

# RADIO constructeur



N° 258 • MAI 1970 • 3 F

RÉALISATION  
D'UN FLASH ÉLECTRONIQUE

RADIO • TELEVISION • ELECTRONIQUE • RADIO • TELEVISION • ELECTRONIQUE • RADIO

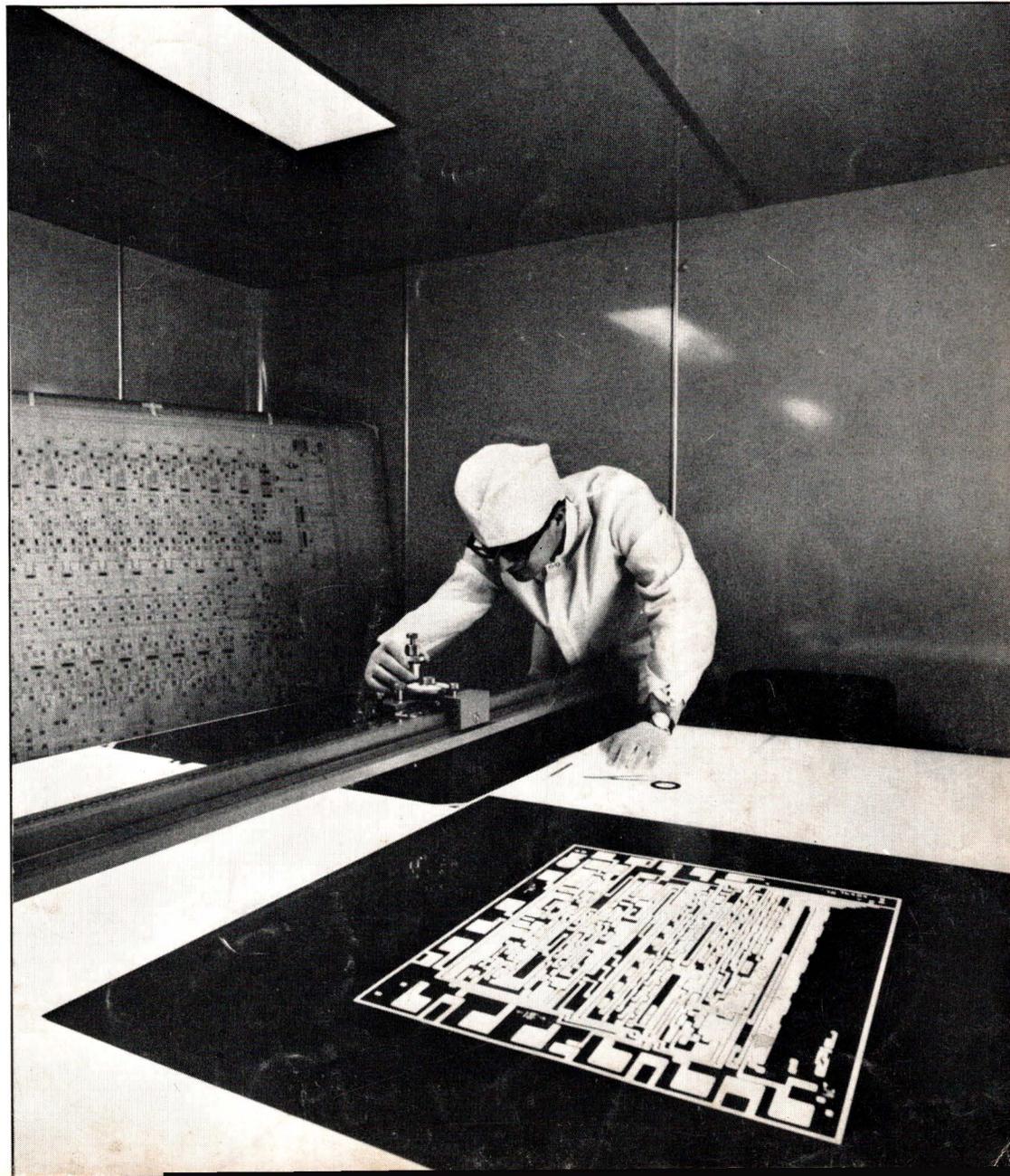
## DANS CE NUMÉRO :

- Le Salon des Composants Electroniques ..... 101
- Actualités Electronique-TV-Radio ..... 102
- Quelques aspects du Salon International des Composants Electroniques ..... 103
- Festival du Son 70. Tendances générales. Matériel nouveau ..... 106
- Séparation et mise en forme des tops lignes et trames (fin) ..... 109
- Encyclopédie TV-Service : remplacement des transformateurs T.H.T. de toutes marques par des transformateurs universels Oréga, types 3016 et 3054 ..... 117

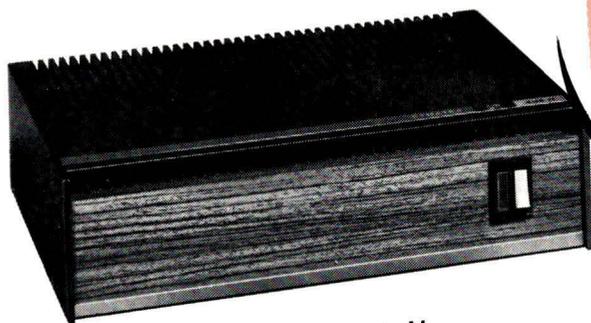
## ÉLECTRONIQUE PRATIQUE

- Convertisseurs à transistors. Eléments de calcul et réalisation de convertisseurs symétriques (fin) ..... 115
- Condensateurs électrochimiques modernes. Technologie et utilisation .. 121
- Les caractéristiques de fonctionnement des éléments amplificateurs. Relevé de la courbe  $I_D = f(V_D)$ . Mesure dynamique de la pente. Effet de température. Le gain en courant .... 124
- Millivoltmètre B.F. à transistors, 300  $\mu$ V à 3 V (fin) ..... 128
- Un flash électronique à charge contrôlée. Principe et réalisation ..... 131
- Pêle-mêle électronique. Comment obtenir des rectangulaires à partir des sinusoides. Un générateur universel à quartz. Ohmmètre à échelle linéaire. Commutateur électronique à transistors ..... 133

Ci-contre : Découpe automatique d'un masque pour un circuit intégré MOS faible seuil, produit dans l'usine de Naples de GENERAL INSTRUMENT EUROPE (voir texte p. 101).



# SPÉCIAL COULEUR



## 5 MODÈLES

DE RÉGULATEURS  
DE TENSION  
AUTOMATIQUES

couvrant la gamme  
des téléviseurs  
couleur en service

403 H . . . .	<b>300 W</b>
404 H . . . .	<b>400 W</b>
405 H . . . .	<b>475 W</b>
405 S . . . .	<b>500 W</b>
406 S . . . .	<b>600 W</b>

En noir comme en couleur, contre la **FIEVRE** du secteur

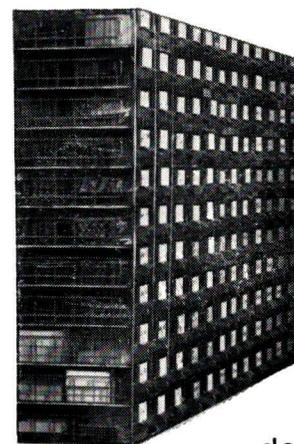
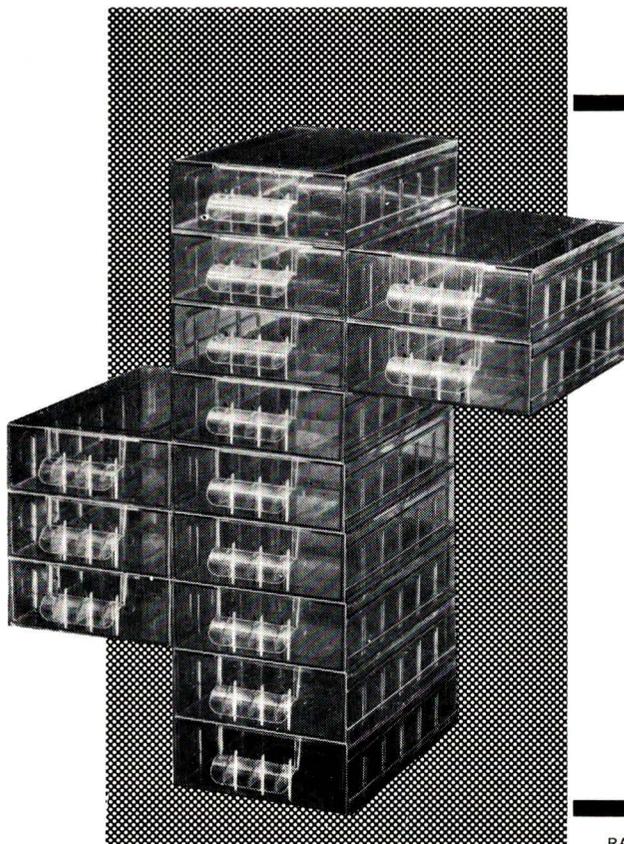


41, RUE DES BOIS, PARIS-19<sup>e</sup>  
607.32.48 - 208.31.63

# LE multiroir

**100 % TRANSPARENT**

TIROIRS COULISSANT DANS UN CASIER,  
S'EMBOITANT LES UNS  
DANS LES AUTRES



un rangement  
fonctionnel, visible,  
à encombrement  
adapté.

**de 1 à  
l'infini**

**8 modèles**  
de différentes capacités

RENSEIGNEMENTS ET DOCUMENTATION :

**R. DUVAUCHEL**

3 bis, RUE CASTÉRÈS, 92-CLICHY, TÉL. : 737.34.30 & 34.31

Type  
**CIP**

# CONDENSATEURS ÉLECTROCHIMIQUES TUBES ALUMINIUM

Pour circuits imprimés



**Présentation :** Tube aluminium serti avec couronne de fixation spécialement conçue pour montage sur les platines de circuits imprimés (grille module 2,54 mm).

**Sorties :** Positif sorti sur fil axial  $\varnothing$  1 mm. Négatif au boîtier et par les pattes de fixation. Sorties spécialement étamées pour soudure au bain.

**Valeurs spéciales :** Les capacités indiquées ci-dessous sont les maxima possibles en fonction des dimensions des tubes et de la tension de service désirée.

Toutes valeurs intermédiaires peuvent être réalisées sur demande.

**Conditionnement :** Ces condensateurs sont livrés en cartons de 25 pièces.

CAPACITÉ (en $\mu$ F)	Tensions (en volts)		Dimensions (en mm)		Figure
	Service	Pointe	$\varnothing$	H	
1 500	10	12	20,5	33	80
2 200	—	—	20,5	33	80
3 300	—	—	20,5	44	81
4 700	—	—	23,4	59	82
6 800	—	—	23,4	59	82
1 000	16	20	20,5	33	80
1 500	—	—	20,5	33	80
2 200	—	—	20,5	44	81
3 300	—	—	23,4	59	82
4 700	—	—	23,4	59	82
680	25	30	20,5	33	80
1 000	—	—	20,5	33	80
1 500	—	—	20,5	44	81
2 200	—	—	23,4	59	82
470	40	48	20,5	33	80
680	—	—	20,5	33	80
1 000	—	—	20,5	44	81
1 500	—	—	23,4	59	82
330	63	76	20,5	33	80
470	—	—	20,5	44	81
680	—	—	23,4	59	82
1000	—	—	23,4	59	82
150	100	115	20,5	33	80
220	—	—	20,5	44	81
470	—	—	23,4	59	82
100	150	165	20,5	33	80
150	—	—	20,5	44	81
330	—	—	23,4	59	82
33	320	360	20,5	33	80
47	—	—	20,5	44	81
100	—	—	23,4	59	82
33	350	385	20,5	33	80
47	—	—	20,5	44	81
100	—	—	23,5	59	82
10	450	500	20,5	33	80
15	—	—	20,5	33	80
33	—	—	20,5	44	81
47	—	—	23,4	59	82

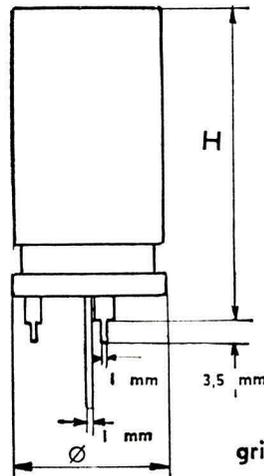
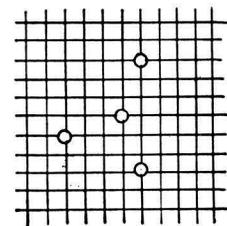
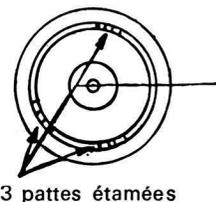


Fig. 82

grille module 2,54 mm



vue côté cuivre

RAPY 70

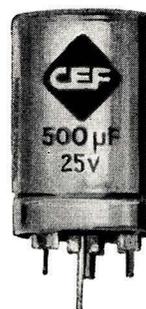


Fig. 80

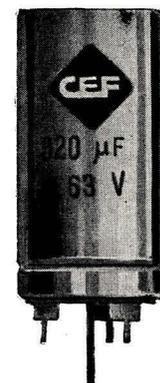
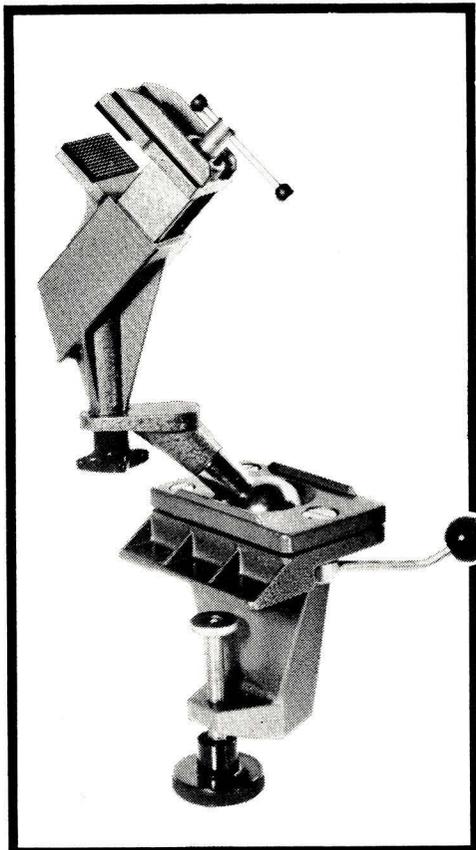


Fig. 81

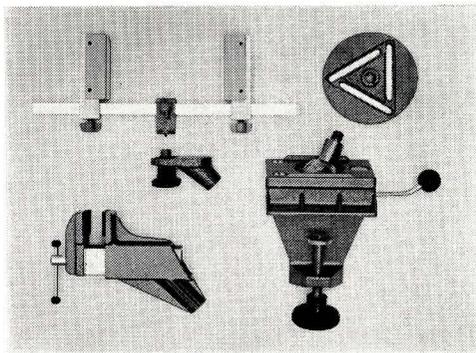
Catalogue complet sur demande. **CONDENSATEURS ÉLECTROCHIMIQUES DE FILTRAGE**

Société anonyme au capital de 1 800 000 F — 25-27, rue Georges-Boisseau - 92 - CLICHY - 737-30-20

ÉTAU  
MINIATURE  
SUR ROTULE  
ORIENTABLE  
DANS TOUS  
LES SENS  
BLOCABLE  
À VOLONTÉ  
SE FIXANT  
SUR  
N'IMPORTE  
QUEL BORD  
DE TABLE  
ÉTABLI  
ETC



# SPANNFIX-VARIO



RAPY

- 2 PIÈCES PRINCIPALES**
- Base d'étau avec rotule et levier de serrage.
  - Tête d'étau à visser directement ou avec l'adaptateur.
- 3 PIÈCES ACCESSOIRES**
- Adaptateur équerre.
  - Support pour circuits imprimés. 2 modèles : 30 x 240 mm (hauteur jusqu'à 350 mm), 25 x 220 mm.
  - Plaque de fixation servant à maintenir des appareils fragiles que l'on ne peut serrer dans l'étau.

UNE PRODUCTION

**BERNSTEIN**

**PRO-INDUSTRIA**  
**R. DUVAUCHEL**

3 BIS, RUE CASTÉRÈS, 92 - CLICHY - TÉL. 737.34.30 & 34.31

une  
situation ? **OUI**  
mieux encore... **200.000**  
carrières  
d'avenir

## OFFRES D'EMPLOIS

Centre de Recherche  
Société de Pétrole  
**NORMANDIE**  
recherche pour participation en équipe  
à gestion des installations  
d'essais mécaniques automatisés

**JEUNE INGÉNIEUR  
ÉLECTRONICIEN**  
DIPLOMÉ

**STÉ D'INFORMATIQUE**  
recherche  
**PROGRAMMEURS**  
GAP - ASSEMBLEUR - COBOL - PL1

recherche  
analyse programmation  
GAP IBM 360/20

**IMPTE SOCIÉTÉ PRIVÉE**  
recherche  
**POUR DIVISION  
AÉROSPATIALE**  
**AGTS TECHNIQUES**  
A.T. 3 et A.T.P.  
**ELECTRONICIENS**

- Pour ÉTUDE et RÉALISATIONS  
EQUIPEMENTS ET SYSTÈMES,  
- CIRCUITS VHF et UHF,  
- CIRCUITS DIGITAUX

**PROGRAMMEURS CONFIRMÉS  
OU DÉBUTANTS**  
**COBOL - FORTRAN**  
Travaux variés - Ingénieur - Étudiant

**IMPORTANTÉ SOCIÉTÉ FRANÇAISE  
MECANIQUE DE PRÉCISION**  
**EQUIPEMENT AÉRONAUTIQUE**  
recherche pour son Service  
**INFORMATIQUE**

**PROGRAMMEURS**  
EXPÉRIMENTÉS

# informatique

Initiation PROGRAMMEUR (Langages Cobol et Fortran).  
BACCALAURÉAT DE TECHNICIEN (Diplôme d'Etat)

# électronique

ENSEIGNEMENT GÉNÉRAL DE LA 6<sup>e</sup> A LA 1<sup>re</sup> (Maths et Sciences) -  
TECHNICIEN DE DÉPANNAGE - ELECTRONICIEN (B.E.P.) - AGENT  
TECHNIQUE (B.T.n. - B.T.S.) - CARRIÈRE D'INGÉNIEUR - OFFICIER RADIO  
(Marine Marchande) - DESSINATEUR INDUSTRIEL.

BUREAU DE PLACEMENT (Amicale des Anciens)

## cours du JOUR

Possibilités de Bourses d'Etat - Internats et Foyers - Laboratoires et Ateliers  
Scolaires très modernes.

## cours par CORRESPONDANCE

Préparation théorique au C.A.P. et au B.T. d'électronique avec l'incontestable  
avantage de Travaux Pratiques chez soi, et la possibilité, unique en  
France, d'un stage final de 1 à 3 mois.

Ecole agréée par la Chambre Française de l'Enseignement Privé par  
Correspondance.

**Inscrivez-vous de préférence avant les grandes vacances**

**ÉCOLE CENTRALE**  
des Techniciens  
**DE L'ÉLECTRONIQUE**

Reconnue par l'Etat (Arrêté du 12 Mai 1964)  
12, RUE DE LA LUNE, PARIS 2<sup>e</sup> - TÉL. : 236.78-87 +

**BON**

à découper ou à recopier  
Veuillez m'adresser sans engagement  
la documentation gratuite R.C.

NOM .....

ADRESSE .....

**LA 1<sup>re</sup> DE FRANCE**

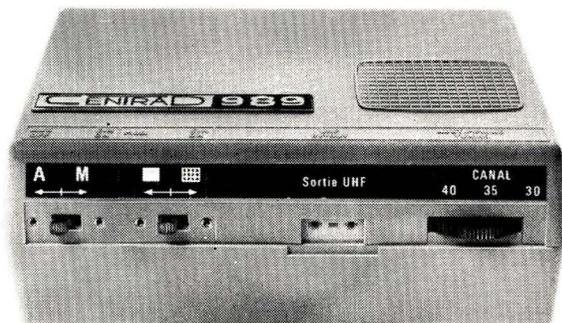
Soyez raisonnable  
 Elle ne rentrera pas  
 Dans un aussi petit sac  
**MAIS**  
 Elle trouvera  
 Très facilement sa place  
 Dans  
 Votre valise de dépannage

CENTRAD 144

# LA MINI-MIRE 989



**CONVERGENCES  
 GÉOMÉTRIE  
 PURETÉ**



**SON MINI  
 PRIX**

**UTILISABLE AUSSI BIEN SUR  
 UN TV NOIR ET BLANC  
 QUE SUR UN TV COULEUR**

**Toujours une MINI-MIRE sous la main**

- Sortie UHF 10 canaux centrés sur le canal 35
- Grille de convergence : 11 barres horizontales - 16 barres verticales
- Fréquence 625 lignes pilotée par un oscillateur à 31,250 kHz
- Polarité +
- Consommation 270 mW
- Alimentation : 6 piles de 1,5 V
- Equipement : 28 transistors - 10 diodes
- Dimensions : 155 x 105 x 65 mm. Poids : 700 gr.

**CENTRAD**

59, AVENUE DES ROMAINS  
 74 ANNECY - FRANCE  
 TÉL. : (79) 45 - 49 - 86 +

— TELEX : 33 394 —  
 CENTRAD-ANNECY  
 C. C. P. LYON 891-14

Bureaux de Paris : 57, Rue Condorcet - PARIS (9\*)  
 Téléphone : 285-10-69

## MIRE TV COULEUR SECAM

barres couleur

barres noir et blanc

entièrement transistorisée à huit barres verticales identiques au dégradé de teinte ORTF permettant tous les réglages

**pureté**  
**convergence**  
**échelle de gris**  
**échelle de teintes**  
**zéro discriminateur**

**centrage courbe cloche**  
**traînage**  
**désaccentuation**  
**matricage**  
**portier ou killer**

### SOTRAFA

35 rue Franklin 92-ASNIÈRES  
 tél. 473 06-55



**un nouveau vernis  
 pour circuits imprimés**

RAPY

**SK10**

Un vernis spécial de protection et de couverture pour circuits imprimés, utilisé indifféremment dans l'industrie et dans les services de maintenance ou de dépannage. Il permet et facilite la soudure postérieurement à son application.

Documentation et liste dépositaires sur demande

**SLORA** DISTRIBUTEUR  
 EXCLUSIF  
 57-FORBACH - BP 41

EN BOMBE AÉROSOL  
 de 160 cm<sup>3</sup>  
 H.T. **6**F

...Si votre problème est...  
**TROUVER IMMÉDIATEMENT**  
 des pièces spéciales pour  
**RÉALISATION de PROTOTYPES**

...Si vous cherchez de quoi  
**CONCRÉTISER VOS IDÉES**

... **Visitez-nous !**  
 le meilleur accueil vous y attend



Un aperçu alphabétique de  
 notre choix de pièces :

- AIMANTS. ALU en plaques. AMIANTE. AMORTISSEURS. AXES.
- BAKELITE plaques et tubes. BLINDAGES alu, acier, laiton, mu-métal. BOIS panneaux vernis, décors. BOITES plastique, métal. BOBINES.
- CARCASSES carton, plastique. CHARNIERES. CHASSIS. CAPOTS. CHIMIE : colles, bois synthétique, soudure à froid, diluants, polyester liquide, décapants, graisses, vernis de sélectrisant, latex, peintures.
- CIRCUITS IMPRIMES, tous les produits pour leur réalisation.
- COFFRETS divers, bois gainé, plastique, métal. COLONNETTES. COSSSES. CULOTS de LAMPES.
- DECOLLETAGE choix très important.
- DECORS plastique, métal, bois.
- ENTRETOISES. EQUERRES. ETRIERES.
- FERRITES. FIBRE DE VERRE. FILS de bobinage. FIL de LIN. FIL NYLON.
- GOUPILLES, GLACES CADRAN.
- ISOLANTS mylar, papier huilé, press-pahn, mica, caoutchouc, toile huilée.
- MOTEURS secteurs, télécommande.
- OUTILLAGE.
- PEGA et PLASTIQUE pour gainage.
- PIEDS DE TABLES. POIGNÉES.
- RESSORTS. RONDELLES. ROULEMENTS à billes.
- SOCLEs et CAPOTS pour électrophones.
- TELEPHONES postes de table.
- VISSERIE métaux, bois, parker, pointeau.



**PETITE MÉCANIQUE :**

UN CHOIX TRÈS IMORTANT  
 UNE DIVERSITÉ INATTENDUE !...

BILLES - BUTÉES - ENGRENAGES - RESSORTS - EQUERRES - GOUPILLES - RENVOIS D'ANGLES - ENTRETOISES - ETRIERES - PIÉCES TARAUDÉES - AXES FILETES - FLEXIBLE.

Un rayon à ne pas oublier !



... EN PLEIN CŒUR DE PARIS !... (BASTILLE)  
**1970 m<sup>2</sup> de magasins aménagés**  
 en **LIBRE SERVICE** à visiter...

Magasin ÉLECTRONIQUE . . . . . 700 m<sup>2</sup>  
 - SURPLUS }  
 - BRICOLAGE } . . . . . 1270 m<sup>2</sup>

**RADIO PRIM 6, Allée Verte, PARIS-XI<sup>e</sup>**

Entrée : 59, Boulevard Richard-Lenoir (Métro Richard-Lenoir)  
 OUVERT TOUS LES JOURS sauf Dimanche - 9 h. à 12 h. - 14 h. à 19 h.  
 PARKING COUVERT GRATUIT : 25 Places disponibles

...Quelques **PRIX INCROYABLES**  
 ...mais **RÉELS**

...DES AFFAIRES  
**EXTRAORDINAIRES**  
 en provenance  
 d'achats exceptionnels  
 TOUTES LES SEMAINES  
 DE NOUVEAUX ARRIVAGES !  
 UN RAYON VIVANT  
 A VISITER A CHAQUE PASSAGE



	Cent.
CONDENSATEURS céramique .....	1
RESISTANCES agglomérées .....	1
RESISTANCES PRECISION 1 %, 2 % .....	10
BLOCS D'ACCORD .....	50
POTENTIOMETRES .....	35
BARRETTES TV .....	50
PLASTIQUE gainage le m <sup>2</sup> .....	50
DECOLLETAGE (pré-embal- lé) sachets de 1 kg ....	50
COFFRETS POSTES RADIO .....	50
VALISES postes portatifs ..	50
LAMPES RADIO ....	50
(Mais où ! prix indiqués en centimes !)	
	Francs
ISOLANT cuivre, le kg ..	3,00
EBENISTERIE TV .....	3,00
VALISES ELECTROPHONES	3,00



**SURPLUS INDUSTRIELS**  
 en provenance d'usines  
**Radio - TV - Semiconducteurs**

- Fours électroniques:
- Hottes.
- Tours.
- Perceuses.
- Soudeuses.
- Presses.
- Racks.
- Instruments de Labo.
- Produits et matériel pour chimie.
- Transporteur à rouleaux avec moteur.
- Transfos industriels.
- Importante cage FARADAY, etc.

TRES GRAND CHOIX  
 d'APPAREILS de MESURE

1.000 Tonnes de matériel  
 aussi utile qu'inattendu

VENTE SUR PLACE  
 UNIQUEMENT  
 PAS D'ENVOI,  
 NI CORRESPONDANCE

**POINTS CADEAUX**  
 série spéciale  
 demandez-les à la caisse.

★ Un atout très important : **DISPONIBILITÉ IMMÉDIATE** ★



REVUE MENSUELLE  
DE PRATIQUE RADIO  
ET TÉLÉVISION

== FONDÉE EN 1936 ==

RÉDACTEUR EN CHEF :  
**W. SOROKINE**

PRIX DU NUMÉRO : **3,00 F**

ABONNEMENT D'UN AN  
(10 NUMÉROS)

France . . . . . **24 F**

Etranger . . . . . **33 F**

Changement d'adresse **0,60 F**

● ANCIENS NUMEROS ●

On peut encore obtenir les anciens numéros ci-dessous indiqués aux conditions suivantes :

Nos 86 à 94, 96, 98 à 100, 102 à 105, 108 à 113, 116, 119 à 120, 122, 125, 127 à 130, 132 et 133 . . . . . **1,20 F**

Nos 135 à 146 . . . . . **1,50 F**

Nos 147 à 174, 177 à 179, 186, 188, 189 et 191 . . . . . **1,80 F**

Nos 193 à 194, 197 à 225, 227 à 232 . . . . . **2,10 F**

Nos 233 à 239 . . . . . **2,50 F**

N° 240 et suivants . . . . . **3,00 F**

Par poste : ajouter 0,30 F par numéro.



**SOCIÉTÉ DES  
ÉDITIONS RADIO**

ABONNEMENTS ET VENTE :

9, Rue Jacob, PARIS (6<sup>e</sup>)

033-13-65 — C. C. P. PARIS 1164-34

RÉDACTION :

42, Rue Jacob, PARIS (6<sup>e</sup>)

633-65-43



PUBLICITÉ :

Chef de Publicité :

**Marcel Philipps**

42, rue Jacob — PARIS (6<sup>e</sup>)

TEL. : 633-65-43

## Le SALON

# des COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

Que nos lecteurs ne s'étonnent pas de trouver ici si peu de choses sur ce Salon qui, au moment où ils liront ces lignes, aura fermé ses portes depuis quelque quatre semaines. Le profane, habitué aux miracles de la technique moderne et aux performances de la presse quotidienne, est facilement porté à s'imaginer on ne sait quel « il n'y a qu'à... » : aussitôt vu, aussitôt écrit, aussitôt imprimé.

La réalité est, malheureusement très différente, d'un côté par le fait que nous sommes une revue mensuelle, et de l'autre à cause de la difficulté réelle que l'on éprouve à réunir une documentation valable.

Les dimensions du Salon sont devenues, en effet, telles que toute visite « approfondie » est pratiquement impossible. Il ne faut pas oublier que dans le cas d'un journaliste professionnel, c'est-à-dire dans le nôtre, l'idéal serait de pouvoir tout examiner et d'avoir le temps de noter toutes les nouveautés. Or, dans les conditions actuelles, c'est une entreprise strictement irréalisable.

L'idéal serait également de trouver, dans chaque stand, un dossier de presse tout prêt, avec les caractéristiques résumées des nouveautés exposées et quelques photos, éventuellement. Cela paraît très simple, mais l'expérience prouve qu'on l'obtient très rarement, car la plupart des exposants n'ont pas encore compris que les besoins d'un journaliste ne sont pas ceux d'un acheteur éventuel.

Il est proprement navrant de voir à quel point, dans trop de stands, la

demande d'un « dossier de presse » suscite un étonnement, une incompréhension ou, pire, une parfaite absence d'intérêt. Et ce sont ces gens qui, après lecture d'un compte rendu du Salon, ont parfois l'impudence d'écrire des lettres indignées nous reprochant de n'avoir pas mentionné leur production qui... ou leur système que...

Vous trouverez, dans ce numéro, une revue rapide de quelques nouveautés présentées par certaines firmes qui ont eu l'intelligence de nous informer avant le Salon, habitude que devraient adopter tous ceux qui exposent quelque chose d'intéressant. On nous a fourni des informations et des photos, matière première suffisante pour renseigner nos lecteurs. Cela peut paraître simple, mais il faut constater, malheureusement, que cette évidence n'a pas encore éclaté aux yeux de tous les exposants.

Le Salon des Composants a été, cette année encore, amputé de sa section, à notre avis inséparable : celle des appareils de mesure, ce qui en fait une exposition incomplète et en quelque sorte artificielle, car la limite exacte entre un appareil de mesure et un appareil destiné à mettre en valeur les qualités d'un composant est extrêmement floue et son interprétation « large » peut mener très loin.

Vous trouverez, dans le prochain numéro de « Radio-Constructeur », une revue que nous espérons assez complète des appareils de mesure que vous pourrez voir à Mesucora, à partir du 27 mai.

W. S.

**Notre couverture** : cette photo représente une étape essentielle dans la conception et la réalisation des circuits intégrés MOS réalisés à l'usine de GENERAL INSTRUMENT EUROPE à Giugliano, près de Naples.

Il s'agit dans ce cas d'une application de la technologie MTNS, ou MOS à faible seuil, par isolement au nitrure de silicium.

L'ordinateur pilote automatiquement, et avec grande précision, la table de découpe selon un programme dans lequel il est déjà intervenu au niveau des calculs concernant le circuit en cours de réalisation : c'est la C.A.O. ou Conception Aidée par Ordinateur.

MAI 1970

# Actualités

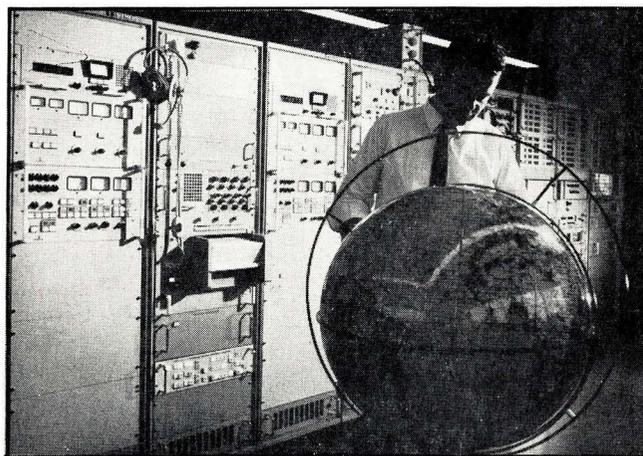
## Premier programme spatial ouest-allemand

Dans le cadre du « projet 625 AL », la base de lancement de la NASA à Vandenburg a récemment mis sur orbite le premier satellite ouest-allemand « Azur », à la création duquel la société Siemens a participé dans une large mesure.

La liaison avec le satellite, qui a pour objectif d'explorer la zone de lumière polaire et les protubérances éruptives solaires, est assurée par un puissant système d'exploitation au sol, comprenant des stations de transmission actives capables de télécommander l'engin et des stations passives destinées à la réception des signaux; un centre de contrôle chargé de la commande et de la surveillance du satellite et du système au sol interprète les informations reçues et décide des commandes à transmettre et de la détermination de la trajectoire à imprimer au vaisseau spatial.

La station active centrale située à Lichtenau en Haute-Bavière, s'est vue reliaer à quelques stations européennes du groupe E.S.R.O. de recherches spatiales, qui comme elle, peuvent intervenir pour commander le satellite.

