut ajouter que les appareils proposés pour le tracé des courbes sont en général des appareils très complets permettant d'effectuer des mesures autres que celles nécessitées par les fréquences audio.

Le modèle d'UREI est spécifiquement « audio ».

La table traçante UREI est constituée de deux modules (Fig. 1). Le module de base est une table traçante Hewlett 7010 A. Elle reçoit des feuilles de papier au format A4. Nous précisons ici feuille de papier sans autre qualificatif car ces feuilles de papier peuvent très bien être vierges ; il sera possible d'utiliser du papier de brouillon pour effectuer des essais ou pour se familiariser avec l'instrument. Le papier vierge est intéressant lorsqu'on désire mettre en évidence l'évolution d'une courbe de réponse, par exemple pour l'étude d'un filtre. Le

quadrillage du papier crée une sorte de bruit de fond qui perturbe la lecture de la courbe et lorsqu'on aura tracé successivement plusieurs courbes, sur une même feuille la lecture deviendra très difficile. Un autre avantage est apporté par l'économie de papier.

Les autres traceurs de courbes utilisent un papier logarithmique entraîné par roue dentées, il faut d'une part que le format soit le bon, que le module du papier corresponde au module des roues dentées et que la largeur du papier soit adaptée à l'écartement des roues.

Aucun de ces problèmes ici, le papier est fixé électrostatiquement

il n'y a qu'à appuyer sur un bouton pour que le papier se plaque contre son support. Pour les utilisations audiofréquences, l'appareil a été prévu pour utiliser un papier à trois décades allant de 20 Hz à 20 000 Hz. Un papier semi-logarithmique à trois modules doit être modifié, la première section, 10 à 20 devant être reportée au bout, après 10 kHz (si ce papier est au format A4).

Les sensibilités peuvent être adaptées à divers types de papier, mais la plage de variation prévue par le constructeur est assez faible et ne sert qu'à compenser une variation dans le temps. Par contre, moyennant quelques modifications internes fort simples (changement de résistances de butée de poten-

tiomètres, par exemple) on pourra adapter l'appareil à n'importe quel papier, ce qui devrait permettre de résoudre tous les problèmes d'approvisionnement. La firme UREI dispose d'un papier à sa marque mais recommande aussi l'emploi de papier audio répondant aux normes DIN 45408 No 666 356,437 1/2, « papier logarithmique en fréquence pour conception audio ». L'échelle horizontale des fréquences est logarithmique tandis que celle des amplitudes est linéaire, le module du traceur assurant la conversion en dB.

La table traçante se compose d'un châssis de base sur lequel se déplacent deux chariots. Le premier se déplace longitudinalement, son déplacement se fait en fonction de la fréquence ; l'autre chariot est solidaire du premier et se déplace perpendiculairement. La pointe peut ainsi atteindre tous les points du papier. Une règle articulée permet de relever la pointe d'écriture pour faire les réglages avant le tracé définitif.

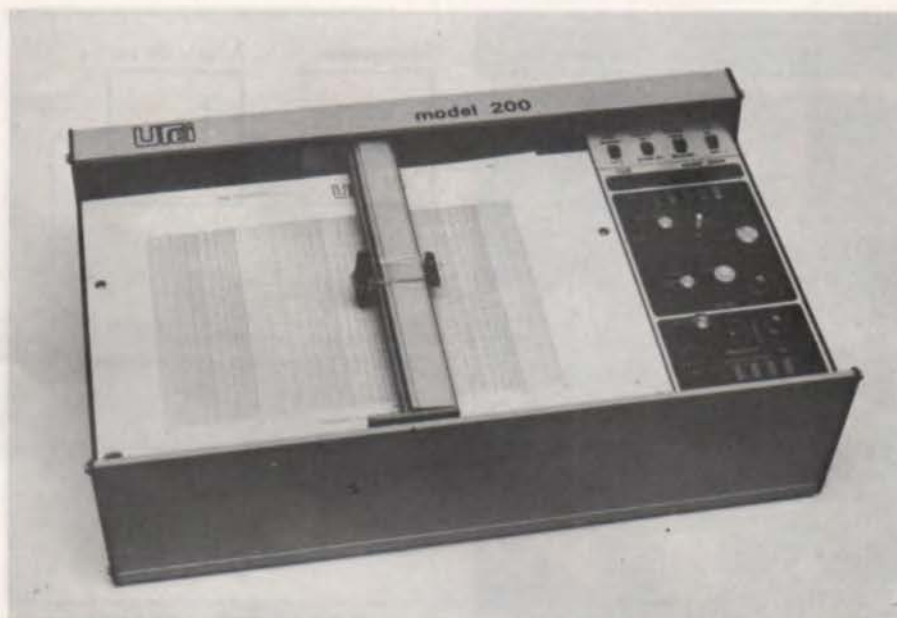
Le module spécifique UREI s'appelle 2000. C'est le premier d'une série ; il sert au tracé de courbes en

temps réel. Il se compose d'un générateur balayant la gamme de 20 Hz à 20 000 Hz. Il envoie d'une part un signal audio sinusoïdal vers sa sortie et d'autre part une tension continue qui commandera le déplacement du chariot suivant l'axe des fréquences. La seconde partie de ce module est un récepteur. Il détecte le signal de sortie de l'appareil à tester, le transforme en une tension continue dont l'amplitude est proportionnelle au logarithme de sa valeur efficace (pour une tension sinusoïdale). La tension va ensuite attaquer l'amplificateur de commande de déplacement de la table X-Y.

La table X-Y

La section mécanique de la table X-Y assure un déplacement perpendiculaire des deux chariots. Sa précision doit être élevée ; dans le cas contraire, il y aurait une erreur de fréquence entre deux courbes, l'une tracée en haut de la feuille, l'autre dans le bas.

Les moteurs sont puissants ; la vitesse maximale de déplacement des chariots est en effet de 50 cm/s, soit 1,8 km/h. L'accélération doit, elle aussi, être grande pour permettre de suivre des courbes accidentées. Le dépassement nominal est de 2 % à pleine échelle, soit 3 mm, ce qui correspond à une erreur absolue possible de 1,2 dB par rapport à une échelle de 15 cm (60 dB), une telle erreur est parfaitement admissible. Avec la sensibilité maximale, l'erreur en valeur absolue passe à 0,15 dB. Nous avons vérifié ces valeurs et avons trouvé une dissymétrie dans l'erreur, elle est supérieure à la montée où elle atteint un peu moins de 4 % alors qu'elle reste égale aux 2 % annoncés à la descente (Fig. 2). Le porte-pointe peut recevoir des pointes feutre Hewlett Packard ou un support recevant, moyennant parfois quelque modification (scotch), un feutre ordinaire. Cette dernière possibilité permet d'obtenir des tracés soit très fins, soit très épais et de toutes les couleurs, cette dernière possibilité permettant de tracer un grand nombre de courbes sur un même papier dans un but de comparaison. L'erreur due au dépassement reste la même, quelle que soit la nature de la pointe utilisée ; le poids supplémentaire des feutres de papeterie ne semble pas avoir d'influence sur la précision. Par contre, lors du retour du chariot, la masse du feutre, au centre de gravité élevé, tend à appliquer la pointe contre le papier



Exemples de tracé (correcteur).

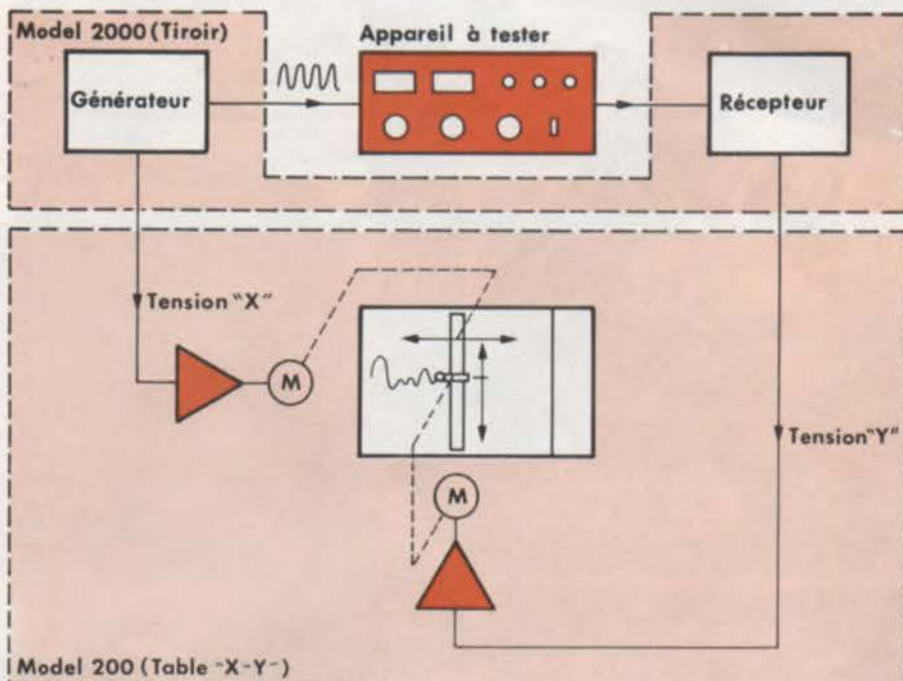


Fig. 1 : Synoptique et branchement de l'appareil.

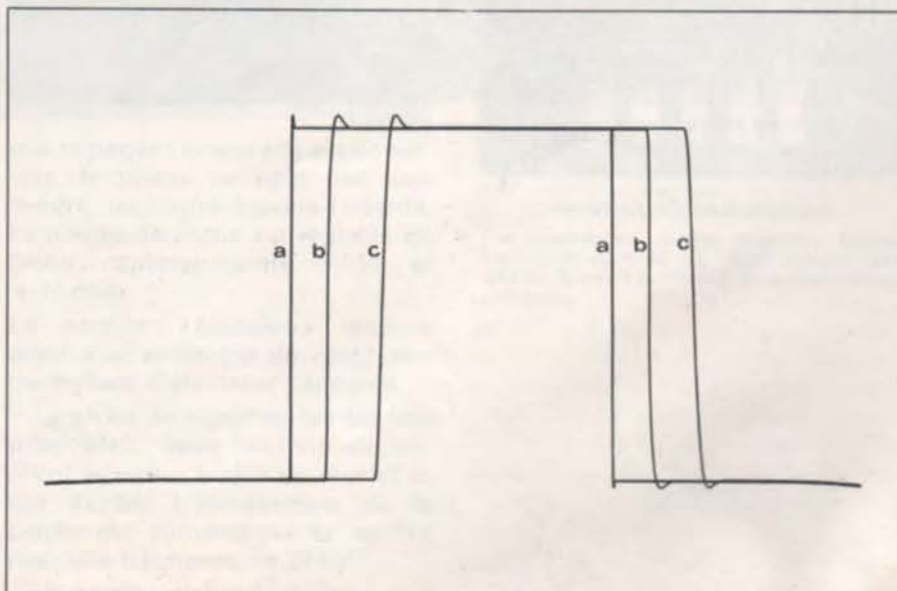


Figure 2 - Mesure du dépassement et vitesse du chariot Y. a : 120 secondes, b, 15 secondes, et détection de pente, c, 15 secondes.

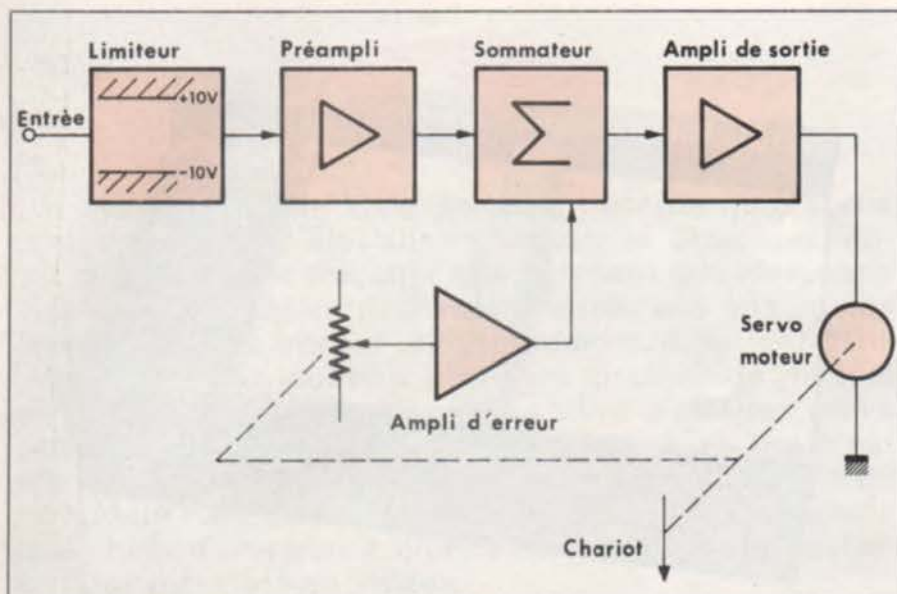
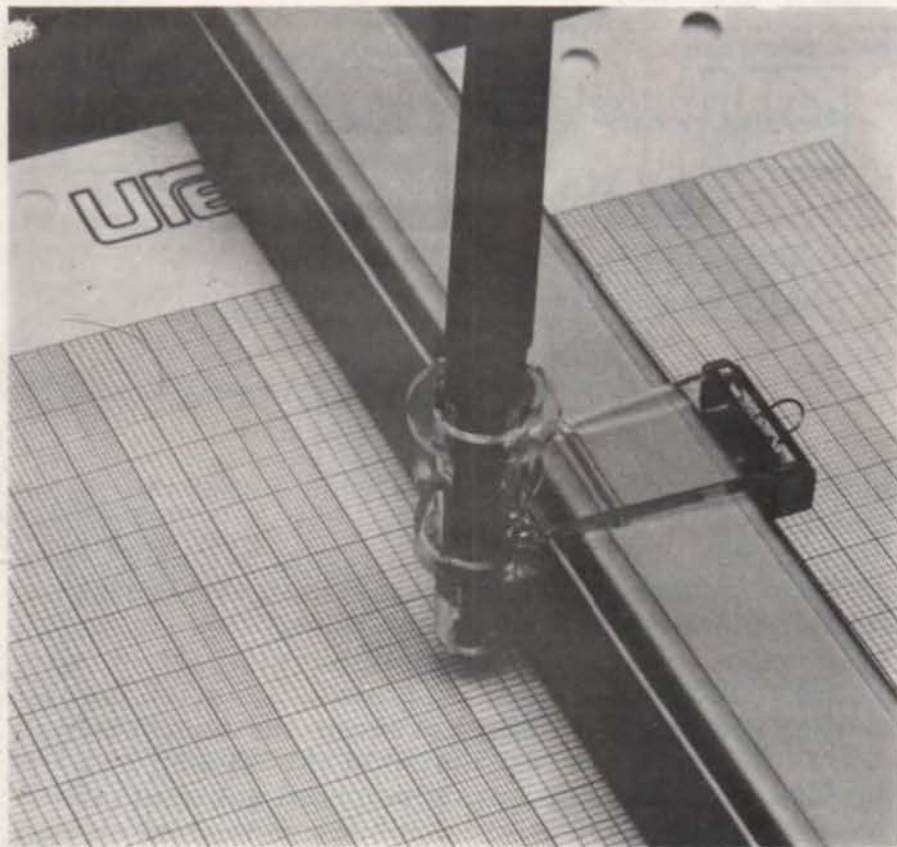


Fig. 3: Schéma synoptique des asservissements, ce synoptique est doublé pour les deux axes.



Un porte-pointe amovible pour recevoir n'importe quel feutre.

lors de l'arrêt brutal au point de départ. Cette application de la pointe se traduit par un point parasite...

Les deux chariots sont commandés par des dispositifs électroniques dont le synoptique est représenté figure 3.

Le signal d'entrée passe par un limiteur évitant les surcharges, il est ensuite soumis à un préamplificateur, un sommateur et un amplificateur qui alimente le moteur commandant le déplacement des chariots.

Le chariot entraîne dans son déplacement un curseur glissant le long de la piste d'un potentiomètre. Le curseur du potentiomètre délivre une tension correspondant à la position du chariot. Cette tension est comparée dans le sommateur à la tension venant du préamplificateur. C'est le signal d'erreur qui commandera le déplacement dans le sens convenable du chariot pour que la tension d'erreur soit la plus faible possible. Des circuits de correction de phase évitent les oscillations et réduisent l'amplitude des suroscillations (dépassement).

Ce principe de fonctionnement est sensiblement le même pour toutes les table X-Y. Les autres traceurs de courbe utilisent des traceurs d'un autre genre : c'est le papier qui se déplace et son déplacement commande le générateur ou le filtre AF.

Le module UREI 2000

C'est la partie spécifiquement audio du système. Il balaye la gamme 20 Hz-20 000 Hz à vitesse variable. Avec quatre vitesses fixes (balayage en 15, 30, 60 et 120 secondes) et une commande continue d'un rapport de 1 à 10, la variation de vitesse peut être continue de 15 secondes à 1 200 secondes (20 minutes) : toutes les exigences pourront être satisfaites. Le module offre une autre possibilité réservée aux gens pressés. Il s'agit en effet d'une vitesse de défilement variable. La variation de vitesse est provoquée directement par le signal d'entrée. Lorsque la variation est rapide, il y a un ralentissement automatique de la vitesse le long de l'axe X. Les zones où le signal n'évolue pas, la vitesse de déplacement sera grande ; par contre, il y aura ralentissement dans les « virages », exactement comme pendant une course automobile. L'essentiel est de faire le meilleur temps au parcours sans rater d'obstacle ! Les figures 4 et 5 mettent en

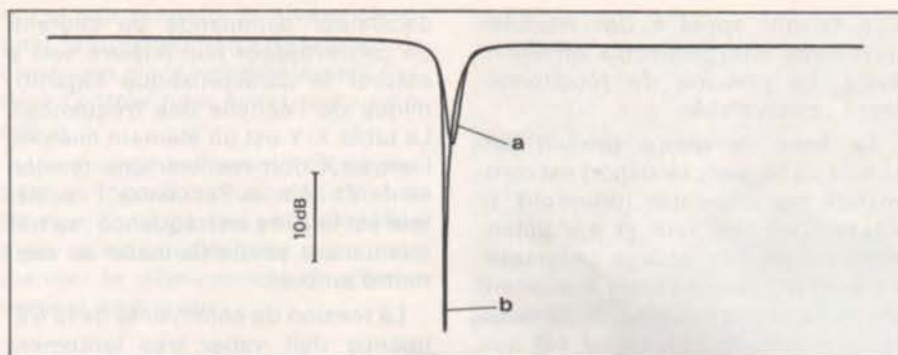


Figure 4 - Réponse d'un filtre réjecteur à bande étroite. En a, vitesse de balayage : 20 à 20.000 Hz en 15 secondes, en b, avec détection de vitesse de variation du signal. On constate une erreur de niveau et de fréquence.

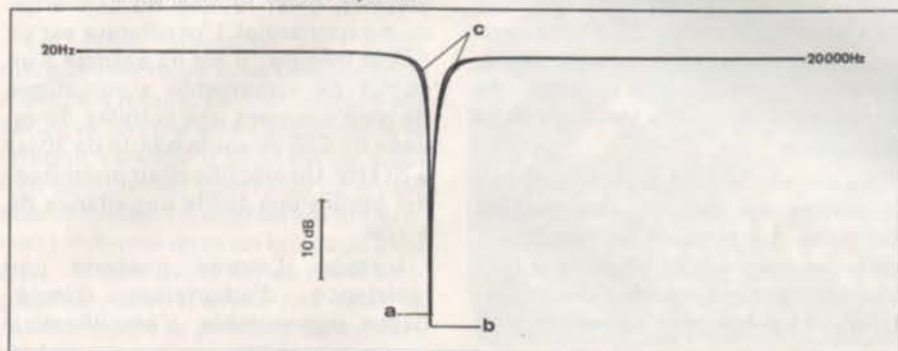
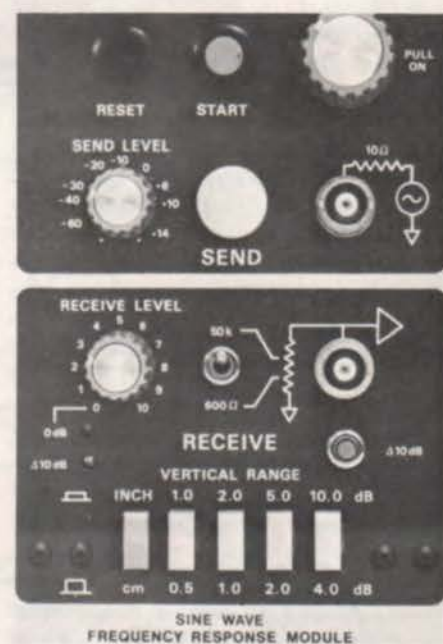


Figure 5 - Relevé de la courbe d'un réjecteur en b, vitesse lente, tracé en 2 minutes ; en a, tracé en 17 secondes avec détection de pente. Erreur de fréquence négligeable, erreur d'amplitude faible, la différence se remarque en c, lorsque la pente est faible. Le rapport gain de temps/distorsion est intéressant. On peut d'ailleurs, après une investigation nouvelle changer manuellement de vitesse à l'approche de la « perturbation », ce qui revient à avoir une détection manuelle de la pente.

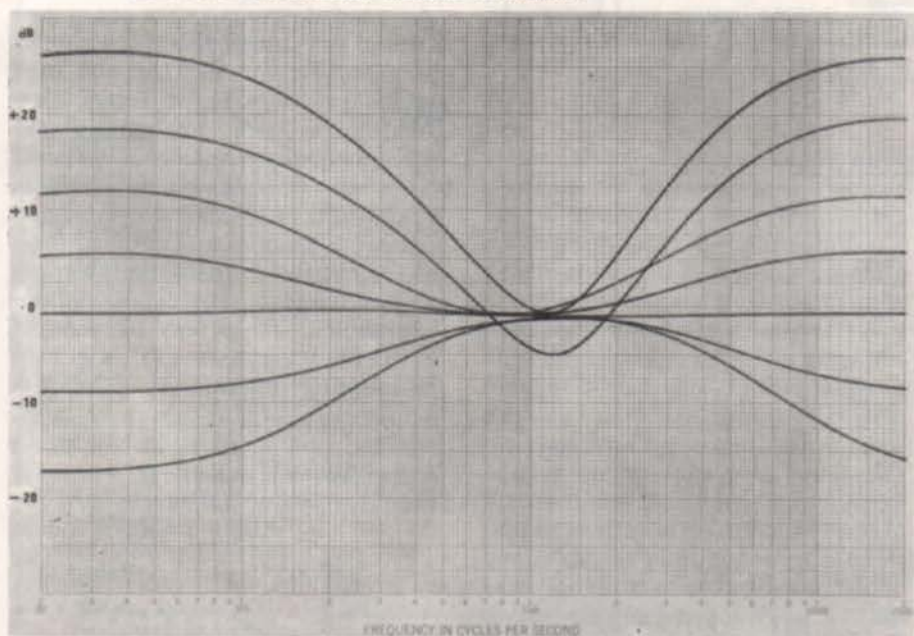


Les commandes, section générateur. En haut, les voyants à diode LED, sélection de vitesse, de calibration, vernier de vitesse et mise en service du détecteur de pente, boutons de départ, commande de fréquence manuelle, niveau de sortie, vis de blocage du tiroir.

← Exemple de tracés. (correcteur)



Les commandes, section réception. Niveau, impédance d'entrée, Δ 10dB, échelle verticale on aperçoit les fentes de potentiomètres ajustables.



évidence cette possibilité qui fait gagner plus d'une minute. La variation de vitesse continue permet, elle aussi, d'accélérer le défilement une fois que l'on connaît l'emplacement de l'obstacle. Le gain se situe au niveau de la fréquence propre du phénomène et de son amplitude. En outre, si le phénomène est pointu, si son coefficient de surtension est important, il aura lui aussi à se mettre en train, ce qui n'est pas toujours immédiat.

La commande de fréquence balayée se double d'une commande manuelle. Cette dernière sert lors

des réglages ; lorsqu'elle est en service, la plume ne peut pas descendre, un circuit logique l'interdit. Le niveau de sortie est réglable de façon continue entre -50 et +10 dBm.

La section « émission » dispose aussi d'un ensemble de calibration permettant d'étalonner l'appareil.

La sortie du signal se fait sur une prise BNC, deux boutons déclenchent le retour à zéro du chariot et son départ. L'abaissement de la pointe est automatique et se fait pour une fréquence de 20 Hz.

La section « réception » est plus

simple ; elle reçoit le signal sur une entrée BNC, un sélecteur permet de choisir une impédance de 600 ou de 50 000 Ohms. Un bouton de potentiomètre règle la sensibilité et un clavier l'échelle verticale. Nous avons le choix entre 0,5, 1,2 et 4 dB/cm, cette gamme se double, pour un usage plus international d'une série d'échelles de 1, 2, 5 et 10 dB/inch. Nous avons là aussi un système de calibrage par un pas de 10 dB.

Une série de voyants rappelle les fonctions en service. Ce tableau de voyants permet de comprendre en une seconde pourquoi le chariot n'a pas démarré malgré l'ordre que nous avons envoyé.

Synoptique

Le synoptique que nous avons représenté ici est simplifié, la réalisa-

tion faisant appel à des modules auxiliaires interconnectés différemment. Le principe de fonctionnement reste valable.

La base de temps produit une rampe de tension. Le départ est commandé par impulsion (poussoir), la vitesse par sélecteur et par potentiomètre pour le réglage progressif. La base de temps reçoit également du circuit d'entrée un signal de variation de vitesse ; ce signal est issu d'un dérivateur qui détecte les variations de tension reçue ; lorsque la variation est rapide, quel que soit son sens (utilisation d'un détecteur de valeur absolue), le module de différenciation agit sur la base de temps pour ralentir la variation de la fréquence.

Le circuit de calibrage substitue à la rampe de tension une tension continue. La tension de rampe est envoyée dans un convertisseur tension/courant exponentiel. Ce convertisseur commande la fréquence d'un

oscillateur commandé en courant. Le convertisseur non linéaire sert à assurer la caractéristique logarithmique de l'échelle des fréquences. La table X-Y est un élément linéaire, l'entrée X doit recevoir une tension en dents de scie. Par contre, l'oscillateur est linéaire en fréquence ; sa fréquence est proportionnelle au courant d'entrée.

La tension de commande de la fréquence doit varier très lentement pour les fréquences basses et très rapidement pour les fréquences élevées, c'est le rôle du convertisseur exponentiel. L'oscillateur est un circuit intégré ; il est ici associé à un circuit de commande automatique de gain assurant une stabilité de niveau de 0,05 % sur la bande de 20 Hz à 20 kHz. Un amplificateur opérationnel assure une faible impédance de sortie.

L'étage d'entrée possède une résistance d'adaptation d'impédance commutable. L'amplificateur

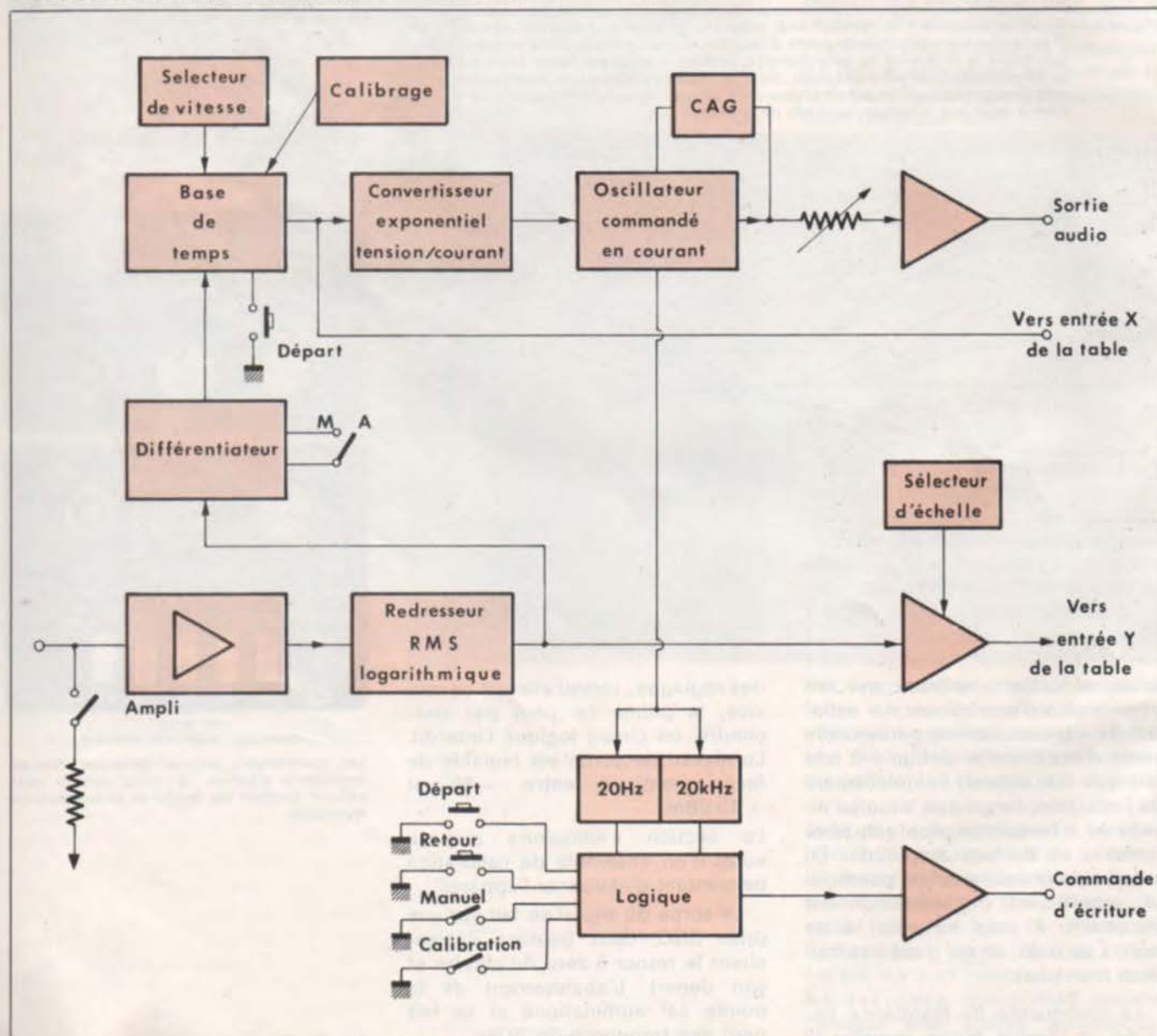


Fig. 6 : Synoptique du module électronique 2000.

qui la suit remonte le niveau du signal, le potentiomètre de réglage de niveau est placé immédiatement derrière l'entrée pour éviter toute saturation.

Un module redresseur et convertisseur logarithmique délivre une tension continue qui sera amplifiée avec sélection d'échelle pour commander le déplacement du chariot vertical du traceur.

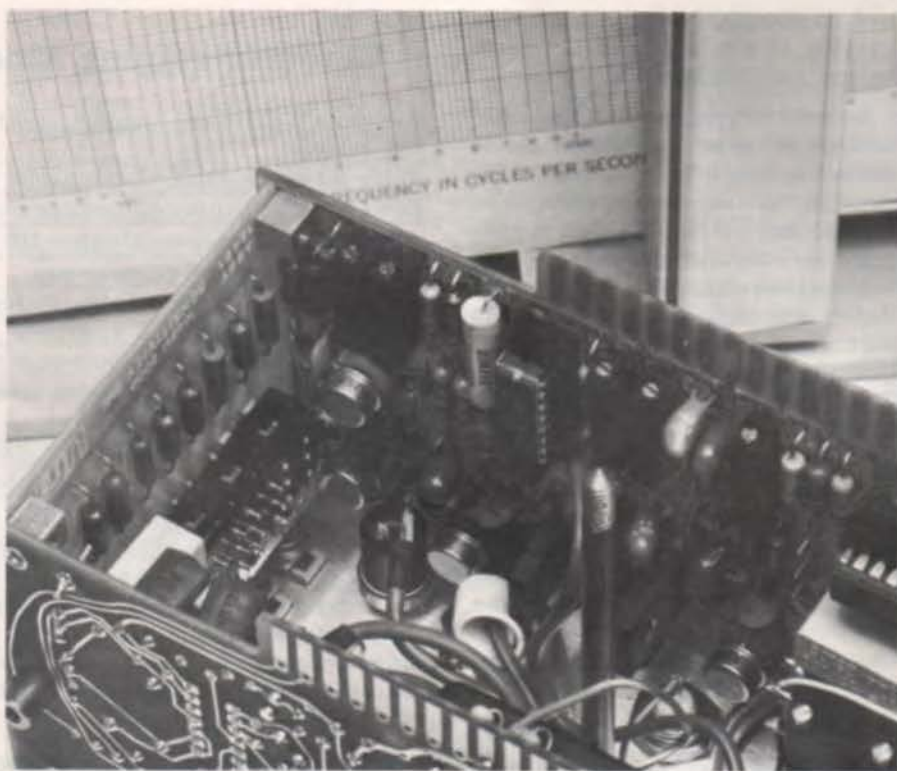
Construction

La table traçante est d'une marque reconnue dont la réputation n'est plus à faire. La construction est sérieuse, propre et ne prête pas à la critique. Le tiroir d'UREI est lui aussi bâti suivant des standards au moins aussi sévères. Le module est entièrement enfermé dans un blindage bien à lui ; la face avant est en dural sérigraphié. Nous n'avons pas testé la résistance de la peinture au contact répété des doigts ; si on peut éviter de frotter les inscriptions, c'est mieux. Quatre circuits imprimés sont installés dans le module ; il se tiennent rigidement les uns aux autres grâce à de petits cubes de métal léger sertis et vissés. Les circuits sont à double face, trous métallisés ; nous avons un plan de masse côté composants et une sérigraphie. Comme le constructeur donne les schémas de principe, on n'aura aucune peine à assurer le dépannage pour peu que l'on dispose d'une rallonge permettant d'alimenter le module dégagé de sa cage. Condensateurs au tantale, à diélectrique plastique, résistances de précision si nécessaire, circuits intégrés et transistors en boîtier céramique, plastique ou métallique, câblage bien fixé, la qualité de fabrication est très élevée et ne prête là non plus à aucune critique.

Exploitation

La table traçante est un outil utile. Elle facilite bien entendu les mesures pour les bancs d'essais mais ne doit pas être exclusivement consacrée à cet usage. Elle servira chaque fois qu'il y aura à relever une courbe de réponse en temps réel. Cette notion de temps réel est importante car elle détermine les catégories d'emploi de cet appareil.

Une mesure en temps réel est une mesure qui se fait en injectant le signal dans l'appareil à tester et en envoyant la tension de sortie vers la table X-Y. Parmi les appareils per-



Fabrication très sérieuse du module 2000.

mettant la mesure en temps réel, nous citerons les amplificateurs, les enceintes (par amplificateur interposé), les tuners (par générateur interposé), bref, tous les appareils électroniques sauf les magnétophones et les tourne-disques.

Ces deux dernières catégories d'appareils exigent une lecture après enregistrement. Pour les magnétophones, le problème est simple si l'appareil à tester possède une tête de lecture séparée de celle d'enregistrement. Seulement, il y aura un décalage entre l'enregistrement et la lecture et ce décalage se traduira par une erreur en fréquence, erreur que l'on pourra compenser en déplaçant la feuille de papier d'une distance donnée fonction de la vitesse de défilement de la bande du magnétophone, de l'écart entre les têtes et de la vitesse de variation de fréquence. Si la vitesse de défilement est de 4,75 centimètres par seconde, qu'il y a 2,375 centimètres entre tête de lecture et d'enregistrement et que la vitesse choisie est de 15 secondes de 20 à 20 000 Hz, il faudra décaler les origines de $(0,5/15) \times$ longueur de l'échelle des fréquences. Le nouveau 20 hertz sera alors situé, pour une échelle de 23 cm, 7 mm à gauche de l'origine de départ. Mais, comme le détecteur de fin de balayage détecte le 20 kHz émis par le générateur interne, la courbe sera amputée des derniers kilohertz, c'est-à-dire pour l'exemple que nous avons pris 4 kHz.

Une deuxième solution existe. Elle consiste à enregistrer sur la piste non utilisée du magnétophone stéréophonique un signal de départ audible et très bref. A la lecture, on appuiera sur le bouton de départ au moment du top. Le respect de l'échelle originale sera d'autant meilleur que la vitesse de balayage sera lente. Une erreur de deux dixièmes de seconde sur 15 secondes est beaucoup plus importante que la même erreur sur deux minutes. Comme l'erreur absolue est la même dans les deux cas, la conclusion est facile à tirer. Pratiquement, on s'en tire avec une erreur inférieure au millimètre, soit à peu près 500 Hz à la fréquence de 20 000 Hz.

Pour la lecture d'un disque, le problème est plus complexe ; nous n'avons pas tenté l'expérience. Il faut procéder de la même façon, cette fois sans disposer du signal de départ. Il faut également avoir un disque gravé avec un balayage correspondant à celui du papier. Dans le cas contraire, sachant qu'il y a trois octaves sur le disque et que le balayage est, lui aussi, logarithmique, on pourra se faire une autre échelle. En divisant par trois la longueur totale, on obtient les trois décades ; pour les autres, une bonne règle de trois sera suffisante. On se souviendra aussi qu'il y a la même distance entre 1 et 2, qu'entre 2 et 4 ou 4 et 8 ; chaque octave a la même longueur.

Nous avons vu ici les problèmes les plus délicats à résoudre. Le tra-

vail en temps réel est plus simple puisque l'écriture se fait en même temps que l'émission du signal.

La première opération, après déballage et mise en service de la table traçante, est l'étalonnage. Ici, nous avons fait cet étalonnage en suivant les instructions (en anglais pour le moment) du constructeur. Nous avons essayé de changer de papier en choisissant une échelle métrique et aussi de modifier la longueur des modules de fréquence. C'est une opération relativement simple mais qui demande de multiples réajustements. Ces réglages doivent se faire plume abaissée, mais la logique interne interdit cette manœuvre si bien qu'il est nécessaire d'abaisser la plume à la main ; la plume est articulée et décrit de ce fait un arc de cercle. On la croit au-dessus d'un trait et en fait elle tombera un millimètre plus loin.

Le premier réglage est celui du 20 Hz, c'est-à-dire de l'origine. Le papier vient buter contre une butée mécanique solidaire de la table, il ne reste alors qu'à placer la pointe d'écriture sur la ligne de départ en lui faisant toucher le papier et en réglant le zéro électrique par l'intermédiaire de l'un des trimmers accessibles au travers d'un trou de la façade. L'opération se répètera pour 1 et 10 kHz. En fait, le potentiomètre 10 kHz sert à régler la longueur de la course et le potentiomètre 1 kHz ajuste sa linéarité. Un sélecteur destiné à l'étalonnage comporte un autre repère à 100 Hz. En passant d'une fréquence à l'autre, on obtiendra une linéarité quasi-parfaite, sans difficulté.

La section réception et traitement du signal ne comporte que deux réglages, un pour la position du zéro, l'autre pour la sensibilité ; cette dernière permet de juger un bond étalon de 10 dB commandé par un poussoir. La référence 10 dB est interne.

Nous avons fait ces réglages une fois, au moment de la réception de l'appareil et n'avons pas eu à y retourner.

Nous avons expérimenté le traceur pour diverses tâches, soit sur du matériel audio, magnétophone compris, soit pour l'étude de filtres actifs où un appareil de ce type fait merveille. Nous avons eu à réaliser un filtre passe-bande simple devant rejeter au maximum les fréquences situées de part et d'autre, en particulier aux fréquences basses. Le montage a été réalisé à partir d'une structure à source contrôlée avec réglage de la contre-réaction. A l'entrée du

Caractéristiques Model 200

Système d'écriture : support pour feutres spéciaux et adaptateur pour autres pointes.

Taille du porte-papier : pour papier format DIN A4, fixation électrostatique.

Dimensions : largeur 437 mm, profondeur 226 mm, hauteur 135 mm.

Alimentation : commutable sur 100, 115, 200, 230 V 47,5 à 400 Hz.

Consommation : 70 W maximum.

Sensibilité : verticale : 1 V/inch, horizontale : 0,1 V/inch. (conversion métrique par tiroir 2000).

Type d'entrées : connecteurs pour modules UREI.

Précision : $\pm 0,3\%$ de la pleine échelle à 25°C — y compris linéarité et bande morte.

Coefficient de température : $\pm 0,02\%$ / °C.

Bande morte : 0,2 % de la déviation totale.

Dépassement : 2 % de l'excursion totale.

Vitesse d'écriture : 50 cm/s minimum.

Accélération de crête : axe X : 2540 cm/s², Axe Y : 1270 cm/s².

Résolution : la pointe peut être placée à n'importe quel endroit, à un dixième de millimètre près.

Dérive du zéro : la pointe ne se déplace pas d'une quantité supérieure à 2,5 mm par jour, quelle que soit la température.

Caractéristiques Model 2000

Signal : sinusoïdal.

Gamme de fréquence : 20 Hz à 20 kHz.

Niveau du signal : - 50 dBm à + 14 dBm.

Taux de distorsion : moins de 0,5 % à + 10 dBm et 1 kHz.

Impédance de sortie : 10 Ohms, résistive.

Linéarité d'amplitude : $\pm 0,05$ dB de 20 Hz à 20 kHz.

Fréquences discrètes d'étalonnage : 20 Hz, 100 Hz, 1000 Hz, 10000 Hz $\pm 1\%$.

Stabilité de l'étalonnage : 0,25 %/24 heures après mise en température.

Durée de balayage de la gamme : 15, 30, 60, 120 secondes.

Vernier multiplicateur de durée de balayage : variable de façon continue de 1 à 10.

Départ, retour en arrière : par poussoirs.

Détection de pente du signal traité : change la vitesse de défilement en fonction de la vitesse de variation du signal traité.

SECTION RECEPTION.

Sensibilité : 50 mV pour le niveau de référence 0 dB au milieu de l'axe Y.

Impédance d'entrée : 50 kilohms ou 600 Ohms.

Atténuateur d'entrée : plus de 60 dB, variation continue.

Dynamique : 64 dB affichés.

Echelles verticales : 1 dB, 2 dB, 5 dB 10 dB/inch ou 0,5 dB, 1 dB, 2 dB, 4 dB/cm.

Etalonnage vertical : variation de 10 dB à 0,1 dB près.

Relevage de la pointe : automatique pour les fréquences inférieures à 20 Hz et supérieures à 20 kHz, pas de tracé lors du retour.

Importé par Schaeffer et Riesser, 14 bis, rue Marbeuf, 75008 Paris.

montage, un condensateur de liaison élimine toute composante continue. Après calcul du montage, et réalisation, nous avons pu relever la courbe du filtre et l'action du réglage de la contre-réaction par le tracé de plusieurs courbes successives. La dernière opération de mise au point du filtre a consisté à abaisser la valeur du condensateur de liai-

son pour éliminer les basses fréquences. Pour de telles études, le gain de temps est considérable, les modifications sont très faciles à effectuer et le résultat de la modification s'obtient en 15 secondes si le filtre n'est pas trop complexe.

Les correcteurs, les filtres passe-haut ou passe-bas des amplificateurs verront leur mise au point faci-

litée. Pas besoin de changer de papier à chaque fois, ni d'utiliser de papier quadrillé, il suffit de repérer quelques fréquences typiques pour effectuer les essais et les comparaisons. C'est en effet surtout une méthode comparative que nous avons employée ici.

Si le traceur s'est révélé très pratique, ce n'est pas un instrument à utiliser sans précautions. On peut faire dire n'importe quoi à une courbe ne serait-ce qu'en l'interprétant. Le traceur de courbe est très facile à employer et les erreurs arrivent d'autant plus facilement que l'on ne se méfie pas. Nous avons par exemple obtenu des courbes bizarres uniquement par saturation du montage testé. La saturation de la table traçante se traduit par une butée contre le haut alors que celle du montage s'exprime par la présence d'une courbe qui n'a pas du tout la forme attendue. Le détecteur de valeur efficace ne tient pas du tout compte de la forme de l'onde et est absolument incapable de discerner le signal tordu de celui qui ne l'est pas.

Nous ne pourrions donc que conseiller, et cela particulièrement avec des montages amplificateurs, de surveiller par oscilloscope interposé la forme de l'onde de sortie.

Une seconde erreur peut provenir de la vitesse de défilement des fréquences. Nous avons pris le filtre réjecteur d'un égaliseur paramétrique et avons fait défiler les fréquences, une première fois en 15 secondes, sans employer le détecteur de pente du signal, la seconde fois avec ; nous avons obtenu le dessin de la figure 5. Ensuite, nous avons choisi une vitesse de défilement lente (120 secondes) et avons comparé la courbe à celle faite en 15 secondes avec détecteur de pente (figure 4). Dans le premier cas, on observe un décalage de fréquence et une erreur d'amplitude de 21 dB ; dans le second cas, la différence d'amplitude est de 1,6 dB alors que la fréquence reste la même, les deux courbes sont confondues.

On peut ainsi juger de l'efficacité du circuit de détection de pente autorisant un gain de temps appréciable.

A propos du circuit de détection de pente, nous devons préciser qu'il n'est valable que pour un fonctionnement en temps réel. Lors du relevé d'une courbe de réponse d'un magnétophone, on effectue la mesure de la bande passante en commençant par enregistrer. L'enregistrement se fait à vitesse constante puis-

qu'on ne se sert pas du signal de sortie. Lors de la lecture, si le détecteur de pente reste branché, il réagira lors d'une variation brusque de niveau et ralentira l'avance du chariot des X alors que la bande continuera à faire défiler ses fréquences avec la même vitesse qu'auparavant. Cela est également valable pour une mesure faite sur un magnétophone à trois têtes étant donné qu'il y a un décalage de fréquence entre l'enregistrement et la lecture.

Les autres relevés que nous avons pu faire montrent que l'appareil est très simple à utiliser et que sa précision est au moins aussi bonne que celle des appareils de mesures à aiguille traditionnellement employés. Chaque fois que la courbe de réponse n'est pas linéaire, que la dynamique de mesure est importante, le traceur de courbes rend de grands services. Il sera aussi un aide précieux pour la correction acoustique d'un local. C'est un domaine dans lequel l'UREI 200 brillera lorsqu'un microphone et un préamplificateur auront été adaptés. Une restriction se pose à l'endroit des relevés acoustiques. Le microphone est un instrument à large bande qui captera tous les bruits ambiants, quelle que soit leur fréquence. Il faudra donc opérer à un niveau sonore relativement important pour que le signal utile soit supérieur au bruit de fond de la pièce. Attention aux fréquences hautes, les tweeters sont fragiles. La solution idéale est constituée par un filtre à bande étroite suivant le générateur ; ce filtre éliminerait les signaux dont les fréquences ne se situent pas dans la bande concernée par la mesure.

Le défilement à grande vitesse permet, dans le cas d'une mesure d'enceinte acoustique de filtrer une partie des creux et des bosses en évitant d'exciter longtemps l'enceinte sur une des fréquences d'accord du local. La vitesse de défilement élevée donne des résultats très proches de ceux obtenus par une mesure en bruit rose avec filtre tiers d'octave. Une mesure à large bande donne en effet un résultat moyen de tous les phénomènes intervenant sur la bande de fréquences.

Une fois la courbe de réponse du dispositif acoustique obtenue, on pourra régler un correcteur graphique ou paramétrique pour établir une courbe de correction inverse de la courbe du local. Par tâtonnements successifs, on obtiendra une correction pratiquement parfaite et cela sans avoir à tracer à chaque fois la courbe du local, donc sans bruit.

Conclusion

A l'heure où la technique envahit les auditoriums, UREI propose de quoi satisfaire tous les techniciens des points de vente HiFi spécialisés. Ces points de vente pourront proposer avec un appareil, ampli ou autre, un relevé des courbes de correction de timbre pour diverses positions des boutons, des courbes des filtres, une bande passante tous correcteurs à zéro, une série de courbes de la correction physiologique en fonction de la position du potentiomètre de volume. Les égaliseurs graphiques pourront être vendus avec la courbe de réponse du local et de ses enceintes, avant et après correction. L'UREI 200 permet un contrôle rapide des performances types d'un appareil quelconque ; en plaçant un gabarit sur la table et en vérifiant quelques points caractéristiques, on s'assurera du parfait fonctionnement d'un appareil en révision. Les possibilités ne sont pas illimitées et il faudrait effectuer quelques modifications et adjonctions pour que ce traceur soit vraiment universel. Sa conception modulaire ne peut empêcher de penser qu'un jour ou l'autre, d'autres tiroirs feront leur apparition. Rien n'empêchera alors d'avoir une série de tiroirs pouvant se monter sur un seul châssis.

Enfin, un traceur de courbe au prix beaucoup plus accessible que celui des autres concurrents. Nous avons pu, en plus, apprécier la petite taille de l'appareil, un appareil qui trouvera partout sa place et qui pourra se transporter facilement pour des mesures en d'autres lieux (il faut tout de même une prise de courant). La taille ne change en rien les performances ; l'intégration a ici permis de réaliser un appareil spécifique, compact, capable de satisfaire 80 % des exigences des laboratoires audio ou travaillant entre 20 Hz et 20 000 Hz. On pourra aussi simuler des circuits travaillant plus bas en changeant la valeur des composants, utiliser la table avec une autre échelle de fréquences. Nous ne pouvons pas ici citer toutes les applications du produit, elles sont fonction de l'utilisateur de l'appareil.

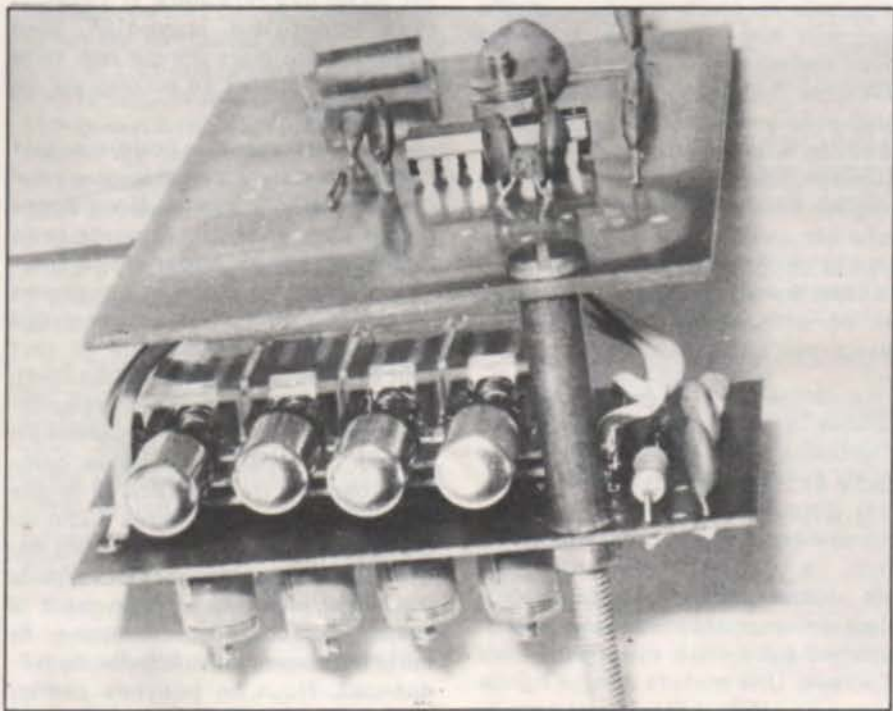
Etienne LEMERY

La conception des récepteurs FM, qu'il s'agisse d'appareils portables, de tuners pour chaînes Hi-fi, d'autoradio ou d'équipements de télécommunications n'a que peu évolué ces dernières années : la partie HF fait presque exclusivement appel à des transistors discrets (bipolaires ou MOSFETS) et seules certaines platines FI utilisent des circuits intégrés associés à des filtres céramique.

Nous allons ici décrire l'utilisation de deux circuits intégrés spéciaux (SO41P et SO42P de Siemens) pour la construction très économique de récepteurs FM performants ne faisant appel à aucun transistor discret.

Il est ainsi possible de réaliser toute une gamme d'appareils qui diffèrent surtout l'un de l'autre par le procédé d'accord utilisé et l'emploi de bobines ou de filtres céramique pour obtenir la sélectivité voulue dans les circuits FI. Un faible encombrement et de larges possibilités dans le choix des tensions d'alimentation caractérisent par ailleurs ces récepteurs.

Récepteurs FM



Présentation des circuits intégrés SO41P et SO42P :

Encapsulés dans des boîtiers plastiques DIL à 14 broches particulièrement peu coûteux, ces circuits intégrés remplissent les fonctions suivantes :

Le SO41P : voir caractéristiques détaillées en fig. 1.

- amplificateur - limiteur FI large bande ou bande étroite à grand gain
- démodulateur FM très linéaire
- préampli BF délivrant environ 100 mV

Le SO42P : voir caractéristiques détaillées en fig. 2.

- modulateur en anneau à 4 transistors
- oscillateur push-pull à 2 transistors
- fonctionnement assuré jusqu'à 200 MHz.

Montages possibles avec le SO41P :

Branchements d'alimentation et de la sortie BF : fig. 3

Dans tous les cas de figure, le positif de l'alimentation (4 à 12 volts) est à relier à la broche 11, alors que les broches 1, 3, 4, 5, 12 doivent rejoindre la masse par le chemin le plus court possible.

La sortie BF est à prendre sur la broche 8, par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison. La cellule de désaccentuation est à placer entre cette broche 8 et la ligne positive (broche 11). Compte tenu de la résistance interne vue de la broche 8, un condensateur de 10 nF procure une correction « européenne » à 50 microsecondes. Cette capacité est bien sûr à supprimer (ou à remplacer par une 220 pF) dans le cas où ce module serait suivi d'un décodeur stéréo.

Réalisation du circuit d'entrée moyenne fréquence : fig. 4

Le circuit d'entrée peut, au choix, être accordé ou bien apériodique. Dans ce dernier cas, la sélectivité doit être assurée en amont par un filtre céramique, par exemple. Pour les essais, un condensateur de 22 nF peut se charger de la liaison. Afin de réaliser l'adaptation avec les circuits précédents, la résistance marquée 330 Ω peut être diminuée jusqu'à environ 50 Ω . Ce circuit peut fonctionner en ampli-démodulateur pour FM large bande (FI de 10,7 MHz), pour FM bande étroite (FI de 455 ou 480 kHz) ou pour des applications

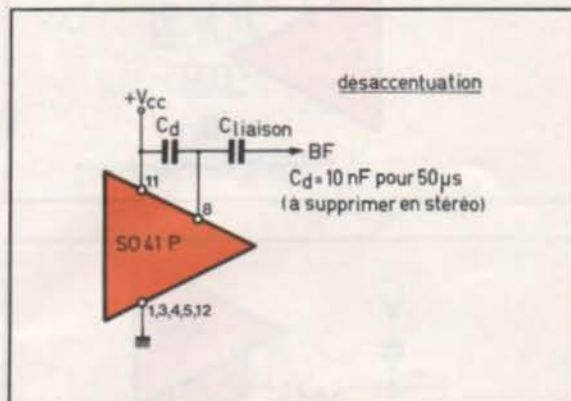


Fig. 3

fig. 1 : Caractéristiques du SO41P (valeurs typiques) :

tension d'alimentation : 4 à 15 V
 fréquence de fonctionnement : 0 à 35 MHz
 gamme de températures : - 25 à + 85 °C
 gain à 10,7 MHz : 68 dB
 distorsion harmonique ($f = 10,7 \text{ MHz } \Delta f = \pm 50 \text{ KHz}$) : 0,55 %
 tension d'entrée au seuil de limitation : 30 μV
 impédance d'entrée à 10,7 MHz : 20 k Ω / 2 pF
 à 455 kHz : 50k Ω / 4 pF
 résistance de sortie : 5 k Ω
 réjection AM : 60 dB pour 10 mV d'entrée

fig. 2 Caractéristiques du SO42P (valeurs typiques) :

tension d'alimentation : 4 à 15 V
 fréquence de fonctionnement : 0 à 200 MHz
 gamme de températures : - 15 à + 70 °C
 gain en puissance (entrée 10 MHz, sortie 10,7 MHz) : 16,5 dB
 capacité de sortie : 6 pF
 facteur de bruit : 7 dB

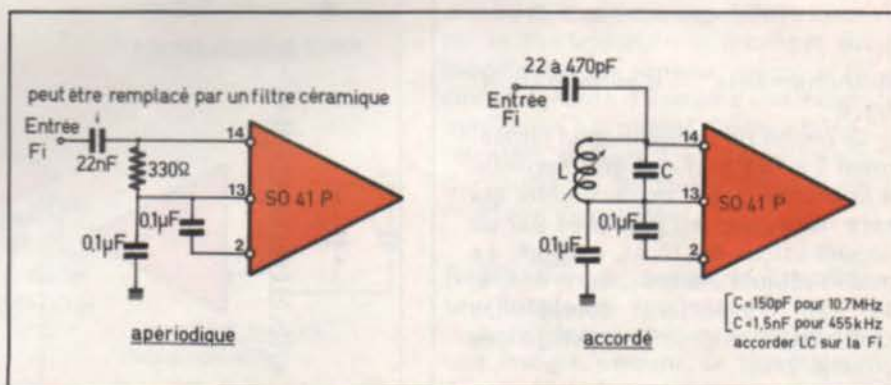


Fig. 4

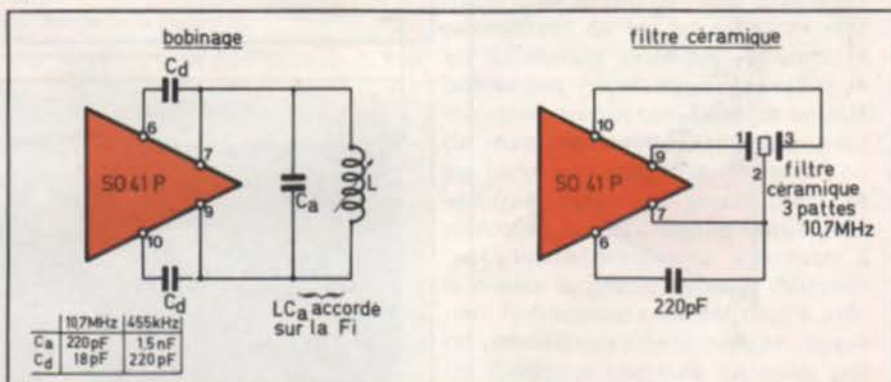


Fig. 5

spéciales, à des fréquences plus basses (FI de 100 kHz ou moins). Le seul problème est alors celui de la réalisation des bobinages.

Nous donnons à titre indicatif des valeurs de capacité d'accord donnant de bons résultats à 10,7 MHz et à 455 kHz (voir fig. 4).

Réalisation du circuit démodulateur : fig. 5

Ce circuit a pour rôle de créer le déphasage nécessaire à l'entrée en fonctionnement du démodulateur contenu dans le SO41P. La fig. 5 explicite les deux possibilités de réalisation offertes à l'expérimentateur :

la première fait appel à un circuit accordé LC (nous fournissons également des valeurs typiques de capacité pour 10,7 MHz et 455 kHz), et la seconde, qui offre le gros avantage d'éliminer tout réglage, met en œuvre un filtre céramique identique à celui évoqué plus haut, d'un type très économique (pour 10,7 MHz, on peut choisir un SFC ou SFE 10,7 MA de Murata/Stettner ; importateur en France : Emile Joly SA).

Synthèse d'une platine FI

En combinant les possibilités énumérées plus haut, il est facile de

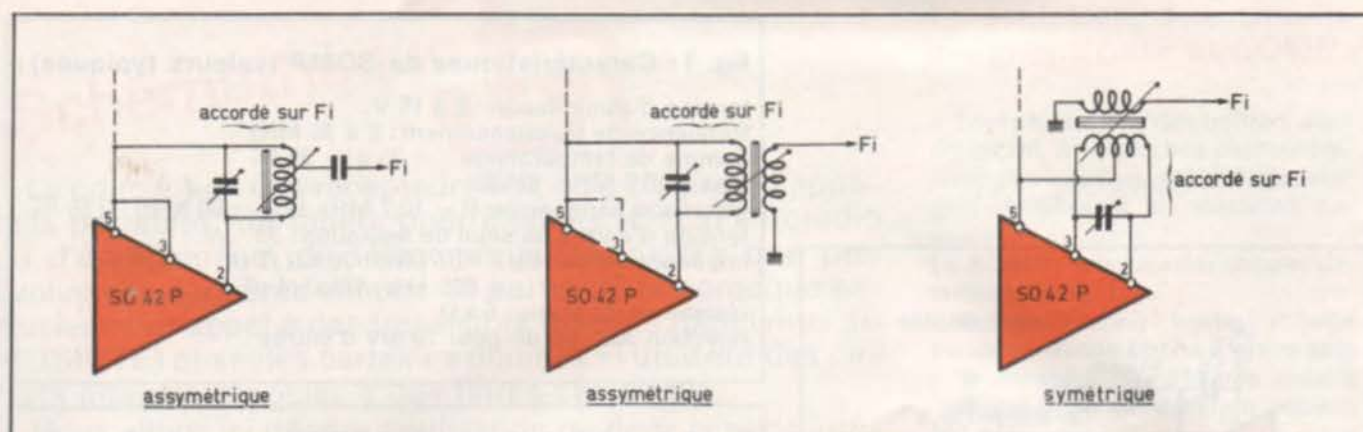


Fig. 7

réaliser différents modèles de platines FI répondant à tous les besoins courants, utilisant des bobines ou des filtres céramique, voire les deux. Nous donnerons plus loin un exemple type facilement reproductible pour essais.

Montages possibles avec le SO42P :

Branchements d'alimentation : fig. 6

Le positif de l'alimentation (également 4 à 12 volts) doit être appliqué à la broche 5 du circuit, broche qui sera découplée au plus près par un condensateur de 10 nF à 10 μ F. La masse réunira les broches 1, 4, 6, 9, 14, en respectant toutes les contraintes propres au câblage des circuits VHF.

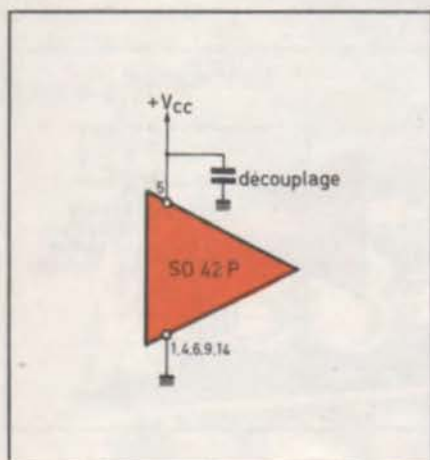


Fig. 6

Réalisation du circuit de sortie FI : fig. 7

Deux possibilités sont offertes pour le branchement du transfo de sortie FI au modulateur en anneau : attaque dissymétrique, ce qui sous-entend l'existence d'un strap entre broche 3 et ligne positive, ou bien attaque symétrique par les broches 2 et 3. Cette seconde solution est favorable à l'obtention des performances maximales et ne complique que très peu la réalisation du bobinage. La liaison vers la platine FI

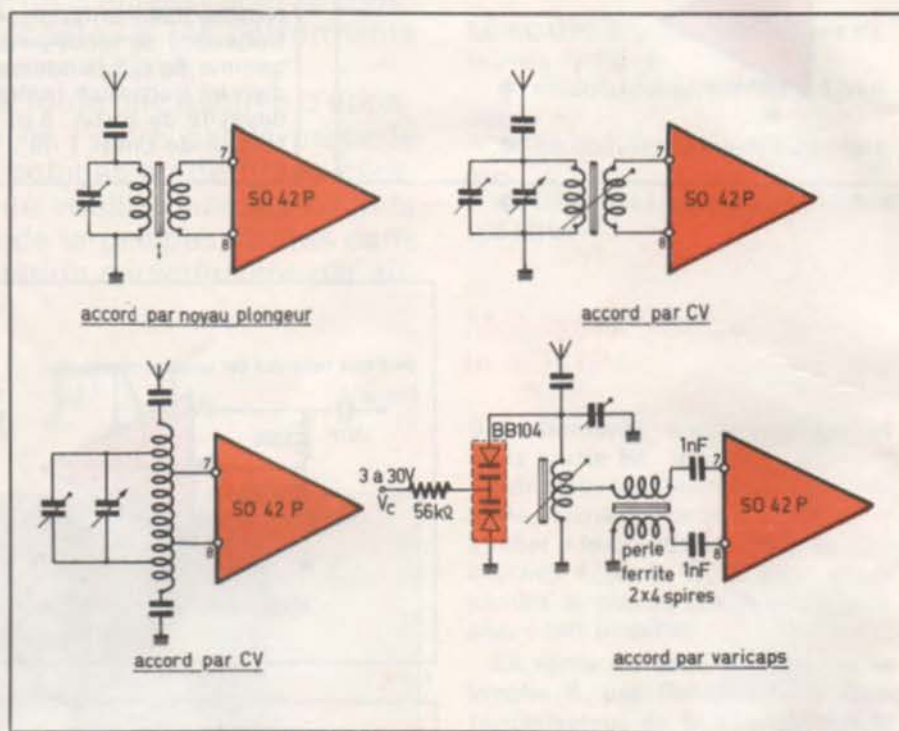
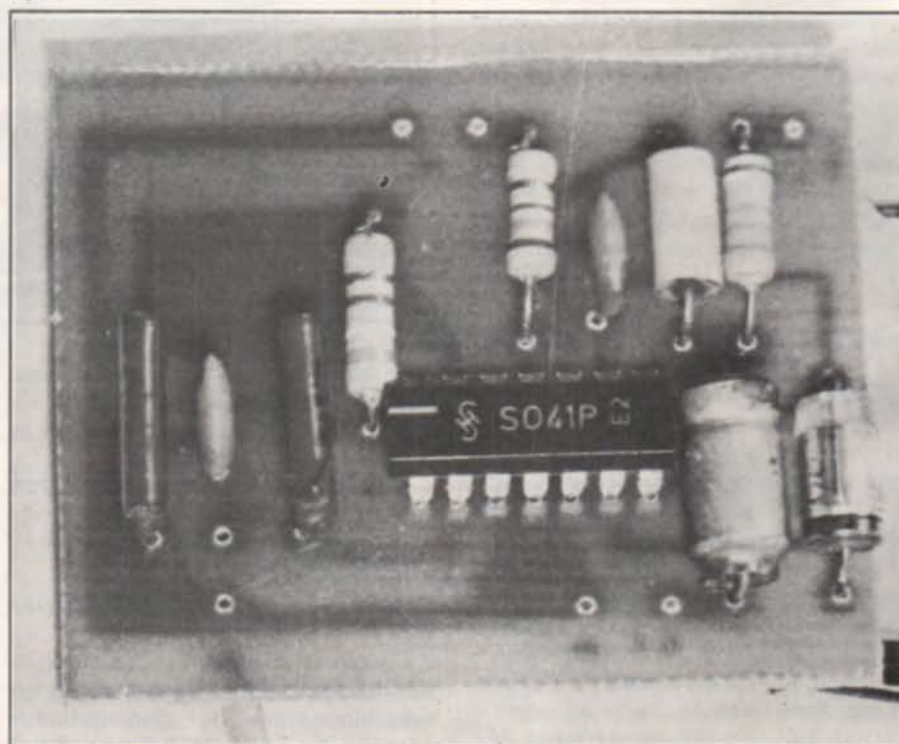


Fig. 8



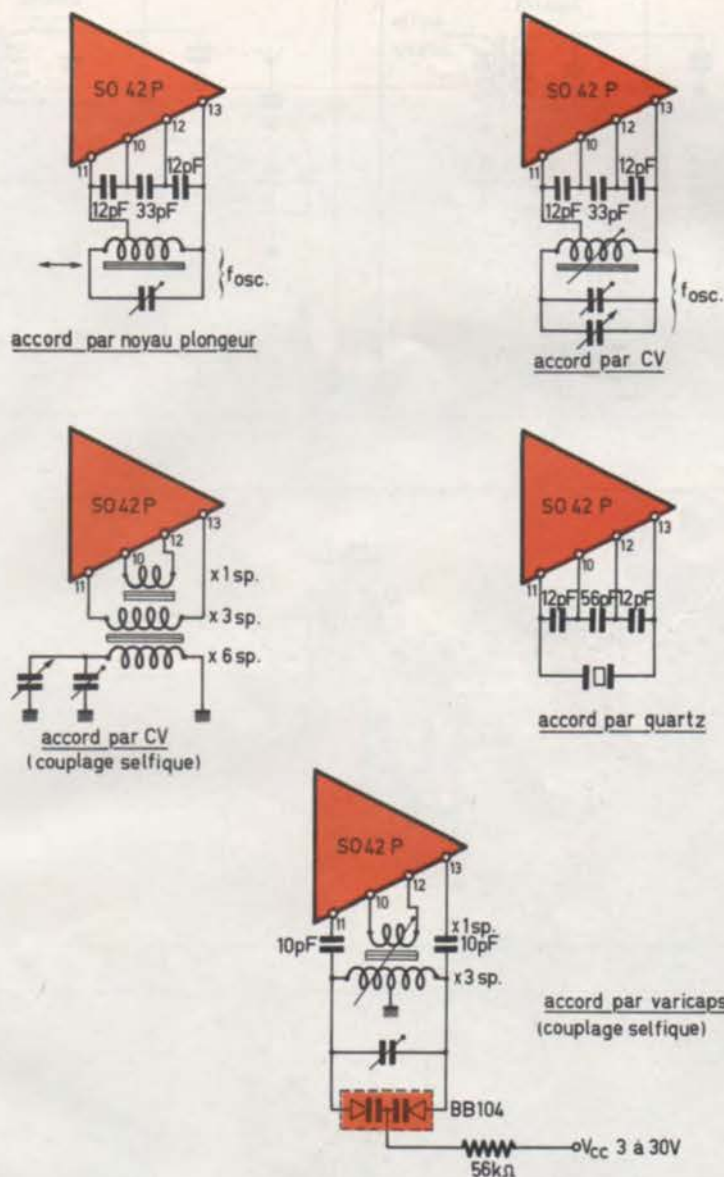
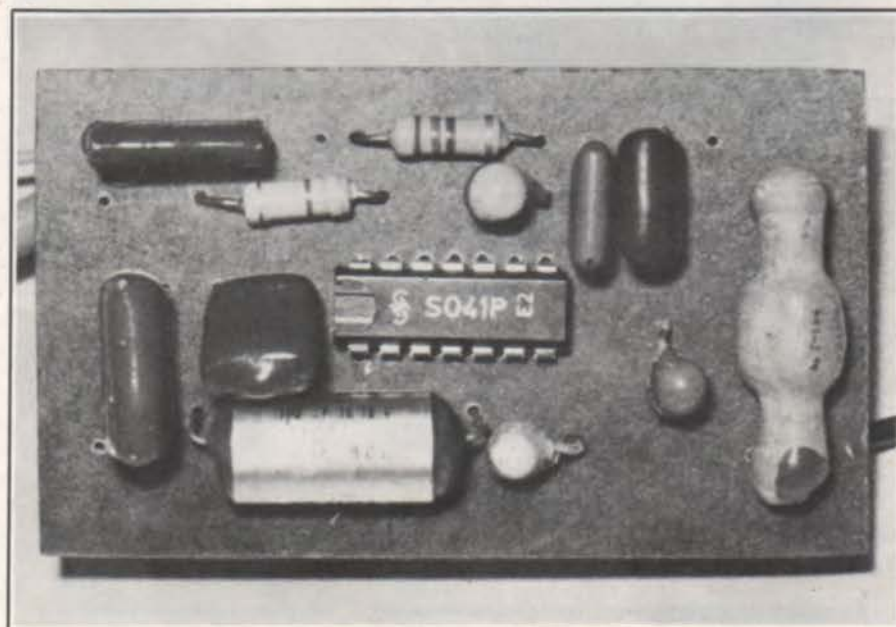


Fig. 9



peut se faire au moyen d'une prise au tiers côté alimentation dans le bobinage, ou par un enroulement de couplage pouvant alors être référencé à la masse, voire flottant.

Réalisation du circuit d'entrée HF : fig. 8

La réalisation du circuit d'entrée doit se faire avec le souci de respecter la configuration symétrique du modulateur en anneau, même si le circuit accordé d'entrée a une extrémité reliée à la masse. On aura généralement recours à un enroulement de couplage, ou bien parfois à un montage symétriseur.

Réalisation du circuit de l'oscillateur local : fig. 9

Deux transistors incorporés au circuit intégré servent de générateur de courant au modulateur en anneau. Des branchements extérieurs permettent de les faire fonctionner en oscillateur push-pull opérant le battement hétérodyne générant la moyenne fréquence. La mise en état de réaction de ces transistors peut se faire par couplage capacitif ou selfique, selon les possibilités. En pratique, le couplage selfique permet plus facilement de référencer à la masse le circuit accordé déterminant la fréquence, ce qui peut s'avérer précieux lors de la mise en œuvre de diodes à capacité variable, par exemple. L'accord peut aussi être réalisé par condensateur variable ou par noyau plongeur, et même par un quartz (applications dans les bandes de radiotéléphonie et pour les micros-émetteurs de reportage ou de studio). Dans ce cas, toutes les précautions doivent être prises pour empêcher le cristal d'osciller sur une fréquence autre que celle désirée.

Exemples de têtes HF à SO42P :

La fig. 10 représente une tête VHF prévue pour la bande de radiodiffusion FM, simplifiée à l'extrême puisque munie d'un système d'ac-

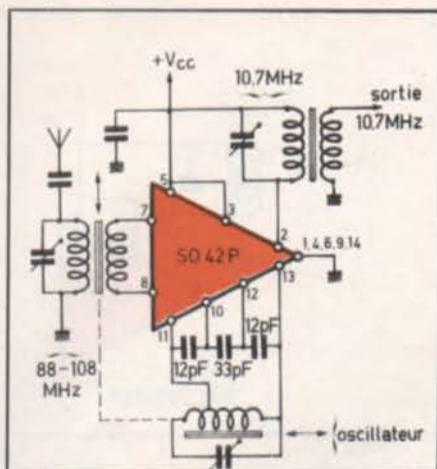


Fig. 10

cord par noyaux plongeurs. Ce montage convient assez bien pour la réalisation de récepteurs portatifs ou d'autos-radios. L'alignement s'effectue très simplement au moyen de trois trimmers.

La fig. 11 montre une application du circuit oscillateur à quartz. Ce montage AM ou FM peut trouver un emploi dans des radiotéléphones « Citizen band » ou des récepteurs de radiocommande. La sortie 460 kHz convient à une réception FM à bande étroite (SO41P) ou à une réception AM (platine FI standard). L'alignement se limite aux transfo d'entrée HF et de sortie FI.

La fig. 12 représente également un montage pouvant déboucher sur des applications AM (ondes courtes). Il illustre le circuit oscillateur à couplage selfique. Il peut servir de base à un récepteur ou convertisseur « chalutiers ».

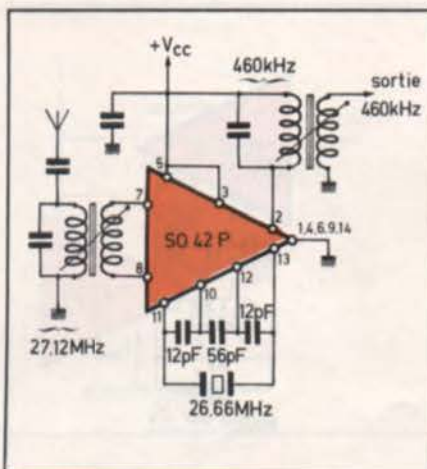


Fig. 11

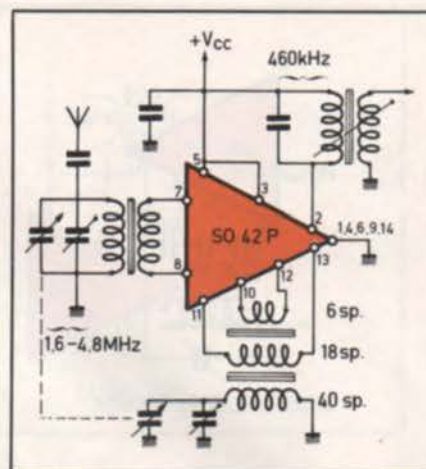


Fig. 12

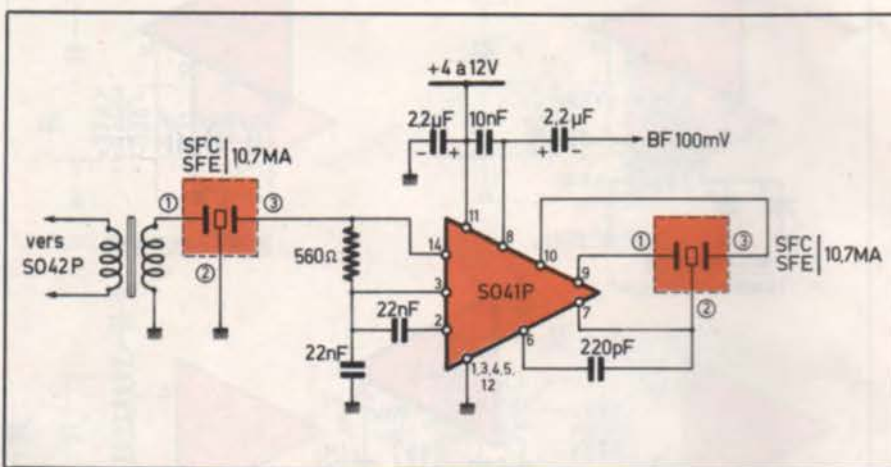


Fig. 13

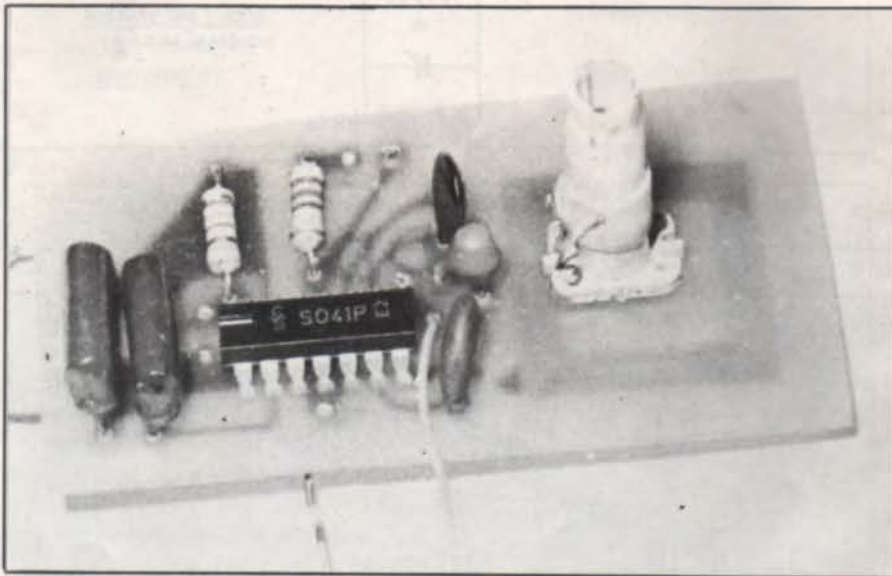
Exemples de réalisations pratiques :

Une platine FI 10,7 MHz sans aucun réglage :

L'utilisation de filtres céramique à l'entrée et dans le circuit démodulateur garantit à peu de frais une sélectivité très convenable tout en supprimant radicalement les opérations d'alignement. L'encombrement d'un tel module est extrêmement réduit.

Une tête VHF pour FM à noyaux plongeurs :

Le système d'accord à noyaux plongeurs présente ici l'avantage de simplifier les circuits, ne nécessitant pas la mise à la masse de l'extrémité des enroulements accordés, ce qui serait le cas avec un CV, par exemple. Le problème majeur consiste à se procurer la mécanique. Le montage décrit emploie un « Kit » de marque VOGT (représentée en France par National). L'alignement





L'aéroport international Lyon-Satolas

Nécessité de l'implantation d'un aéroport

Evolution du transport aérien.

Pour bien comprendre la nécessité d'un nouvel aéroport de dimension internationale dans la région Rhône-Alpes, il faut savoir que :

a) L'usage du transport aérien se répand si bien que le nombre de passagers transportés double tous les 6 ou 7 ans. En 1974 par exemple, l'augmentation du trafic a été de 12 % pour les passagers et de 22 % pour le fret.

b) Le développement de Lyon et de toute la région Rhône-Alpes dépendait d'infrastructures aéroportuaires suffisantes. Rhône-Alpes, première région économique française après Paris = 10 % de la France pour :

- la population (5 millions d'habitants) et aussi
- le commerce extérieur
- la masse des salaires versés, etc.

c) L'aéroport est l'un des moteurs les plus importants de la prospérité économique d'une région. Il facilite l'attraction des sièges sociaux et services commerciaux des entreprises et l'expansion de sociétés régionales sur le plan international, et per-

met ainsi une politique active de déconcentration. Il participe donc à la création d'emplois. Rhône-Alpes représente aujourd'hui 5 millions d'habitants, et 7 millions sont prévus en 1980 ; avec une population active de 2 millions de personnes dont 44 % dans le secteur tertiaire. Il n'était donc pas possible d'attendre plus longtemps la création d'un aéroport qui soit à la taille de la région Rhône-Alpes.

La région Rhône-Alpes.

● Nous l'avons dit, sa population est importante (4 780 000 en 1975).

● Son économie au premier rang après Paris : Rhône-Alpes vient en second pour un grand nombre de critères comme la masse des salaires versés.

● Son commerce extérieur actif et excédentaire animé d'une croissance dynamique, rendait donc indispensable la création d'un aéroport international dans la mesure où celui-ci permet une ouverture sur le monde plus aisée.

Le réseau autoroutier.

Important : près de 500 km, rapproche les sites touristiques et per-

met d'atteindre depuis Satolas en cinq heures de route, 20 millions de consommateurs.

A ces données économiques attractives, il faut ajouter une vie culturelle importante. Lyon joue un véritable rôle de métropole, rôle accru du fait que beaucoup de touristes choisissent de séjourner à Lyon en se rendant dans les régions touristiques des Alpes et aussi du Beaujolais et de la Bourgogne.

Historique du projet.

L'ancien aéroport de Lyon-Bron ne disposait que d'un équipement désuet et était condamné à ne pas grandir du fait de sa situation en zone urbaine. De plus, sa piste trop courte (2 600 m) ne permettait pas aux longs courriers de décoller à pleine charge. L'exiguïté du terrain et surtout l'évolution du rôle des aéroports ont conduit à construire un nouvel équipement.

Un groupe de travail fut chargé en 1966-67 par l'aviation civile d'étudier les possibilités du site de Satolas sur la commune de Colombier-Saugnieu, où existait à l'époque un petit terrain militaire et un aéro-club.

En 1968, le gouvernement décide le transfert de l'aérodrome et demande que celui-ci soit réalisé dans les meilleurs délais.

La construction de l'aéroport international de Satolas a été décidée et réalisée par l'état qui désigna dans le cadre de la direction départementale de l'équipement, l'arrondissement spécial des bases aériennes de Lyon comme maître d'œuvre. L'état, propriétaire des terrains (1 100 ha en première phase) accorda la concession de l'aéroport à la CCIL (Chambre de Commerce et d'Industrie de Lyon) qui était déjà concessionnaire de Lyon-Bron.

Le Site de Satolas.

Le site de ce nouvel aéroport a été choisi en fonction de quatre critères :

1^o Sa position géographique : situé à moins de 60 km de Grenoble, St-Etienne, l'Isle-d'Abeau et Lyon, au centre d'un maillage autoroutier très dense (actuellement A6 - A7 - A34 - A47 et bientôt : A41 - A42 - A46 - A48).

2^o Son sous-sol constitué par un dépôt de graves sableuses d'origine glaciaire en faisait un endroit privilégié pour y installer des pistes.

3^o Sa vocation agricole (faible densité de population), ne nécessitant que trois expropriations.

4^o Les vents dominants gardent pratiquement toujours la même direction Nord-Sud, et la brume y est peu fréquente.

Situation.

En outre, Satolas est situé à 20 km à l'est de la place Bellecour, cœur de Lyon, et à 10 km à l'est également de Lyon-Bron. Par autoroute, il se trouve à 25 km du centre de Lyon. Actuellement, et toujours grâce aux autoroutes, Satolas n'est qu'à :

65 km de St-Etienne, 110 km de Valence, 90 km de Grenoble, 85 km de Chambéry, 120 km d'Annecy et 140 km de Genève l'année prochaine.

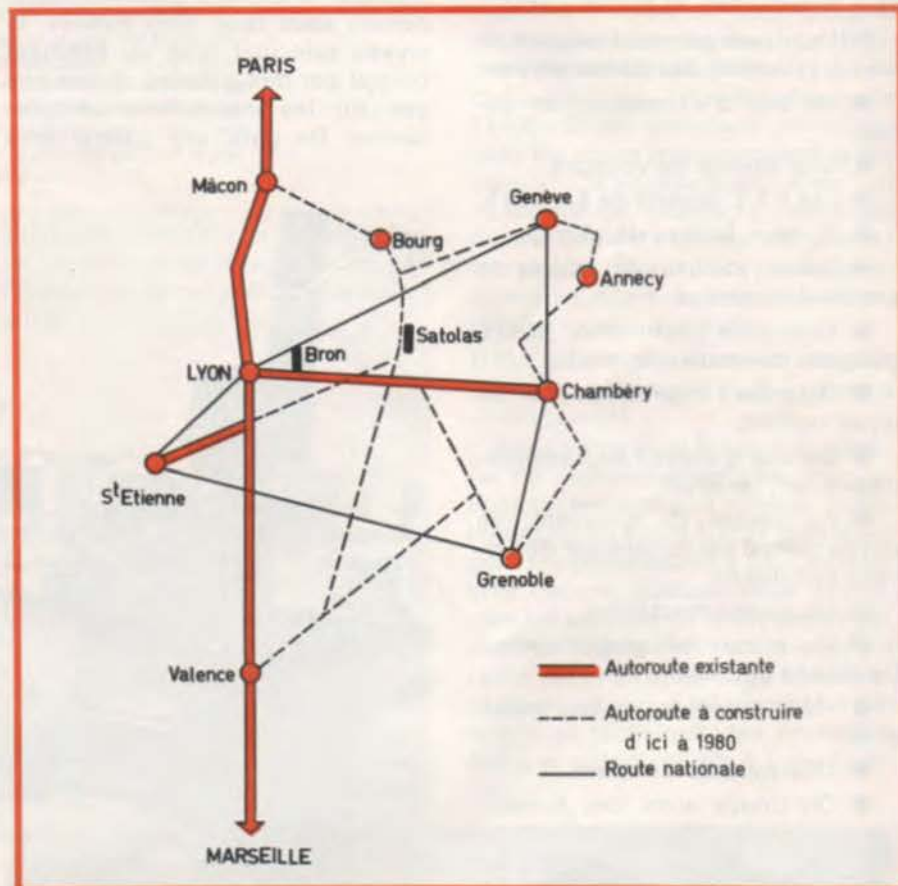
L'aéroport est accessible de Lyon par une bretelle autoroutière rattachée à l'autoroute Lyon-Chambéry. D'après le test réalisé par la Sté des Autoroutes Rhône-Alpes « AREA », depuis la mairie du 3^e arrondissement jusqu'à Satolas, la même voiture à mis : 24 minutes 29 secondes par la RN6 et 15 minutes 20 secondes par l'A43, ceci à une heure où le trafic est particulièrement dense (départ 16 h 45). De plus, l'aéroport est situé entre Lyon et la ville nouvelle de l'Isle-d'Abeau,

à l'ouest de Bourgoin-Jallieu qui abritera 25 000 habitants nouveaux en 1976 et dont la population pourrait atteindre 200 000 personnes vers la fin du siècle.

Il faut, depuis Satolas, de une à trois heures de route pour atteindre les grands champs de ski de la Tarentaise (Val-d'Isère), du Dauphiné (Chamrousse, Alpe-d'Huez, les Deux-Alpes) de la Maurienne (Le Corbier).

L'aéroport international s'est donc ouvert au trafic le 20 avril 1975 et sera en phase finale aussi étendu que Roissy-en-France (3 000 ha),

lution des besoins, l'option retenue pour cette aërogare est celle dite « déconcentrée », c'est-à-dire comprenant plusieurs petites aërogares ou modules. Chacun de ces demi-cercles comporte plusieurs modules pouvant être complétés ultérieurement par de nouvelles unités afin de porter la capacité de trois à six millions de passagers. L'un de ces demi-cercle est réservé actuellement au trafic domestique ou intérieur au Nord. L'autre, au Sud, réservé au trafic international et Paris. La partie centrale comporte les services généraux.



Circuit autoroutier Rhône-Alpes.

mais il n'utilise en ce moment qu'un tiers de sa superficie (1 100 ha). Les principaux ouvrages en service aujourd'hui sont :

Une aërogare de 15 600 m² de surface au sol, et de 43 000 m² de surface développée qui pourra accueillir 3 millions de passagers par an. Dans une phase définitive, dont la réalisation dépendra de l'évolution du trafic aérien, il est prévu la mise en place de trois autres aërogares d'une capacité unitaire de 6 millions de passagers par an. L'aërogare se présente sous la forme de deux demi-cercles encadrant un corps central carré auquel ils sont reliés par une passerelle vitrée. Afin de moduler au mieux l'infrastructure d'accueil des passagers selon l'évo-

Une piste de 4 000 m de long sur 45 m de large, qui est complétée par deux bandes de moindre résistance de chaque côté et de 7,5 m chacune. Quatre bretelles relient la piste aux « taxi-way » (voie de circulation qui donne accès à la piste). Cette piste est équipée pour les atterrissages par mauvaise visibilité jusqu'au minima de catégorie III A (visibilité horizontale de 150 m ; hauteur critique de décision : 15 m. Cette hauteur critique est celle au-dessous de laquelle il n'est plus possible de poursuivre un atterrissage avec la seule aide des instruments. Deux autres pistes suivront ultérieurement, l'une de 3 500 m, l'autre de 4 000 m. Toutes les deux parallèles comme la première et orientées N-S, pourront

accueillir tous les types d'avions: Concorde, DC-10, Boeing 747, et résister à une charge de 25 tonnes par zone simple isolée ou 70 tonnes par boggie (4 roues).

L'aérogare.

Comprend :

- a) le bâtiment central ;
- b) les ailes semi-circulaires.

a) Le bâtiment central.

D'environ 70 x 70 d'emprise au sol comporte cinq niveaux :

1° Un niveau piste abritant les locaux fonctionnels et techniques.

2° Un niveau principal, où sont situés à proximité des parois vitrées :

- Un box d'information au public.
- Une agence de voyages.
- Les P.T.T. ouverts de 8 h à 20 h.
- Banque, bureau de change.
- Tabac, journaux et articles de première nécessité.
- Boutiques (parfumerie, jouets, gadgets, maroquinerie, etc.).
- Deux bars et un snack pour les repas rapides.
- Service d'accueil de l'administration de l'aéroport.
- Au centre du bâtiment, un noyau central est occupé par des locaux techniques.
- 3° Un niveau mezzanine.
- Un restaurant gastronomique (la grande corbeille).
- Une brasserie, un bar américain.
- Une salle de banquets.
- On trouve aussi des bureaux

occupés par la C.C.I.L., les compagnies aériennes, des bureaux à louer à la demi-journée aux hommes d'affaires, et commercialisés sous la marque « 2 A service ».

4° Un niveau 3 sert de terrasse panoramique sur une largeur de 9,50 m, tandis que la toiture des cuisines supporte un jardin intérieur.

5° Le dernier niveau étant occupé par deux étages d'hôtel 3 étoiles (le Constellation) doté de 120 chambres décorées sur le thème de 4 fruits (l'orange, la pomme, le citron et la prune).

b) Les ailes semi-circulaires.

Les ailes d'embarquements comportent elles aussi deux niveaux : le niveau principal relié au bâtiment central par des galeries, donne une vue sur les installations aéroportuaires. De plus, une galerie sous

Dans la première phase d'exploitation de l'aérogare, l'aile Nord affectée au trafic domestique est équipée d'un module avec 4 passerelles télescopiques. L'aile Sud est réservée aux liaisons vers Paris et au trafic international. Elle est constituée de 2 modules avec donc 8 passerelles télescopiques, ce qui porte à 12 le nombre de poste de contact. En phase définitive 8 modules seront mis en service, soit 16 postes de passerelles télescopiques.

Les structures d'accueil

Il apparaît donc clairement que Satolas répond à l'évolution de la notion d'aéroport. Le passager avion désire bénéficier d'un certain nombre de services sur l'aéroport



PHOTO B : Les « aiguilleurs du ciel » à la vigie.

douane pour l'aile internationale, permet aux voyageurs en correspondance, d'accéder directement au restaurant sous douane situé au niveau mezzanine du bâtiment central.

● Un niveau piste abrite des locaux fonctionnels et des locaux techniques.

● Un niveau principal, utilisé indifféremment : au départ (enregistrement bagages, attente embarquement) et à l'arrivée (douane, police, livraison des bagages sur des carrousels). Le niveau principal des zones d'embarquement est desservi par une voie routière surélevée de plain-pied avec le niveau 1 et met le passager et ses bagages à quelques 20 m du comptoir d'enregistrement. Chaque zone d'embarquement est découpée en modules, aérogares indépendantes les unes des autres.

même. Tous ces services sont présents depuis les commerces jusqu'aux différents aspects de la restauration. En outre, pour permettre de répondre aux attentes des hommes d'affaires et des sociétés commerciales, un nouveau service dénommé « 2A service » met à la disposition des hommes d'affaires qui le désirent des bureaux, salles de réunions, des secrétaires, et tout le matériel dont ils peuvent avoir besoin : machine à écrire, photocopies, télex, téléphone.

Un autre service déjà en place à Lyon-Bron a été repris à Satolas : il s'agit d'un service de renseignements touristiques sous la marque de « Tourisme-Air-Service », dont les hôtesses, en collaboration avec le Syndicat d'initiative de Lyon et des différents offices de tourisme

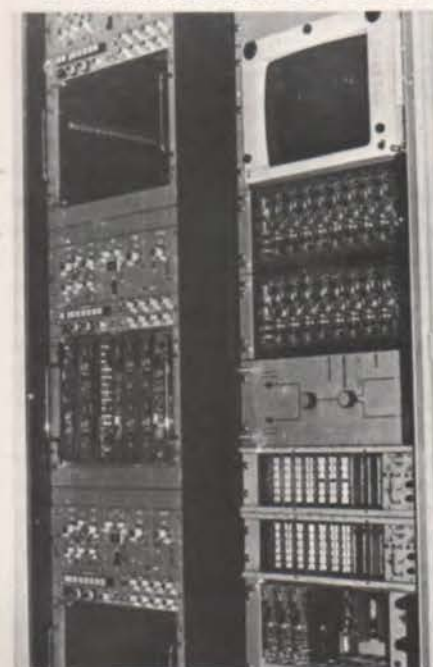


PHOTO A : Baies de télétransmissions à la salle technique.



PHOTO C : Il s'agit de deux « canons » pointés l'un sur l'autre et munis de cellules photoélectriques. Ces deux canons sont disposés à une trentaine de mètres l'un de l'autre. Ils servent à mesurer la densité de brume ou de brouillard qui existe éventuellement

sur le terrain et la piste est munie de 3 ensembles identiques : un au début, un au milieu et un en bout de piste, ce qui permet aux techniciens de la météorologie d'avoir une idée très précise de la visibilité sur tout le parcours de la piste.

de la région, sont à la disposition des touristes.

- Accueil et renseignements touristiques régionaux et nationaux.
- Réservation dans les hôtels, les restaurants.
- Circuits touristiques.

Il est matérialisé auprès du grand public par les box d'information, mais assure une importante fonction vis à vis des groupes. « Tourisme-Air-Services » a noué des liens avec différents prestataires de services (location de voitures avec chauffeur, location d'autocars, etc.). Quant aux fervents du ski qui arrivent à Satolas, ils peuvent, dès leur arrivée, être acheminés vers les champs de neiges des Alpes, et particulièrement la Vallée de la Tarentaise, grâce à la « limousine des Neiges », service régulier de transport public, accessible d'ailleurs aux non-passagers aériens.

Expositions

Un aéroport géant, tel celui de Satolas, est devenu aujourd'hui bien plus qu'un simple endroit où l'on embarque : c'est un lieu de passage, mais aussi un centre d'échanges et de rencontres. Il était donc intéressant de susciter ces lieux de rencontres en aménageant des zones réservées à différentes expositions. Ces expositions répondent à la vocation à la fois économique, culturelle et touristique d'un aéroport international. Ces zones d'expositions se situent au niveau principal (niveau 1) du bâtiment central. Différents sujets seront proposés allant de l'expo-

sition de peinture à la présentation de crèches de Noël, en passant par l'exposition de maquettes aéronautiques.

Les autres ouvrages extérieurs à l'aérogare

Une aérogare frêt : 12.000 m² au sol, capable de traiter 50.000 tonnes de frêt par an.

Un hangar postal.

Un ensemble de contrôle qui comprend :

- Une tour de contrôle de 35 m de haut.
- un centre de contrôle : 1.000 m² au sol où sont rassemblés

tous les équipements de guidage et de contrôle de la navigation aérienne.

Des aires de trafic ; pour l'aérogare, 180.000 m² ; pour la zone de frêt : 57.000 m² et pour l'aviation générale 9.000 m².

Le bâtiment SSIS.

De 850 m², c'est le bâtiment du service de sécurité incendie et sauvetage.

Une station d'observation météorologique.

Une centrale.

Regroupant une chaufferie et des installations électriques de moyenne tension et deux groupes électrogènes de secours. Le bâtiment central dispose en propre d'un dispositif de climatisation de 13.500 m² de planchers climatisés dans les zones d'embarquement par caisson d'introduction d'air et 15.000 m² de planchers climatisés dans le bâtiment central, les galeries marchandes de l'hôtel : plafonds radiants soufflant de l'air chauffé ou réfrigéré selon la saison.

Deux parkings : réservés aux voitures des passagers et des visiteurs (2.400 places).

Nous avons ainsi fait un tour général de l'infrastructure des installations de cet aéroport modèle. Maintenant, nous allons traiter d'un sujet qui sera probablement plus intéressant encore, puisque nous étudierons les services de la navigation aérienne, méthodes et procédure radio, aides à l'atterrissage et à la navigation, ainsi que la description détaillée et technique des émetteurs radio et radars utilisés à Lyon-Satolas.



PHOTO D : Le « Monstre », utilisé par les pompiers, au garage dans le bâtiment d'intervention secours. Remarquons que le camion est toujours garé à la même place, rigoureusement, de façon à ce que les gaz d'échappement soient aspirés par la double cheminée en V inversé que l'on distingue à l'arrière du véhicule.

aérodromes ifr* fréquences.

Aérodromes	SOL	TWR	APP	ATT	VDF	SECU	UHF	HORAIRES 
ANNECY		118,2						HOR· Particulier ▲
BRON	121,7	118,1	119,45					HOR· Particulier ▲
CHAMBÉRY		123,7						HOR· Particulier ▲
CLERMONT		118,5	125,0		125,0			H24
DIJON		119,7	119,7		119,7			HOR· Militaire
GENÈVE		118,7	120,3 - 121,3		120,3			H24
GRENOBLE		119,3						HOR· Particulier ▲
MÂCON								HOR· Particulier ▲ information
ORANGE		120,7			121,5			HOR· Militaire
ROANNE		120,9						HOR· Particulier ▲ information
SATOLAS		120,0	128,5 - 119,25 125,8	128,0			284,0	H24
ST-ÉTIENNE	121,8	122,6			118,65			HOR· Particulier ▲
ST-YAN		122,3	119,5 - 123,4		119,1			HOR· Particulier ▲
VALENCE		120,1						HOR· Particulier ▲
VICHY		121,4						HOR· Particulier ▲

Les services de la navigation

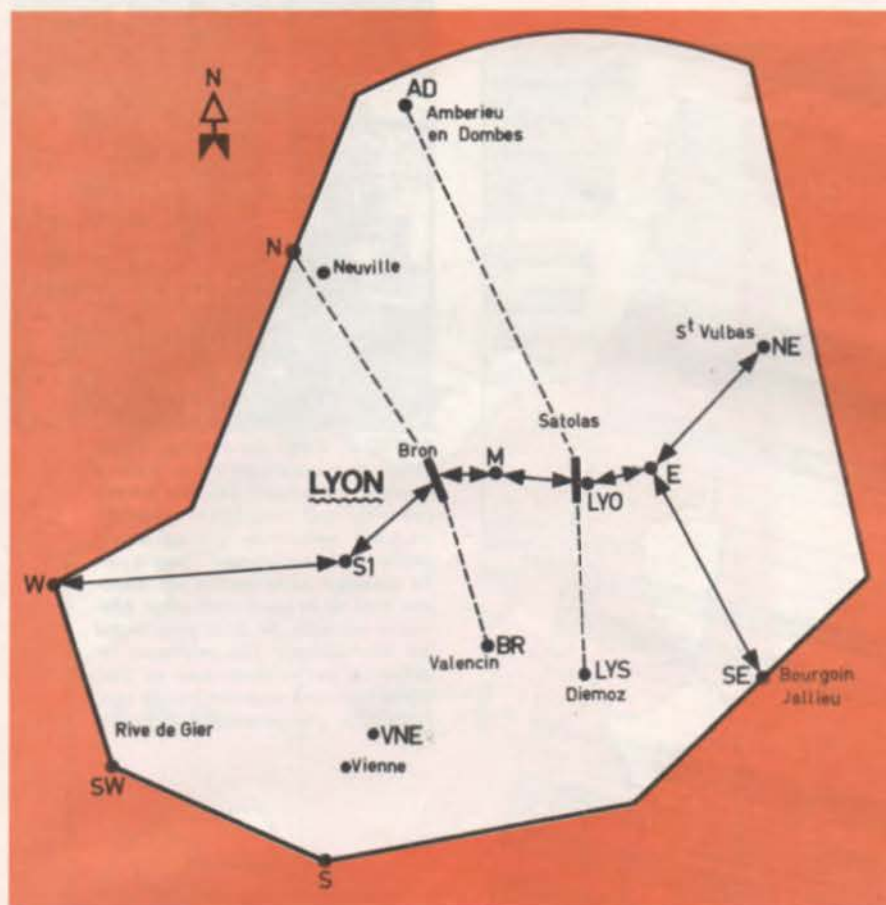
Dès l'ouverture, Satolas était doté d'un équipement permettant les atterrissages de précision par mauvaise visibilité. Les installations de guidage des avions en approche sont situées sur le site de l'aérodrome, dans l'axe de la piste, et dans le bâtiment de contrôle pour ce qui concerne les écrans radar et les liaisons radiotéléphoniques permettant le contact permanent au sol et en vol avec les commandants de bord. Le personnel (contrôleurs) chargé de ces missions de contrôle est plus communément appelé « aiguilleurs du ciel ». Nous avons été agréablement surpris lors de

notre visite au centre de contrôle aérien : nous nous attendions à trouver là des messieurs d'un « certain âge ». Nous nous sommes trouvés en présence de jeunes hommes, certains barbus, chevelus et en « jeans », au demeurant fort sympathiques, et se prêtant volontiers au feu de nos questions. Au fur et à mesure de la discussion, nous nous sommes rendu compte que ces hommes pratiquaient un métier difficile, intéressant certes, mais qui n'est pas de tout repos, à partir du moment où l'on considère que plusieurs dizaines d'avions peuvent être sous leur responsabilité à un moment donné. Et grande doit être la confiance des pilotes, dont la sécurité de leur appareil dépend. Il est très dommage que, systématiquement, lorsque se déclenche une de leur spectaculaire « grève du zèle »,

certaines journalistes en quête d'un « papier » affirment, souvent à tort, que les aiguilleurs du ciel sont royalement rémunérés ! Il en est même qui ont comparé leur salaire avec celui d'un sous-préfet ! Comme quoi nos sous-préfets auraient aussi à se plaindre !

Fermons cette petite parenthèse pour dire que le bâtiment de contrôle comprend :

- le bureau de piste
- la tour de contrôle (appelée vigie)
- la salle de contrôle d'approche, appelée salle IFR, en anglais Instrument flying rules (règles de vol aux instruments). Pour entreprendre un vol, le commandant de bord dépose un plan de vol, IFR pour vols aux instruments, ou VFR pour vols à vue, c'est-à-dire hors des nuages. Les vols des appareils commerciaux



s'effectuent généralement suivant un IFR, ainsi le Cdt de bord pilote son aéronef dans les espaces aériens sans référence visuelle extérieure, uniquement avec l'aide de moyens radio implantés sur le territoire survolé. De plus, il est guidé par les services de contrôle au sol faisant partie de l'Administration de l'aviation civile.

Ces services veillent en particulier à l'espacement entre chaque avion (espacement vertical et horizontal) sur les voies aériennes sillonnant l'espace aérien que l'on pourrait comparer au réseau routier, mais en altitude. Les services dont il est fait mention sont les suivants :

1o. En route.

Les CCR (centres de contrôle régional) de la Navigation Aérienne. En France, ils sont au nombre de quatre, quadrillant le territoire « aérien » en quatre parties bien distinctes.

- Orly (Paris Contrôle)
- Bordeaux (Bordeaux Contrôle)
- Aix-en-Provence (Marseille Contrôle)

Zone de contrôle
Lyon-Satolas Radio-Balises

INFRASTRUCTURE RADIO SATOLAS : NDB.

NOM	INDICATIF	MCS FRÉQUENCE	Distance en NM	QDR	COORDONNÉES
AMBÉRIEU	AD	337	19	334	460014 - 045205
ANNECY	AT	304	39,5	082	455142 - 060115
ANNECY	ME	512,5	48	074	455911 - 060943
BOUTHÉON	BO	299	36	254	453110 - 041800
BOUTHÉON	EB	379	34	265	453820 - 041700
CHAMBÉRY	CH	345,5	34,5	109	453533 - 055303
CHAMBÉRY	CY	414,5	33	088	454630 - 055230
DIEMOZ	LYS	405,5	6,9	175	453543 - 050621
MÂCON	MO	400,5	36,5	344	461800 - 044800
PAJAY	WS	291	22	178	452145 - 050914
ROANNE	RR	358,5	50	297	460319 - 040024
SILLANS	EG	397	25	152	452150 - 052354
VALENCE	VE	320	53	190	445100 - 045720
VALENCIN	BR	388	8	221	453657 - 045936

INFRASTRUCTURE RADIO SATOLAS VOR et DIVERS

TYPE	NOM	INDICATIF	QRG	DISTANCE	COORDONNÉES
VOR-TAC	LYON-SATOLAS	LYO	116,3	0	454329/050526
ATT-VOR	LYON-SUD	LYS 224	108,2	13,8	453323/045302
VOR	TOUR DU PIN	TDP 138	110,6	20,5	452921/052624
DME	AUTUN	ATN 336	114,9	73	464822/041535
DME	MENDE	MEN 235	115,3	95	443622/030940
VOR	MONTÉLIMAR	MOL 195	115,8	72	443318/044656
VOR	PASSERY	PAS 058	116,6	46	460948/060056
VOR	THIERS	CLE 282	109,0	75	455255/033312
FAN-MARKER	TOURNUS	M 358	75	50	463341/045913
RADIO	TRAMOYES	Radiodiffusion ORTF 330	602 kc	11,7	

Nota : La QRG est en MHz
la distance est en NM

Coordonnées : latitude et longitude.

les chiffres indiqués à côté de l'indicatif sont le QDR (angle en degrés à partir de LYO)

FLIGHT PLAN
PLAN DE VOL

PRECEDENT INDICATOR
Indicateur de précédent

ADDRESS INDICATOR
Indicateur de destination

FLIGHT TIME
Heure de vol

SPECIFIC IDENTIFICATION OF ADDRESS AND/OR ORIGINATOR
Identification précise du (des) destinataire(s) et/ou de l'expéditeur

ORIGINATOR INDICATOR
Indicateur d'origine

FLIGHT RULES AND STATUS
Règles de vol et caractère spécial de vol

1. DESCRIPTION
Description

2. NUMBER AND TYPE OF AIRCRAFT
Nombre d'appareils et type

3. AIRCRAFT OF DEPARTURE
Appareil de départ

4. AIRCRAFT OF DESTINATION
Appareil de destination

5. OTHER INFORMATION
Autres renseignements

6. SUPPLEMENTARY INFORMATION
Renseignements supplémentaires

7. FUEL
Carburant

8. POLAR
Polar

9. DIVERSITY
Diversité

10. COVER
Couverture

11. ALTERNATE AERODROMES
Aérodromes de secours

12. EQUIPMENT
Équipement

13. FREQUENCY
Fréquence

14. RDO 121.5

15. 243

16. 500

17. 8384

18. FREQUENCY
Fréquence

19. RDO

20. FLUORESCENCE

21. OTHER EQUIPMENT
Autres équipements

22. RDO

23. RDO

24. RDO

25. RDO

26. RDO

27. RDO

28. RDO

29. RDO

30. RDO

31. RDO

32. RDO

33. RDO

34. RDO

35. RDO

36. RDO

37. RDO

38. RDO

39. RDO

40. RDO

41. RDO

42. RDO

43. RDO

44. RDO

45. RDO

46. RDO

47. RDO

48. RDO

49. RDO

50. RDO

51. RDO

52. RDO

53. RDO

54. RDO

55. RDO

56. RDO

57. RDO

58. RDO

59. RDO

60. RDO

61. RDO

62. RDO

63. RDO

64. RDO

65. RDO

66. RDO

67. RDO

68. RDO

69. RDO

70. RDO

71. RDO

72. RDO

73. RDO

74. RDO

75. RDO

76. RDO

77. RDO

78. RDO

79. RDO

80. RDO

81. RDO

82. RDO

83. RDO

84. RDO

85. RDO

86. RDO

87. RDO

88. RDO

89. RDO

90. RDO

91. RDO

92. RDO

93. RDO

94. RDO

95. RDO

96. RDO

97. RDO

98. RDO

99. RDO

100. RDO



PHOTO E: Salle des émetteurs VHF située de l'autre côté de la piste. Il n'existe, au service contrôle aérien, que la B.F. que l'on pourrait schématiquement représenter par un microphone et un haut-parleur. Toute la partie émission et réception est disposée près de la piste, dans deux bâtiments espacés de 2 km pour éviter les interférences. Les émetteurs représentés sur la photo sont en train d'être réformés et seront bientôt remplacés par des ensembles à transistors.

● et, plus récemment, Brest (Brest Contrôle)

20. En Approche.

Les centres de contrôle d'approche (CCA) pour les zones terminales correspondant aux aérodromes importants :

Paris - Bordeaux - Toulouse - Bâle - Clermont-Ferrand - Marseille - Nice et Lyon.

30. Au sol.

Les contrôleurs d'aérodromes correspondant aux aérodromes ouverts au trafic commercial.

Lorsqu'un avion doit partir, le pilote ou son représentant établit un plan de vol qu'il dépose au bureau de piste du terrain de départ. Ce service vérifie les données du plan et le transmet au CCR qui introduit sur ordinateur toutes les informations mentionnées sur le plan de vol. Les principales informations nécessaires au vol de cet avion sont répercutées sur les différents centres appelés à avoir en charge cet avion depuis son point de départ jusqu'à son point de destination.

Météorologie.

Bien que Satolas possède son propre centre météo, la station principale est située sur Bron. C'est à Satolas, sur le site même de l'aéroport, qu'aboutissent une bonne douzaine de téléscripteurs, qui transmettent les informations recueillies.

Des spécialistes se penchent en permanence sur les cartes, afin de mettre ces dernières à jour. Ils sont chargés de transmettre aux pilotes, avant le vol, les données météo prévues sur le trajet considéré, en leur remettant une documentation de vol.

Le pilote fournit au service les renseignements suivants :

- Aérodromes et heures prévues de départ et d'arrivée.
- Itinéraires et escales éventuelles.
- Type de l'appareil et immatriculation.
- Nom du pilote ou de son représentant.
- Altitude du vol envisagé, et le régime de vol (IFR ou VFR).

La documentation de vol comprend soit :

- a) une coupe verticale sur le trajet

donnant la distribution des nuages, la position des fronts, les phénomènes associés, l'altitude de l'isotherme 0°, les vents et températures en altitude ;

b) une feuille de prévisions pour les aérodromes de destination et de décollage ;

soit encore :

- a) Une carte du temps significatif (TEMSEI)
- b) Une ou deux cartes de vents et températures en altitude au niveau proche du niveau de croisière.
- c) Une feuille de prévisions pour les aérodromes de destination et de décollage.

Les pilotes peuvent interroger, en vol, et à l'intérieur des zones contrôlées, les tours de contrôle sur les dispositions locales de météo. Ce trafic s'effectue en VHF. C'est ainsi que l'on peut écouter Lyon sur 118,1 MHz, Brest : 119,5, Cannes : 118,3, Poitiers : 118,5, Limoges : 118,7, Rennes : 120,5, Bastia : 118,3 etc. En dehors des zones contrôlées, on dispose de cinq stations, qui sont également actives sur VHF

Paris-Information 124,1 MHz pour le secteur Paris-Est

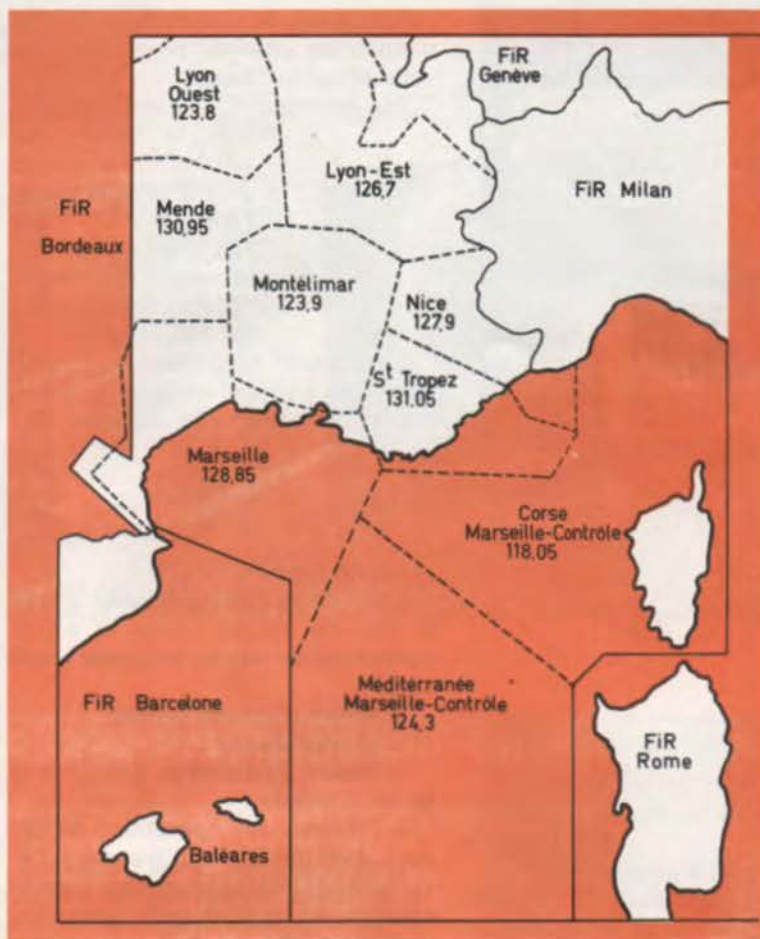
Paris-Information 125,7 MHz pour le secteur Paris-Ouest

Marseille-Information 124,5 et 120,55 MHz

Bordeaux-Information 125,3 MHz

Brest-Information 122,8 MHz

Ces stations transmettent des ren-



FIR MARSEILLE
Secteurs de radiocommunication VHF

seignements qui sont élaborés et fournis par les Centres de veille météo (CVM). Ils peuvent être :

- soit des SIGMET, des observations, des prévisions d'atterrissage ou d'aérodrome concernant des terrains situés ou non dans la FIR.
- soit des prévisions de vol sur des tronçons de route à l'intérieur de la FIR correspondante et exceptionnellement vers une FIR voisine.

Emissions Volmet

Il s'agit de renseignements météo complémentaires qui sont transmis en permanence pendant le vol. Essentiellement, observations et prévisions d'atterrissage pour les aérodromes suivants :

10. Pour Bordeaux-Radio (126,4 MHz) :

Bordeaux - Toulouse - Tarbes - Biarritz - Madrid - Barcelone - Lisbonne - Paris (Charles-de-Gaulle et Le Bourget) - Paris (Orly) - Tours.

20. Pour Marseille-Radio (127,4 MHz)

Marseille - Toulouse - Nice - Lyon - Genève - Paris - Ajaccio - Rome - Barcelone - Palma de Majorque - Alger.

30. Pour Paris-Radio (langue française : 125,15 MHz) ; (langue anglaise : 126,0 MHz).

Paris - Lyon - Nice - Zurich - Genève - Bruxelles - Londres - Reims - Tours.

Les « SIGMET » sont des messages relatifs à des phénomènes particulièrement dangereux pour la sécurité des avions en vol, et sont, de plus, transmis par Paris, Bordeaux, Brest et Marseille-Info. Paris-Radio émet en outre sur : 2980, 5575 et 11391 kHz.

Les VOLMET fournissent, pour l'aérodrome considéré, les éléments suivants :

« Observation MET - heure - Aérodrome - Direction et vitesse du vent - Visibilité - Portée visuelle de piste - Temps présent - Nuages (quantité - genre et hauteur) - Température et point de rosée - QNH - Tendence (valable 2 heures).

Remarque :

Lorsque les conditions météo suivantes sont réalisées simultanément :

- visibilité égale ou supérieure à 10 km.

- pas de nuages au-dessous de 1500 m.

- pas de précipitation ni d'orages.

La partie du message concernant

les trois éléments : visibilité - temps présent et nuages est remplacée par l'abréviation CAVOK (en énonçant : KAVOKE)

Exemple de message en forme parlée :

— Observation MET un six trois zéro - Bordeaux - Deux trois zéro degrés six nœuds - Visibilité un zéro kilomètres. Cinq octas stratocumulus, six zéro zéro mètres, température un huit, point de rosée un quatre. QNH un zéro un cinq.

La prévision d'atterrissage (type tendance) comporte une observation et une partie tendance (valable 2 heures). La tendance est identifiée par le mot NOSIG, ou par l'un des indicateurs d'évolution suivants :

Gradu - Inter - Rapid - Tempo - Tend.

NOSIG signifie qu'aucun changement significatif n'est prévu pendant les deux heures qui suivent.

En annexe, on trouvera les symboles et abréviations utilisés.

Au départ

1) l'avion est sur l'aire de stationnement (parking).

Il demande au contrôleur de sol l'autorisation de mettre en route ses moteurs et, ensuite, l'autorisation de rouler en direction de la piste d'envol.

Avion « — Lyon-sol ici Bréguet-Atlantic Fox-Trott, X'ray, Charlie, Uniform, India, bonjour monsieur ».

Contrôle « — Uniform, India, ici Lyon-sol bonjour ».

Avion « — Autorisation de mettre mes moteurs en route, et les consignes ».

Contrôle « — Uniform, India, vous êtes autorisé. Vous gagnez la piste n° 36 ; le QNH de 1012 millibars, le vent 360 6 nœuds. Vous rappelez point d'arrêt.

Avion « — Compris. Uniform, India ».

On remarquera que les pilotes accusent toujours réception d'une directive donnée par le contrôleur. Celui-ci indique quel est le n° de la piste en service, puis la pression atmosphérique, la direction et la force du vent : dans notre exemple : la piste 36 en service, la pression de 1012 mb, la direction du vent 360° (nord) sa force de 6 nœuds soit 12 km/h. S'il n'y a pas de vent, on indique :

« — le vent est calme ». Le point d'arrêt est un endroit précis, sur la bretelle qui permet d'atteindre l'extrémité de piste. L'avion s'arrête quelques mètres avant de pénétrer sur la piste. Le pilote en profite pour étudier la fameuse « check list ». Pendant le roulage au sol, une coordina-



PHOTO F: Le radar 23 cm.

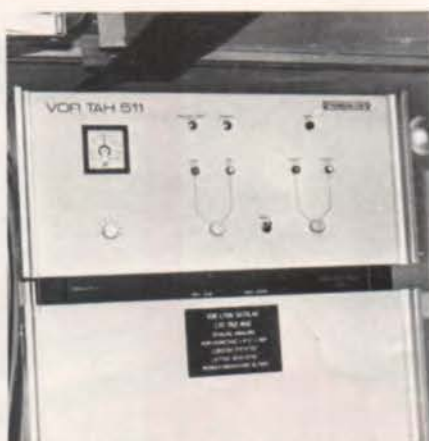


PHOTO G: L'émetteur du VOR.



PHOTO H: Antennes VHF érigées tout à côté du bâtiment «émission».

tion est effectuée entre la tour de contrôle et le CCR afin d'obtenir l'autorisation de prise en charge, comprenant l'heure de passage au-dessus de la balise radio de sortie de la zone de contrôle, assortie d'un niveau de vol.

Lorsque le pilote est prêt, il demande l'autorisation de changer de fréquence.

Avion « — Lyon-sol de Uniform India pour quitter fréquence ».

Contrôle « — Autorisé, Uniform India, vous contactez la tour sur 120,0 Mcs. Au revoir monsieur ».

2) l'avion s'aligne sur la piste.

Avion « — Lyon Airport (ou Lyon-Tour) ici Uniform India, bonjour, autorisation de m'aligner ».

Contrôle « — Uniform India, bonjour. Autorisé pour alignement. Vous êtes clair au décollage. 360, six nœuds.

3) l'avion est en vol.

Après décollage, ayant atteint une certaine altitude, l'avion prend contact avec le contrôleur d'approche qui veillera aux évolutions de l'appareil jusqu'à sa sortie de la zone et son transfert au CCR, pour la phase de vol « en route ».

Contrôle « — Uniform India, vous avez décollé à (heure). Vous me rappellerez à (tel niveau), au point (indicatif de la balise de sortie de zone).

Avion « — Compris. Uniform India ».

On remarque que le contrôleur, lorsqu'il n'a plus la responsabilité de l'appareil, indique toujours au pilote

l'organisme de contrôle et la fréquence de celui-ci, pour une nouvelle prise en charge.

Par exemple : — « vous contactez la tour sur 120,0 ».
— « vous contactez l'approche sur 128,5 ».
— « vous contactez Marseille-contrôle sur 118,7 » etc.