Le centre de contrôle, chargé de coordonner le réseau, est dirigé par l'Institut de recherches allemand pour la navigation aérienne et spatiale : il porte la désignation officielle de « GCC » (German Control Center) et se trouve également en Haute-Bavière, à Oberpfaffenhofen, d'où il supervise



Vue d'un des locaux de la station centrale de Lichtenau, près de Weilheim, Haute-Bavière, qui capte les signaux des satellites au moyen des récepteurs de télémétrie et de tradesing. La station envoie en même temps ses instructions aux satellites.

toutes les opérations tout en maintenant le contact direct avec la station centrale et la NASA.

Le centre communique avec le satellite par l'envoi de signaux codés sous forme linéaire qui lui sont renvoyés, en temps réel, modulés par impulsions via l'émetteur V.H.F. qui équipe l'engin spatial. Quand le contact direct est provisoirement interrompu, les informations fournies par le satellite

sont enregistrées sur bande magnétique et transmises plus tard, quand le contact redevient possible avec le poste central qui traduit les données et décide de l'intervention éventuelle. Signalons que le centre de contrôle est équipé d'un système de visualisation rapide permettant de traduire en clair les valeurs de mesures scientifiques émises par le satellite dont le centre peut à tout moment vérifier le bon état de fonctionnement.

## Traitement électronique des messages vocaux

■ Sylvania Electric Product Inc vient de mettre au point un équipement capable de transformer instantanément des messages vocaux en messages numériques.

Le principe repose sur l'analyse des signaux par « transformation de Fourier » en traitant les informations contenues

dans le message vocal.

Ces informations ainsi « digitalisées » peuvent être transmises par voie téléphonique ou radioélectrique, elles n'occupent alors qu'une très faible largeur de bande, permettant à un seul canal de véhiculer plusieurs messages.

Les signaux codés sont en-

suite interprétés à la réception, reproduisant la voix de l'expéditeur.

Cet équipement entièrement en circuits intégrés, est commandé par une mémoire programmée et peut exécuter d'autres fonctions de traitement de signaux.

## EN BREF

■ Deux nouveaux circuits intégrés en boîtier TO 18, avec deux connexions de sortie, viennent compléter la gamme des circuits linéaires réalisés par ITT.

Ces deux composants, le ZTK 11 et le ZTK 12, délivrent respectivement  $11\text{ V} \pm 10\%$  et  $22\text{ V} \pm 10\%$  sous  $I_z = 5\text{ mA}$ ; leur coefficient de température, meilleur que  $-5/^\circ\text{C}$ , permet d'obtenir des tensions de référence très stables, rendant ces dispositifs comparables à des diodes Zener compensées en température.

★

■ On apprend que le satellite de télécommunication INTEL-SAT IV a subi avec succès les essais thermiques sous vide auxquels il a été soumis dans une chambre de simulation spatiale américaine.

Rappelons que la construction de quatre satellites du même modèle a été confiée à un consortium international rassemblé autour de la compagnie américaine Hughes Aircraft. Au sein du consortium figure la firme française Thomson-CSF qui participe à l'étude et à la mise au point de ces satellites. La compagnie française est chargée par ailleurs de la fabrication de tous systèmes de télémétrie et de télécommande qui équiperont trois modèles de vol, ainsi que de l'intégration et des essais de ces engins spatiaux.

★

■ La Société Ampex a dernièrement mis au point un magnétoscope à faisceau laser ayant une largeur de bande dix fois supérieure à celle des enregistreurs actuels à large bande.

Le système optique, prévu pour l'enregistrement transversal, sur film de 16 mm, a une bande passante de 5 MHz et utilise une piste quarante fois plus étroite que les enregistreurs magnétiques à bande vidéo classique.

Cet appareil enregistreur à laser emploie des films à l'halogénure d'argent et n'offre aucune possibilité d'effacer la bande magnétique; par contre, il peut reconstruire une image vidéo sous forme visible, permettant ainsi le traitement optique des enregistrements.

L'équipement se compose du faisceau laser, d'un modulateur, d'un dispositif optique scrutateur et d'un dérouleur de film. L'appareil, haut de 1,8 m, a une largeur de 0,75 m et une profondeur de 0,6 m. Il met en œuvre un laser de 100 mW.

Radio-Constructeur

# Quelques aspects

---

## du SALON INTERNATIONAL des COMPOSANTS ELECTRONIQUES

Nous avons jugé utile d'esquisser dans ce numéro un aperçu du Salon International des Composants Electroniques tenu à Paris du 3 au 8 avril 1970.

Peu avant cette manifestation de très haut intérêt, il nous a été permis d'entrevoir les nouveaux produits présentés par quelques firmes françaises, dont certaines à caractère international occupent une position très importante sur le marché mondial.

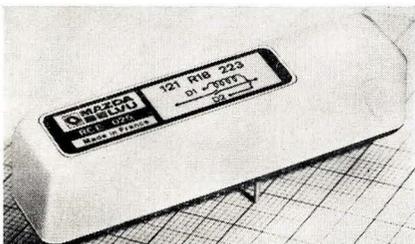
### La R. T. C. - Radiotechnique - Compélec

La R.T.C., dont les multiples activités ont été tout dernièrement détaillées à la Presse, a exposé ses nouveaux produits dont certains ne sont encore qu'au stade de développement.

Parmi les principaux composants étudiés dans les divers départements de la firme, notons :

#### Les dispositifs hyperfréquences

dont les diodes à effet Gunn (certaines sont à même de fournir des puissances élevées avec un rendement supérieur à 10 %) ; les diodes à temps de transit (A.T.T.), les transistors hyperfréquences, la micro-électronique hyperfréquences, l'intégration des composants, etc.



Relais haute tension Mazda Belvu : tension de claquage  $> 5\,000\text{ V}_{\text{eff}}$ .

#### La micro-électronique

domaine où la R.T.C., bien que ne pouvant encore rivaliser avec les constructeurs américains entre autres, déploie actuellement une très grande activité. Signalons que la firme française produit certains circuits intégrés de logique T.T.L. et oriente ses études vers les circuits de logique très rapide de l'ordre de la nanoseconde (étude C.M.L.).

#### Les transistors

Dans ce secteur la R.T.C. déploie une activité intense, témoins les transistors U.H.F. d'émission fonctionnant sous une tension de 28 V, les transistors de puissance B.F. (dont le transistor « homotaxial » n-p-n et le transistor p-n-p à base épitaxiale pour amplificateur Hi-Fi), les transistors pour commande de mémoires à film mince, etc.

#### Les tubes et dispositifs spéciaux

Indiquons dans cette catégorie de matériel, les tubes photomultiplicateurs et les intensificateurs d'image à micro-canaux, le tube obturateur ultra-rapide permettant une excellente reproduction d'image, la photodiode hyper-rapide à vide, les photomultiplicateurs spatiaux résistant aux chocs et aux vibrations, les caméras électroniques embarquables comprenant un cryostat à hélium, une optique électronique et une photocathode.

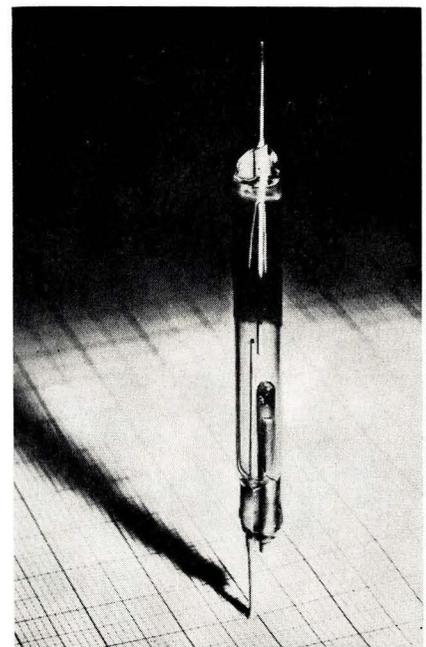
#### L'opto-électronique

où l'on distingue la réalisation des diodes électroluminescentes, émettant dans le proche infra-rouge, les lasers à mode bloqué abaissant à quelques picosecondes la durée des impulsions lumineuses et augmentant leur puissance à quelques centaines de mégawatts crête, les photodiodes rapides au germanium capables de reproduire les impulsions lumineuses brèves.

#### Les cellules solaires et senseurs pour applications spatiales

Signalons l'activité de la R.T.C. dans ce domaine qui a abouti à la photopile de grande surface tenant une température de  $100^\circ$  en stockage. Ce composant, qui n'est pas encore opérationnel, a été obtenu à

partir d'une cellule au CdS. D'autres photopiles au CdTe ont été réalisées : les cellules à barrières de surface de stabilité moyenne et les cellules diffusées de stabilité remarquable.

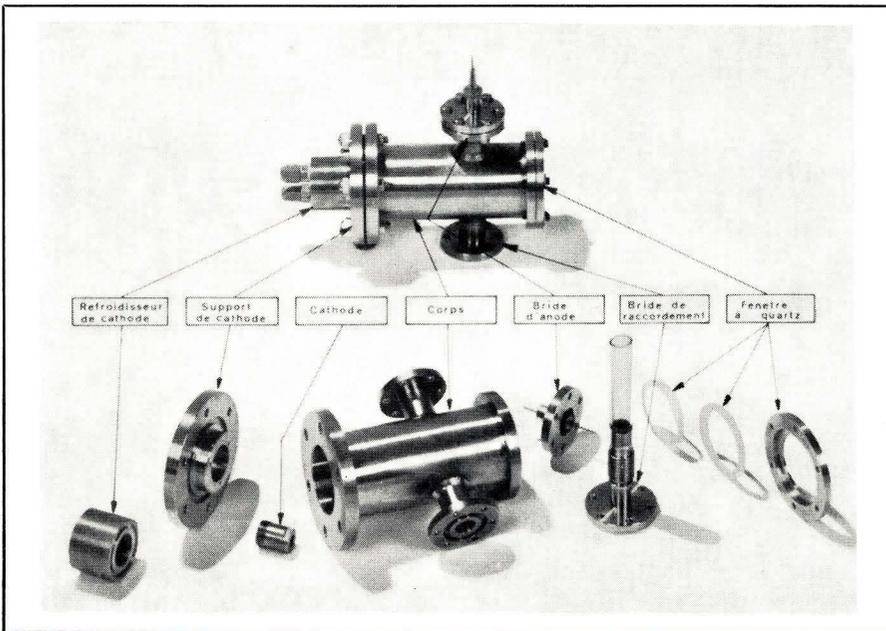


ILS Mazda Belvu pour haute tension : la tension commutable est de  $3\,500\text{ V}_{\text{eff}}$ .

Signalons également dans ce même domaine les bolomètres immergés R.T.C. qui équipent les senseurs d'horizon des satellites.

#### Les composants discrets

Les laboratoires Cogeco, rattachés à R.T.C., s'appliquent à mettre au point des condensateurs de haute tension, haute énergie, destinés aux régimes permanents et impulsions plus particulièrement liés aux techniques de pointe (lasers, défibrillateurs cardiaques, moteurs à plasma).



Tube à cathode creuse démontable pour spectrométrie (Mazda Belvu).

Parallèlement à ces divers composants, dont certains ne sont encore qu'au stade de développement, la R.T.C. porte à son catalogue de nombreux produits finis parmi lesquels on peut noter :

### Les circuits intégrés

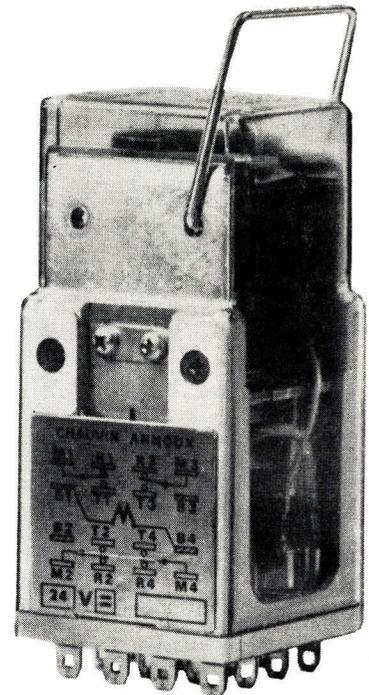
dont les circuits intégrés complexes en technique M.O.S. (les registres à décalage et les mémoires) et M.S.I. (circuits de comptage et d'affichage, mémoire de 16 bits, additionneurs, registre à décalage), les circuits intégrés linéaires (amplificateurs opérationnels et régulateurs, circuits intégrés grand public pour radio-TV) ;

### Les dispositifs spéciaux

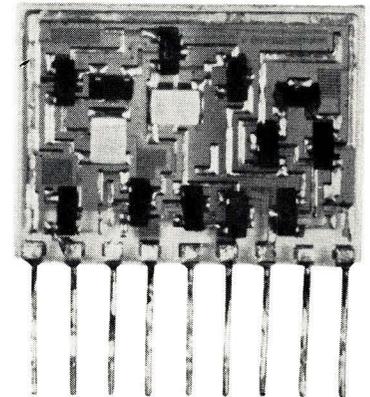
dont les circuits logiques T.T.L., les chaînes F.I. 4.7 MHz, les amplificateurs de puissance B.F., les filtres de bande B.F., les amplificateurs U.H.F., les composants discrets hyperfréquences, les varactors, les diodes tunnel et « backward », les diodes Schotky ;

### Les dispositifs divers

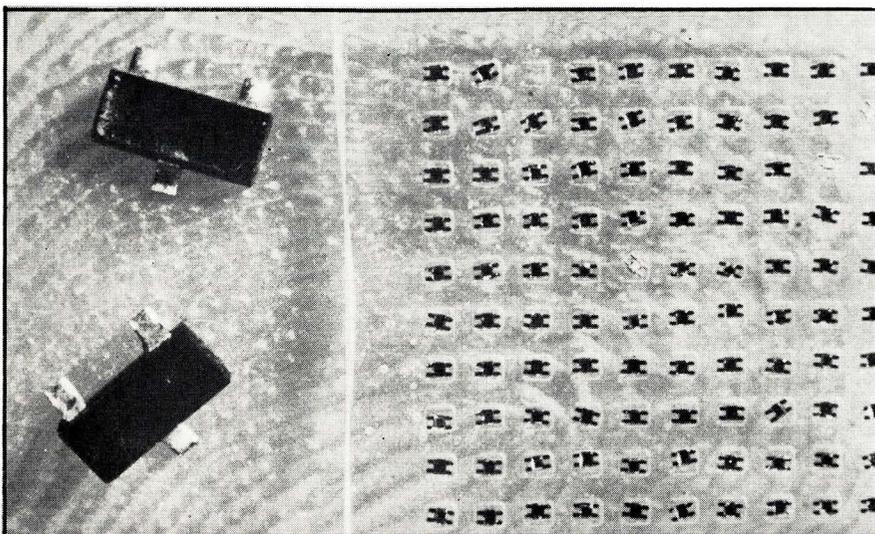
tels que les matériaux et sous-ensembles professionnels (plans mémoires à tores, commutateurs miniatures), les pièces déta-



Relais « OK-1p » à impulsion de passage (Chauvin Arnoux).



Amplificateur opérationnel conçu et réalisé par R.T.C.

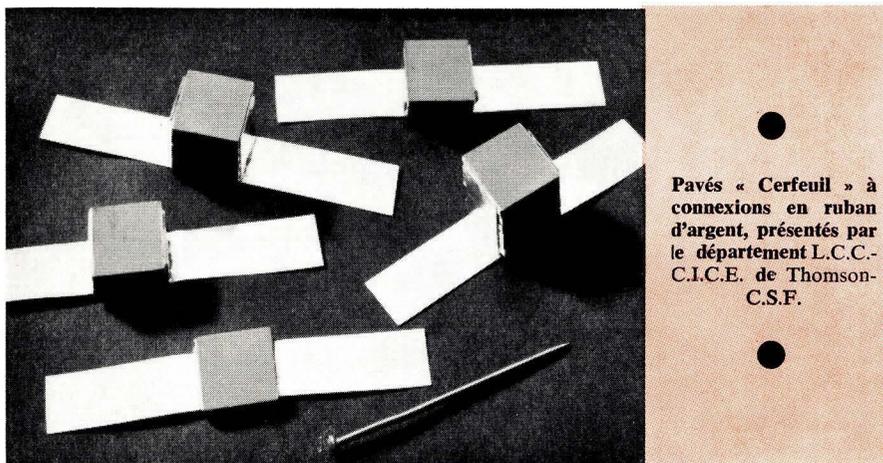


Comparaison de transistors microminiatures avec un magasin contenant 100 transistors à Beam-Lead (R.T.C.).

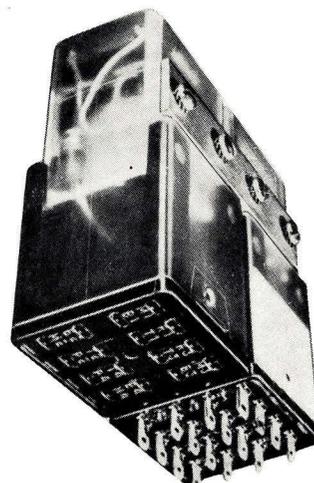
chées (connecteurs, C.T.P., câblages...), les résistances et condensateurs, les semi-conducteurs, les tubes électro-optiques et photo-détecteurs, les tubes de télécommunication et les tubes industriels ainsi que les tubes et sous-ensembles grand public où l'on remarque le tube image couleur 110° et son électronique associée, le sélecteur combiné U.H.F.-V.H.F., la ligne à retard SECAM et le sélecteur de canaux FM.

### Thomson - C. S. F.

Une autre compagnie, la Thomson-C.S.F., aux multiples ramifications nationales et internationales, impose son empreinte au nouveau Salon des Composants Electroniques. Dans la gamme variée de ses produits, Thomson-C.S.F. fait apparaître l'intense activité de ses divers départements dont Sescosem-Mistral réputée pour la fa-



Pavés « Cerfeuil » à connexions en ruban d'argent, présentés par le département L.C.C.-C.I.C.E. de Thomson-C.S.F.



Relais « OK siamois » à seuil de tension (Chauvin Arnoux).

brication des semi-conducteurs, et qui poursuit son expansion en développant des diodes Zener (400 mW et 1 W) en boîtier miniature DHD et DO 15, des transistors de puissance (nouvelle famille « Homobase » et type BU 113 pour balayage TV), des circuits intégrés monolithiques, des circuits intégrés logiques (famille T.T.L. SFC 400, famille T.T.L. rapide H. circuits complexes M.S.I., circuits L.S.T.), des circuits intégrés linéaires (régulateur SFC 2309, amplificateur opérationnel SFC 2741, SFC 2709 et l'amplificateur SFC 2101 A), des circuits grand public radio-TV, mémoires bipolaires (mémoire vive 16 bits et 64 bits), circuits M.O.S. (registres statiques et dynamiques dont le registre  $2 \times 128$  bits, mémoires mortes 1024 et 2048 bits, et mémoires vives).

L.C.C.-C.I.C.E. présente cette année ses composants à diélectrique céramique (condensateurs « Cerfeuil » SEFT 507-030-50 et condensateurs à sortie ruban SEFT 503-003-50), tantale (à électrolyte gélifié CT 400), mica (MS miniaturisé), film plastique. On note par ailleurs les éléments résistifs non linéaires (thermistances à usage professionnel, V.D.R. miniatures). La micro-électronique n'est pas délaissée (circuits hybrides, lignes à retard, etc.).

C.I.F.T.E.-Oréga, appelées à conjuguer leurs efforts au sein de la grande famille Thomson-C.S.F., présentent leurs tubes électroniques, leurs cathoscopes monochromes et trichromes, leurs bobinages et

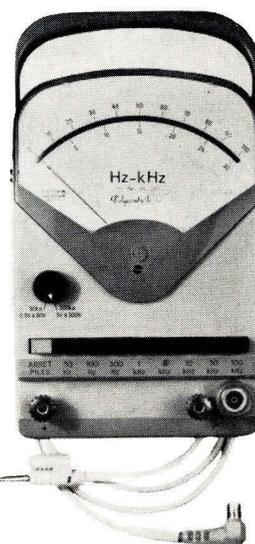
sous-ensembles et leurs circuits imprimés. Notons aussi la nouvelle série de tubes démontables à cathode creuse, les I.L.S., interrupteurs à lames souples en tubes scellés, les inductances miniatures, les circuits multicouches, les sélecteurs de canaux V.H.F.-U.H.F. et les lignes à retard chrominance SECAM-PAL.

D.E.M. et Socapex, chargés des composants électromécaniques à l'actif desquels on note les composants pour l'aviation commerciale, les capteurs de déplacement pour machines-outils, les moteurs à commande électronique, les connecteurs pour câbles coaxiaux et les câbles plats.

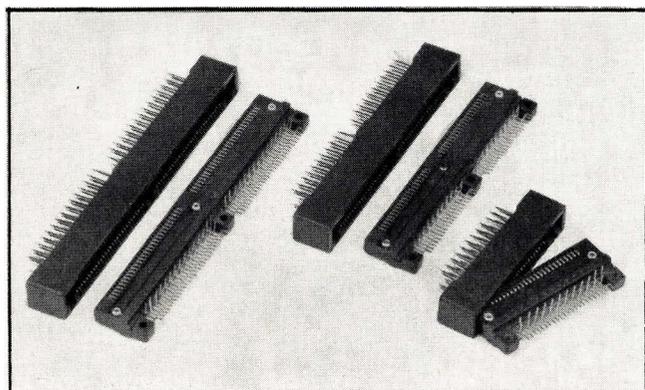
Cofelec, spécialisé dans les ferrites magnétiques pour électronique présente ses produits destinés aussi bien au matériel grand public qu'au matériel professionnel.

Sescosem, en dehors du département Sescosem-Mistral, présente ses circuits intégrés digitaux (logique T.T.L. standard, rapide, D.T.L., circuits intégrés M.O.S.), ses circuits intégrés linéaires, ses transistors de puissance, ses diodes Zener type EPIZ, ses éléments discrets (diodes et transistors de « signal »), ses thyristors et redresseurs et ses dispositifs avancés.

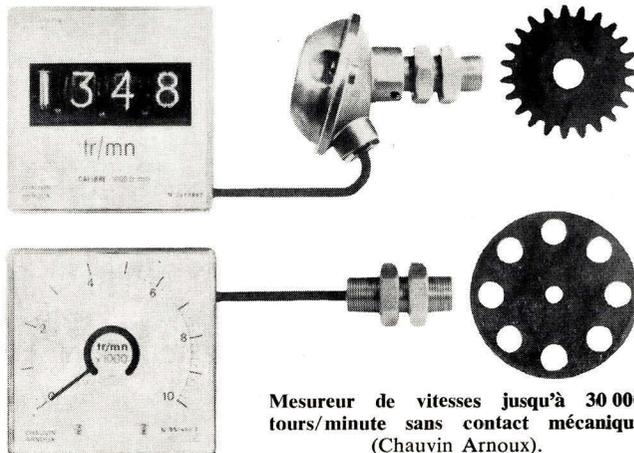
C.E.P.E. expose ses nouveaux pilotes à quartz de grandes performances (pilotes à quartz sans thermostats compensés en température, pilotes à quartz commandés en fréquence et les filtres pour télécommunications). (Voir la fin page 108)



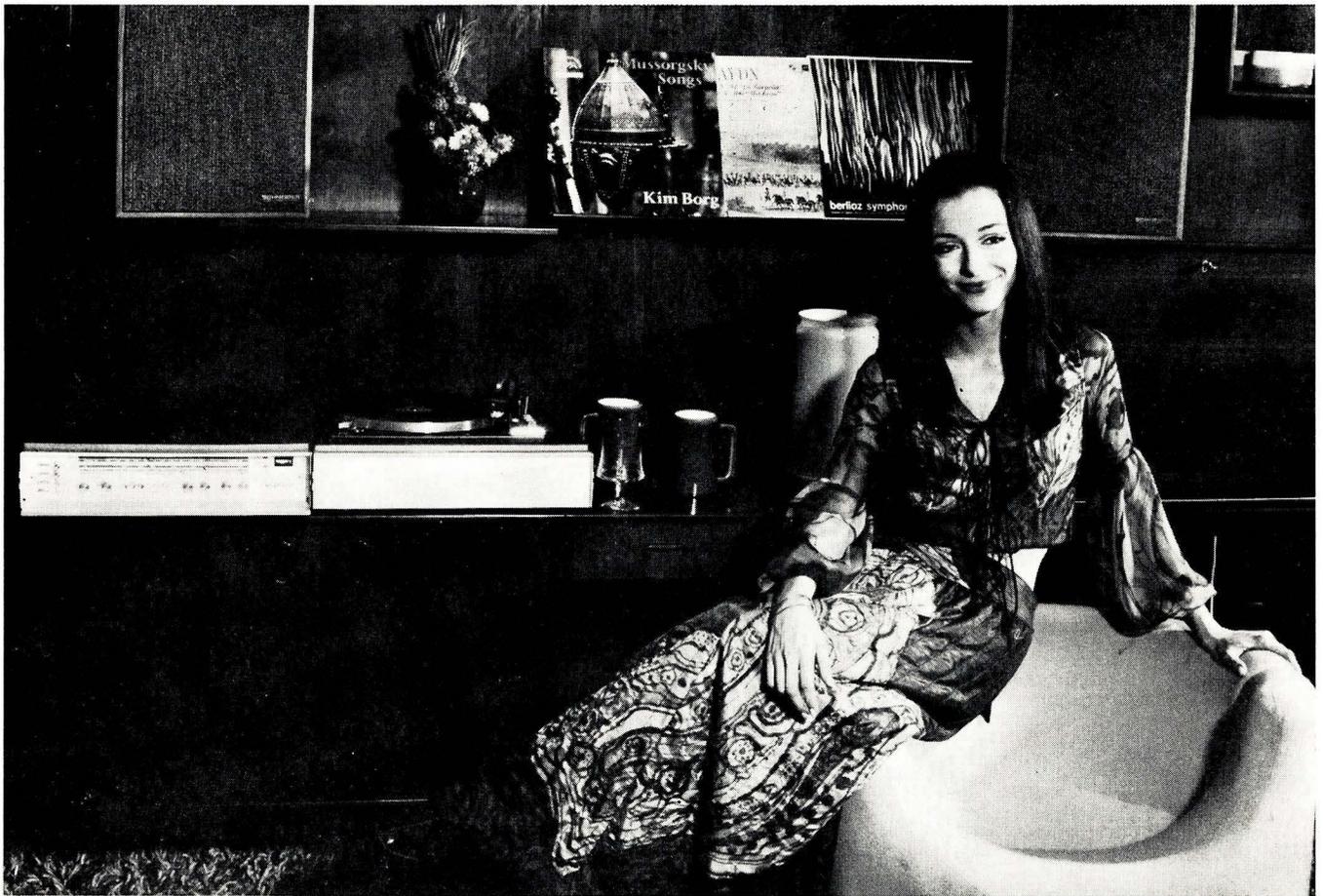
« Polycontrôle 98 » fréquencesmètre à large bande pour mesurer des fréquences de 3 Hz à 100 kHz (Chauvin Arnoux).



Connecteurs R.T.C., série FO 57.



Mesureur de vitesses jusqu'à 30 000 tours/minute sans contact mécanique (Chauvin Arnoux).



# FESTIVAL DU SON 70

Du 5 au 10 mars 1970, le douzième Festival International du Son a confirmé son succès des dernières années en réunissant au Palais d'Orsay, à Paris, les grands noms des producteurs de matériel Hi-Fi de qualité.

Organisée par le Syndicat des Industries Electroniques de Reproduction et d'Enregistrement, avec le concours de la F.N.I.E. et de l'O.R.T.F., cette manifestation a été placée sous le haut patronage de M. Edmond Michelet, ministre d'Etat chargé des Affaires culturelles.

Pendant six jours, les appartements du Palais d'Orsay ont vibré sous les accents mélodieux des plus grands orchestres et ensembles rythmiques fidèlement transmis par les équipements électroniques de hautes performances présentés et mis en service par les exposants venus du monde entier.

## Tendances générales du XII<sup>e</sup> Festival du Son

Bien qu'au premier regard, aucune innovation spectaculaire ne semble marquer l'exposition de ces nouveaux produits, nous n'avons pas été sans remarquer l'évolution lente et timide encore des appareils Hi-Fi vers les techniques de pointe, récemment introduites dans l'industrie et les applications professionnelles : nous voulons parler de la micro-électronique et des micromodules imprimés et enfichables dont on remarque déjà une plus grande utilisation sur les équipements grand public.

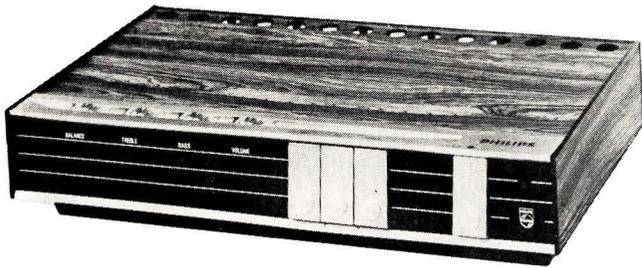
L'emploi des circuits intégrés sur les appareils de cette catégorie n'est toutefois pas un phénomène nouveau, mais il est cependant intéressant de constater la tendance des constructeurs qui paraissent opter pour ces nouveaux composants, d'où leur extension à de nombreux montages, notamment dans les étages H.F., F.I. et les circuits préamplificateurs.

Par contre, le transistor règne enfin en maître absolu dans tous les appareils présentés et sur toutes les chaînes d'amplification mises en service. Les semi-conduc-

teurs du type planar MOS et les transistors à effet de champ trouvent aujourd'hui leur application dans la plupart des circuits équipant les appareils grand public, et de nombreux producteurs affichaient cette particularité trahissant la tendance qui se généralisait. Nous avons d'ailleurs été surpris par les performances des ensembles dotés de tels éléments dont nous avons pu apprécier la fidélité de reproduction.

Un des aspects, encore particulier, découvert au festival, est la nette orientation des constructeurs vers les chaînes intégrées dans un même appareil qui fait office de récepteur, de préamplificateur et d'amplificateur, groupés dans un seul élément. Cette nouvelle présentation vient rejoindre le goût du public et la tendance naturelle vers la miniaturisation rendue possible par l'emploi des transistors et des micromodules : ces composants, s'intégrant parfaitement dans les montages les plus divers permettent ainsi, grâce à leur faible volume et leur souplesse d'utilisation, une réduction notable de l'encombrement de l'ensemble.

Notons, enfin, le succès remporté par la cassette, qui peut à présent rivaliser avec la bande magnétique (en bobines) et qui



**Amplificateur « Home Studio » RH 580 en version autonome, présenté par Philips.**

semble prendre un sérieux ascendant sur cette dernière.

Bien que nous ne puissions, dans le cadre de ce compte rendu, énumérer toutes les firmes qui ont pris part à cette manifestation de haut intérêt, nous jugeons utile, cependant, de passer en revue chaque famille de produits présentés en relevant, toutefois, les particularités que nous avons pu noter sur divers stands et auprès de certains constructeurs.

## Les platines tourne-disques

Dans ce domaine, les constructeurs ont poursuivi leur lancée des précédentes années en améliorant considérablement la partie mécanique des ensembles mobiles de cet élément et en développant l'asservissement électronique du moteur dans le but de garantir la plus grande régularité possible de rotation du plateau (par exemple, **Scientelec**). Par ailleurs, on assiste de plus en plus à l'apparition de courroies dans les systèmes d'entraînement. Certains constructeurs font appel à deux moteurs de commande du mouvement (**Yamaha**), d'autres utilisent un système de déplacement rectiligne asservi du lecteur (**Clément**). De nombreux autres constructeurs, tout en conservant les montages tradition-

**Transcriptor**, dont la fluctuation de vitesse est inférieure à 0,06 %, etc.

Les bras de lecture ont fait l'objet d'études très poussées, et la plupart des platines étaient équipées de systèmes d'équilibrage originales.

Les têtes de lecture à jauge de contrainte équipaient plusieurs chaînes en démonstration, mais la tête magnétique prédomine encore malgré les autres types de cellules : électro-dynamiques et magnéto-dynamiques, que l'on retrouvait sur certains stands.



**Amplificateur Hi-Fi stéréophonique de 120 watts « Model 30 » de Marantz.**

Là encore de nouvelles techniques sont intervenues, telles que l'utilisation des champs magnétiques croisés, assurant une meilleure qualité d'enregistrement, où les nouveaux montages de compensation favorisant davantage la courbe de réponse.

Parmi les magnétophones de grande classe, indiquons le H-67 B de **Hencot** et le A-77 de **Revox**, tous deux très remarqués au Salon.

Un facteur important, déjà signalé, est constitué par la multiplication des lecteurs de bandes en cassettes dont le succès va grandissant, en même temps que la qualité des supports d'enregistrement magnétique. Dans cette catégorie de matériel, de nombreux constructeurs pourraient trouver leur place dans une longue liste, pourtant, nous ne citerons que le « **Sonar Gn-208** » de **Voxson** qui nous a un peu surpris et intéressé par son dispositif de commande à distance par ultrasons.

**Magnétophone « A. 77 » de catégorie Hi-Fi conçu et réalisé par Revox.**

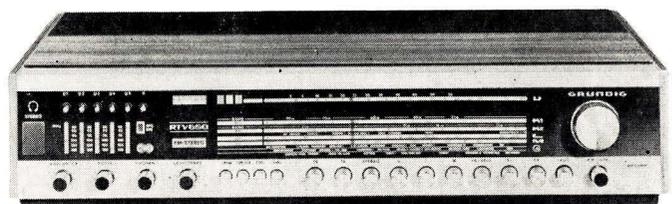


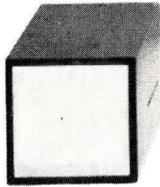
## L'élément amplificateur

Dans ce paragraphe on serait tenté de classer immédiatement l'« âme » de la chaîne Hi-Fi constituée par l'amplificateur proprement dit.

nels, se sont également appliqués à éliminer les principales sources de parasites (pleurage, dérive et distorsions diverses) en améliorant les dispositifs de régulation et de suspension des principaux sous-ensembles (moteur, bras de lecture, équipement mobile). Signalons enfin, pour les avoir particulièrement remarquées, les platines **Sony** (à servo-moteur), **Philips**, dont la GA-202 est également à servo-moteur à courant continu, ainsi que **Thorens** et

**Tuner - amplificateur « RTV 650 » de la chaîne Hi-Fi compacte Grundig.**





Toutefois, bien que ce maillon existe encore en version amplificateur autonome de puissance, il tend cependant à disparaître pour faire place à la présentation « amplificateur-préamplificateur » groupant les deux appareils dans un seul coffret plus complet, ce qui ne nuit nullement à la qualité de reproduction de l'ensemble.

Bien plus encore, le troisième aspect de cet équipement se présente sous la forme d'un « amplificateur-récepteur » réunissant le tuner FM ou AM/FM, le préamplificateur et l'amplificateur, l'appareil conservant, là encore, toutes ses qualités.

De ces trois catégories d'appareils, c'est encore la troisième qui semble avoir le plus de succès auprès du public, préoccupé par les problèmes d'encombrement, mais toujours soucieux de la fidélité de reproduction.

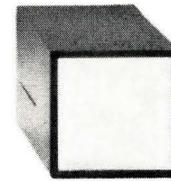
Tous les appareils de cette catégorie, présentés au Festival du Son, sont transistorisés, et l'on note même la présence de circuits intégrés sur certains d'entre eux, dont les tuners TS 5 et VT 42 de **Filson**, le tuner « Stéréo Fetic » de **Leak**, le tuner 312 D de **Scott**, le tuner T 250 de **Telefunken**, le tuner « 2000 » extra plat de **Thorens**, ainsi que les amplificateurs **Marantz** « Model 16 », **E.R.A.** « Stéréo 60 », **Sherwood S 9500**, **Harman Kardon** type 820, **Hitone** 6000 T, **Sansui** 4000, etc.

De plus, de nombreux tuners sont actuellement équipés de touches de présélection FM faisant intervenir les propriétés des diodes « varicap » pour « mettre en mémoire » une station déterminée sur laquelle l'utilisateur de l'appareil peut revenir à



**Ensemble stéréophonique compact DISTRIMEX, comprenant l'amplificateur 2 X 8 W, la platine et 2 enceintes acoustiques.**

tout moment, par la simple pression de la touche correspondante. Parmi les constructeurs utilisant ces dispositifs, rappelons **Grundig**, **Dual**, **Schneider**, **Nordmende**, **Fischer**, etc.



## Le dernier maillon

Les enceintes acoustiques, situées en fin de chaîne, suivent elles aussi la tendance à la miniaturisation, rendue possible, dans ce cas, grâce à l'emploi de techniques nouvelles qui assurent de hautes performances en réduisant l'encombrement.

Les nouveaux ensembles mis au point permettent d'enregistrer une amélioration sensible du taux de distorsion tout en présentant une courbe de réponse étendue aussi bien vers les graves que vers les aigus.

Les matériaux constituant les membranes des haut-parleurs ont été renforcés chez certains constructeurs, tandis que d'autres utilisent des systèmes électroniques d'asservissement destiné à supprimer la résonance propre du haut-parleur (**Servo-Sound**). Signalons enfin le « **Quadrasonic** » présenté par **Acoustic Research**, sur le stand duquel on pouvait écouter une reproduction « stéréophonique » à quatre canaux permettant, semble-t-il, de restituer intégralement l'environnement d'une salle de concert.

Rappelons enfin les haut-parleurs extra-plats en polystyrène expansé, « **Poly-planar** » de **Hi-Fox**, qui peuvent supporter de fortes puissances dans les aigus, mais semblent encore limités dans les basses.

Nous concluons en signalant l'importance que prennent les casques stéréophoniques, dont la qualité permet aujourd'hui une restitution sonore extrêmement fidèle et indépendante du local ou de l'environnement où l'on se trouve.

J. A.

## SALON DES COMPOSANTS (Fin de la page 105)

**Mazda-Belvu** du groupe **Thomson-C.S.F.** est présent avec ses nouveaux relais bistables, ses I.L.S. et relais haute tension, ses matrices téléphoniques et ses composants spéciaux pour l'industrie nucléaire et spatiale.

**Socapex** présente ses connecteurs série SL dont les connecteurs pour circuits imprimés et connecteurs rectangulaires multi-contacts.

De nombreux autres composants à caractères variés apparaissent sur les stands de **Thomson-C.S.F.**, dont nous n'avons pu que tracer les grandes lignes.

## Chauvin Arnoux

La société **Chauvin-Arnoux** n'a pas manqué le rendez-vous du Salon des Composants Electroniques où elle a suscité l'intérêt des visiteurs par ses nouveaux matériels, parmi lesquels on remarque : les relais dont la gamme étendue couvre de nombreuses applications : citons entre autres les relais OK (R.E.L. 2100 à 2129), OK-Fp (à fonction de passage), OK-Siamois

(à contact de passage), OK-Ip (à impulsion de passage), etc. De même, notons les relais à seuil de courant, de tension, les relais temporisés à moteur synchrone et les



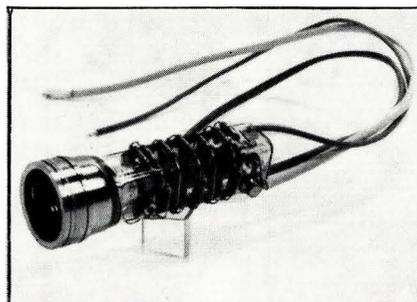
**Cale thermosensible pour détecteur électronique d'incendie (Mazda Belvu).**

nouveaux relais OK à mémoire indépendante de la tension.

Les appareils de mesure, dont le luxmètre de précision (le « **Polycontrôle 94** »), le mesureur de vitesse (à convertisseur fréquence-tension transistorisé), le fréquence-mètre électronique à large bande (« **Polycontrôle 98** »), les appareils de tableau (« **Téléramic polynorme** »), les appareils de signalisation ou de commande (« **Super-Délecta** »), etc.

Une vaste gamme de matériels, dont cette esquisse n'aura donné qu'un aperçu, est apparue sur les stands des nombreuses firmes françaises et étrangères venues animer ce Salon et lui donner son caractère.

J. A.



**Photomultiplicateur avant enrobage, présenté par R.T.C.**

# SÉPARATION ET MISE EN FORME DES TOPS LIGNES ET TRAMES

(Suite et fin de "RADIO-CONSTRUCTEUR" n° 257)

## Tensions et valeurs des éléments

(Suite)

(30) Les tensions de C.A.G. sont prélevées dans le circuit grille du tube séparateur suivant le schéma de la figure 30 p.

(31) La liaison vers le comparateur de phase se fait suivant la figure 30 p, la constante de temps du circuit étant modifiée suivant la définition.

(32) Le circuit d'entrée du tube séparateur se présente suivant la variante a de la figure 27.

(33) L'écrêteur des tops trames est monté suivant le schéma de la figure 30 q (triode du ECF 80-1), et ce tube fait, en même temps, fonction de déphaseur pour l'attaque, par les points a et b d'un comparateur de phase symétrique.

(34) La résistance  $R_{11}$  est shuntée par un condensateur de 1 nF (fig. 30 q). La triode ECF 80 (1) attaque la pentode ECF 80 (2) qui agit en quelque sorte en deuxième écrêteuse et fournit le top de synchronisation à la triode du même tube qui constitue le premier élément d'un multivibrateur.

(35) L'anode du tube écrêteur est réunie à l'anode de l'oscillateur « blocking » à travers une résistance de 47 k $\Omega$ . L'oscillateur lui-même utilise une pentode EF 80 montée en triode.

(36) Cette valeur de  $C_6$  est valable en position de synchronisation directe du multivibrateur lignes, la valeur de  $R_{14}$  étant alors de 47 k $\Omega$ . En position « Comparateur » (constitué par une triode), l'attaque de la cathode se fait à travers 100 pF (fig. 30 r).

(37) Le circuit d'entrée du tube séparateur se présente, suivant la variante a de la figure 27 avec, en plus, un condensateur de 150 pF placé entre la grille du séparateur et la masse.

(38) Le tube écrêteur est monté d'une façon particulière, indiquée dans la figure 30 s et constitue, en même temps, un déphaseur pour le comparateur de phase qui le suit. Le mécanisme de l'écrêtage est ici le suivant : les signaux de synchronisation, trames et lignes, appliqués à la grille de la triode sont déjà suffisamment intégrés pour faire ressortir les tops trames en lancées négatives, qui, amplifiées, apparaissent à l'anode de la triode en lancées positives. Ce signal passe ensuite par le circuit formé par les éléments  $C_{21}$ - $C_{22}$ - $R_{21}$  et la diode écrêteuse OA 85, dont le seuil est fixé par  $R_{22}$  et  $R_{23}$ . On obtient à la sortie des tops trames différenciés et écrêtés par le haut, donc en lancées négatives, que l'on applique à l'anode du « blocking ».

(39) Le circuit grille du tube séparateur est utilisé pour obtenir la tension de C.A.G., suivant le schéma de la figure 30 t. A remarquer la cellule photosensible, dite d'ambiance, pour le réglage automatique de contraste.

(40) La polarisation de la triode écrêteuse se fait d'une façon assez inhabituelle, à l'aide d'un diviseur de tension formé par  $R_{30}$  -  $R_{21}$  -  $R_{22}$  et placé entre l'anode du tube de puissance trames et la masse (fig. 30 u). On remarquera également le circuit d'alimentation d'écran et d'anode de la pentode séparatrice et l'inverseur I permettant de passer de la synchronisation directe du multivibrateur lignes à celle par l'intermédiaire d'un comparateur. Les tops trames sont envoyés, par  $C_7$ , à l'anode d'un oscillateur « blocking ». En position « Comparateur », on doit trouver en A des tops lignes en lancées négatives de quelque 4 V c. à c. Pour le circuit de synchronisation directe, les tops lignes en B ont une amplitude de 20 V c. à c. environ (en lancées négatives).

(41) Le circuit de grille du tube séparateur est utilisé pour obtenir les tensions de C.A.G., et le dispositif comporte une cellule photosensible pour le réglage automatique de contraste (fig. 30 v).

(42) La sortie vers le comparateur de phase comporte un condensateur de 470 pF entre le point 9 (fig. 29) et le point commun des deux diodes.

(43) La sortie vers le comparateur de phase comporte un condensateur de 220 pF entre le point 9 (fig. 29) et le point commun des deux diodes.

(44) Le montage du tube écrêteur est analogue à celui de la figure 30 a, avec cette différence que la valeur de  $R_{20}$  n'est que de 3,3 M $\Omega$  et que le condensateur  $C_{20}$ , de 150 pF, est placé entre a et la masse.

(45) Cette capacité aboutit à la grille triode d'un autre tube ECF 80, qui sert de déphaseur pour un comparateur de phase symétrique.

(46) Le circuit de grille sert pour obtenir des tensions de C.A.G. suivant un schéma analogue à celui de la figure 30 v.

(47) La résistance  $R_5$  est placée entre l'anode de la pentode et l'écran.

(48) Le montage du tube écrêteur est analogue à celui de la figure 30 a, avec les valeurs suivantes :  $R_{21} = 68$  k $\Omega$  ;  $R_{20} = 1$  M $\Omega$  ;  $R_{22} = 150$  k $\Omega$  ;  $C_{20} = 220$  pF (entre a et masse) ;  $C_{21} = 22$  nF.

(49) Une résistance de 47 k $\Omega$  est placée entre l'anode de la triode et la masse.

(50) Les tops de synchronisation trames sont appliquées à la grille de la triode ECL 85, le tube étant monté en oscillateur trames.

Les différentes variantes dont il est question dans les tableaux correspondants à plusieurs dizaines de modèles d'un grand nombre de marques. Il faut penser qu'un constructeur reste

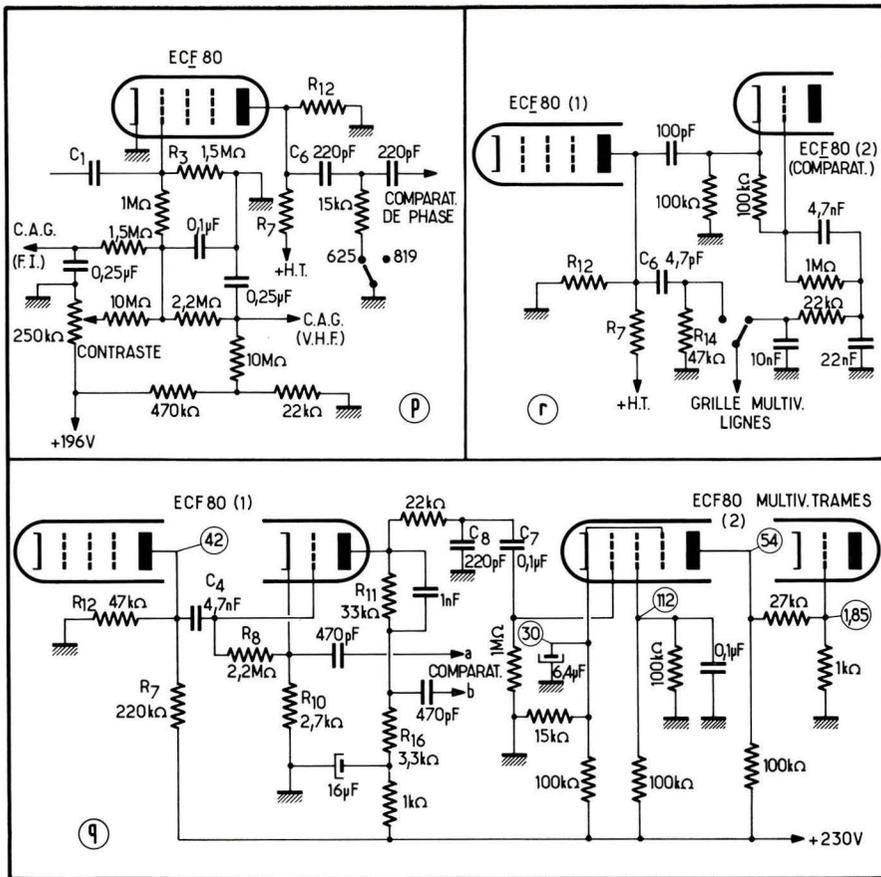
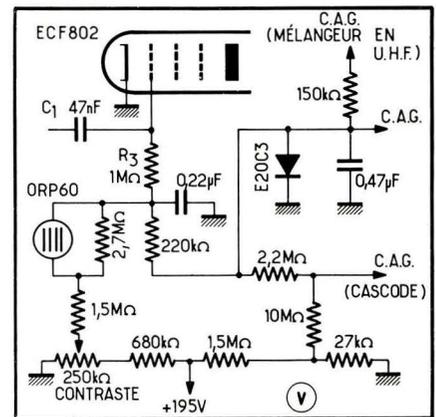
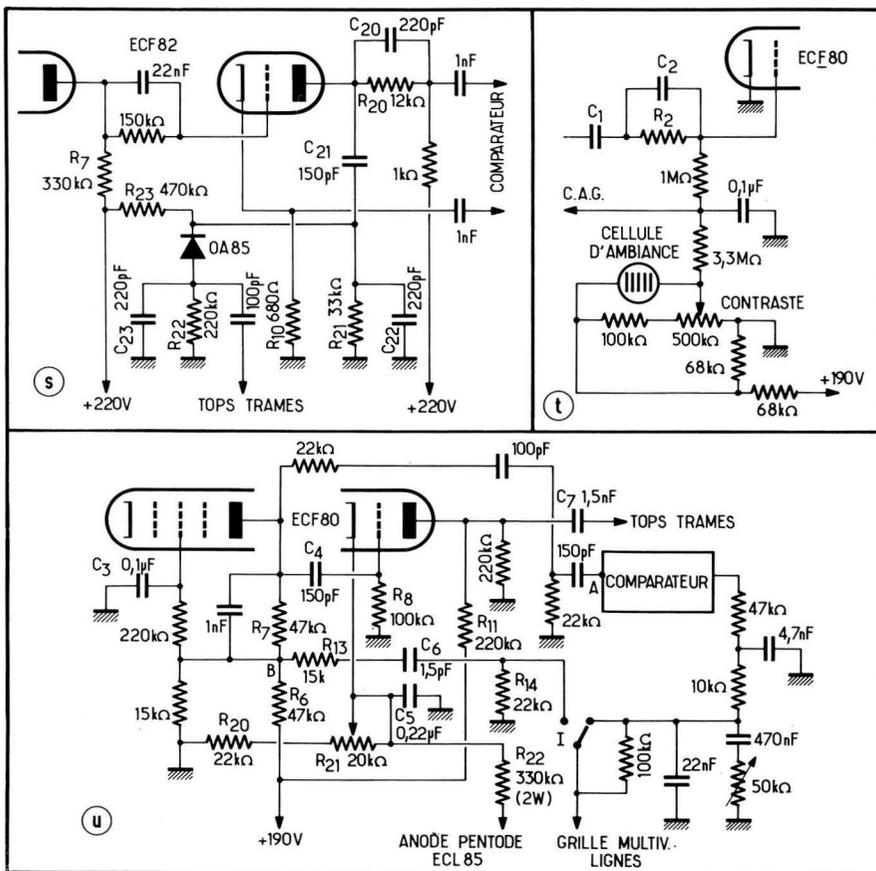


Fig. 30 (suite). — Encore quelques variantes et montages particuliers que l'on peut rencontrer dans les schémas des séparateurs et des étages écrêteurs-trieurs.



généralement fidèle à un schéma pendant plusieurs années, avec tout au plus quelques modifications de détail. Pour guider nos lecteurs, nous donnons ci-dessous la correspondance entre certaines marques et les colonnes du tableau.

- Ducretet et Pathé-Marconi : 1, 9, 17 ;  
 Clarville : 2, 16, 21 ;  
 Télévisso : 3 ;  
 Tévéa : 4, 15 ;  
 Continental Edison et Sonora : 5 ;  
 Desmet : 6 ;  
 Image Parlante : 7 ;  
 Sonneclair : 8, 11, 18 ;  
 Schneider : 10, 14 ;  
 Grundig : 12 ;  
 Pizon Bros : 13 ;  
 Océanic, L.M.T., Körting : 19, 20, 24 ;  
 Point Bleu : 22 ;  
 Grandin : 23.

Il s'agit là de montages à peu près « classiques » se rapprochant du schéma de la figure 29. Quelques montages particuliers, utilisant des pentodes-triodes, seront analysés plus loin.

## Autres montages séparateurs-trieurs

Commençons d'abord par quelques schémas que l'on peut encore rencontrer sur certains téléviseurs relativement anciens, de l'époque 1956-1958, à peu près.

### Séparation par EF 80

C'est le schéma de la figure 31, qui ne demande aucune explication particulière et qui a été utilisé, avec quelques modifications de détail, par plusieurs constructeurs. On remarquera que, dans le cas présent, la synchronisation de l'oscillateur « blocking » trames se fait à l'aide d'un enroulement spécial du transformateur correspondant, qui se trouve en quelque sorte en parallèle, avec  $R_2$  en série, sur la résistance  $R_1$ . Une fuite dans le condensateur  $C_1$  constitue, pour ce type de montages, une cause d'insta-

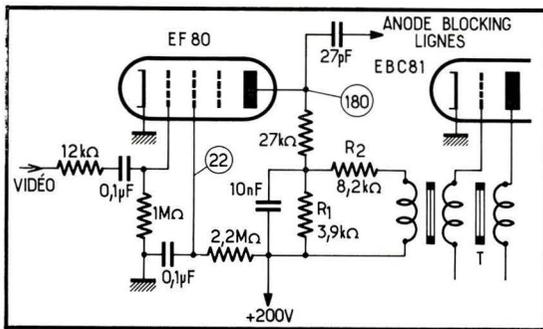
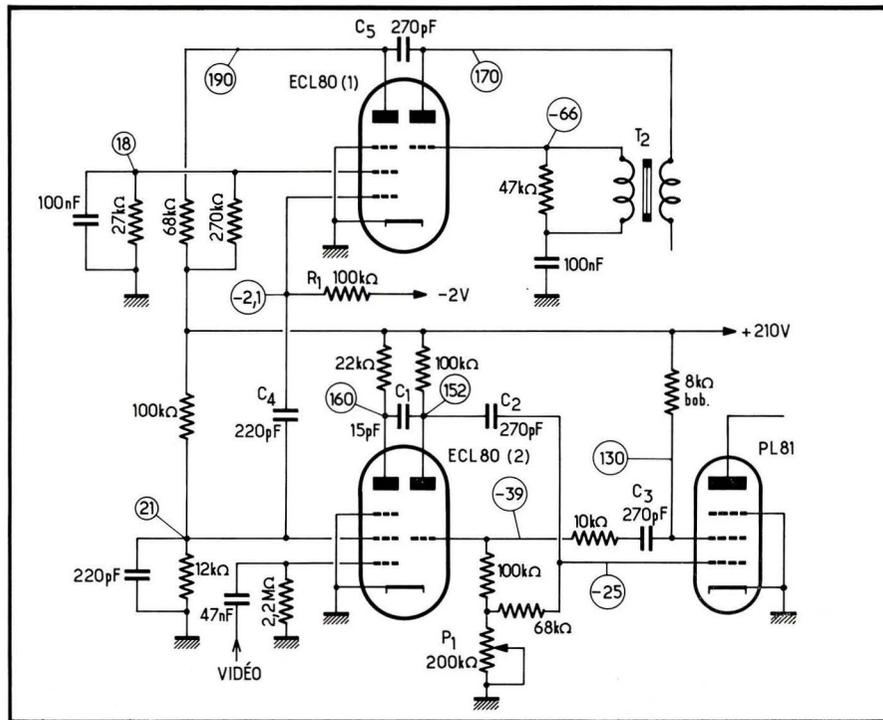


Fig. 31 (à gauche). — Schéma d'un séparateur utilisant une pentode EF 80.

Fig. 32 (ci-dessous). — Séparation et tri par deux pentodes ECL 80.



bilité verticale. A noter également qu'aucun tri supplémentaire de tops n'a été prévu dans ce montage.

### Séparation et tri par ECL 80

Ce tube a été très largement utilisé dans ces deux fonctions, avec de nombreuses variantes dont nous allons voir quelques exemples.

Le schéma de la figure 32, que l'on rencontre sur plusieurs modèles de téléviseurs *Pathé-Marconi*, utilise la pentode du tube ECL 80 (2) en séparateur avec cette particularité, cependant, que les signaux de synchronisation sont prélevés sur l'anode pour les tops lignes et sur l'écran pour ceux de trames. Les premiers sont appliqués à travers  $C_1$  à l'anode de la triode du même tube qui forme, avec la pseudo-triode constituée par la cathode, la grille et l'écran du PL 81, un multivibrateur à couplage plaque-grille par  $C_2$  et écran-grille par  $C_3$ , dont la fréquence peut être ajustée par  $P_1$ .

Les tops trames, prélevés sur l'écran de la pentode séparatrice par  $C_4$ , sont envoyés à la grille de la pentode

ECL 80 (1) montée en écrêteuse, par le bas, des signaux de synchronisation différenciés par  $C_1$ - $R_1$ . La grille du tube écrêteur est polarisée à  $-2$  V environ à partir d'une source de tension négative, c'est-à-dire pratiquement au « cut off » étant donné la tension écran très faible adoptée. Seules les pointes en lancée positive, résultant de la différenciation du flanc arrière des tops trames, débloquent le tube écrêteur et se traduisent par des impulsions de tension en lancée négative sur l'anode, transmises à l'anode de l'oscillateur « blocking » trames par  $C_3$ .

Un autre exemple est celui de la figure 33, où la cathode du ECL 80, commune aux deux éléments, est polarisée par le diviseur de tension  $R_1$ - $R_2$ , ce qui exige que la résistance de fuite de grille  $R_3$  soit ramenée à la cathode et non à la masse, comme on le fait généralement. Les signaux de synchronisation disponibles à l'anode sont écrétés par la triode, dont la résistance de grille, ramenée à la masse, fait que le tube se trouve polarisé au « cut off » et ne réagit qu'aux impulsions en lancées positives résultant

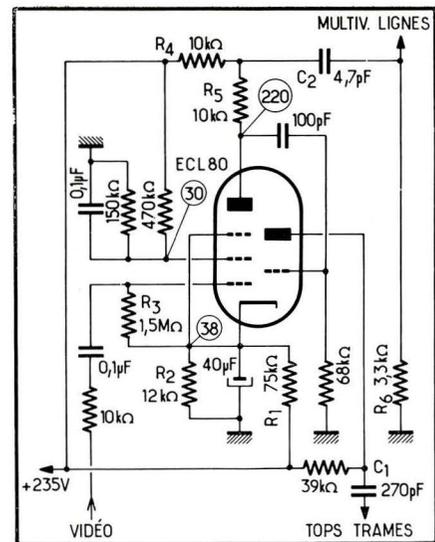
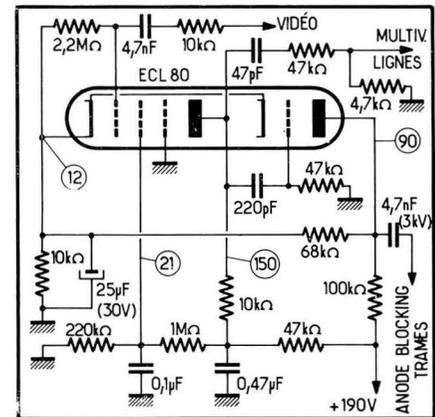


Fig. 33 (ci-dessus). — Un autre montage de séparateur-trieur utilisant un tube ECL 80.

Fig. 34 (ci-dessous). — Variante du schéma de la figure 32, par la façon dont sont alimentées certaines électrodes.



de la différenciation du flanc arrière du top trames. Ces tops sont appliqués au « blocking » correspondant par le condensateur de liaison  $C_1$ . Les tops lignes, prélevés au point milieu de la résistance de charge  $R_4$ - $R_5$  du séparateur, sont très fortement différenciés par une cellule à faible constante de temps,  $R_6$ - $C_2$ , avant d'être appliqués à la grille d'entrée du multivibrateur lignes.

Le schéma de la figure 34 représente une variante du montage précédent, par la façon dont sont alimentées certaines électrodes du tube ECL 80. Le principe reste exactement le même pour les deux schémas.

Le schéma de la figure 35 est un peu différent, par la façon dont sont formés les tops trames et lignes et par le type d'oscillateurs utilisés. En effet, le prélèvement des tops s'effectue ici comme dans le cas de la figure 32 : sur l'écran de la pentode ECL 80 pour les trames et sur l'anode du même tube pour les lignes. Cependant, l'oscillateur trames est constitué ici par un multivibrateur, formé par la triode ECL 80 et par celle d'un ECL 82, dont la pentode fonctionne en

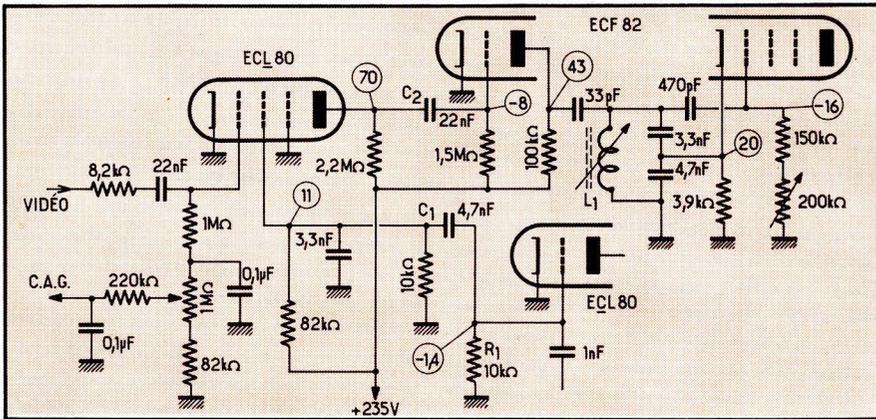


Fig. 35. — Schéma d'un tube séparateur ECL 80 suivi d'un oscillateur lignes sinusoïdal et d'un tube trieur pour les tops trames.

tube de puissance trames. Il n'est pas nécessaire d'avoir, dans ce cas, des tops de grande amplitude et un étage écréteur-amplificateur devient inutile. Les signaux sont simplement différenciés, avec une constante de temps suffisamment faible pour faire ressortir, en lancées positives, les pointes correspondant au flanc arrière des tops trames. Le recul de grille de la triode d'entrée est suffisamment faible pour opérer un écréteur par le bas et ne laisser agir que ces pointes, en éliminant toute trace de tops lignes.

Ces derniers sont dirigés par  $C_2$  vers un oscillateur sinusoïdal utilisant la pentode d'un ECF 82 et le bobinage  $L_1$ . La triode de ce tube ne sert que pour inverser la polarité des tops de synchronisation (en les écrétant un peu, néanmoins), afin qu'ils se présentent dans le sens convenable sur la grille de l'oscillateur.

### Séparation par tubes triodes-heptodes

Cette solution est très largement utilisée dans les téléviseurs allemands et on la rencontre, évidemment, assez souvent en France, soit sur des appareils importés, soit sur ceux dont la technique s'inspire de celle d'outre-Rhin.

Il y a deux façons d'utiliser l'heptode de ce type : soit un montage « simplifié », où la grille  $G_1$  est mise à la masse ; soit en appliquant à la grille  $G_1$  un signal vidéo de sens tel que les parasites tendent à bloquer le tube. Dans le premier cas, le fonctionnement diffère très peu de celui d'une pentode et l'originalité des montages que l'on rencontre réside surtout dans la façon dont les signaux de synchronisation sont traités après la séparation.

Dans le second cas, le fonctionnement est relativement compliqué et, tout compte fait, surtout adapté à la réception des émissions à modulation négative, c'est-à-dire conformes aux standards C.C.I.R. et O.I.R.

Un schéma relativement simple est celui de la figure 36 (Grundig). Les signaux de synchronisation sont appliqués, après séparation, à la grille d'une triode, dont la constante de temps du circuit de cathode y fait apparaître des tops trames en lancée négative, émergeant de quelque 5 V du résidu des tops lignes. Ces impulsions sont appliquées à la base d'un transistor OC 70 et se traduisent par des impulsions positives sur le collecteur que l'on envoie sur la grille triode d'un ECL 85, monté en oscillateur trames et tube de puissance. Les tops

lignes, d'une amplitude de quelque 60 V c.à.c. et en lancées positives, apparaissent sur l'anode de la triode et sont appliqués à un comparateur de phase symétrique, au point commun des deux diodes.

Un montage presque identique est utilisé sur des modèles beaucoup plus récents de la même marque, les modifications apportées étant résumées par le schéma de la figure 37. On y remarquera que la constante de temps du circuit cathode de la triode est augmentée, en 625 lignes, par la mise en parallèle de  $C_1$  sur  $C_2$  dans cette position (le contact S se fermant). D'autre part, le circuit  $L_1$ , accordé sur la fréquence lignes, favorise les tops correspondants. Le montage du transistor, qui est un AC 126, analogue au OC 70, est pratiquement le même que sur la figure 36, sauf la valeur des résistances  $R_1$  et  $R_2$  : 1,2 k $\Omega$  et 3,3 k $\Omega$  respectivement.

L'ensemble séparateur de la figure 38, emprunté à un téléviseur Lœwe-Opta, est d'une conception assez différentes du fait qu'il utilise la grille  $G_1$  de l'heptode pour y appliquer le signal vidéo, mais avec une polarité telle que les parasites violents tendent à rendre cette grille négative, c'est-à-dire à bloquer le tube. Puisqu'il s'agit du standard français, il faut que le signal sur cette grille soit négatif, c'est-à-dire qu'il ait sa partie image dirigée vers le bas. Or, dans un télé-

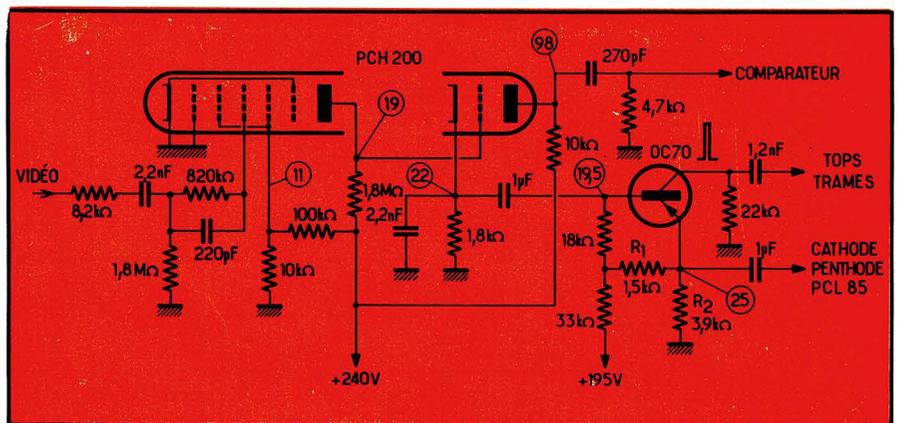
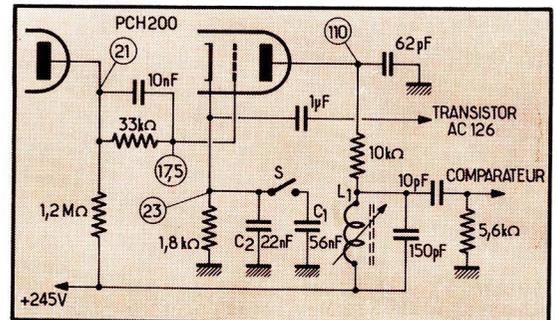


Fig. 36 (ci-dessus). — Exemple d'un séparateur utilisant un tube triode-heptode où la grille  $G_1$  de l'heptode reste inemployée.

Fig. 37 (ci-contre). — Variante du montage précédent, en ce qui concerne l'attaque du comparateur surtout.



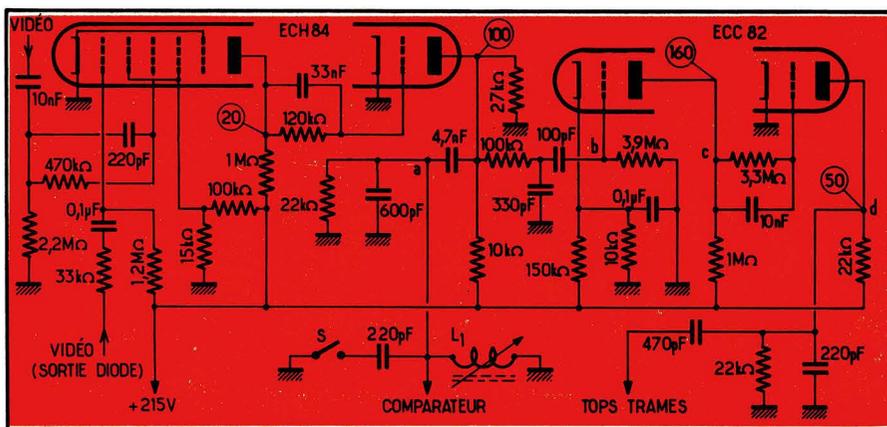


Fig. 38. — Exemple d'un séparateur utilisant un tube triode-heptode avec la grille  $G_1$  « antiparasites ».