A chaque fois, l'avion accuse réception en répétant le nom, la fréquence et son propre indicatif.

A l'arrivée

1) l'Avion arrive.

L'aérodrome de destination a reçu le plan de vol de l'avion et a pris connaissance des éléments suivants :

- heure d'arrivée prévue
- niveau de vol
- heure de passage prévue à la balise d'entrée.

A l'inverse des opérations de départ, c'est le CCR qui transfère l'avion au contrôle d'approche. L'avion est alors en contact radio avec l'approche qui lui prescrit des procédures déterminées pour l'amener directement sur l'aérodrome. En cas de trafic important, le contrôleur a la possibilité de le diriger sur un circuit appelé « hippodrome », ou circuit d'attente. Ce circuit est basé sur une balise radio (pour Lyon : VNE près de Vienne), dont la forme est celle d'un anneau de vitesse. Dans cette configuration et si l'importance du trafic l'exige, le contrôleur peut être amené à empiler les avions dans le circuit, comme des assiettes les unes sur les autres. Au fur et à mesure que la piste se libère, le contrôleur fait descendre chaque avion d'un niveau, jusqu'à épuisement de la pile d'attente.

2) Dès que l'avion peut se poser.

Le contrôleur d'approche le fait aligner sur l'axe d'approche puis effectue le transfert sur la tour de contrôle. Le contrôleur de tour est chargé de suivre l'avion jusqu'à la piste.

3) l'avion s'est posé.

Lorsque l'avion a terminé son atterrissage et sa course sur la piste, il sort sur un taxi-way et entre en liaison radio avec le contrôleur au sol, qui lui donne toutes instructions utiles pour l'acheminer jusqu'au parking qui lui a été assigné par le PCA (poste de coordination Aérogare), prévenu par le contrôleur d'aérodrome de l'heure d'arrivée de l'avion.

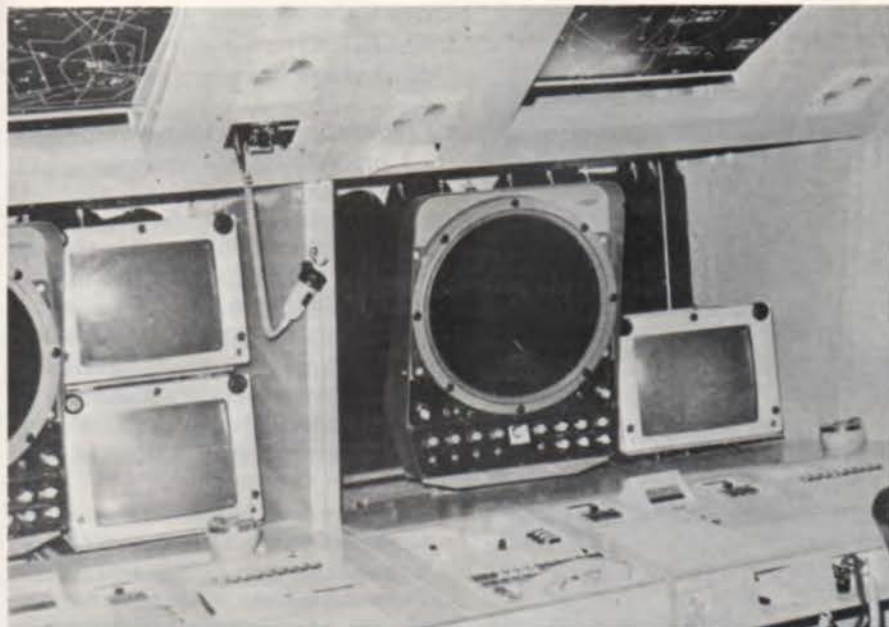


PHOTO 1: Un des écrans radar de la salle d'approche.

Les moyens.

A Satolas, les approches et atterrissages se font généralement face au nord, les vents dominants soufflant dans la direction nord-sud. Cet axe d'approche principal est équipé d'un système de radio-guidage par mauvaise visibilité ILS (instrument landing system) en français: atterrissage aux instruments sans référence visuelle.

Ce système comprend deux ensembles: l'un (localizer) émet une onde radio, permettant de guider l'avion dans l'axe de la piste, alors qu'un autre émetteur (glide-path) guide l'avion sur une ligne de descente l'amenant au seuil de piste. De plus, trois balises situées sur l'axe d'approche renseignent l'avion sur son éloignement par rapport à l'entrée de piste.

L'aéroport est aussi le support d'aides à la navigation aérienne. Ces moyens servent autant à la navigation en route qu'à l'établissement des procédures d'arrivée et de départ de l'aéroport. Par ordre d'importance, on note, pour Satolas:

- Un VOR, balise qui détermine dans l'espace une « rose des vents » radio-électrique, permettant à un utilisateur de connaître à tout moment son relèvement par rapport à la balise.

- Un TACAN, matériel mixte civil et militaire, qui permet à un utilisateur de mesurer sa distance par rapport à la station; l'ensemble, dont l'appellation locale est Lyon donne donc à un avion ses coordonnées « P.O. » par rapport à l'aéroport.

- Un VOR isolé (VNE), près de Vienne sur lequel est basé le circuit d'attente sud.

- Un radiophare moyenne fréquence AD (Ambérieu-en-Dombes) sur lequel est basé le circuit d'attente nord.

- Un radiophare de procédure d'appellation LYS (anciennement ST) situé dans l'axe de la piste, à Diemoz.

Les radiophares émettent une onde omnidirectionnelle et c'est à la réception qu'on oriente l'antenne, pour connaître d'où viennent les signaux.

Aides au contrôle

Ces aides sont celles dont disposent les contrôleurs pour assurer l'écoulement sûr et régulier du trafic tout en essayant d'accélérer cet écoulement pour éviter les attentes (le carburant coûte cher aux exploitants).

Il s'agit essentiellement:

- d'un radar 23 cm implanté à Satolas au Sud de l'aéroport, et dont l'image déportée à Marseille-Contrôle sert également aux besoins du contrôle en route.

- d'un ensemble d'émetteurs et récepteurs fonctionnant en VHF et UHF: Satolas dispose de sept fréquences air/sol, une fréquence sol/sécurité, et une fréquence pour les relevés gonio.

- d'un ensemble radiogoniométrique qui permet au contrôle de connaître la direction dans laquelle est l'avion avec lequel il a un contact et, éventuellement, d'aider cet avion à revenir sur le terrain.

En outre, les différents services intéressés par la sécurité des vols sont reliés entre eux par un réseau intérieur de TV avec huit chaînes permettant de visualiser à tout moment les images radar ou des observations ou prévisions météorologiques, de l'aéroport et de ceux qui lui sont rattachés, ainsi que diverses informations sur la situation technique des installations ou de l'environnement aéronautique.

Les liaisons aériennes

Lyon-Satolas prend la relève de Lyon-Bron. Bron, qui est désormais réservé à l'aviation d'affaires, a passé le flambeau à Lyon-Satolas. Ce dernier assure donc depuis près de deux ans (le 20 avril 75) la totalité du trafic intérieur et du trafic international.

1) liaisons intérieures.

Air Champagne-Ardenne, Air Limousin, Air Rouergue, Touraine Air Transport et surtout Air Inter exploitent tous les jours une vingtaine de lignes intérieures à partir de Lyon. 27 villes se trouvent ainsi à moins de deux heures de vol de la capitale Rhône-Alpes: Angers, Bordeaux, Deauville, La Rochelle, Lille, Limoges, Metz, Montpellier, Nancy, Perpignan, Reims, Rouen, Strasbourg, etc.

2) liaisons avec l'étranger

Chaque semaine, 29 villes étrangères se trouvent reliées directement à Satolas, et parmi elles, 8 le sont tous les jours: Bâle, Bruxelles, Francfort, Londres, Madrid, Milan, Rome et Zurich. Si l'on ajoute les villes desservies par correspondance, dans d'autres aéroports, ce sont au total 20 villes européennes où il est possible de séjourner au moins 6 heures en faisant l'aller-retour dans la journée!

On peut citer, entre autres: Amsterdam, Barcelone, Berlin, Copenhague, Hambourg, Hanovre, Lisbonne, Munich, Palma, Vienne, Zurich, etc.

Il existe en outre deux liaisons directes « tout cargo » entre Lyon et, respectivement:

New York, Boston, Chicago, Montréal, Johannesburg. Depuis le 20 avril 75, une liaison vers l'Extrême-Orient a été créée par Air France, le lundi:

Lyon-Téhéran, Dehli, Vientiane, Bangkok, Phnom Penh, Hong-Kong. Et le jeudi: Lyon-Tel Aviv, Téhéran,



PHOTO J : L'antenne de la balise de Satolas qui produit dans l'espace une espèce de cône radio-électrique.

Bombay, Bangkok et Saïgon. Notons également, depuis le 21 avril la liaison régulière, deux fois par semaine entre Lyon et Varsovie, assurée en Tupolev 134 par la L.O.T. Par ailleurs, on a pu procéder à une augmentation du nombre de places offertes sur Lyon-Bruxelles, Lyon-Madrid, Lyon-Londres, Lyon-Milan et Lyon-Francfort. Enfin, de nombreuses lignes sont à l'étude à l'initiative de compagnies aériennes secondées par les services d'étude et de développement de la chambre de commerce et d'industrie de Lyon.

Le frêt à Lyon-Satolas

1) L'aérogare

L'aérogare de frêt, située dans la partie sud des ouvrages de l'aéroport, est un bâtiment de 252 m de long sur 48 m de large, ce qui donne une surface au sol de 12.100 m² et de 15.000 m² y compris la surface sous auvent, ce qui permet une capacité de 50.000 tonnes de marchandises par an. Cette aérogare est séparée en trois parties dont deux sous douane. Une première surface sous douane est occupée par les magasins de stockage du frêt. On y trouve aussi les bureaux d'Air France (2.600 m²) et d'Air Inter (650 m²).

Une seconde surface sous douane est occupée par diverses compagnies : Swissair 280 m², Seab, Pan-Am, Air Canada ; occupée également par les commissionnaires en douane, chargés de la déclaration en douane pour le compte des clients (importateurs ou exportateurs).

Une troisième surface (magasins libres). Ces surfaces sont occupées par des transitaires qui reçoivent les marchandises et les stockent dans les magasins en attendant l'exportation ou la livraison au client, après formalité de douane.

Exemple ; le tissu transporté depuis le lieu de production (Rhône-Alpes) jusqu'en Amérique du Nord : Industriel

↓
→ Tissu voyage sous housse plastique
Transitaire auxiliaire du Transport

↓
Satolas → Tissu entreposé dans les magasins de transitaires.

En ce qui concerne l'entreposage, deux possibilités sont offertes :

1a) Entreposage pour préparation

Il est destiné à la préparation de la marchandise pour le transport aérien, ou bien il permet d'attendre d'autres marchandises pour la même destination de façon à constituer un groupage, ce qui permet un tarif dégressif.

2a) Circuit direct

Le produit arrive en zone libre. Il est alors étiqueté et pesé, puis pris en charge par la compagnie.

C'est elle qui contrôle son poids, ses dimensions ainsi que le bon état des emballages, et de leur résistance. Cette série d'opérations effectuée, la marchandise entre en magasin, sous douane. C'est le transitaire qui établit toute la documentation accompagnant les colis sur le plan douane, comme sur le plan transport. Le transitaire remet à la douane les déclarations en douane et donne à la compagnie transpor-

teur les documents de transport aérien (L.T.A.) : c'est une sorte de billet de passage des marchandises.

Préparation des chargements :

L'emploi de palettes ou d'« igloos » (containers dont la forme épouse celle de l'avion) assure en moins d'une heure le chargement et le déchargement des avions-cargos comme le PELICAN, c'est-à-dire les avions-cargos d'Air France.

Dans l'exemple des tissus rhônalpins en partance pour l'Amérique du Nord, ils sont placés sur palettes ou igloos, arrimés, puis présentés à l'avion pour chargement.

Dans le cas du fameux Boeing 707 « tout cargo », la charge d'emport (capacité de tonnage) est de 30 à 35 tonnes ! Le chargement de ce pélican est un chargement palettisé de 13 palettes, 1 palette étant en quelque sorte une tranche d'avion. Les soutes de l'appareil sont accessibles par trois portes latérales. Ce sont donc 13 palettes les unes derrière les autres qui peuvent ainsi être placées dans un 707.

Une palette est un plateau simple sur lequel on pose des colis. Une fois confectionnée au gabarit de l'appareil, on la recouvre d'un plastique, cela donne une palette constituée.

Un igloo est une enveloppe préformée en plastique dur qui épouse le contour de la cabine.

Entre les magasins de frêt et l'avion, les palettes et les igloos sont tractés sur des chariots de manutention. Dès l'arrivée au pied de l'avion, chaque unité est transférée à bord de l'appareil à l'aide d'une plateforme élévatrice. Les chariots de manutention, la plateforme élévatrice et le plancher de la cabine sont munis de rouleaux de manutention qui facilitent la mise en place des charges. Les déplacements au niveau de la porte de l'avion se font sur des billes qui permettent le changement d'orientation à l'intérieur de tes et igloos sont finalement fixés au plancher en quelques secondes grâce à un système de verrouillage spécial. La palettisation et la mécanisation des manutentions contribuent à donner une sécurité encore plus grande au frêt aérien.

Le développement du trafic

Le développement du trafic national et international va se poursuivre ainsi grâce à l'aéroport international de Lyon-Satolas. Un exemple de cette expansion est le véritable pont aérien qui a été mis en place par U.T.A. entre Satolas et Kano pour acheminer les pièces détachées de l'usine d'assemblage que Peugeot a

implanté à Kaduna, en plein cœur du Nigeria (transport aérien dont le « handling-manutention » est assuré par la compagnie Air France. La liaison Satolas-Kano est pratiquement quotidienne. Actuellement la liaison est assurée par un DC8/55 (charge utile 38 tonnes) quarante voitures 504 en pièces détachées sont ainsi embarquées dans l'avion au stockage des pièces détachées qui arrivent de Sochaux-Montbéliard soit par route, soit par chemin de fer.

Ce dernier exemple illustre bien d'une part, le rôle de plate-forme d'échange du nouvel aéroport et, d'autre part, la vocation de région ouverte sur l'international de Rhône-Alpes.

La protection de l'environnement

Chacun a pu suivre récemment les démêlés que Concorde a eu aux Etats-Unis sur le problème des décibels. A Satolas, tout a été fait pour que les riverains aient à souffrir le moins possible des nuisances apportées par les gros appareils. C'est ainsi que les pilotes, souvent avec de gros risques, cabrent leurs appareils dès le décollage terminé, de façon à ce qu'ils soient à une altitude maximum lorsqu'ils passent au-dessus des villages qui sont dans l'axe de la piste. Ainsi, le bruit est moindre. D'autre part, plusieurs agglomérations jouxtant l'aéroport sont interdites de survol.

Une expérience agricole unique au monde.

Satolas n'a pas été uniquement créé pour être la locomotive de l'expansion régionale. Les responsables de l'aménagement de Rhône-Alpes voient également en lui un point de rupture entre l'agglomération lyonnaise et la ville nouvelle de l'Isle-d'Abeau (200.000 habitants vers la fin du siècle). La Chambre de Commerce et d'Industrie de Lyon est allée plus loin encore. A la suite d'une convention passée avec la Chambre d'Agriculture du Rhône, une zone de 55 hectares environ a été réservée, au sud de l'aérogare de frêt à une série d'expérimentations agricoles. Cette zone est exploitée comme suit :

Au Sud, une superficie de 7 à 8 hectares est concédée à l'Institut Technique des céréales fourragères (I.T.C.F.) qui y entreprend des essais de rotation de culture (blé-orge-fèveroles, blé-orge-pois) selon un cycle décennal. Sur une parcelle attenante, l'I.T.C.F. étudie la sensibilité des céréales aux herbicides.

Le long de la bretelle de raccordement à l'autoroute A43 : la coopérative agricole du sud-est réalise des essais de culture de maïs irrigué.

Au Nord : le service régional de la protection des végétaux dispose d'une parcelle où il va procéder à des essais d'homologation pour le colza. Par ailleurs, une société d'intérêt collectif agricole (S.I.C.A.) rassemble 32 agriculteurs de la région de Satolas, qui louent à titre précaire toutes les surfaces disponi-

bles sur l'emprise de l'aéroport, afin d'en poursuivre l'exploitation agricole. La S.I.C.A. a loué 430 hectares de terres cultivables pour la saison 1974-75. Elle s'est engagée en contrepartie à engazonner et à entretenir les abords des pisteW, des parkings avions et des « taxi-ways ».

L'aéroport lui-même ne veut pas être en reste et l'aménagement du site a débuté en décembre 1974 : 10.000 arbustes au total vont être plantés, essentiellement des chênes, des peupliers et des érables, et 20 hectares de gazon semencés « au canon » (projection par canon pneumatique de graines mélangées avec de la paille et du bitume).

Une nouvelle dimension pour la région

Satolas est plus qu'un aéroport qui remplace Bron, c'est un nouvel outil de travail pour l'ensemble des Rhônalpins eux-mêmes et aussi pour les habitants des autres régions voisines. L'aéroport International de Lyon-Satolas peut donner à la population de cette région une chance supplémentaire importante d'être plus dynamique et aussi de mieux vivre. Satolas, c'est vraiment une porte sur le monde.

Vous tous, qui avez un convertisseur ou un récepteur qui « monte » à 130 MHz, et qui écoutez le trafic aviation, nous espérons que ces quelques lignes vous auront aidé à mieux connaître ce qu'est un aéroport international. Et pour ceux qui aiment le « vrai » trafic radio, celui des pilotes et des aiguilleurs du ciel ne peut être qu'un excellent modèle de rapidité, de clarté, en un mot : d'efficacité. Qu'il nous soit permis de remercier ici le commandant PROBST, un des plus jeunes, sinon le plus jeune commandant d'aérodrome d'Europe (35 ans !), M. MALEVAL, chef du service de la Navigation Aérienne, M. TRIPHON, qui nous a piloté dans les différents services, M. GAUTHIER, qui nous a fait visiter, sur le terrain les installations radio, ainsi que tous les techniciens (vigie - approche - maintenance - météo, etc.) qui ont volontiers répondu à nos questions et qui ont facilité notre travail au maximum. Nous n'oublierons pas non plus l'excellent accueil de la Chambre de Commerce et d'Industrie de Lyon. Que tous en soient ici chaleureusement remerciés.

Joël RANCHET F1UO

Photos : André CHAUSSE F1BMJ

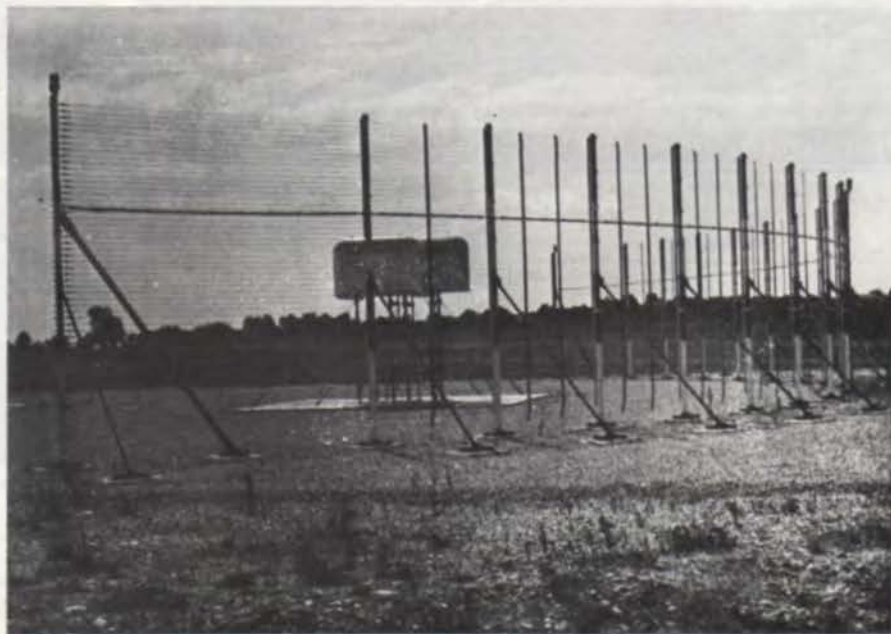


PHOTO K : Les aériens du localiser vus par l'arrière.

pour CENTRAD une tradition : LA FIABILITÉ



type 170 A 10



type 170 A 13



type 170 P 13



type 170 P 13 D

La série des oscilloscopes CENTRAD 170 est spécialement adaptée à la maintenance Télévision et Electronique. Ils satisfont également de nombreux besoins dans les laboratoires d'études et l'enseignement. La sélection rigoureuse des composants, assure à ces appareils une fiabilité maximale. Intégralement protégés, de manipulation très facile, les oscilloscopes 170 peuvent être mis entre toutes les mains. Série : 170 La nouvelle génération d'oscilloscopes de maintenance.

TYPES	Traces	Bande passante	Sensibilité	Gain variable	Base de temps	Expansion H	Vitesse variable	Retard de déclenchement	Desen-trelace. Trame TV	Ecran
170 A 10	Simple	0- 10 MHz	5 mV/Div	Non	0,1 S à 200 nS	Non	Non	Non	Non	Tube rond de Ø 10 cm 80 × 65 mm
170 A 13	Simple	0- 10 MHz	5 mV/cm	Oui	0,1 S à 200 nS	Fixe × 5	Oui	Non	Non	Tube rond de Ø 13 cm 105 × 85 mm
170 P 13	Simple	0- 12 MHz	5 mV/cm	Oui	1 S à 200 nS	Fixe × 5	Oui	Oui progressif	Oui	Tube rectangulaire 105 × 85 mm
170 P 13 D	Double	0- 12 MHz	2 x 5 mV/cm	Oui	1 S à 200 nS	Fixe × 5	Oui	Oui progressif	Oui	Tube rectangulaire 105 × 85 mm

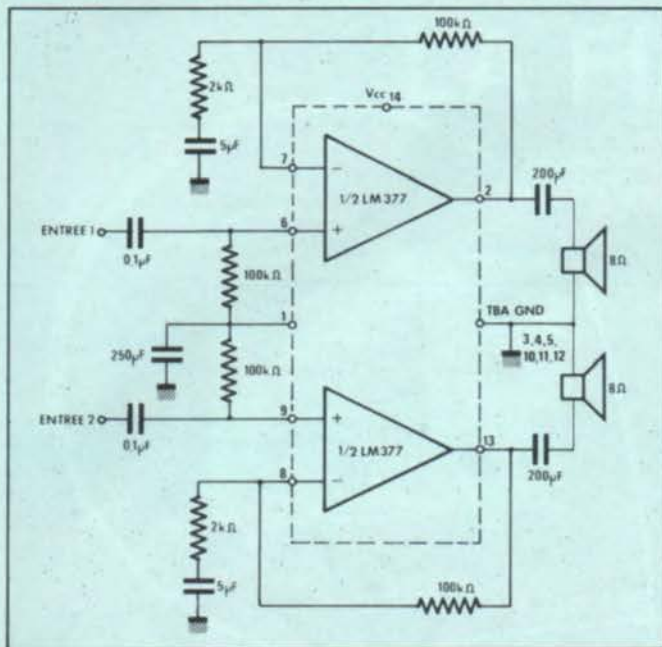
Entièrement transistorisés. Entrées sur transistors à effet de champ protégées. Synchronisation intérieure, secteur et extérieure avec réglage du niveau d'entrée, sur tous les modèles. Filtrage de synchronisation : HF - BF - Normal - ligne et image sur tous les modèles. Déclenchement automatique et au seuil. Relaxation temporisée en absence de signal. Impédance d'entrée 1 MΩ / 40 pF. Calibrateur incorporé. Grande fiabilité. Présentation très moderne.

CENTRAD

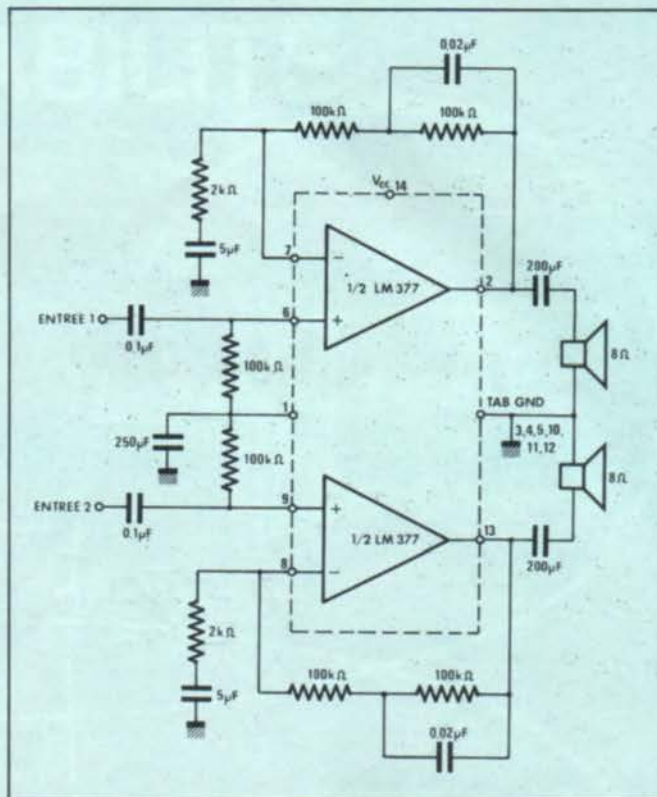
59 avenue des Romains 74 ANNECY - FRANCE - Tél : (50) 57-29-86
TELEX 30794 CENTRAD-ANNECY - C.G.P. LYON 891-14

BUREAUX DE PARIS : 57, rue Condorcet - PARIS 9^e - Tél : 285-10-69

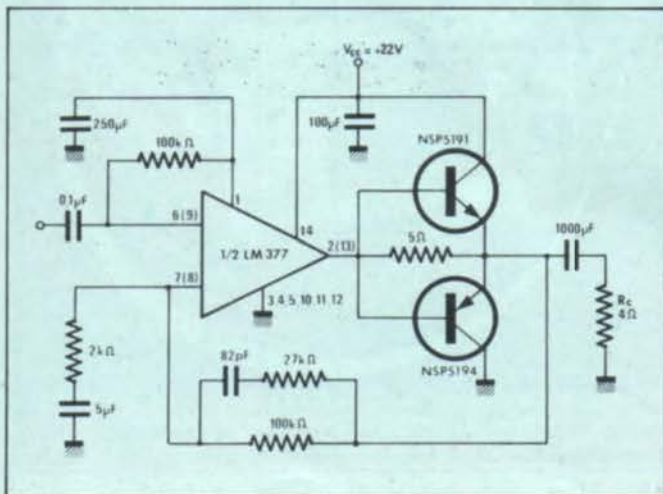
Schémas d'application



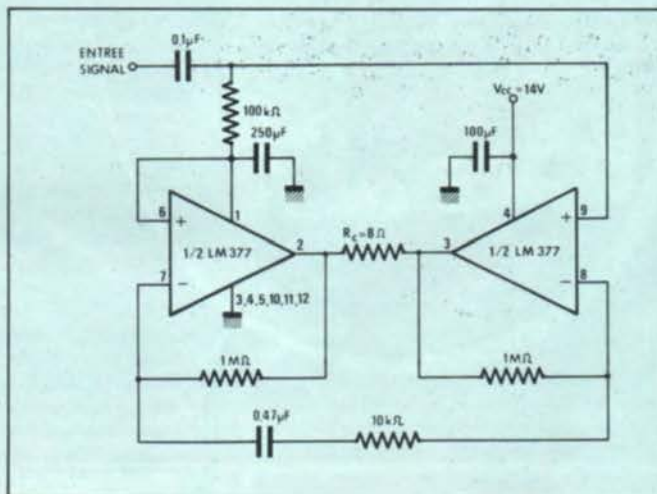
Amplificateur stéréo simple.



Amplificateur stéréo avec contre-réaction favorisant les basses.

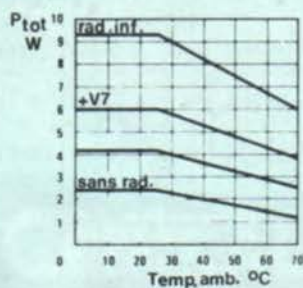


Amplificateur de 10 W par canal utilisant un étage de sortie à transistors.

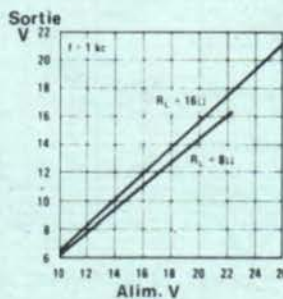


Amplificateur « en pont » pouvant fournir 4 W.

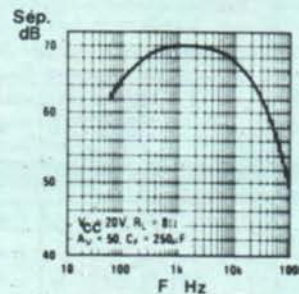
Courbes



Dissipation maximum sans radiateur, avec radiateur de 29 °C/W, avec radiateur de 21 °C/W et avec radiateur quasi-infini (13,4 °C/W).



Excursion de la tension de sortie en fonction de la tension d'alimentation.



Séparation des canaux en fonction de la fréquence.

Fiche technique

LM 378

Circuits intégrés audio

Double amplificateur B.F. de puissance

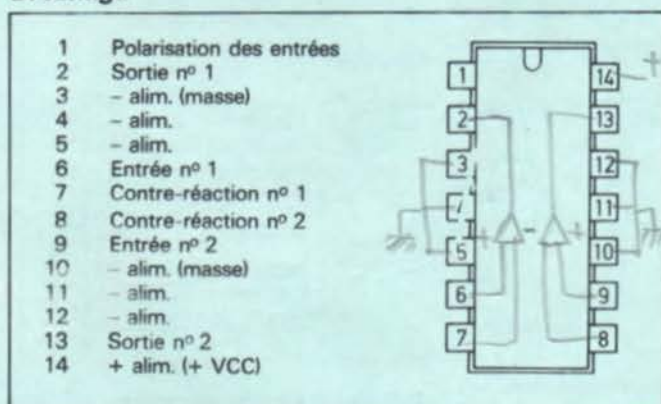
Fabricant : National Semiconductor.

Généralités

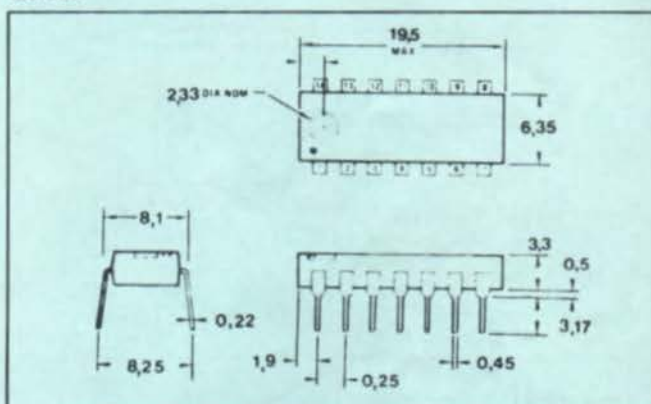
Le circuit intégré LM 378 est un double amplificateur B.F. de puissance destiné à l'équipement d'appareils stéréo tels que magnétophones, électrophones et radios F.M. Il se caractérise par les points suivants :

- grand gain en boucle ouverte
- limitation interne du courant consommé
- protection contre les températures excessives par coupure de la tension de sortie
- bonne séparation entre canaux
- composants extérieurs réduits.

Brochage



Boîtier



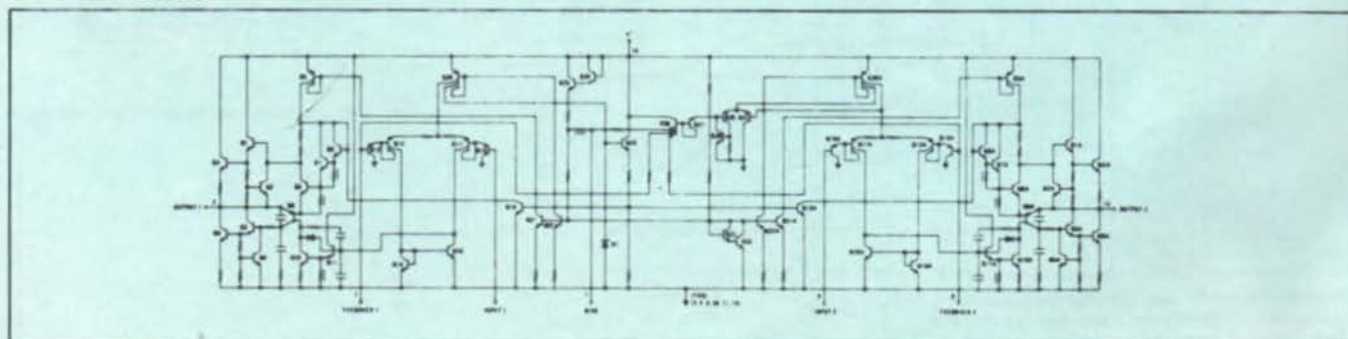
Dual in line 14 broches.

Caractéristiques principales

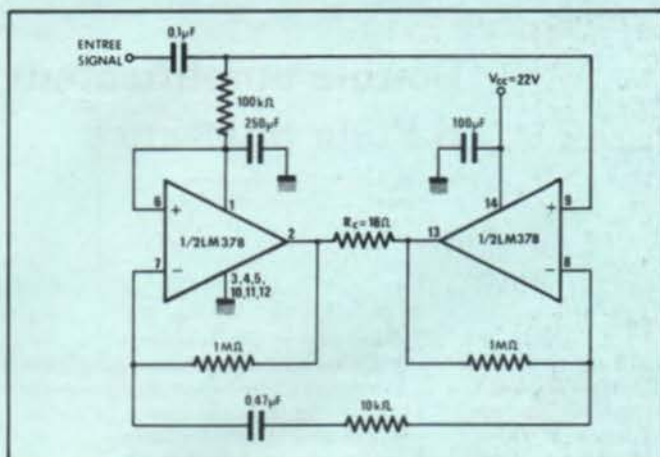
Les mesures sont effectuées à la température ambiante de 25 °C pour une tension d'alimentation de 24 V. Les mesures de sortie sont faites sur charge de 8 Ω à 1 kHz, le montage ayant un gain de 34 dB.

CARACTÉRISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	10		35	V
Tension d'entrée	0		+ VCC	V
Courant de repos total		15	50	mA
Courant total consommé à Po = 1,5 W par canal		430	500	mA
Tension de repos		12		V
Puissance de sortie (d = 5 %)	4	5		W
Distorsion pour Po = 50 mW par canal		0,25		%
Distorsion pour Po = 1 W par canal		0,07	1	%
Distorsion pour Po = 2 W par canal		0,1		%
Tension d'offset en sortie		15		mV
Courant d'entrée		100		nA
Impédance d'entrée	3			MΩ
Gain en boucle ouverte	66	90		dB
Séparation des canaux	50	70		dB
Réjection de l'ondulation alim.	60	70		dB
Limitation de courant (interne)		1,5		A
Tension de bruit à l'entrée		3		μV
Températures de fonctionnement	0		+ 70	°C
Températures de stockage	- 65		+ 150	°C
Température de jonction			+ 150	°C
Résistance thermique jonctions-ambiance		58		°C/W

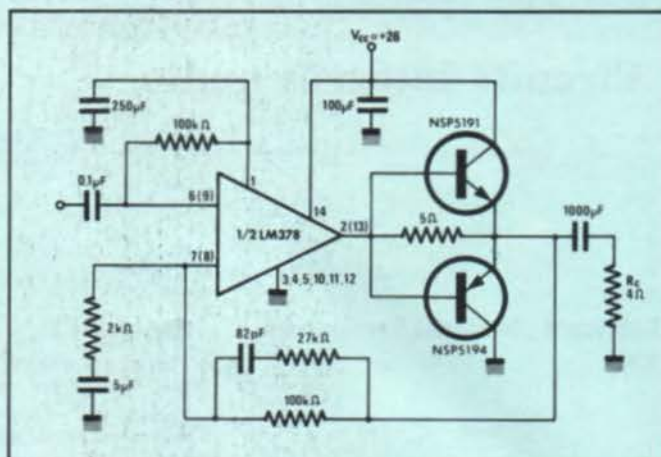
Schéma interne



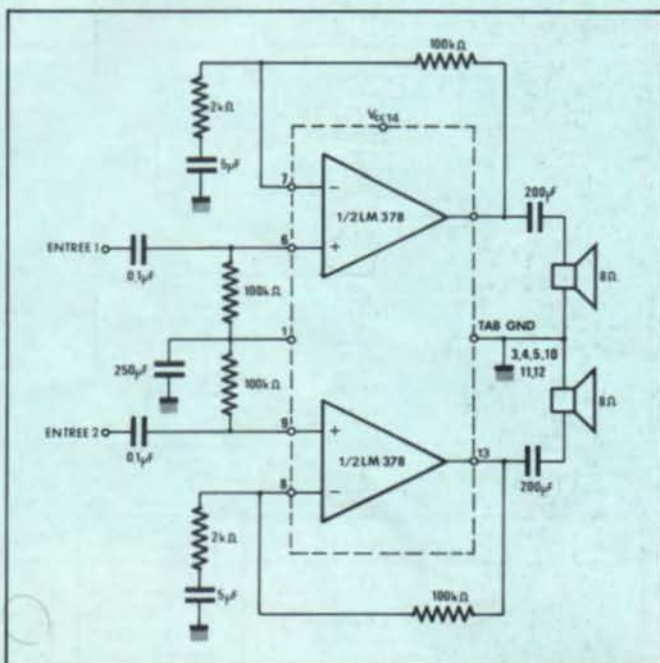
Schémas d'application



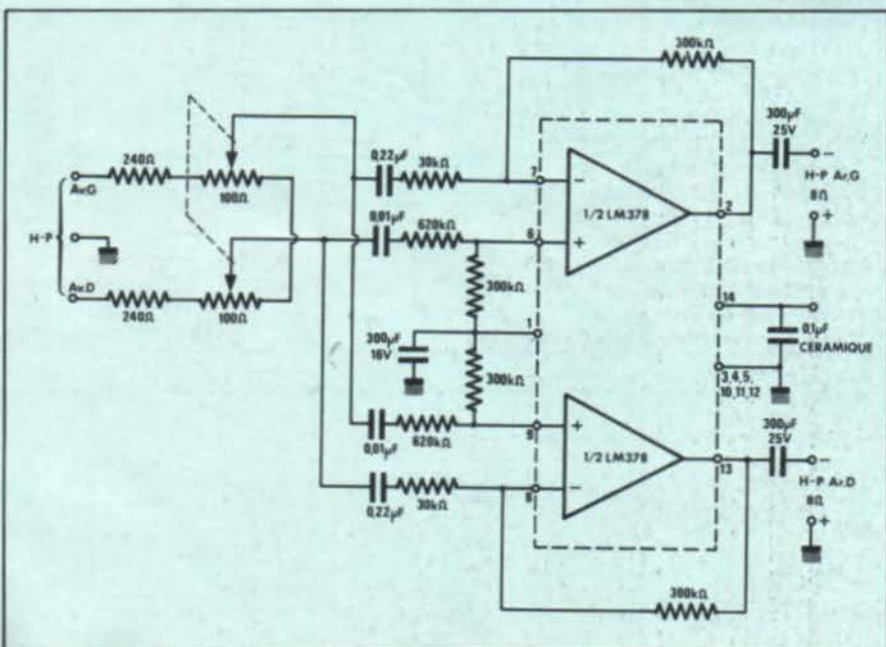
Amplificateur « en pont » pouvant délivrer 8 W.



Amplificateur pouvant délivrer 15 W par canal équipé de transistors de sortie.

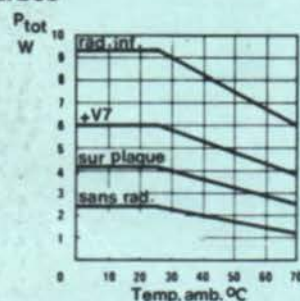


Amplificateur stéréo simple.

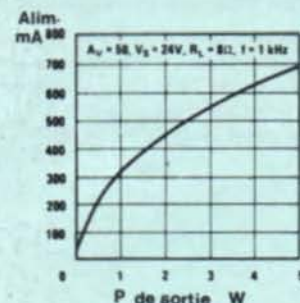


Amplificateur stéréo destiné à créer l'ambiphonie (4 canaux) en alimentant deux enceintes « arrière » à partir des deux enceintes « avant ».

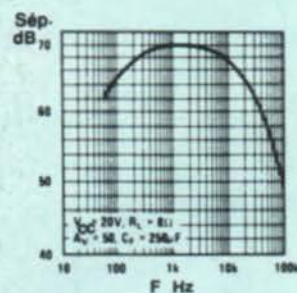
Courbes



Dissipation de puissance sans radiateur, avec radiateur de 29 °C/W, avec radiateur de 21 °C/W et avec radiateur quasi-infini de 13 °C/W.



Courant consommé en fonction de la puissance de sortie.



Séparation des canaux en fonction de la fréquence.

Fiche technique

LM 379

Circuits intégrés audio

Double amplificateur B.F. de puissance

Fabricant : National Semiconductor.

Généralités

Le circuit intégré LM 379 est un double amplificateur de puissance moyenne (6 W

par canal) spécialement destiné aux équipements stéréo tels que magnétophones, électrophones, radio F.M. Il se caractérise par les points suivants :

- grand gain en boucle ouverte

- limitation interne du courant consommé
- protection thermique par coupure de la tension de sortie
- bonne séparation entre canaux
- peu de composants extérieurs.

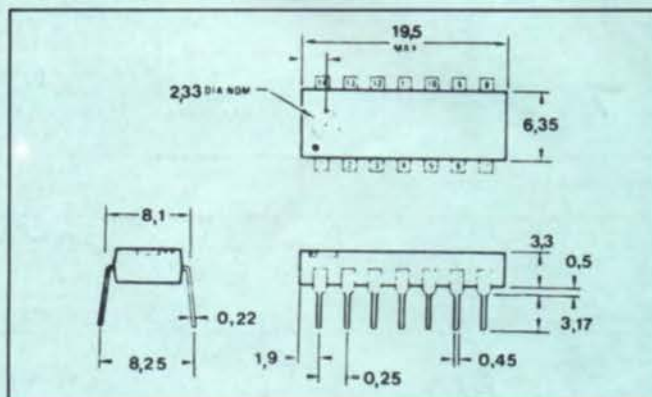
Brochage

- 1 + alim. (+ VCC)
- 2 Ne pas connecter
- 3 Masse préamplis (- alim.)
- 4 Masse ampli
- 5 Sortie n° 1
- 6 Entrée n° 1
- 7 Contre-réaction n° 1
- 8 Contre-réaction n° 2
- 9 Entrée n° 2
- 10 Sortie n° 2
- 11 Masse ampli
- 12 Masse préamplis
- 13 Ne pas connecter
- 14 Polarisation des entrées



Boîtier

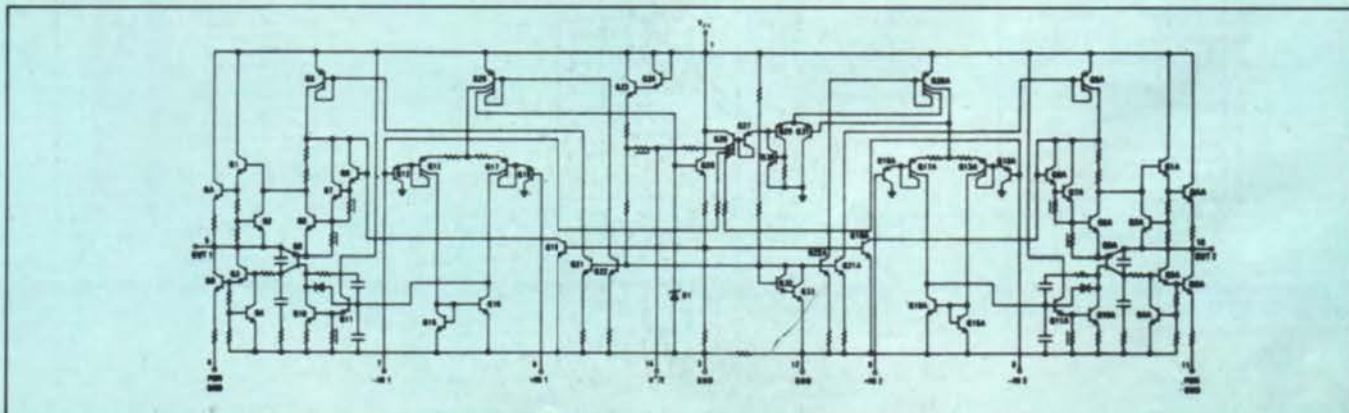
Dual in line 14 broches avec étrier.



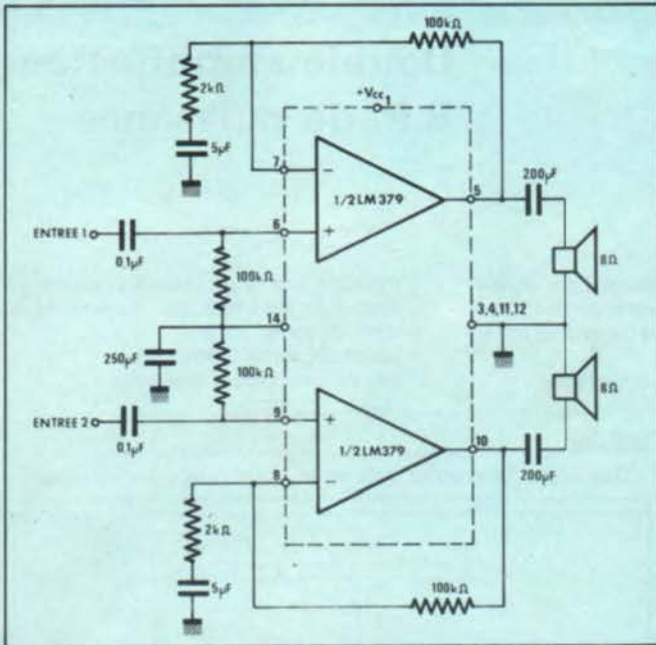
Caractéristiques générales

CARACTÉRISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	10		35	V
Tension d'entrée	0		+ VCC	V
Courant de repos total		15	65	mA
Courant total à Po = 1,5 W par canal		430		mA
Tension de repos en sortie		14		V
Puissance de sortie (d = 5 %)		6		W
Puissance de sortie (d = 10 %)	6	7		W
Distorsion à Po = 1 W par canal		0,07	1	%
Distorsion à Po = 4 W par canal		0,2		%
Tension d'offset en sortie		15		mV
Courant d'entrée		100		nA
Impédance d'entrée	3			MΩ
Gain en boucle ouverte	66	90		dB
Séparation des canaux	50	70		dB
Réjection de l'ondulation alim.		70		dB
Limitation de courant (interne)		1,5		A
Tension de bruit à l'entrée		3		μV
Températures de fonctionnement	0		+ 70	°C
Températures de stockage	- 65		+ 150	°C
Température de jonction			+ 150	°C

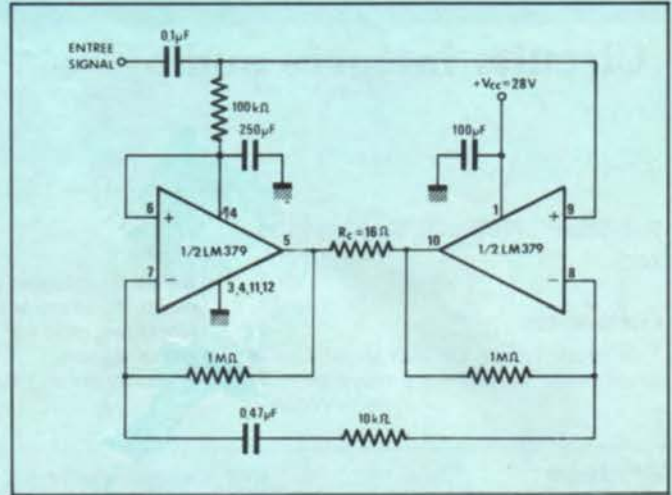
Schéma interne



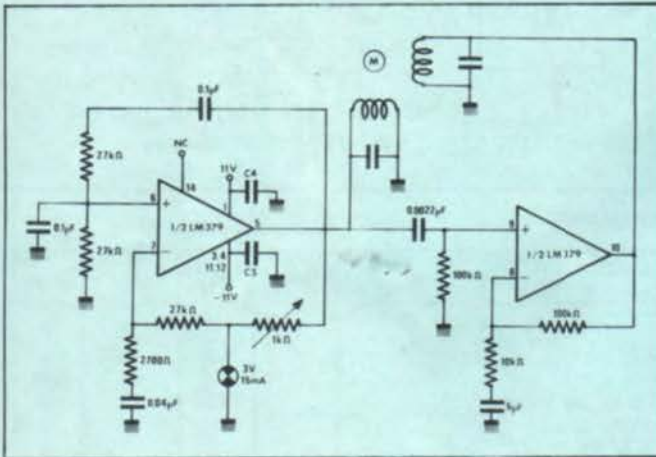
Schémas d'application



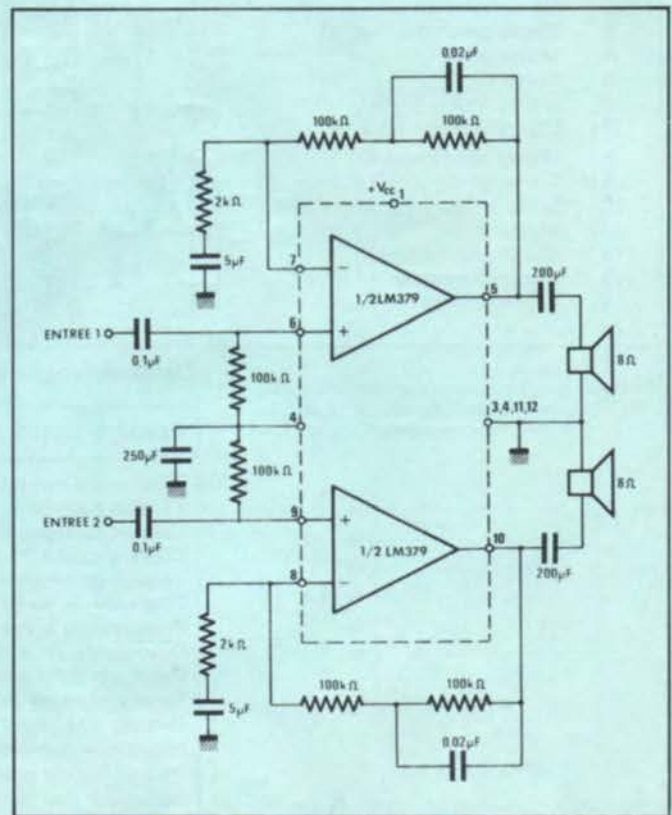
Amplificateur stéréo simple.



Amplificateur « en pont ».

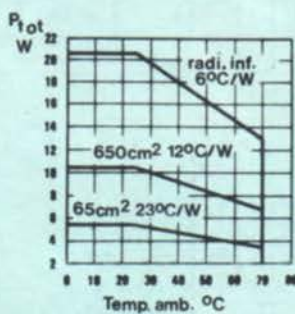


Commande d'un moteur biphasé.

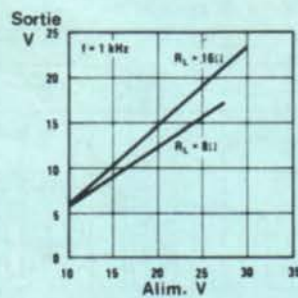


Amplificateur stéréo avec contre-réaction favorisant les basses.

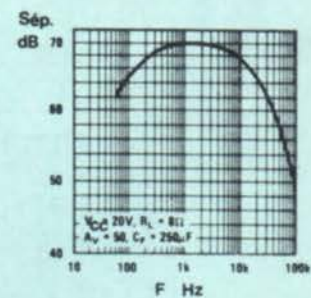
Courbes



Dissipation de puissance sans radiateur, avec radiateur de 23°C/W, avec radiateur de 12°C/W et avec radiateur quasi-infini de 6°C/W.



Excursion de la tension de sortie en fonction de la tension d'alimentation.



Séparation des canaux en fonction de la fréquence.

Fiche technique

LM 384

Circuits intégrés audio

Amplificateur B.F. de puissance

Fabricant : National Semiconductor.

Généralités

Le circuit intégré LM 384 est un amplificateur B.F. de moyenne puissance particulièrement adapté aux applications grand public tels qu'électrophones et récepteurs-radio. Il se distingue par les points suivants :

- deux entrées différentielles
- gain fixé intérieurement à 34 dB (50)
- protégé contre les courts-circuits
- protection thermique
- grande plage d'alimentation
- grande impédance d'entrée
- faible distorsion.

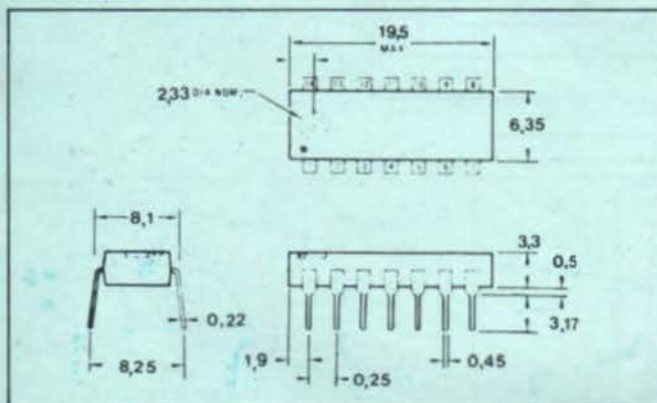
Caractéristiques générales

Ces mesures sont effectuées à la température de 25 °C avec une tension d'alimen-

tation de 22 V. Les mesures de sortie sont faites à la fréquence de 1 kHz avec une charge de 8 Ω.

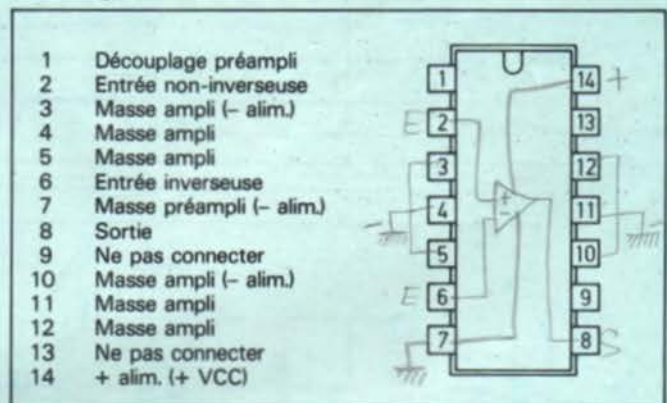
CARACTÉRISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	12		26	V
Tension d'entrée	- 0,5		+ 0,5	V
Courant de repos total		8,5	25	mA
Tension de repos		11		V
Puissance de sortie (d = 10 %)	5	5,5		W
Distorsion à Po = 4 W		0,25	1	%
Courant d'entrée		100		nA
Gain en tension (fixé intérieurement)	40	50	60	V/V
Bande passante à Po = 2 W		450		kHz
Impédance d'entrée		150		kΩ
Courant de court-circuit (protection)		1,3		A
Réjection de l'ondulation alim.		31		dB
Températures de fonctionnement	0		+ 70	°C
Températures de stockage	- 65		+ 150	°C
Température de jonction			+ 150	°C
Résistance thermique jonction-ambiante		82		°C/W

Boîtier



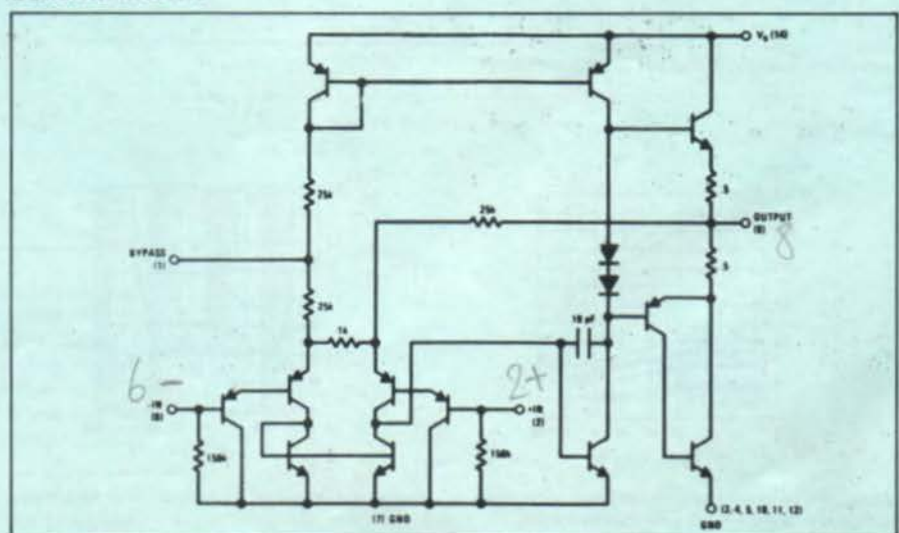
Dual in line 14 broches.

Brochage

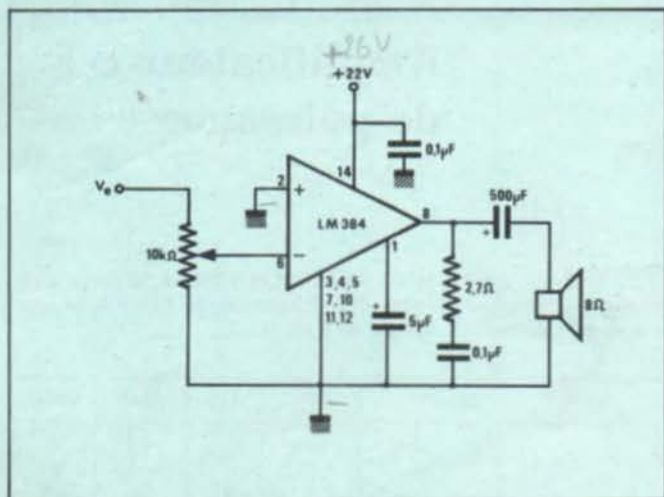


Les bornes 3, 4, 5, 10, 11 et 12, réunies à la masse, sont destinées à recevoir un dissipateur (voir schéma).

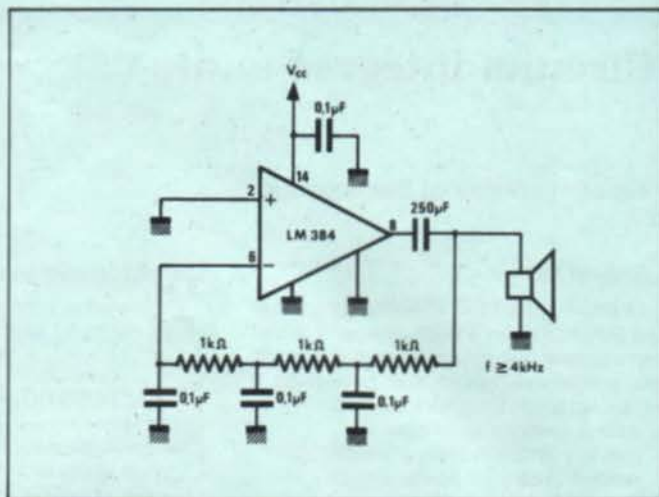
Schéma interne



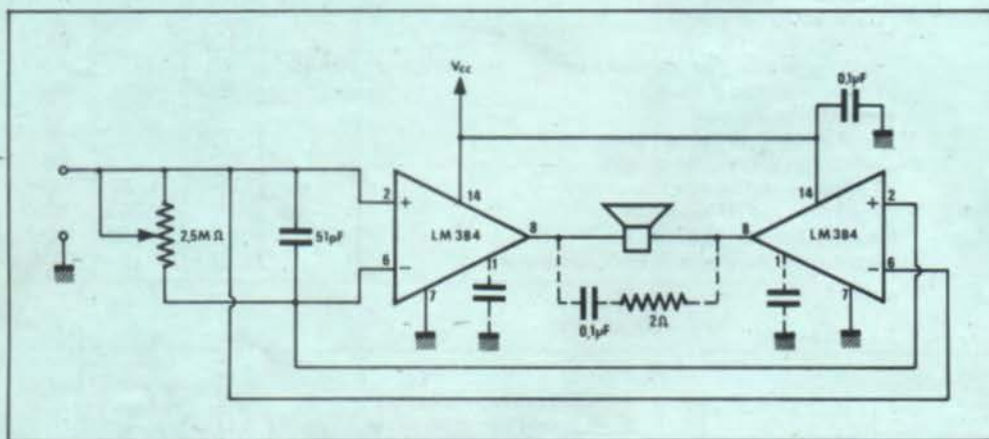
Schémas d'application



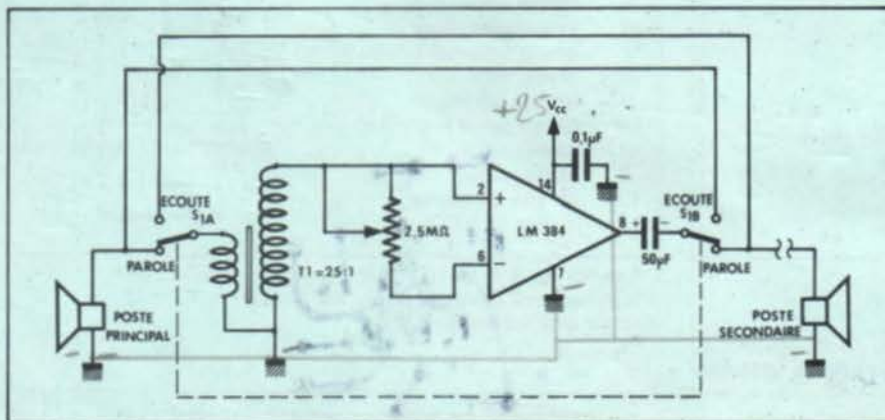
Amplificateur 5 W avec charge à la masse.



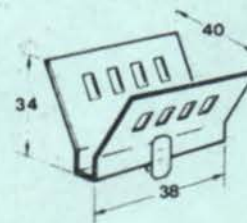
Oscillateur de puissance.



Amplificateur « en pont ».



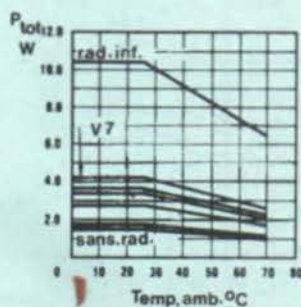
Interphone à un poste principal et un poste secondaire.



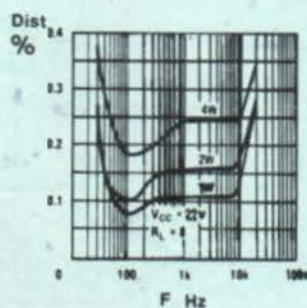
Dissipateur

Pince dissipatrice de 30 °C/W s'adaptant sur les pattes de masse du circuit intégré.
Référence : V-7 (cotes en mm).

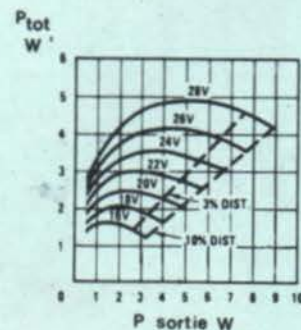
Courbes



Dissipation de puissance sans radiateur, avec pince dissipatrice (30 °C/W) et avec radiateur infini.



Distorsion harmonique en fonction de la fréquence.



Dissipation de puissance, avec pince dissipatrice (30 °C/W) en fonction de la puissance de sortie pour différentes tensions d'alimentation.

Fiche technique

μ A 706

Circuits intégrés audio

Amplificateur B.F. de puissance

Fabricant : Fairchild.

Généralités

Le circuit intégré μ A 706 est un amplificateur B.F. de moyenne puissance particulièrement adapté à l'équipement des auto-radios. Il se caractérise par les points suivants :

- grande plage de tension d'alimentation (6 à 16 V)
- faible courant de repos
- grande impédance d'entrée
- protection contre les courts-circuits
- faible distorsion
- nombre de composants extérieurs réduit.

Différents types

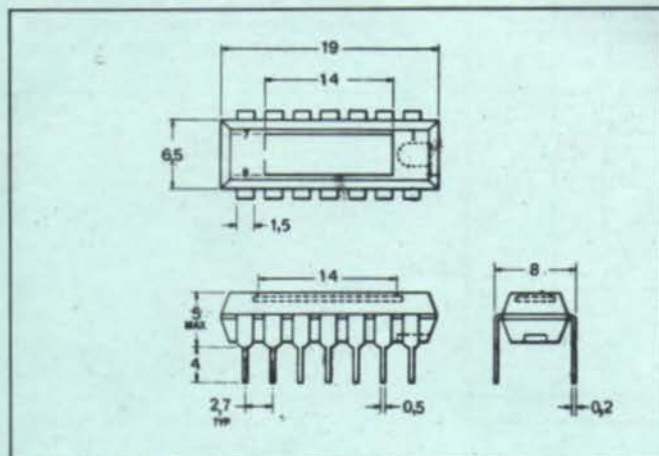
La dénomination générale μ A 706 comprend deux modèles qui diffèrent par leur boîtier et leurs caractéristiques thermiques :

- μ A 706 APC en boîtier dual in line 14 broches,
- μ A 706 BPC en boîtier dual in line 14 broches équipé d'un étrier pour circuit imprimé et qui dissipe plus que le précédent.

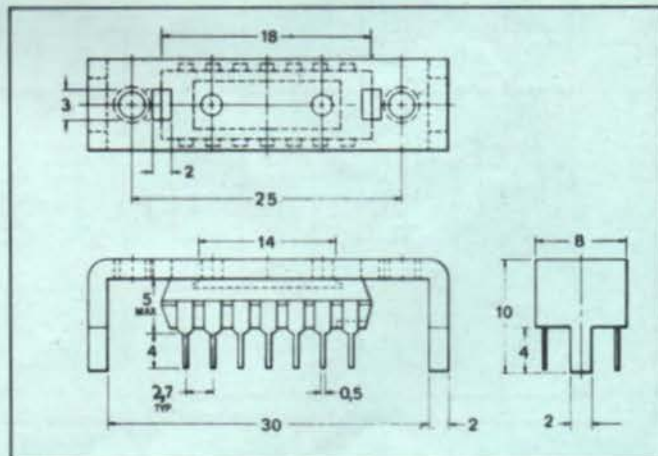
Le tableau ci-dessous donne les caractéristiques qui différencient les deux modèles :

	Dissipation (W) à 25 °C	Dissipation (W) à 85 °C	Rth (°C/W) jonction-	Rth (°C/W) jonction-
μ A 706 APC	1,7	0,9	73	11
μ A 706 BPC	2,3	1,2	55	12

Boîtiers



* Dual in line 14 broches.
 μ A 706 APC



Dual in line 14 broches avec étrier.
 μ A 706 BPC

Brochage

1	Sortie	8	Contre-réaction
2	Ne pas connecter	9	Ne pas connecter
3	Masse ampli (- alim.)	10	Découplage préampli
4	Ne pas connecter	11	Ne pas connecter
5	Masse (- alim.)	12	Bootstrap
6	Compensation en fréquence	13	Ne pas connecter
7	Entrée	14	+ alim. (+ VCC)

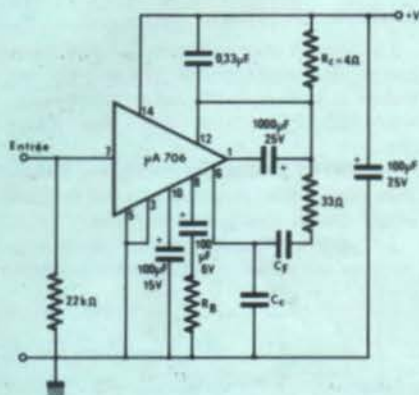


Caractéristiques générales

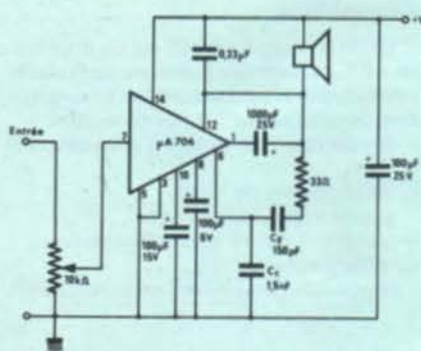
Elles sont relevées à la température ambiante de 25 °C pour une tension d'alimentation de 14 V. Pour les mesures de sortie, l'impédance de charge est de 4 Ω, la fréquence de 1 kHz et la résistance de contre-réaction (entre borne 8 et masse) est nulle.

CARACTÉRISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	6		16	V
Tension d'entrée	0,5		+ VCC	V
Courant de sortie			2,5	A
Dissipation à T boîtier = 85 °C			5	W
Courant de repos total	10	18	30	mA
Courant d'entrée		200	950	nA
Tension de repos en sortie	6,55	7	7,45	V
Gain en boucle fermée	43	46	49	dB
Puissance de sortie à d = 10 %	4,5	5,5		W
Distorsion à Po = 50 mW		0,3		%
Distorsion à Po = 2 W		0,5		%
Distorsion à Po = 4,5 W		3		%
Tension de bruit à l'entrée (B = 10 kHz)		3,5		μV
Impédance d'entrée		3		MΩ
Températures de fonctionnement	- 30		+ 85	°C
Températures de stockage	- 55		+ 125	°C
Température de jonction			+ 150	°C

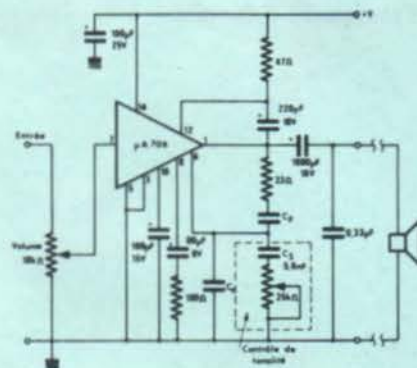
Schémas d'application



Amplificateur de test.

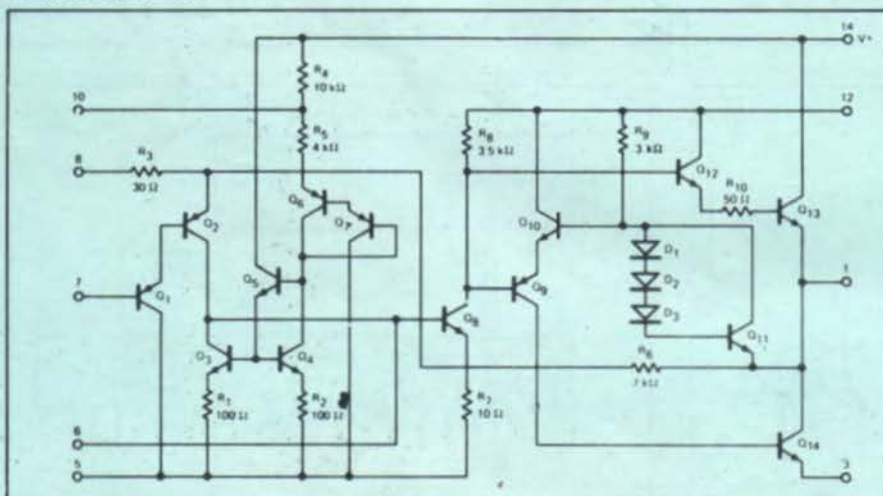


Amplificateur 5 W avec charge au + alimentation ayant une bande passante de 20 kHz (pour un gain plus faible, augmenter Cc et Cf).



Amplificateur 5 W avec charge à la masse (pour un gain plus faible, augmenter Cs).

Schéma interne



Circuits intégrés audio

Amplificateur B.F. de puissance

Fabricant : S.G.S. - ATES.

Généralités

Le circuit intégré TAA 611 est un amplificateur B.F. de puissance destiné à l'équipement de petits radio-récepteurs et électrophones. Il se caractérise par les points suivants :

- impédance d'entrée élevée
- faible distorsion
- faible consommation au repos
- absence de réglage
- nombre de composants extérieurs réduit.

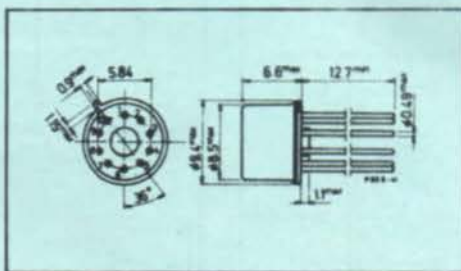
Différents types

La dénomination générale TAA 611 est celle d'une famille comprenant six types de caractéristiques ou de boîtiers différents. Le tableau ci-dessous donne les différentes options possibles, avec les caractéristiques principales qui les différencient, le classement étant établi par ordre croissant des puissances de sortie disponibles.

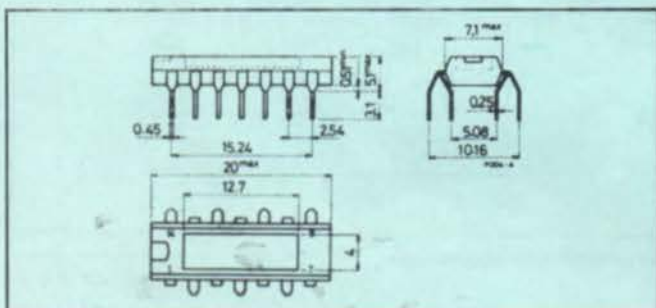
TYPE	Puissance max. de sortie (W)	Charge (Ω)	Vcc (V)		Courant de repos (mA)	Rth ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$) jonction-boîtier	Rth ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$) jonction-ambiante
			min.	max.			
TAA 611 A 55	1,8	4	6	12	3	50	220
TAA 611 A 12	1,8	4	6	12	3	16	93
TAA 611 B	2,1	8	6	15	3,5	16	93
TAA 611 C 72	3,3	8	6	18	4	16	93
TAA 611 C X1	3,3	8	6	18	4	16	63
TAA 611 C 11	3,3	8	6	18	4	16	63

Nota

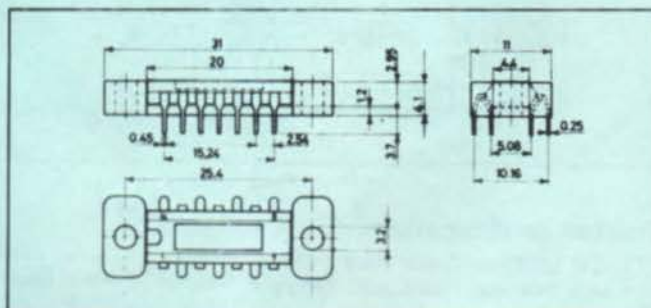
La puissance de sortie et le courant de repos sont donnés pour une tension d'alimentation égale à VCC max. - 3 volts.



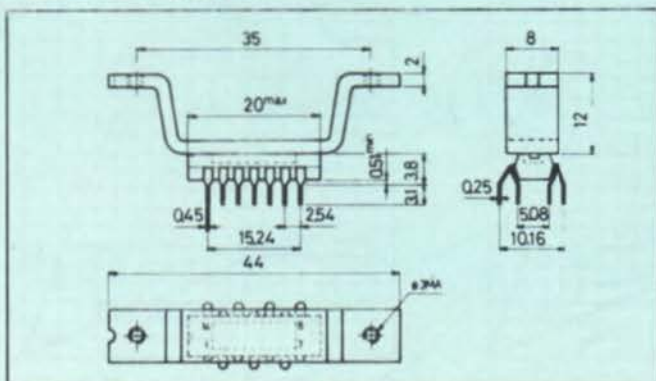
TO 100 (10 broches)
TAA 611 A 55



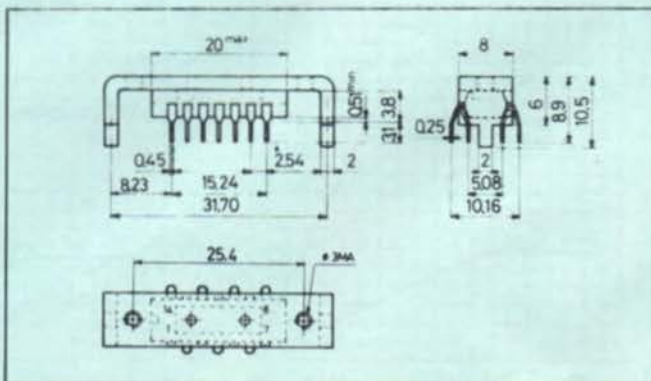
Quad in line 14 broches
TAA 611 A 12 TAA 611 B



Quad in line 14 broches avec espaceur
TAA 611 C 72



Quad in line 14 broches avec étrier
TAA 611 C X1



Quad in line 14 broches avec étrier pour circuit imprimé
TAA 611 C 11

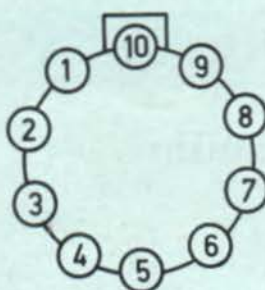
Brochages

TAA 611 A 55

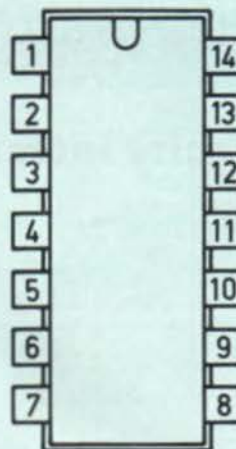
1	+ alim. (+ VCC)	6	Entrée
2	Sortie	7	Contre-réaction
3	Ne pas connecter	8	Compensation en fréquence
4	Masse ampli (- alim.)	9	Compensation en fréquence
5	Masse (- alim.)	10	Bootstrap

TAA 611 A 12, B, C 72, CX 1 et C 11

1	Bootstrap	8	Masse (- alim.)
2	Ne pas connecter	9	Ne pas connecter
3	Compensateur en fréquence	10	Masse ampli (- alim.)
4	Compensation en fréquence	11	Ne pas connecter
5	Contre-réaction	12	Sortie
6	Ne pas connecter	13	Ne pas connecter
7	Entrée	14	+ alim. (+ VCC)



Vue de dessous.

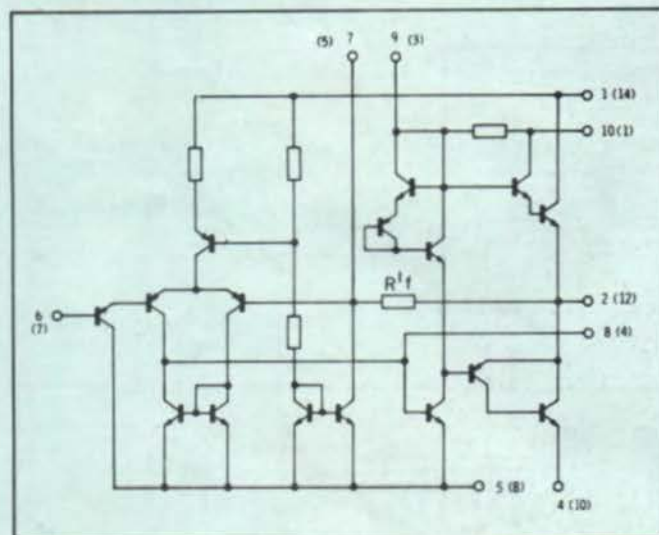


Vue de dessus.

Quelques caractéristiques communes

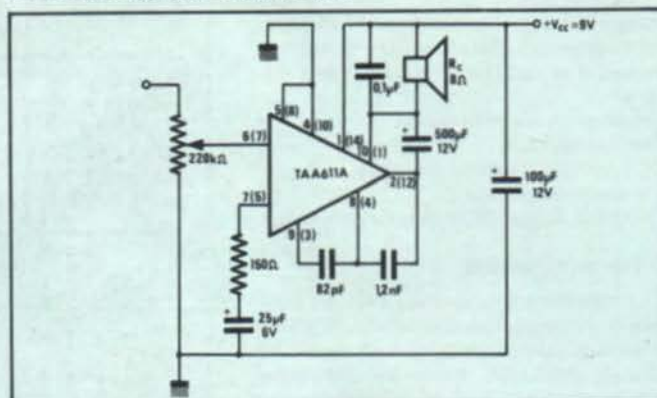
Impédance d'entrée	50 M Ω
Courant d'entrée typique	0,1 μ A
Courant crête de sortie	1 A
Gain en boucle ouverte	68 à 72 dB
Température de jonction max.	+ 150 °C
Température de stockage	- 40 à + 150 °C

Schéma interne

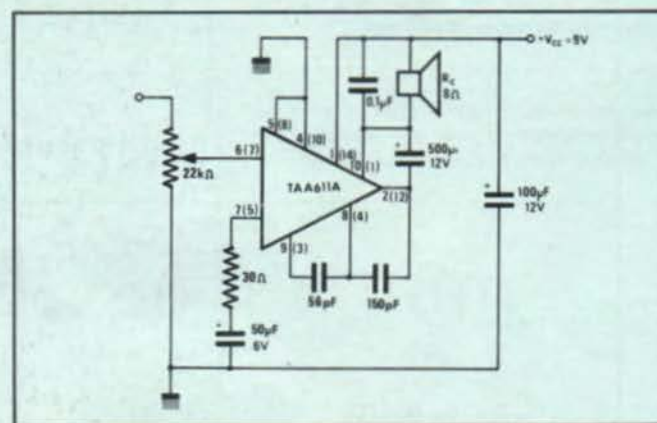


Schémas d'application

Ces schémas s'appliquent à tous les types.



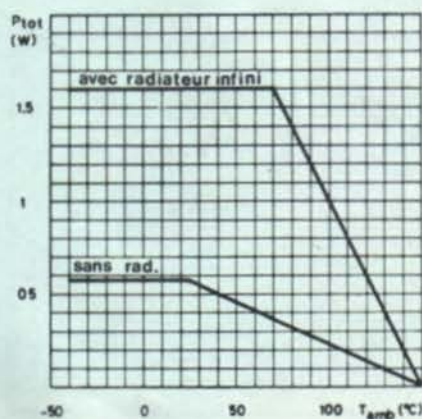
Amplificateur pour téléphone.



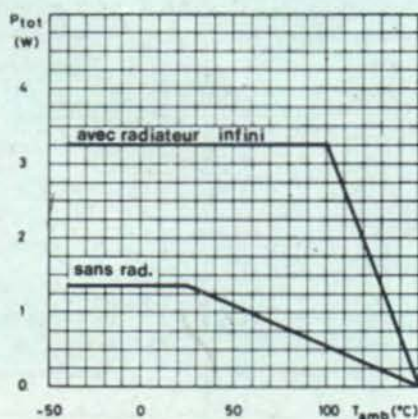
Amplificateur pour récepteur-radio.

Courbes de dissipation

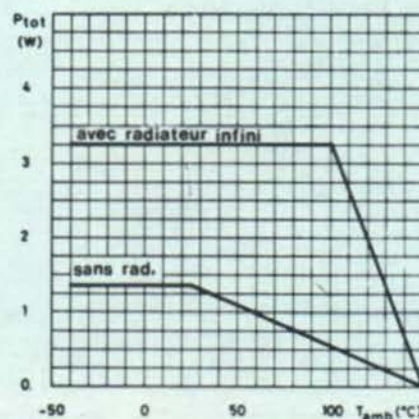
Chaque graphique donne deux courbes : l'une sans radiateur, l'autre avec radiateur infini.



TAA 611 A 55



TAA 611 A 12



TAA 611 B

Fiche technique

Circuits intégrés audio

TBA 641

Amplificateur B.F. de puissance

Fabricants : S.G.S.-ATES ; Fairchild.

Référence : S.G.S.-ATES.

Généralités

Le circuit intégré TBA 641 est un amplificateur B.F. de puissance surtout destiné à l'équipement de petits appareils, tels que magnétophones, électrophones et récepteurs-radio. Il se caractérise par les points suivants :

- faible distorsion
- faible courant de repos
- grande impédance d'entrée
- nombre de composants extérieurs réduit.

Différents types

La dénomination générale TBA 641 est celle d'une famille comprenant cinq types de caractéristiques ou de boîtiers différents *. Le tableau ci-dessous donne les différentes options possibles avec les caractéristiques principales qui les différencient, le classement étant établi par ordre croissant des puissances de sortie disponibles.

* Voir note « modèles spéciaux » en fin de notice.

Boîtiers *

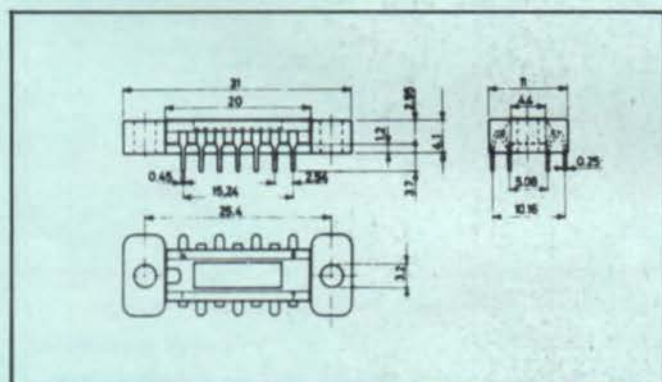
* Voir note « modèles spéciaux » en fin de notice.

TYPE	Puissance de sortie (W)	Charge (Ω)	VCC min.	(V) max.	Courant de repos (mA)	Courant crête de sortie (A)	Rth ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$) jonction-ambiante
TBA 641 A 12	2,2	4	6	12	8 *	2	83
TBA 641 A 72	2,2	4	6	12	8 *	2	83
TBA 641 B 72	4,5	4	6	16	16 *	2,5	83
TBA 641 B X 1	4,5	4	6	16	16 *	2,5	55
TBA 641 B 11	4,5	4	6	16	16 *	2,5	55

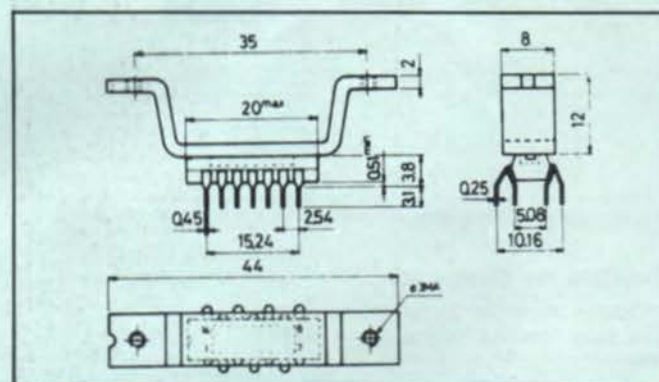
* Valeur typique (la valeur maximum peut atteindre le double).

Nota

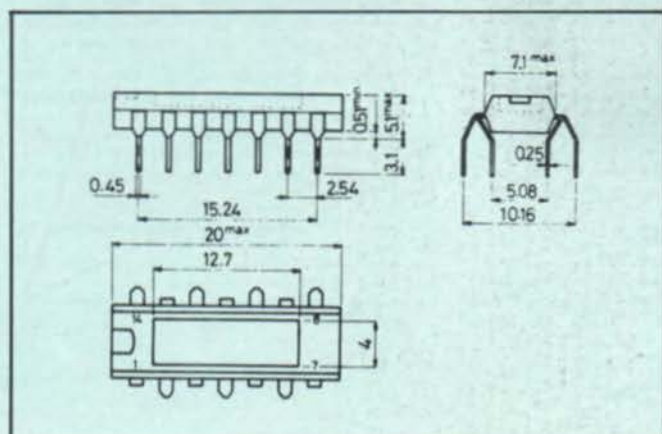
La puissance de sortie et le courant de repos sont donnés pour une tension d'alimentation égale à VCC max. - 3 V.



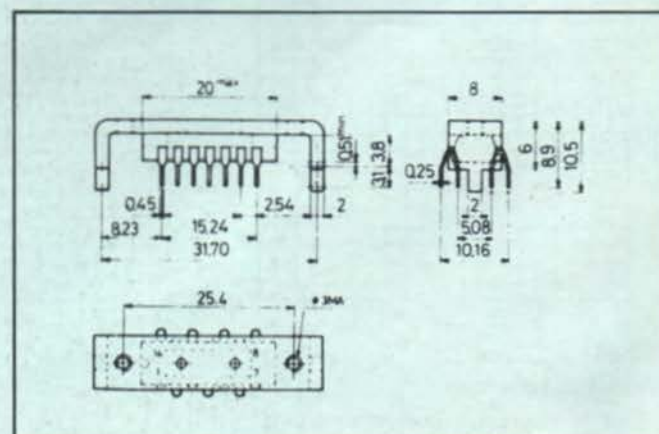
Quad in line 14 broches avec espaceur
TBA 641 A 72



Quad in line 14 broches avec étrier
TBA 641 BX 1



Quad in line 14 broches
TBA 641 A 12



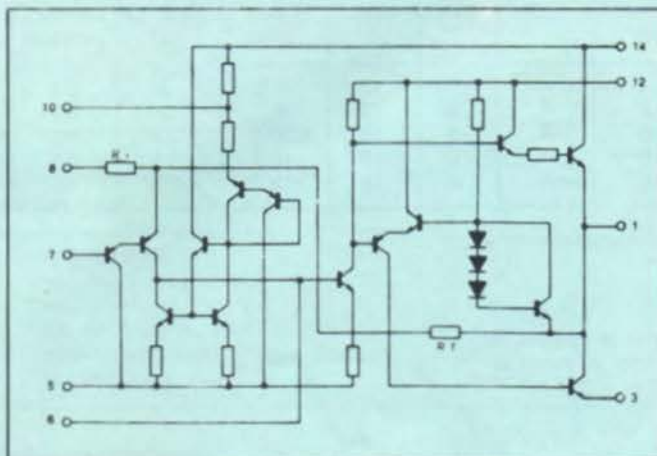
Quad in line 14 broches avec étrier pour circuit imprimé
TBA 641 B 11

Brochage

1	Sortie	8	Contre-réaction
2	Ne pas connecter	9	Ne pas connecter
3	Masse ampli (- alim.)	10	Découplage préampli
4	Ne pas connecter	11	Ne pas connecter
5	Masse (- alim.)	12	Bootstrap
6	Compensation en fréquence	13	Ne pas connecter
7	Entrée	14	+ alim. (+ VCC)



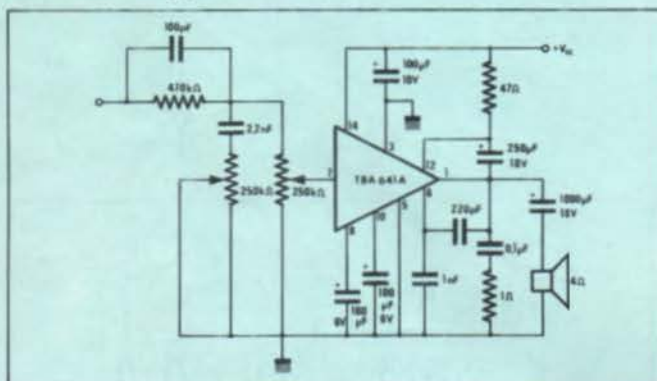
Schéma interne



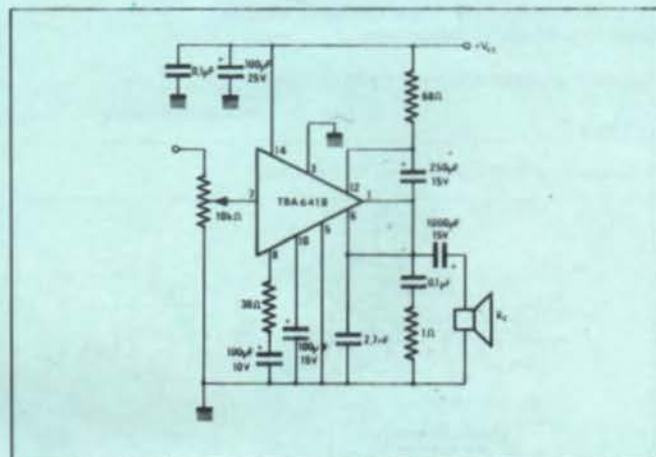
Quelques caractéristiques communes

Impédance d'entrée	3 M Ω
Courant d'entrée	250 nA
Rth jonction-boîtier	13 °C/W
Gain en boucle ouverte	46 dB
Température de jonction max.	+ 150 °C
Températures de stockage	- 40 à + 150 °C

Schémas d'application



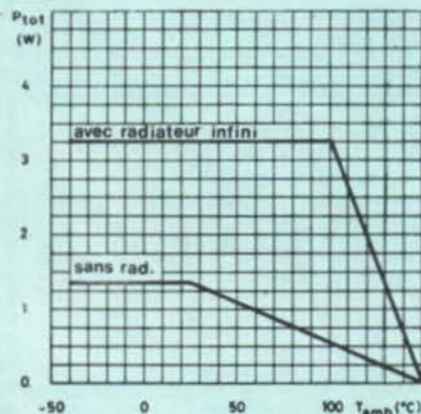
Amplificateur pour électrophone portable avec charge à la masse (TBA 641 A)



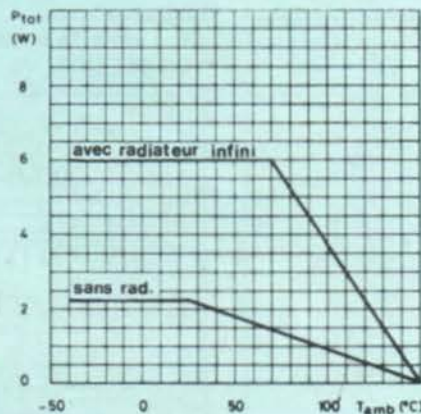
Amplificateur pour radio-récepteur avec charge à la masse (TBA 641 B)

Courbes de dissipation

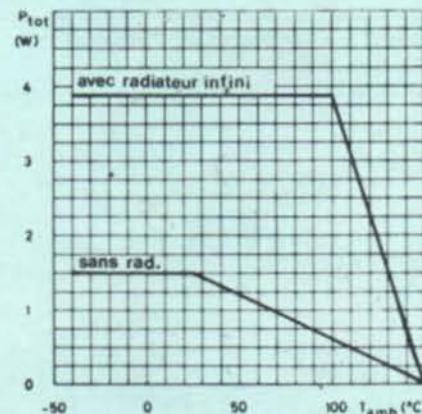
Chaque graphique donne deux courbes : l'une sans radiateur, l'autre avec radiateur infini.



TBA 641 A 72 et A 12



TBA 641 BX 1 et B 11



TBA 641 B 72

Modèles spéciaux

Fairchild ne propose que deux modèles : TBA 641 A 12 et B 11. Chez ce fabricant, les boîtiers sont du type dual in line (le brochage étant identique).

Fabricant : Sescosem.

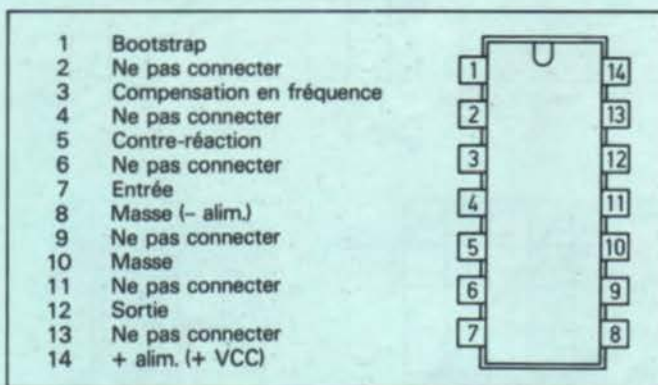
Généralités

Le circuit intégré TBA 790 est un amplificateur B.F. de puissance destiné spécialement aux équipements audio-visuels grand public. Il se caractérise par les points suivants :

- régulation du courant de repos en fonction de la température et de la tension d'alimentation
- gain en boucle ouverte élevé (distorsion réduite avec contre-réaction)
- préamplificateur différentiel (immunité aux parasites)
- impédance d'entrée élevée (montage Darlington) permettant l'utilisation de cellules piézo
- absence de réglage
- nombre de composants extérieurs réduit.

Brochages

Les trois boîtiers utilisent un brochage identique avec des bornes au pas de 2,54 mm décalées (de 2,54 mm également).



Vue de dessus.

TYPE	Puissance de sortie (W)	Charge (Ω)	VCC min.	(V) max.	Courant de repos (mA)	Courant crête de sortie (A)	Rth ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$) jonction ambiante
TBA 790 X	0,65	15	6	12	6	0,5	200
TBA 790 LA	1,3	8	6	12	6	1	100
TBA 790 LB	2,1	8	6	15	8	1	100
TBA 790 KB	2,1	8	6	15	8	1	60
TBA 790 NB	2,1	8	6	15	8	1	60
TBA 790 LC	2,1	4	6	12	6	1,5	100
TBA 790 KC	2,1	4	6	12	6	1,5	60
TBA 790 NC	2,1	4	6	12	6	1,5	60
TBA 790 KD	3,4	8	6	18	10	1,5	60
TBA 790 ND	3,4	8	6	18	10	1,5	60

Boîtiers

14 broches « Quad in line »

CB 135 ; CB 108 ; CB 99 ; TBA 790 NB, NC, ND ; TBA 790 X, LA, LB, LC ; TBA 790 KB, KC, KD.

CB-135



TBA 790 NB, NC, ND

CB-108



TBA 790 X, LA, LB, LC

CB-99



TBA 790 KB, KC, KD

Quelques caractéristiques communes

Impédance d'entrée	50 M Ω
Courant d'entrée typique	50 nA
Tension de bruit	3 μV
($R_g = 10 \text{ k}\Omega$; $B = 10 \text{ Hz}$ à 10 kHz)	
Gain en tension à 1 kHz	$= 20 \text{ Log } 8000 / R_e$
Température de jonction max.	+ 125 $^{\circ}\text{C}$
Température de stockage	- 25 à + 125 $^{\circ}\text{C}$

Différents types

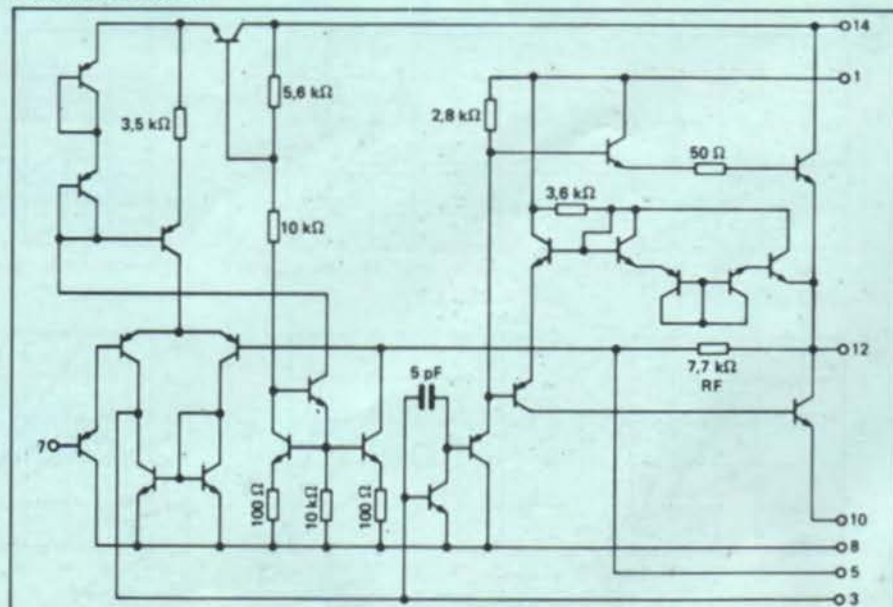
La dénomination générale TBA 790 est celle d'une famille comprenant dix types de caractéristiques ou de boîtiers différents.

Le tableau ci-dessous donne les différentes options possibles avec les caractéristiques principales qui les différencient, le classement étant établi par ordre croissant des puissances de sortie disponibles.

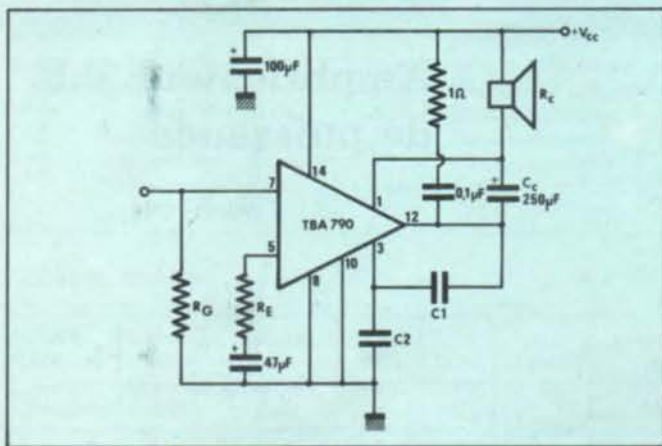
Nota

La puissance de sortie et le courant de repos sont donnés pour une tension d'alimentation égale à VCC max. - 3 volts.

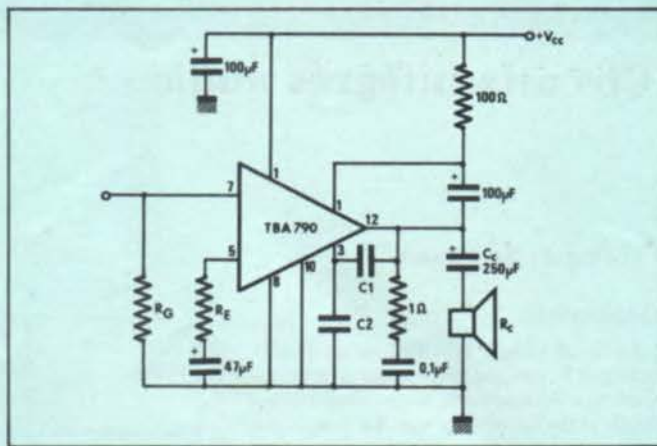
Schéma interne



Schémas d'application

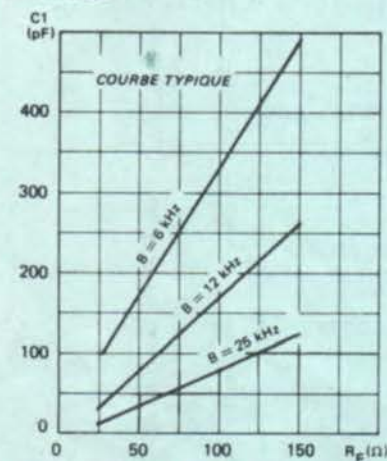


Amplificateur avec charge connectée au + Vcc.

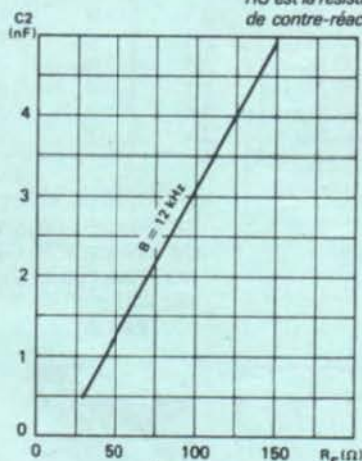


Amplificateur avec charge connectée au - Vcc.
C1 et C2 sont les condensateurs de compensation en fréquence et de réglage de la bande passante.
RG est la résistance de polarisation et RE la résistance de contre-réaction.

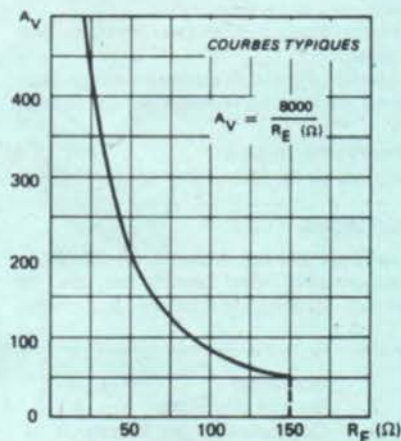
Courbes



Détermination de la bande passante en fonction de C1 et RE.



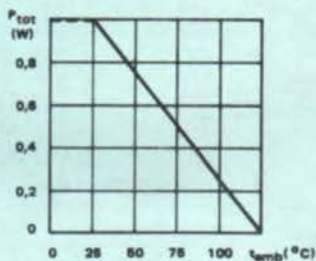
Détermination de la bande passante en fonction de C2 et RE.



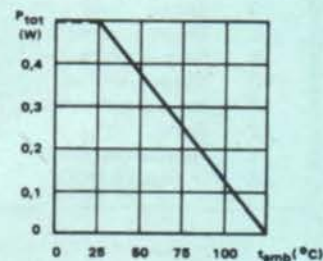
Gain en tension en fonction de RE.

Courbes de dissipation de puissance des dix types.

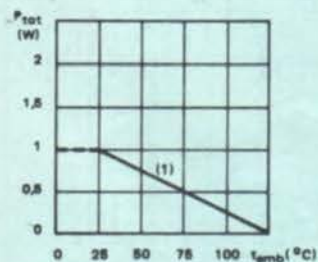
Pour les diagrammes comportant trois courbes, la courbe (1) correspond à un circuit sans radiateur, la courbe (2) à un circuit équipé d'un radiateur à 20 °C/W et la courbe (3) à un circuit monté sur radiateur infini.



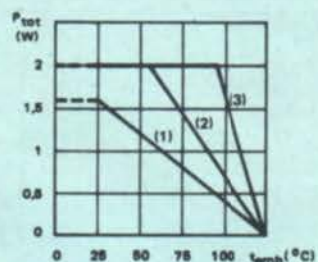
TBA 790 LA



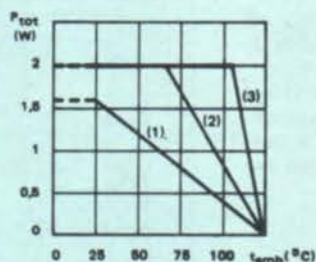
TBA 790 X



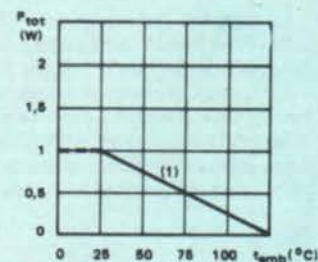
TBA 790 LB



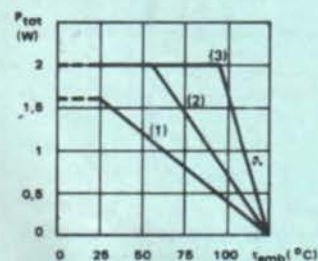
TBA 790 KB



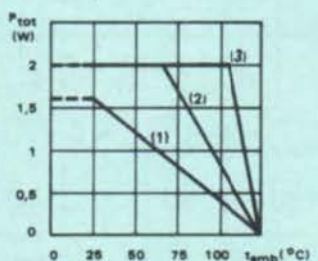
TBA 790 NB



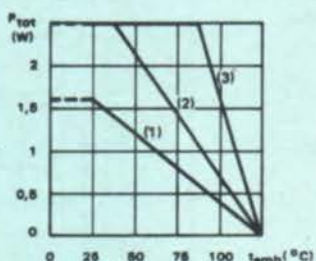
TBA 790 LC



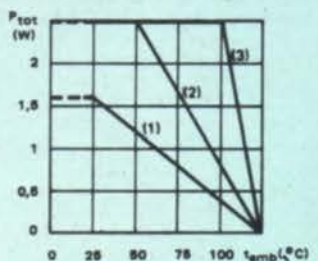
TBA 790 KC



TBA 790 NC



TBA 790 KD



TBA 790 ND

Fabricants : Sescosem ;
SGS-ATES ; Fairchild ;
ITT.

Référence : Sescosem

Généralités

Le circuit intégré TBA 800 est un amplificateur B.F. de puissance destiné aux équipements audio-visuels grand public. Il se caractérise par les points suivants :

- régulation du courant de repos en fonction de la température et de la tension d'alimentation

- gain en boucle ouverte élevé (distorsion réduite avec contre-réaction)
- préamplificateur différentiel (immunité aux parasites)
- possibilité d'utiliser le cuivre du circuit imprimé comme radiateur
- pas de réglage
- nombre de composants extérieurs réduit.

Valeurs limites absolues

Tension d'alimentation
Courant crête de sortie (non répétitif)
Courant crête de sortie (répétitif)
Température de jonction et de stockage

30 V
2 A
1,5 A
- 40 à + 150 °C

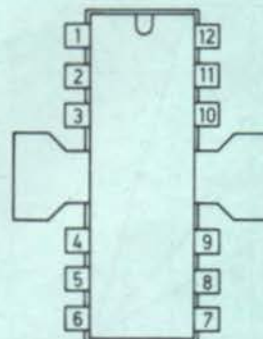
Boîtier

12 broches « Quad in line » + ailettes
CB 109.



Brochage

- 1 + alim. (VCC)
- 2 Ne pas connecter
- 3 + alim.
- 4 Bootstrap
- 5 Compensation en fréquence
- 6 Contre-réaction
- 7 Découplage préampli
- 8 Entrée
- 9 Substrat et masse préampli.
- 10 Masse de l'ampli
- 11 Ne pas connecter
- 12 Sortie

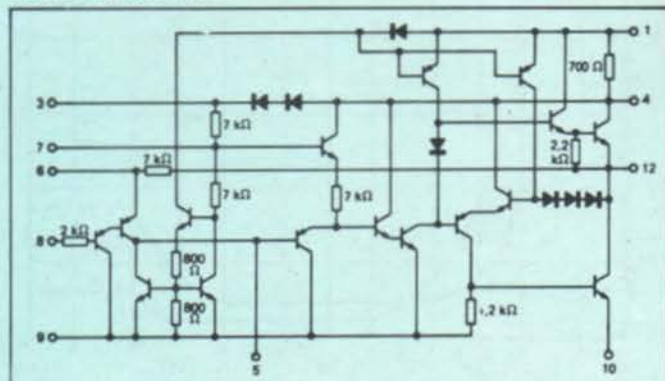


Vue de dessus.

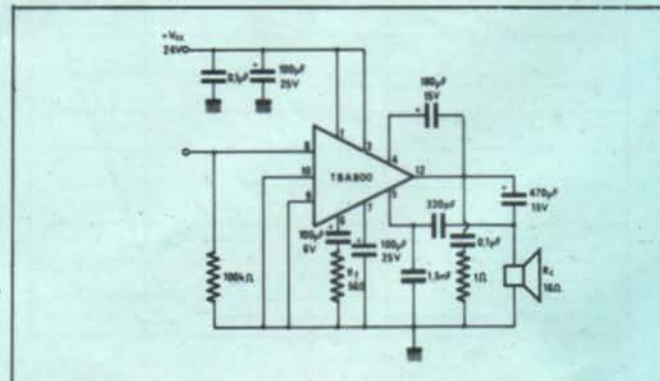
Nota

L'ailette doit être réunie à la masse (- VCC).

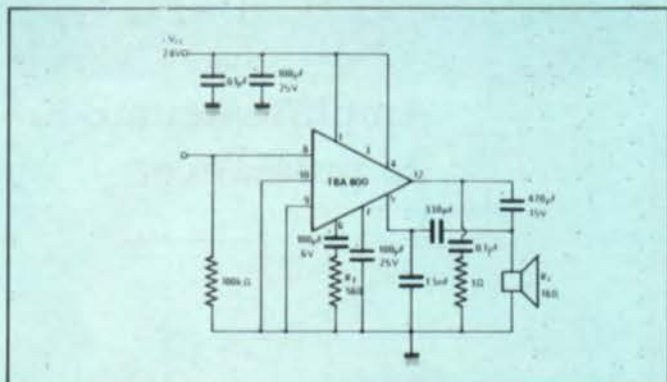
Schéma interne



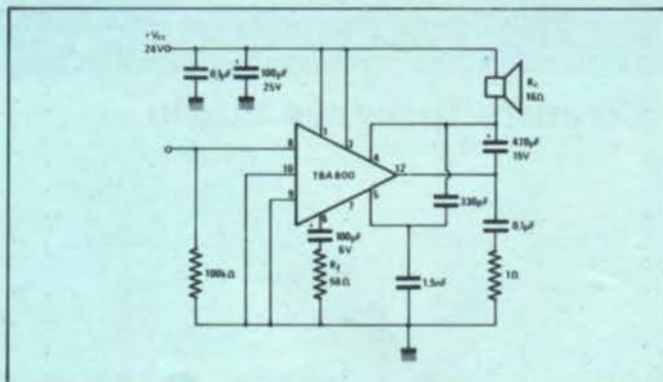
Schémas d'application



Amplificateur avec charge connectée à la masse (- VCC) utilisant le bootstrap (borne 4).



Amplificateur avec charge connectée à la masse,
sans bootstrap.



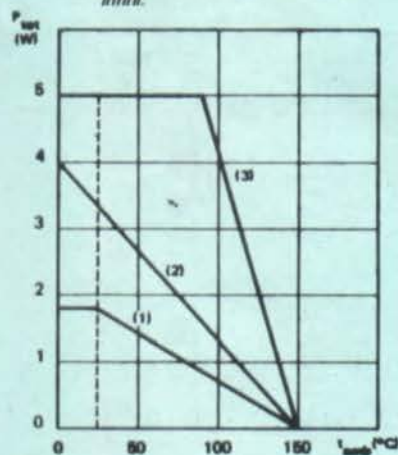
Amplificateur avec charge connectée au + VCC utilisant le bootstrap.

Caractéristiques générales

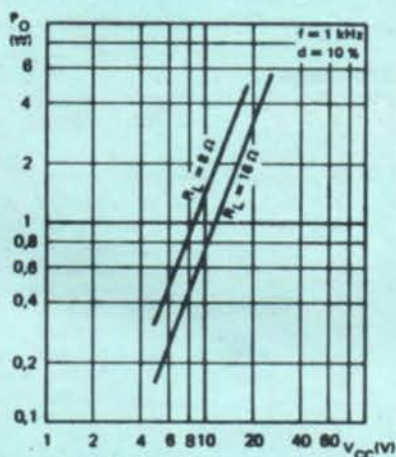
Les mesures ont été effectuées dans les conditions du schéma d'application avec charge à la masse et avec bootstrap, à la température de 25 °C et avec une tension d'alimentation de 24 volts. Pour les mesures de sortie, la charge est de 16 Ω et la fréquence de 1 kHz.

Courbes

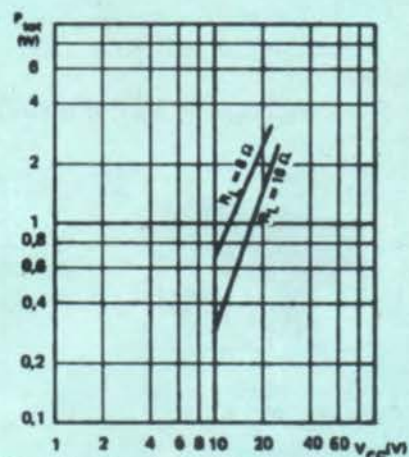
Courbe 1 : sans radiateur
Courbe 2 : avec radiateur de 25 °C/W
Courbe 3 : avec radiateur infini.



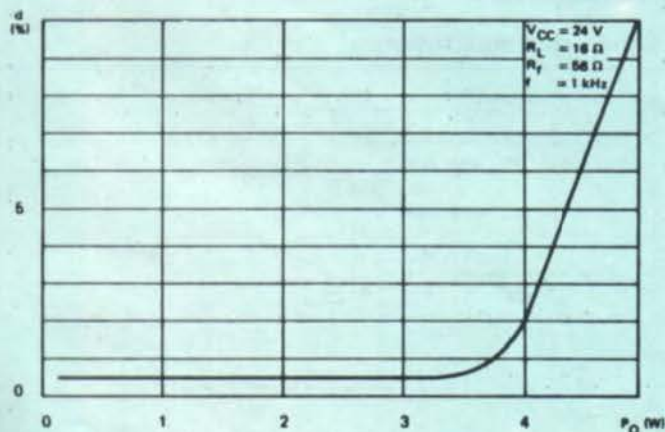
Dissipation maximale de puissance



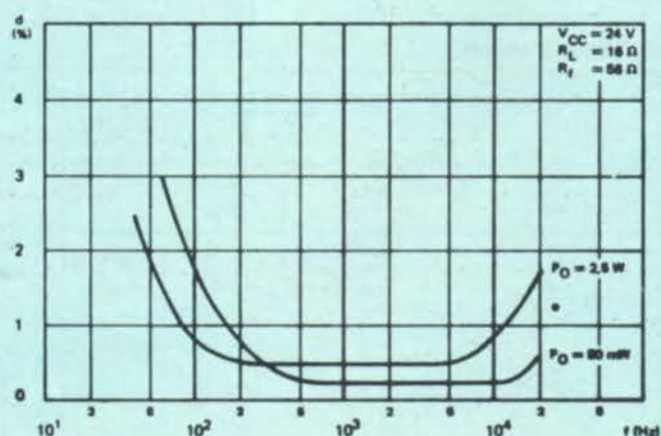
Puissance de sortie disponible en fonction de la tension d'alimentation, pour deux valeurs de charge en sortie.



Dissipation de puissance du circuit intégré en fonction de la tension d'alimentation.



Distorsion du signal de sortie en fonction de la puissance de ce signal.



*Distorsion du signal de sortie
aux diverses fréquences pour
deux valeurs de puissance.*

Circuits intégrés audio

Amplificateur B.F. de puissance

Fabricants : Sescosem ;
SGS-ATES ; Fairchild.

Référence : Sescosem.

Généralités

Le circuit intégré TBA 810 est un amplificateur B.F. de puissance destiné à fonctionner en classe B. Sa puissance de sortie peut atteindre 7 W. Il est protégé intérieurement contre les températures excessives. Il se caractérise par les points suivants :

- régulation du courant de repos en fonction de la température et de la tension d'alimentation

- gain en boucle ouverte élevé (distorsion réduite avec contre-réaction)
- absence de réglage
- nombre de composants extérieurs réduit.

Différents types

La référence TBA 810 comprend deux modèles (voir note « modèles spéciaux » au verso) qui diffèrent par leur boîtier et donc

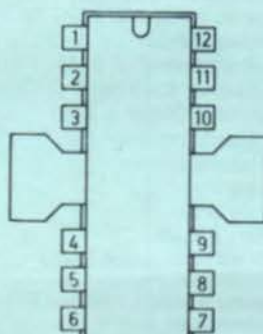
par leur caractéristique de puissance dissipée. On distingue donc, d'une part le TBA 810 S, en boîtier CB 109, dont les ailettes de refroidissement permettent d'utiliser le circuit imprimé comme dissipateur et, d'autre part le TBA 810 AS en boîtier CB 155, dont les ailettes horizontales sont pourvues de trous destinés à fixer un quelconque dissipateur.

Valeurs limites absolues

Tension d'alimentation	20 V
Courant crête de sortie (non répétitif)	3,5 A
Courant crête de sortie (répétitif)	2,5 A
Température de jonction et de stockage	- 40 à + 150 °C

Brochage

- 1 + alim. (VCC)
- 2 Ne pas connecter
- 3 Ne pas connecter
- 4 Bootstrap
- 5 Compensation en fréquence
- 6 Contre-réaction
- 7 Découplage préampli
- 8 Entrée
- 9 Substrat et masse préampli
- 10 Masse de l'ampli
- 11 Ne pas connecter
- 12 Sortie



Nota

L'ailette doit être réunie à la masse (- VCC).

Boîtiers

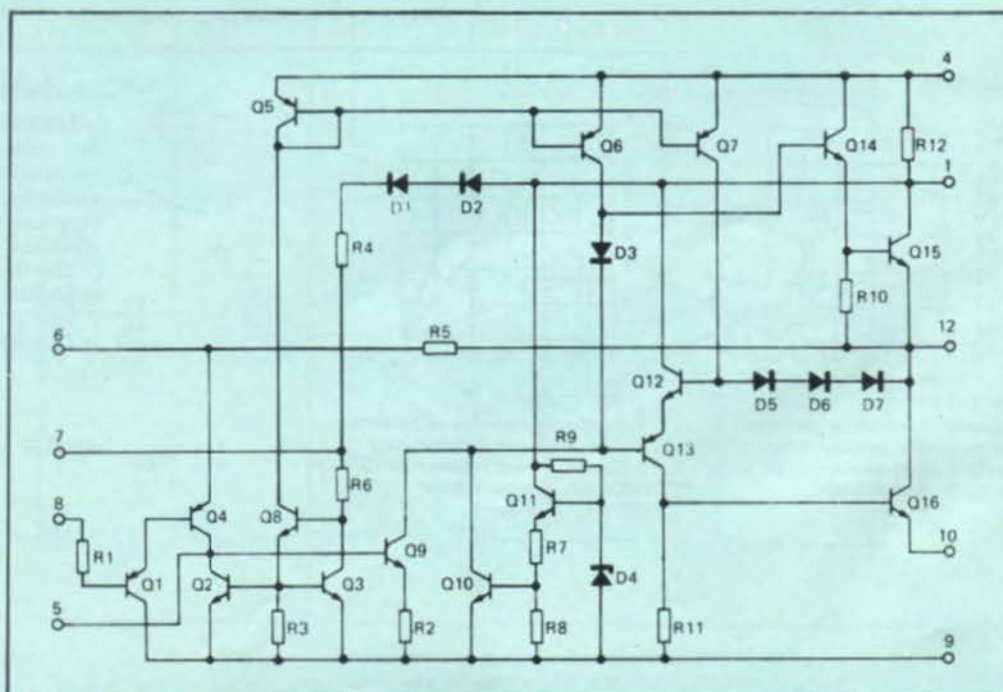


CB 109 (TBA 810 S)

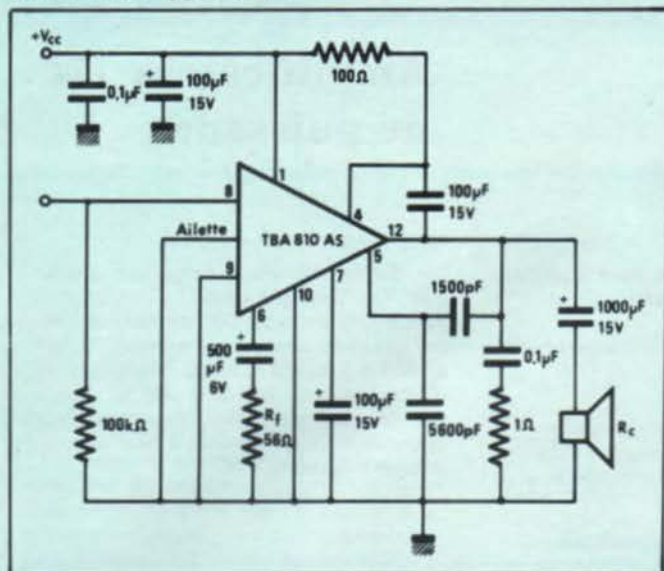


CB 155 (TBA 810 AS)

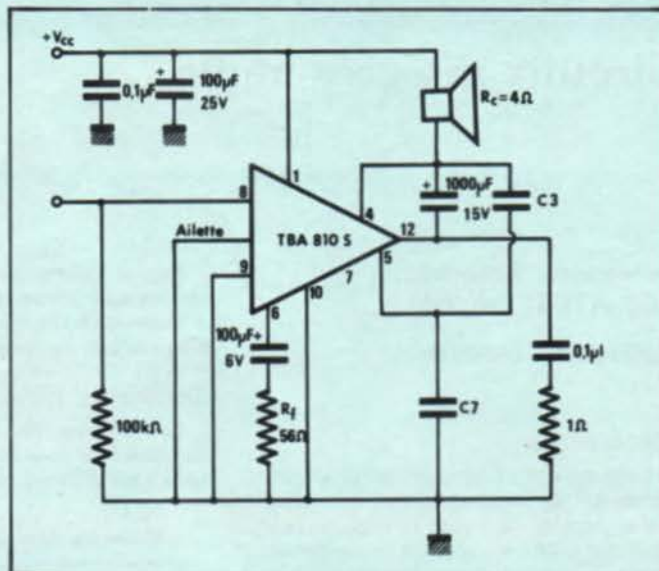
Schéma interne



Schémas d'application



Amplificateur avec charge connectée à la masse (-VCC).