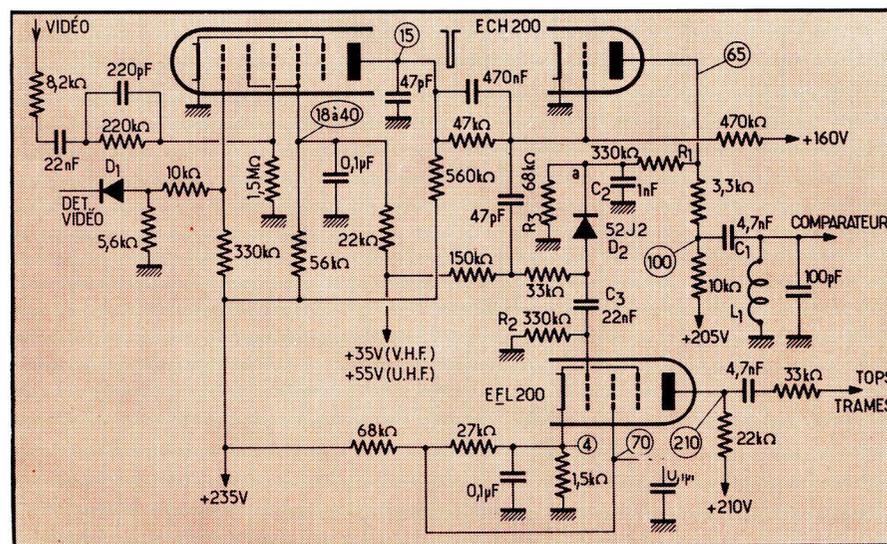


Fig. 39. — Un autre exemple d'un séparateur analogue à celui de la figure 38.

visueur français normal le signal vidéo issu de la détection est positif. Dans le cas présent, on tourne la difficulté en utilisant une diode de détection vidéo inversée, à partir de laquelle on attaque la grille  $G_1$  (à travers un système classique de correction). Pour attaquer la grille du tube vidéo, qui est ici une pentode PCL 84, le signal vidéo subit une inversion dans la triode d'un tube PCF 82. Mais la grille  $G_2$  du séparateur heptode ECH 84 reçoit son signal à partir de l'anode d'une deuxième triode, celle du tube PCL 84, après une nouvelle inversion. Notons, pour fixer les idées, que l'amplitude du signal vidéo sur la grille  $G_1$  est de l'ordre de 2 V c.à.c., tandis que celle sur la grille  $G_2$  est de quelque 15 V c.à.c. Sans entrer dans les détails de mise en forme des différents signaux de synchronisation, nous pouvons noter ceci :

A l'anode de l'heptode on obtient des tops trames en lancée négative de 13 V c.à.c. ;

Au point *a* (fig. 38) on doit trouver un signal à peu près symétrique, à deux pointes opposées, utilisé pour l'attaque du comparateur. Son amplitude normale doit être de 30 à 35 V c.à.c. ;

Au point *b* on relève des tops trames presque parfaitement nettoyés, en lancée positive et avec une amplitude de 20 V c.à.c. environ ;

En *c*, ce sont des impulsions négatives de très grande amplitude : 120 V c.à.c. environ, tandis qu'en *d* on trouve l'aspect « final » des tops trames : impulsions positives de 80 V crête à peu près.

Le dernier schéma de ce type est celui de la figure 39, qui a été utilisé sur plusieurs téléviseurs *Schneider*. Ici encore, la grille  $G_1$  de l'heptode est utilisée pour recevoir un signal vidéo en polarité négative, de façon à bloquer le tube pendant les impulsions négatives d'amplitude exagérée, correspondant à des parasites violents.

Le signal vidéo négatif est obtenu dans ce montage à l'aide d'une diode supplémentaire ( $D_1$ ), montée « à l'envers », à côté de la diode normale de détection. Quant à la grille  $G_2$ , elle reçoit son signal d'une façon tout à fait normale, à partir de l'anode du tube vidéo de sortie.

A l'anode du tube séparateur les signaux de synchronisation lignes se présentent en tant qu'impulsions en lancée négative, de quelque 15 V c.à.c., et ils ont pratiquement la même allure à la grille de la triode.

A l'anode de la triode, et en laissant en place le condensateur  $C_1$ , on relève, en balayage rapide, un signal dont l'aspect et l'amplitude varient un peu suivant que l'on se trouve en 819 ou en 625 lignes : figure 40 *a* en 819, avec 80 V c.à.c. ; figure 40 *b* en 625, avec 100 V c.à.c.

Si l'on coupe le condensateur  $C_1$ , c'est-à-dire si l'on supprime l'influence du circuit accordé  $L_1$ , le signal à l'anode de la triode prend la forme d'impulsions positives de grande amplitude : 140 V en 819 lignes et 120 V en 625 lignes environ.

Les tops trames sont formés dans le circuit comprenant  $C_2$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_3$  et  $R_3$ , ainsi que la diode  $D_2$ . Au point *a* on doit trouver une impulsion positive de quelque 20 V c.à.c. Après la mise en forme définitive, elle est appliquée à la grille de l'élément F d'un tube EFL 200 et c'est sur l'anode de cette pentode que l'on trouve le top trames amplifié, appliqué à l'anode du « blocking » trames.

## Résumé des pannes et leur localisation

Les pannes des étages de séparation et de tri peuvent être, dans une certaine mesure, classées en deux catégories : *pannes indirectes*, où le mauvais fonctionnement du séparateur est déterminé par un défaut dans les

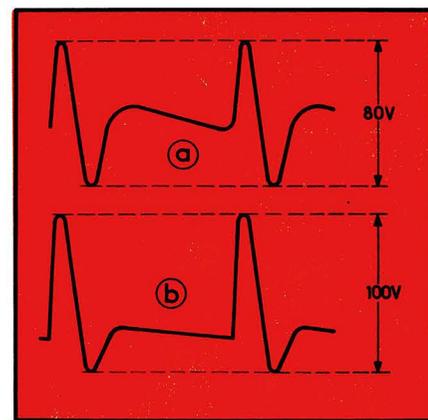


Fig. 40. — Forme de la tension à l'anode de la triode de la figure 39, en 819 lignes (a) et en 625 (b).

étages qui le précèdent ; *pannes directes*, où ce sont les étages de séparation eux-mêmes qui sont en cause.

D'une façon générale, l'appareil de mesure le plus indiqué pour localiser une panne due à un défaut de séparation est évidemment l'oscilloscope, et c'est même le seul qui permet de travailler avec certitude et rapidité : on voit immédiatement si le top trames ou lignes (ou les deux) existe ou n'existe pas, si son amplitude est suffisante, etc. Nous aurons certainement l'occasion de voir le détail du travail avec l'oscilloscope, les formes normales et anormales des signaux de synchronisation.

Voici maintenant un certain nombre d'indications qui vous aideront à localiser une panne de synchronisation, même si vous ne disposez pas d'un oscilloscope.

## Instabilité verticale

### Pannes indirectes

Une instabilité verticale plus ou moins prononcée peut apparaître parce que les fréquences basses du signal vidéo, c'est-à-dire les fréquences où se situent justement les signaux de trames (fréquence : 50 Hz), se trouvent affaiblies. Or, un tel affaiblissement peut se produire, par exemple, si, à la suite d'un désaccord des circuits H.F. ou F.I., la porteuse vision se trouve trop basse sur le flanc de la courbe. Rappelons que la position normale de cette porteuse est au niveau relatif 0,5 de l'amplitude maximale, ce qui correspond à -6 dB.

Un affaiblissement des fréquences basses peut également être une conséquence d'une défaillance de condensateurs électrochimiques de l'étage vidéo : condensateurs découplant la cathode ou l'écran, en particulier.

### Pannes directes

Leurs causes sont très nombreuses et nous allons les énumérer d'une façon aussi complète que possible, en nous rapportant au schéma-type de la figure 29.

1. — *Légère fuite dans le condensateur de liaison  $C_1$* . Une telle fuite est très délicate à déceler, car la grille du séparateur est toujours assez fortement négative en fonctionnement normal et en présence d'un signal, de sorte qu'une très légère tension positive, résultant d'une fuite éventuelle, y passe inaperçue. Il est donc préférable pour cette vérification, d'opérer en l'absence de tout signal, où la tension à la grille du séparateur est comprise généralement entre -0,2 et -0,6 V. Dans ces conditions, la moindre fuite dans  $C_1$  rend cette tension nulle ou même légèrement positive. Mais la mesure doit être faite obliga-

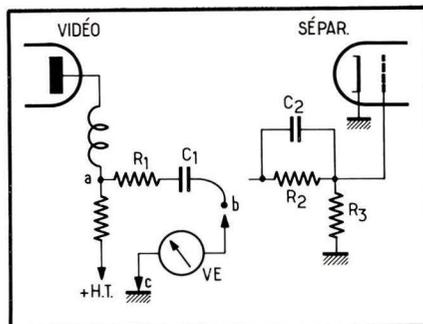


Fig. 41. — Façon simple de vérifier l'isolement d'un condensateur.

toirement à l'aide d'un voltmètre électronique, à résistance d'entrée de 10 M $\Omega$  au moins, ce qui est même à peine suffisant.

Le moyen le plus sûr reste la vérification directe du condensateur  $C_1$ , dessoudé à son extrémité côté séparateur (fig. 41). En mesurant la tension continue entre  $b$  et la masse à l'aide d'un voltmètre électronique VE on forme un diviseur de tension entre le point  $a$ , où l'on trouve généralement 150 à 160 V, et la masse ( $c$ ). Etant donné que la résistance de la branche  $b-c$  est, dans la majorité des cas, de 11 M $\Omega$ , on voit que la tension lue sur VE sera approximativement dans le même rapport avec celle en  $a$  que la résistance propre  $R_1$  du voltmètre l'est avec la résistance d'isolement de  $C_1$ , appelons-la  $R_c$ . Autrement dit, si nous avons  $R_1 = 11$  M $\Omega$  (cas très courant) et lisons 15 V sur VE, avec 150 V en  $a$ , la résistance  $R_c$  sera de l'ordre de 100 M $\Omega$ . Nous pouvons apprécier de cette façon, et très rapidement, des résistances de l'ordre de 1 000 M $\Omega$  et même plus, c'est-à-dire la moindre fuite dans  $C_1$ , car il ne faut pas oublier qu'un condensateur neuf de ce type doit présenter une résistance d'isolement comprise entre 20 000 et 50 000 M $\Omega$ .

2. — *Résistance de fuite  $R_3$  coupée* ou devenue beaucoup trop élevée. En général, toute valeur supérieure à quelque 3,5 M $\Omega$  doit attirer notre attention. A noter que l'instabilité se manifeste dans ce cas le plus souvent par des sautilllements intermittents et irréguliers de l'image.

3. — *Condensateur  $C_3$  (découplage d'écran) dessoudé ou coupé*.

4. — *Tension écran du séparateur trop faible ou trop élevée* (point 1, fig. 29). Les tableaux donnés plus haut permettent d'apprécier les limites dans lesquelles cette tension doit être considérée comme normale. Généralement, une tension écran incorrecte provoque un glissement assez lent de l'image vers le haut ou vers le bas.

5. — *Condensateur  $C_1$  trop faible*. Cela peut arriver à la suite d'un rem-

placement et d'une erreur dans la valeur lue, on envoie à la suite d'une coupure partielle à l'intérieur du condensateur, accident qui arrive de temps en temps. En tenant compte des cas qu'il nous a été donné de voir, la limite inférieure de la valeur de  $C_1$ , à partir de laquelle une instabilité peut se manifester, se situerait vers 1 nF.

6. — *Tension cathode du tube trieur trop faible ou trop élevée* (point 3, fig. 29). Cela peut provenir des causes très diverses :  $R_0$  trop élevée ou  $R_{10}$  trop faible, ou encore fuite exagérée dans  $C_0$  (tension en 3 trop faible) ;  $R_0$  trop faible ou  $R_{10}$  trop élevée (tension en 3 trop élevée). Encore une fois, pour apprécier la tension normale au point 3, consulter les tableaux donnés plus haut. Suivant l'importance de l'écart, l'instabilité peut se traduire par un sautilllement saccadé ou un défilement continu.

7. — *Constante de temps de la liaison  $C_4-R_8$  trop faible*. Cela peut provenir, par conséquent, soit de  $C_4$ , soit de  $R_8$  trop faibles. La constante de temps de ce circuit est généralement comprise entre 10 et 20  $\mu$ s et nous avons souvent observé un début d'instabilité verticale lorsque cette constante se trouvait inférieure à 5  $\mu$ s.

8. — *Liaison avec l'oscillateur trames*. Dans le cas de la figure 29, cela comprend aussi bien la résistance  $R_{11}$  que des éléments tels que  $R_{17}$ ,  $C_8$  et, surtout  $C_7$ . On oublie, en effet, que dans le cas le plus fréquent de la liaison avec un oscillateur « blocking » le condensateur  $C_7$  aboutit à l'anode ou à la grille de cet oscillateur, ce qui veut dire que de sa valeur dépend l'influence des éléments extérieurs, tels que la résistance interne du tube écréteur, sa capacité de sortie, la valeur de  $R_{11}$ , etc. En d'autres termes, tout cela se tient ensemble et une modification très importante de  $R_{11}$ , par exemple, peut réagir sur la fréquence de l'oscillateur trames et même, si cette valeur devient trop faible, sur l'amplitude de la dent de scie produite, c'est-à-dire sur l'amplitude verticale.

C'est en ce sens que la valeur de  $C_7$  est importante, car si elle est élevée toutes les modifications des caractéristiques du circuit de sortie du tube écréteur réagissent fortement sur la fréquence de l'oscillateur trames, c'est-à-dire sur la stabilité verticale.

## Instabilité horizontale

A vrai dire, il est assez rare qu'un défaut dans les étages de séparation et de tri provoque l'apparition de l'instabilité horizontale seulement, cette dernière accompagnant, à un degré plus ou moins marqué, l'instabilité verticale dont il a été question plus haut.

(Voir la fin page 127)

# — convertisseurs — continu-alternatif —

DANS LA PREMIERE PARTIE DE CETTE ETUDE, IL A ETE QUESTION DES DIFFERENTS MONTAGES UTILISES ET DE LA FAÇON DONT ON DEVAIT S'Y PRENDRE POUR CALCULER UN CONVERTISSEUR.

(Suite et fin de "Radio-Constructeur" no 257)

## 2. — Alimentation d'un appareil de mesure

Il s'agit d'alimenter un appareil de mesure prévu pour 220 V - 50 Hz - 45 W, à partir d'une source de tension continue  $U_B = 48$  V. On adopte le schéma de la figure 4 et on a :

$$U_{CE} = U_B = 48 \text{ V};$$

$$P_{C \text{ max}} = 45 \text{ W};$$

$$I_{C \text{ max}} \leq \frac{2,4 \cdot P_{C \text{ max}}}{U_B - 2 U_{\text{sat}}} = 2,39 \text{ A},$$

en admettant  $U_{\text{sat}} = 0,5$  V.

Le choix des transistors est ici assez délicat, car il est nécessaire qu'ils puissent supporter 48 V et fournir un courant de collecteur de l'ordre de 3 A. On peut prendre, par exemple, des AD 140, AD 163 ou, résolument, des types nettement plus puissants : ADZ 12 ou ASZ 15.

La puissance dissipée moyenne se calcule comme dans le cas précédent, en adoptant  $U_{\text{sat}} = 0,5$  V et  $I_{CES} = 1,5$  mA, valeurs moyennes qui donneront, dans tous les cas, un ordre de grandeur.

On prendra la même qualité de tôles (à faibles pertes, de 1,5 à 1,7 W par kilogramme) et la même induction  $B_s = 14$  kG. La section du noyau,  $Q$ , tirée de la relation (5), nous donne  $Q = 6,7$  cm<sup>2</sup>, et nous choisissons, dans le tableau de la figure n° 4 ( $Q_n = 7,2$  cm<sup>2</sup> et  $Q_r = 5$  cm<sup>2</sup>).

Dans le calcul du nombre de spires, il est nécessaire de tenir compte de la différence d'amplitude  $U_D$  (fig. 7), que l'on peut estimer approximativement à 5-6 % de la tension d'alimentation, c'est-à-dire à 3 V dans le cas présent. Il est commode alors, pour le calcul du nombre de spires, de former la différence

$$U_2 = U_B/2 - (U_{\text{sat}} + U_D) = 20,5 \text{ V}.$$

Dans ces conditions, le nombre de spires de l'enroulement  $n_1$  sera

$$n_1 = \frac{U_2}{4 G_2} \cdot 10^6,$$

où  $G_2$ , calculé à l'aide d'une relation analogue à (7), représente environ 5 000. On trouve  $n_1 = 102$  à 103 spires.

Le nombre de spires du secondaire  $n_2$  s'obtient en multipliant  $n_1$  par le rapport  $1,05 U_s/U_2$ , soit 1,12 environ. Il en résulte :  $n_2 = 1140$  à 1155 spires.

Pour le calcul des enroulements de réaction  $n_2$  et  $n'_2$ , il est nécessaire de connaître la tension base-émetteur  $U_{BE}$  correspondant à l'état saturé du transistor utilisé, c'est-à-dire à  $I_{C \text{ max}}$ . Nous supposons ici que  $U_{BE} = 1$  V, ce qui est un ordre de grandeur pour la plupart des transistors de cette puissance. On obtient alors  $n_2$  et  $n'_2$  en multipliant  $n_1$  par le rapport  $2 U_{BE}/U_2$ , ce qui donne  $n_2 = n'_2 = 0,098 n_1$  soit 10 spires environ.

Les résistances  $R$  et  $R'$  seront calculées à l'aide du rapport  $R = U_{BE}/I_B$ , avec  $I_B = 0,2$  A, comme dans l'exemple précédent. On trouve  $R = 5 \Omega$  et on adopte une résistance ajustable de  $10 \Omega$ .

La valeur des condensateurs  $C_2$  et  $C'_2$  se calcule (en farad) à l'aide de la relation

$$C_2 = C'_2 = \frac{P_{C \text{ max}}}{1,4 \cdot f \cdot U_B \cdot U_D},$$

ce qui donne environ 4 500  $\mu\text{F}$ . La tension de service de ces condensateurs doit être de 30 à 40 V.

La valeur des condensateurs  $C_1 - C'_1$  est peu critique : 25 à 50  $\mu\text{F}$ .

En ce qui concerne le calcul de la section du fil nécessaire pour chaque enroulement et de l'encombrement total, on s'inspirera de ce qui a été dit dans l'exemple précédent.

## 3. — Convertisseur 200 W

Il s'agit de transformer une tension continue de 48 V en une tension alternative de 220 V-50 Hz afin d'alimenter un circuit d'utilisation consommant 200 W. En choisissant le schéma de la figure 5, qui convient le mieux pour ce genre de convertisseur, on trouve, par analogie avec l'exemple précédent :

$$U_{CE} = U_B = 48 \text{ V};$$

$$P_{C \text{ max}} = 200 \text{ W};$$

$$I_{C \text{ max}} \leq \frac{1,2 P_{C \text{ max}}}{U_B - U_{\text{sat}}} \approx 5,05 \text{ A}.$$

Comme il peut ne pas être très facile

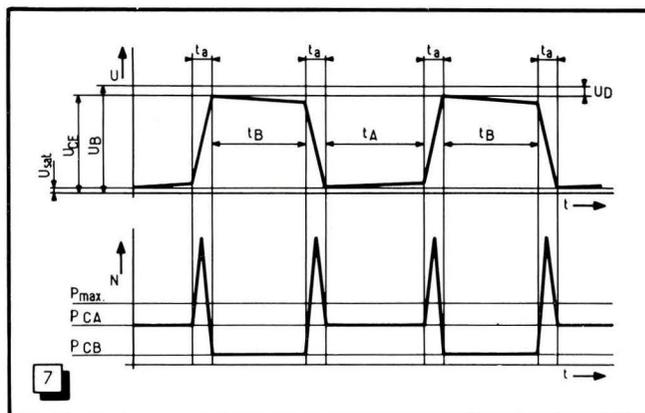


Fig. 7. — La forme de la tension délivrée par le convertisseur et l'allure de la puissance dissipée.

de trouver un transistor supportant 48 V et pouvant débiter quelque 5 A, en dehors de quelques types tels que ADZ 12, ASZ 15, etc., on peut faire appel à des modèles moins puissants, admettant un courant collecteur maximal de l'ordre de 3 A, que l'on montera en parallèle deux par deux, suivant le schéma de la figure 6. On peut alors choisir parmi les types tels que AD 132, AD 163, AUY 19, AUY 20, etc., le courant de collecteur étant de l'ordre de 2,5 A par transistor dans ces conditions.

En ce qui concerne le circuit magnétique, la relation (5) nous donne  $Q = 14,1$  centimètres carrés, ce qui nous fait adopter le circuit n° 8 du tableau, avec  $Q_n = 17,4$  centimètres carrés.

Pour le calcul des spires de  $n_1$ , on utilisera la relation

$$n_1 = \frac{U_B - 2 U_{sat}}{4 B_m \cdot Q_n \cdot f} \cdot 10^6,$$

ce qui, dans l'exemple choisi, donne  $n_1 = 96$  spires. A partir de là, le nombre de spires  $n_3$  du secondaire se calcule à l'aide de la relation déjà utilisée dans le premier exemple, soit  $n_3 = 1,05 U_s n_1 / U_B$ , où  $U_s = U_B - 2 U_{sat}$ . On trouve  $n_3 = 492$  spires.

Toutes les sections marquées  $n_2$  ont le même nombre de spires, que l'on calcule à l'aide de la relation

$$n_2 = n_1 \frac{2 U_{BE}}{U_s},$$

ce qui donne  $n_2 \approx 4$  spires.

Le calcul de la section des fils et de la place occupée par tous les enroulements se fera comme dans les exemples précédents.

Les résistances  $R_2$ ,  $R'_2$  et  $R''_2$  sont calculées comme précédemment par le rapport  $U_{BE} / I_B$  et réalisées, dans la pratique, sous la forme de résistances ajustables de 10  $\Omega$ . Pour le calcul du condensateur C on utilise la relation (8), qui nous donne 1 700  $\mu F$ . On peut se contenter de 1 500  $\mu F$ . Les résistances  $R_1$  et  $R'_1$  sont destinées à faciliter le démarrage; leur valeur, à déterminer expérimentalement, se situe vers 500  $\Omega$ .

## Quelques remarques

Un convertisseur monté suivant le schéma de la figure 3 convient surtout lorsqu'il s'agit de transformer une tension continue faible et que le circuit d'utilisation n'exige qu'une puissance réduite. La puissance

dissipée moyenne étant également faible, les transistors choisis peuvent être utilisés le plus souvent sans aucun radiateur.

Le schéma de la figure 4 est indiqué lorsqu'il faut transformer une tension continue relativement élevée (supérieure à 12-15 V, par exemple) et d'assurer l'alimentation d'un appareil à faible ou moyenne consommation. Le rendement électrique de ce convertisseur est moins bon que celui du précédent et les transistors choisis demandent souvent l'adjonction d'un radiateur. Il faut donc, se basant sur les caractéristiques fournies par le constructeur, calculer soigneusement la puissance dissipée moyenne et s'assurer qu'elle ne dépasse pas les possibilités du transistor utilisé sans radiateur.

Le schéma de la figure 5 convient lorsque la tension continue à transformer est élevée et qu'il faut obtenir une puissance importante à la sortie. Les deux transistors d'une paire se trouvent, en fait, en parallèle, ce qui divise pratiquement par deux, pour chacun, la part de la puissance à dissiper. L'emploi éventuel d'un radiateur est à envisager, dans les mêmes conditions que précédemment, en tenant compte de la puissance moyenne à dissiper.

Dans tous les cas, le rendement est optimal lorsque chaque transistor est, d'une part, placé en régime saturé aussi complet que possible et, d'autre part, bloqué totalement pendant l'autre phase de son fonctionnement, son courant de collecteur se réduisant alors à  $I_{CES}$ . De plus, il est essentiel que le passage d'un état à l'autre se fasse très rapidement, c'est-à-dire que le temps  $t_a$  (fig. 7) soit aussi réduit que possible. Pour cette dernière raison, il est toujours préférable de choisir, pour un convertisseur, des transistors du type commutation, nettement plus « rapides » que les types B.F. de puissance comparable.

## Réalisation des bobinages

Lorsqu'il s'agit de réaliser un enroulement en fil de gros diamètre, toujours difficile à manier et peu commode à loger, il est préférable d'utiliser deux (ou plus) fils parallèles, dont la section globale est égale à celle qui est nécessaire.

Une règle empirique veut que la place occupée par le « primaire » représente 50 % de la place totale disponible dans la « fenêtre », que le « secondaire » occupe 40 % et les deux enroulements de réaction les 10 % qui restent.

tifiques : aussi, ce livre traitant de « l'effet de champ » s'adresse-t-il à tous les ingénieurs techniciens et étudiants concernés par cette récente évolution de la technologie moderne.

Dans cet ouvrage, l'auteur examine ces nouveaux composants dont il décrit la structure en mettant l'accent sur leurs propriétés, leurs applications et les possibilités nouvelles qu'ils permettent d'envisager. Les principaux montages utilisant des transistors à effet de champ, y sont étudiés dans le détail : c'est ainsi que sont examinés sous cet angle, les circuits impul-

Pour réduire au minimum l'inductance de dispersion, il faut que les sections du primaire soient couplées d'une façon aussi serrée que possible. Si chaque section est réalisée en un seul fil, on les bobine ensemble et on les connecte ensuite suivant la disposition de la figure 8.

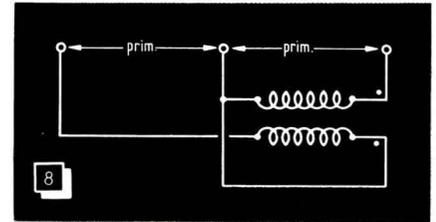


Fig. 8. — Schéma d'un enroulement symétrique réalisé en « bi-filaire ».

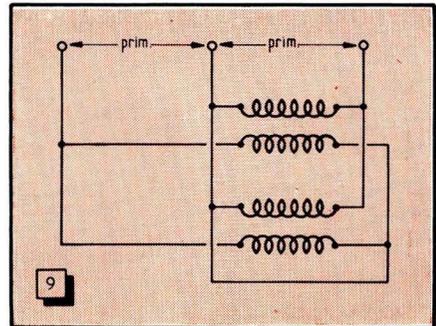


Fig. 9. — Schéma d'un enroulement symétrique ou chaque section est réalisée en deux fils parallèles.

Si chaque section est déjà en deux fils, pour des raisons indiquées plus haut, le bobinage sera réalisé suivant la disposition de la figure 9, autrement dit en disposant les fils en « sandwich ».

Les différents exemples donnés plus haut ont été calculés à l'aide de relations approchées et à partir de caractéristiques moyennes des transistors utilisables. Il est toujours préférable, lorsqu'on veut faire du travail sérieux, de relever les courbes des transistors que l'on se propose d'utiliser ou, du moins, déterminer certaines valeurs telles que  $U_{sat}$ ,  $U_{BE}$ , etc.

(Adapté d'un article de R. Anders, « Radio und Fernsehen », 24-1966.)

## BIBLIOGRAPHIE

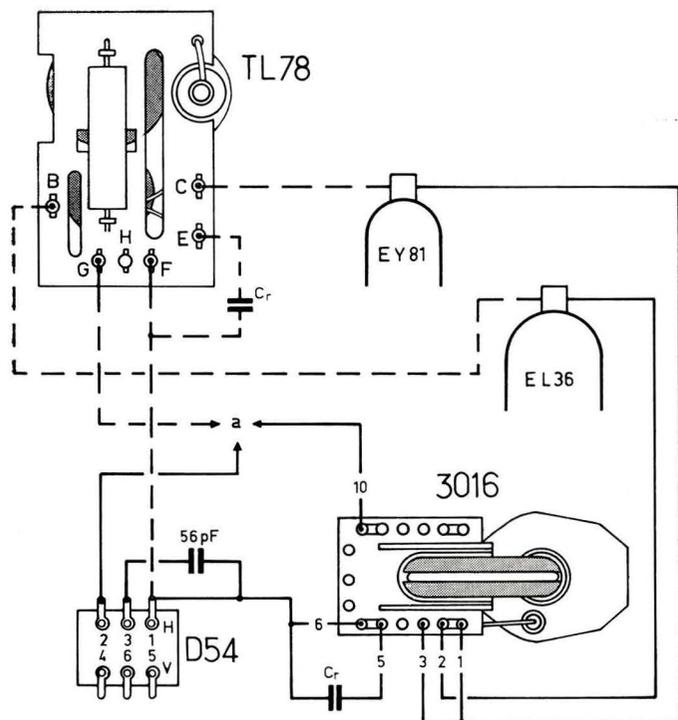
**TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP**, par J.P. Oehmichen. — Un vol. de 264 pages (16 x 24), 144 fig. Editions Radio, Paris.

Si l'avènement des transistors à injection a bouleversé les anciens dispositifs électroniques, l'apparition des « transistors à effet de champ » semble ouvrir de nouvelles voies à cette technique qui ne cesse de marquer notre époque et de s'imposer dans tous les domaines industriels et scien-

sionnels traitant des relaxateurs astables, monostables et bistables : les circuits modulateurs concernant les applications à la commutation électronique ; les différents montages H.F., et U.H.F. mettant en œuvre les circuits d'oscillateurs, d'amplificateurs sélectifs et d'amplificateurs vidéofréquence.

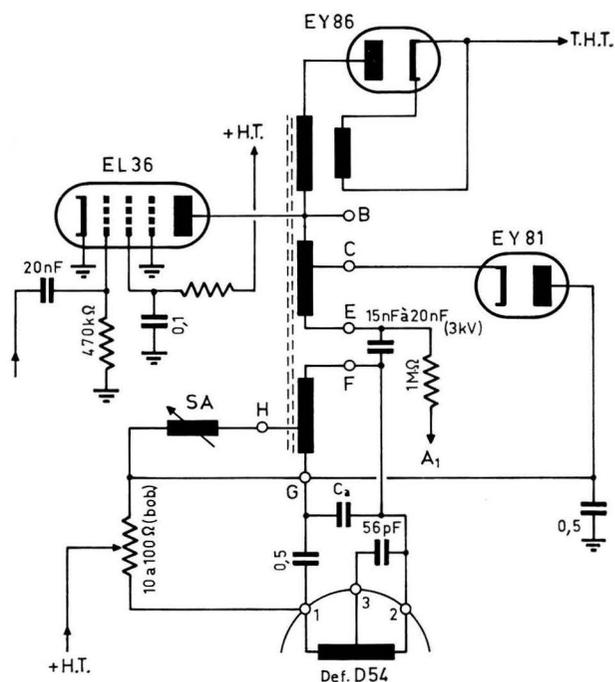
L'auteur ne manque pas enfin, de faire la part des avantages et inconvénients que présentent les dispositifs faisant appel à l'effet de champ, par opposition aux mêmes montages utilisant des transistors à injection ou des tubes électroniques.

### Remplacement des T.H.T. VIDEON, type TL 78 par le T.H.T. universel 3016 OREGA

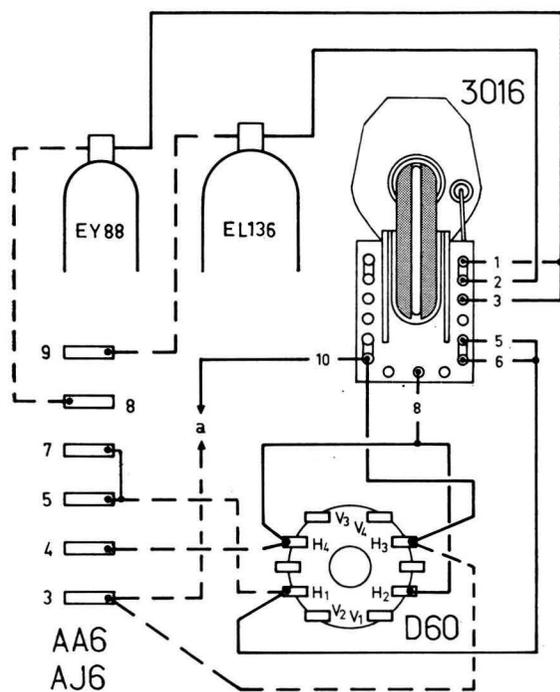


**Montage avec cadrage électrique et bobine d'amplitude.**

La correspondance des différentes connexions s'établit comme suit : bobine d'amplitude connectée entre G et H (TL 78) ou 11 et 12 (3016) ; a : connexions vers le circuit de cadrage (R variable 10 à 100 Ω).

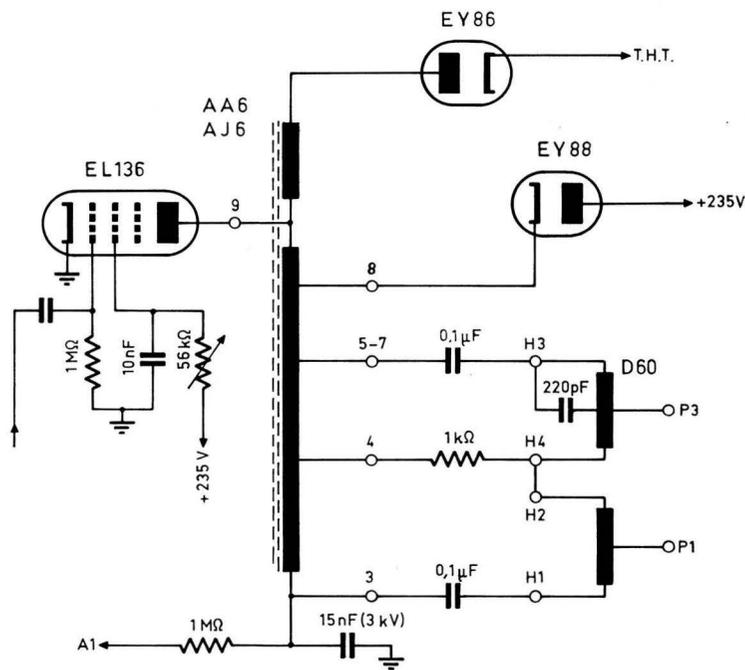


### Remplacement des T.H.T. VIDEON, type AA 6 et AJ 6 par le T.H.T. universel 3016 OREGA

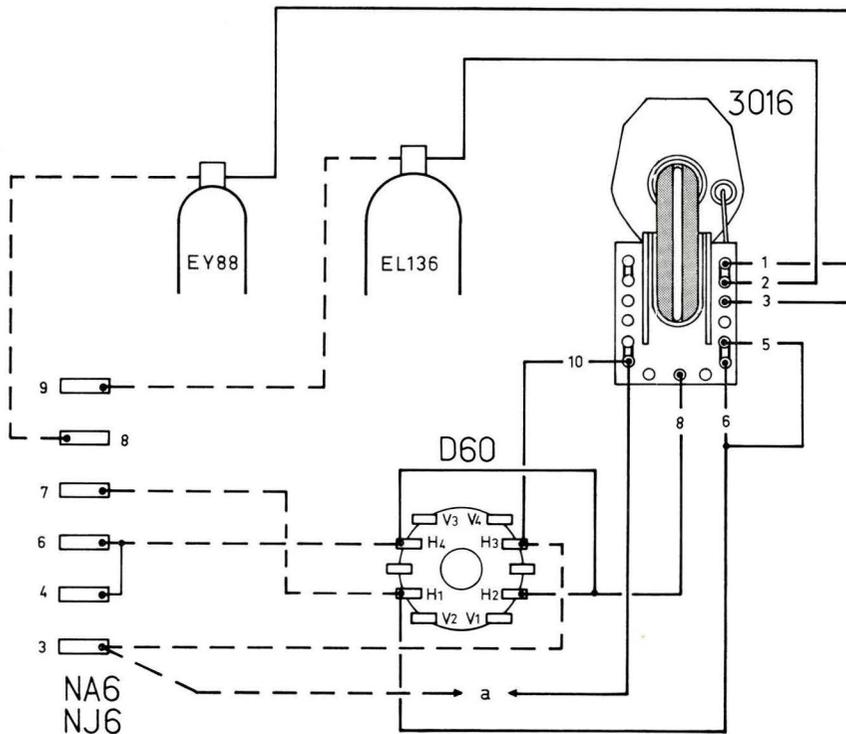


**Montage sans bobine de linéarité et avec déflecteur série.**

La correspondance des différentes connexions s'établit comme suit : a : condensateur de récupération (15 nF environ). Il est possible que l'on ait à intervertir les connexions H<sub>1</sub> et H<sub>3</sub> du déviateur D 60, car leur correspondance exacte est : H<sub>3</sub> — point chaud ; H<sub>1</sub> — point froid.