Amplificateur avec charge connectée au +VCC.

Caractéristiques générales

Les mesures ont été effectuées dans les conditions du schéma d'application avec charge à la masse, à la température de 25 °C et avec une tension d'alimentation de 14,4 V. Pour les mesures de sortie, la charge est de 4 Ω et la fréquence de 1 kHz.

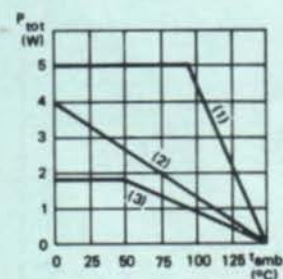
CARACTÉRISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	4		20	V
Tension de repos (broche 12)	6,4	7,2	8	V
Courant de repos (broche 1)		12	20	mA
Courant d'entrée (broche 8)		0,4		μA
Puissance de sortie * (d = 10 %)		6		W
Tension d'entrée			220	mV
Sensibilité d'entrée (P = 6 W)		80		mV
Bande passante à -3 dB **	40		10000	Hz
Distorsion (de 50 mW à 3 W)		0,3		%
Gain en boucle ouverte		80		dB
Gain en boucle fermée	34	37	40	dB
Tension de bruit		2		μV
Courant de bruit		0,1		nA
Rendement à 5 W		70		%
Réjection de l'ondulation (alim.)		38		dB

* Cette puissance passe à 7 W pour 16 V d'alimentation, tombe à 2,5 W pour 9 V d'alimentation et à 1 W pour une alimentation de 6 V.

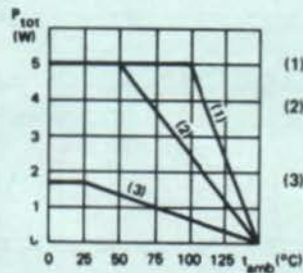
** Cette bande passante monte jusqu'à 20 000 Hz lorsque le condensateur de compensation en fréquence diminue de 1 500 à 820 pF.

Caractéristiques thermiques	TBA 810 S	TBA 810 AS
Résistance thermique jonction-boîtier	12 °C/W	10 °C/W
Résistance thermique jonction-ambiante	70 °C/W	80 °C/W

Courbes



TBA 810 S
Dissipation maximale de puissance
Courbe 1 : avec radiateur infini
Courbe 2 : avec radiateur de 25 °C/W
Courbe 3 : sans radiateur.



TBA 810 AS
Dissipation maximale de puissance
Courbe 1 : avec radiateur infini
Courbe 2 : avec radiateur de 10 °C/W
Courbe 3 : sans radiateur.

Modèles spéciaux

Fairchild propose dans sa gamme, en plus des deux modèles décrits, deux autres modèles de caractéristiques analogues mais se distinguant par un circuit supplémentaire de protection contre les surtensions d'alimentation :

- TBA 810 DS, de même présentation que le TBA 810 S
- TBA 810 DAS, de même présentation que le TBA 810 AS.

Circuits intégrés audio

Amplificateur B.F. de puissance

Fabricant : S.G.S.-ATES.

Généralités

Le circuit intégré TBA 820 est un amplificateur B.F. de petite puissance utilisé en

classe B, dans des applications concernant les petits appareils tels que récepteurs de radio et magnétophones. Il se caractérise par les points suivants :

- grande plage d'alimentation (3 à 16 V)
- faible courant de repos
- bonne immunité aux parasites
- nombre de composants extérieurs réduit.

Caractéristiques limites

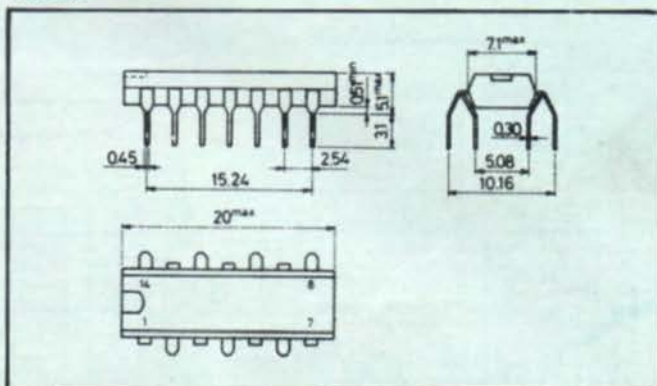
Tension d'alimentation	16 V
Courant crête de sortie	1,5 A
Dissipation à $T_{amb} = 50^{\circ}C$	1,25 W
Température de stockage	- 40 à + 150 $^{\circ}C$

Brochage

- | | |
|----|---------------------------|
| 1 | Bootstrap |
| 2 | Découplage préampli |
| 3 | Ne pas connecter |
| 4 | Compensation en fréquence |
| 5 | Contre-réaction |
| 6 | Ne pas connecter |
| 7 | Entrée |
| 8 | Masse (- alim.) |
| 9 | Ne pas connecter |
| 10 | Masse ampli (- alim.) |
| 11 | Ne pas connecter |
| 12 | Sortie |
| 13 | Compensation en fréquence |
| 14 | + alim. (+ VCC) |

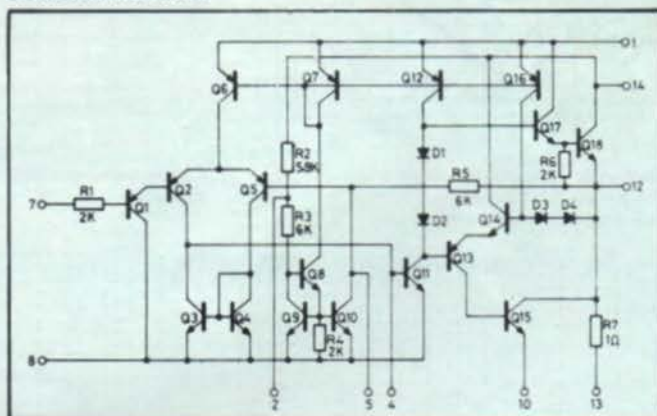


Boîtier

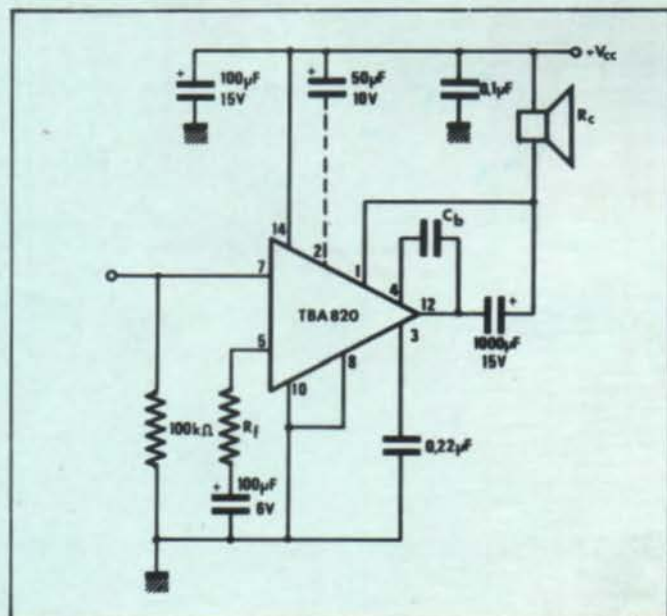


« Quad in line » 14 broches.

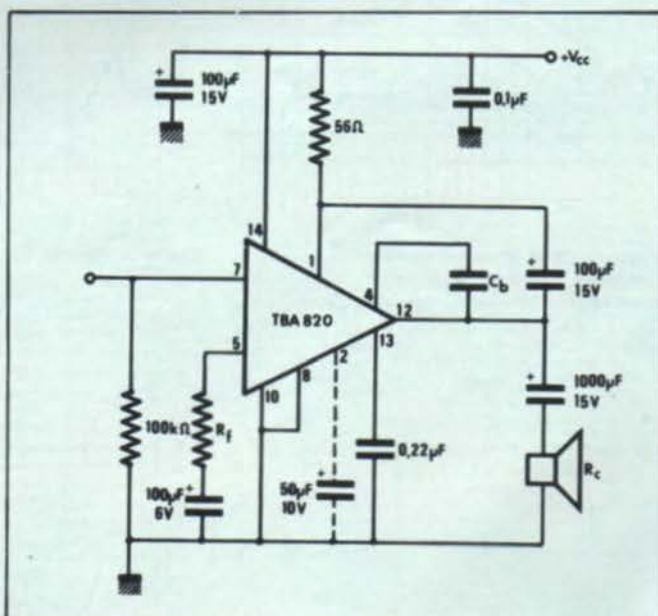
Schéma interne



Schémas d'application



Amplificateur avec charge connectée au + alim.



Amplificateur avec charge connectée au - alim.
La capacité C6 qui découple le préamplificateur ne sera branchée qu'en cas de besoin.

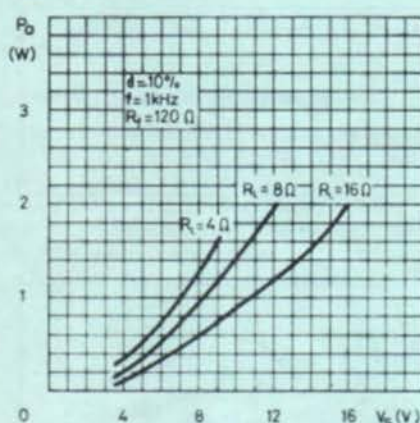
Caractéristiques générales

Les mesures ont été effectuées à la température de 25 °C avec une tension d'alimentation de 9 V. La résistance R_f de contre-réaction a une valeur de 120 Ω . Pour les mesures de sortie, la charge est de 8 Ω , la fréquence de 1 kHz.

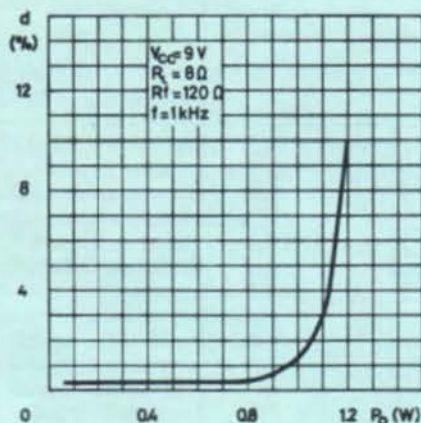
CARACTÉRISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	3		16	V
Tension de repos en sortie (borne 12)	4	4,5	5	V
Courant de repos total (borne 14)		4	12	mA
Courant d'entrée (borne 7)		0,1	0,7	μ A
Puissance de sortie * pour $d = 10 \%$	0,9	1,2		W
Sensibilité pour $P_o = 1,2$ W		60		mV
Sensibilité pour $P_o = 50$ mW		12		mV
Résistance d'entrée		5		M Ω
Réponse en fréquence à -3 dB pour CB = 220 pF	25		20000	Hz
Distorsion à $P_o = 0,5$ W		0,4		%
Gain en boucle ouverte		75		dB
Gain en contre-réaction	31	34	37	dB
Tension de bruit à l'entrée		3		μ V
Courant de bruit à l'entrée		0,4		nA
Rapport S + B/B à $P_o = 1,2$ W		70		dB
Réjection de l'ondulation (alim.)		42		dB
Résistance thermique jonction-ambiante			80	°C/W

* Avec une tension d'alimentation de 12 V et une charge de 8 Ω , la puissance atteint 2 W.

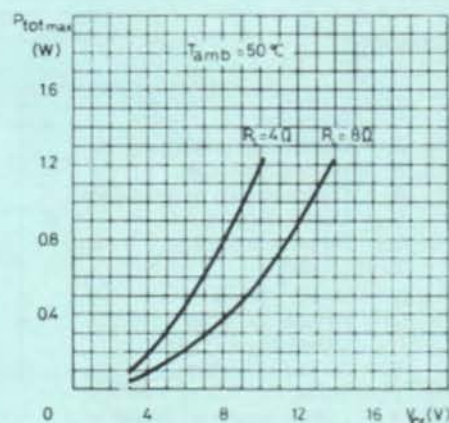
Courbes



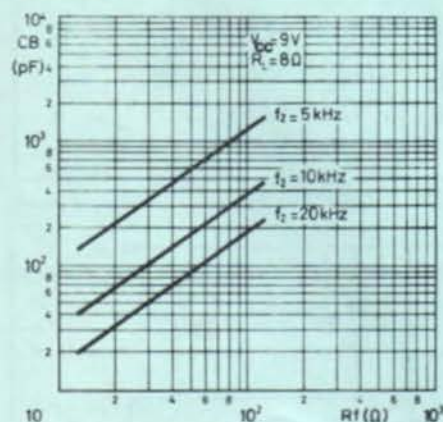
Courbe de puissance de sortie en fonction de la tension d'alimentation pour trois valeurs de charge.



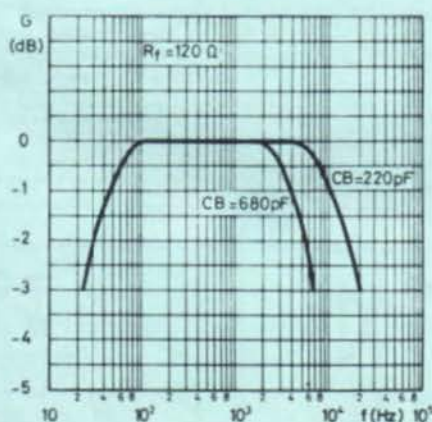
Courbe de distorsion en fonction de la puissance.



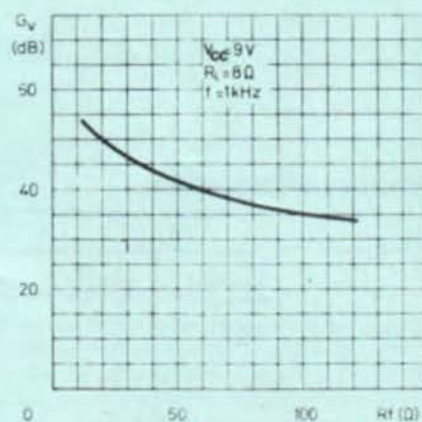
Courbe de dissipation de puissance (en sinusoïdal).



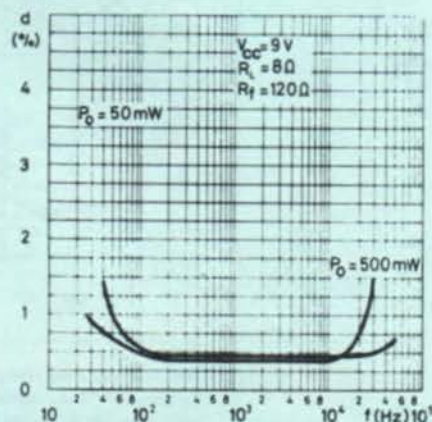
Valeur de CB et R_f pour différentes fréquences maximum de la bande passante.



Courbe de réponse.



Courbe de gain avec contre-réaction en fonction de R_f .



Courbe de distorsion en fonction de la fréquence pour deux valeurs de puissance de sortie.

Circuits intégrés audio

Amplificateur B.F. de puissance

Fabricant : Sescosem.

Généralités

Le circuit intégré TCA 150 est un amplificateur B.F. de puissance moyenne destiné à l'équipement des petits appareils tels que récepteurs de radio, de télévision, électrophones, magnétophones. Il se caractérise par les points suivants :

- grand gain en boucle ouverte
- impédance d'entrée élevée
- régulation du courant de repos en fonction de la tension d'alimentation et de la température (pas d'emballage thermique)
- nombre de composants extérieurs réduit.

Différents types

La dénomination générale TCA 150 est celle d'une famille comprenant quatre types de boîtiers ou de caractéristiques électriques

différents. Le tableau ci-dessous donne les différentes options possibles avec les caractéristiques qui les distinguent, le classement étant établi par ordre croissant des puissances de sortie disponibles.

TYPE	Puissance de sortie (W)	Charge (Ω)	VCC min.	(V) max.	Courant de repos (mA)	Courant crête de sortie (A)	Rth ($^{\circ}\text{C/W}$) jonction boîtier
TCA 150 KA	4	4	6	15	9	2	15
TCA 150 NA	4	4	6	15	9	2	10
TCA 150 KB	5,5	4	6	18	11	2,3	15
TCA 150 NB	5,5	4	6	18	11	2,3	10

Nota

Signalons toutefois un modèle TCA 150 NBT qui semble ne se distinguer du type NB que par sa tension de bruit ramenée à l'entrée ($50 \mu\text{V}$ pour une résistance d'entrée de $1 \text{ M}\Omega$ au lieu de $3 \mu\text{V}/10 \text{ k}\Omega$ pour les autres types).

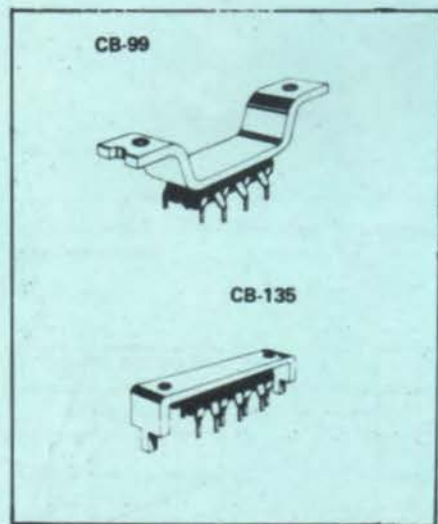
Boîtiers

CB 99 (Quad in line 14 broches avec étrier)

TCA 150 KA et KB.

CB 135

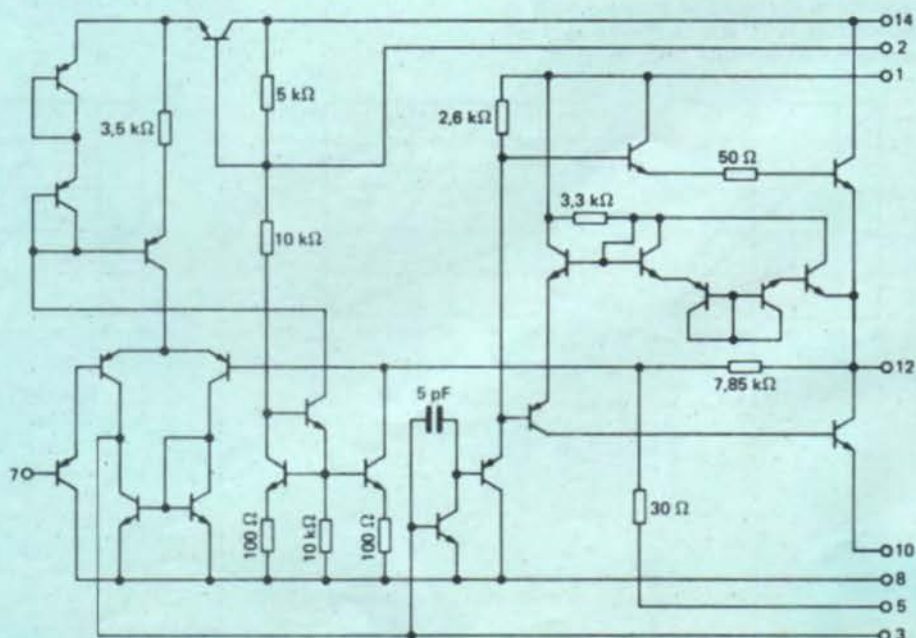
(Quad in line 14 broches avec étrier pour circuit imprimé) TCA 150 NA et NB.



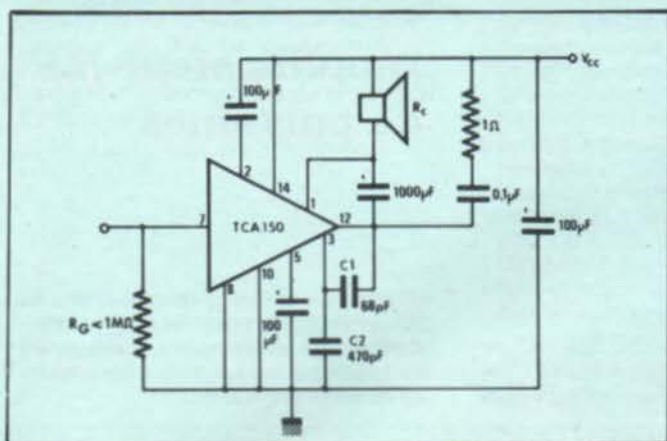
Brochage

1	Bootstrap	14	
2	Découplage préampli	13	
3	Compensation en fréquence	12	
4	Ne pas connecter	11	
5	Contre-réaction	10	
6	Ne pas connecter	9	
7	Entrée	8	
8	Masse (- alim.)		
9	Ne pas connecter		
10	Masse ampli (- alim.)		
11	Ne pas connecter		
12	Sortie		
13	Ne pas connecter		
14	+ alim. (+ VCC)		

Schéma interne

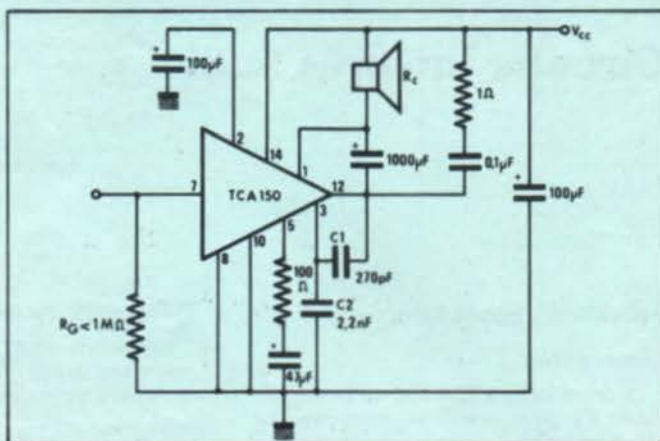


Schémas d'application



Amplificateur de test avec charge au + VCC d'une valeur de 4 Ω.

Le gain en tension est de 46 dB.



Amplificateur avec charge au + VCC.

Le gain en tension est de 34 dB.

Caractéristiques générales

Elles sont relevées sur le montage de test (voir schémas d'application) avec charge au + VCC ayant un gain de 46 dB.

La température ambiante est de 25 °C et la tension d'alimentation égale à 12 V pour des modèles KA et NA et 14 V pour les modèles KB et NB.

Les mesures de sortie sont faites à 1 kHz sur une charge de 4 Ω.

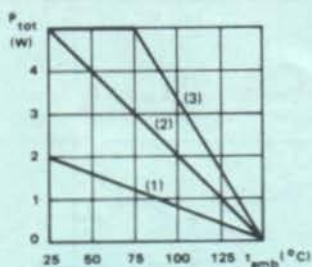
CARACTÉRISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Impédance d'entrée	1	50		MΩ
Courant d'entrée		50		nA
Tension de repos à la sortie (VCC = 9 V)	4,2	4,5	4,8	V
Tension de bruit à l'entrée (RG = 10 kΩ)		3		μV
Distorsion à Po = 50 mW		0,5		%
Gain avec contre-réaction *	43	46	49	dB
Rendement		64		%
Résistance thermique jonction-ambiante		60		°C/W
Température de jonction			+ 150	°C
Température de stockage	- 25		+ 150	°C

* Le gain en tension est donné par la formule : $AV = \frac{8000}{40 + RE}$

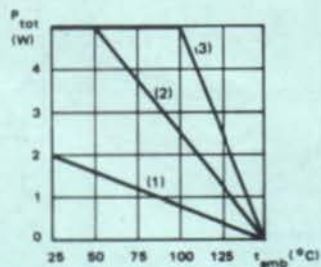
Courbes

Courbes de dissipation de puissance des quatre types.

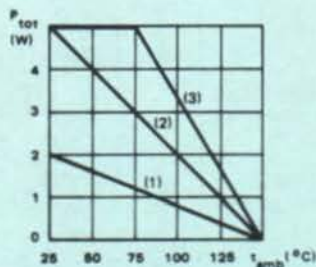
La courbe 1 correspond à un circuit sans radiateur, la courbe 2 à un circuit équipé d'un radiateur de 10 °C et la courbe 3 à un circuit monté sur un radiateur infini.



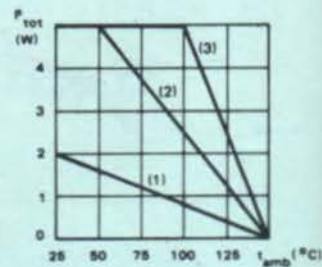
TCA 150 KA



TCA 150 NA



TCA 150 KB



TCA 150 NB

Circuits intégrés audio

Amplificateur B.F. de puissance

Fabricant : S.G.S.-ATES.

- grande plage d'alimentation (4 à 20 V)
- faible distorsion
- protection contre les températures excessives par circuit de limitation

- protection contre les courts-circuits en sortie (pour $V_{CC} > 14$ V)
- interchangeable avec TBA 810 S (brochage identique).

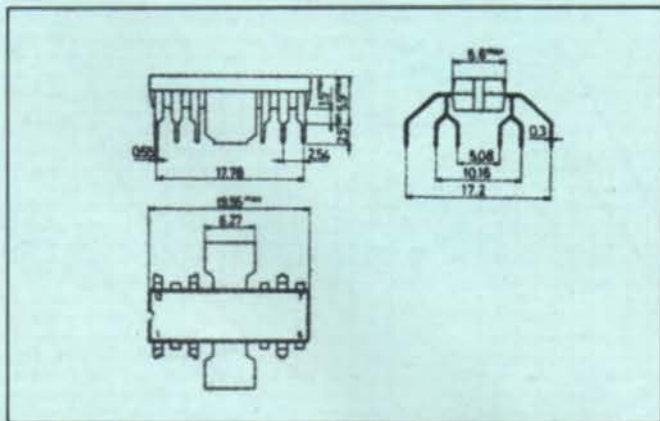
Caractéristiques limites

Généralités

Le circuit intégré TCA 830 S est un amplificateur B.F. de puissance utilisable en classe B pour des amplifications concernant surtout les petits appareils audio-visuels. Il se caractérise par les points suivants :

Tension d'alimentation	20 V
Courant crête de sortie (non répétitif)	2,5 A
Courant crête de sortie (répétitif)	2 A
Dissipation de puissance à $T_{amb} = 80^{\circ}\text{C}$	1 W
Dissipation de puissance à $T_{ailettes} = 90^{\circ}\text{C}$	5 W
Températures de jonction et de stockage	- 40 à + 150 $^{\circ}\text{C}$

Boîtier



Quad in line 12 broches avec ailettes de refroidissement.

Brochage

1	+ alim. (+ VCC)	7	Découplage préampli
2	Ne pas connecter	8	Entrée
3	Ne pas connecter	9	Masse (- alim.)
4	Bootstrap	10	Masse ampli (- alim.)
5	Compensation en fréquence	11	Ne pas connecter
6	Contre-réaction	12	Sortie

Nota

Les ailettes doivent être réunies à la masse (- alim.).

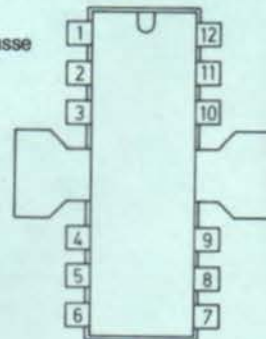
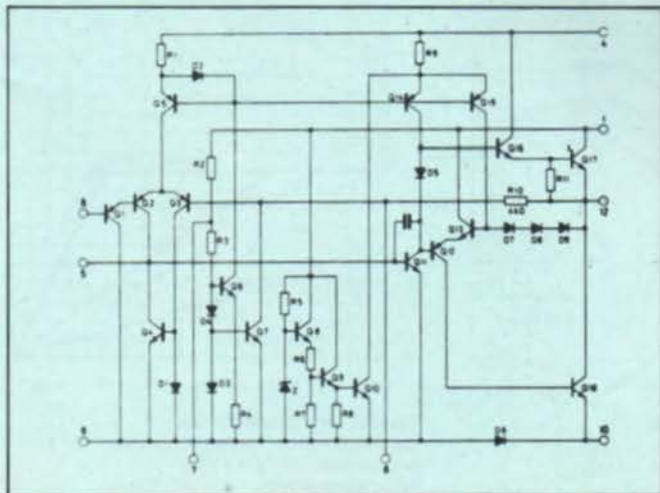
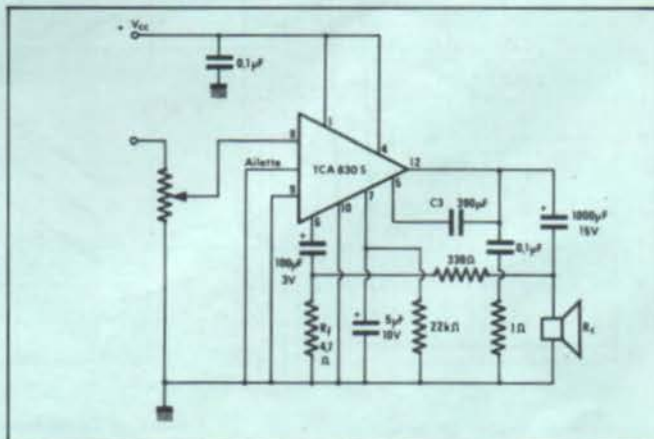


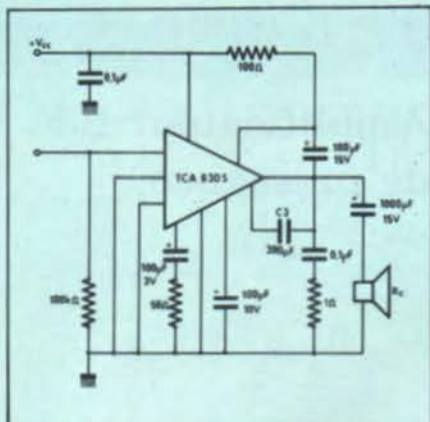
Schéma interne



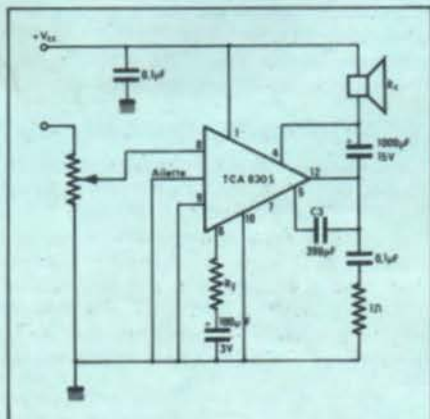
Schémas d'application



Amplificateur avec charge à la masse et sans bootstrap.



Amplificateur de test avec bootstrap et charge à la masse.



Amplificateur avec charge au + alim. et bootstrap.

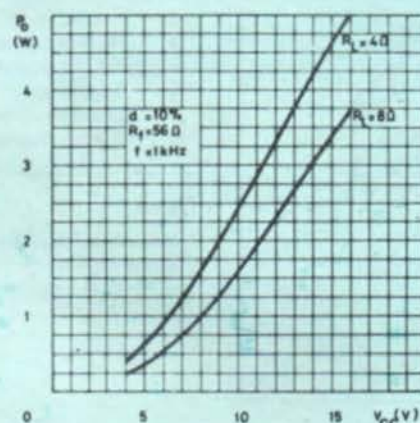
Caractéristiques générales

Elles sont obtenues avec une température ambiante de 25 °C et une tension d'alimentation de 12 V. Les mesures de sortie sont effectuées sur une charge de 4 Ω à la fréquence de 1 kHz. C'est le schéma d'application numéro 1 qui est utilisé.

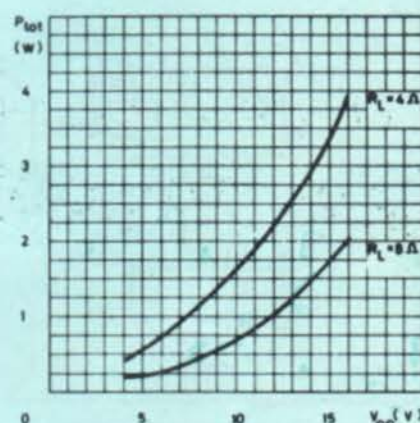
CARACTÉRISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	4		20	V
Tension de repos (broche 12)	5,3	6	6,7	V
Courant de repos (étage de sortie)		8,5	16	mA
Courant d'entrée (borne 8)		0,2		μA
Puissance de sortie sur 4 Ω (d = 10 %)	2,5	3,4		W
Puissance de sortie sur 8 Ω (d = 10 %)		2,3		W
Tension de saturation d'entrée	220			mV
Sensibilité à 3,4 W sur 4 Ω		50		mV
Bande passante à -3 dB	40		10000	Hz
Distorsion de 50 mW à 2 W		0,3		%
Résistance d'entrée		5		MΩ
Gain en boucle ouverte		75		dB
Gain avec contre-réaction	34	37	40	dB
Tension de bruit à l'entrée		2		μV
Courant de bruit		0,1		nA
Réjection de l'ondulation alim. (C2=100μF)		45		dB
Réjection de l'ondulation alim. (C2=25μF)		38		dB
Température de protection automatique (boîtier)		130		°C
Résistance thermique jonction-aiettes			12	°C/W
Résistance thermique jonction-ambiance *			70	°C/W

* Les ailettes étant soudées au cuivre du circuit imprimé.

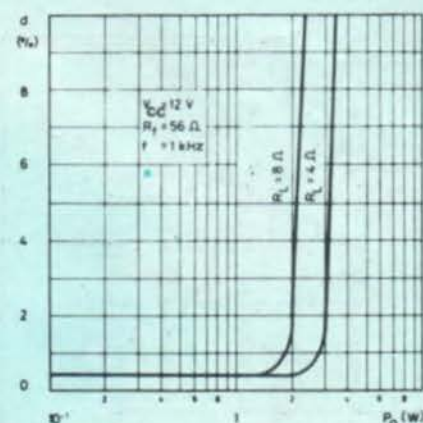
Courbes



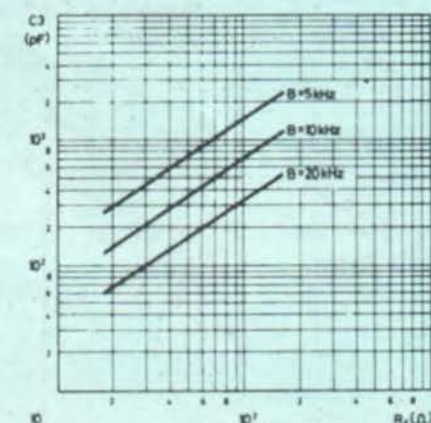
Puissance de sortie en fonction de la tension d'alimentation pour deux valeurs de charge.



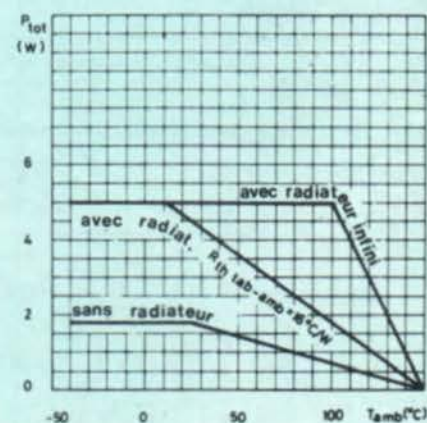
Puissance dissipée en fonction de la tension d'alimentation pour deux valeurs de charge.



Distorsion en fonction de la puissance de sortie.



Valeur de C3 en fonction de la fréquence maximale de la bande obtenue.



Courbes de dissipation de puissance, sans radiateur, avec radiateur de 16 °C/W et avec radiateur infini.

Fabricant : S.G.S.-ATES.

Généralités

Le circuit intégré TCA 940 est un amplificateur B.F. de moyenne puissance destiné à fonctionner en classe B dans des équipements demandant un faible encombrement. Il se caractérise par les points suivants :

- courant de sortie élevé (3 A)
- faible distorsion
- limitation interne du courant de sortie
- protection interne contre les températures excessives
- interchangeable avec le TBA 810 AS ou le TBA 810 S selon le type (même brochage).

Différents types

La dénomination générale TCA 940 comprend deux types de caractéristiques de puissance et de boîtiers différents :

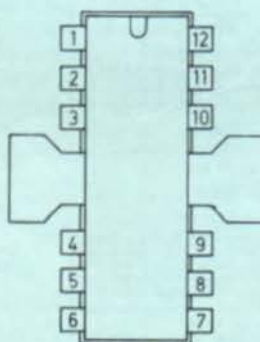
- TCA 940 en boîtier quad in line 12 broches avec ailettes horizontales percées (interchangeable avec TBA 810 S).
- TCA 940 E en boîtier quad in line 12 broches avec ailettes repliées pour circuit imprimé, moins puissant que le premier modèle (interchangeable avec TBA 810 AS).

Le tableau ci-dessous donne les différences existant entre ces deux types :

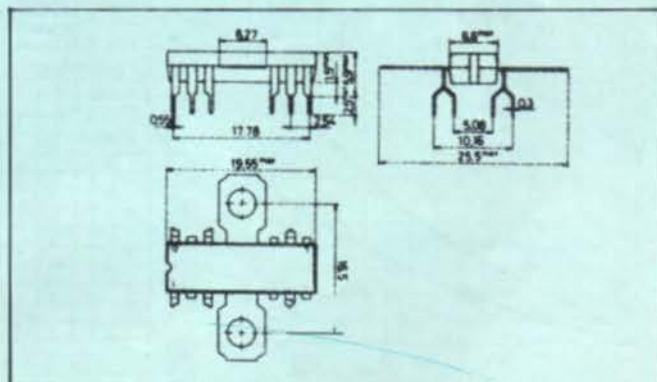
TYPE	Puissance max. de sortie (W)	Charge (Ω)	Rth ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$) jonction-ailettes	Sensib. (mV) à Pmax - 1 W	Distors. (%)	Rend. nt (%) à P max - 1 W	Temp. protect. boîtier ($^{\circ}\text{C}$)
TCA 940	10	4	10	90	0,3	65	110
TCA 940 E	6,5	8	12	110	0,2	70	120

Brochage

1 + alim. (+ VCC)	7 Découplage préampli
2 Ne pas connecter	8 Entrée
3 Ne pas connecter	9 Masse (- alim.)
4 Bootstrap	10 Masse ampli (- alim.)
5 Compensation en fréquence	11 Ne pas connecter
6 Contre-réaction	12 Sortie

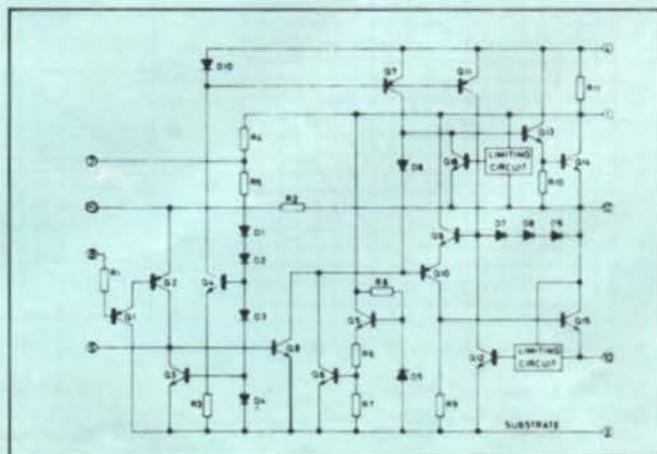


Boîtiers

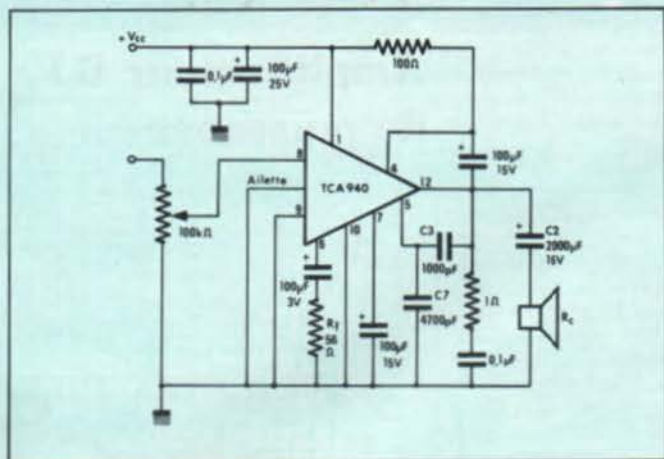


Quad in line 12 broches avec ailettes horizontales TCA 940.

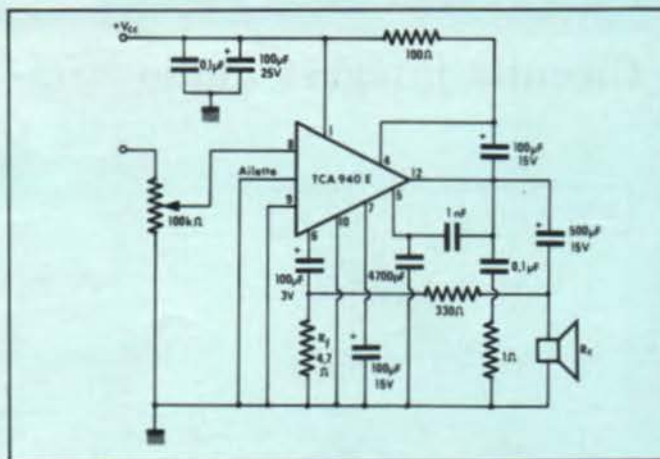
Schéma interne



Schémas d'application



Amplificateur de test pour le TCA 940 avec charge à la masse et bootstrap.



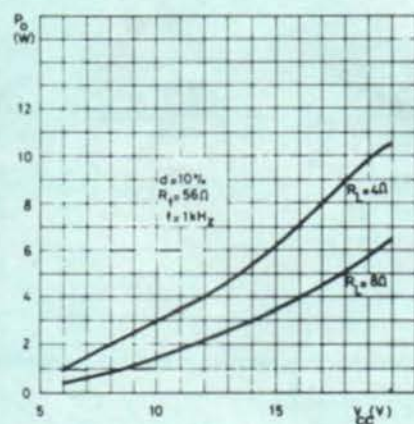
Amplificateur utilisant un contrôle automatique de gain à ± 1 dB près.

Caractéristiques générales

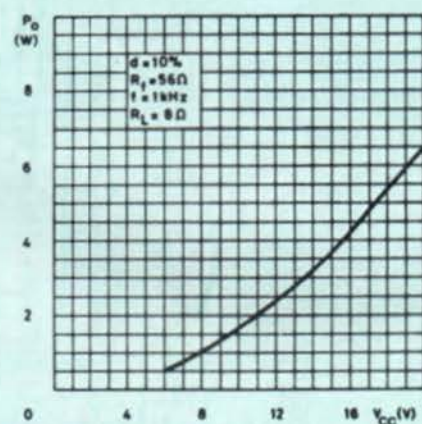
Les mesures sont effectuées à une température ambiante de 25 °C avec une tension d'alimentation de 18 V. Pour les mesures de sortie, la charge est de 4 Ω dans le cas du TVA 940 et de 8 Ω dans le cas du TCA 940 E, la fréquence étant de 1 kHz.

CARACTÉRISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	6		24	V
Tension de repos	8,2	9	9,8	V
Courant d'entrée		0,5	3	μ A
Tension de saturation à l'entrée	250			mV
Courbe de réponse (– 3 dB)	40		20000	Hz
Résistance d'entrée		5		M Ω
Gain en boucle ouverte		75		dB
Gain en boucle fermée	34	37	40	dB
Tension de bruit à l'entrée		3		μ V
Courant de bruit		0,15		nA
Réjection de l'ondulation alim.		45		dB

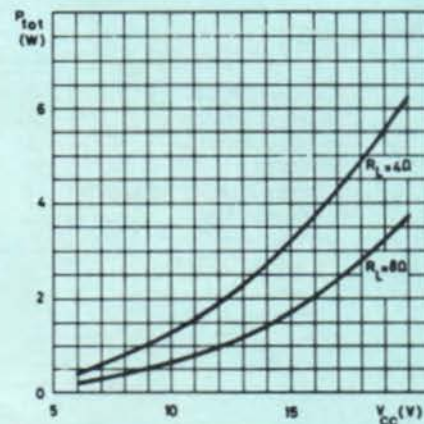
Courbes



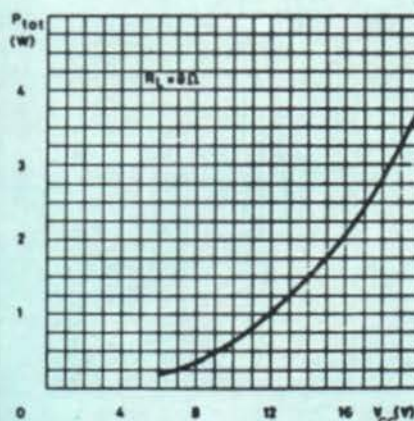
TCA 940 : puissance de sortie en fonction de la tension d'alimentation.



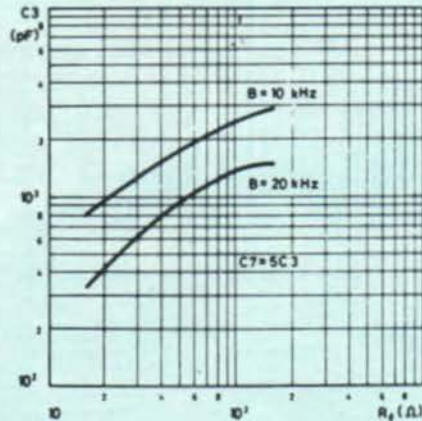
TCA 940 E : puissance de sortie en fonction de la tension d'alimentation.



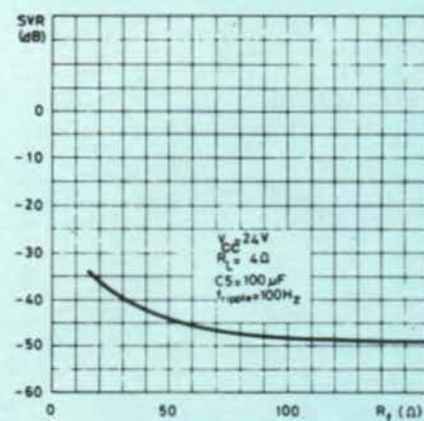
TCA 940: puissance dissipée en fonction de la tension d'alimentation (signal sinusoïdal).



TCA 940 E : puissance dissipée en fonction de la tension d'alimentation (signal sinusoïdal).



Valeur de C3 en fonction de Rf pour différentes fréquences maximum de la bande obtenue (valable pour les deux types).



Réjection de l'ondulation de l'alimentation en fonction de la valeur de R_f

Fiche technique

Circuits intégrés audio

TDA 2010

Amplificateur B.F. de puissance

Fabricant : S.G.S.-ATES.

Généralités

Le circuit intégré TDA 2010 est un amplificateur B.F. de moyenne puissance utilisable dans les équipements Hi-Fi d'une dizaine de watts. Il se caractérise par les points suivants :

- nécessite une alimentation double symétrique
- deux entrées différentielles
- faible distorsion

- protection interne contre les courts-circuits
- limitation automatique de la puissance dissipée
- protection interne thermique par blocage de la sortie
- interchangeable avec le TDA 2020 (même brochage)
- possibilité, sur option, d'avoir un brochage dual in line.

Différents types

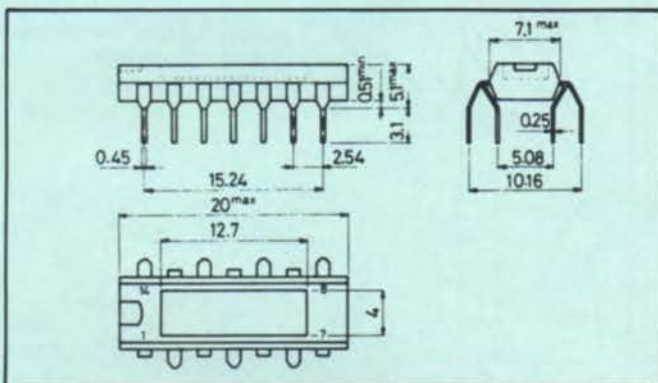
La dénomination générale TDA 2010 comprend quatre types qui diffèrent uniquement par leur boîtier :

- TDA 2010 B 92 en boîtier quad in line 14 broches,
- TDA 2010 BD 2 en boîtier quad in line 14 broches avec écarteur,
- TDA 2010 B 82 en boîtier dual in line 14 broches,
- TDA 2010 BC 2 en boîtier dual in line 14 broches avec écarteur.

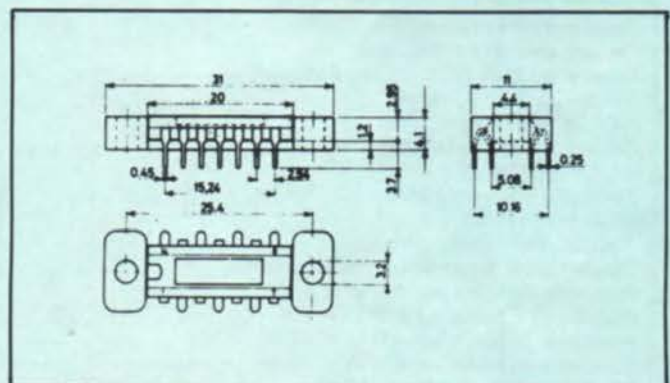
Les deux derniers modèles (dual in line) sont des options.

Boîtiers

Seuls les boîtiers quad in line sont représentés.



TDA 2010 B 92



TDA 2010 BD 2.

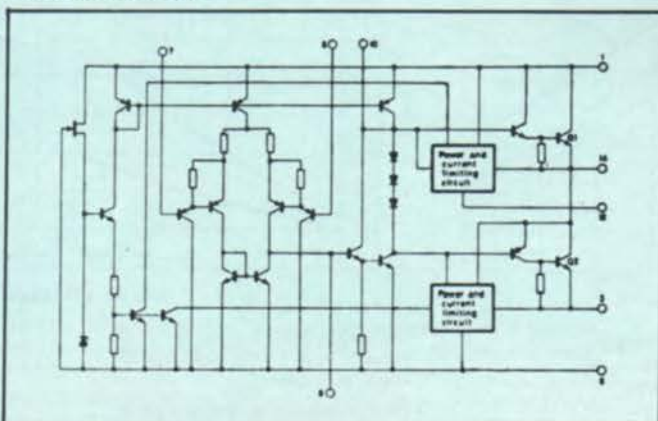
Brochage

1	+ alim. (+ VCC)	8	Entrée inverseuse
2	Ne pas connecter	9	Compensation en fréquence
3	- alim. ampli (- VCC)	10	Compensation en fréquence
4	Ne pas connecter	11	Ne pas connecter
5	- alim. (- VCC)	12	Limitation de puissance
6	Ne pas connecter	13	Ne pas connecter
7	Entrée non inverseuse	14	Sortie

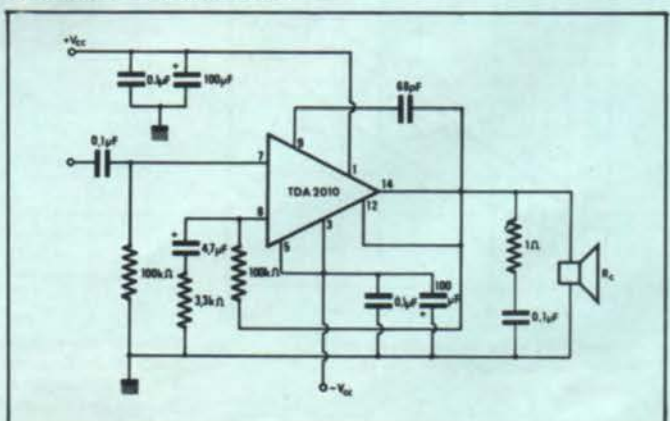
Note 1 : - alim. signifie pour ce circuit qu'il s'agit du pôle négatif de l'alimentation double symétrique, le point milieu (potentiel zéro) étant considéré comme point de masse.

Note 2 : la bande métallique située au-dessus du circuit et destinée à être accolée à un dissipateur extérieur est réunie au - alim. (borne 5) qui correspond d'ailleurs au substrat.

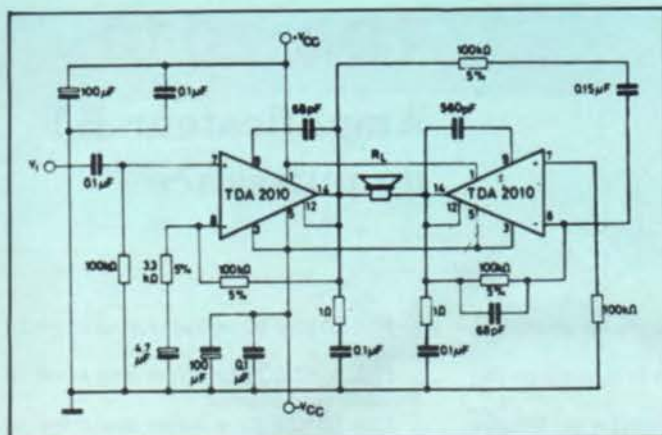
Schéma interne



Schémas d'application



Amplificateur classique.



Amplificateur « en pont » équipé de deux TDA 2010 pouvant délivrer 20 W sur 8 Ω à $V_{CC} = \pm 13$ V pour une distorsion de 1 % max.

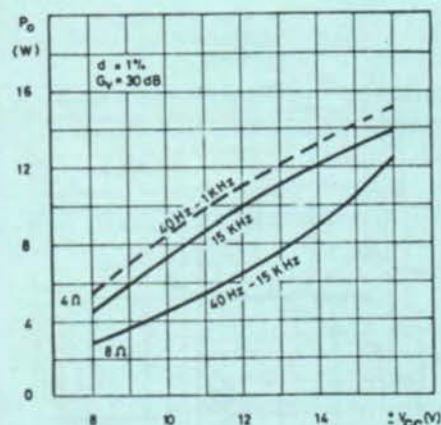
Caractéristiques principales

Sauf spécifications spéciales, elles ont été mesurées à la température ambiante de 25 °C pour une alimentation de ± 14 V.

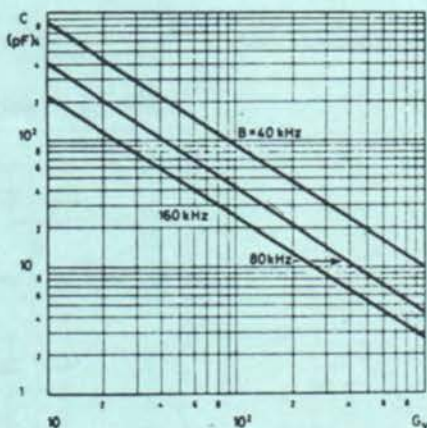
Pour les mesures de sortie, la charge a une impédance de 4 Ω et la fréquence de 1 kHz, le montage ayant un gain en tension de 30 dB.

CARACTÉRISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	± 5		± 18	V
Courant de repos à V_{CC} max.		45		mA
Courant d'entrée ($V_{CC} = \pm 17$ V)		0,15		µA
Tension d'offset à l'entrée ($V_{CC} = \pm 17$ V)		5		mV
Courant d'offset à l'entrée ($V_{CC} = \pm 17$ V)		50		nA
Tension d'offset en sortie ($V_{CC} = \pm 17$ V)		10	100	mV
Tension différentielle d'entrée			± 15	V
Courant crête de sortie (limitation interne)	10	12	3,5	A
Puissance de sortie sur 4 Ω ($d = 1\%$)	8	9		W
Puissance de sortie sur 8 Ω ($d = 1\%$)		15		W
Puissance de sortie sur 4 Ω ($d = 10\%$)		12		W
Puissance de sortie sur 8 Ω ($d = 10\%$)		220		mV
Sensibilité d'entrée à $P_o = 10$ W	10		16000	Hz
Courbe de réponse à -3 dB		0,3	1	%
Distorsion de 100 mW à 10 W		5		MΩ
Résistance d'entrée		100		dB
Gain en boucle ouverte	29,5	30	30,5	dB
Gain avec contre-réaction		4		µV
Courant de bruit à l'entrée (10 à 20 000 Hz)		0,1		nA
Tension de bruit		50		dB
Réjection de l'ondulation alim.		145		°C
Température de jonction (protection par coupure)		120		°C
Température de boîtier (protection par coupure)		3		°C/W
Résistance thermique jonction-boîtier				

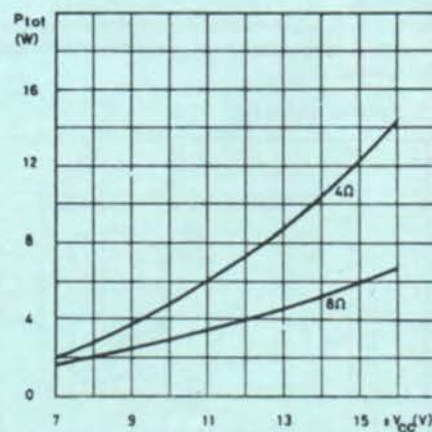
Courbes



Puissance de sortie en fonction de la tension d'alimentation pour une distorsion de 1 % max.

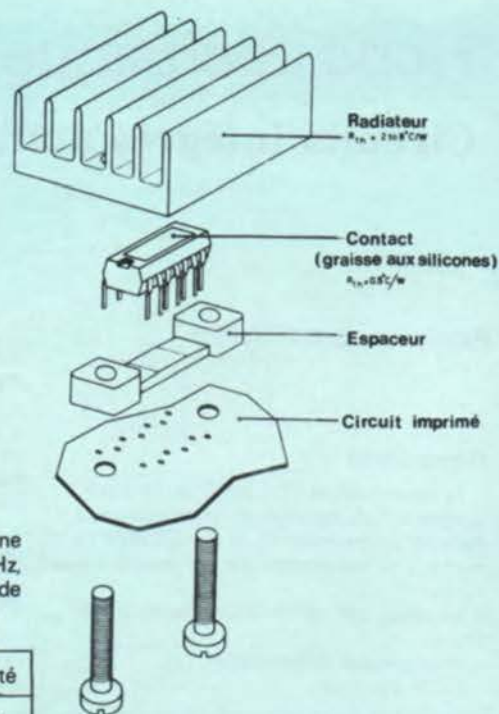


Valeur du condensateur de compensation en fréquence (entre les bornes 9 et 14) en fonction du gain pour différentes bandes passantes.



Dissipation maximum du circuit en fonction de la tension d'alimentation (signal sinusoïdal).

Pour de plus amples renseignements, voir la note d'application N° 130 de S.G.S.-ATES.



Montage à adopter pour une bonne dissipation de puissance.

Fiche technique

Circuits intégrés audio

Fabricant : S.G.S.-ATES.

Généralités

Le circuit intégré TDA 2020 est un amplificateur B.F. de puissance élevée utilisable dans les ensembles haute-fidélité d'une vingtaine de watts. Il se caractérise par les points suivants :

- nécessité d'une alimentation double symétrique
- deux entrées différentielles
- faible distorsion

- protection contre les courts-circuits comprenant un système automatique de limitation de la puissance dissipée
- protection contre les échauffements excessifs
- interchangeable avec le TDA 2010 (même brochage)
- possibilité, sur option, d'avoir un brochage dual in line.

Différents types

La dénomination générale TDA 2020 comprend quatre types qui diffèrent uniquement par leur boîtier :

TDA 2020

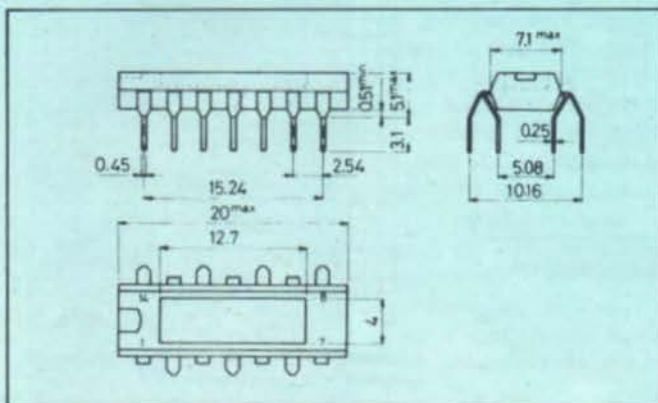
Amplificateur B.F. de puissance

- TDA 2020 A 92 en boîtier quad in line 14 broches
- TDA 2020 AD 2 en boîtier quad in line 14 broches avec écarteur
- TDA 2020 A 82 en boîtier dual in line 14 broches
- TDA 2020 AC 2 en boîtier dual in line 14 broches avec écarteur.

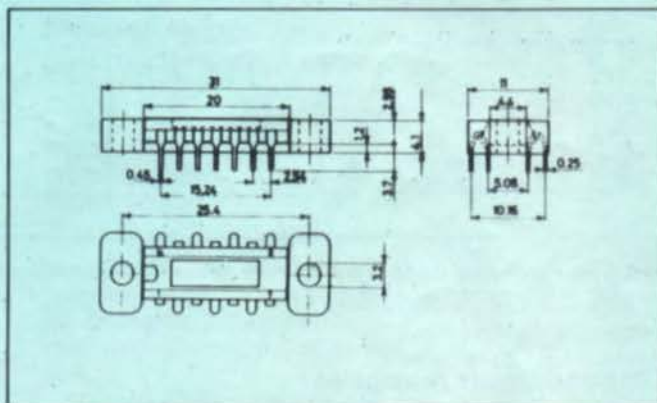
Les deux derniers modèles (dual in line) sont des options.

Boîtiers

Seuls les boîtiers quad in line sont représentés :



TDA 2020 A 92

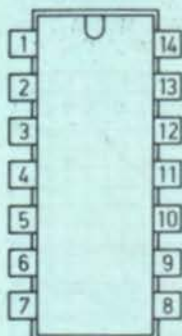
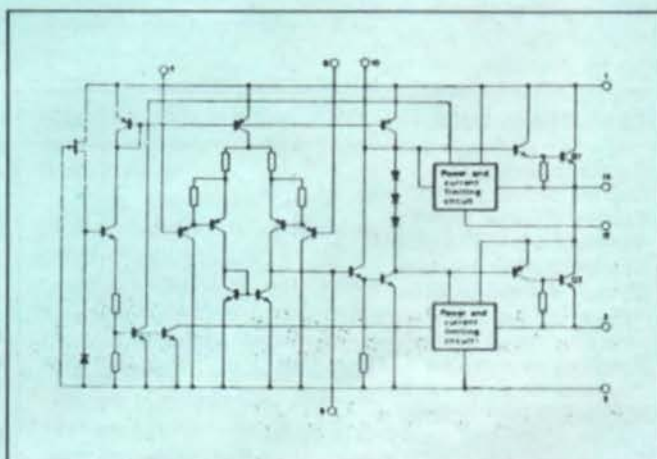


TDA 2020 AD 2

Brochage

1	+ alim. (+ VCC)	8	Entrée inverseuse
2	Ne pas connecter	9	Compensation en fréquence
3	- alim. ampli (- VCC)	10	Compensation en fréquence
4	Ne pas connecter	11	Ne pas connecter
5	- alim. (- VCC)	12	Limitation de puissance
6	Ne pas connecter	13	Ne pas connecter
7	Entrée non inverseuse	14	Sortie

Schéma interne

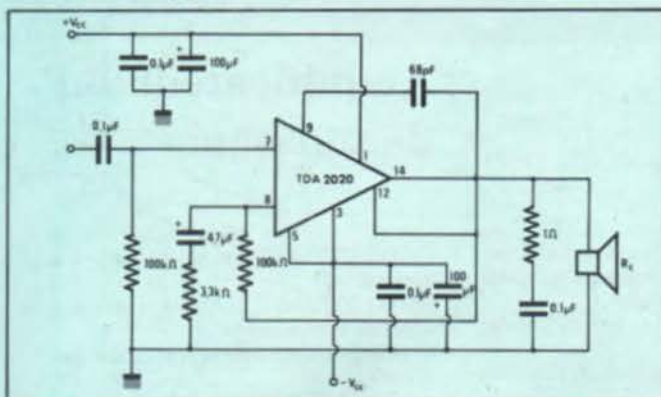


Vue de dessus.

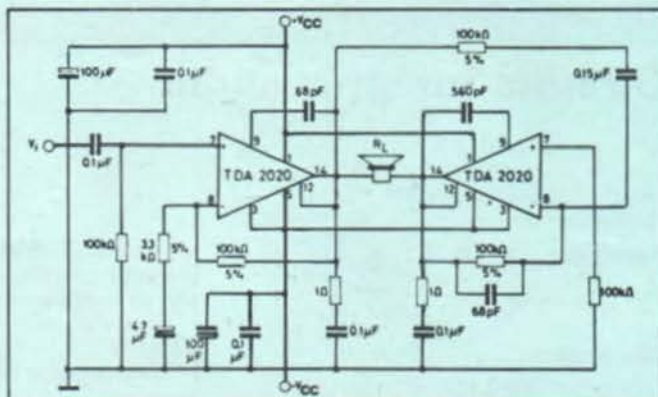
Note 1 : - alim. signifie pour ce circuit qu'il s'agit du pôle négatif de l'alimentation double symétrique, le point milieu (potentiel zéro) étant considéré comme point de masse.

Note 2 : la bande métallique, située au-dessus du circuit et destinée à être accolée à un dissipateur extérieur, est réunie au - alim. (borne 5) qui correspond d'ailleurs au substrat.

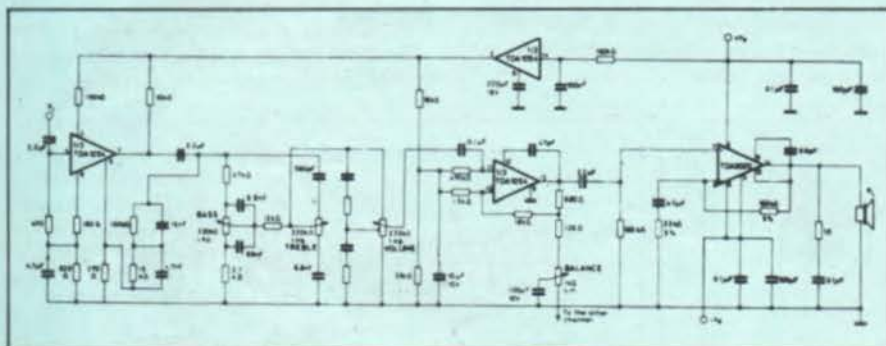
Schémas d'application



Amplificateur classique



Amplificateur « en pont » équipé de deux TDA 2020 pouvant délivrer 30 W sur 8 Ω à $V_{CC} = \pm 17$ V pour une distorsion de 1 % max.



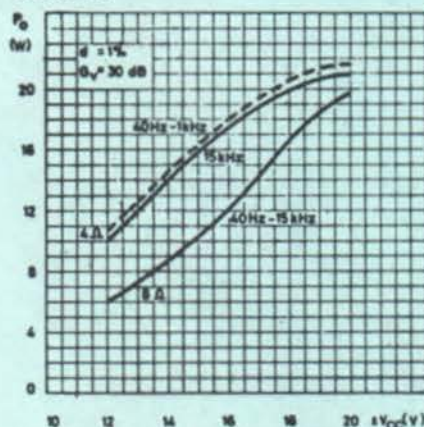
Amplificateur Hi-Fi stéréo 2 x 15 W (une seule voie représentée ici) avec préamplificateur-correcteur prévu pour tête de lecture céramique.

Caractéristiques principales

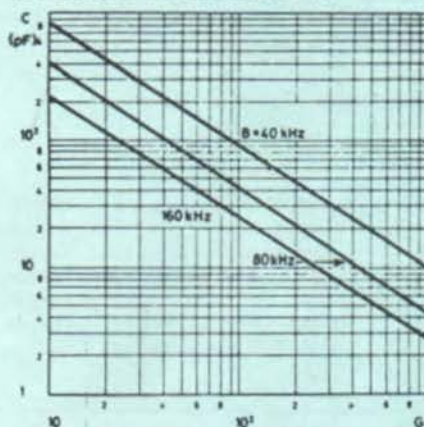
Sauf spécifications spéciales, elles ont été mesurées à la température de 25 °C pour une alimentation de ± 17 V. Pour les mesures de sortie, la charge a une impédance de 4 Ω et la fréquence est de 1 kHz, le montage ayant un gain en tension de 30 dB.

CARACTÉRISTIQUES	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	± 5		± 22	V
Courant de repos à V_{CC} max.		60		mA
Courant d'entrée		0,15		µA
Tension d'offset à l'entrée		5		mV
Courant d'offset à l'entrée		50		nA
Tension d'offset en sortie		10		mV
Tension différentielle d'entrée			± 15	V
Courant crête de sortie (limitation interne)			3,5	A
Puissance de sortie sur 4 Ω ($d = 1\%$)	15	18,5		W
Puissance de sortie sur 8 Ω ($d = 1\% - V_{CC} = \pm 18$ V)		16,5		W
Puissance de sortie sur 4 Ω ($d = 10\%$)		24		W
Puissance de sortie sur 8 Ω ($d = 10\% - V_{CC} = \pm 18$ V)		20		W
Sensibilité d'entrée à $P_o = 15$ W		260		mV
Courbe de réponse à -3 dB	10		16000	Hz
Distorsion de 150 mW à 15 W		0,3	1	%
Résistance d'entrée		5		MΩ
Gain en boucle ouverte		100		dB
Gain avec contre-réaction	29,5	30	30,5	dB
Tension de bruit à l'entrée		4		µV
Courant de bruit à l'entrée		0,1		nA
Réjection de l'ondulation alim.		50		dB
Température de jonction (protection par coupure)		145		°C
Température de boîtier (protection par coupure)		105		°C
Résistance thermique jonction-boîtier		3		°C/W

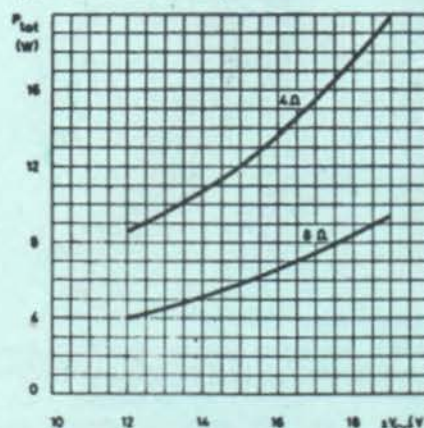
Courbes



Puissance de sortie en fonction de la tension d'alimentation pour une distorsion de 1 %.



Valeur du condensateur de compensation en fréquence (entre les bornes 9 et 14) en fonction du gain pour différentes bandes passantes.



Pour de plus amples renseignements, voir la note d'application n° 130 de S.G.S.-ATES.

BIBLIOGRAPHIE

Dépannage, mise au point, amélioration des téléviseurs N et B et couleur

(7^e édition) par Roger A. RAFFIN (F3 AV)

Cet ouvrage a pour but d'aider le technicien et l'amateur radio à devenir un bon dépanneur de télévision en les guidant dans leur nouveau travail. Il est essentiellement et volontairement une documentation pratique, un guide sûr, un véritable instrument de travail, les pages étudiées examinent tous les standards, et notamment les trois chaînes françaises.



Principaux chapitres :

Généralités et équipement de l'atelier — Travaux chez le client — Installation de l'atelier — Autopsie succincte du récepteur de T.V. — Pratique du dépannage — Panne de la section « SON » — Panne de la section « VISION » — Mise au point et alignement — Cas des réceptions très difficiles — Amélioration des téléviseurs — Dépannage et mise au point des téléviseurs en couleurs — Système SECAM —

Un volume broché, 524 pages, 292 schémas, sous couverture pelliculée, format 15 x 21.

Prix : 70 F.
Éditions ETSF

Cours de physique des vibrations, oscillations propagation

par A. FOUILLÉ et P. DÉRÉTHÉ

La physique des vibrations a pris dans la formation de l'ingénieur, quelle que soit sa spécia-

lité, une importance croissante due aux techniques nouvelles appliquées aux automatismes.

Les auteurs ont voulu en écrivant cet ouvrage se conformer au programme récent de physique de l'E.N.S. des Arts et Métiers.

Son originalité réside dans l'accent qui a été mis sur la similitude — voire l'identité — des équations qui régissent des phénomènes rangés dans des domaines aussi différents que la mécanique, l'électricité, l'optique ondulatoire.

Il en résulte à la fois une vue d'ensemble de ces domaines, un soulagement de la mémoire et, dans le cadre des applications, la possibilité de faciliter l'étude de systèmes mécaniques les plus complexes en leur substituant les montages électriques et électroniques correspondants.

Un autre caractère de l'ouvrage est d'être écrit pour l'ingénieur et c'est pourquoi il comporte de nombreux exemples d'applications empruntés aux réalisations les plus modernes.

De plus chacun des chapitres de cet ouvrage est accompagné d'un ensemble d'énoncés de problèmes — avec réponses — afin que le lecteur puisse effectuer un autocontrôle de sa propre assimilation du Cours.



Table des matières :

Généralités sur les phénomènes vibratoires — Rappel de notions essentielles — Grandeur sinusoïdale — Oscillations pen-

dulaires libres et entretenues — Oscillations de relaxation — Oscillations forcées des systèmes à un degré de liberté — Systèmes à plusieurs degrés de liberté — Étude expérimentale des mouvements vibratoires — Propagation d'une vibration dans un milieu illimité — Propagation avec changement de milieu — Interférences — Diffraction.

224 pages, 15,4 x 24,3, 156 figures.

Prix : 60 F.
Éditions Eyrolles.

Mesures électriques

par A. GALICHON et F. LUCAS

Ce nouvel ouvrage de la collection **ÉLECTRICITÉ INDUSTRIELLE** s'adresse à deux sortes de lecteurs :

1° **l'électricien autodidacte** qui a besoin, pour ses activités professionnelles, d'approfondir ou de mettre à jour ses connaissances en mesures électriques ;

2° **l'élève de 1^{re} F.** dont le professeur a adopté ce livre pour ses travaux pratiques en laboratoire.

En conséquence, chaque chapitre comprend trois grandes parties :

1° un exposé général sur la mesure à effectuer, les problèmes qu'elle pose, l'appareillage qu'elle exige ;

2° la description d'une ou plusieurs manipulations réellement effectuées ;

3° un ensemble de travaux réalisables dans un laboratoire d'enseignement.

Les deux premières parties doivent intéresser les différentes catégories de lecteurs : dans ce but, le texte a été **abondamment illustré** et de **nombreuses photographies** d'appareils récents ont été données.

Le plan général rompt avec la tradition de ce genre d'ouvrage : dans les premiers chapitres le lecteur est d'abord initié à des manipulations simples mais fondamentales et qui lui permettent d'entrevoir, peu à peu, les problèmes posés par une mesure véritable ; ce n'est qu'au sixième chapitre que les

notions délicates d'erreur instrumentales, d'incertitude sur une mesure, de dispersion de résultats... sont précisées.

Bien entendu **les mesures décrites restent volontairement très limitées** mais, à travers elles, le lecteur doit pouvoir :

1° se familiariser avec les appareils de mesures électriques les plus courants (ampèremètres, voltmètres, ohmmètres, wattmètres...);

2° sentir qu'une mesure n'a guère de sens si l'intervalle de confiance correspondant ne peut être approximativement connu ;

3° devenir capable d'assimiler rapidement d'autres techniques de mesures plus élaborées ;

4° avoir une idée de l'appareillage moderne dont disposent, désormais, l'électricien et l'électronicien.

Ce serait en effet une erreur grave de prétendre que les problèmes posés par les mesures électriques ont disparu grâce aux dispositifs électroniques très performants que l'on trouve désormais sur le marché ; plus que jamais **c'est à la manière dont un technicien conduit une mesure que sa valeur professionnelle est jugée.**

En conséquence cet ouvrage, comme les autres de la même collection, devrait rendre service aussi bien aux agents de la profession qu'aux élèves des lycées.

Un volume 16 x 22 de 384 pages, 278 figures.

Prix : 44 F.
Éditions Delagrave.



Électronique de puissance

par F. BRICHANT

L'Électronique de puissance est l'utilisation en électrotechnique de semi-conducteurs de puissance, principalement la diode et le thyristor. L'auteur a jugé préférable de traiter d'une manière indépendante, la plupart des sujets, afin que le lecteur puisse le consulter en chaque occasion.



Ce livre aidera les ingénieurs et les techniciens à résoudre la plupart de leurs difficultés dans le domaine traité. L'auteur examine également des différentes formes de conversion de l'énergie.

Extrait du sommaire :

- I - Les thyristors et les diodes
- II - Mise en œuvre des thyristors et des diodes
- III - Les interrupteurs statiques et gradateurs
- IV - Les redresseurs et onduleurs non autonomes
- V - Convertisseurs continu-continu
- VI - Onduleurs à résonance
- VII - Les onduleurs autonomes
- VIII - La vitesse variable par moteurs à courant alternatif.

Un ouvrage format 15 x 21 de 296 pages, 228 schémas.

Prix : 71 F.

Éditions ETSF.

Éléments essentiels de l'électronique et des calculs digitaux

de Dieter ULRICH

Traduction française :
Robert ASCHEN —

Principaux sujets traités :

- Logique électronique
- Logique informatique
- Calculateurs à circuits logiques

Réalisation des calculateurs.

Cet ouvrage est destiné à ceux qui veulent acquérir des connaissances dans le domaine de l'électronique au niveau de l'informatique et plus particulièrement au niveau des calculateurs à circuits logiques intégrés. Après un rappel des propriétés essentielles des composants électroniques employés en informatique, l'auteur a rédigé un cours complet concernant les calculs booléens et binaires destinés aux électroniciens débutants.

Des textes clairs et concis sont réservés à l'emploi des circuits logiques intégrés permettant de résoudre les nombreux problèmes mathématiques liés à l'informatique.

Chaque chapitre est complété par de nombreux exercices pratiques en vue d'approfondir les connaissances du lecteur.

C'est seulement après avoir analysé les circuits logiques traditionnels que l'auteur consacre plusieurs chapitres au fonctionnement et à la réalisation des calculateurs modernes.

Les solutions des exercices sont données à la fin de l'ouvrage.

Extrait du sommaire :

Le transistor en commutation — Multivibrateurs — Montages logiques de base — Fonctions logiques — Algèbre de Boole — Calculs binaires — Calculs avec nombre BCD — Flip-Flop — Registre de décodage — Calculateurs binaires — Décimaux, décodes — Opérations arithmétiques binaires et BCD.

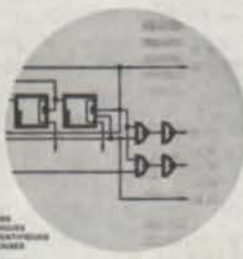
Un volume de 304 pages, format 15 x 21, broché, couverture pelliculée, 212 schémas.

Prix : 86 F.

Éditions ETSF.

DIETER ULRICH

Éléments essentiels de l'électronique et des calculs digitaux



Commande et régulation par calculateur numérique

par C. FOULARD, S. GENTIL et J.-P. SANDRAZ

L'apparition des microcalculateurs et microprocesseurs va contribuer au développement rapide des techniques de commande numérique, que ce soit pour les procédés de transformation des matières premières des industries chimiques, pétrochimiques, sidérurgiques, du ciment, du papier, pour la commande des machines outils, et dans tous les domaines où l'Automatique se développe.

La puissance de traitement d'information que possèdent les calculateurs numériques permet de poser et de résoudre les problèmes de commande et régulation de systèmes ayant plusieurs entrées et plusieurs sorties (le cas d'une seule entrée et une seule sortie apparaissant comme un cas particulier). Pour ce faire les techniques dites « modernes » sont très souvent ignorées.

L'objectif principal que se sont fixés les auteurs, est de donner aux ingénieurs chargés de concevoir des commandes et régulations numériques, les connaissances de bases et des méthodes modernes éprouvées.

Les connaissances mathématiques minimales pour aborder cet ouvrage sont limitées : équations différentielles et calcul matriciel.

Écrit par des chercheurs et enseignants préoccupés depuis longtemps du problème du passage de la théorie aux applications, cet ouvrage est à l'heure actuelle unique en son genre dans le domaine de l'Automatique : seules des méthodes éprouvées sont présentées, illustrées par des résultats expérimentaux détaillés et très complets.

L'ouvrage est divisé en cinq parties.

La première présente un certain nombre de notions et de résultats relatifs aux représentations et propriétés des systèmes linéaires invariants (théorie moderne de l'Automatique linéaire) dont la connaissance est nécessaire pour la compréhension de la suite de l'ouvrage.

La deuxième partie traite de l'identification. Il s'agit de trou-

ver le modèle dynamique linéaire d'un système, connaissant une suite de valeurs des entrées et des sorties.

La troisième partie traite de la Régulation et de la Commande par retour d'état basée sur la théorie de la commande par critère quadratique dans le cas de systèmes discrets. On développe son application aux problèmes de l'introduction d'intégrateurs, d'un modèle de



référence et de la prise en compte de perturbations mesurables, et on donne les algorithmes de calcul scientifique.

La quatrième partie traite de l'Estimation du vecteur d'état, estimation indispensable à la mise en œuvre de la commande. L'estimateur lui-même est un système récurrent.

La dernière partie traite enfin de la mise en œuvre des algorithmes de commande sur calculateur temps réel et donne un certain nombre de résultats expérimentaux relatifs à chacune des méthodes de commande proposées sur une machine à papier et une colonne à distiller pilotes.

Des organigrammes et des exemples complets sont fournis. Ceci doit permettre à celui qui programmera les algorithmes de tester ses programmes. 360 pages, 15 x 22, 134 figures.

Prix : 86 F.

Éditions Eyrolles.

Connaissance de l'électronique automobile

par G. GORY (3^e édition)

L'électronique est intervenue pour la première fois dans l'équipement des automobiles avec l'alternateur. Depuis elle a



considérablement étendu son champ d'action. Les caractéristiques qui lui sont propres ont fait utiliser ses compétences pour la conception de l'allumage, des essuie-glaces, des transmissions, du freinage, pour le contrôle de l'injection et de la carburation, etc. Avec les calculateurs numériques et les dispositifs centralisateurs, l'électronique va bouleverser l'organisation de l'équipement des véhicules... pour la traction électrique, la commande électronique est déjà prête. On ne

saurait désormais envisager l'avenir de l'automobile sans prévoir une électronique de ses organes.

Ce livre expose les principes sur lesquels repose la conception d'appareils divers, il traite de leur mise en application sur des ensembles commercialisés.

Un index alphabétique facilite la consultation de l'ouvrage; une table des noms et marques cités permet de se reporter rapidement aux applications commercialisées.

Volume broché 15,5 x 24, 568 pages, 530 figures. Prix franco France: 83 F (75 F + 8 F de frais d'expédition).

En vente à: AUTO-VOLT, 49, rue de Maubeuge, 75009 Paris. C.C.P. 7824.84 Paris.

Catalogue des normes françaises 1977

L'édition 1977 du Catalogue des normes françaises, que l'AFNOR vient de publier, comprend la liste de tous les documents de la normalisation française en vigueur au 1^{er} janvier 1977:

• Normes françaises réparties en classes (A: Métallurgie, B: Carrières, C: Électricité, etc...),

• Documents normatifs édités par certains organismes de recherche ou de normalisation professionnelle,

• Spécifications de la Commission centrale des marchés.

Le Catalogue donne également, avec leur prix, la liste des autres publications de l'AFNOR: recueils de normes, guides de l'acheteur, publications périodiques, documents annexes aux normes, documents d'intérêt général ainsi que la liste des normes françaises traduites en langues étrangères (anglais, allemand, espagnol).

L'identification des normes est facilitée par un «index alphabétique» dont le volume a été notablement augmenté cette année, et qui permet de trouver rapidement par un mot vedette (par exemple: accumulateurs, canalisation, cristal, minéral, revêtement, vitesse, etc.) la (ou les) norme recherchée.

Enfin une importante annexe est consacrée à la normalisa-

tion française et internationale (renseignements généraux et administratifs) ainsi qu'à la marque nationale NF de conformité aux normes françaises.

Référence:

Catalogue des normes françaises (édition 1977) — 588 pages — format 210 mm x 297 mm — prix: 63,78 F HT (frais de préparation et TVA 17,60 % en sus). Pour toute commande et renseignement, s'adresser — à l'AFNOR, Tour Europe, Cedex 7, 92080 Paris La Défense — ou à ses délégations régionales.

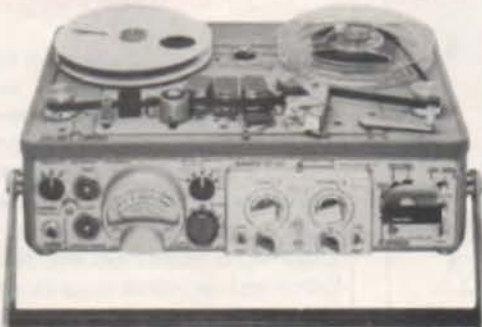
Pour l'enregistrement et l'analyse de VIBRATIONS - BRUITS - CONTRAINTES et SIGNAUX DIVERS.

LE **NAGRA IV SJ**

ENREGISTREUR MAGNETIQUE de mesures

2,5 Hz à 35 KHz — Bi-piste + piste FM
Sa conception particulière lui permet d'enregistrer (par les 2 voies directes) à la vitesse de 3,8 cm/s des fréquences à partir de 2,5 Hz.

Prix de base 22 500 F H.T. * (selon options)



Léger (—de 10 kgs), d'encombrement réduit.
Autonome, cet appareillage justifie son utilisation préférentielle pour l'enregistrement de très longue durée en labo ou in-situ.
(option grandes bobines)

MODELE SIMPLIFIE 2 PISTES: 16 500 F H.T. *

* Prix soumis aux fluctuations économiques et monétaires.

Renseignements, documentation, démonstration:

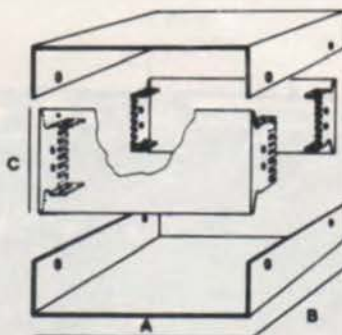
simplex électronique

48, Bd Sébastopol - BP 448 - 75122 PARIS Cédex 03 Tél: 278.15.50

Pour dessiner et monter vos circuits... LES COFFRETS MÉTALLIQUES

05 modèles standardisés, élégants, très robustes.

RETEXBOX



ECOBX: Tout nouveau, en alu anodisé. 2 faces sans vis apparentes.

Possibilité d'aménagement intérieur avec équerres et supports dentés avant et arrière, modifiables.

WISEBOX

sans vis
10 modèles à partir de 60/40/125 mm.

13 modèles de 150/230/80 à 350/230/120 mm.
4 pieds caoutchouc blindés interchangeables.
Vendus avec papier millimétré pour repérage.

CABINBOX: avec vis



Documentation - Liste des Revendeurs:

TERA-LEC 51, rue de Gergovie - 75014 PARIS - Tél: 542.09.00

Composants: Stands 24 et 38 - Allées H et 23.

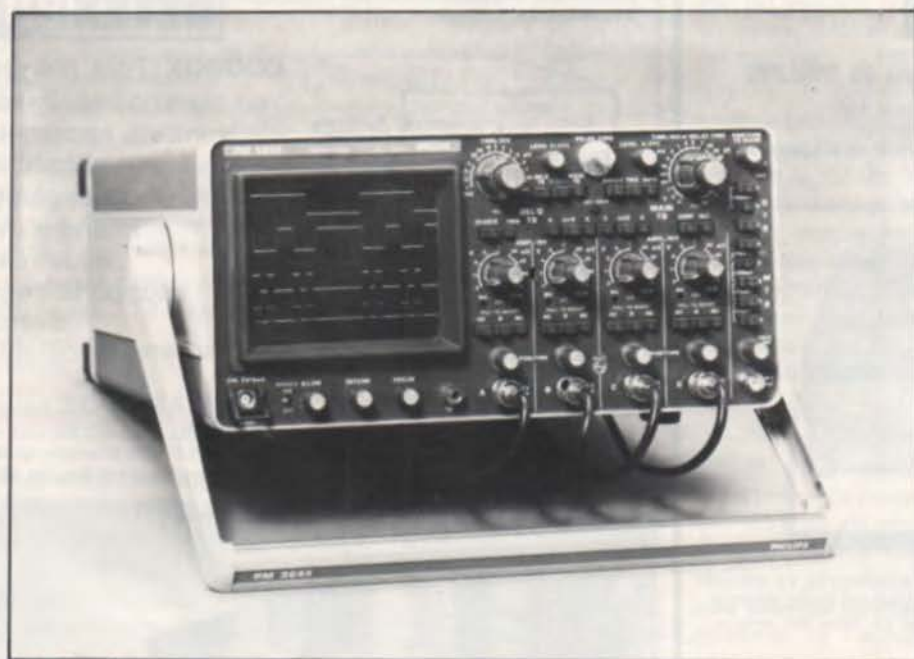
Point n'est besoin de rappeler l'évolution technique des appareils de mesures de tous les domaines de l'électronique et de l'électrotechnique qui nous permet, aujourd'hui, de disposer de divers matériels très sophistiqués et très performants tant dans leurs caractéristiques techniques que dans leurs possibilités. Cette évolution est généralement mise à la disposition de l'utilisateur dans le but principal de lui offrir de nouvelles possibilités de mesures ou encore de les lui simplifier ce qui, il faut en convenir, est fort louable mais ne peut cependant pas résoudre tous les problèmes si cette évolution technique n'est pas suivie simultanément de l'évolution technologique. En effet, si un appareil de mesure, si technique ou si performant soit-il ne pouvait, du fait de sa technologie, être utilisé que dans certaines conditions, lesquelles ne lui permettraient pas d'être exploité dans toutes les configurations souhaitées, force est de constater

que son usage, limité à certaines applications ou en certains lieux, diminuerait considérablement son efficacité et par la même augmenterait le coût réel de l'investissement.

Ajoutons que, du fait de la conjoncture économique actuelle, l'industriel, l'ingénieur et surtout le responsable des achats, cherchent, avant tout, l'efficacité et ainsi souhaitent acquérir un appareil de mesure qui, non seulement répond aux problèmes techniques de l'utilisateur, mais aussi, qu'il soit technologiquement étudié afin qu'il puisse être utilisé dans de nombreuses autres applications tant en laboratoire qu'en maintenance.

C'est précisément guidée par ces impératifs que la Société Philips a développé depuis quelques années plusieurs familles d'oscilloscopes, de multimètres de compteurs fréquences, de générateurs d'impulsions et de nombreux autres appareils de mesure parmi lesquels figure un nouvel oscilloscope qui a le privilège d'être le premier appareil portable compact à quatre voies verticales et à double base de temps du marché mondial. Nous nous proposons dans ce présent article d'en étudier la technologie et ses diverses applications.

Technologie et applications du premier **oscilloscope** compact portable **4 voies 6 traces** du marché **mondial**



Pourquoi un oscilloscope quatre voies portable ?

Dans le nombreux domaines d'application des oscilloscopes tels que la mise au point, l'exploitation, la production ou la maintenance, des moyens de comparaison entre plusieurs signaux sont indispensables.

Lorsque le technicien doit analyser plusieurs phénomènes à l'aide d'un oscilloscope à deux voies, il doit effectuer des comparaisons entre des paires de signaux, puis, par la suite tenter de tirer une conclusion après avoir réalisé plusieurs de ces mesures.

Si par contre, il pouvait suivre directement sur l'écran de son oscilloscope l'évolution de plus de deux phénomènes, il pourrait d'une part, éliminer de nombreuses sources d'erreurs, et d'autre part, gagner un temps précieux.

En outre, s'il disposait d'un appareil utilisable en tous lieux, donc portable, léger, et pouvant être équipé d'un bloc batterie rechargeable, il ne fait aucun doute qu'un tel oscilloscope serait un outil de travail précieux pour de nombreuses applications, tant dans le domaine des télécommunications actuellement en pleine expansion, qu'en informatique, que dans l'enseignement, où dans ce dernier cas l'étude de nombreux circuits complexes pourrait être menée à bien, plus aisément et plus rapidement.

Ajoutons que dans la pratique, l'utilisation d'un oscilloscope à quatre traces est indispensable pour l'étude et le contrôle des divers systèmes de codage et de décodage, des mémoires logiques, à bande ou à disque, etc.

Adaptation des caractéristiques techniques de l'oscilloscope aux impératifs techniques actuels.

Quand nous étudions certains oscilloscopes d'usage général actuellement commercialisés sur le marché, nous constatons que leurs principales caractéristiques techniques sont pratiquement identiques d'un appareil à l'autre. En effet, du fait de leurs applications et des domaines d'utilisation auxquels ils sont destinés, ces instruments de mesure, pour rester d'un rapport prix/performance attractif, ne font toujours pas appel à toutes les nouvelles techniques utilisables actuellement. Aussi, Philips, le plus grand constructeur Européen d'oscilloscopes à développer de nouvelles technologies propres à résoudre certains problèmes jusqu'à ce jour difficilement surmontables industriellement telles que :

— Réduction sensible du poids de l'oscilloscope (pour une meilleure portabilité)

— Consommation et donc perte d'énergie considérablement réduites (pour augmenter la stabilité des circuits et la durée de vie des composants)

— Commandes pilotées par tension continue (pour augmenter le rendement en haute fréquence, l'ergonomie et permettre de disposer de quatre entrées et de 6 voies dans un appareil de dimensions très réduites)

— Augmenter dans de grandes proportions les possibilités techniques de l'oscilloscope (en lui incorporant un circuit de synchronisation de hautes performances et de nombreuses configurations de représentations des voies verticales).

Dans ce chapitre, nous nous proposons d'étudier comment les caractéristiques citées ci-dessus ont pu être obtenues.

Une alimentation sans transformateur

Le poids du PM 3244 n'est que de 9,8 Kg. Pour obtenir un appareil si léger, caractéristique indispensable dans la maintenance en général, il a fallu étudier une alimentation sans lourd transformateur secteur. Ainsi l'oscilloscope est équipé d'une alimentation à conversion directe telle celle schématisée figure 1. La tension secteur qui peut être comprise entre 90 et 280 V alternatifs sans commutation est directement dirigée sur un filtre en Π qui évite aux circuits de l'alimenta-

tion de recevoir des parasites et éventuellement à celle-ci d'en délivrer sur le réseau. Cette tension est ensuite redressée et filtrée soigneusement avant d'attaquer l'étage de commutation et le convertisseur à 20 KHz. Deux protections l'une contre les surtensions, l'autre contre les appels de courant trop importants commandent le circuit de régulation qui en cas d'anomalies bloque l'étage de commutation et évite ainsi la destruction des circuits de l'alimentation.

La présence du transformateur d'alimentation étant ainsi évitée, un autre paramètre important a fait l'objet d'une étude spéciale. Nous voulons citer la consommation. Ainsi, le système de régulation de cette alimentation n'est pas du type série comme habituellement utilisé (qui oblige la présence d'un transistor « Ballast » lequel dissipe de l'énergie et nécessite un important refroidisseur) mais prélève sa tension de comparaison directement à partir de l'enroulement secondaire du transformateur d'isolement par l'intermédiaire d'un circuit de redressement et de filtrage ; cette tension est ensuite amplifiée par un circuit intégré dont la sortie attaque par sa base le transistor de commutation du circuit de découpage. Ainsi, ce circuit de régulation offre l'avantage d'être très efficace et de ne nécessiter qu'une très faible consommation (Figure 2).

Une très faible consommation de l'ensemble

Pas de transformateur secteur d'entrée, une alimentation à conversion di-

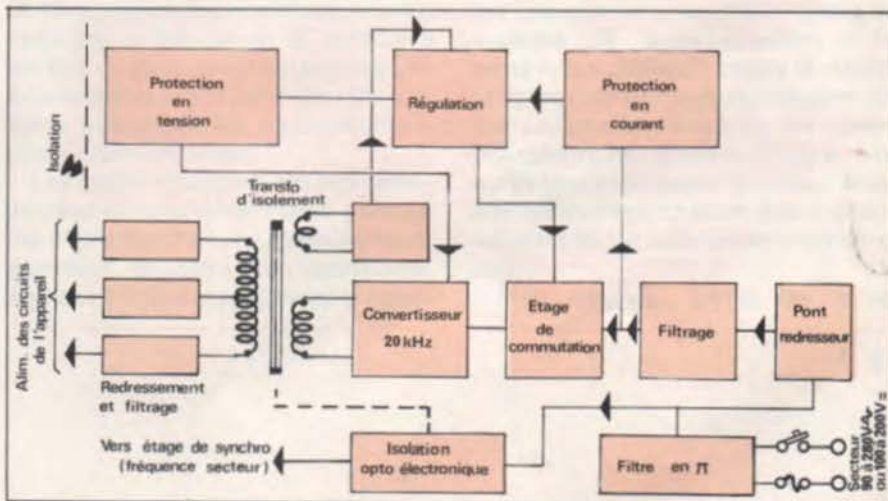


Fig. 1. — Synoptique de l'alimentation à conversion directe de l'oscilloscope PM 3244.

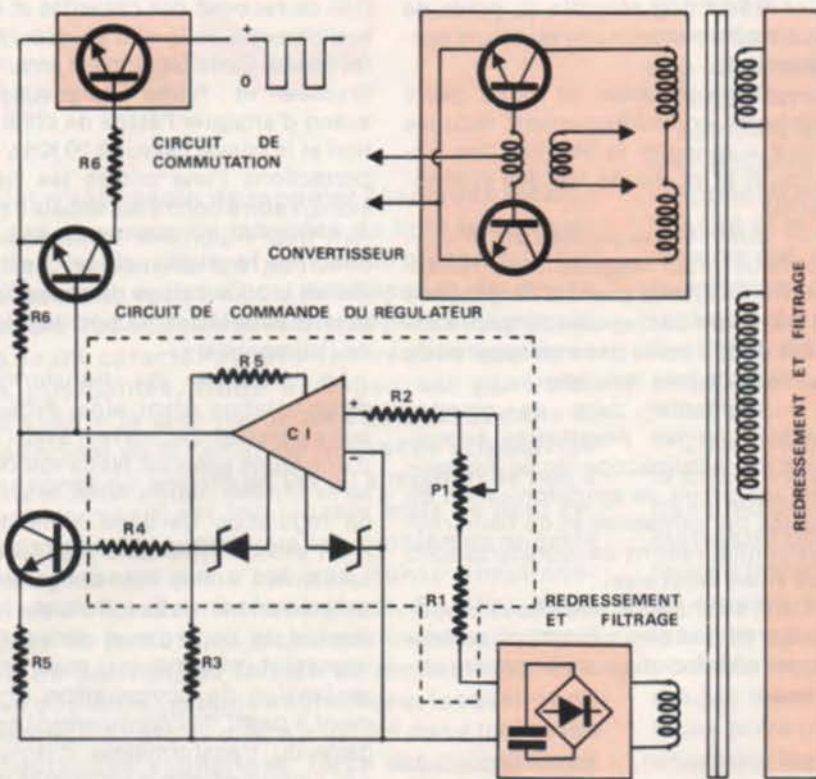


Fig. 2. — Schéma du circuit de régulation de l'alimentation

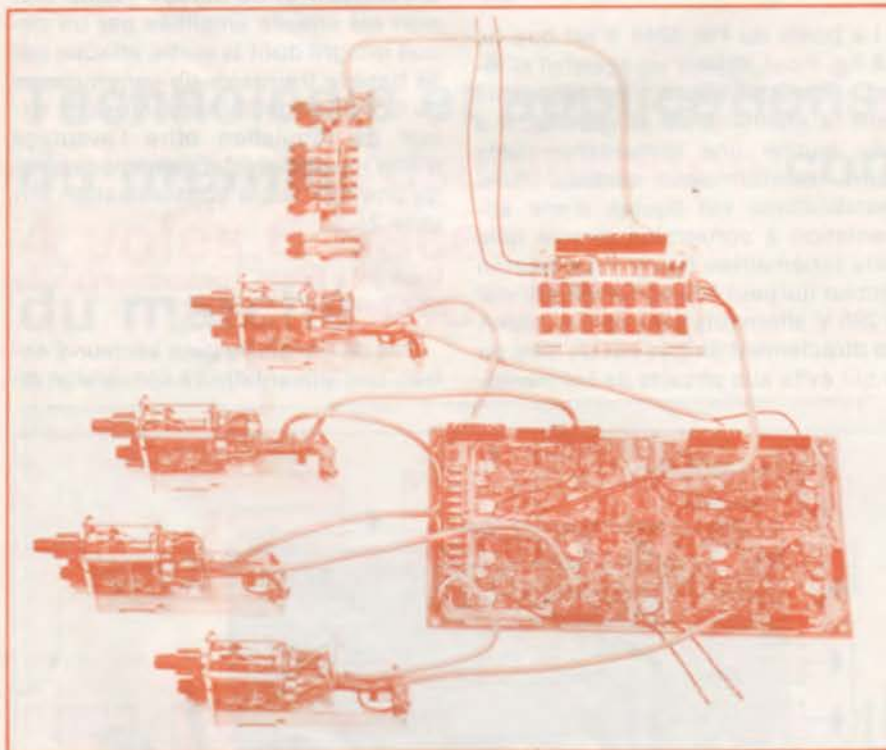


Fig. 3.

recte à haut rendement, une régulation du type parallèle sans « ballast » et pour l'ensemble des circuits l'utilisation d'éléments intégrés hybrides à haut rendement H.F. font que cet oscilloscope ne consomme pas plus de 29 W ce qui est extrêmement peu pour ce type d'appareil. Les conséquences d'une si faible consommation sont très importantes (d'autant que cet instrument de mesure est destiné à la maintenance en tous lieux). En premier lieu, il n'a pas été nécessaire de prévoir des circuits de refroidissement par ventilateur ou par aération dans le coffret de protection. Ces derniers sont non seulement entièrement métalliques, mais sont en plus totalement hermétiques à la poussière ou autres agents extérieurs susceptibles d'entraîner la destruction de certains composants. En outre, la très faible énergie nécessaire au bon fonctionnement à l'intérieur de l'appareil et celle-ci est pratiquement toujours proche de celle de l'ambiance, ce qui n'entraîne pas un vieillissement prématuré des composants et ainsi accroît la stabilité et la fiabilité de l'ensemble des circuits.

Un très faible poids

Le poids d'un appareil de mesure qui doit particulièrement s'adapter à la maintenance est le plus important critère de choix. Aussi, pour tenir compte de ce critère capital, le PM 3244, outre l'absence d'un lourd transformateur dans son alimentation, possède une structure mécanique en alliage de magnésium qui offre le double avantage de la rigidité et de la légèreté en outre, les faces avant et arrière moulées dans cet alliage ne pèsent qu'environ 30 g. Le poids de l'appareil n'excède pas 9,8 kg.

Cette technologie propre à réduire dans de fortes proportions le poids de l'appareil de mesure est plus communément utilisée dans l'aviation et l'aérospatiale. On constate donc le sérieux et la recherche dont a fait l'objet l'étude de la structure mécanique de cet oscilloscope.

Commandes pilotées par tensions continues

Si l'on examine la face avant de l'oscilloscope à quatre voies d'une bande passante élevée (50 MHz) à deux bases de temps à commandes indépendantes, et équipé d'un circuit de déclenchement très performant, l'on peut se demander comment dans un espace aussi réduit un tel ensemble de commandes et de telles performances aient pu être groupées ?

C'est précisément la façon d'obtenir ce résultat qui a fait appel à la plus spectaculaire des technologies utilisées dans l'appareil. Nous voulons dire

la transmission des commandes de la face avant qui ne se font que par tensions continues, lesquelles attaquent ou des relais « reed » ou des circuits électroniques spéciaux. Ainsi, la figure 3, montre : les quatre atténuateurs et préamplificateurs d'entrées, le circuit de commande du mode de fonctionnement des entrées, le circuit de commande de déclenchement de la base de temps retardée et le circuit de commande des modes de commutation des voies qui sont reliés par de simples fils non blindés au circuit imprimé central qui rassemble l'ensemble des fonctions des quatre voies verticales. La même technique est utilisée pour les commandes des bases de temps.

Il n'échappera à aucun technicien qu'un tel mode de raccordement offre de sérieux avantages. En effet, les éléments tels que capacités et résistances ne sont plus cablés directement sur le commutateur et les liaisons ne sont plus nécessairement effectuées à l'aide de câble coaxiaux.

Il s'en suit un excellent rendement H.F. et surtout la possibilité de positionner les commandes sur la face avant non plus en fonction des impératifs techniques ce qui conduit généralement à des dispositions telles que la complexité d'utilisation nuit à la meilleure utilisation de l'appareil, mais précisément en ayant pour principal but une disposition logique et donc une « ergonomie » qui permettra une exploitation efficace de l'oscilloscope.

Ajoutons que cette technologie n'oblige pas la sélection de commutateurs spécialement destinés aux hautes fréquences donc plus coûteux et généralement plus volumineux, mais au contraire, à des éléments de dimensions plus réduites à contacts protégés et au couple de rotation le plus réduit afin d'en rendre l'utilisation plus souple et plus agréable.

Cette technique de la commande électronique des fonctions a permis comme le montre la figure 4 de disposer les quatre entrées de l'oscilloscope côte à côte et d'avoir accès rapidement aux réglages de compensation en fréquence de l'atténuateur. On distingue également sur cette figure le circuit de commutation des quatre voies (à gauche) qui utilise des circuits très rapides à diodes « Schottky » qui permettent une fréquence de commutation pour les quatre traces de 1 MHz. Le circuit central comprend les quatre amplificateurs de voies verticales et les circuits qui permettent leurs divers modes de représentation et enfin, en bas de l'appareil, à droite l'amplificateur final qui attaque les plaques de déviation verticales et à gauche le circuit THT don-

nant au tube à rayon cathodique la tension de post-accélération nécessaire à une bonne luminosité.

Des possibilités techniques qui permettent l'utilisation de l'oscilloscope dans de multiples applications.

Un oscilloscope qui se veut polyvalent et utilisable par tous, ne doit pas seulement justifier de son appellation de « portable » par le fait qu'il soit léger, robuste, de dimensions réduites, et d'une faible consommation qui lui permet d'être utilisé conjointement avec un bloc batterie rechargeable avec une autonomie de plus de 5 heures, mais il doit être fiable et posséder un nombre de possibilités d'utilisation susceptibles d'être exploitées par de nombreux utilisateurs différents pour des domaines d'application différents.

En ce qui concerne la fiabilité : l'utilisation de circuits intégrés hybrides de haute qualité, de composants du type professionnel, de semiconducteurs sélectionnés et des technologies déjà citées il ne fait aucun doute que tous les atouts sont rassemblés pour que cet appareil ne subisse que des tests de maintenance habituels en cela aidé par une parfaite accessibilité des composants et le nombre de réglages réduit au minimum.

Pour ce qui est des caractéristiques techniques que nous allons examiner plus en détail pour certaines d'entre elles dans le chapitre des applications, l'on peut qualifier le PM3244 comme étant l'oscilloscope offrant le plus de possibilités des appareils de cette catégorie sur le marché.

Outre la large bande passante de 50 MHz, sur les quatre entrées, et pour cette même fréquence, la sensibilité est de 5 mV/div., ce qui caractérise particulièrement le PM 3244 sont les multiples possibilités de représentations des entrées verticales.

Les quatre voies peuvent être représentées simultanément avec possibilité d'inverser chacune d'elle indépendamment. En outre, une représentation des 6 traces est également possi-

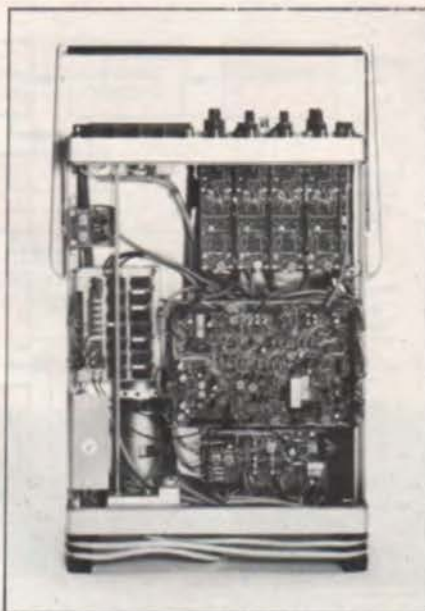


Fig. 4. ble. En effet, en plus de la visualisation des signaux des quatre entrées, l'addition ou la soustraction des voies $Y_A \pm Y_B$ et ceux des voies $Y_C \pm Y_D$ peuvent être également visualisées simultanément. Nous obtenons ainsi : Y_A , $Y_A \pm Y_B$, Y_B , Y_C , $Y_C \pm Y_D$, Y_D figure 6.

Bien entendu, l'utilisateur peut sélectionner lui-même chacune de ces configurations.

Le circuit de synchronisation des deux bases de temps offre également de nombreuses possibilités. Ainsi, l'un des quatre signaux d'entrée peut être commuté au choix et indépendamment pour chacune des bases de temps sur le circuit de déclenchement correspondant. De plus, et là aussi sur les deux bases de temps, quatre signaux d'origine ou de phase différentes peuvent être examinés grâce au système de synchronisation « Alterné », qui prélève (comme le montre la figure 5) le signal de déclenchement non pas à partir de chacun des préamplificateurs des voies verticales, mais après le commutateur de voies. Ainsi, alternativement chacun des signaux représenté sur l'écran sera synchronisé.

Bien entendu, toutes les autres

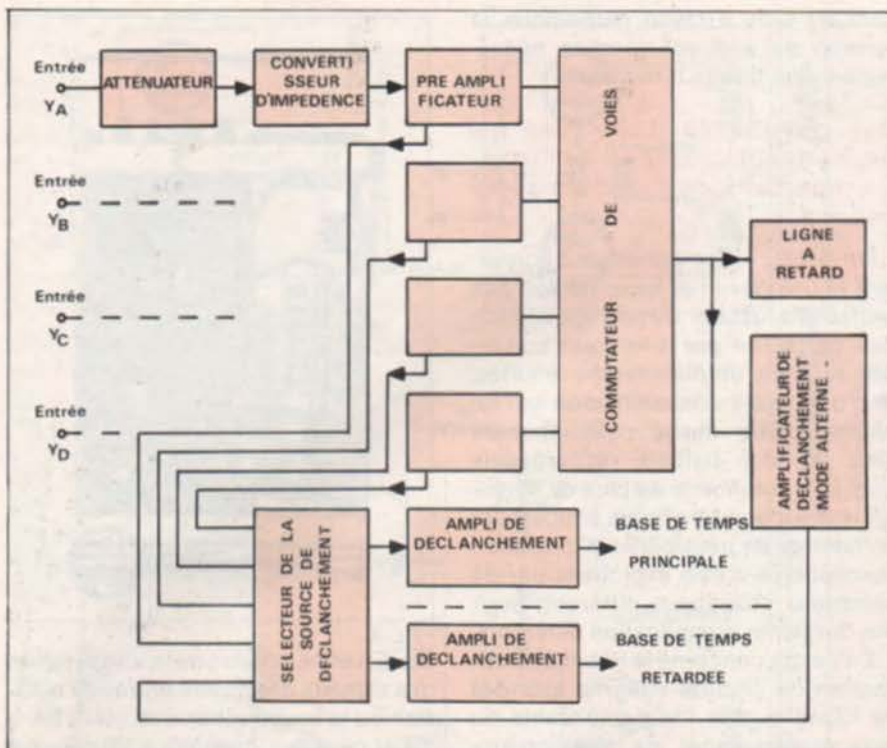


Fig. 5. — Synoptique de la synchronisation en mode alterné.

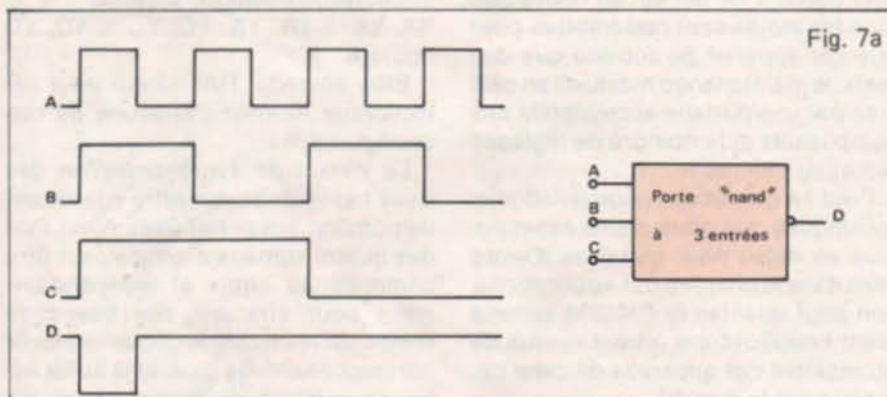


Fig. 7a

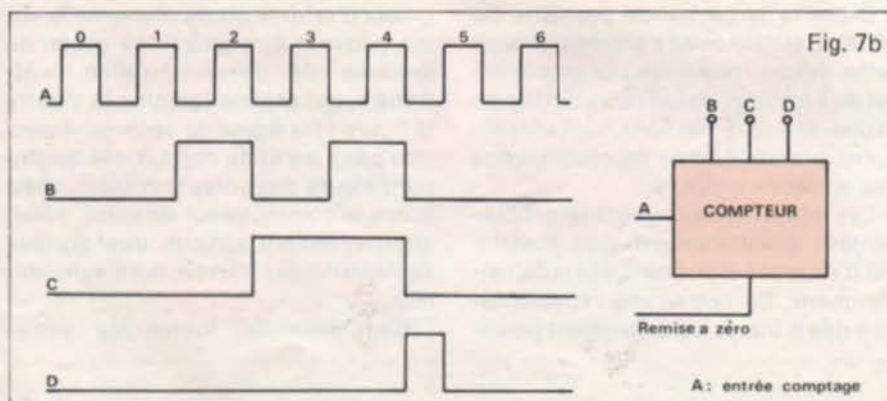


Fig. 7b

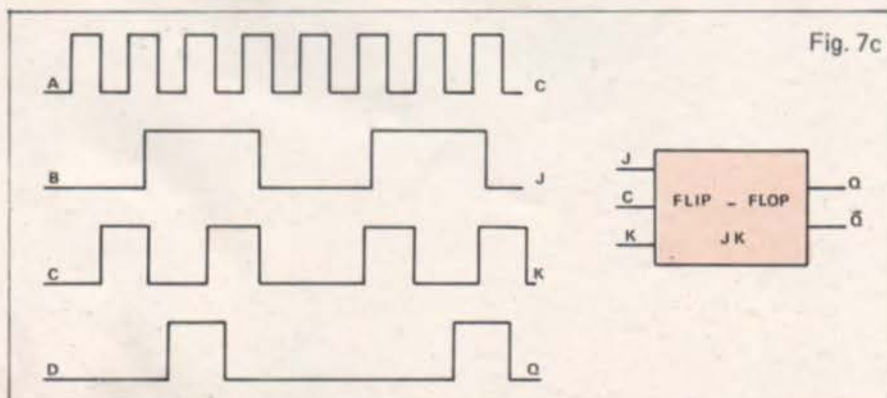


Fig. 7c

sources de déclenchement sont également sélectionnables.

Une autre caractéristique originale réside dans le fait que l'une des entrées au choix peut être utilisée en amplificateur horizontal (les trois autres restant en amplification verticale) il est même possible d'observer simultanément quatre représentations en X.Y. en utilisant l'entrée extérieure pour la déviation horizontale.

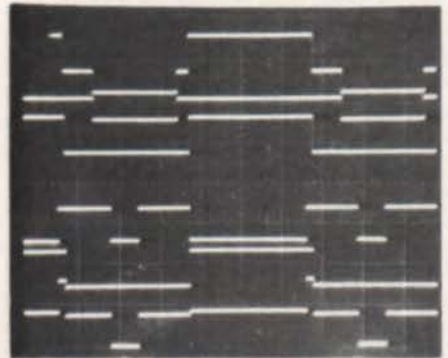


Fig. 6. — Illustration de six traces pouvant être représentées avec le PM 3244 de haut en bas :
1) somme des voies YA + YB
2) Voie YA
3) Voie YB
4) Voie YC
5) Voie YD
6) Somme des voies YC + YD

Bien d'autres caractéristiques techniques mériteraient d'être décrites, nous pensons cependant qu'il est préférable de les découvrir en utilisant l'appareil. Aussi, nous nous proposons d'étudier quelques applications ou quelques exemples réalisables avec cet appareil performant :

Applications et exemples d'utilisation avec l'oscilloscope compact 4 traces.

C'est dans l'étude de systèmes logiques que l'utilisation du PM 3244 sera la plus précieuse. En effet, bien rares sont les mesures à effectuer dans ce domaine qui ne nécessitent pas plus de deux voies de mesure. Trois exemples simples

- a) l'étude des signaux d'entrée et de sortie d'une porte à trois entrées, les trois entrées sont visualisées sur les voies YA, YB et YC de l'oscilloscope et la sortie D sur la voie YD (figure 7 a)
- b) Ce test d'un compteur binaire, dont les impulsions d'entrée sont visualisées sur la voie A et les états de trois sorties sur les voies B, C et D. (figure 7 b)
- c) L'examen d'un flip-flop du type JK avec l'entrée sur la voie A, l'état des bornes J et K sur les voies B et C et la sortie sur la voie D (figure 7 c).

Les trois exemples simples montrés ci-dessus illustrent bien la nécessité

d'utiliser plus de deux voies d'entrée pour l'examen plus précis de signaux issus de circuits logiques.

Dans l'industrie mécanique ou électromécanique il est fréquent qu'une pièce soit amenée à subir des tests de vibrations afin de connaître son comportement dans des conditions d'utilisation sévères. Dans ce cas, plusieurs capteurs de vibrations sont fixés sur la structure qui est soumise à un cycle de vibrations permanent. L'oscilloscope PM 3244 permettra de visualiser simultanément la tension de sortie de quatre capteurs et ainsi de mieux analyser les réactions de l'élément testé figure 8.

Pour rester dans le domaine des générateurs de vibrations, dans le test d'un tel ensemble il est une mesure très importante qui consiste à connaître sa réaction en fonctionnement dans trois directions. Là aussi à l'aide d'un capteur spécial, il est possible d'effectuer ce test plus rapidement en prenant connaissance simultanément des éventuelles anomalies.

L'utilisation de l'oscilloscope à quatre voies permet également de faciliter l'étude et le réglage du comportement d'un moteur. En effet, il est possible de visualiser simultanément les quatre informations suivantes (par l'intermédiaire de capteurs appropriés)

- 1) la pression dans le cylindre
- 2) la tension de la bobine
- 3) le niveau de vibration
- 4) l'allumage de la bougie.

Nous avons vu figure 5 que le PM 3244 pourrait synchroniser quatre signaux d'origine différentes de façon telle qu'ils peuvent éventuellement être superposés afin de les comparer.

Ainsi, les quatre signaux sans relation de phase représentés figure 9 quand ils sont synchronisés en mode alterné sont automatiquement ramenés en phase et peuvent être comparés, les uns par rapport aux autres. Comme illustré figure 10, où pour cet oscillogramme, la base de temps retardée est utilisée pour créer le créneau de surbrillance sur le temps de montée. En delayant la partie surintensifiée sur toute la largeur de l'écran (figure 11) l'on peut, avec une plus grande précision étudier les détails de chaque forme d'onde.

Visualiser simultanément quatre informations permet d'étudier et de dépanner plus rapidement de nombreux appareils de mesure. Ainsi, prenons par exemple le cas d'un compteur fréquence-mètre et plus particulièrement le test du circuit d'entrée. Les quatre informations suivantes peuvent être visualisées avec précision (Figure 12).

- 1) le signal à compter (comme élément de référence)
- 2) l'ouverture de la porte de comptage

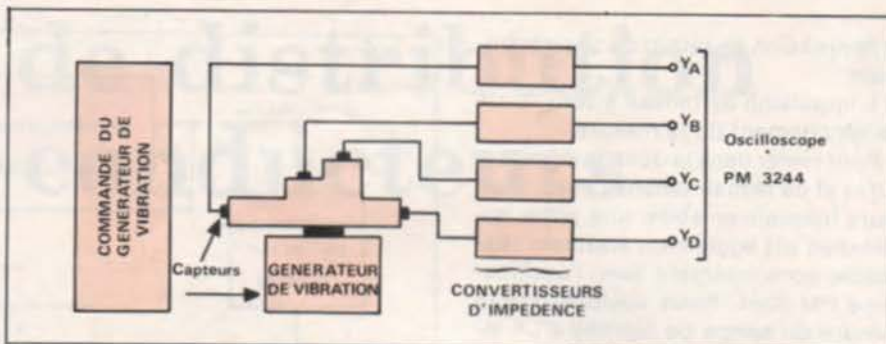


Fig. 8. — Synoptique d'une mesure simultanée de vibrations d'une structure mécanique sur laquelle sont fixés en divers endroits quatre capteurs.