Remplacement des T.H.T. VIDEON, types NA 6 et NJ 6 par le T.H.T. universel 3016 OREGA



Câblage à effectuer (en trait plein) pour connecter un transformateur T.H.T. 3016 à la place d'un transformateur VIDEON types NA 6 et NJ 6, dont les connexions, à supprimer, sont indiquées en trait interrompu.

Montage sans bobine de linéarité et avec déflecteur série

La correspondance des différentes connexions s'établit comme suit :

a. — Condensateur de récupération.

Il est possible que l'on ait à intervertir les connexions H<sub>1</sub> et H<sub>3</sub> du déviateur D 60, car leur correspondance exacte est : H<sub>3</sub> — point chaud ; H<sub>1</sub> — point froid.

Caractéristiques du déviateur D 60

Distribution des cosses : point chaud lignes (H<sub>3</sub>) ; point froid lignes (H<sub>1</sub>) ; point milieu lignes (H<sub>1</sub>-H<sub>2</sub>) ; point chaud trames (V<sub>3</sub>) ; point froid trames (V<sub>1</sub>) ; point milieu trames (V<sub>4</sub>-V<sub>2</sub>).

Inductance des bobines

Montage série : lignes 12 mH ; trames : 90 mH.

Montage parallèle : lignes : 2,9 mH ; trames : 90 mH.

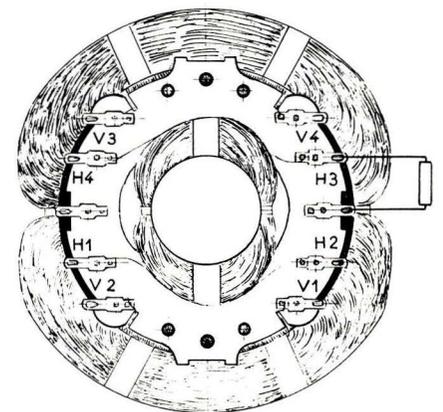
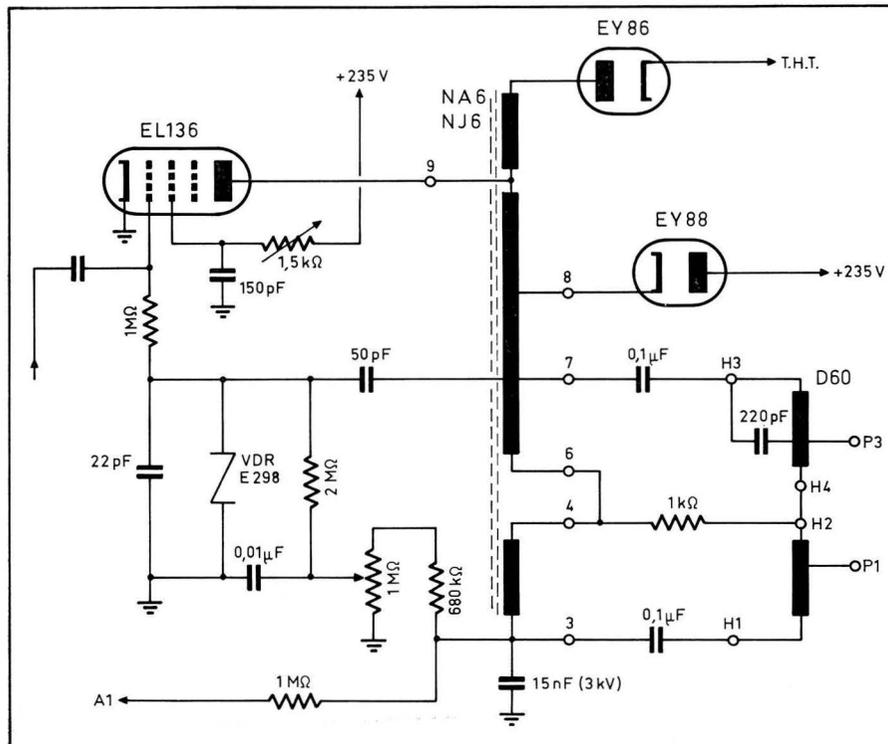
Résistance des bobines

Montage série : lignes : 13 Ω ; trames 32 Ω.

Montage parallèle : lignes : 3 Ω ; trames : 32 Ω.

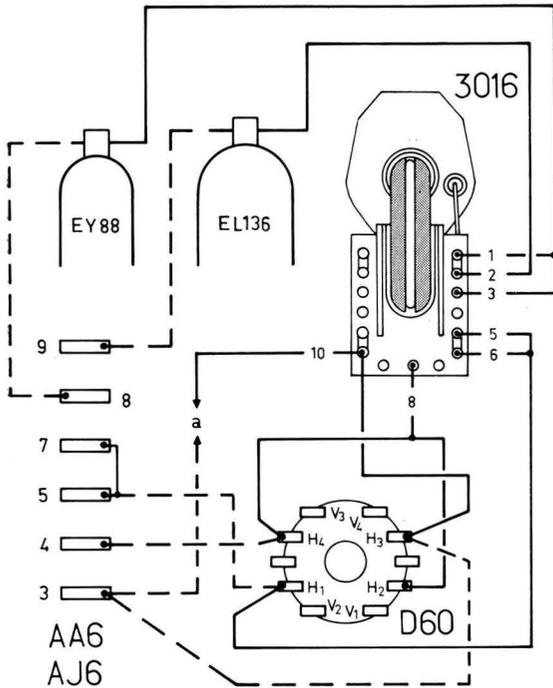
Condensateur à ajouter (en parallèle sur une portion du bobinage H<sub>3</sub>-H<sub>4</sub>) : 220 pF pour le montage série ; 82 pF pour le montage parallèle.

Le déviateur D 60 peut être remplacé par le déviateur 4028 Orega, qui peut être monté en haute ou basse impédance.

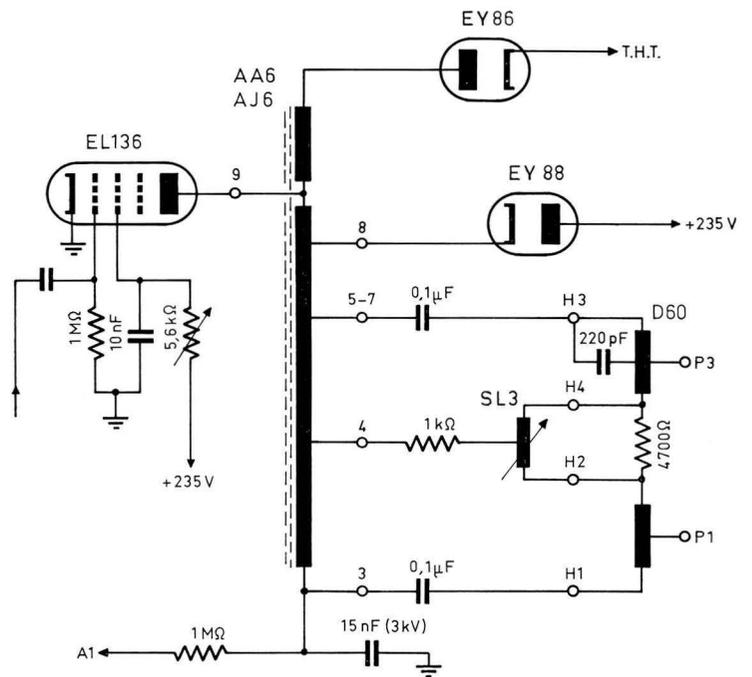


\* Bloc D 60 vu du côté des cosses de branchement.

Remplacement des T.H.T. VIDEON types AA 6 et AJ 6 par le T.H.T. universel 3016 OREGA

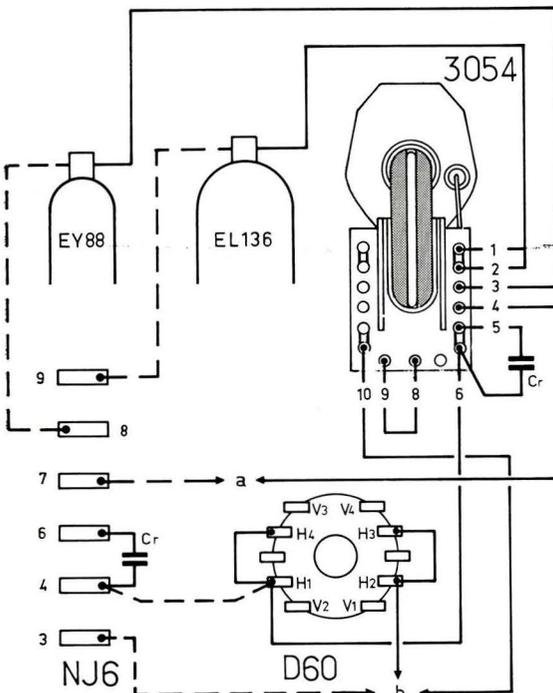


Montage avec bobine de linéarité et déflecteur série.

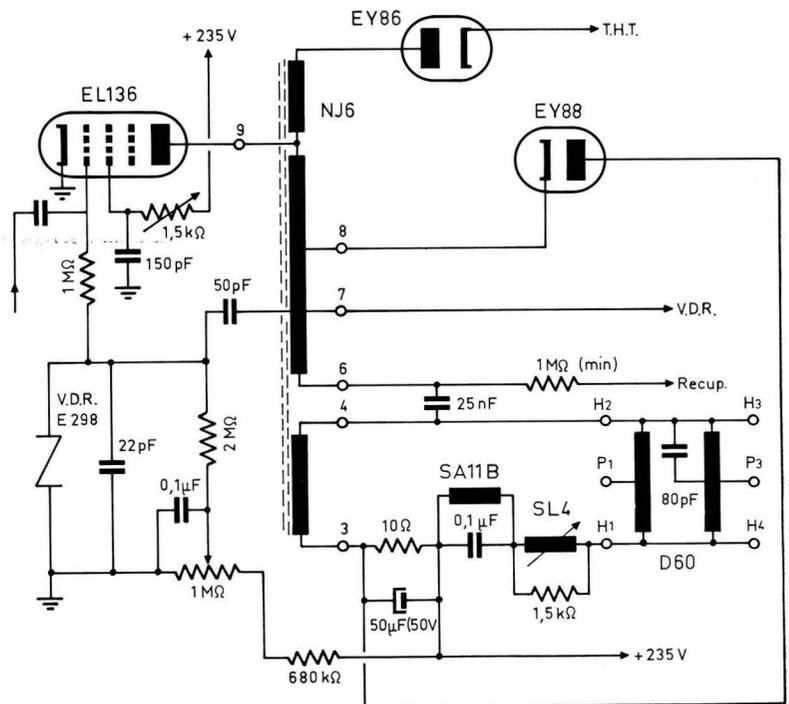


La correspondance des différentes connexions s'établit comme suit : a : vers le condensateur de récupération. Il est possible que l'on ait à intervertir les connexions H<sub>1</sub> et H<sub>3</sub> du déviateur D 60, car la correspondance exacte est : H<sub>3</sub> — point chaud ; H<sub>1</sub> — point froid.

Remplacement des T.H.T. VIDEON type NJ 6 par le T.H.T. universel 3054 OREGA

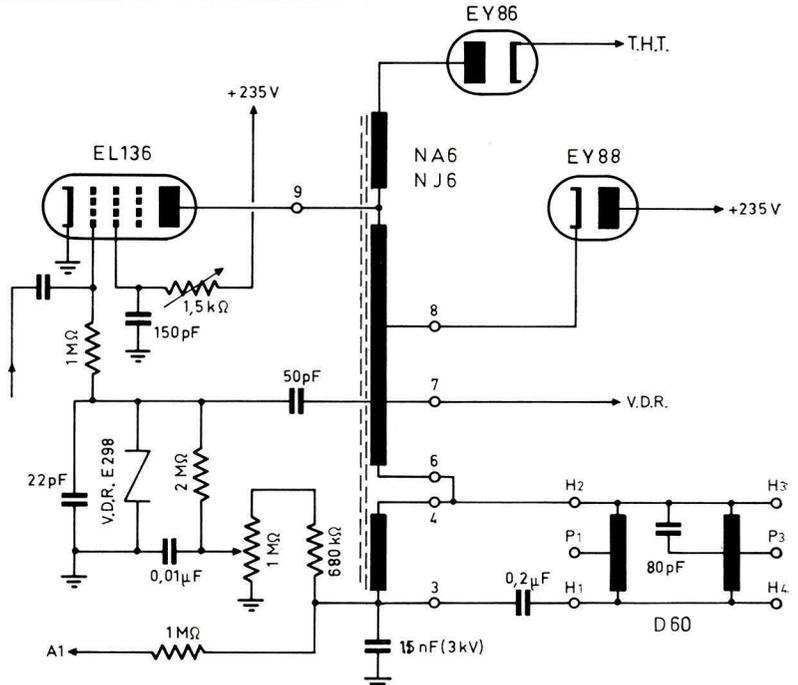
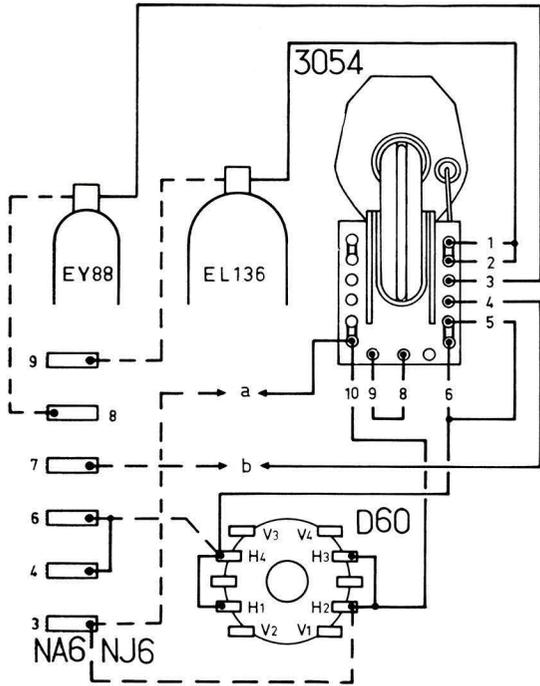


Montage avec cadrage électrique et déflecteur parallèle.



La correspondance des différentes connexions s'établit comme suit : a : vers le circuit de régulation de l'amplitude horizontale ; b : vers le circuit de cadrage. Normalement, H<sub>2</sub>-H<sub>3</sub> correspond au point chaud et H<sub>1</sub>-H<sub>4</sub> au point froid.

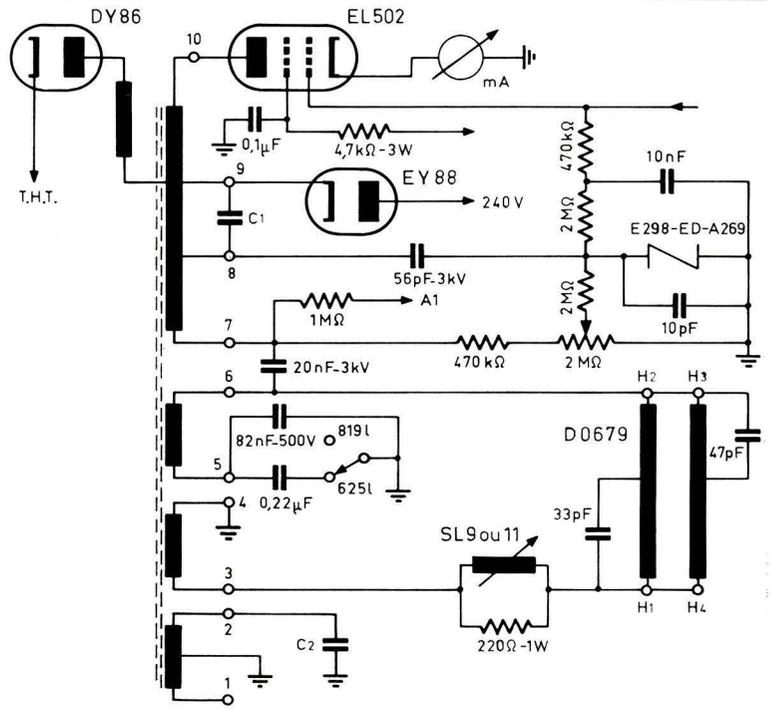
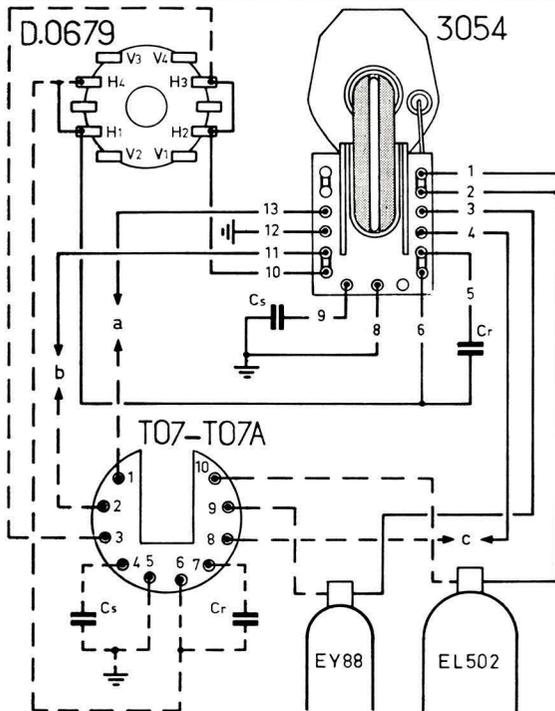
Remplacement des T.H.T. VIDEON, types NA 6 et NJ 6 par le T.H.T. universel 3054 OREGA



Montage sans cadrage électrique et avec déflecteur parallèle.

La correspondance des différentes connexions s'établit comme suit : a : vers le condensateur de récupération ; b : vers le circuit de régulation de l'amplitude horizontale. Normalement, H<sub>2</sub>-H<sub>3</sub> correspond au point chaud et H<sub>1</sub>-H<sub>4</sub> au point froid.

Remplacement des T.H.T. VIDEON types T 07 et T 07 A par le T.H.T. universel 3054 OREGA



La correspondance des différentes connexions s'établit comme suit : c : circuit de régulation de l'amplitude horizontale ; b : comparateur ; a : effacement. Le débit cathodique du tube EL 502 est de 110 mA

en 819 lignes et de 120 mA en 625. L'amplitude des impulsions est de 450 V c. à c. en 1 et de 200 V c. à c. en 2 (pour le T07 ou T07 A).

# Les condensateurs électrochimiques modernes

(Suite et fin de "Radio-Constructeur" no 257)

## Le bobinage et la mise sous boîtier

On dispose maintenant du papier spécial, de l'anode formée, et il ne reste qu'à ajouter une bobine d'aluminium de même pureté, de mêmes dimensions que l'anode, mais plus mince (6 à 25  $\mu\text{m}$ ) et non traitée, pour former la cathode.

Le bobinage s'effectue de la façon suivante : la tige de cuivre étamé formant la sortie positive est soudée électriquement à l'extrémité de l'anode. On obtient ainsi le « drapeau + » (fig. 8). On opère de la même façon pour la cathode. Puis, on bobine ces deux « drapeaux » avec interposition d'une feuille de papier entre eux. La feuille extérieure effectue deux ou trois tours supplémentaires, pour assurer l'isolement par rapport au boîtier d'aluminium dans lequel l'ensemble est inséré. Les deux sorties sont isolées du boîtier par une rondelle de caoutchouc synthétique, par une rondelle de céramique ou par un produit d'obturation.

Avant fermeture, les condensateurs sont

imprégnés, comme les condensateurs au papier. On opère, soit sous vide (60 mm de mercure), soit à la centrifugeuse. L'électrolyte moderne complexe est chauffé vers 70 °C pour faciliter sa pénétration dans toutes les parties du condensateur.

Enfin, le boîtier est serti sur les rondelles isolantes, ou le produit d'obturation est coulé, ce qui rend le condensateur étanche. Nous avons ainsi décrit la fabrication des condensateurs miniatures à sorties par fils, utilisés dans la majorité des cas. La fabrication des gros condensateurs, sous boîtiers se vissant sur le châssis, est légèrement différente. Le boîtier est relié à la cathode et constitue la sortie négative. La sortie positive est isolée par une pièce en bakélite moulée, qui permet également la fixation sur le châssis.

Pour les condensateurs basse tension, entre 2,5 et 63 V, les constructeurs prévoient une dizaine de dimensions de boîtiers permettant un certain nombre de combinaisons ; chaque boîtier est défini par l'énergie qu'il peut contenir en microcoulombs ( $\mu\text{C}$ ).

Soit, par exemple, la série de six boîtiers suivants :

4,5  $\times$  10 mm = 160  $\mu\text{C}$  ;  
 5,8  $\times$  10 mm = 320  $\mu\text{C}$  ;  
 6,4  $\times$  18 mm = 640  $\mu\text{C}$  ;  
 9  $\times$  18 mm = 1 600  $\mu\text{C}$  ;  
 9  $\times$  30 mm = 3 200  $\mu\text{C}$  ;  
 18  $\times$  32 mm = 6 400  $\mu\text{C}$ .

Prenons le plus grand boîtier ; il permet, théoriquement, la gamme de capacités et de tensions de service suivantes :

100  $\mu\text{F}$  - 63 V = 6 300  $\mu\text{C}$  ;  
 160  $\mu\text{F}$  - 40 V = 6 400  $\mu\text{C}$  ;  
 250  $\mu\text{F}$  - 25 V = 6 250  $\mu\text{C}$  ;  
 400  $\mu\text{F}$  - 16 V = 6 400  $\mu\text{C}$  ;  
 500  $\mu\text{F}$  - 12 V = 6 000  $\mu\text{C}$  ;  
 630  $\mu\text{F}$  - 10 V = 6 300  $\mu\text{C}$  ;  
 1 000  $\mu\text{F}$  - 6,3 V = 6 300  $\mu\text{C}$  ;  
 1 600  $\mu\text{F}$  - 4 V = 6 400  $\mu\text{C}$  ;  
 2 500  $\mu\text{F}$  - 2,5 V = 6 250  $\mu\text{C}$ .

Toutes ces valeurs sont normalisées.

Parfois, cependant, on observe, en compulsant les catalogues, certaines différences, surtout pour les tensions élevées et les modèles professionnels, dont il faut soigner l'isolement. Ainsi, un modèle de 1 000  $\mu\text{C}$  pour 10 V, ne correspond plus qu'à 650  $\mu\text{C}$  pour 135 V.

## Essais

Avant d'être stockés, les condensateurs sont essayés, puis soumis à une post-formation, afin de réduire leur courant de fuite. Il sont placés dans une étuve à 70 °C sous la tension de service, avec une légère tension alternative superposée.

La durée de post-formation est généralement de un ou deux jours, avec des périodes de repos intercalées entre les périodes de formation. On obtient ainsi des courants de fuite compris entre 1 et 30  $\mu\text{A}$ , selon l'importance de la capacité du condensateur.

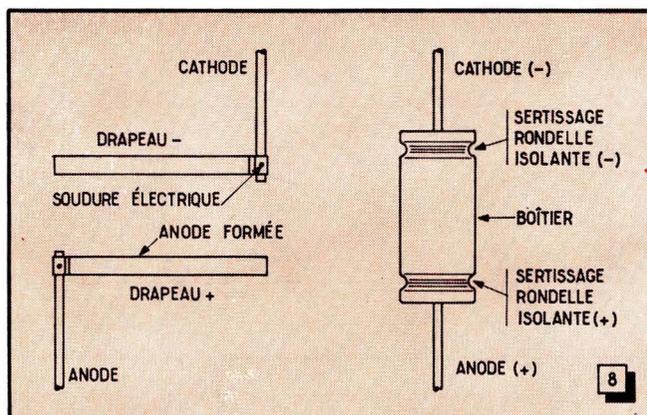


Fig. 8. — *Détail théorique du bobinage d'un condensateur électrochimique.*

# CARACTÉRISTIQUES

## Normes pour condensateurs "grand public"

Normes U.T.E., C 93-110 et C 93-111.

### Tensions de service normalisées

Série basse tension : 2,5 - 4 - 6,3 - 10 - 12 - 16 - 25 - 40 - 63 V.

Série haute tension : 100 - 160 - 250 - 320 - 400 - 450 - 500 V.

### Capacités normalisées

Série R 10 : 1 - 1,25 - 1,6 - 2 - 2,5 - 3,2 - 4 - 5 - 6,3 - 8 - 10 entre 1  $\mu\text{F}$  et 10 000  $\mu\text{F}$ . Elle sera remplacée ultérieurement par la série E 6.

### Plage de températures

-25 à +70 °C.

### Tolérance sur la capacité

Mesurée à 100 Hz avec 0,5 V eff de tension alternative superposée ( $U_n$  déclinant la tension de service nominale).

Pour  $U_n \leq 25$  V :

$C_n \leq 5 \mu\text{F}$  : -10 + 150 % ;

$5 \mu\text{F} < C_n \leq 10 \mu\text{F}$  : -10 + 100 % ;

$C_n > 10 \mu\text{F}$  : -10 + 50 %.

Pour  $U_n > 25$  V :

Toutes capacités : -10 + 50 %.

### Courant de fuite

Après un préconditionnement d'une heure, le courant de fuite ne doit pas dépasser les valeurs suivantes :

Pour  $C_n \cdot U_n \leq 1000$  :  $I_f$  ( $\mu\text{A}$ )  $\leq 0,05 C_n \cdot U_n$  avec une valeur nominale de 5  $\mu\text{A}$ .

Pour  $1000 < C_n \cdot U_n \leq 10000$  :  $I_f$  ( $\mu\text{A}$ )  $\leq 0,03 U_n \cdot C_n + 20$ .

En général, les valeurs obtenues sont très inférieures à ces chiffres.

### Angle de pertes (à 100 Hz et 20 °C)

$2,5 \text{ V} < U_n \leq 10 \text{ V}$  :  $\leq 0,50$  ;

$10 \text{ V} < U_n \leq 25 \text{ V}$  :  $\leq 0,35$  ;

$25 \text{ V} < U_n \leq 63 \text{ V}$  :  $\leq 0,25$  ;

$U_n > 63 \text{ V}$  :  $\leq 0,20$ .

## Spécifications pour condensateurs "professionnels"

Spécification C.C.T., 02-10 A.

### Tensions de service et capacités normalisées

Mêmes séries que pour les condensateurs « grand public ».

### Catégories climatiques

554 : (-40 °C + 85 °C ; 56 jours d'humidité) ;

654 : (-25 °C + 85 °C ; 56 jours d'humidité).

### Tolérance sur la capacité

$U_n \leq 25 \text{ V}$  : -10 + 100 % ;

$U_n > 25 \text{ V}$  : -10 + 50 %.

### Courant de fuite (en microampères)

$U_n \leq 150 \text{ V}$  :  $0,01 C_n \cdot U_n$  ;

$U_n > 150 \text{ V}$  :  $0,05 C_n \cdot U_n$ .

### Rapport d'impédances

$Z(\theta_n)/Z(20^\circ\text{C})$  à 100 Hz, où  $\theta_n$  correspond à -25 ° ou -40 °C, selon la catégorie climatique.

$0 \text{ à } 6,3 \text{ V} \leq 5$  ;

$10 \text{ à } 16 \text{ V} \leq 4$  ;

$25 \text{ à } 150 \text{ V} \leq 3$  ;

$200 \text{ à } 400 \text{ V} \leq 6$ .

### Résistance d'isolement

Supérieure à 100 M $\Omega$  sous 100 V.

### Angle de pertes (à 100 Hz et 20 °C)

$2,5 \text{ V} < U_n \leq 10 \text{ V}$  :  $\leq 0,25$  ;

$10 \text{ V} < U_n \leq 63 \text{ V}$  :  $\leq 0,15$  ;

$U_n > 63 \text{ V}$  :  $\leq 0,12$ .

## Commentaires sur les caractéristiques

### Angle de pertes

Les pertes dans un condensateur électrochimique proviennent :

- de la conductibilité de la couche d'oxyde (isolement) ;

- des pertes dans le diélectrique, qui augmentent avec la fréquence ;

- des pertes par effet Joule dans l'électrolyte (résistance série) ;

- des pertes dues à la tenue de l'électrolyte dans le temps.

La somme de ces quatre facteurs donne l'angle de pertes du condensateur. On sait construire, dans certaines conditions, des condensateurs ayant un angle de pertes de 2 % ( $200 \cdot 10^{-4}$ ), mais ils sont trop fragiles à cause de la faible épaisseur des papiers séparateurs et du peu d'électrolyte emmagasiné. On préfère adopter une valeur plus élevée (comprise entre 10 % et 25 % suivant la tension de service) pour avoir une sécurité de fonctionnement plus grande. Les valeurs données par les constructeurs sont généralement inférieures aux valeurs maximales données par les normes.

La figure 9 donne la variation de l'angle de pertes en fonction de la fréquence et de la température pour un condensateur de 100  $\mu\text{F}$  sous 40 V. Sa valeur à 50 Hz et à 20 °C est de 0,04, ce qui est excellent. En revanche, à 10 000 Hz et à 20 °C, l'angle de pertes est de 1.

### Intensité alternative maximale admissible

Elle est indiquée par les constructeurs pour chacun de leurs modèles. Elle dépend de la résistance série à 20 °C et à 100 Hz. C'est l'intensité qui, dans ces conditions, provoque un échauffement de 5 °C du condensateur.

Si la température est plus élevée, l'intensité alternative maximale doit être réduite. A 70 °C, elle est comprise entre 30 % et 50 % de la valeur à 20 °C, selon les modèles.

Pour les fréquences autres que 100 Hz, on adopte les coefficients suivants : 50 Hz = 0,8 ; 400 Hz = 1,2 ; 800 Hz = 1,3 ; 2 400 Hz et au-delà = 1,4.

Il n'y a pas de règle générale pour la détermination *a priori* de cette intensité

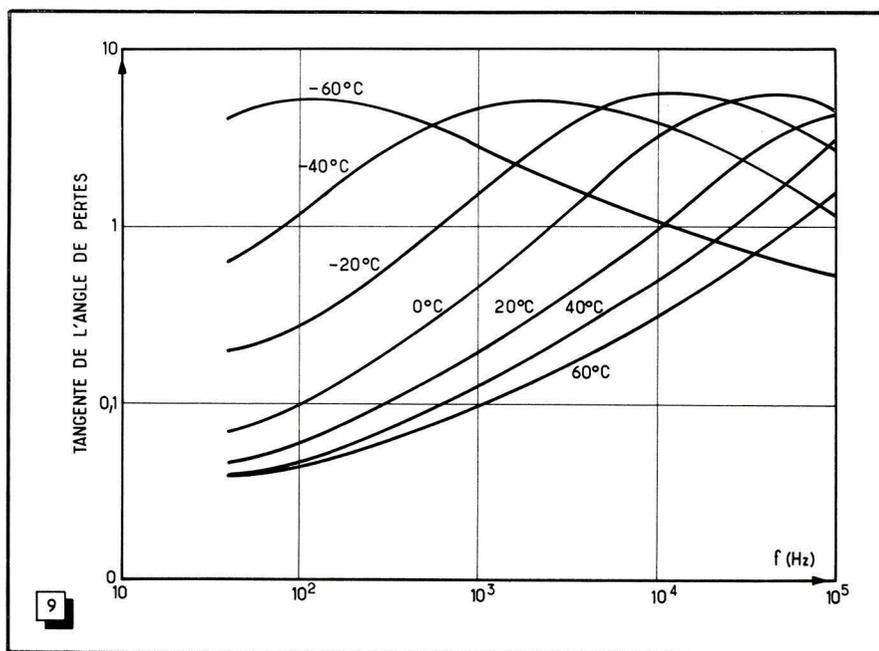


Fig. 9. — Variation de l'angle de pertes en fonction de la fréquence et de la température pour un condensateur de 100  $\mu\text{F}$  sous 40 V (AEG-Telefunken).

alternative. A titre d'exemple, nous avons relevé, dans plusieurs catalogues, l'intensité alternative maximale donnée pour un condensateur de 100  $\mu\text{F}$ , pour différentes tensions de service, pour des modèles « grand public », « industriel » et « professionnel ».

Ces valeurs sont résumées dans le tableau ci-contre et on voit qu'elles sont très différentes.

### Courbes caractéristiques

La figure 10 donne une série de courbes classiques, qui sont généralement publiées par les fabricants pour chacune de leurs catégories de condensateurs.