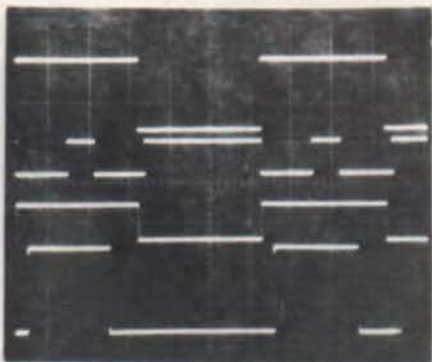


Fig. 9. — Cet oscillogramme représente quatre signaux de phase différente synchronisés avec l'oscilloscope PM 3244.

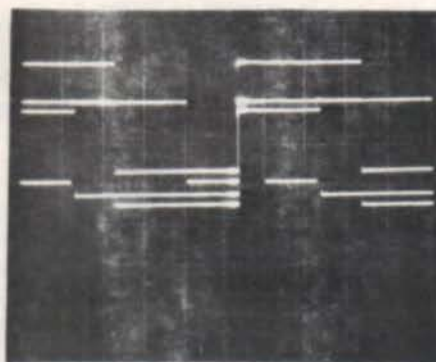


Fig. 10. — Illustration des quatre signaux de la Fig. 9 synchronisés en mode alterné. Sur cet oscillogramme, la base de temps retardée crée une partie en surbrillance sur le temps de montée des signaux. On peut remarquer que les quatre signaux sont en phase.

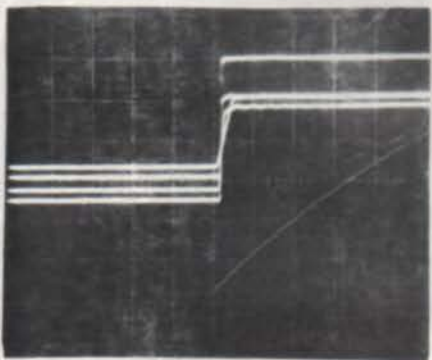


Fig. 11. — Représentation sur toute la largeur de l'écran de la partie surintensifiée de l'oscillogramme de la Fig. 10. L'examen en détail de chaque temps de montée est ainsi plus aisé.

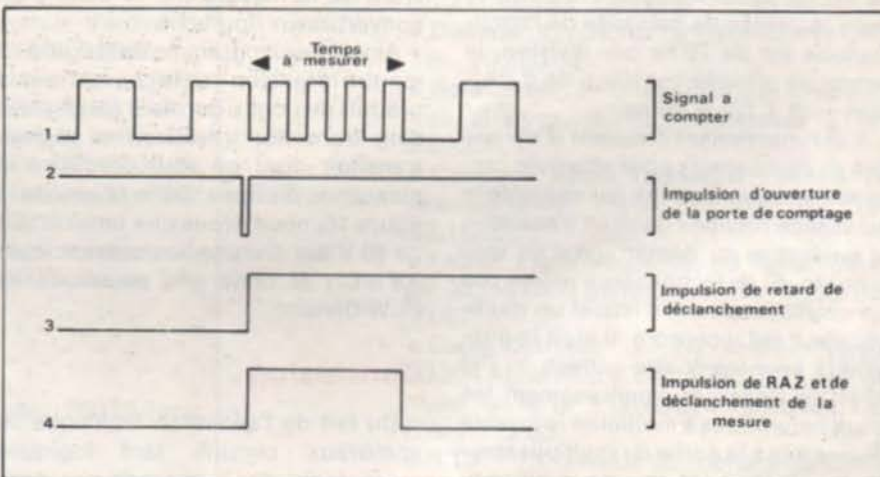


Fig. 12. — Test de circuit d'entrée d'un compteur fréquence-mètre équipé d'une commande de retard de déclenchement.

3) l'impulsion de retard de déclenchement

4) L'impulsion de remise à zéro ou de déclenchement de la mesure.

Pour rester dans le domaine des mesures et de la maintenance des compteurs fréquences, une autre application est également aisément réalisable conjointement avec l'oscilloscope PM 3244. Nous voulons dire la mesure du temps de montée d'un signal rapide. L'utilisation de l'oscilloscope permet de visualiser en même temps que la mesure la forme de ce temps de montée.

Le principe de mesure est illustré par l'oscillogramme de la figure 13 où l'on peut voir le temps de montée à mesurer.

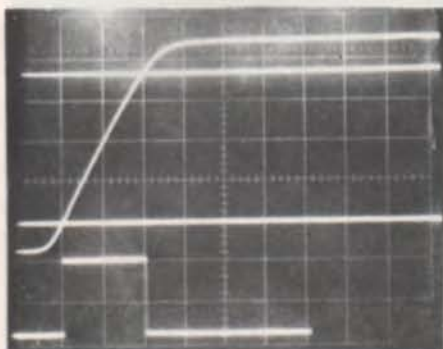


Fig. 13. — Visualisation et mesure précise du temps de montée d'un signal à l'aide d'un compteur fréquences et des quatre voies de l'oscilloscope.

rer, les points 10 % et 90 % délivrés par le compteur fréquences sous la forme de tensions continues, et sur la trace inférieure l'impulsion dont la durée correspond au temps de montée du signal à mesurer. Dans le cas présent, la vitesse de balayage de l'oscilloscope est de 20 ns par division, le temps de montée est donc de 2 division = $(2 \times 20) = 40$ ns.

Il est maintenant fréquent d'utiliser des multiplicateurs pour effectuer certaines mesures comme par exemple la puissance dissipée dans un transistor, la puissance au démarrage d'un moteur etc. Si le technicien n'utilise pas un oscilloscope dans lequel un multiplicateur est incorporé, il aura la possibilité avec les quatre entrées du PM 3244 de visualiser simultanément les deux paramètres à multiplier le produit disponible à la sortie du multiplicateur et éventuellement la valeur efficace

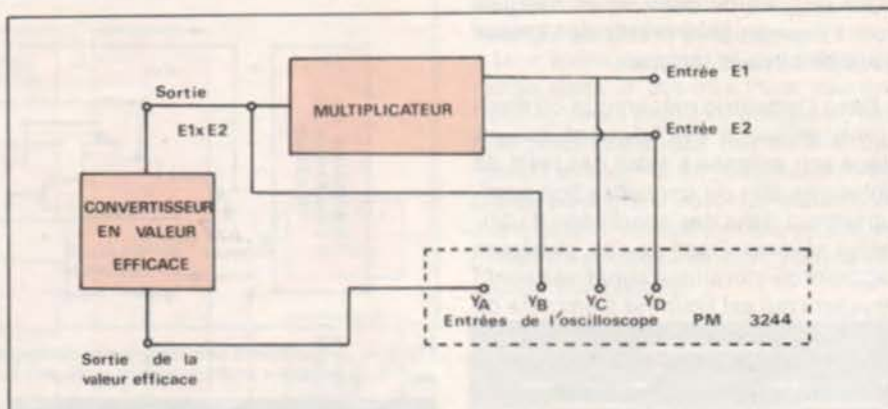


Fig. 14. — Synoptique.

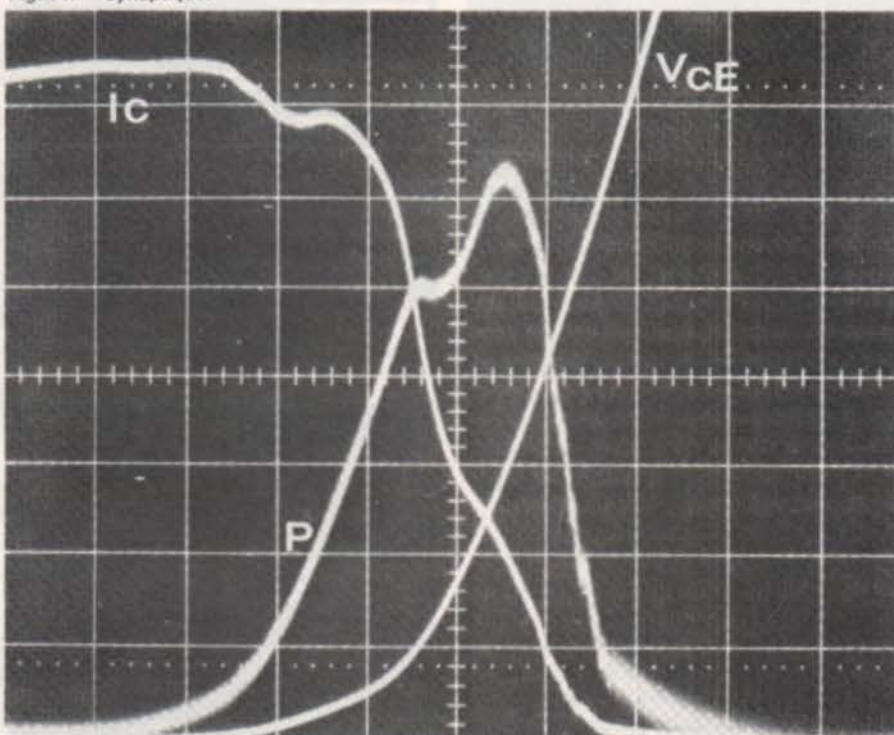


Fig. 15. — Illustration des paramètres I_C , V_{CE} et puissance d'un transistor travaillant en régime transitoire.

vraie de la mesure par le biais d'un convertisseur figure 14.

Ainsi, l'oscillogramme de la figure 15 montre la tension V_{CE} le courant I_C et le produit des deux derniers paramètres d'un transistor travaillant en régime transitoire dont on veut connaître la puissance dissipée. Dans le cas de la figure 15, nous avons une tension V_{CE} de 50 V par division, un courant I_C de 0,5 A/Div et donc une puissance de 25 W/Division.

Conclusion

Du fait de l'évolution technique de nombreux circuits tant logiques qu'analogiques, il apparaît que dans

de nombreux cas de figure, l'utilisation d'un oscilloscope à deux voies s'avère insuffisante aussi bien pour l'étude que pour la maintenance de ces circuits ou des appareils de mesure ou systèmes qui en sont équipés. Aussi, est-il indispensable de visualiser simultanément plus de deux informations avec un oscilloscope pouvant être aisément transporté et bénéficiant d'un ensemble de performances propres à le rendre exploitable dans de nombreuses configurations. Le PM 3244 objet de ce présent article offre aux techniciens de nouvelles possibilités de mesures, grâce à ses performances, à sa portabilité et aux technologies dont il bénéficie.

J.C. Baud
Ingénieur, Chef de Produits,
Division VII science et
industrie de Philips

Réseaux de distribution des semi-conducteurs



A.E.G. TELEFUNKEN

- **Corel Electronique** : 3, villa Poirier, 75015 Paris. Tél. : 566.69.33.
- **Hohl & Danner** : Z.I., BP 11, 67450 Mundolsheim. Tél. : (88) 20.90.11. Succursale : 59, rue de Belfort, 68200 Mulhouse. Tél. : (89) 42.11.86.
- **Facen** : 2/6, rue Emile-Rougé, 59000 Lille. Tél. : 54.11.73.
- **Generim** : ZA de Courtabœuf, avenue des Andes, BP 88, 91403 Orsay. Tél. :
- **Application Electronique** : 4, rue Bayol, 30001 Nîmes. Tél. : (66) 84.99.06.
- **Sterc-Maissiat S.A.** : 2, rue Sévigné, 44010 Nantes Cedex. Tél. : (40) 71.45.75.



EXAR

- **Tekelec Airtronic** : BP 2, Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35.

FAIRCHILD

- **Almex** : 110, rue Pierre-Brossolette, 92320 Châtillon. Tél. : 645.02.40. - 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony. Tél. : 666.21.12. - 40, rue Villon, 69006 Lyon. Tél. : 69.59.52.
- **Feutrier** : rue des Trois-Glorieuses, 42270 St-Priest-en-Jarez. Tél. : (77) 33.33.89.
- **Gros S.A.** : 13, rue Victor-Hugo, 59350 St-André-lez-Lille. Tél. : (20) 55.64.70.
- **Scientech S.A.** : 11, avenue Ferdinand-Buisson, 75016 Paris. Tél. : 609.91.36.
- **R.E.A. Distribution** : 57, rue Henri-Litoff, 92270 Bois-Colombes. Tél. : 784.71.19. - Bureau Rhône-Alpes : 2, cours de la République, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 68.30.48.
- **Disten S.A.** : 32, place de la Loire, Zone Silic, 94150 Rungis. Tél. : 687.23.13.
- **Sté Française de Distribution Internationale** : 13, rue de Rixens, 31200 Toulouse. Tél. : (61) 48.57.39.

FERRANTI

- **Ceram** : 31, rue du Dr-Finlay, 75015 Paris. Tél. : 577.42.50.



GENERAL ELECTRIC

- **Comptoir Commercial d'Importation** : 42, rue Etienne-Marcel, 75081 Paris Cedex 2. Tél. : 231.68.14.
- **Alpelec** : 16, rue Claude-Kogan, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 09.69.81.
- **Sedre** : 8, place Paul-Mistral, 38000 Grenoble. Tél. : (76) 87.68.74. - 5, bd des Diables-

Bleus, 38000 Grenoble. Tél. : (76) 87.90.12. - 27, rue Voltaire, 42000 St-Etienne. Tél. : (77) 62.84.75. - 10/12, rue Jean-Bourgey, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 68.30.96.



GENERAL INSTRUMENT

- **Stere Maissiat** : 2, rue Sévigné, 44010 Nantes Cedex. Tél. : (40) 71.45.75.
- **Radio Voltaire** : 150/155, avenue Ledru-Rollin, 75011 Paris. Tél. : 357.50.11.
- **Distronique** : 8, rue Gramme, 75015 Paris. Tél. : 828.46.52.
- **P.E.P.** : 37, avenue de la République, 92120 Montrouge. Tél. : 735.50.74 et 253.11.74.
- **Soulat** : 53, rue Planchat, 75020 Paris. Tél. : 370.33.60.



I.T.T. INTERMETALL

- **Electronique du Centre** : Z.I., 63008 Cournon et B.P. 262, 63007 Clermont-Ferrand. Tél. : 84.60.08. - 10, avenue du Général-de-Gaulle, 03000 Moulins. Tél. : (70) 44.37.23.
- **Caron Frères** : 19, rue de Tournai, 59230 St-Amand-les-Eaux. Tél. : (20) 48.53.39.
- **Sertronique** : 2 bis, rue de la Paix, 76300 Sotteville-les-Rouen. Tél. : (35) 72.78.86. - 60, rue de Sagobien, 72040 Le Mans. Tél. : (43) 84.24.60. - ZUP, 22300 Lannion. Tél. : (96) 38.40.67. - 42, quai Magellan, 44016 Nantes. Tél. : (40) 73.41.65. - 59, rue Alexandre-Duval, 35000 Rennes. Tél. : (99) 30.78.78.
- **Disserel** : 32/36, rue de Torcy, 75018 Paris. Tél. : 203.60.02.
- **Sonel Rohé** : 6/8, rue Ambroise-Croizat, ZI Les Glaives, 91121 Palaiseau. Tél. : 930.20.05.
- **Comptoir Radio Technique** : 14/18, rue Jean-Bernardy, 13001 Marseille. Tél. : (91) 62.16.02.
- **Fachot Electronique** : 5, bd Robert-Serot, BP 321, 57005 Metz Cedex. Tél. : 30.28.63/33.67.
- **Cogie-Cetronic** : 5, bd Anatole-France, 93304 Aubervilliers. Tél. : 834.91.07. - 8, rue Yves-Toudic, BP 112, 69634 Venissieux. Tél. : (78) 70.12.03.
- **R.T.F.** : 73, avenue du Général-de-Gaulle, 92202 Neuilly. Tél. : 722.70.40.
- **R.T.F. Diffusion** : 59/63, rue Desnouettes, 75015 Paris. Tél. : 533.69.43.
- **Baltzinger** : 18, avenue du Général-de-Gaulle, 67300 Schiltigheim. Tél. : (88) 33.18.52. - 131, avenue d'Altirch, 68350 Mulhouse-Brunstatt. Tél. : (89) 44.72.41. - 11, avenue Foch, 57000 Metz. Tél. : (87) 69.18.90.

- **Besson** : 2, rue des Marronniers, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 96.10.72. - 10, rue Félix-Jacquier, 69006 Lyon. Tél. : (78) 52.12.47.
- **E.R.D.E.** : 4/6, rue Paul-Vidal, 31000 Toulouse. Tél. : (61) 21.09.33 et 21.25.71.
- **Euromail** : Z.I. rue Frédéric-Joliot, BP 145, 13290 Aix-les-Milles. Tél. : (91) 26.58.11. - 8, rue du Port, 92100 Boulogne. Tél. : 605.60.97.
- **Phenix Electrique** : 12, place Jean-Jaurès, 13001 Marseille. Tél. : (91) 47.09.83.
- **Adime** : 89, avenue Pierre-Brossolette, 92120 Montrouge. Tél. : 655.89.89.
- **Ciel** : 4/6, rue Victor-Hugo, 94190 Ville-neuve-St-Georges. Tél. : 925.09.24.
- **Radio Douane** : 4, rue Yves-Toudic, 75010 Paris. Tél. : 208.61.72.
- **Toute l'Electronique** : 12, rue Castilhon, 34000 Montpellier. Tél. : (67) 58.68.94.
- **Radialex** : 74, rue de Vendôme, 69457 Lyon Cedex 3. Tél. : (78) 24.51.78. - 3, rue Moyrand, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 87.81.12.

INTERNATIONAL RECTIFIER

- **Hohl & Danner** : Z.I., BP 11, 67450 Mundolsheim. Tél. : (88) 20.90.11. - 59, rue de Belfort, 68200 Mulhouse. Tél. : (89) 42.11.86.
- **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél. : 735.33.20.
- **Radio Voltaire** : 150/155, avenue Ledru-Rollin, 75011 Paris. Tél. : 357.50.11.
- **S.M.D. Promo Electronique** : 36, rue Ville-neuve, 13001 Marseille. Tél. : (91) 62.62.62/50.01.72. - 5, rue Gutenberg, 06000 Nice. Tél. : (93) 84.53.71. - « Le Franklin », av. Franklin-Roosevelt, 83000 Toulon. Tél. : (94) 41.01.36.
- **Isolants du Rhône/ Rhonalco** : 19, rue Genton, 69008 Lyon. Tél. : (78) 69.15.95.



NATIONAL SEMICONDUCTOR

- **Generim** : Z.A. de Courtabœuf, av. des Andes, BP 88, 91403 Orsay. Tél. : 907.78.78.
- **Hohl & Danner** : Z.I., BP 11, 67450 Mundolsheim. Tél. : (88) 20.90.11. - 59, rue de Belfort, 68200 Mulhouse. Tél. : (89) 42.11.86. - 70 bis, rue Bapaume, 59000 Lille. Tél. : (20) 57.69.67.
- **Facen** : 2/6, rue Emile-Rougé, 59000 Lille. Tél. : 54.11.73.
- **Distronique** : 28, avenue du Maréchal-Foch, 92260 Fontenay-aux-Roses. Tél. : 660.52.42.
- **Sterc Maissiat** : 2, rue de Sévigné, 44010 Nantes Cédex. Tél. : (40) 71.45.75. - Bât. 10, résidence du Centre, 22300 Lannion. Tél. : (86) 35.91.08.
- **Application Electronique** : 4, rue Bayol, 30001 Nîmes. Tél. : (66) 84.99.06.

MOSTEK

- **S.C.A.I.B.** : 15/17, avenue de Ségur, 75326 Paris Cedex 07. Tél. : 555.17.20. - Agence de Lyon : 31, quai Rambaud, 69002 Lyon. Tél. : 42.40.92. - 14, rue de Brest, 35000 Rennes. Tél. : 59.40.91.
- **Martec** : 36, rue Louis-Pasteur, 92100 Boulogne. Tél. : 605.12.02.



MOTOROLA

- **Armor Electronic Equipement** : 22, bd Franchet-d'Esperey, BP 351, 56107 Lorient. Tél. : (97) 21.04.89.
- **Sté Commerciale Toutelectric** : 17, bd Bonrepos, 31008 Toulouse. Tél. : (61) 62.47.84.
- **O.R.T.A.M.** : 11, rue Crouy, 59100 Roubaix. Tél. : 70.24.16.
- **S.C.A.I.B.** : 15/17, av. de Ségur, 75326 Paris Cedex 07. Tél. : 555.17.20. - Agence : 31, quai Rambaud, 69002 Lyon. Tél. : 42.40.92. - 14, rue de Brest, 35000 Rennes. Tél. : 59.40.91.
- **Ets F. Feutrier** : rue des Trois-Glorieuses, 42270 St-Pirest-en-Jarez. Tél. : (77) 33.33.89.
- **Gros S.A.** : 13, rue Victor-Hugo, 59350 St-André-Lez-Lille. Tél. : (20) 55.64.70.



PLESSEY

- **Dixel** : 52, rue Henri-Barbusse, 92000 Nanterre. Tél. : 204.42.73.
- **Cabus & Raulot** : 49, rue du Village, 13006 Marseille Cedex 2. Tél. : (91) 47.50.50.
- **Nauder** : 23, rue Boissière, 75016 Paris. Tél. : 704.94.80 et 727.77.25.



RADIOTECHNIQUE COMPELEC (R.T.C.)

- **Hohl & Danner** : Z.I., BP 11, 67450 Mundolsheim. Tél. : (88) 20.90.11. - Succursale : 59, rue de Belfort, 68200 Mulhouse. Tél. : (89) 42.11.86.
- **Cedso** : 31, avenue du 18^e R.I., 64000 Pau. Tél. : (59) 27.03.56. - 14, avenue Tolosane, 31520 Ramonville-St-Agne. Tél. : 81.34.55.
- **Sté Electronique du Centre** : Z.I., 63008 Courmon et BP 262, 63007 Clermont-Ferrand. Tél. : 84.60.08.
- **Sodime** : 192, rue Gustave-Flaubert, 63007 Clermont-Ferrand Cedex. Tél. : (73) 93.06.21.
- **Radio Comptoir de Bourgogne** : rue Ferrée, ZI de Crissey, 71107 Chalon-sur-Saône. Tél. : (85) 48.30.13.
- **Morin Industrie** : 15, place de la Grange, 37300 Tours. Tél. : (47) 55.13.46. - 52, av. Jean-Jaurès, 10600 La Chapelle-St-Luc. Tél. : (25) 43.15.48.
- **Fachot Electronique** : 5, bd Robert-Sérot, BP 321, 57007 Metz Cedex. Tél. : 30.28.63/33.67.
- **O.R.T.A.M.** : 11, rue de Crouy, 59100 Roubaix. Tél. : 70.24.16.
- **Sanelec** : 236, rue du Fg-d'Arras, 59000 Lille. Tél. : (20) 52.11.21.
- **Sertronique (C.E.I.M.)** : 2 bis, rue de la Paix, 76300 Sotteville-les-Rouen. Tél. : (35) 72.78.86. - 60, rue Sagebien, 72040 Le Mans. Tél. : (43) 84.24.60. - ZUP 22300 Lannion. Tél. : (96) 38.40.67. - 42, quai Magellan, 44016 Nantes. Tél. : (40) 73.41.65. - 59, rue Alexandre-Duval, 35000 Rennes. Tél. : (99) 30.78.78.
- **Omnitech** : 8, rue Jean-Varenne, 74018 Paris. Tél. : 076.50.09. - 15/21, rue Camille-Flammarion, 75018 Paris. Tél. : 255.97.05.
- **Radio Voltaire** : 150 et 155, av. Ledru-Rollin, 75011 Paris. Tél. : 357.50.11.

- **R.T.F. Diffusion** : 59/63, rue Desnouettes, 75015 Paris. Tél. : 533.69.43.
- **Sonel Rohé** : 6/8, rue Ambroise-Croizat, ZI Les Glaïses, 91121 Palaiseau. Tél. : 930.20.05.
- **Omnium Electrique du Sud-Ouest (O.E.S.O.)** : 24, rue Denis-Papin, BP 115, 16005 Angoulême. Tél. : (45) 92.27.77. - ZI de Périgny, BP 105, 17001 La Rochelle. Tél. : (46) 53.16.35. - 49, rue Emile-Zola, BP 353, 87009 Limoges. Tél. : (55) 77.18.71. - 6, rue de la Demi-Lune, BP 149, 86004 Poitiers. Tél. : (49) 41.40.94. - Petite Rue Pont-Amillon, BP 16, 17101 Saintes. Tél. : (46) 93.36.11.
- **S.M.D. Promo Electronique** : 36, rue Ville-neuve, 13001 Marseille. Tél. (91) 62.62.62 ou 50.01.72. - 5, rue Gutenberg, 06000 Nice. Tél. : (93) 84.53.71. - « Le Franklin », av. Franklin-Roosevelt, 83000 Toulon. Tél. : (94) 41.01.36.
- **Disserel** : 32 à 36, rue de Torcy, 75018 Paris. Tél. : 203.60.02.
- **Rhonalco/ Isolants du Rhône** : 19, rue Genton, 69008 Lyon. Tél. : (78) 69.15.95. - 45, rue des Eaux-Claïres, 38000 Grenoble. Tél. : (76) 96.08.12.

RCA R.C.A.

- **Radio Equipements Antares** : 9, rue Ernest-Cognacq, 92301 Levallois-Perret. Tél. : 758.11.11.
- **Caron Frères** : 19, rue de Tournai, 59230 St-Amand-les-Eaux. Tél. : (20) 48.53.39.
- **Radio-Voltaire** : 150 et 155, av Ledru-Rollin, 75011 Paris. Tél. : 357.50.11.
- **Comptoir Radio-Technique** : 14/18, rue Jean-Bernardy, 13001 Marseille. Tél. : (91) 62.16.02.
- **Alpelec** : 16, rue Claude-Kogan, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 09.69.81.

S.G.S. ATES

- **Auverlec** : 2, rue de l'Industrie, BP 2, Z.I., 63800 Cournon-d'Auvergne. Tél. : (73) 92.14.77.
- **Ouest Composants** : 5, rue Lesage, 35000 Rennes. Tél. : (99) 36.00.58.
- **Sodirel** : 24, rue du Vignoble, 57000 Metz-Borny. Tél. : 74.01.38.



SESCOSEM

- **Aquitaine Composants** : 30, rue Denfert-Rochereau, 33400 Talence. Tél. : (56) 91.13.92. - « Le Moulin Apparent », route de Paris, 86000 Poitiers. Tél. : (49) 88.60.50.
- **Radio Comptoir de Bourgogne** : rue Ferrée, ZI de Crissey, 71107 Chalon-sur-Saône. Tél. : (85) 48.30.13.
- **Sté Bellion** : 40, quai de l'Ouest, BP 212, 29271 Brest Cedex. Tél. : (98) 80.38.00. - 3, rue Malakoff, 35100 Rennes. Tél. : (99) 79.26.33.
- **Inter Electronic** : 8, rue Einstein, ZI Planoise, 25000 Besançon. Tél. : (81) 83.66.79.
- **Sodimep** : 8, rue Jean-Suau, 31000 Toulouse. Tél. : (61) 21.94.42/ 41.88.
- **V.P. Electronique** : 10, rue Pierre-Picard, 91300 Massy. Tél. : 920.08.69.
- **Aufrey & Cie** : 45, rue Gustave-Nicole,

- 76057 Le Havre Cedex. Tél. (35) 21.34.00.
- **Radio-Voltaire** : 150 et 155, av. Ledru-Rollin, 75011 Paris. Tél. : 357.50.11.
- **Cabus et Raulot** : 49, rue du Village, 13006 Marseille Cedex 2. Tél. : (91) 47.50.50.
- **Dimel** : Le Marino, av. Claude-Farrère, 83100 Toulon. Tél. : (94) 41.49.63.
- **Sèdre** : 8, place Paul-Mistral, 38000 Grenoble. Tél. : (76) 87.68.74. Points de vente : 5, bd des Diables-Bleus, 38000 Grenoble. Tél. : (76) 87.90.12. - 27, rue Voltaire, 42000 St-Etienne. Tél. : (77) 62.84.75. - 10/12, rue Jean-Bourgey, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 68.30.96.
- **Facen** : 1/3, rue Sans-Pavé, 59022 Lille Cedex, BP 3659. Tél. : 55.20.11 et 55.67.60.
- **Omnium Electrique du Sud-Ouest (O.E.S.O.)** : 24, rue Denis-Papin, BP 115, 16005 Angoulême. Tél. : (45) 95.43.77.
- **Codirel** : 105, rue Sadi-Carnot, 93170 Bagnolet. Tél. : 287.49.99. - Rue du Grand-Véon, 10000 Troyes. Tél. : (25) 72.24.12.
- **D.I.E.L.** : 73, avenue Pierre-Larousse, 92240 Malakoff. Tél. : 656.70.44.
- **G.E.D.I.S.** : 165/167, rue J.-P.-Timbaud, 92400 Courbevoie. Tél. : 788.50.13. - 53, rue de Paris, 92100 Boulogne. Tél. : 604.81.70. - 2, place Gustave-Eiffel, Silic 204, 94528 Run-gis Cedex.
- **S.I.D.E.** : avenue Robert-Schuman, C2 Rési-dence de l'Europe, 59370 Mons-en-Barœul. Tél. : (20) 51.32.42.
- **Selfco** : 31, rue du Fossé-des-Treize, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 32.59.33.
- **Centre Electronique Diffusion** : 48, rue de la Parlette, 63000 Clermont-Ferrand. Tél. : (73) 91.12.84.

SEMIKRON

- **Direlec** : 19, bd Lafayette, 63000 Clermont-Ferrand. Tél. : (73) 91.69.80.
- **Serreau Electronique** : BP 29, 35510 Ces-son-Sévigné. Tél. : 00.12.51.
- **Fachot Electronique** : 5, bd Robert-Sérot, BP 321, 57007 Metz Cedex. Tél. : 30.28.63/ 33.67.
- **Sodimep** : 8, rue Jean-Suau, 31000 Tou-louse. Tél. : (61) 21.94.42/ 41.88.
- **Banelec** : 12, rue Louis-Rolland, 92120 Montrouge. Tél. : 655.43.43.
- **Dixel** : 52, rue Henri-Barbusse, 92000 Nan-terre. Tél. : 204.42.73.
- **Radio-Voltaire** : 150 et 155, av. Ledru-Rol-lin, 75011 Paris. Tél. : 357.50.11.
- **Goirand** : 4, rue des Résistants, 38400 St-Martin-d'Heres. Tél. : (76) 25.50.90.
- **Caron Frères** : rue de Tournai, BP 93, 59230 St-Amand-les-Eaux. Tél. : (20) 48.53.39.
- **Facen S.A.** : 110, av de Flandres, 59290 Wasquehal. Tél. : (20) 72.06.80.
- **O.E.S.O.** : 24, rue Denis-Papin, 16005 Angoulême. Tél. : (45) 92.27.77.
- **Sanelec** : 236/240, rue du Fg-d'Arras, 59000 Lille. Tél. : (20) 52.11.21.
- **Sté Commerciale Toutelectric** : 15/17, bd Bonrepos, BP 406, 31008 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 62.47.84.
- **Spelec Composants** : 89, rue Riquet, 31071 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 62.34.72/

93.56. - 226/228, cours de la Somme, 33000 Bordeaux. Tél.: (15.56) 91.16.96.

● **O.R.T.A.M.**: 11, rue de Crouy, 59100 Roubaix. Tél.: 70.24.16.

● **Direct**: 151/153, rue de Constantine, 76000 Rouen. Tél.: (35) 70.24.23.

● **Radio Voltaire**: 150/155, av Ledru-Rollin, 75011 Paris. Tél.: 357.50.11.

● **Telabo**: 30 à 40, rue Antoine-Ré, 13010 Marseille. Tél.: (91) 47.73.01.

● **Elic 38**: 8, rue du Grand-Sablon, 38700 La Tronche. Tél.: (76) 42.17.47. - Agence: 156, avenue Gabriel-Péri, 69120 Vaulx-en-Velin. Tél.: (78) 68.31.14.

● **Aquitaine Composants**: 226/228, cours de la Somme, 33000 Bordeaux. Tél.: (56) 91.13.92.

● **Auritrone**: 150, bd Alsace-Lorraine, 94170 Le Perreux. Tél.: 871.04.53.

● **Euromail**: 8, rue du Port, 92000 Boulogne. Tél.: 603.12.72. - Z.I., rue Frédéric-Joliot, 13290 Aix-les-Milles. Tél.: (15.91) 26.58.11.

● **Gallec**: Centre des Fontenelles, 40, rue des Fontenelles, 92000 Nanterre. Tél.: 774.76.86.

● **Nadis**: 91, rue de la Jonquière, 75017 Paris. Tél.: 229.55.82/48.

● **D.E.L.**: 8, rue des Frères-Bertrand, 69632 Venissieux. Tél.: (15.78) 69.36.29.

● **Delta Electronique**: Z.I. rue Louis-Armand, 13290 Aix-les-Milles. Tél.: (15.91) 27.31.54.

● **Irsutti**: 25/27, rue du Mont-d'Arène, 51100 Reims. Tél.: (16.26) 88.31.29.

● **Malbec**: 17, rue du Luxembourg, Z.I., 37100 Tours 02. Tél.: (15.47) 54.43.96.

● **Remi**: 18, rue Simon, 51100 Reims. Tél.: (16.26) 40.06.61.

● **Serime**: B.P. 501, Z.I., 59113 Seclin. Tél.: (16.20) 96.93.30.

● **Flagelectric**: 47-49, rue Jules-Verne, Z.I. du Brézet, 63014 Clermont-Ferrand Cedex. Tél.: (73) 92.13.46.

SIEMENS

● **Asterlec**: 5 bis, rue S.-Gryphe, 69007 Lyon. Tél.: 72.88.65.

● **Baltzinger**: 18/26, route du Général-de-Gaulle, 67300 Strasbourg/ Schiltigheim. Tél.: 33.18.52.

● **Cibot Radio**: 1 et 3, rue de Reuilly, 75580 Paris Cedex 12. Tél.: 307.23.07.

● **Del**: 45, rue Gabriel-Péri, 78210 St-Cyr-l'Ecole. Tél.: 460.65.70.

● **Erel**: 6, rue Crozatier, 75012 Paris. Tél.: 345.80.80.

● **Euromail**: Z.I., rue Frédéric-Joliot, 13290 Aix-les-Milles. Tél.: 26.58.11.

● **Flagelectric**: 47, rue Jules-Verne, Z.I. du Brézet, 63100 Clermont-Ferrand. Tél.: 92.13.46.

● **Toute la Radio**: 25, rue Gabriel-Péri, 31000 Toulouse. Tél.: 62.31.68.

SILEC

● **Sodirel**: 24, rue du Vignoble, 57000 Metz-Borny. Tél.: 74.01.38.

● **Direct**: 151/153, rue de Constantine, 76000 Rouen. Tél.: (35) 70.24.23.

● **Comerel**: 15, rue du Colonel-Delorme, 93100 Montreuil. Tél.: 374.50.98.



SILICONIX

● **Aquitaine Composants**: 30, rue Denfert-Rochereau, 33400 Talence. Tél.: (56) 91.13.92. - 226/228, cours de la Somme, 33000 Bordeaux. Tél.: (56) 91.13.92.

● **Ouest Composants**: 5, rue Lesage, 35000 Rennes. Tél.: (99) 36.00.58.

● **Almex**: 110, rue Pierre-Brossolette, 92320 Châtillon. Tél.: 645.02.40.

● **S.C.A.I.B.**: 15/17, av de Ségur, 75326 Paris Cedex 07. Tél.: 555.17.20. - 31, quai Rambaud, 69002 Lyon. Tél.: 42.40.92. - 14, rue de Brest, 35000 Rennes. Tél.: 59.40.91.

● **Elic 38**: 8, rue du Grand-Sablon, 38700 La Tronche. Tél.: (76) 42.17.47. - 156, av Gabriel-Péri, 69120 Vaulx-en-Velin. Tél.: (78) 68.31.14.

● **Sodime**: 192, rue Gustave-Flaubert, 63007 Clermont-Ferrand. Tél.: (73) 93.06.21.



TELEDYNE PHILBRICK

● **Sodirel**: 24, rue du Vignoble, 57000 Metz-Borny. Tél.: 74.01.38.

● **Sterc Maissiat**: 2, rue Sévigné, 44010 Nantes Cedex. Tél.: (40) 71.45.75.

● **Alpelec**: 16, rue Claude Kogan, 38100 Grenoble. Tél.: (76) 09.69.81.

● **Ets F. Feutrier**: rue des Trois-Glorieuses, 42270 St-Priest-en-Jarez. Tél.: (77) 33.33.89.

TEXAS INSTRUMENT

● **Radio Comptoir de Bourgogne**: rue Ferrée, Z.I. de Crissey, 71107 Chalon-sur-Saône. Tél.: (85) 48.30.13.

● **Fachot Electronique**: 5, bd Robert-Sérot, BP 321, 57007 Metz Cedex. Tél.: 30.28.63/33.67.

● **O.R.T.A.M.**: 11, rue de Crouy, 59100 Roubaix. Tél.: 70.24.16.

● **Castor**: 45/47, rue de Cronstadt, 75015 Paris. Tél.: 828.74.84/ 532.51.80.

● **P.E.P.**: 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél.: 735.33.20.

● **Radio-Voltaire**: 150 et 155, av Ledru-Rollin, 75011 Paris. Tél.: 357.50.11.

● **Radialex**: 74, rue Vendôme, 69457 Lyon Cedex 3. Tél.: 89.45.45.

● **Flagelectric S.A.**: 47/49, rue Jules-Verne, Z.I. du Brézet, 63014 Clermont-Ferrand. Tél.: (73) 92.13.46.



NOUVEAUTÉS

Instruments de mesure quadratiques pour montage encastré

Une variété d'instruments de mesure quadratiques a récemment fait son apparition sur le marché. Leurs principaux avantages sont :

- dimensions et échelles selon la norme DIN, conformité aux normes CEI.
- galvanomètres à cadre mobile ou magnétoélectrique, classe de précision 1,5.
- calibres standards livrables sur stock.
- fréquencemètres à lames vibrantes et tachymètres à cadre mobile sont livrables dans le même format.

Les ampèremètres supportent une surcharge de 10 fois l'intensité nominale pendant 25 secondes, et 2 In en permanence. Les voltmètres supportent une surcharge de 2 Un (Tension nominale) pendant 5 secondes, et 1,2 Un en permanence.



La calotte frontale de protection de tous les instruments est soumise à un traitement anti-statique. Les appareils ferromagnétiques sont livrables avec calibres de 1 A jusqu'à 1 000 A (au-delà de 80 A avec un transformateur d'intensité avec enroulement secondaire de 5 A) et de 50 à 500 V (pour des tensions plus élevées, on utilisera un transformateur de tension avec enroulement secondaire de 100 V).

En plus des appareils à calibres standards, des ampèremètres à double calibre avec échelle serrée à l'extrémité sont également fabriqués.

Les instruments de mesure à cadre mobile sont livrables de 15 μ A à



50 A pour branchement direct et jusqu'à 2 500 A avec un shunt externe et en tension de 1 à 500 V (résistance interne 1 000 ohm/V).

La gamme de production comprend, à part les instruments spéciaux déjà mentionnés (fréquencemètres, tachymètres), tous les transformateurs d'intensité et shunts nécessaires, ainsi que les instruments de mesure rectangulaires pour montage encastré ou autres.

Fabricant : PANTEC (Carlo Gavazzi)

Nouveaux fers à souder

JBC, une nouvelle marque de fers à souder sur le marché français, propose des nouveautés intéressantes dans le domaine du fer à souder professionnel.

SÉRIE SENIOR : cette série comprend une large gamme de fers classiques de 50 à 350 W, permettant un travail soigné et rapide dans tous les domaines d'applications radio, TV, électronique, électricité automobile, etc.

Tous ces fers peuvent être livrés équipés d'une panne longue durée JBC. Ces pannes, traitées contre l'oxydation et la détérioration, conservent indéfiniment leur forme initiale sans qu'il soit nécessaire de les retoucher, leur durée de vie est égale à celle de 20 pannes en cuivre.

Ainsi équipés, les fers SENIOR sont très économiques, de multiples changements de panne sont évités, et garantissent en permanence un travail de qualité.

Distribué par MOESA.

Milliohmètre digital

Afin que la résistance propre du câble de mesure n'altère pas le résultat pour de très petites résistances, l'appareil fonctionne à quatre conducteurs, selon le principe de Thomson (Kelvin). La précision du milliohmètre est de 0,5 % de la valeur mesurée et de 100 ppm de la valeur affichée/°C pour le domaine de la température d'emploi de 23°C $\pm$ 5°C.

Un commutateur à poussoirs permet de sélectionner l'une des 6 gammes échelonnées de 10 m Ω à 1 K Ω . La mesure maximale pouvant être obtenue est de 1,999 K Ω (3 1/2 digits).

Fabricant : Tettex (Zurich).

Voltmètre digital Etalon de transfert

La société SE labs, représentée par EMITRONICS, propose son voltmètre digital étalon de transfert SM 215 MK II. Ses spécifications sont identiques au modèle SM 215 mais avec toutes les possibilités de programmation en plus.

Le SM 215 MK II possède un affichage à 7 segments et les contacteurs rotatifs sont remplacés par des commutateurs à bouton-poussoir.

Les techniques combinées de l'approximation successive inductive et de la double rampe permettent le cumul des avantages des deux systèmes, à savoir une bonne rejection, une haute précision et une linéarité excellente.

Les qualités de cet appareil portent principalement sur :



- sa stabilité,
- sa résolution,
- son impédance d'entrée,
- sa linéarité,
- son faible courant d'entrée,
- sa stabilité de mesure en fonction des variations secteur.

Le voltmètre SM 215 MK II est un instrument compact utilisant des circuits étudiés spécifiquement pour donner la précision de systèmes de laboratoire dans une forme portable, son poids étant environ de 18,2 kg.

Commande de triacs pour régulation de température à bande proportionnelle

Le nouveau circuit intégré linéaire TDA 1023 de R.T.C. présenté en boîtier 16 broches est destiné à la commande de triacs proportionnelle au temps : cette technique permet une régulation très précise des appareils de chauffage électrique au moyen d'une résistance C.T.N.

De même que le TDA 1024 destiné à la commande de triacs en tout ou rien, ce circuit provoque le déclenchement du triac aux passages à zéro du secteur, ce qui évite les parasites radio et les distorsions du secteur.

Son hystérésis est ajustable et il possède une sécurité « fail safe » évitant le déclenchement lors d'anomalies sur le circuit de mesure (court-circuit ou circuit ouvert).

Le TDA 1023 se compose des éléments suivants :

- une alimentation stabilisée assurant l'alimentation directe du circuit par le secteur au moyen d'une résistance ou d'une capacité chute ;
- un détecteur de passage à zéro synchronisant l'impulsion de

sortie au passage à zéro du secteur ;

- deux étages adaptateurs d'entrée (référence et mesure) ;

— un circuit de translation déconnectable permettant d'étaler le réglage de température sur toute la plage du potentiomètre de consigne ;

- un comparateur à hystérésis ajustable extérieurement ;

— un générateur de rampe produisant une tension triangulaire dont la période est fixée par une capacité extérieure : une variation de 80 mV à l'entrée « mesure » fait varier le rapport cyclique de 0 à 100 % (bande proportionnelle pouvant être augmentée au moyen d'une résistance extérieure) ;

— un comparateur de détection d'anomalies sur le circuit de mesure interdisant toute impulsion en sortie si celui-ci est en court-circuit ou circuit ouvert ;

— une porte de commande ne laissant passer l'impulsion de sortie que si le détecteur de passage à zéro est actif et le détecteur d'anomalies inactif ;

— un circuit de sortie permettant l'attaque directe d'un triac par des impulsions positives avec limitation interne à 200 mA.

La sortie est protégée contre les courts-circuits et une résistance de charge de gachette du triac est également incorporée.

Supports pour L.E.D. et pour boîtier TO5

A l'occasion de l'Exposition « Electronica » à Munich, la Société FISCHER a élargi son programme avec une série de nouveaux supports pour transistors et circuits intégrés.

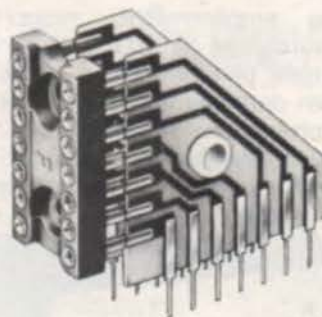
Les supports pour afficheurs numériques à diodes électroluminescentes sont disponibles en version 14 et 16 broches. Ces supports destinés à être montés à la verticale existent avec trois possibilités d'angles, 45°, 60° et 90° entre l'afficheur et le circuit imprimé.

Une parfaite connexion est garantie grâce à des contacts de précision du support qui sont en cuivre au béryllium doré ou nickelé.

Une autre nouveauté du programme FISCHER est le support bas profil pour transistor et circuits intégrés à boîtier TO 5 à 3, 4, 8 et 10 broches.

Les broches du support sont parfaitement alignées avec les broches des composants. Ceci permet de monter aisément les composants sur ces supports. Les extrémités sont dorées ou étamées sur demande. Les broches sont en cuivre au béryllium, dorées ou étamées.

Distribués par Diode France.



Station météorologique automatique

Conçue par la firme anglaise Micro Data et distribuée en France par EMITRONICS, cette station météorologique automatique marche sans interruption pendant des périodes pouvant atteindre 4 semaines. Elle est destinée aux régions écartées et difficiles d'accès où règnent des conditions atmosphériques défavorables (vents violents, forte humi-

dité, basse température), aux terrains inondés ou aux régions dépourvues d'électricité. Cette station possède 7 capteurs montés sur un mat d'aluminium mesurant la vitesse et la direction du vent, le rayonnement solaire, le rayonnement général, la température atmosphérique, la dépression et les précipitations, le pluviomètre étant situé au niveau du sol.

La station possède toutefois une capacité de 12 voies et peut servir entre autres utilisations au rassemblement de données pour études d'hydrologie, de météorologie, de captage, de pollution, etc. Ainsi qu'au contrôle de bruits et notamment de bruits d'avions. Les signaux provenant des capteurs sont envoyés à l'enregistreur 12 voies à cassette qui s'installe dans un coffre de protection partielle au pied du mat. La station toute entière marche sur l'accu de l'enregistreur qui alimente aussi par les prises intermé-



diaires les cartes enfichables de traitement de signaux des capteurs, l'affichage par L.E.D. et tous les capteurs. L'enregistreur convertit en numérique les signaux d'entrée et les enregistre sous forme de mots de 8 bits en mode différentiel à intervalle réglable de 2 s. à 1 h.

Les cassettes sont ensuite utilisées par l'intermédiaire d'un relec-

teur pour traitement par ordinateur ou calculateur aux fins d'études diverses.

Régulateurs de vitesse pour moteurs à courant continu

R.T.C. présente deux nouvelles versions du circuit intégré linéaire TDA 1059 destiné à la régulation de vitesse pour moteurs à courant continu.

Ces deux nouvelles versions TDA 1059 B et TDA 1059 C sont présentées en boîtier plastique TO 126 (SOT 32) dont les caractéristiques thermiques :

$$R_{\theta JA} \leq 10^{\circ}\text{C/W}$$

et la facilité de montage (semelle métallique à la masse) permettent l'extension de la gamme d'utilisation (courant moteur jusqu'à 150 mA).

TDA 1059 B

Électriquement conforme au TDA 1059, ce circuit est plus particulièrement destiné aux électrophones et lecteurs de cassettes pour auto-radios ($V_s \leq 9\text{ V}$). Il est protégé contre les courts-circuits au moyen d'une limitation de courant et d'une limitation de température du cristal.

TDA 1059 C

Version « basse tension » du circuit précédent, le TDA 1059 C est plus spécialement destiné aux électrophones et magnétophones à cassettes fonctionnant sur piles ($V_s \leq 6\text{ V}$). Il ne possède pas de limitation de température de jonction.

Transformateurs de raccordement de réseaux téléphoniques

Ces transformateurs permettent l'utilisation optimale des lignes téléphoniques pour la transmission de voix et de données numériques. Ils

sont conçus pour un branchement direct aux équipements terminaux des usagers sans avoir besoin de dispositif de protection.

Leur réponse de fréquence est de 300 à 3 500 Hz $\pm 0,5\text{ dB}$ avec une distorsion maximale de 0,5 % à un niveau de signal allant de -45 dBm à $+7\text{ dBm}$. L'équilibre longitudinal de 45 à 60 dB min. réduit au minimum le déséquilibre de ligne. L'accord d'impédance est excellent grâce à une perte de retour de 26 dB min. sur la totalité de la gamme de fréquences.

Les 15 transformateurs de cette série pèsent de 15 à 250 grammes, le volume variant de 10 à 25 cm³.

Fabricant : Microtran (New York).

QUADRUPLE COMPAREUR MICROPUISANCE

SILICONIX étend sa gamme de produits linéaires micropuissance avec le L 161. C'est un quadruple comparateur programmable, c'est-à-dire que la consommation est déterminée avec une résistance de polarisation extérieure que l'on connecte au plus de l'alimentation.

La puissance dissipée est de 10 μW avec une résistance de polarisation de 10 MOhm lorsque le circuit est alimenté en $\pm 1,5\text{ V}$.

Le L 161 se présente en boîtier dual in line 16 broches, et existe en 3 gammes de température :

- le L 161 A version militaire -55 à $+125^{\circ}\text{C}$,
- le L 161 B version professionnelle -20 à $+85^{\circ}\text{C}$,
- le L 161 C version industrielle 0 à $+70^{\circ}\text{C}$.

Le circuit peut fonctionner soit avec des alimentations symétriques (jusqu'à $\pm 18\text{ V}$), soit avec une alimentation unique (jusqu'à 36 V).



Caractéristiques électriques

- en micropuissance : ± 3 V et 10 μ A de courant de polarisation
gain en tension typique : 35.000,
temps de réponse 5 μ s pour 100 mV de dépassement ;
- en millipuissance : ± 15 V, 0,1 mA de courant de polarisation
gain en tension typique : 100.000
temps de réponse 1 μ s pour 100 mV de dépassement.

Ce circuit doit trouver de larges applications couvrant les domaines militaire, aérospatial, industriel et en instrumentation. On peut citer quelques circuits d'utilisation :

- détecteur de zéro : le L 161 réagit au voisinage du 0 pour des dépassements de 5 mV,
- oscillateurs : RC, multivibrateurs,
- générateurs de signaux,
- interface avec la logique C.-MOS.

Nouveau photocoupleur à écran de protection ionique

La réunion dans un même boîtier d'un phototransistor et d'une diode électroluminescente, constitue un photocoupleur à l'aide duquel on peut transmettre des signaux entre deux circuits, en évitant toute liaison galvanique. Ces photocoupleurs qui servent, par exemple, à relier les thyristors H.T. à leurs unités de commande, risquent cependant de subir des détériorations irréparables lorsqu'ils sont exposés à des différences de potentiel et à des charges thermiques trop élevées. Ainsi une tension continue de 220 V et une température de 80°C arrivent-elles parfois à paralyser le transistor au bout de quelques jours de fonctionnement. En appliquant un écran transparent de protection ionique, le TRIOS, sur les électrodes du transistor, Siemens a réussi à éliminer dans une large mesure l'influence nocive de la température et de la tension. Le photocoupleur CNY 17 est maintenant en mesure de supporter sans dommage une température de 100°C et une tension continue de 1 000 V, puisque l'écran TRIOS le protège aussi bien des effets de charge ionique que de la pénétration des champs électriques dans le cristal semi-conducteur.

En règle générale, on constitue des photocoupleurs en montant une diode électroluminescente et un photocoupleur dans un même boîtier et ce, à une distance de 0,5 à

1 mm l'un de l'autre. Les deux éléments sont couplés par une goutte de plastique qui assure la conduction du rayonnement. Les intensités de champ régnant à l'intérieur du coupleur sont parfois très élevées ; une tension de 1 000 V entre diode et transistor donne un champ de 10⁴ V/cm environ. Il s'y ajoute que certaines températures provoquent une augmentation de la mobilité des ions et leur migration dans la matière plastique. Alors que la surface de la diode est conductrice, celle du



transistor est protégée par une couche de Si N ou de SiO₂, à l'exception, bien entendu, des surfaces de contact. Les couches non conductrices se chargent positivement ou négativement selon le sens du champ ionique. Suivant le signe de la charge et la nature du dopage, on obtient alors dans le cristal semi-conducteur, une couche d'enrichissement ou d'appauvrissement ou bien une couche d'inversion, ce qui entraîne une modification considérable des caractéristiques du photocoupleur à l'état bloqué et à l'état passant.

Ces phénomènes qui se produisent dans le cristal risquent de mettre en cause le bon fonctionnement des photocoupleurs aux températures et tensions élevées. On les élimine en appliquant l'écran TRIOS

à faible conductivité sur les électrodes du transistor. La transparence de ces électrodes à écran dont l'épaisseur est adaptée à la longueur d'onde du rayonnement de la diode, est telle que les qualités de couplage du CNY 17 et du CNY 18 ne se trouvent guère diminuées par la présence du TRIOS. Grâce à la faible conductivité de l'écran, les capacités parasites des nouvelles électrodes ne peuvent pas modifier le comportement dynamique du transistor.

Les nouveaux photocoupleurs pourraient être appelés à jeter des ponts entre les circuits à courants forts et les boucles d'asservissement, notamment dans le domaine de l'électronique de puissance. Les progrès ainsi obtenus profiteraient, entre autres, aux commandes industrielles, aux laminoirs et aux grues ainsi qu'aux centrales électriques.

Varistances à l'oxyde de zinc

L'utilisation des écrêteurs de surtensions à l'oxyde de zinc a connu en trois ans un développement spectaculaire. Ils sont maintenant utilisés de façon extensive pour la protection des équipements en téléphonie, électronique de signal et de puissance, électromécanique, etc.

Les composants disponibles sur le marché sont toutefois limités en énergie et en tension. Les gammes courantes vont d'une fonction de Joule à 150-200 Joules, et de 15 à 1 500 V.

MATSUSHITA propose maintenant des varistances ZNR de forte puissance, sous la référence générale G.

Ces écrêteurs qui peuvent être utilisés en extérieur, et qui comportent un témoin de bon fonctionnement visuel incorporé, couvrent la gamme 5,5 - 7 - 11 KV et 1300 - 1600 - 2600 J.



Ils présentent ainsi l'avantage de pouvoir être mis en protection directe des appareillages de puissance alimentés sous tension élevée.

Distribué par CCI.

Commutateurs analogiques C.MOS

Deux nouvelles séries sont proposées par Siliconix.

La première famille groupe les produits DG 300 à DG 307. Elle comprend deux types :

- les DG 300 à 303 dont le circuit de commande est compatible C.MOS, TTL, DTL.

- les DG 304 à 307 dont le circuit de commande est compatible C.MOS. Ce sont donc des produits entièrement en C.MOS dont la puissance totale dissipée est de $35 \mu W$.

Ils réalisent les mêmes fonctions que la série DG 180 à 191 et présentent des caractéristiques similaires :

- les DG 300 et 304 sont des doubles SPST,

- les DG 301 et 305 sont des simples SPDT,

- les DG 302 et 306 sont des doubles DPST,

- les DG 303 et 307 sont des doubles SPDT.

La deuxième famille comprend les DG 381, 384, 387 et 390. Ces 4 circuits sont identiques électriquement, respectivement avec le DG 300, le DG 302, le DG 301 et le DG 303. En outre, ils sont identiques en bornage respectivement avec le DG 180, le DG 183, le DG 186 et le DG 189.

L'intérêt de ces 2 nouvelles familles est double.

- Les prix sont plus compétitifs que la série de base DG 180 à DG 191, en particulier en version commerciale 0 + 70°C.

- Les interchangeabilités des produits sont assurées soit électriquement, soit en bornage.

Nouvelle mire de convergence

ITT-METRIX présente le générateur de mire GX 964 A destiné au service télévision à domicile.

Compact, simple d'emploi et alimentable sans commutation entre 110 et 240 V, il délivre les principaux signaux permettant le contrôle et le réglage d'un téléviseur noir et blanc ou couleur.



L'image de quadrillage présente une grande finesse tant horizontale que verticale autorisant des réglages précis de convergence statique et dynamique.

Le quadrillage est parfaitement centré par rapport aux bords de l'image, et le centre repéré électriquement permet une vérification précise de la géométrie du téléviseur.

Cet appareil fait appel à une technologie avancée par l'emploi d'un LSI intégrant toute la fonction vidéo sous un seul capot d'une grande fiabilité et stabilité dans le temps.

L'appareil est prévu pour les standards E et L 891/625 français, avec le son modulé à 6,5 MHz.

Mâts télescopiques

La mise en place d'antennes, de sondes, ou autres objets à des hauteurs situées aux environs des douze mètres a toujours posé des problèmes.

La CEM présente dans son programme de fabrication un mât télescopique manuel, facile d'emploi, pour des hauteurs de 8, 10 et 12 mètres.

L'utilisation de ce matériel est d'une très grande facilité ; en effet, il suffit de tirer les éléments à la main et de les verrouiller avec une clavette à dispositif excentrique. Cette opération réalisée à chaque élément permet d'obtenir les hauteurs mentionnées ci-dessus ou intermédiaires.

La rétractation a été étudiée de façon à garantir le maximum de sécurité ; en effet, il suffit d'enlever la clavette verrouillant deux éléments, de laisser retomber le tube devenu libre, celui-ci compresse un coussin d'air qui amortit la descente finale. Cette opération se répète autant de fois qu'il y a de tubes.

Notons qu'un niveau à bulle est fixé à demeure sur le fût principal ce qui permet une mise en place correcte.

Un lot d'accessoires d'installation est fourni avec chaque mât.

Indicateur Numérique miniaturisé encastrable

L'indicateur numérique VN 2 K est un appareil miniaturisé : façade 75 mm x 25 mm, profondeur : 117 mm ; il est encastrable et à polarité automatique.

Il permet la mesure de tensions continues et alternatives : 200 - 2 000 mV ; 20 - 200 V en courant continu ; 200 V et 750 V en courant alternatif.

Son faible prix et ses 2 000 points de mesure en font un appareil de grande diffusion.

Caractéristiques

Fonction « Volt continu » : 4 calibres au choix : 200 mV - 2 000 mV - 20 V - 200 V.

Résolution 100 μV sur le calibre 200 mV. Impédance d'entrée : 100 K Ω sur le calibre 200 mV ; 10 M Ω sur le calibre 200 V.

Fonction « Volt alternatif » : 2 calibres au choix : 200 V ~ ou 750 V ~ ; résolution : 100 mV et 1 V ; impédance d'entrée : > 2 M Ω .

Précision :

en courant continu : $\pm 0,1$ % de la lecture $\pm 0,05$ % de la pleine échelle,

en courant alternatif : $\pm 0,1$ % de la lecture $\pm 0,1$ % de la pleine échelle.

Bande passante à 0,1 % de 30 Hz à 3 KHz.

Taux de réjection de mode série des calibres « continu » : > 50 dB à 50 Hz.

Affichage : LED 7 segments hauteur 8 mm - diode de surcharge.

Alimentation : l'appareil peut être

alimenté par une source extérieure continue de 10 à 15 V— ou par une source extérieure alternative de 12 V~.

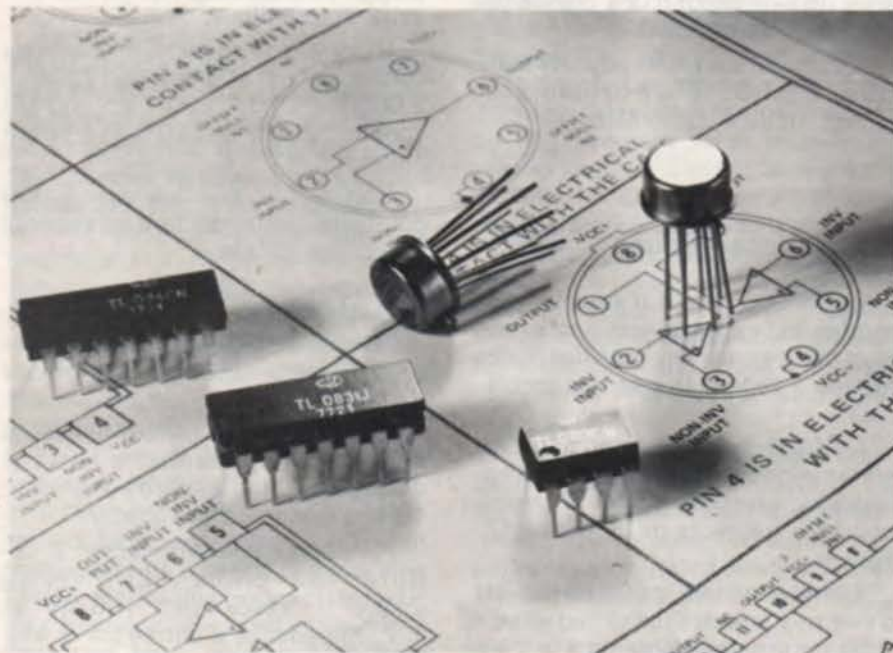
Masse : 100 g environ.

Fabricant : AOIP.

Amplificateurs opérationnels BI-FET

TEXAS INSTRUMENTS propose désormais en technologie BI-FET une gamme d'amplificateurs opérationnels qui comprend des éléments simples, des circuits doubles et des circuits quadruples. Tous ces produits sont disponibles à un prix très compétitif.

Ces amplificateurs comportent dans le même circuit intégré monolithique, des transistors bipolaires et des transistors à effet de champ (à jonctions). Ils ont pour caractéristiques, une vitesse de balayage élevée, des courants d'entrée et de décalage faibles, le choix de la tension de décalage à l'entrée et un faible coefficient de la température de la tension de décalage.