Condensateur de 100 $\mu\text{F}$	Intensité alternative maximale (en mA)		
	Grand public	Industriel	Professionnel
10/12 V .....	64 à 90	54	44 à 135
12/15 V .....	80 à 95	63	63 à 210
16/18 V .....	100 à 120	63	63 à 200
25/30 V .....	150 à 160	77	77 à 280
50/60 V .....	200 à 230	100	200 à 470
63/85 V .....	200 à 250	145	250 à 370
150/165 V .....		200	
250/275 V .....		250	
320/360 V .....		200	
350/385 V .....		200	
500/550 V .....		200	

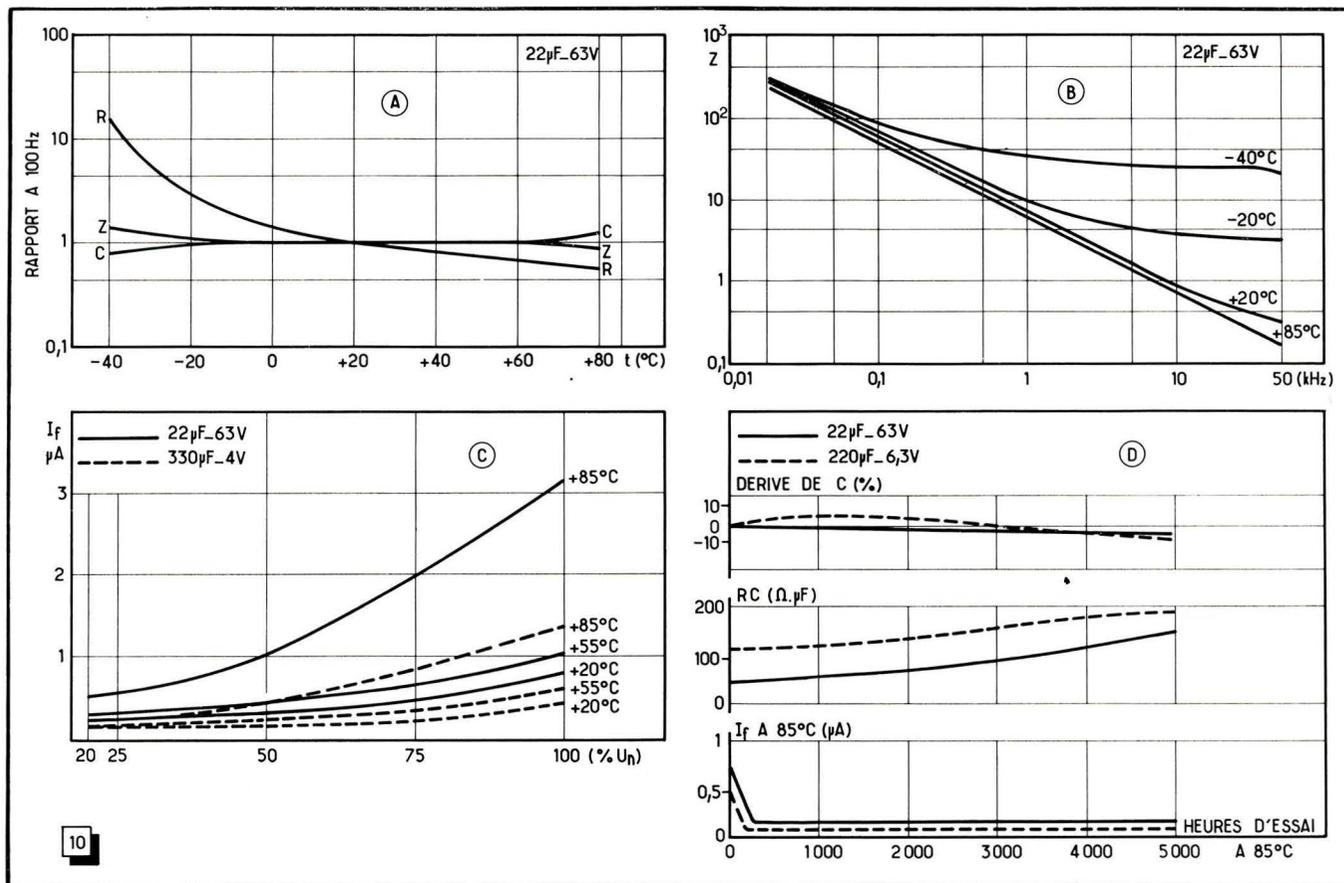


Fig. 10. — Courbes caractéristiques classiques publiées pour une catégorie de condensateurs professionnels (Micro). On peut s'y rendre compte de la façon dont varie l'impédance d'un condensateur électrochimique en fonction de la fréquence (courbe B) et apprécier l'influence combinée de la température et de la tension sur le courant de fuite (courbe C).

Il s'agit, ici, de condensateurs professionnels **Micro 2/22**. Le graphique A donne la variation en pourcentage de R, Z et C en fonction de la température et à 100 Hz, pour le même condensateur de 22  $\mu\text{F}$  - 63 V.

Les courbes B donnent la valeur de Z en fonction de la fréquence et pour différentes températures, entre  $-40^\circ\text{C}$  et  $+85^\circ\text{C}$ , pour le même condensateur de 22  $\mu\text{F}$  - 63 V.

Les courbes C indiquent la valeur du courant de fuite  $I_f$ , en microampères, en fonction de la tension de service nominale  $U_n$ ,

pour différentes températures et pour un condensateur de 22  $\mu\text{F}$  - 63 V et pour un autre modèle : 330  $\mu\text{F}$  - 4 V.

Les courbes D montrent la variation des différents paramètres au cours d'une opération de vieillissement accéléré, c'est-à-dire à la température de  $85^\circ\text{C}$  et sous la tension nominale, pour deux condensateurs : 22  $\mu\text{F}$  - 63 V et 330  $\mu\text{F}$  - 4 V. La dérive en capacité est très légèrement négative. Le produit RC ( $\Omega \cdot \mu\text{F}$ ) marque une dérive positive ; c'est donc R qui augmente très

sensiblement. Par contre, le courant de fuite se stabilise et reste très faible tout au long de cet essai sévère de 5000 heures, à  $85^\circ\text{C}$ .

★

Nous espérons que cet exposé permettra au lecteur de bien connaître et, par conséquent, d'employer à bon escient, à l'avenir, les condensateurs électrochimiques à l'aluminium.

R. BESSON.

# Les caractéristiques de fonctionnement des ÉLÉMENTS AMPLIFICATEURS

- ★ Tubes triodes et pentodes
- ★ Transistors bipolaires et à effet de champ

(Suite : voir "RADIO-CONSTRUCTEUR" n° 257)

## Relevé oscilloscopique de la courbe $I_2 = f(V_1)$

Si l'on veut relever une courbe comme celle de la figure 12 sans que la température du transistor ait le temps d'évoluer, il faut que l'opération se fasse en 1/50 de seconde environ. Cela n'est, certes, plus du domaine humain, mais très facilement réalisable avec un procédé électronique. La figure 13 montre qu'on obtient des variations de  $V_1$  en utilisant une source alternative (réseau d'alimentation ou générateur B.F.) dont  $P_1$  permet d'ajuster l'amplitude. On applique cette tension sur la base du transistor à travers le condensateur C, en même temps qu'une composante continue de polarisation de base, ajustable par  $P_2$ . Le mélange de ces deux grandeurs pourra être dosé de façon à obtenir, par exemple, une variation de  $\pm 50$  mV autour d'une valeur moyenne de 550 mV. Cette tension variable d'entrée est appliquée à l'amplificateur horizontal d'un oscilloscope. Sur l'amplificateur vertical,

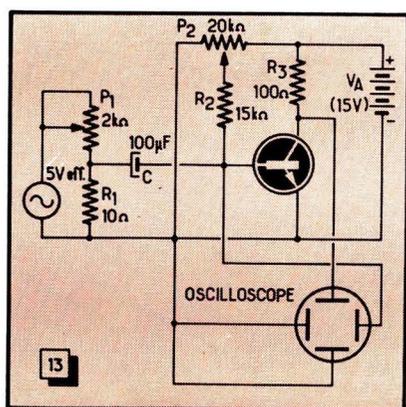


Fig. 13. — Relevé oscilloscopique d'une courbe  $I_2 = f(V_1)$ .

on doit appliquer une grandeur proportionnelle au courant de collecteur. Pour cela, il suffit de prévoir une résistance de charge, mais choisie suffisamment faible pour que la chute de tension à ses bornes reste négligeable devant la tension d'alimentation  $V_A$ . La définition de la pente,  $s = \Delta I_2 / \Delta V_1$ , implique, en effet, que  $V_2$  reste constante.

Un oscillogramme, relevé avec le montage de la figure 13, est reproduit dans la figure 14. L'échelle horizontale ( $V_1$ ) correspond à 35 mV/div., le point de départ étant de 500 mV. Dans le sens vertical, chaque division représente un accroissement de 5 mA

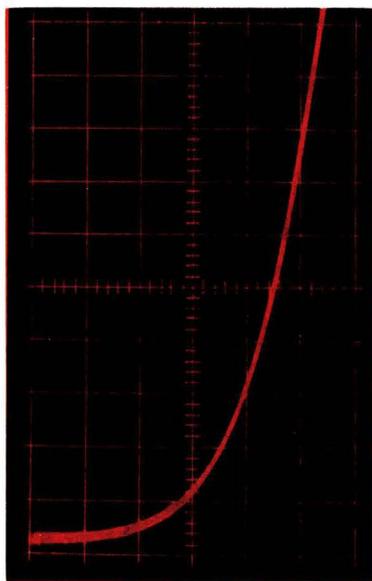


Fig. 14. — Oscillogramme obtenu avec le montage de la figure 13. Echelle verticale ( $I_2$ ) : 5 mA/div. Echelle horizontale ( $V_{BE}$ ) : 35 mV/div.

( $I_2$ ). Pour relever, de la même façon, la courbe  $I_2 = f(V_1)$  d'un tube ou d'un transistor à effet de champ et à appauvrissement, il suffit de modifier le montage de façon à appliquer sur  $P_2$  une tension de polarisation de signe opposé à celui de la tension d'alimentation.

## Mesure dynamique de la pente

Lorsqu'on doit amplifier un « signal » qui est donné sous forme d'une variation de tension assez faible, on n'utilise, comme on l'a vu à propos de la figure 10, qu'une partie très restreinte de la courbe  $I_2 = f(V_1)$ . Souvent, on ne fera pas une erreur appréciable en assimilant cette portion de la courbe à une droite dont la pente est égale à celle de la tangente menée au milieu de la portion considérée. Dès lors, il est inutile de relever entièrement la courbe  $I_2 = f(V_2)$ , et il suffit d'effectuer un montage permettant de déterminer la pente en un point donné de la courbe.

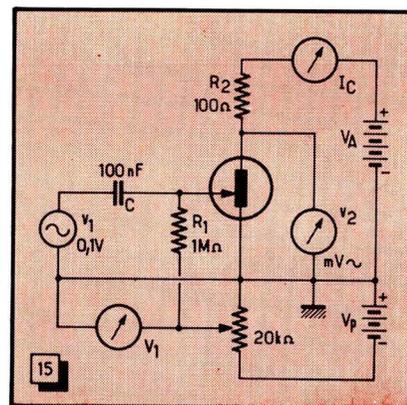


Fig. 15. — Montage pour la mesure de la valeur dynamique de la pente d'un transistor à effet de champ.

Un tel montage est indiqué, dans la figure 15, pour un transistor à effet de champ, qu'on peut d'ailleurs remplacer par un tube électronique, en modifiant seulement la valeur de la tension d'alimentation. La source alternative  $v_1$  introduit, via C, une faible variation récurrente sur la tension de « gate » (ou de grille). En même temps, il convient d'appliquer à cette électrode une tension continue  $V_1$ , fixant le point de la courbe où l'on désire faire la mesure. Cette tension est appliquée par l'intermédiaire de la résistance  $R_1$ , qu'on choisira aussi grande que possible, pour qu'elle ne consomme pas inutilement l'énergie fournie par  $v_1$ . D'autre part, la mesure manquera de précision si la tension continue n'est pas la même aux deux extrémités de  $R_1$ , et cela pourrait être le cas si le transistor présentait un léger courant de fuite de « gate » (courant inverse de la diode « gate »-source). Des imperfections d'isolement ou un phénomène d'ionisation (tube) peuvent provoquer un courant de fuite semblable. En traversant  $R_1$ , ce courant y provoque une chute de tension d'autant plus importante que cette résistance est plus élevée. On doit donc, pour obtenir un fonctionnement précis, se limiter à une valeur comprise entre 0,1 et 10 M $\Omega$  pour les tubes de type courant (le fabricant précise généralement cette valeur), et qui peut être supérieure à 10 M $\Omega$  pour certains transistors à effet de champ, notamment pour ceux à « gate » isolée.

Le mélange additif de  $V_1$  et de  $v_1$ , considéré comme une grandeur continue faiblement variable, provoquera des variations de  $I_2$  qui donneront lieu à des variations de tension dans  $R_2$ . Pour éliminer l'influence de la résistance interne (commentée plus loin) de l'élément amplificateur, la valeur de  $R_2$  doit être relativement faible. Les variations de la tension aux bornes de  $R_2$  peuvent être mesurées à l'aide d'un millivoltmètre qu'on connecte directement aux bornes de la résistance. Mais puisque  $V_A$  est une tension fixe, on peut tout aussi bien connecter cet appareil entre le négatif de  $V_A$  et le drain, à condition d'inclure la résistance interne de l'appareil  $I_C$  dans  $R_2$ . La disposition indiquée dans le schéma présente l'avantage d'avoir un même point de masse pour le générateur et les mesureurs de tension, ce qui réduit les perturbations par champs environnants, ainsi que toute différence de potentiel dangereuse pour l'opérateur.

En partant des valeurs alternatives mesurées, on peut calculer la pente de l'élément étudié en remplaçant, dans l'expression  $s = \Delta I_2 / \Delta V_1$ ,  $\Delta V_1$  par  $v_1$ , et  $\Delta I_2$  par  $v_2 / R_2$ , soit  $s = v_2 / (R_2 \cdot v_1)$ .

La figure 16 montre la version « transistor bipolaire » de ce montage de mesure. Il ne diffère du précédent que par le circuit de polarisation de base, par ailleurs identique à celui de

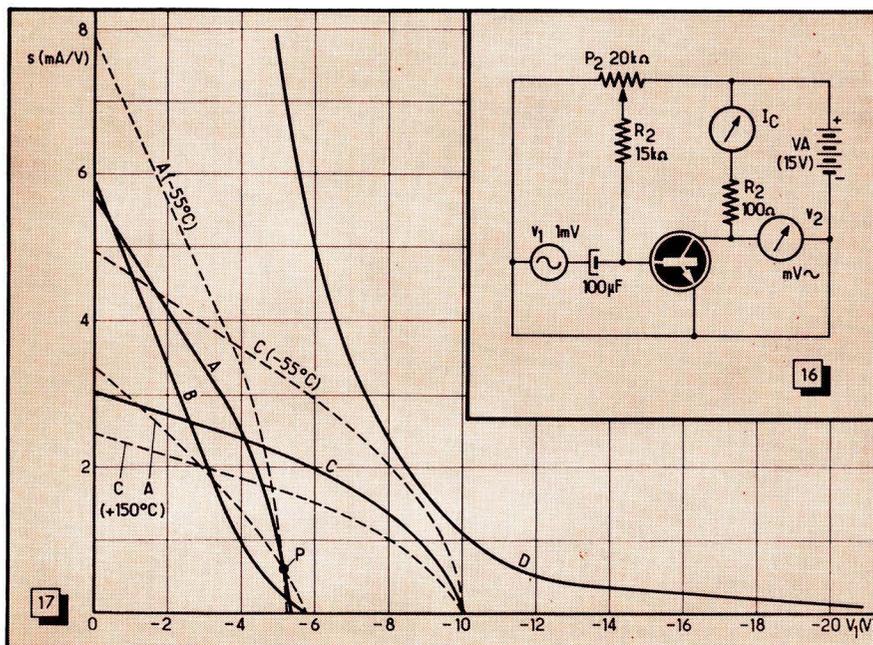


Fig. 16. — Mesure dynamique de la pente dans le cas d'un transistor bipolaire, polarisé en courant.

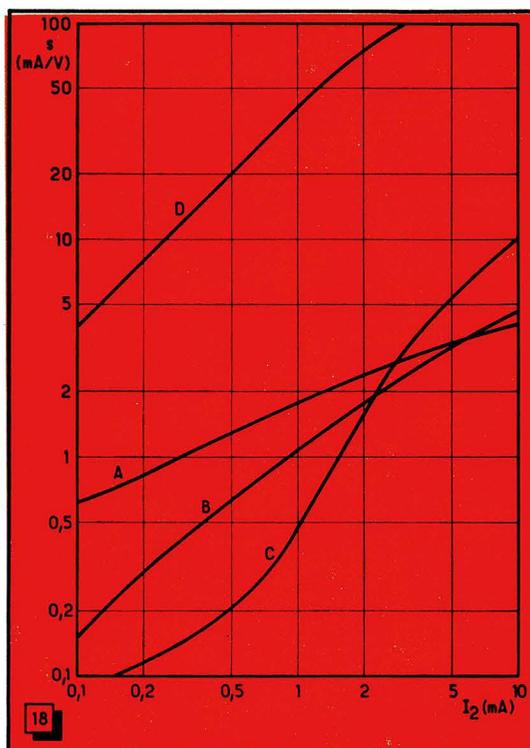


Fig. 17. — Pente en fonction de la tension de polarisation ( $V_1$ ) sur l'électrode de commande, pour un JFET (A), un tube à pente fixe (B), un IGFET (C), et un tube à pente variable (D).

Fig. 18. — Pente ( $s$ ) en fonction du courant continu de fonctionnement ( $I_2$ ), pour un JFET (A), un tube à pente fixe (B), un tube à pente variable (C) et un transistor bipolaire (D).

la figure 13. La résistance interne de la source  $v_1$  doit être faible devant la résistance d'entrée (commentée plus loin) du transistor.

Les deux montages de mesure permettent de relever des courbes donnant la pente en fonction soit de la tension  $V_1$ , soit du courant  $I_2$ . Des courbes du premier type sont données dans la figure 17, où A (JFET) et B

(tube) se rapportent aux échantillons ayant servi pour le relevé de la courbe de la figure 10. La courbe C est celle d'un IGFET à enrichissement, et D celle d'un tube dit à pente variable. Dans un tel tube (utilisé dans des montages de réglage automatique de sensibilité), la grille présente une ouverture centrale relativement grande, d'où nécessité d'une très forte tension

négligeable pour arrêter complètement le courant électronique. Le transistor bipolaire ne figure pas dans cette comparaison, car étant donné son effet de température (fig. 12),  $V_1$  ne serait pas une grandeur significative.

Des courbes  $s = f(I_2)$  sont données dans la figure 18, où A est un JFET, B un tube à pente fixe, C un tube à pente variable (mêmes échantillons que précédemment), et D un transistor bipolaire. Ces courbes montrent qu'il s'agit là d'éléments à pente à la fois élevée et fortement variable. La comparaison entre ces différentes courbes montre bien la position privilégiée que possède le transistor bipolaire par rapport aux autres éléments amplificateurs, et cette position sera confirmée, par la suite, à propos d'autres caractéristiques.

Les diverses formes technologiques des transistors à effet de champ (canal  $n$  ou  $p$ , enrichissement ou appauvrissement) ne diffèrent que par des considérations de polarité. L'allure des différentes caractéristiques étant toujours à peu près la même, il sera inutile de multiplier les exemples. Il en est de même pour les transistors  $n-p-n$  et  $p-n-p$ .

### Effet de température de la pente

Dans la figure 17, les courbes en trait interrompu sont celles qu'on relève, dans le cas de transistors à effet de champ correspondants, à des températures extrêmes. Ces courbes traduisent un effet de température nettement visible, alors que cet effet serait à peine appréciable dans le cas d'un tube.

Pour les JFET (A), les trois courbes se coupent en un point P, correspondant à une tension de « gate » de  $-5$  V. Dans ces conditions particulières, la pente devient donc indépendante de la température. Il existe de même, dans le cas du JFET, un point, généralement très voisin de P, pour lequel le courant de drain ( $I_2$ ) est exempt d'effet de température.

Dans le cas d'un transistor bipolaire, il n'est guère utile d'exprimer l'effet

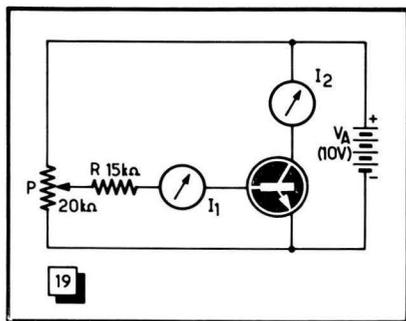


Fig. 19. — Mesure statique du gain en courant d'un transistor bipolaire.

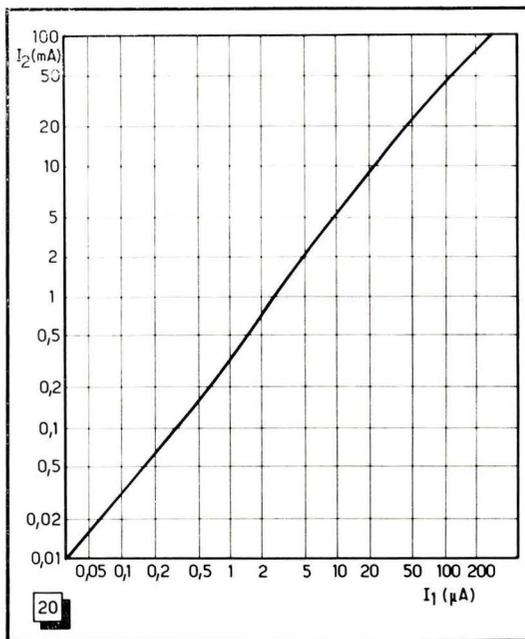


Fig. 20. — Relation entre le courant de base ( $I_1$ ) et le courant de collecteur ( $I_2$ ) d'un transistor bipolaire au silicium.

de température de la pente par une courbe, car cet effet est défini par l'expression (1), avec une précision largement suffisante pour la pratique.

### Le gain en courant

Le gain en courant d'un élément amplificateur est défini par le rapport  $\Delta I_2 / \Delta I_1$ , où  $\Delta I_2$  est la variation du courant de sortie qu'on observe lorsqu'on suscite, par un moyen extérieur, une variation  $\Delta I_1$  du courant d'entrée. Dans le cas d'un tube et d'un transistor à effet de champ, le courant d'entrée est à la fois faible et mal défini : comme on l'avait vu plus haut, il s'agit d'un courant de « fuite », que le fabricant ne peut indiquer qu'avec des tolérances très larges. De plus, on est souvent obligé de prévoir une résistance externe, dite de fuite ( $R_1$ , fig. 15), et c'est elle qui détermine essentiellement le courant d'entrée,  $I_1 = V_1 / R_1$ . Lorsqu'on connaît la résistance de fuite  $R_1$ , on peut donc déduire la relation  $I_2 = f(I_1)$  de  $I_2 = f(V_1)$ , sans tracer une nouvelle courbe. Si l'on considère une grandeur d'entrée faiblement variable, le gain en courant est donné par

$$\beta = \frac{\Delta I_2}{\Delta I_1} = \frac{\Delta I_2 R_1}{\Delta V_1} = s \cdot R_1 \quad (2)$$

Dans le cas d'un JFET présentant une pente de 3 mA/V et travaillant avec une résistance de fuite de « gate » de 10 MΩ, on arrive ainsi à un gain en courant de 30 000.

Tandis que le gain en courant est une notion assez artificielle (dépendant le plus souvent d'un élément extérieur) dans le cas des éléments amplificateurs à forte impédance d'entrée, ce gain possède une signification bien

précise lorsqu'il s'agit de transistor bipolaire. Celui-ci présente, en effet, une résistance d'entrée propre qui est souvent plus faible que celle des composants de son circuit d'utilisation.

Pour tracer une courbe traduisant cette notion de gain en courant, on peut utiliser le montage de la figure 19 où le potentiomètre P permet de doser le courant de base  $I_1$ , limité par R à une valeur sans danger pour le transistor et l'appareil de mesure. Lorsqu'on fait  $I_1 = 0$ , circuit de base ouvert, le courant de collecteur  $I_2$  est de l'ordre du nanoampère dans le cas d'un transistor au silicium. Ce courant, appelé courant résiduel, est en fait dû au courant inverse de la diode collecteur-base, se refermant par la diode émetteur-base, laquelle conduit dans le sens direct. Ce courant étant, comme on l'a vu à propos des diodes (« Radio-Constructeur » n° 252, p. 250), beaucoup plus élevé dans le cas du germanium, une intensité de l'ordre du milliampère peut être observée. En pareil cas, l'effet de température de ce courant, identique à celui du courant inverse d'une diode, peut être significatif.

La courbe de la figure 20 montre  $I_2$  en fonction de  $I_1$  dans le cas d'un transistor au silicium de faible puissance, pour applications basse fréquence. On voit que la relation entre les deux grandeurs est presque linéaire sur une grande partie de la courbe. Du fait de cette bonne linéarité, on ne trouve que relativement peu de différence entre les valeurs statique ( $I_2 / I_1$ ) et dynamique ( $\Delta I_2 / \Delta I_1$ ) du gain en courant (fig. 21). Il en serait tout autrement dans le cas de la pente où, pour éviter toute confusion, on n'utilise toujours que la valeur dynamique.

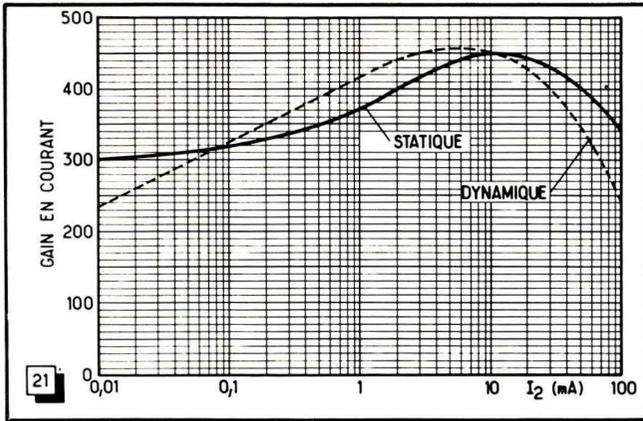
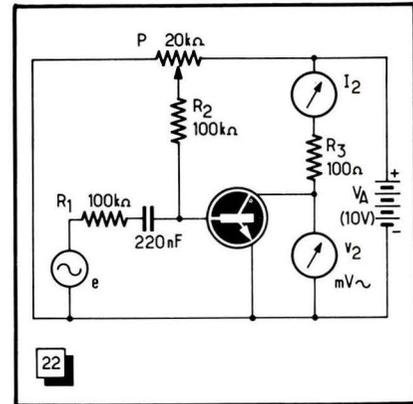


Fig. 21. — Valeurs dynamiques et statiques du gain en courant d'un transistor bipolaire au silicium, en fonction du courant de collecteur  $I_2$  (R.T.C.).

Fig. 22. — Montage pour la mesure de la valeur dynamique du gain en courant.



Un montage permettant la mesure du gain en courant dynamique est représenté dans la figure 22. Le courant de collecteur  $I_2$ , auquel on effectue cette mesure, peut être ajusté par P qui agit, à travers  $R_2$ , sur le courant de polarisation de base. A ce courant continu, on superpose un courant alternatif d'amplitude relativement faible, faisant varier le courant total de base autour d'une valeur moyenne. En supposant la résistance d'entrée du transistor faible devant  $R_1$ ,

la composante alternative du courant de base sera donnée par  $i_1 = e/R_1$ . Dans le circuit de collecteur, on insère une résistance  $R_3$  (comprenant la résistance de l'appareil mesurant  $I_2$ ) telle que la chute qu'y provoque  $I_2$  soit faible devant  $V_\Delta$ . Le courant alternatif de sortie sera alors  $i_2 = v_2/R_3$ , et le gain en courant dynamique  $\beta = v_2 \cdot R_1/R_3 \cdot e$ .

Pour des raisons de facilité d'écriture, la notation  $\beta$  sera utilisée dans cette étude, de préférence à  $h_{21e}$ , nota-

tion qu'on trouve fréquemment dans la documentation des fabricants, et qui désigne également le gain en courant dynamique. Pour le gain en courant statique, les notations  $B$ ,  $\beta_s$  et  $h_{21E}$  sont le plus souvent employées.

L'ordre de grandeur du gain en courant d'un transistor bipolaire est de 100... 1000 pour les transistors B.F. de faible puissance, et de 10... 300 pour ceux destinés à l'amplification H.F. ou aux applications B.F. de puissance.

(A suivre.)

H. SCHREIBER

## SÉPARATION ET MISE EN FORME

### DES TOPS LIGNES ET TRAMES

(Fin de la page 114)

Voici, cependant, quelques cas où on peut avoir affaire à une instabilité horizontale seule.

1. — Résistance de fuite  $R_3$  (fig. 29) coupée ou beaucoup trop élevée. Le plus souvent, le défaut observé se traduit par une sorte de cassure de

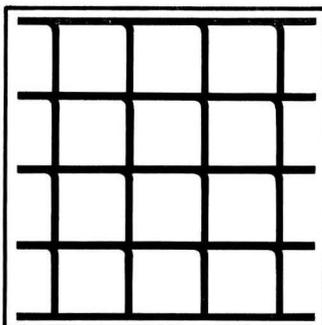


Fig. 42. — Décrochage des barres verticales pouvant se produire lorsque la résistance de fuite du séparateur est coupée ou trop élevée.

barres verticales à leur intersection avec les barres horizontales (fig. 42) et, parfois, par un décrochage dans le haut de l'écran.

2. — Condensateur  $C_2$  coupé. L'instabilité horizontale peut également apparaître, à un degré plus ou moins marqué, si la valeur de ce condensateur est beaucoup trop faible.

3. — Résistance  $R_2$  coupée ou beaucoup trop élevée. L'aspect de la panne change suivant la position de la résistance  $R_3$  par rapport à l'ensemble  $C_2$ - $R_2$ . Si  $R_3$  est placée comme sur la figure 29, la coupure peut passer presque inaperçue avec, tout au plus, un « décrochage » des barres verticales comme dans la figure 42. Mais si  $R_3$  est connectée entre le point commun  $C_1$ - $C_2$  et la masse, la coupure de  $R_2$  entraînera presque certainement une instabilité totale, horizontale et verticale.

4. — Condensateur  $C_1$  trop faible. Nous avons pu observer des cas de stabilité horizontale critique ou même d'un début d'instabilité à cause de la valeur trop faible de ce condensateur : moins de 2 à 3 nF.

5. — Défaut d'isolement du condensateur  $C_1$ . Voir tout ce qui a été dit à propos de ce défaut lorsqu'il a été question d'instabilité verticale. Une fuite dans ce condensateur peut, dans certaines conditions, se traduire par l'instabilité horizontale seulement.

6. — Tension d'écran du tube séparateur trop élevée.

7. — Coupure dans un des éléments de liaison de la « voie » lignes :  $R_{13}$ ,  $C_6$  ou  $R_{11}$  de la figure 29.

#### Instabilité verticale et horizontale

Toutes les causes qui viennent d'être énumérées et qui peuvent provoquer un instabilité verticale ou horizontale peuvent être également à l'origine d'une instabilité totale, trames et lignes. Il est surtout fréquent de rencontrer cette panne lorsqu'il y a une fuite dans le condensateur de liaison  $C_1$ . A vérifier soigneusement l'état de la résistance de charge du tube séparateur ( $R_7$ , fig. 29) qui peut se trouver coupée.

W. SOROKINE

# Millivoltmètre B.F.

(Suite et fin : voir "Radio-Constructeur" n° 257)

## Adaptateur d'impédances

Si l'on recherche un procédé très simple, l'adaptation de l'impédance d'entrée peut être réalisée à l'aide d'un transistor à effet de champ, qu'on utilise en drain commun. On peut alors arriver facilement à une impédance d'entrée de plus de  $10\text{ M}\Omega$ , et à une résistance de sortie de quelques centaines d'ohms. Cette dernière valeur est à mesurer avec précision, et on doit modifier en conséquence la première cellule d'atténuation du montage de la figure 5. Lorsqu'on n'envisage que des mesures sur des amplificateurs B.F., on peut parfaitement incorporer l'étage d'entrée dans l'appareil, et effectuer la liaison vers le point de mesure par un câble coaxial.

Une telle disposition n'est plus recommandée si l'on se propose d'utiliser l'appareil pour les mesures sur des amplificateurs F.I. de récepteurs radio également, ou sur certains types de filtres L-C présentant des impédances de l'ordre de  $10\text{ M}\Omega$ . Une sonde de mesure à faible capacité et à très forte impédance d'entrée, peut alors être très utile. Le schéma de cette sonde (fig. 6) a été conçu de façon que la résistance de charge ( $R_7$ ) puisse être placée à la sortie du câble. De cette façon, la liaison peut être effectuée par les deux conducteurs du câble, à l'exclusion de toute connexion d'alimentation. Il n'aurait pas été de même si l'on avait réalisé l'appareil avec le négatif de l'alimentation à la masse.

Le montage associe un transistor à effet de champ, canal n, à un p-n-p au silicium (de faible bruit) et cela à la manière d'un « super-collecteur-commun », ou plutôt « super-drain-commun ». Le coefficient de transfert d'un tel montage est très voisin de l'unité, sa résistance d'entrée (en B.F.) est voisine du produit de  $R_3$  par le gain en tension de  $T_2$ , tandis que sa résistance de sortie est approximativement égale à l'inverse de la pente apparente de  $T_2$ . Sans distorsion notable, l'amplitude de la tension de sortie peut atteindre 9 V crête à crête, si l'on prend soin de choisir  $R_6$  de façon à obtenir, à la sortie, une tension continue de -11 à -14 V au repos (entrée court-circuitée).

L'impédance d'entrée d'une telle sonde varie fortement avec la fréquence. Sans précautions particulières, elle peut même devenir négative aux fréquences élevées. Dans de telles conditions, la sonde se comporte comme un oscillateur dès qu'on la connecte aux bornes d'un circuit oscillant. Une étude détaillée de ce phéno-

mène a été publiée dans le numéro 196 de la revue « Télévision ».

Dans le montage de la figure 6, le phénomène de la résistance négative d'entrée a été compensé par une résistance  $R_1$  en série avec l'entrée, et choisie de façon que la sonde ne puisse produire en aucun cas des oscillations spontanées, même si leur fréquence est supérieure à 1 MHz. Cela implique une diminution de la résistance positive d'entrée, notamment à partir de 50 kHz. Néanmoins, la courbe 1 de la figure 7 montre que cette grandeur reste toujours supérieure à  $30\text{ M}\Omega$ . La mesure de telles impédances peut s'effectuer à l'aide d'un Q-mètre, et en étudiant l'amortissement que la sonde exerce sur un bobinage étalon.

Grâce à la résistance de protection  $R_2$ , la sonde n'a rien à craindre d'une surcharge accidentelle. On peut parfaitement la connecter à une prise de courant de 220 V, même si l'appareil est ajusté sur la sensibilité de 0,3 mV. Grâce au condensateur  $C_1$ , on évite que  $R_2$  ne forme, aux fréquences élevées, un diviseur de tension avec la capacité d'entrée de  $T_1$ .

A signal nul, la sonde produit un bruit de  $4\text{ }\mu\text{V}$  environ. Comme le bruit propre à l'amplificateur  $A_2$  est à peine de  $3\text{ }\mu\text{V}$  (avec le gain maximal), on arrive à un total de  $5\text{ }\mu\text{V}$  (les tensions de bruit de sources différentes s'additionnent en calculant la racine carrée de la somme des carrés), ce qui représente, sur la gamme de 0,3 mV, moins de 2 % de la déviation totale. Il n'est donc guère utile, lors d'une mesure, de tenir compte de ce bruit, car si l'on applique, par exemple,  $20\text{ }\mu\text{V}$ , l'appareil dévie à  $20,6\text{ }\mu\text{V}$ , c'est-à-dire que l'incidence du bruit ne représente que

0,2 % de la déviation totale, et il faut un voltmètre numérique pour s'en rendre compte exactement.

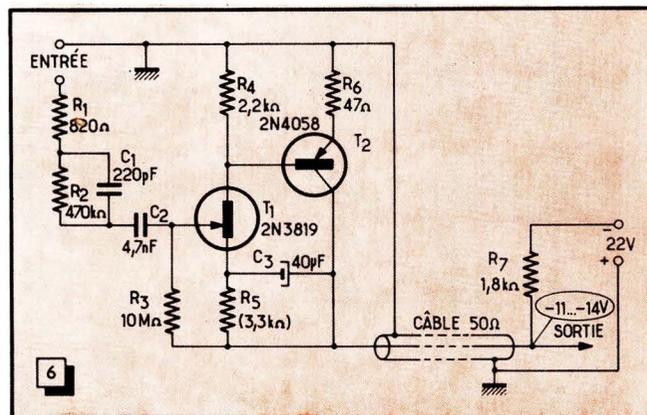
Il n'en est plus de même lorsqu'on se sert de cet appareil comme préamplificateur pour un oscilloscope, sur l'écran duquel les tensions de bruit et de signal apparaissent algébriquement additionnées. Comme le montre l'oscillogramme de la figure 8, le bruit est alors déjà nettement visible lorsqu'on travaille avec une tension d'entrée de  $100\text{ }\mu\text{V}$ .

En utilisant des composants de taille réduite, et un condensateur au tantale pour  $C_3$ , on arrive à loger la sonde dans un boîtier de 20 mm de diamètre et long de 70 mm. Ce montage est également utilisable comme sonde d'oscilloscope. Si la longueur du câble ne dépasse pas 75 cm, on peut l'utiliser jusqu'à 1 MHz avec une amplitude de 9 V crête à crête. Aux fréquences plus élevées,  $T_2$  éprouvera des difficultés pour effectuer la charge et la décharge périodiques de la capacité du câble. On peut, néanmoins, encore arriver jusqu'à 3 MHz, avec un gain uniforme, si l'on se limite à 3 V crête à crête.

## Atténuateur d'entrée

Lors de la mise au point de l'atténuateur, on peut se rendre compte qu'en présence d'une impédance d'entrée élevée, il est bien plus facile d'amplifier de 1 mV à 3 V, que d'atténuer de 300 V à 3 V. En principe, l'impédance d'entrée de la sonde  $A_1$  est suffisamment élevée pour autoriser l'utilisation d'un atténuateur purement capacitif. Or, en pareil cas, l'entrée de la sonde ne se trouverait fermée que

Fig. 6. — L'appareil étant conçu avec le positif de l'alimentation à la masse, les deux conducteurs du câble de  $50\text{ }\Omega$  suffisent pour assurer la liaison avec la sonde d'entrée.



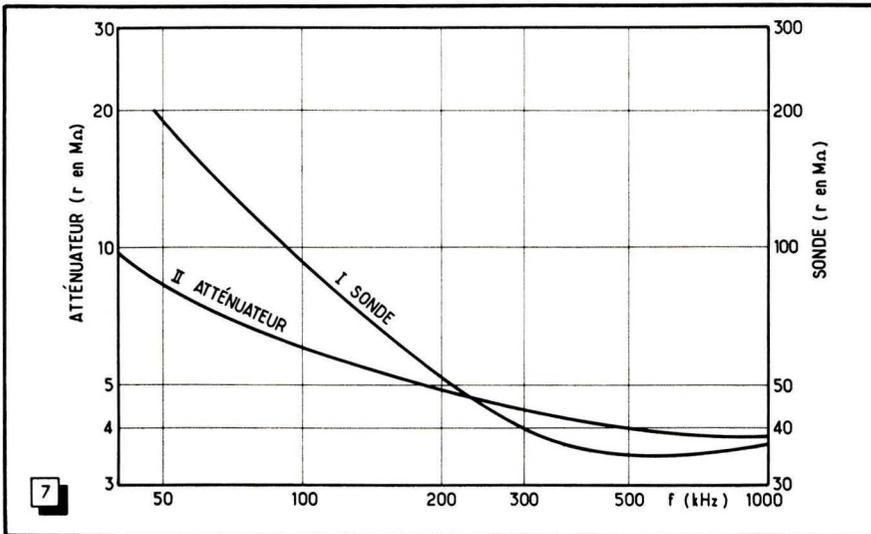


Fig. 7. — Courbes donnant l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour la sonde de la figure 6 (I) ainsi que pour l'atténuateur de la figure 9 (II).

par une capacité, c'est-à-dire par un élément qui présente une impédance très élevée aux fréquences très basses. On obtient alors un bruit prohibitif, à moins d'admettre une valeur de l'ordre de 100 pF pour la capacité d'entrée de l'atténuateur.

Il faut donc bien faire appel à un atténuateur R-C, la mise en série de plusieurs résistances étant, toutefois, exclue, si l'on cherche à réaliser l'atténuateur d'entrée sous forme d'une sonde de dimensions identiques à celles de la sonde de gain unité. Il faut alors se contenter d'une résistance de 30 MΩ, car dans la classe 1 %, on ne trouve guère de valeur plus élevée dans le commerce. Or, une résis-

ceux de plusieurs décibels, car la capacité  $C_1$  agit alors comme une réactance de dérivation connectée (comme dans un filtre en T ponté) au point milieu (fictif) de la résistance de 30 MΩ. Si l'on cherche à équilibrer l'atténuateur par la méthode classique de la réponse en signaux rectangulaires, on observe toujours, quelle que soit la valeur de  $C_4$ , une courbe à « toit enfoncé », qu'illustre l'oscillogramme de la figure 10.

Une compensation est, cependant, possible si l'on oppose à  $C_1$  une autre capacité répartie,  $C_2$ , constituée par quelques spires de fil enroulées autour de la résistance. La mise au point est suffisamment

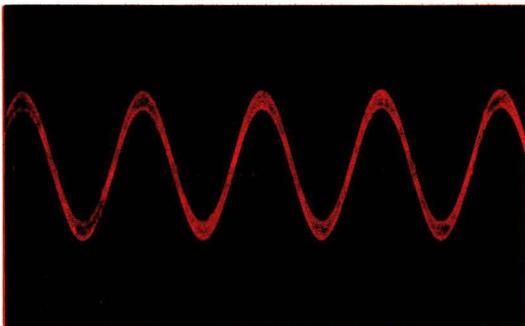


Fig. 8. — Bruit observé lors de l'amplification d'une tension de 100 μV<sub>eff</sub> (1 kHz), le galvanomètre de l'appareil étant hors circuit. Le gain global se chiffre alors à 76 dB.

tance de 30 MΩ, 1 %, est déjà une pièce volumineuse (diamètre 8 mm; longueur 45 mm). Avec le blindage de la sonde, elle ne manquera pas de former une capacité qu'on a représentée par  $C_1$  dans la figure 9. Aux fréquences très basses, cette capacité est encore sans action, et la division de tension est exclusivement assurée par les deux résistances du montage. Aux fréquences élevées (pour lesquelles  $1/C_1\omega \ll 30 \text{ M}\Omega$ ), il n'y a pas de problème non plus, puisque ce sont les deux capacités qui déterminent le rapport d'atténuation. Mais au milieu (quelques kilohertz), la courbe de transfert montre un

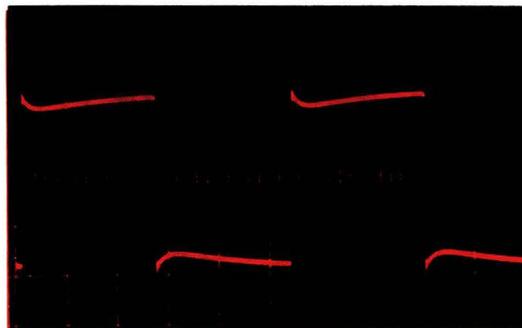


Fig. 10. — Déformation qu'accuse une tension rectangulaire de 2 kHz du fait de la capacité répartie entre la résistance d'atténuation (fig. 9) et la masse.

délicate pour qu'il soit prudent de réaliser le boîtier de l'atténuateur de façon qu'il puisse résister à de très nombreux démontages et remontages. Il sera donc beaucoup plus commode de réaliser l'atténuateur avec des résistances de valeur plus faibles, donc moins encombrantes.

Les modalités d'action des diverses capacités réparties font, dans tous les cas, que l'impédance d'entrée de la sonde diminue fortement avec la fréquence, comme le montre la courbe II de la figure 7. Il s'agit là d'un phénomène qu'on observe sur tout atténuateur d'entrée, même si le fabricant, d'une sonde d'oscilloscope par

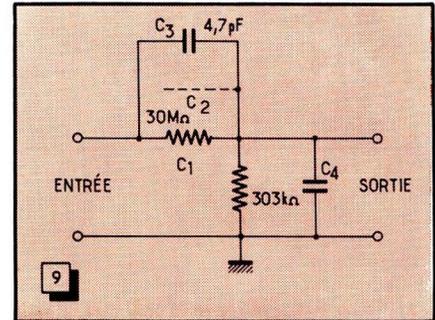


Fig. 9. — La mise au point de l'atténuateur d'entrée sera d'autant plus délicate qu'on désire une impédance d'entrée plus élevée.

exemple, ne spécifie que des valeurs valables en B.F., telles que 10 MΩ-10 pF. En pareil cas, il arrive que l'impédance d'entrée ne soit plus que de l'ordre de 10 kΩ à la fréquence maximale de travail de l'appareil.

## Commutation d'entrée

L'atténuateur de la figure 9 peut, le plus facilement, être réalisé sous forme d'un accessoire avec lequel on coiffe la sonde de la figure 6. Mais le millivoltmètre peut être utilisé pour mesurer des transferts de toute sorte, et il est alors commode de disposer de deux sondes, pouvant rester connectées en permanence en deux points quelconques du montage étudié, et d'un commutateur permettant de passer de l'une à l'autre.

Le plus souvent, en pareil cas, on se trouve en présence de deux tensions nette-

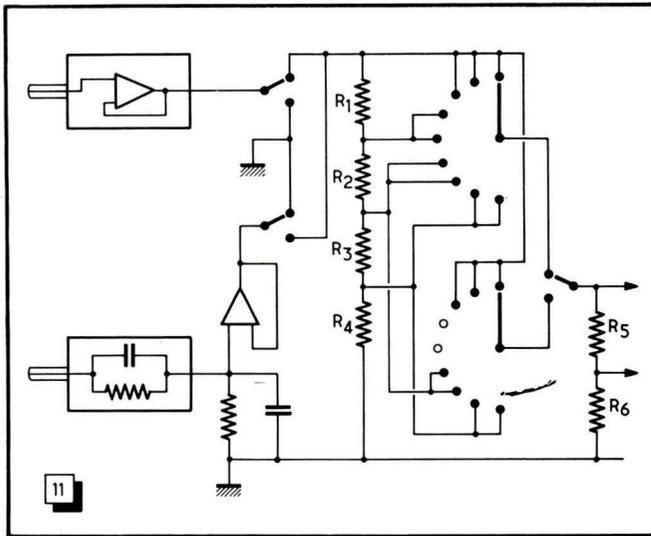


Fig. 11. — Utilisant un jeu commun de résistances, ce circuit d'atténuation à deux voies permet de travailler soit avec une sonde d'adaptation (0,3 mV à 3 V), soit avec une sonde d'atténuation (30 mV à 300 V).

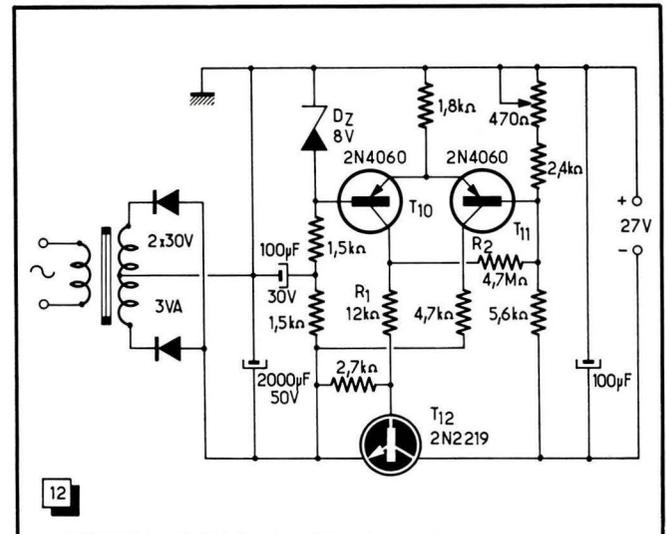
ment différentes à mesurer, l'une convenant directement à la sonde (0,3 mV à 3 V), l'autre demandant l'utilisation de l'atténuateur (30 mV à 300 V). Remarquait que l'atténuateur enfichable n'est un engin pratique que s'il est suffisamment petit... pour qu'on l'égaré facilement, on peut trouver certains avantages au circuit de commutation que suggère le schéma de la figure 11. Il comporte deux sondes, dont l'une est équipée du montage de la figure 6, et l'autre de l'atténuateur de la figure 9. Ce dernier est suivi, à l'intérieur de l'appareil, d'un autre étage d'adaptation (identique à celui de la figure 6), puis on trouve un inverseur de sondes, suivi de l'atténuateur intermédiaire, pouvant utiliser un même jeu de résistances pour les deux circuits de commutation. Dans la figure 11, cela n'est indiqué que pour la première cellule d'atténuation ; il est néanmoins facile d'étendre cette méthode aux autres.

Si l'on veut utiliser les deux sondes pour des mesures différentielles, il convient de les doter d'atténuateurs séparés aboutissant à un amplificateur différentiel de gain unité et de faible bruit, et dont la sortie attaque l'amplificateur A<sub>2</sub>.

## Alimentation

L'alimentation, dont la figure 12 montre le schéma, utilise un montage complémentaire particulièrement adapté au fonctionnement avec le positif à la masse. Aucun accident n'est à craindre en cas de court-circuit foruit de la sortie, car le débit du

Fig. 12. — Grâce à l'utilisation d'un montage complémentaire, on obtient, par des moyens très simples, une alimentation protégée contre le court-circuit accidentel.



montage se trouve limité par une résistance R<sub>1</sub>, insérée entre le collecteur de T<sub>10</sub> et la base de T<sub>12</sub>.

La mise au point est facile, du fait qu'on ne demande pas une grande stabilité absolue, mais seulement la tenue en présence de variations brusques de la tension de réseau. Pour atténuer l'effet de ces variations, on a prévu une résistance de réaction R<sub>2</sub>, à choisir expérimentalement de façon que, en présence d'une tension à mesurer stable à l'entrée de l'appareil, les excursions sporadiques du galvanomètre se

trouvent réduites à une amplitude aussi faible que possible. On arrive facilement, pour cette amplitude, à moins de 0,5 % de la déviation totale.

Le transformateur d'alimentation risque de poser un problème beaucoup plus ardu, du fait des tensions de 50 Hz qu'il induit dans la tôle du châssis, voire dans les conducteurs du circuit imprimé. Pour ne pas capter ces tensions, on doit soigneusement réunir en un même point toutes les connexions de masse du montage, notamment en ce qui concerne les sondes et l'entrée de A<sub>2</sub>. Si l'on exécute le montage sur circuit imprimé, on évitera d'entourer la platine d'une plage de masse, qui risque de constituer une spire de couplage avec le champ du transformateur d'alimentation. Malgré ces précautions, il peut être nécessaire d'étudier expérimentalement le meilleur emplacement et la meilleure orientation du transformateur d'alimentation.

Les types de transistors indiqués, pour

l'alimentation aussi bien que pour le reste du montage, peuvent être remplacés par d'autres, même s'ils ne sont qu'approximativement similaires. Dans tous les cas, la contre-réaction sera suffisante pour compenser d'assez fortes dispersions. Néanmoins, des types à faible bruit restent obligatoires pour T<sub>2</sub>, T<sub>3</sub> et T<sub>4</sub>. De même, dans cette catégorie, les classements par fonction du « Guide Mondial des Semi-conducteurs » fournissent un choix important.

H. SCHREIBER.

## BIBLIOGRAPHIE

SCHEMATHEQUE 70, par W. Sorokine. — Un vol. de 80 p. (27 × 21), 14 schémas complets de téléviseurs noir-blanc, portables et couleurs ; 4 schémas complets de récepteurs et magnétophones. Editions Radio, Paris.

Indispensable outil de travail du dépanneur, la « Schémathèque 70 » regroupe 18 schémas complets d'appareils récepteurs dont 3 téléviseurs couleurs mono et bistandards, 4 téléviseurs noir et blanc et 7 téléviseurs portables, auxquels s'ajoutent 3 schémas de récepteurs radio et 1 schéma de magnétophone à cassettes.

De nombreuses explications accompagnées d'oscillogrammes permettent de saisir le comportement des circuits et d'en com-

prendre les particularités, assurant ainsi, une détection plus rapide et rationnelle des pannes rencontrées dans les divers montages.

Par sa conception et sa présentation, ce guide de dépannage, recueil des principaux schémas d'appareils récemment commercialisés, doit être vivement recommandé aux professionnels et peut trouver sa place dans toutes les troussees des réparateurs Radio-TV.

# FLASH ELECTRONIQUE

## A

# CHARGE CONTROLÉE

L'appareil décrit ci-après assure la charge précise du condensateur accumulant l'énergie nécessaire pour un éclair. Cela signifie que la tension aux bornes du condensateur chargé est bien définie :  $450 \text{ V} \pm 2,5 \text{ V}$ , et que cette charge est pratiquement indépendante de la température

### Convertisseur

La charge du condensateur haute tension est assurée à l'aide d'un convertisseur dont le schéma de principe est celui de la figure 1. Les trois enroulements,  $n_1$ ,  $n_2$  et  $n_3$ , dont le début est indiqué par un astérisque, sont bobinés évidemment sur un même circuit magnétique.

Sans entrer dans les détails du principe de fonctionnement d'un tel convertisseur, on doit

noter que l'énergie disponible dans le circuit de sortie est pratiquement indépendante de la résistance de charge et ne dépend que de la tension d'alimentation et des éléments du circuit primaire. En d'autres termes, si la résistance de charge est faible, le circuit de sortie fournira un courant important sous une tension faible ; si la résistance de charge est élevée, il se produira le contraire : courant faible sous une tension élevée.

On se rend immédiatement compte qu'un tel régime convient particulièrement bien lorsqu'il s'agit de recharger un condensateur qui peut être totalement ou partiellement déchargé. Dans le premier cas, qui correspond à une résistance de charge faible, le courant de charge est d'abord élevé, diminue ensuite rapidement et se stabilise enfin à une valeur pratiquement constante. Cependant, lorsqu'un condensateur est chargé à courant constant, la tension à ses bornes croît linéairement avec le temps. Il en résulte que si l'on n'interrompt pas la charge

au moment où la tension sur le condensateur atteint la valeur de service admissible, un dégagement de gaz risque de se produire et entraîner l'explosion ou, du moins, la rupture de l'enveloppe.

En ce qui concerne la réalisation du convertisseur, le transistor de puissance GFT 3048 peut être remplacé pratiquement pas n'importe quel transistor du type AD 130, AD 132, AD 139, AD 140, AD 148 ou analogue. Il sera monté sur un petit radiateur constitué par une plaque en cuivre ou en aluminium de  $50 \times 100 \text{ cm}^2$ .

Le circuit magnétique sera constitué par des tôles  $50 \times 60 \text{ mm}$ , empilées pour former un paquet avec une section du noyau de  $1,75 \times 2 \text{ cm}^2$ , avec un entrefer de  $0,35 \text{ mm}$ . Les trois enroulements seront exécutés en fil émaillé et présenteront les caractéristiques suivantes :  $n_1$  - 73 spires en fil de  $0,6 \text{ mm}$  ;  $n_2$  - 40 spires en fil de  $0,4 \text{ mm}$  ;  $n_3$  - 2.500 spires en fil de  $0,15 \text{ mm}$ .

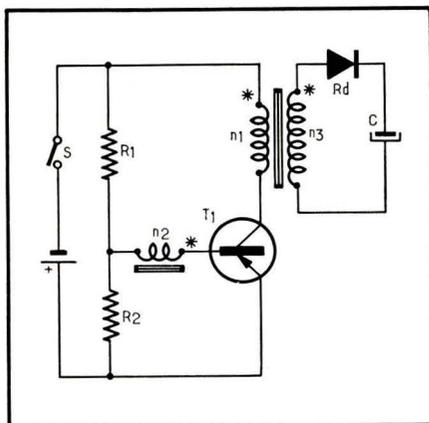
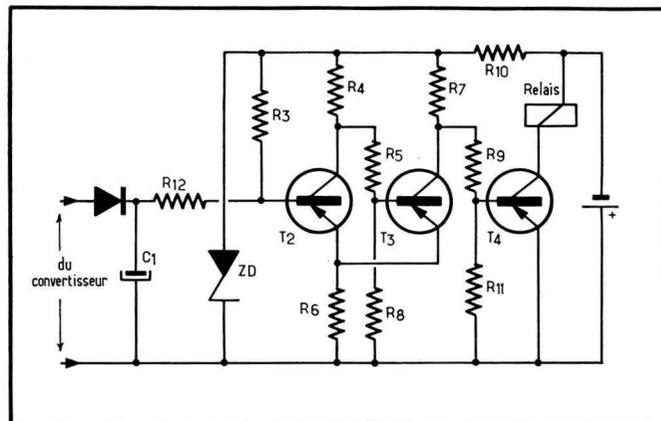


Fig. 1 (à gauche). — Schéma de principe du convertisseur utilisé pour la charge du condensateur.

Fig. 2 (à droite). — Le limiteur automatique de la charge est constitué par un trigger commandant un transistor-interrupteur associé à un relais.



## Limiteur automatique de la charge

La solution parfois utilisée et qui consiste à employer un petit tube au néon pour signaler l'état du condensateur (allumée = condensateur chargé ; éteinte = condensateur déchargé ou insuffisamment chargé) n'a pas été retenue ici, car la différence entre les tensions d'allumage et d'extinction de ces tubes est telle qu'il peut y avoir des écarts de 100 V (400 à 500 V) dans la charge du condensateur.

On fait donc appel à un trigger de Schmitt qui bascule aussitôt que la tension aux bornes du condensateur atteint le niveau maximal prévu. Le fonctionnement de ce dispositif, dont le schéma est représenté dans la figure 2, est d'ailleurs très simple.

Lorsque le condensateur  $C_1$  est déchargé, c'est la résistance  $R_3$  qui détermine la polarisation de base du transistor  $T_2$ , qui est telle que ce transistor se trouve saturé, tandis que  $T_3$ , deuxième transistor du trigger, est bloqué. Cela fait que le potentiel de base de  $T_4$  se trouve suffisamment négatif pour que ce transistor conduise et fasse travailler le relais placé dans son circuit de collecteur. Le contact  $r$  actionné par ce relais se ferme et le convertisseur fonctionne chargeant le condensateur  $C_1$ . Le courant circulant à travers les résistances  $R_{12a}$  et  $b$ , rend la base du transistor  $T_2$  de plus en plus positive jusqu'à ce que le point de basculement du trigger soit atteint. Le transistor  $T_2$  se bloque alors, faisant passer  $T_3$  à l'état saturé, ce qui met la base de  $T_4$  pratiquement au même potentiel que son émetteur, réduit considérablement le courant de collecteur de ce transistor et fait lâcher le relais, provoquant l'ouverture du contact  $r$  et l'arrêt du convertisseur, donc de la charge.

La portion ajustable ( $b$ ) de la résistance  $R_{12}$  permet de faire varier le seuil de basculement du trigger, c'est-à-dire la charge de  $C_1$ . Si l'on augmente la valeur de  $R_{12}$ , cela se traduit par une tension plus élevée aux bornes de  $C_1$ , à partir de laquelle la charge est interrompue.

Le condensateur  $C_1$  se décharge lentement à travers le diviseur de tension du flash lui-même et à cause de son propre courant de fuite. Aussitôt que la tension à ses bornes descend au-dessous d'une certaine limite, le trigger bascule à nouveau et remet en fonctionnement le convertisseur pour un certain temps.

La diode Zener ZD (fig. 2) permet de fixer avec précision le point de déclenchement du trigger.

## Schéma d'ensemble

Il est représenté dans la figure 3 et certains de ses éléments demandent quelques explications.

Tout d'abord, la résistance  $R_{13}$ , qui est une N.T.C. dont la valeur à froid doit être comprise entre 800 et 1 000  $\Omega$ . Cette résistance est nécessaire pour éviter un appel de courant excessif au moment du démarrage du convertisseur et pour égaliser le plus possible la consommation qui, dans ces conditions, est de 1 A environ, ce qui ne fatigue ni le contact, ni le transistor. La durée de charge du condensateur est, dans ces conditions, de 6 à 12 secondes, suivant son état au départ.

Le contacteur  $S_2$  permet d'utiliser pour l'éclair la moitié ou la totalité de l'énergie emmagasinée, par mise en circuit d'une seule section ou des deux du condensateur  $C_1$ . La position intermédiaire égalise les charges des deux moitiés et évite la détérioration des contacts.

La diode D protège le transistor  $T_4$  contre des pointes de surtension se produisant au moment où le courant traversant le relais se trouve coupé.

La résistance  $R_5$  est partagée en deux sections dont une N.T.C. de 10 k $\Omega$  à froid, afin d'améliorer la stabilité thermique du trigger.

Comme nous l'avons déjà vu plus haut, le condensateur  $C_1$  se décharge à travers les différentes résistances qui se trouvent en parallèle et aussi par son propre courant de fuite, et cela à une vitesse de 5 V à la seconde environ. Or, la plage délimitant les deux niveaux de basculement du trigger est nettement plus étroite que 5 V, de sorte qu'une décharge aussi rapide entraîne l'enclenchement et le déclenchement du relais quatre ou cinq fois par seconde lorsque le condensateur  $C_1$  est utilisé dans sa totalité.

Un maintien aussi précis de la tension aux bornes de  $C_1$  n'est nullement obligatoire et, de plus, cela entraîne nécessairement une usure beaucoup plus rapide des contacts du relais. Pour élargir la plage séparant les deux niveaux de basculement du trigger on utilise le condensateur  $C_2$ , ce qui diminue, en même temps, la fréquence des déclenchements et des enclenchements successifs du relais, qui se produisent alors à une cadence d'un cycle par seconde. Dans ces conditions, la tension aux bornes de  $C_1$ , de 450 V valeur nominale, est maintenue constante à  $\pm 2,5$  V.

Des essais ont été faits pour vérifier la tenue en température de l'ensemble et on a pu déterminer que la tension aux bornes du condensateur augmente à peu près de 0,5 V/ $^{\circ}$ C. Ce comportement a été vérifié jusqu'à 40  $^{\circ}$ C à l'intérieur de l'appareil.

Ajoutons encore que le fonctionnement de l'appareil n'est entièrement satisfaisant qu'avec une source d'alimentation à faible résistance interne, c'est-à-dire des accumulateurs à électrolyte immobilisé.

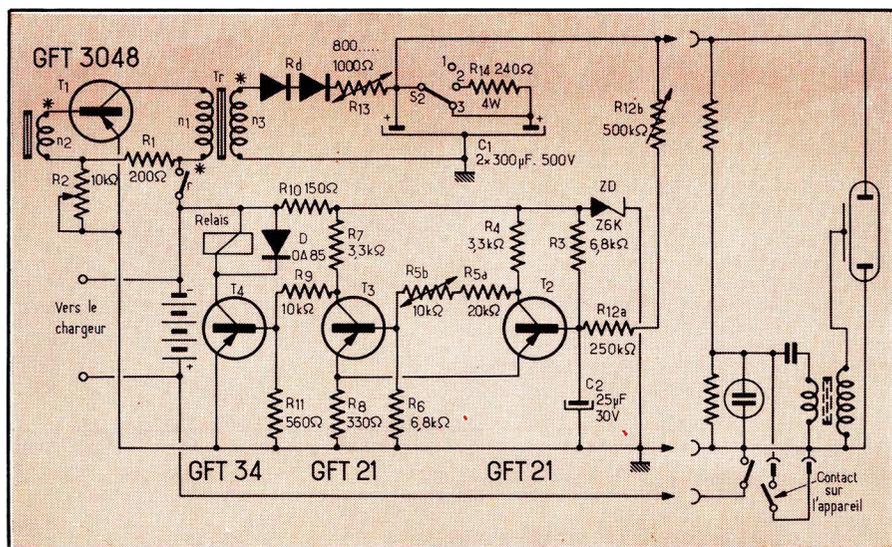


Fig. 3. — Schéma général du flash électronique. Le chargeur de la batterie n'y est pas représenté.

## Quelques indications pour la réalisation

Tout d'abord une recommandation importante : ne jamais faire fonctionner le convertisseur sans qu'il soit normalement chargé. Un instant d'inattention, dans ces conditions, et le transistor  $T_1$  rend l'âme.

En ce qui concerne les différents éléments et transistors, les indications suivantes donnent quelques précisions :

1. — La résistance  $R_3$ , contrairement à l'indication du schéma, est une ajustable de 10  $\Omega$ , et non de 10 k $\Omega$  ;
2. — La résistance N.T.C.  $R_{13}$  est une K 22 Siemens ;
3. — Le relais est un Kako RA 2011/1, 8 V, avec un contact travail ;
4. —  $R_d$  : 2 diodes SS13 (Siemens) ;
5. — Transistors  $T_2$  et  $T_3$  : germanium p-n-p, 50 mW, avec  $\beta = 120$  et  $I_{c \text{ max}} = 20$  mA (par exemple : AFY 27, SFT 308, etc.) ;
6. — Transistor  $T_4$  : germanium p-n-p, 150 mW, avec  $\beta = 100$  et  $I_{c \text{ max}} = 400$  mA (par exemple : AC 122, AC 128, AC 139, AC 151, etc.).

(Adapté de « Funkschau », 20-1966.)

Appréiez-vous les descriptions des appareils  
Suivez-vous nos études de technique pratique  
Aimez-vous les réalisations pratiques  
Vous intéressez-vous au "Pêle-mêle électronique" ?



ALORS  
ABONNEZ-VOUS  
A  
RADIO-CONSTRUCTEUR

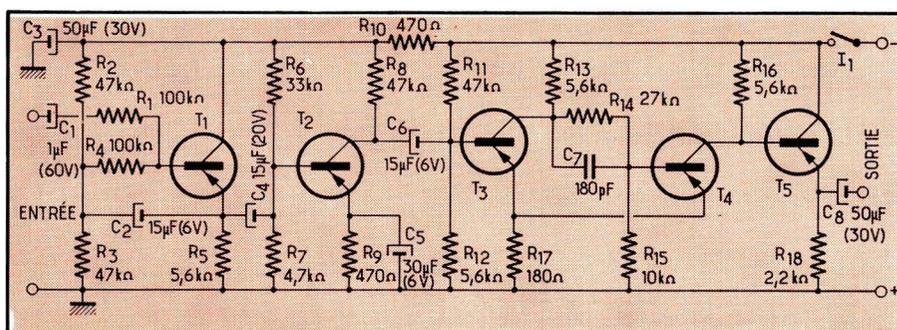
# PÊLE-MÊLE ÉLECTRONIQUE

## COMMENT OBTENIR DES RECTANGULAIRES A PARTIR DES SINUSOÏDES

Le montage représenté dans le schéma ci-dessous permet d'obtenir, à partir d'une source de tensions sinusoïdales, des impulsions rectangulaires à temps de montée et de descente très réduits. Il peut être adjoint à n'importe quel générateur sinusoïdal, dont il élargit considérablement les possibilités.

Ce « convertisseur » se compose d'un étage à collecteur commun ( $T_1$ ), d'un amplificateur ( $T_2$ ), d'un trigger de Schmitt ( $T_3 - T_4$ ) et d'un « emitter-follower » ( $T_5$ ) de sortie.

La tension sinusoïdale arrive sur la base de  $T_1$  à travers la résistance limiteuse  $R_1$ . Le régime de  $T_1$  est fixé par le diviseur de tension



$R_2 - R_3$ . La réaction, due à la présence du condensateur  $C_2$ , contribue à relever encore davantage la résistance d'entrée de l'étage en alternatif. Le signal, amplifié par  $T_2$ , commande le fonctionnement du trigger, dont il provoque le basculement par la partie négative du signal appliqué à la base de  $T_3$ . Le condensateur  $C_7$ , en shunt sur la résistance  $R_{14}$ , permet de réduire le temps de passage d'un état à l'autre, c'est-à-dire le temps de montée et de descente. Les impulsions ainsi formées sont appliquées à l'étage  $T_5$  et prélevées, à basse impédance, sur l'émetteur de ce transistor. Rien n'empêche, bien entendu, de prévoir un atténuateur après le condensateur  $C_8$ .

Le signal d'entrée peut avoir une fréquence atteignant 300 kHz et une amplitude comprise entre quelques dizaines de millivolts et une vingtaine de volts. L'amplitude du signal de sortie est déterminée essentiellement par la tension d'alimentation.

Les transistors seront choisis en tenant compte, dans une certaine mesure, de la fréquence maximale dont on a besoin. Si l'on veut atteindre 300 kHz, il est nécessaire d'utiliser des transistors tels que AF 118, AF 121, AF 178, AF 181, etc. Si l'on se contente de fréquences ne dépassant pas 20 à 25 kHz, on peut utiliser des transistors tels que AC 122, AC 125, AC 130, AC 172, etc.

(D'après « Wireless World », 9-1966.)