Les amplificateurs simples TL080 et TL081 disposent d'une sortie pour annulation extérieure de la tension de décalage ; le TL081 a une compensation interne de fréquence. Son emploi est recommandé en remplacement du $\mu A 741$ avec lequel il a le même brochage de sortie. De même le TL080 se substitue au LM 101A (même brochage, performances accrues).

Les amplificateurs doubles, TL082 et TL083 sont équipés d'un système interne de compensation de fréquence ; le TL083 dispose

également de la possibilité d'annuler la tension de décalage à l'entrée. Tous ces nouveaux amplificateurs complètent le TL084 amplificateur quadruple, qui a déjà été annoncé. Le TL082 remplace en l'améliorant le MC 1458, le TL083 a le même brochage que le $\mu A 747$. Le TL084 (même brochage que le LM 324) est le premier amplificateur quadruple à entrées J-FET de l'industrie.

Le TL080, le TL081 et le TL082 sont présentés en boîtier plastique à 8 broches enfichables ainsi qu'en boîtier métallique 1099. Le TL083 et le TL084 sont disponibles en boîtier plastique à 14 broches enfichables. Tous ces produits fonctionnent soit dans la gamme de températures $-55^{\circ}\text{C} + 125^{\circ}\text{C}$ (TL08-M) soit entre -25°C et 85°C (référence TL08-1) soit entre 0° et 70°C (TL08-C).

Moteurs d'asservissements

SOCITEC présente une nouvelle gamme de servomoteurs à courant continu, à aimants permanents de



Ces matériels sont robustes et parfaitement adaptés à toutes les utilisations d'asservissements industriels et professionnels, tels que : avance papier imprimante, moteur de bobine, machine à dessiner, robot industriel, machine à souder automatique, machine médicale, etc.

Circuit de restriction de numérotation téléphonique

Ce circuit placé sur un téléphone à cadran, et alimenté par la ligne téléphonique, permet d'interdire l'appel de certains numéros. Ces numéros sont discriminés par la valeur de leurs premiers chiffres et/ou par leur longueur.

La discrimination est très souplement programmable par une petite mémoire morte à diodes directement adressée par le circuit :

- boîtier plastique DIL 28 broches,
- technologie MOS Canal P Grille Aluminium,
- tension d'alimentation : 5 à 7 V,
- courant d'alimentation $< 1,5 \text{ mA}$.

Fabricant : EFCIS.

Diviseur de fréquence UHF

Le nouveau circuit intégré SAF 1034 E de R.T.C. remplit la fonction « diviseur par 4 » dans la gamme de fréquence de 50 MHz à 1 GHz.

Ce circuit est réalisé en technologie ECL SUBILO à isolement latéral par oxyde.

Il est particulièrement adapté aux applications des secteurs de l'instrumentation rapide (compteurs et fréquencesmètres, oscilloscopie, synthétiseurs de fréquence, instrumentation nucléaire) et des télécommunications.

Par rapport aux autres circuits similaires dont il conserve le brochage, il présente l'avantage de ne nécessiter qu'une alimentation standard compatible ECL ou TTL ; les ni-

35 à 250 watts, avec ou sans génératrice analogique tachymétrique. Certains modèles ont une alimentation de 24, 42 ou 75 volts et l'adaptation d'un réducteur est possible.

Caractéristiques de ces moteurs :

- constante de couple importante,

- couple impulsional élevé,
- constante de temps mécanique faible, de l'ordre de 15 000 secondes,

- constante de temps thermique de l'ordre de 20 minutes.

veaux logiques de sortie sont compatibles ECL 10 000.

Caractéristiques principales

- entrées différentielles,
- polarisation interne,
- gamme de fréquence : 50 à 1 000 MHz,
- gamme de température : -40°C à $+85^{\circ}\text{C}$,
- tension d'alimentation : $-5,2\text{ V}$ $\pm 5\%$,
- sorties complémentaires par émetteur-suiveur,
- niveaux logiques de sortie ECL 10 000,
- niveau du signal d'entrée : de 200 mV à 1 V,
- consommation : type = 250 mW,
- boîtier céramique DIL 14 broches.

Intégrateur logarithmique double rampe

Le convertisseur type AN 287 est un intégrateur de précision pour micro-courants, à fonction de transfert logarithmique— stabilisé et corrigé en température.

La sorte digitalisée de ce nouveau type de convertisseur représente le vrai logarithme du rapport entre le courant d'entrée et la source de référence. La dynamique d'entrée couvre 3 décades (10 nA à 10 μA) pour une résolution de 13 à 14 bits (ou 4 digits). La vitesse est de 500 conversions/sec. et la précision relative $\pm 0,01\%$ P.E.

Applications :

- applications vidéo,
- instrumentation médicale,
- mesures géophysiques,
- acquisition de données.

Fabricant : Analogic Corporation.

Pont de comparaison

Particulièrement destiné aux services contrôles, le nouveau pont de comparaison SEFELEC permet la comparaison rapide de résistances de 1Ω à 500 M Ω .

Présenté dans un coffret métallique équipé de pieds béquilles escamotables, cet appareil détermine avec précision l'écart de valeur relative (en %) d'une résistance (R_x) par rapport à une résistance de référence extérieure (R_e).

L'utilisation d'une boîte à décades étalons permet de mesurer par méthode de zéro ($\pm 0,02\%$ près) la valeur absolue d'une résistance inconnue.



Les différents calibres disponibles sont $\pm 1\%$ — $\pm 2\%$ — $\pm 5\%$ — $\pm 10\%$ — $\pm 20\%$. La lecture s'effectue sur galvanomètre à zéro central équipé d'un détecteur de limites. Celui-ci offre la possibilité d'un tri semi-automatique ou automatique, en supprimant les erreurs de lecture et en évitant une attention trop soutenue de la part de l'opérateur. La position précise des seuils est déterminée à l'aide de deux index situés dans le galvanomètre, réglables par deux boutons moletés. Trois voyants correspondent aux trois plages du détecteur :

— A gauche, voyant « Faible ». La résistance R_x a une valeur inférieure à la limite faible fixée.

— Au centre, voyant « B ». La résistance R_x a une valeur comprise entre les limites fixées, ou égale à l'une d'elles.

— A droite, voyant « Fort ». La résistance R_x a une valeur supérieure à la limite forte fixée.

Un relais doté d'un contact inverseur pouvant commander une signalisation ou un système automatique, s'enclenche en même temps que s'allume le voyant correspondant (Faible — Bon — Fort).

Un dernier point important : le temps de réponse est inférieur à 500 ms.

Circuit d'affichage échelonné (ADE)

Ce circuit réalisé en technologie MOS canal P permet la digitalisation en 30 points d'une grandeur analogique et la visualisation directe de cette mesure sur une barrette de 30 LED, en mode échelonné, ou 1 parmi 30.

Deux consignes analogiques sont également comparées à l'entrée mesure et déclenchent, le cas échéant, des alarmes.

Application :

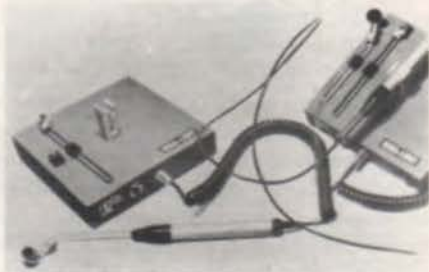
Indicateurs analogiques de tableau.

- Alimentation : $+9\text{ V}$ (15 mA),
- Courant fourni aux LED : 30 mA,
- Rejection secteur par double pesée,
- Résolution : 3 mV ou 30 mV,
- Boîtier : DIL 28 broches — Plastique (-20°C à $+70^{\circ}\text{C}$), ou Céramique (-40°C à $+85^{\circ}\text{C}$).

Fabricant : EFCIS

Lampe de travail à fibres optiques

Dans sa version standard, cette lampe est équipée de deux conducteurs optiques rigides, droit et coudé de 8 mm de diamètre, ainsi que d'un



miroir de 22 mm de diamètre. Le miroir est monté sur une articulation à rotule, qui peut être pincée sur le conducteur de lumière.

La lampe est alimentée par deux piles de 1,5 volt qui sont logées dans le corps. Le poids de la lampe équipée en état de fonctionnement, est d'environ 100 grammes.

Des accessoires sont également prévus, tels que :

- conducteur de lumière flexible de 4,5 mm de diamètre et de 500 mm de longueur.
- conducteur de lumière dit « col

de cygne » de 8 mm de diamètre et de 250 mm de longueur, ce conducteur est semi rigide et il permet de maintenir le miroir dans une position déterminée.

— socle magnétique pour fixation de la lampe.

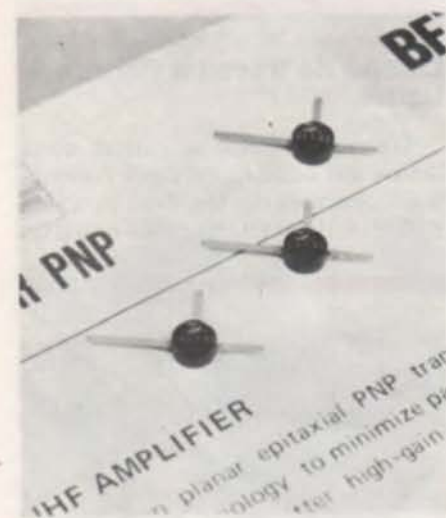
Distribué par ERFI.

Transistors R.F. de puissance

SGS-ATES continue le développement et la production de nouveaux types adaptés à toutes les applications en Radio-Fréquences à la fois dans les domaines Grand Public et Professionnel.

A la ligne étendue des PNP au silicium, on ajoute aujourd'hui le BFT 96, pilote ou amplificateur de puissance moyenne pour les sorties ultra-linéaires, jusqu'à 0,5 V sur 75 ohms à 1 GHz.

Dans les amplificateurs à bande large l'emploi du BFT 95, bien connu maintenant, comme première étape, permet d'obtenir un facteur de bruit typique de 2 dB, de 40 à 1 000 MHz.



Les types BFT 95 - BFT 96 permettent entre autres des applications intéressantes dans les étages de puissance moyenne pour des implantations centralisées d'antenne.

La technologie « Planox silicium nitrure », dont la fiabilité a été amplement confirmée, minimise les paramètres parasites en RF.

SCR's très sensibles

Trois séries de redresseurs au silicium à porte sensible (avec une sensibilité de porte mesurée en microampères), ont été ajoutées à la



gamme de redresseurs au silicium disponibles chez RCA. Conçus pour la commutation de courants alternatifs et continus, les séries S106, S107 et S108 ont une intensité spécifiée en service de 4A.

La spécification de l'intensité de porte en microampères permet le fonctionnement avec des circuits logiques à faible niveau, tandis que la caractéristique d'intensité de la porte de la série S108 entraîne également un degré d'immunité au bruit : une intensité de porte minimum contrôlée de 100 microampères est spécifiée.

Applications : éclairage, commutation de puissance, commandes de vitesses de moteurs, amplification de l'intensité de porte pour la commande de redresseurs au silicium plus importants.

Les trois séries diffèrent par leur sensibilité de porte, et chaque série comprend neuf types avec des tensions spécifiées de 15, 30, 50, 100, 200, 300, 400, 500 et 600 V. Toutes les séries sont livrées dans le boîtier standard JEDEC TO - 202AB.

Circuits pour jeux vidéo

Des circuits sont disponibles pour réaliser des jeux sur écran de télévision.

Leur utilisation combinée donne la possibilité de jeux avec plusieurs ballons, plusieurs murs et plusieurs joueurs. On peut faire un simple jeu de tennis ou de hockey ou réaliser des parties de football, de billard ou jouer au « flipper ».

Six circuits sont disponibles en boîtier plastique. Il s'agit des références :

SN 76423, SN 76425, SN 76426.

SN 76427, SN 76428, SN 76460.

Fabricant : Texas Instruments.

DOSSIER PRODUIT

Multimètre digital à 5 1/2 digit à microprocesseur et employant un système modulaire

Connu sous le nom de 8500 A, cet appareil a complété le haut de gamme de *Fluke*, et il est véritablement plus un système modulaire de mesure qu'un instrument à vocation définie. Ceci signifie que, à la différence d'un multimètre digital à vocation définie, de ce type, ses caractéristiques ne se démodent jamais, et le système complet peut être remis à jour, simplement en introduisant de nouveaux modules. Il peut, par conséquent, fournir l'absolu en matière de possibilités de mesure, en portatif et sous forme de systèmes, requises dans des applications de référence et standard.

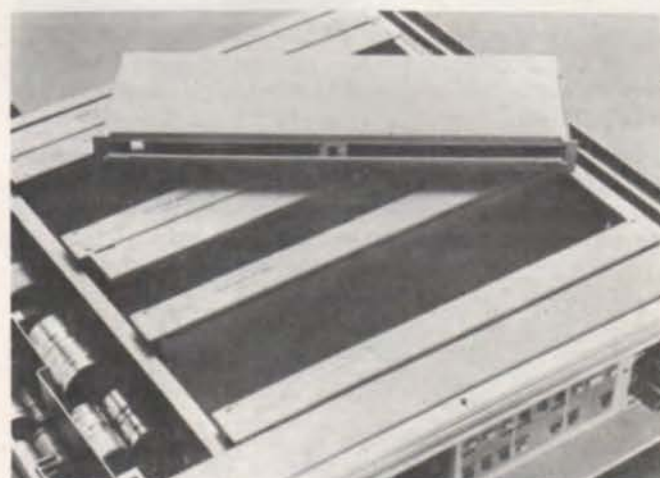
Le fonctionnement du 8500 A est basé sur un microprocesseur, qui contrôle tous les modules de l'appareil. Tous ces modules appartiennent à une structure bus, type-ordinateur, chaque module ayant une adresse discrète, de telle sorte que l'on a de plus la souplesse de pouvoir enficher tout module dans un emplacement analogue entrée/sortie, et toute option interface dans n'importe quel emplacement de contrôle entrée/sortie.

Alors que l'appareil de base possède cinq échelles de mesure de tension continue en standard, des modules additionnels sont disponibles, qui permettent des mesures de tension alternative en valeurs efficaces vraies, des mesures de tension alternative en valeur moyenne, des mesures de courant alternatif et continu, et des mesures de résistance. Des modules supplémentaires, pour mesures de quotient de tension alternative (valeur efficace sur valeur efficace, moyenne sur moyenne, et efficace sur moyenne) seront prochainement disponibles.

De nombreuses fonctions du 8500 A pouvant être commandées depuis sa face avant, quand on l'utilise comme appareil portatif, d'autres encore peuvent être commandées à distance quand il fonctionne en tant qu'appareil de système. Pour faciliter le fonctionnement en système, l'appareil possède trois options interface (IEEE Standard 488, RS 232, ou interface parallèle double), ce qui permet son emploi avec une vaste gamme d'ordinateurs, de calculateurs, de téléimprimeurs, et d'autres unités périphériques. L'utilisation de ces options interface permet également d'accéder à un ensemble très élargi de modes de commande. Par exemple, dans le cas du mode en panneau avant, il y a 2 catégories de régimes, mais, grâce à la commande à distance, il y a 16 catégories différentes de régimes.

Une caractéristique importante du 8500 A est que toutes les gammes pleine-échelle sont calculées en base octale, ceci donnant une échelle élargie maximum (212 %) pour la plus faible échelle d'entrée (100 mV), une gamme élargie 150 % pour la suivante (1 V), et ainsi de suite en remontant l'échelle. De ceci découle que le 8500 A offre considérablement plus d'échelles élargies que la plupart des appareils à 5 1/2 digits, et donne leur meilleure résolution (1 μ V) à près d'un tiers de millions de comptages. De plus, un septième digit est disponible pour utilisation sur toutes les échelles d'entrée sauf la plus basse, de telle sorte que la résolution de 1 μ V est étendue à des mesures allant jusqu'à 2,5 V continu.

Il faut également remarquer le fait que le 8500 A présente un antiparasitage supérieur à celui d'appareils concurrents, sans sacrifier la vitesse opérationnelle. Ceci est



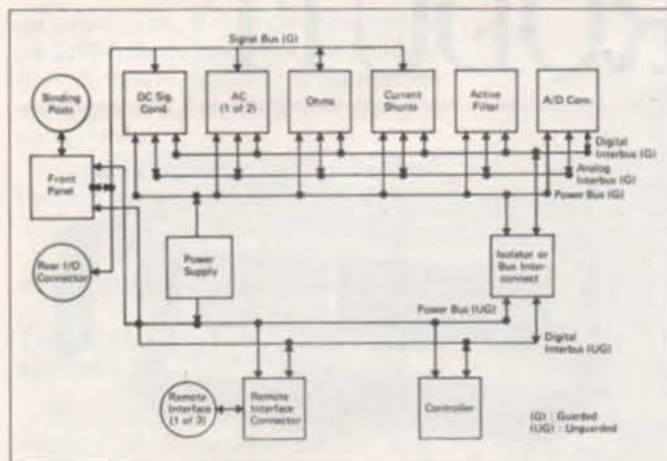
Le 8500 A est construit comme un ordinateur, chaque module sur un bus I/O et ayant une adresse discrète.

La conception modulaire du 8500 A implique qu'il ne se démode jamais, et que son fonctionnement peut être réactualisé simplement en introduisant de nouveaux modules.

obtenu en intégrant le bruit hors mesure, et ceci est réalisé en prenant un nombre de lectures synchrones du bruit de ligne, et en en faisant la moyenne arithmétique, pour obtenir un antiparasitage presque parfait. De cette manière, une atténuation de 95 dB peut être obtenue sans filtre, et celle-ci peut monter à 140 dB en utilisant un filtre.

Une autre caractéristique du 8500 A est sa correction automatique de zéro, ce qui évite de faire appel à des réglages par potentiomètre interne. Ici, l'offset de zéro, sur l'échelle la plus sensible en courant continu et la plus sensible en ohms, est commandé, dans la mémoire de l'appareil, en une seule fois. Une fois stocké, cet offset disparaît de la visualisation et est automatiquement éliminé de toutes les lectures ultérieures en courant continu et en ohm, sans se soucier de l'échelle. Une autre caractéristique est de permettre de stocker un offset, et de l'additionner ou le soustraire à la valeur affichée. De cette manière, toute valeur de référence ou systématique, de tension, courant ou résistance, devant être éliminée d'une mesure, est simplement mise en mémoire, mettant la visualisation à zéro. Toutes les lectures ultérieures, ayant trait à cette mesure, seront alors en-dessus ou en-dessous de cet offset, qui se comporte ainsi comme une valeur de référence zéro.

Une autre caractéristique du 8500 A est son option auto-calibrage qui permet, à partir du panneau avant, le calibrage de toutes les gammes de toutes les fonctions, en introduisant simplement en une seule fois l'offset de calibrage, pour chaque point de l'échelle cardinale. Une



fois que l'on a entré l'erreur de calibrage d'échelle, la proportion ou la correction exacte requise, du zéro à la fin de l'échelle, est automatiquement ajoutée ou soustraite à la valeur affichée.

La meilleure précision du 8500 A en laboratoire pour des mesures de courant continu sur 24 heures est <10 ppm de la lecture ou un digit moins significatif, alors que sa meilleure précision sur 90 jours est <10 ppm de la lecture plus un digit moins significatif pour une échelle de température de 10°C. Ceci signifie que le 8500 A dérive de moins de 3 ppm pendant une période de 24 heures et dans un environnement contrôlé, ou de moins de 10 ppm sur une période de 90 jours dans un environnement de fabrication.

La philosophie appliquée au 8500 A, à savoir celle d'un système modulaire de mesure, est également une chose que Fluke souhaite introduire prochainement dans d'autres systèmes.

Côté Station Émettrice

Un émetteur F 142C pouvant prendre en compte de 1 à 10 alarmes.

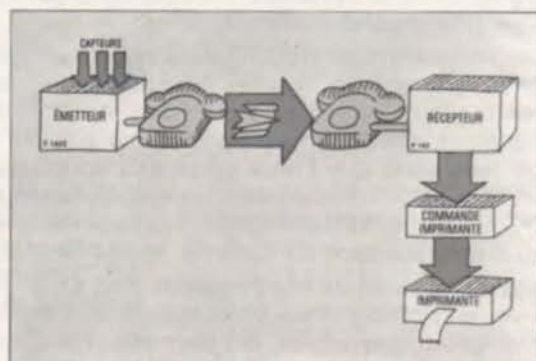
Chaque entrée alarme peut être, soit un contact normalement ouvert, soit un contact normalement fermé. Le raccordement se fait par des bornes à vis.

Le numéro d'appel du récepteur correspondant est programmable de façon simple sur une carte de circuit imprimé ou par des roues codeuses. Dans certains cas, il est possible de programmer jusqu'à 3 numéros d'appel différents.

Ceci permet :

- soit de transmettre l'alarme vers un autre récepteur que celui normalement prévu, en cas de défaut sur la ligne de transmission ;

- soit de transmettre les alarmes, suivant leur nature, vers des récepteurs différents et spécialisés (ex : effraction, incendie, technique).



L'émetteur transmet un message codé à 8 chiffres permettant d'identifier l'émetteur et l'alarme.

Si l'émetteur doit prendre en compte plus de 10 alarmes il est nécessaire de lui adjoindre un coffret annexe permettant de traiter jusqu'à 100 alarmes.

Côté Station Réceptrice

Un récepteur F 162 dont le rôle consiste à recevoir, contrôler et restituer les alarmes transmises : il affiche le numéro de la dernière alarme reçue.

Ce récepteur seul constitue la version la plus simplifiée de station réceptrice et convient dans les cas où la configuration du réseau d'alarmes est élémentaire.

La forme évoluée de station émettrice est celle qui permet l'impression des messages reçus. Elle comprend les éléments complémentaires suivants :

Le coffret de commande imprimante F 164 et l'imprimante sur bande : ce coffret comprend une horloge interne et renferme les circuits de commande de l'imprimante. Cette dernière inscrit, sur une bande de papier : la référence de l'émetteur, la référence de l'alarme, la date

Transmetteur automatique d'alarmes sur réseau téléphonique commuté

Les équipements techniques étant de plus en plus complexes et dispersés, leur surveillance permanente par du personnel est devenue très difficile. C'est pourquoi les systèmes de transmission automatique d'alarmes ont un rôle important à jouer. Ce rôle a été confié notamment à l'ALARMOFON, transmetteur automatique d'alarmes sur réseau téléphonique commuté, développé par la société GYLLING et dont A.O.I.P. Industries est distributeur exclusif pour la France.

L'ALARMOFON est un système de transmission d'alarmes digital dont le code permet d'identifier l'émetteur et la raison de son appel. Il assure une veille permanente et une transmission immédiate de l'alarme. Selon les capteurs qui y sont raccordés, il peut transmettre des alarmes de niveau, pression, température, alimentation électrique, vol, effraction, incendie...

Ses domaines d'application sont donc multiples :

- postes d'énergie,
- centrales de chauffage urbain ou collectif,
- châteaux d'eau, stations de pompage,
- contrôle de pollution,
- surveillance des locaux privés ou publics,
- transmission d'alarmes vers des centres de surveillance technique, etc.

L'ALARMOFON comprend nécessairement les éléments suivants que nous allons examiner :

(année, mois, jour) et l'heure (heure, minute) d'enregistrement.

● Les alarmes étant transmises sous forme de signaux digitaux, les possibilités d'exploitation, au point de centralisation, sont multiples : signaux sonores, signaux lumineux, liaison à un tableau de contrôle, liaison à un calculateur industriel, etc.

Pour les stimulateurs cardiaques : la batterie au iodure de lithium

Il y a 18 ans deux chercheurs suédois développaient le premier stimulateur cardiaque implantable du monde et l'implantaient sur un patient. Aujourd'hui, 60 000 opérations du même genre sont réalisées chaque année ; et à l'heure actuelle, dans le monde entier plus de 300 000 personnes vivent avec un stimulateur cardiaque. Les deux chercheurs suédois, le Dr. med. Rune Elmqvist — médecin et ingénieur chez Siemens Elema à Solna, Suède — et le Prof. Dr. med. Ake Senning — directeur de la Clinique Chirurgicale de l'Université de Zurich — se sont vu récemment décerner un prix pour leur action de pionnier. La distinction honorifique eut lieu en présence de leur premier patient, Arne Larsson, qui se porte toujours admirablement.

Depuis cette première implantation en octobre 1958, le développement technique de ces stimulateurs cardiaques électroniques a fait des pas de géant. C'est ainsi qu'aujourd'hui on dispose, selon les besoins, de stimulateurs cardiaques à fréquence fixe, synchrones, commandés par l'oreillette et à la demande (inhibés) ainsi que des stimulateurs cardiaques vario. Le stimulateur vario permet de mesurer à tout instant le seuil d'excitation — mesure de la tension nécessaire pour déclencher une contraction du muscle cardiaque. Mais si la durée de vie des composants électroniques est de plusieurs dizaines d'années, il n'en est pas de même pour les sources d'énergie utilisées. Les batteries au mercure employées jusqu'à présent assuraient un fonctionnement d'environ 3 ans ; le stimulateur devait être ensuite échangé contre un nouveau au cours d'une opération. Les essais réalisés avec des stimulateurs cardiaques atomiques à très longue durée de vie ont certes été couronnés de succès — à l'heure actuelle il y a environ 1 000 patients porteurs de stimulateurs atomiques — une plus grande diffusion de ces appareils capables de fonctionner pendant environ 10 à 12 ans se heurta finalement aux taxes excessivement élevées et aux prescriptions de sécurité.

Les batteries au iodure de lithium développées ces dernières années et lancées à présent sur le marché permettent d'augmenter la durée de fonctionnement, selon le type, jusqu'à plus de 10 années. Les médecins disposent donc aujourd'hui de stimulateurs cardiaques qui remplissent parfaitement toutes leurs exigences concernant la durée de fonctionnement et la perfection technique. Les stimulateurs cardiaques au lithium développés par Siemens-Eléma sont déjà proposés en diverses versions.

L'électronique et la batterie des stimulateurs cardiaques au lithium sont isolés hermétiquement dans un épais boîtier en titane. Ce boîtier sert également d'électrode indifférente. La deuxième électrode est menée jusqu'au ventricule droit du cœur à travers une veine et est reliée au stimulateur qui est implanté dans la région du ventre ou sous l'aisselle. On implante généralement des stimulateurs ayant une fréquence de base de 70 pulsa-



tions par minute. Si la fréquence du cœur est plus faible que cette fréquence fondamentale, le stimulateur émet des impulsions — correspondant à cette fréquence — pour stimuler le cœur. Si la fréquence du cœur est supérieure à la fréquence fondamentale, l'émission de l'impulsion est supprimée (c'est-à-dire inhibée).

Les nouveaux stimulateurs au lithium de *Siemens* se caractérisent par leur faible poids et leurs petites dimensions. Pour une amplitude d'impulsion de 5,2 V et une durée d'impulsion de seulement 0,5 ms, la consommation de courant est particulièrement faible et la durée de vie s'en trouve augmentée. Mais le principal avantage de la cellule au lithium est la densité de puissance élevée pour un poids et un volume minimes. Les réserves d'énergie de la batterie peuvent être à tout moment contrôlées par le médecin par application d'un aimant.

Tous les patients porteurs de stimulateurs cardiaques doivent se soumettre à un contrôle médical constant et régulier. Ceci est également valable pour les nouveaux stimulateurs au lithium. Leur grand avantage est toutefois leur longue durée de vie qui ne nécessite une opération d'échange que tous les 8 à 10 ans. Il en résulte un allègement très sensible pour le médecin et le personnel ainsi qu'un risque infiniment moindre pour le patient. Les nouveaux stimulateurs cardiaques au lithium assurent à leurs porteurs une intégration totale à leur milieu.

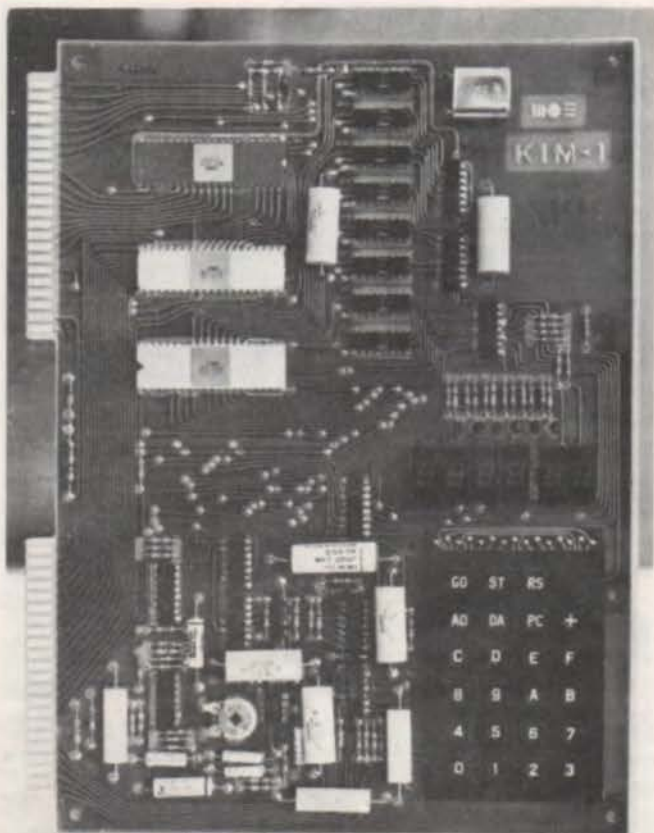
Un microordinateur complet sur une carte

La carte KIM-1 (27,4 cm x 21,9 cm) comprend :

- un microprocesseur MCS 6502 de MOS Technology. C'est un microprocesseur 8 bits, à alimentation unique (+ 5 V) et oscillateur incorporé, possédant un jeu d'instructions développé et 13 modes d'adressage. Il offre la possibilité d'adresser jusqu'à 64 K mots.

- deux circuits MCS 6530 comprenant chacun 1 K mots de ROM, 64 mots de RAM, 15 broches d'Entrée/Sortie et un générateur d'intervalles de temps. Le programme moniteur qui gère le système se trouve dans la ROM.

- 1 K mots de RAM statique, à la disposition de l'utilisateur, pour stocker le programme et les données.



— un clavier à 23 touches : 16 touches permettent l'introduction — en hexadécimal — du programme et des données, les autres touches correspondant à des ordres de commande et de contrôle.

— six afficheurs LED, qui permettent de visualiser les informations au fur et à mesure de leur introduction et de lire le contenu des mémoires.

— les circuits d'interface pour une cassette de magnétophone (le software de gestion de la cassette est sur la ROM).

— les circuits d'interface et de commande pour un téléimprimeur.

Un choix simplifié de périphériques

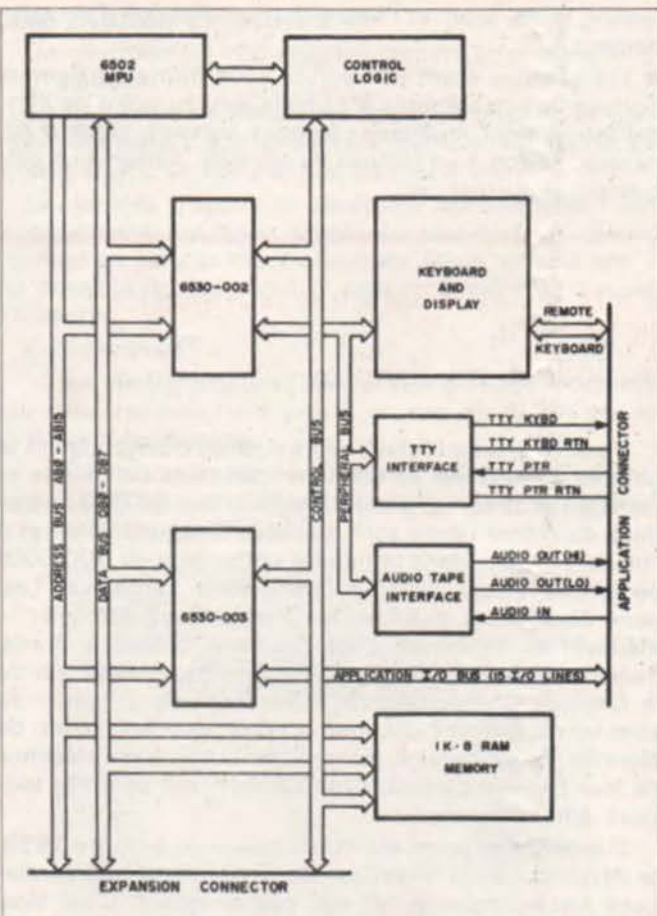
Le KIM-1 peut être utilisé à partir du clavier qui se trouve sur la carte. Il suffit pour cela de le brancher à une alimentation + 5 V, 1.2 A. Le programme et les données sont alors stockés dans la RAM.

Afin de conserver en permanence le programme et les données — la RAM étant une mémoire volatile — une cassette de magnétophone ordinaire peut être facilement connectée au KIM-1. Les interfaces sont déjà prévues sur la carte et le programme de gestion de la cassette se trouve sur la ROM. Il suffit simplement d'une alimentation + 12 V, 0.1 A.

Pour utiliser un téléimprimeur, il suffit de connecter 4 fils au KIM-1. Tous les circuits d'interface sont en effet prévus sur la carte. Le téléimprimeur permet d'obtenir les informations sous forme imprimée ou sous forme de bande perforée.

Un système évolutif

Le KIM-1 n'est qu'un point de départ. La capacité mémoire peut être facilement étendue jusqu'à 64 K mots. Tous les bus d'adresses, bus de données et les signaux de commande sont disponibles sur l'un des con-



Synoptique du KIM-1.

necteurs du KIM-1. La mémoire peut être de n'importe quel type (ROM, RAM, PROM ; statique ou dynamique ; très rapide ou peu rapide).

Des extensions de RAM statique, KIM-2 (4 K) et KIM-3 (8 K) sont disponibles et directement compatibles avec le KIM-1.

Les extensions d'Entrée/Sortie sont également très simples puisque chaque « port » d'Entrée/Sortie peut être adressé comme s'il était une mémoire ordinaire.

Une documentation complète

La documentation qui accompagne le KIM-1 comprend :

- un manuel d'utilisation,
- un manuel de hardware,
- un manuel de programmation,
- un schéma détaillé de tout le système.

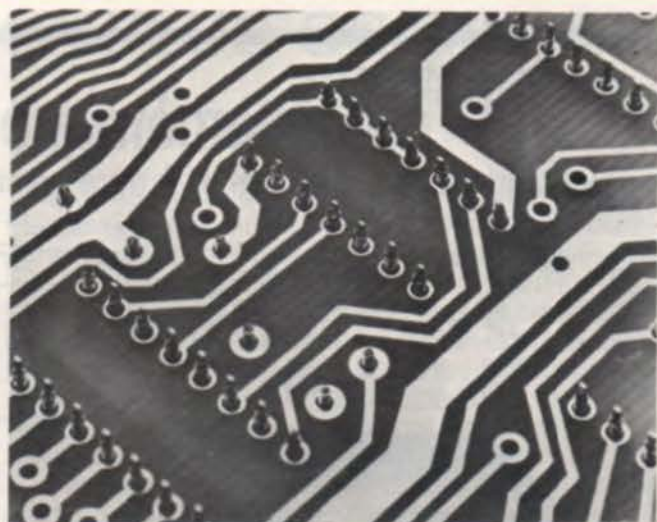
Distribué par Composants et Produits Électroniques

Contact enfichable sans soudure pour circuits à trous métallisés

Bruxelles, Belgique — Augat Interconnection Products, division d'Augat Inc., lance une méthode de packaging d'interconnection qui permet l'enfichage de composants sur des circuits imprimés, tout en éliminant la soudure.

C'est la première méthode de ce genre qui change les trous métalliques en contacts enfichables sans soudure.

Ce système, appelé Holtite TM, est axé sur un contact



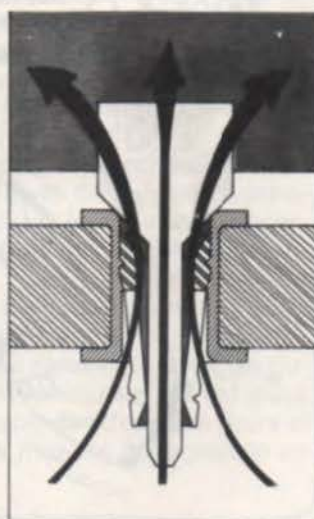
conçu et usiné avec précision, pouvant être monté sur un circuit imprimé pourvu de trous métallisés.

Jusqu'à maintenant, les circuits intégrés étaient soudés sur des circuits imprimés à trous métallisés. Ces circuits intégrés soudés atteignaient en général une hauteur d'environ 4 mm (entre la face supérieure du circuit imprimé et le haut du boîtier du circuit intégré).

Le système HOLTITE est la première méthode sans soudure qui utilise l'épaisseur du circuit imprimé comme réceptacle. De ce fait, le contact présente le profil le plus bas permettant un espacement de 10 mm entre les cartes, espacement qui est égal à celui des circuits imprimés comportant des composants directs.



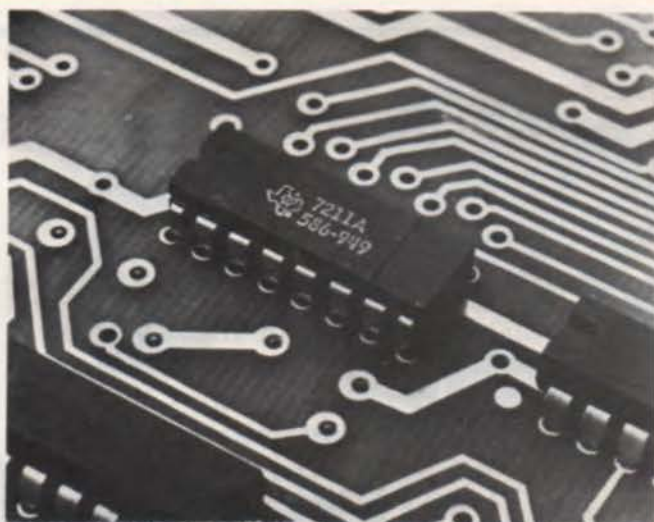
Système d'enfichage de composant utilisant le contact Holtite TM.



Le contact ouvert permet le passage de l'air à travers le circuit imprimé.

L'entrée du contact conique d'un diamètre de 1,1 mm rend plus facile l'insertion automatique des composants. Cette conception sans soudure permet un gain de temps considérable et réduit le coût de la fabrication, tout en éliminant les risques de dommages occasionnés par la chaleur et la contamination par des résidus corrosifs. Parmi ces avantages, citons la conception du contact ouvert qui permet la circulation de l'air à travers le circuit imprimé, augmentant ainsi la dissipation de la chaleur, donc la durée de vie des composants. De plus, le système Holtite élimine certaines difficultés causées par le procédé à soudure.

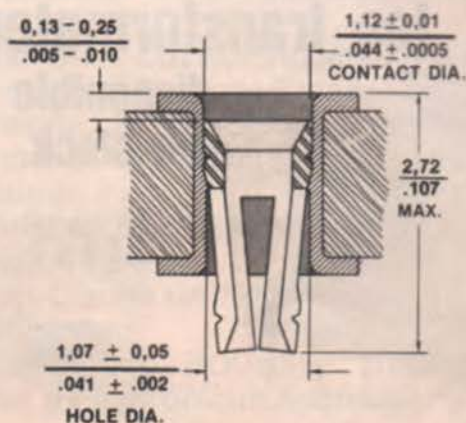
La conversion en système Holtite sur des circuits imprimés existants peut être faite en une journée, en modifiant le diamètre des trous avant leur étamage. Le contact Holtite peut être installé sur des circuits imprimés à



Le système Holtite TM transforme les trous métallisés en connecteur comme le montre ces deux vues (dessus et dessous) du même circuit.



La machine équipée d'un pot vibrant permettant l'implantation des contacts sur circuit imprimé jusqu'à 60 000 unités dans l'heure.



la moyenne de 30 000 contacts par heure. Ces contacts peuvent être remplacés individuellement en utilisant simplement un outil fourni par le fabricant.

Une machine brevetée, spécialement conçue pour les grandes productions, munie d'un pot vibrant d'alimentation (Modèle 736), est disponible en leasing. La mise en service et la maintenance seront assurées par le fabricant. Pour les utilisateurs de plus petites quantités, Augat offre le service de monter les contacts.

Le contact Holtite est approximativement inférieur à 10 centimes.



**toutes
les
pièces
détachées
concernant
les transformateurs
disponible
sur stock**

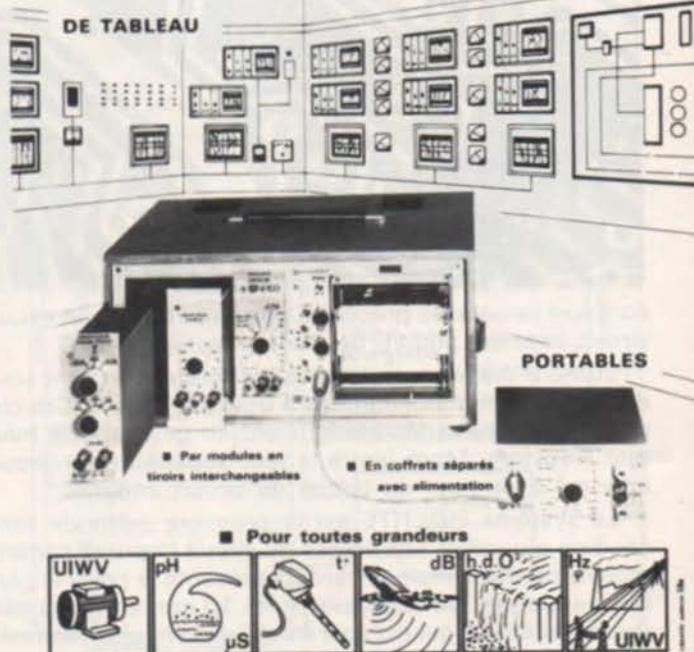
Catalogue
sur
demande

ISOLECTRA

9, rue du Colonel-Raynal 93102 Montreuil-sous-Bois
Tél. 287 38 25 Telex 270618 Paris Service 205

enregistreurs potentiométriques

multicourbes jusqu'à 6 courbes à tracé continu



ANPICO

Rue du Pont Rouge
59236 FRELINGHIEN Tél : (20) 77.80.80

Nouveau modèle 76



Mini-30 Engel

**30 watts 220 volts
bi-tension
110/220 volts**

longueur : 250 mm
(sans panne) : 180 mm
largeur : 24 mm
hauteur : 26 mm

En vente chez vos grossistes

RENSEIGNEMENTS : **DUVAUHEL**
3 bis, RUE CASTÈRES 92110 CLICHY Tél. 737.14.90

pistolet soudeur

à transformateur incorporé,
basse tension de sortie 0,4 V,
Contrôle de fonctionnement à
voyant lumineux.

Indispensable pour les travaux
fins de soudage. Sécurité des
circuits et des composants (0,4
volts). Fin, robuste, précis, rapide,
économique et c'est un soudeur
ENGEL.

SALON DES COMPOSANTS : Bât. 2 - Allée 5 - Stand 23

CRITERIUM DE L'APPLICATION LA PLUS ORIGINALE

Voici un nouveau sport : l'application électronique ! Limitant au maximum l'effort physique, cette discipline nécessite avant tout un esprit imaginaire et une certaine compétence technique.

C'est pourquoi nous vous proposons de participer à cette première compétition dont le but est de démontrer que, si l'électronique utilise bon nombre des dérivés du pétrole, les applications qui en découlent restent l'apanage de ceux qui ont des idées.

Outre le plaisir sportif, les meilleurs athlètes se verront attribuer des prix qui leur permettront d'exercer leurs coupables activités futures.

Venons-en au FET !

CRITERIUM N° 1

Vous pouvez voir, dans ce premier numéro d'Electronique Applications, un article consacré au circuit intégré UAA 180 et à ses applications (pages 50 à 57). Nous vous proposons, à la lumière des explications fournies dans cet article, de trouver une application, la plus originale possible, de ce circuit intégré.

Insistons bien sur le fait que ce n'est pas la complexité du schéma qui donne le plus de chances de gagner. Le facteur principal de réussite est l'originalité de l'application, quel que soit son domaine.

Il est évident que plusieurs UAA 180 peuvent être utilisés et que d'autres composants actifs peuvent figurer sur le schéma, à condition évidemment que le UAA 180 soit en vedette.

Chaque participant devra fournir un schéma théorique (à main levée) accompagné de son fonctionnement (succinct) et surtout d'une explication concernant le domaine d'application et l'intérêt du montage.

Il est certain qu'un minimum de manipulations et de résultats qui en découlent doivent être fournis.

Electronique Applications se réserve le droit de publier les études les plus intéressantes ; c'est pour cela que nous souhaitons avoir des dossiers clairs et précis, agrémentés dans la mesure du possible de photographies.

COMMENT PARTICIPER...

Ce critérium de l'application la plus originale est ouvert à tous les lecteurs d'Electronique Applications (et aux autres). Les dossiers devront être déposés avant le 20 mai 1977 à minuit (le cachet de la poste faisant foi).

OU ENVOYER VOTRE DOSSIER ?

— Electronique Applications
Rédaction
2 à 12, rue de Bellevue,
17019 Paris.

LES RECOMPENSES...

- Pour le premier :
un **oscilloscope** PM3226 Philips (2 voies, 10 MHz, 2 mV de sensibilité) d'une valeur de 5 800 F.
- Pour le second :
un **fréquencemètre numérique** 445 Centrad (20 MHz - Affichage mémorisé à 6 tubes) d'une valeur de 4 000 F.
- Pour le troisième :
un **multimètre numérique** 707A Métrix (2 000 points) d'une valeur de 1 150 F.
- Pour le quatrième :
Circuits intégrés offerts par Siemens pour une valeur de 700 F.
- Pour le cinquième :
Circuits intégrés offerts par Siemens pour une valeur de 300 F.
- Tous les autres participants ayant remis des dossiers **complets** se verront attribué un prix « de bonne volonté » comprenant un abonnement d'un an à Electronique Applications et une calculatrice électronique.

LES ARBITRES...

Une équipe de spécialistes vigilants analysera et jugera en toute impartialité les performances de chaque participant. Voici leur liste :

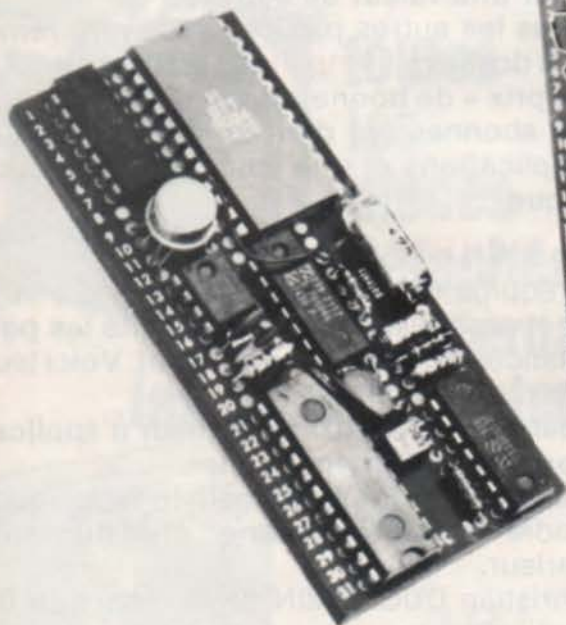
- Jean-Marc ZULAUF, ingénieur d'applications chez Siemens France.
- Etienne LEMERY, journaliste technique.
- André JOLY, rédacteur en chef du Haut-Parleur.
- Christian DUCHEMIN de la rédaction de Radio-Plans.
- Jean-Claude BAUD, chef de produit chez Philips SA.
- Jean-Claude ROUSSEZ, rédacteur en chef d'Electronique Applications.

LE UAA 180...

Si vous désirez vous procurer ce circuit intégré, vous pouvez vous adresser aux distributeurs officiels des semiconducteurs Siemens dont la liste est donnée à la page 144 et qui détiennent ce produit en stock. Ce circuit étant assez répandu, vous pouvez également le trouver chez bon nombre de revendeurs de pièces détachées électroniques.

des circuits presque imprimés... sans soudure

Réutilisable des centaines de fois.
Compact et efficace, c'est le mieux
et le moins cher des systèmes
de câblage sans soudure.



WONDERBOARD plaques sans soudure facilitent la réalisation des circuits prototypes et la programmation câblée. D'un côté de la plaque, on enfiche les composants. De l'autre, on réalise les interconnexions grâce à des fils de liaison se piquant dans les bouchons d'élastomère conducteur. En mettant en place les composants, on perce l'élastomère et un contact s'établit entre le composant et l'élastomère sur une hauteur de 4 mm, hauteur qui correspond à l'épaisseur de la plaque. Contrairement aux systèmes à connexions enroulées, chaque conducteur peut être échangé indépendamment des autres. Etant donné que l'on peut enficher plusieurs conducteurs dans chaque contact, les dimensions des plaques sont essentiellement celles d'un circuit imprimé. Une plaque pour 12 CI (DIL 14 broches) est 81 x 35 mm.

Les **WONDERBOARD** acceptent tous les composants standards et les fils d'interconnexion de 0,2 à 0,8 mm de diamètre. En utilisant plusieurs **WONDERBOARD** en sandwich on peut réaliser des prototypes de circuits multicouches.

WONDER BOARD

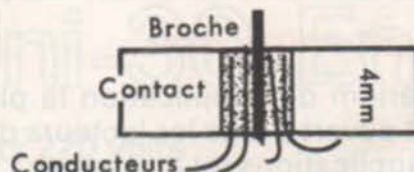
un produit

ORCUS

international

MODELE 12 circuits (DIL 14 broches)

169F ttc



L A R E I N E

53, RUE NOTRE DAME DE NAZARETH

75003 PARIS

Téléphone 887 - 54-08

Telex 220064 - 5057

TEKIMEX

composants actifs et passifs

composants:

Stands 45.47.49. Allée C. Bâtiment 2

au bureau : 13, boulevard Voltaire 75011 PARIS. Tél. 355 63 00

RAPY



Connecteur pour câble plat

SIEMENS



SEDI
20 Rue Anatole-France
92290 CHATENAY-MALABRY
Tél. : 660 01 13

- Suivant norme DIN 41612 Série 2
- Câblage rapide par fourchettes perforantes
- Compatibles avec câbles plats et presses standards
- Câble 2 x 32 conducteurs
- 1 conducteur sur deux à la masse
- 32 contacts signaux, 16 sorties masse
- Réduction diaphonie et signaux parasites
- — 55° + 125 °C, 2 A, contacts dorés



crayons à souder



**Votre indispensable 6^e doigt
pour la soudure de précision**

15 W



30 W et 40 W -



65 W



Disponibles en 4 puissances (15 W à 65 W) les crayons à souder JBC vous permettent de réaliser tous les types de soudures : micro-soudures sur petits circuits imprimés, montage de circuits conventionnels - travaux de soudure en série à rythme rapide - soudures nécessitant une forte puissance de chauffe.

Très économiques à l'achat, les crayons à souder JBC sont à panne interchangeable, ceci permet :

- de réaliser des soudures parfaites dans toutes les configurations ;
- de monter les pannes "longue durée" JBC qui conservent indéfiniment leur forme initiale et dont la durée de vie est égale à celle de 20 pannes de cuivre ;
- d'adapter de nombreux accessoires (fer à dés-souder, pannes à dessouder les circuits intégrés, panne pour soudure des flat packs, creuset).

Distributeurs :

● OMNI-TECH BOUTIQUE - 75009 PARIS - 82, rue de Clichy ● EUREKA ÉLECTRONIQUE - 80000 AMIENS - 7, rue du Général Leclerc ● RADIO LORRAINE - 54000 NANCY - 120, rue Legendre ● LA DIFFUSION MUSICALE - 75010 PARIS - 31, bd Magenta ● RADIO PRIM - 75001 PARIS - 6, allée Verte ● RADIO MJ - 75005 PARIS - 19, rue Claude Bernard ● HOBBYTRONIC - 92270 BOULOGNE-BELLEVILLE - 4, rue Raspail ● J.C.S. COMPOSANTS - 92000 NANTERRE - 2, bd du Sud-est ● SANATRONIC - 92600 ASNIÈRES - 3, square des vieux combattants

● COMPOSÉLEC - 14000 CAEN - 61, rue St Martin - 33000 BORDEAUX - 10, rue Bergeret - 42000 ST-ETIENNE - 22, rue Blanki - 44600 ST-NAZAIRE - 108, av. de la République - 45000 ORLÉANS - 188, rue de Bourgogne - 63000 CLERMONT-FERRAND - 21, rue Blantin (grand passage) - 64000 PAU - 75, rue de Castenau - 90000 BELFORT - 10, rue Devette - 37000 TOURS - 8, rue de Constantine.

MATÉRIELS ET OUTILS ÉLECTRONIQUES S.A.

41, rue Parmentier - 92600 ASNIÈRES - Tél. : 793.28.22



681

binder

EQUIVALENTS

Connecteur Rond Miniature

Binder-Serie 681

	Binder	Lumberg	Amphenol		Binder	Lumberg	Amphenol
2 contacts	09-0001-00-02	-	3200 001	5 contacts Stereo DIN41524	09-0017-00-05	SV 50	3360 010
	09-0001-02-02	-	3200 002		09-0017-02-05	-	3360 020
	09-0002-00-02	-	3201 001		09-0018-00-05	KV 50	3361 010
	09-0002-02-02	-	3201 002		09-0018-02-05	-	3361 020
	09-0003-00-02	-	3202 000		09-0019-00-05	SFV 50	3362 010
	09-0003-30-02	-	3202 009		09-0019-30-05	-	3362 019
	09-0004-00-02	-	3203 000		09-0020-00-05	KFV 50	3363 010
	09-0004-30-02	-	3203 009		09-0020-30-05	-	3363 019
3 contacts	09-0005-00-03	SV 30	3260 001	6 contacts	09-0021-00-06	-	3400 001
	09-0005-02-03	-	3260 002		09-0021-02-06	-	3400 002
	09-0006-00-03	KV 30	3261 001		09-0022-00-06	-	3401 001
	09-0006-02-03	-	3261 002		09-0022-02-06	-	3401 002
	09-0007-00-03	SFV 30	3262 000		09-0023-00-06	-	3402 000
	09-0007-30-03	-	3262 009		09-0023-30-06	-	3402 009
	09-0008-00-03	KFV 30	3263 000		09-0024-00-06	-	3403 000
	09-0008-30-03	-	3263 009		09-0024-30-06	-	3403 009
4 contacts	09-0009-00-04	SV 40	3300 001	7 contacts	09-0025-00-07	-	3475 001
	09-0009-02-04	-	3300 002		09-0025-02-07	-	3475 002
	09-0010-00-04	KV 40	3301 001		09-0026-00-07	-	3476 001
	09-0010-02-04	-	3301 002		09-0026-02-07	-	3476 002
	09-0011-00-04	SFV 40	3302 000		09-0027-00-07	-	3477 000
	09-0011-30-04	-	3302 009		09-0027-30-07	-	3477 009
	09-0012-00-04	KFV 40	3303 000		09-0028-00-07	-	3478 000
	09-0012-30-04	-	3303 009		09-0028-30-07	-	3478 009
5 contacts	09-0013-00-05	SV 50/6	3360 001	12 contacts	09-0029-00-12	-	3635 000
	09-0013-02-05	-	3360 002		09-0029-02-12	-	3635 002
	09-0014-00-05	KV 50/6	3361 001		09-0030-00-12	-	3636 000
	09-0014-02-05	-	3361 002		09-0030-02-12	-	3636 002
	09-0015-00-05	SFV 50/6	3362 000		09-0031-00-12	-	3637 000
	09-0015-30-05	-	3362 009		09-0031-30-12	-	3637 009
	09-0016-00-05	KFV 50/6	3363 000		09-0032-00-12	-	3638 004
	09-0016-30-05	-	3363 009		09-0032-30-12	-	3638 009

Connecteur Plat DIN41622

Binder - Serie 682

	Binder	Amphenol	Ackermann	Cannon	Siemens
12 contacts	11-0003-00-12	2008 012	4012-1-A 11	-	C 42 334-A41-A1
	11-0004-00-12	2009 012	4012-2-A 11	-	C 42 334-A41-A2
20 contacts	11-0010-00-20	2660 020	4020-1-A 11	RTG 22 A 20 AE	C 42 334-A43-A1
	11-0011-00-20	2661 020	4020-2-A 11	RTG 22 B 20 AE	C 42 334-A43-A2
30 contacts	11-0001-00-30	2070 030	4030-1-A 11	RGT 22 A 30 AE	C 42 334-A44-A1
	11-0002-00-30	2071 030	4030-2-A 11	RGT 22 B 30 AE	C 42 334-A44-A2

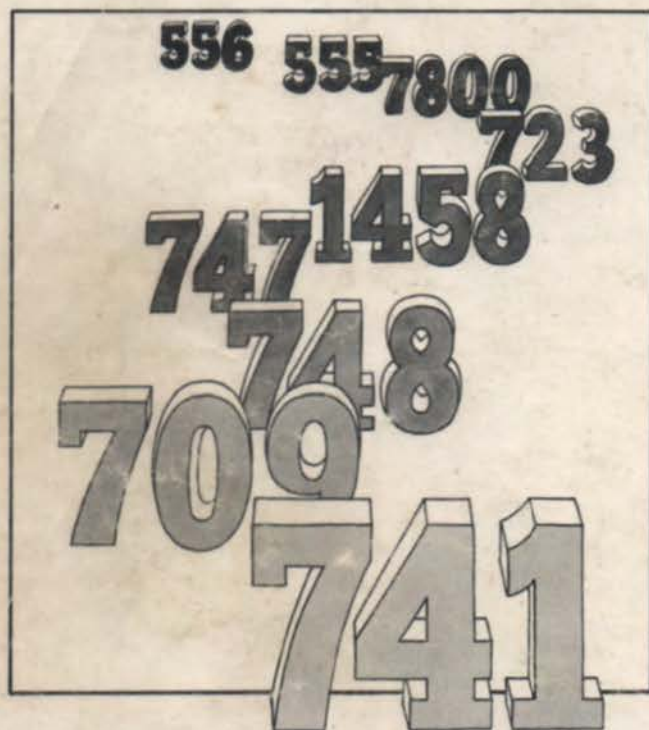


INTERNATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION - FRANCE

27 RUE YVES KERMEN - 92100 BOULOGNE - TELEX : 25030 - TEL. : 604 52 75 +

SIEMENS

Les circuits intégrés Siemens ont des références...



...et vous les connaissez certainement : 556, 555 et notamment 709, 741 et 748 pour les amplificateurs opérationnels simples, boîtier W miniature pour filtres Télécommunications.

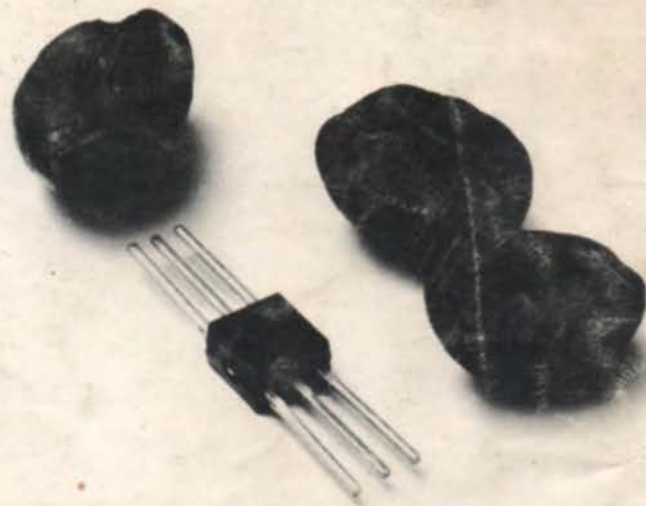
Nous ne sommes pas les seuls à fabriquer des circuits Intégrés. Cependant nous sommes les seuls à pouvoir vous offrir toutes ces références que vous utilisez couramment : nous en avons établi un catalogue que nous mettons volontiers à votre disposition pour que vous puissiez étudier vos problèmes de C.I. Vous y trouverez pour chacun de ces types les différentes variantes de boîtiers et de domaines de températures qui vous sont familiers.

Que vos besoins soient « standard » ou « spéciaux », il vous est impossible aujourd'hui de vraiment choisir vos composants sans avoir consulté Siemens.

Siemens Division Composants B.P. 109 93203 Saint-Denis Cedex 1 Tél. 820.61.20 Télex 620853.

Distributeurs en France :

ANGOULÊME O.E.S.O. tél. 92.27.77 • ANTONY Almex tél. 666.21.12
• BORDEAUX Erel Aquitaine tél. 50.84.06 • CLERMONT-FERRAND
Flagelectric tél. 92.13.46 • LE MANS Stockelec tél. 28.11.54 • LYON
Asterlec tél. 72.26.39 • NANTES Brosse tél. 73.75.77 • PARIS Cibot
tél. 307.23.07 • PARIS Erel tél. 345.80.80 • ROUBAIX Ortam tél. 70.24.16
• SAINT-CYR L'ÉCOLE Del tél. 460.65.70 + • STRASBOURG/SCHILTIG-
HEIM Baltzinger tél. 33.18.52 • TOULOUSE Toute la Radio tél. 62.31.68



Siemens fabrique aujourd'hui les composants de demain.