## UN GÉNÉRATEUR UNIVERSEL A QUARTZ (100 kHz à 30 MHz)

### Généralités

Il existe de nombreux schémas d'oscillateurs à quartz, mais tous ne conviennent pas si l'on veut couvrir une large bande de fréquences. L'appareil décrit présente, dans un atelier ou laboratoire, une double utilité : avec un jeu de quartz judicieusement choisis, il permet toute sorte d'étalonnages et d'essais ; il peut servir pour essayer un quartz de n'importe quel type. Qualité non négligeable : sa tension de sortie H.F. est à peu près constante sur toutes les fréquences qu'il permet de couvrir.

Il est indiqué de prévoir un étage séparateur entre l'oscillateur et la sortie, afin de rendre l'accrochage indépendant de la charge. La tension de sortie sera réglable, ce qui est indispensable lorsqu'on a besoin de procéder à des essais comparatifs de sensibilité, par exemple. Enfin, pour pouvoir repérer plus facilement la porteuse fournie par le générateur, il est souhaitable de moduler, à l'aide d'un oscillateur sinusoïdal, l'onde H.F. produite.

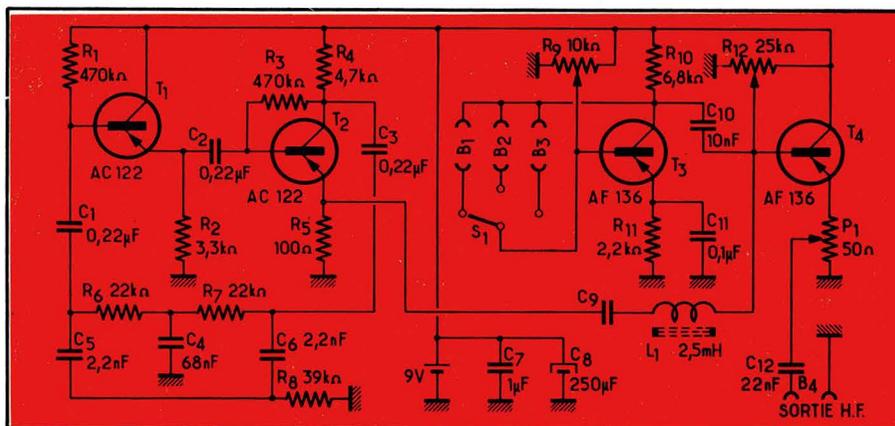
Toutes ces conditions sont remplies par l'appareil décrit. Il oscille facilement avec les quartz de tout type et de toute fréquence nominale, jusqu'à 30 MHz environ, et il est relativement pauvre en harmoniques, bien que les deux transistors soient utilisés en amplificateurs à large bande. La tension de sortie, dont la valeur maximale est de l'ordre de 200 mV, sur 60  $\Omega$ , peut être prélevée pratiquement sans aucune

action sur l'oscillateur, car l'étage de séparation utilise le transistor  $T_4$  en montage « emitter-follower » et introduit un affaiblissement de 0,4 dB environ. Le potentiomètre  $P_1$  permet de faire varier la tension de sortie entre 2  $\mu$ V et 200 mV à peu près, à condition de respecter le mieux possible la disposition indiquée sur le croquis.

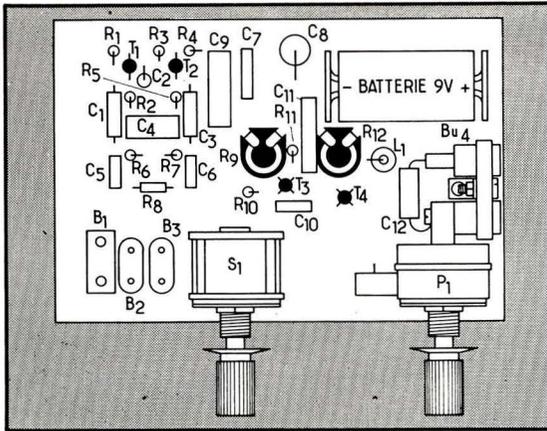
### Analyse du schéma

L'oscillateur à quartz fonctionne en montage Pierce et son régime est choisi de façon que son gain soit à peu près uniforme sur toute la bande de fréquences couvertes. La tension H.F. produite par l'oscillateur atteint la base de l'amplificateur  $T_4$  à travers  $C_{10}$ . Ce dernier transistor fonctionne en collecteur commun et son régime est réglé pour en obtenir un gain maximal, compte tenu de sa dissipation maximale admissible.

La porteuse H.F. est modulée en amplitude



Cet appareil constitue un générateur à quartz et, en même temps, un banc d'essai pour quartz de toute sorte.



**Implantation des différents composants sur le châssis du générateur. Il est évident que l'on peut prévoir d'autres supports (B<sub>1</sub> - B<sub>2</sub> - B<sub>3</sub> - ...) commutables par S<sub>1</sub>, de façon à pouvoir essayer n'importe quel type de quartz.**

par modification de la polarisation de base de T<sub>4</sub> au rythme de la tension B.F. provenant de l'oscillateur T<sub>1</sub> - T<sub>2</sub>. Ce dernier fonctionne avec un circuit déphaseur en double T, comprenant les éléments R<sub>6</sub> - R<sub>7</sub> - C<sub>4</sub> et C<sub>5</sub> - C<sub>6</sub> - R<sub>8</sub>, et

la tension B.F., prélevée sur la résistance d'émetteur de T<sub>2</sub>, est envoyée vers la base de T<sub>4</sub> à travers C<sub>0</sub> et L<sub>1</sub>, cette dernière inductance empêchant la pénétration de la H.F. vers l'oscillateur B.F.

### Réalisation et mise au point

Tout le montage est réalisé sur une platine perforée de 150 × 100 mm. Le potentiomètre P<sub>1</sub> et le contacteur S<sub>1</sub> sont fixés à cette platine à l'aide d'équerres. Les trois supports de quartz (on peut prévoir davantage) sont commutés à l'aide de S<sub>1</sub>.

Lorsque le montage est terminé, on le vérifie soigneusement et on le met sous tension. La première chose à faire est de vérifier à l'oscilloscope le fonctionnement de l'oscillateur B.F., qui doit produire, à l'émetteur de T<sub>2</sub>, une sinusoïde pratiquement parfaite. Si l'oscillateur B.F. ne fonctionne pas, voir les éléments du circuit en double T et s'assurer que les deux transistors sont en bon état.

Si l'oscillateur H.F. ne fonctionne pas, cela peut provenir du quartz utilisé, de la valeur trop faible de la résistance R<sub>10</sub>, du découplage défectueux de l'émetteur (C<sub>11</sub>), ou du transistor lui-même.

Les transistors utilisés peuvent être remplacés : AC 122 par AC 125, SFT 243, SFT 322, AC 117, AC 132, etc. ; AF 136 par AF 126, ASY 27, AF 187, SFT 227, etc.

(D'après « Funk-Technik », 16-1966.)

## OHMMÈTRE A ÉCHELLE LINÉAIRE

Les ohmmètres à échelle linéaire sont de plus en plus appréciés, car la précision de leur lecture est nettement plus élevée que celle des ohmmètres classiques. Ils présentent, cependant, un certain inconvénient : la plage de grandeurs mesurables est relativement réduite, de sorte que pour « couvrir » toutes les valeurs, entre un fraction d'ohm et 10 MΩ, par exemple, il est nécessaire de prévoir davantage de gammes qu'avec un ohmmètre ordinaire.

L'appareil décrit ci-dessous est prévu pour couvrir neuf gammes en tout, se répartissant comme suit, suivant les positions du contacteur S<sub>1</sub> :

1. — 0 à 1 Ω ;
2. — 0 à 10 Ω ;
3. — 0 à 100 Ω ;
4. — 0 à 1 kΩ ;
5. — 0 à 10 kΩ ;
6. — 0 à 100 kΩ ;
7. — 0 à 1 MΩ ;
8. — 0 à 10 MΩ ;
9. — 0 à 500 MΩ.

Pour les huit premières gammes la graduation du cadran est linéaire et l'erreur de mesure ne dépasse guère 1 % en fin d'échelle. Sur la gamme 9 la graduation du cadran n'est pas linéaire.

Sur les deux premières sensibilités (0-1 Ω et 0-10 Ω), l'inverseur bipolaire S<sub>2</sub> met en circuit l'une des résistances-étalons, 1 Ω ou 10 Ω (position « Tarage »), ou la résistance à mesurer (position « R<sub>x</sub> »). En position « Tarage », on cherche à amener l'aiguille du microampèremètre sur la graduation extrême de l'échelle en agissant sur les résistances R<sub>3</sub> (réglage fin) et R<sub>4</sub> (réglage « d'approche »), après quoi on bascule S<sub>2</sub> en position « R<sub>x</sub> » et on lit la valeur de la résistance sur le cadran du microampèremètre.

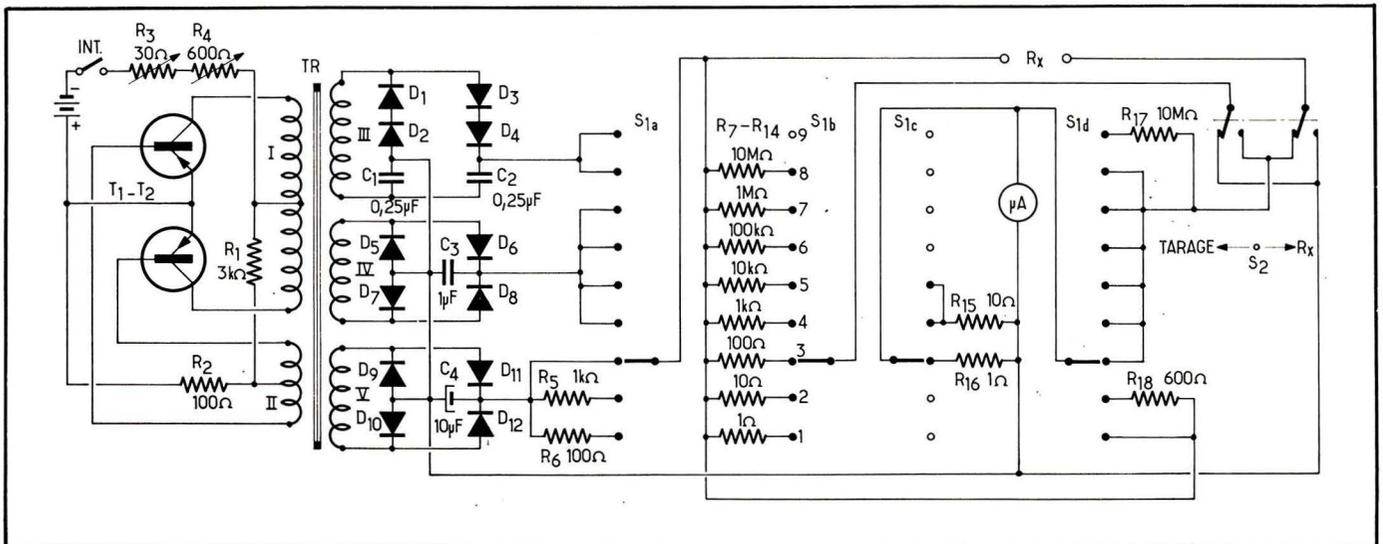
Sur les sensibilités 3 à 8, le principe de mesure est un peu différent. La résistance mesurée R<sub>x</sub> et la résistance étalon correspondante sont connectées en parallèle, tandis que le microampèremètre est successivement introduit en série dans chacune des deux branches : avec

R<sub>x</sub> en position « Tarage » de S<sub>2</sub> ; avec la résistance étalon en position « R<sub>x</sub> ». Le tarage lui-même s'effectue comme précédemment.

Sur la sensibilité 9 (« non linéaire »), le tarage et la mesure se font dans la position « Tarage » de S<sub>2</sub>, mais la première opération s'effectue en court-circuitant les bornes R<sub>x</sub>, toujours en agissant sur les résistances R<sub>3</sub> et R<sub>4</sub>. Ensuite, on connecte la résistance à mesurer en R<sub>x</sub> et on lit sa valeur sur le cadran du microampèremètre.

L'alimentation de l'appareil se fait à partir d'une batterie composée de deux éléments de 4,5 V en série et à l'aide d'un convertisseur symétrique à transistors (T<sub>1</sub> et T<sub>2</sub>), qui peuvent être des p-n-p de puissance quelconques, de dissipation maximale de l'ordre de 30 W : SFT 239, OC 35, ADY 27, AD 149, etc. Le transformateur de ce convertisseur comporte trois secondaires alimentant trois redresseurs : deux redresseurs en pont (D<sub>1</sub>-D<sub>12</sub> et D<sub>3</sub>-D<sub>8</sub>) pour les tensions de 10 V et de 100 V, respectivement ; un redresseur en doubleur (D<sub>1</sub>-D<sub>4</sub>) pour 1 000 V.

Le circuit magnétique du transformateur TR est formé de tôles de dimensions 56 × 48 mm, dont la patte du milieu a une largeur de 16 mm.



Ces tôles sont empilées sur 12 mm, de sorte que la section du noyau est de 190 mm<sup>2</sup> environ, soit 2 cm<sup>2</sup> en chiffre rond. Aucun entrefer n'est prévu et il est nécessaire que les tôles utilisées soient à très faibles pertes, de préférence en Permalloy ou Anhyser, à 50 % de nickel. Tous les enroulements seront exécutés en fil émaillé, le nombre de spires et le diamètre se répartissant de la façon suivante :

- I. — 2 × 59 spires en fil de 0,37 mm ;
  - II. — 2 × 60 spires en fil de 0,16 mm ;
  - III. — 8 000 spires en fil de 0,09 mm ;
  - IV. — 1 500 spires en fil de 0,12 mm ;
  - V. — 150 spires en fil de 0,16 mm.
- Toutes les résistances-étalons doivent être à tolérance de  $\pm 1\%$  ou même  $\pm 0,5\%$  pour les valeurs jusqu'à 100 k $\Omega$ . Le microampèremètre sera un 100  $\mu$ A de déviation totale et de résis-

tance propre de 500  $\Omega$ . Le contacteur S<sub>1</sub> est à quatre galettes à haut isolement. L'inverseur S<sub>2</sub> peut être du type tumbler ou rotatif. Les résistances variables R<sub>3</sub> et R<sub>4</sub> sont évidemment bobinées, ainsi que toutes les autres résistances de faible valeur : 1 et 10  $\Omega$ .

Si le convertisseur n'oscille pas, intervenir les extrémités des enroulements I et II.  
(D'après « Radio », U.R.S.S., 4-1968.)

## COMMUTATEUR ÉLECTRONIQUE A TRANSISTORS

Le commutateur électronique à deux voies décrit ci-après (fig. 1) peut être utilisé avec n'importe quel oscilloscope muni d'une sortie sur laquelle on peut prélever la dent de scie du balayage horizontal. Il permet d'observer des phénomènes périodiques dont la fréquence ne dépasse pas 150 kHz. La fréquence de commutation est de 30 kHz avec les transistors indiqués, qui sont tous du type B.F. faible puissance. En utilisant des transistors du type « commutation rapide » on peut obtenir une fréquence de commutation beaucoup plus élevée.

La tension d'alimentation est de 9 V et la consommation reste faible, de l'ordre de 5,5 à 6 mA. L'amplitude du signal d'entrée peut atteindre 2 V c. à c.

La dent de scie prélevée sur l'oscilloscope utilisée est appliquée en A, passe par un étage inverseur de phase (T<sub>1</sub>) et fait basculer le trigger T<sub>2</sub>-T<sub>3</sub>. En agissant sur le potentiomètre R<sub>4</sub> on peut provoquer le déclenchement du trigger par le flanc arrière de la dent de scie.

Sur le collecteur de T<sub>3</sub> on obtient une impulsion rectangulaire en lancée positive, dont la durée est définie par la valeur des éléments

R<sub>28</sub>, C<sub>6</sub>, R<sub>24</sub> et R<sub>28</sub> et que l'on applique au trigger T<sub>4</sub>-T<sub>5</sub> à travers la cellule de différentiation C<sub>3</sub>-C<sub>20</sub>.

Le trigger T<sub>4</sub>-T<sub>5</sub>, qui constitue le dispositif de commutation à proprement parler, est donc déclenché par l'impulsion positive venant de T<sub>3</sub> et ce déclenchement est facilité par les diodes D<sub>1</sub> et D<sub>2</sub>. A chaque impulsion qu'il reçoit, c'est-à-dire à chaque période de balayage, le trigger T<sub>4</sub>-T<sub>5</sub> change d'état. Autrement dit, le trigger se trouve dans un état (par exemple : T<sub>4</sub> bloqué ; T<sub>5</sub> saturé) pour toutes les périodes paires du balayage, et dans l'autre (T<sub>4</sub> saturé ; T<sub>5</sub> bloqué) pour toutes les périodes impaires.

Sur les deux collecteurs de ces transistors apparaissent, alternativement, des impulsions positives, qui sont appliquées aux bases des transistors T<sub>6</sub> et T<sub>7</sub>, montés en collecteur commun (emitter follower). La durée de ces impulsions est inférieure à la période de la dent de scie de balayage horizontal, et elles ouvrent et ferment, alternativement, les deux transistors de sortie.

Lorsque l'un de ces transistors est bloqué, le signal examiné, appliqué à l'entrée correspon-

dante, atteint la sortie (car la résistance d'un transistor bloqué est très élevée) et de là l'entrée de l'amplificateur vertical de l'oscilloscope utilisé. Mais pendant cette phase de fonctionnement l'autre transistor est saturé, et sorte que sa résistance devient très faible et court-circuite pratiquement le signal arrivant par l'entrée correspondante.

Pendant la commutation, les deux transistors, T<sub>6</sub> et T<sub>7</sub>, se trouvent saturés pendant un court instant, empêchant l'un et l'autre signaux d'entrée d'atteindre la sortie. La commutation se produit pendant le retour du balayage horizontal.

A l'aide du potentiomètre R<sub>3</sub>, la sortie reçoit également des impulsions rectangulaires, provenant des collecteurs de T<sub>4</sub> et T<sub>5</sub> et dont l'amplitude détermine le « positionnement » dans le sens vertical de la trace correspondante. Il en résulte que si l'amplitude est identique pour les deux trains d'impulsions (R<sub>3</sub> en position d'équilibre), les deux traces se trouveront superposées. En déplaçant le curseur de R<sub>3</sub> dans un sens ou dans l'autre on décale verticalement les deux traces.

La forme des signaux que l'on doit trouver en différents points de ce commutateur est indiquée dans la figure 2. Quant aux transistors, tous du même type comme il a déjà été indiqué, on peut les choisir dans les séries suivantes : AC 116, AC 121, AC 122, AC 125, AC 132, ASY 26,

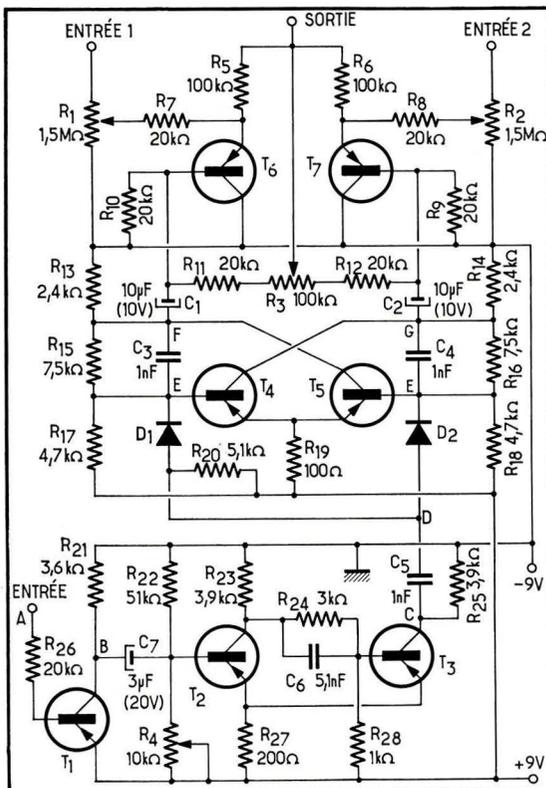
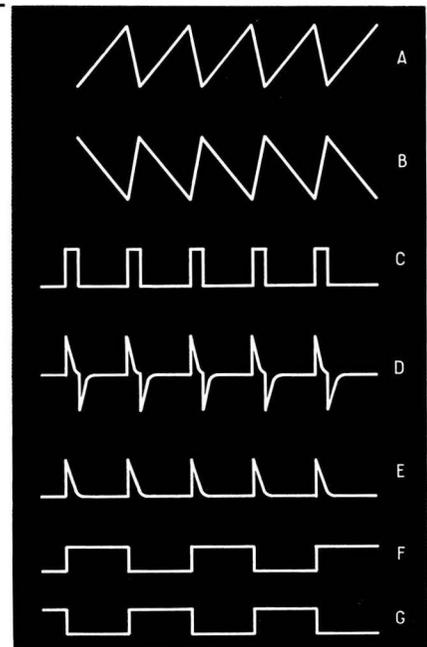


Fig. 1 (à gauche). — Schéma général du commutateur électronique. Les diodes D<sub>1</sub> et D<sub>2</sub> peuvent être d'un type quelconque : OA 85, OA 70, etc. Les deux signaux à examiner sont à appliquer aux entrées 1 et 2.

Fig. 2 (à droite). — Forme des tensions que l'on doit relever, en fonctionnement normal, en différents points du commutateur, indiqués sur le schéma.



ASY 27, etc. Le courant de collecteur des transistors T<sub>2</sub> et T<sub>3</sub> est de l'ordre de 0,8 à 1,1 mA. Celui des transistors T<sub>4</sub> et T<sub>5</sub> se situe vers 1,6 à 1,7 mA.

(Adapté de « Radio », U.R.S.S., 12-1966.)



# OSCILLOSCOPE DE SERVICE MINISCOPE

TYPE TR 4351

## HAUTES PERFORMANCES

- Amplificateur vertical : bande passante 0 à 10 MHz  $\pm 3$  dB sensibilité 0,1 à 100 V/div.
- Amplificateur horizontal : bande passante 10 Hz à 1 MHz  $\pm 3$  dB sensibilité 1 V/div.
- Synchronisation : interne et / ou externe
- Tube cathodique de  $\varnothing$  70 mm.

## FAIBLE ENCOMBREMENT

- Entièrement transistorisé 17 transistors, 22 diodes.
- Coffret métallique 102 x 240 x 336 mm.
- Poids (sans accessoires) 4,600 kg

## PRIX COMPÉTITIF

**francéclair**

54, AV. VICTOR CRESSON

92 - ISSY-LES-MOULINEAUX - Tél. : PARIS (1) 644-47-28



### PETITES ANNONCES

La ligne de 44 signes ou espaces : 5 F + 1,15 F (T.V.A.) = 6,15 F (demande d'emploi : 2,50 F + 0,57 (T.V.A.) = 3,07 F). Domiciliation à la Revue : 5 F + 1,15 F (T.V.A.) = 6,15 F.

**PAIEMENT D'AVANCE.** — Mettre la réponse aux annonces domiciliées sous enveloppe affranchie ne portant que le numéro de l'annonce. Remises des textes au plus tard le 10 du mois.

#### • DEMANDES D'EMPLOI •

TECHNICIEN RADIO-TV cherche emploi dépannage atelier Paris ou banlieue Nord. Ecrire Revue n° 485.

TECHNICIEN RADIO-TV, qualification TVC, ch. emploi préf. Sud-Ouest, Ouest, Ecr. Revue n° 489.

#### • OFFRES D'EMPLOI •

NORD, Maubeuge, station-service, recherche RADIO-ELECTRICIEN DEPANNEUR RADIO-TV. Très bon salaire si qualifié. Possibilité logement. Ecr. Revue n° 494.

#### • ACHATS ET VENTES •

DEMAGNETISEURS pour TV couleurs soldés. Expéd. immédiate avec notice contre 45 F franco. TERRIEN, 52, av. Bollée, 72-Le Mans.

#### • VENTES DE FONDS •

Chef-lieu canton Somme, vendis fonds RADIO-TV-ELECTRO-MENAGER. Logement. Ecrire Revue n° 488.

#### ADJUDICATION

### AU TRIBUNAL DE COMMERCE DE PARIS

le mercredi 6 mai 1970 à 14 h 15 d'un Fonds d'Entreprise Générale d'ELECTRICITE

## FABRICATION D'ENSEIGNES LUMINEUSES

exploité à PARIS (3<sup>e</sup>)

### RUE DES ARCHIVES, n° 92

AVEC ATELIERS, 75, rue des Archives à l'enseigne « ELECTRO-FLASH »  
Mise à prix ..... 30 000 F  
(pouvant être baissée)

Consignation ..... 10 000 F

S'adresser à Me DAUCHEZ, Notaire à PARIS, 37, quai de la Tournelle ou à Me LABRELY, Syndic, 41, rue Dauphine, Paris.

#### ADJUDICATION

au TRIBUNAL DE COMMERCE DE PARIS

le 13 mai 1970 à 14 h 15 d'un Fonds de

## RADIO-TÉLÉVISION ARTICLES TEXTILES & MÉNAGERS

exploité à

### PARIS (19<sup>e</sup>), 10 et 16, RUE DE FLANDRE

Mise à prix : 200 000 F (pouvant être baissée).

Consignation : 100 000 F.

S'adresser Me DAUCHEZ, Notaire, 37, quai de la Tournelle, Paris, ou Me MARTIN, Syndic, 13, rue Etienne-Marcel, Paris.

## BIBLIOGRAPHIE

**ELECTRONIQUE ET RADIOELECTRONIQUE**, par H. Aberdam. — 1 vol. de 256 p. (10 x 15) avec 91 fig. — Editions Dunod, Paris.

Cette nouvelle édition du premier tome d'un ouvrage faisant partie de la collection « Aide-mémoire » traite des principaux aspects théoriques de l'électronique et de la radioélectricité. Ce volume est avantageusement complété par de nombreuses précisions se rapportant aux progrès réalisés dans le domaine des semi-conducteurs. Il contient également de nouveaux chapitres concernant les éléments constitutifs des circuits, ainsi que les principes de construction et d'utilisation des circuits imprimés, des circuits intégrés et des circuits logiques.

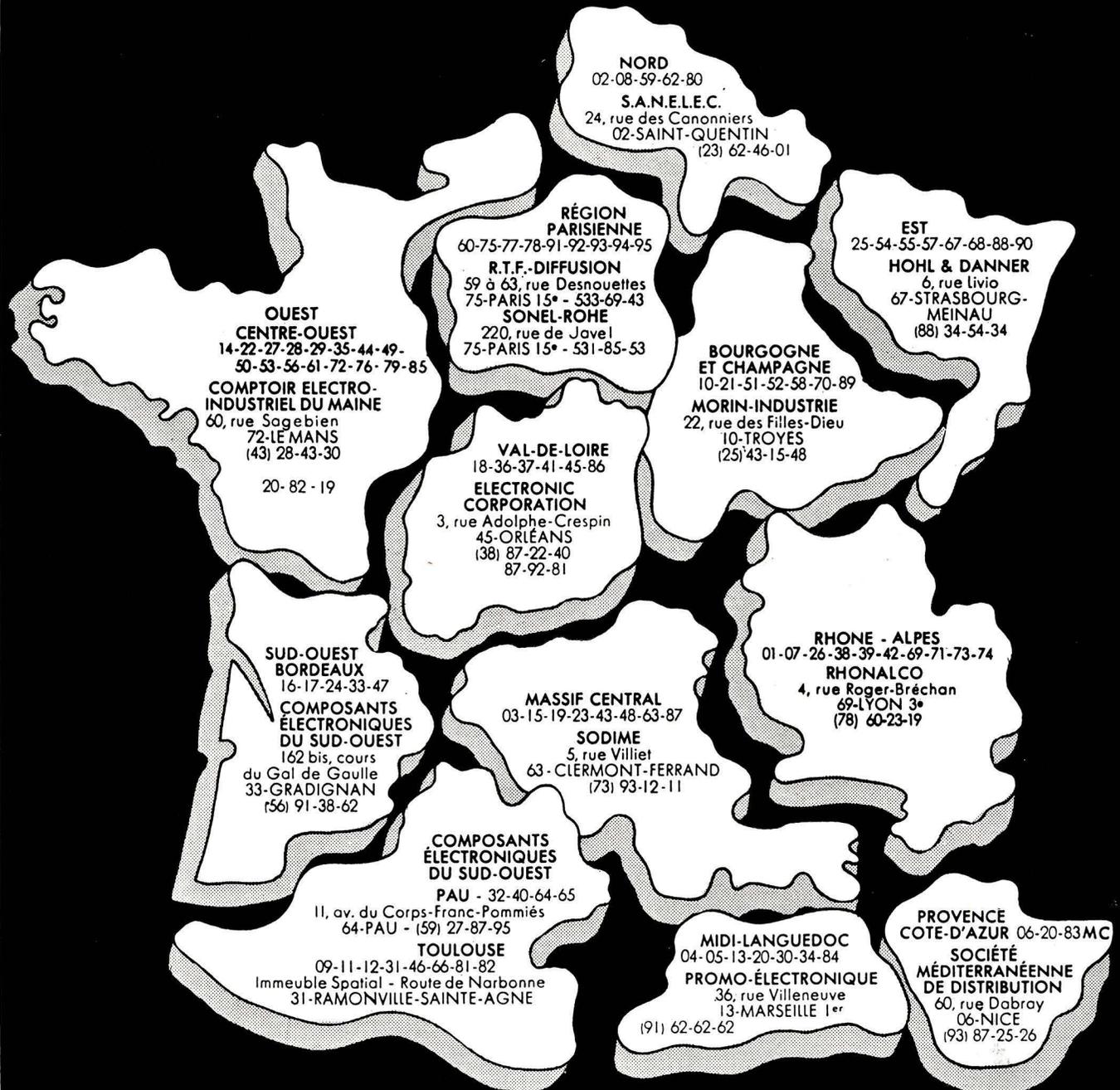
**ONDES ET MESSAGES**, par J.R. Pierce, traduit de l'américain par H. Piraux. — 1 vol. de 144 p. (11 x 17) avec 32 fig. — Editions Dunod, Paris.

Ecrit à l'intention de tous ceux qu'intéressent les liaisons à distance et les communications dans l'espace, cet ouvrage aborde les problèmes de transmission et de réception en traitant des grands systèmes de télécommunications et des nouveaux progrès enregistrés dans cette technique.

C'est ainsi que l'auteur retrace quelque peu l'histoire de la radiodiffusion avant de développer les principaux thèmes se rapportant à la production des ondes électromagnétiques, à leur propagation et à leur réception, en précisant le concept de « message » et les moyens mis en œuvre pour véhiculer et recevoir l'information qu'il contient.

# R.T.C. DISTRIBUTION

## DISTRIBUTEURS AGRÉÉS



**RTC**  
**DISTRIBUTION**

enfin!

# mini-engel 20/s

le nouveau  
pistolet-soudeur  
ENGEL

20 watts - 110 ou 220 volts

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 volt).  
Fin, robuste, précis,  
rapide, économique  
et c'est un soudeur  
ENGEL

longueur : 250 mm  
(sans panne : 180 mm)  
largeur : 24 mm  
hauteur : 26 mm

En vente chez vos grossistes

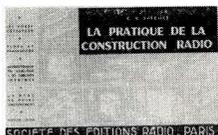
RENSEIGNEMENTS : **DUVAUCHEL**  
3 bis, RUE CASTÉRÈS, 92-CLICHY - TÉL. 737.14.90

RAPY



## POUR VOTRE BIBLIOTHÈQUE...

### LA PRATIQUE DE LA CONSTRUCTION RADIO par E. Fréchet

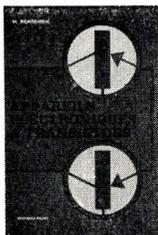


4<sup>e</sup> édition, 88 pages  
format 22 x 13,  
avec plus de 60 figures.

Familiarisons-nous avec la radio - Apprenons à connaître les pièces détachées - Passons à l'action - La mise au point sans appareils - L'alignement classique - Variantes de montage.

Prix : 4,80 F ; par poste : 5,28 F

### APPAREILS ÉLECTRONIQUES A TRANSISTORS par H. Schreiber



Dans cet ouvrage, l'auteur traite de la technique d'utilisation du transistor d'une façon générale, à l'aide de nombreux exemples essentiellement pratiques. La plupart des appareils décrits ont été réalisés par l'auteur qui donne tous les détails nécessaires à leur fabrication.

Appareils de laboratoire (générateurs B.F. et H.F.; multimètres; millivoltmètres; transistormètres; mesure de L et de C; oscilloscopes; alimentations stabilisées) - Montages industriels (circuits photo-électriques; régulation de température; commande de moteurs; convertisseurs de courant; etc.) - Electro-acoustique (préamplificateurs; amplificateurs de puissance; enregistreurs magnétiques; circuits auxiliaires).

Prix : 39,00 F ; par poste : 42,90 F

**S.E.R.**, 9, rue Jacob, Paris (6<sup>e</sup>) - C.C.P. Paris 1164-34

# MIRE T.V.

modèle 671 A / entièrement transistorisée



RAPY

Cette nouvelle mire, d'une précision très élevée et d'un emploi universel, permet le réglage et le contrôle des téléviseurs des différents standards O.R.T.F. - C.C.I.R. ou O.I.R. ainsi que le réglage précis de la convergence et du cadrage sur les T.V. couleurs, systèmes PAL ou SECAM.

**VIDEO :**

- Fréquences lignes stabilisées par quartz.
- Niveau de sortie 1,5 v. c. à c. sur charge 75 ohms.
- 6 informations : Quadrillage Noir / Blanc ou Blanc / Noir Points.
- Définition variable 3 à 8 MHz - Image blanche - Pavé noir.

**H.F. :**

- Bandes I et III : Porteuses VISION et SON pilotées quartz internes - capacité 12 canaux.
- Bandes IV et V : Gamme continue 470 à 860 MHz.
- Modulation VIDEO : positive ou négative - Entrée pour modulation par un signal extérieur.
- Modulation SON : AM ou FM sur tous les canaux V.H.F. et U.H.F. - Entrée pour modulation audio extérieure.
- Possibilité de contrôle des récepteurs radio sur la bande F.M.

Notice sur demande.

**sider**  
ondyne

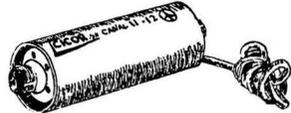
11, rue Pascal,  
Paris 5<sup>e</sup>  
tél. : 587.30.76

MESUCORA - Stand 3119 EF



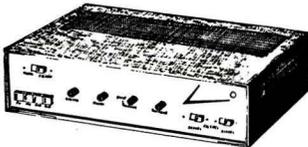
**MESUREUR DE CHAMP**

Entièrement transistorisé  
Tous canaux français  
Bandes I à V  
Sensibilité 100 µV  
Précision 3 dB  
Coffret métallique  
très robuste  
Sacoche de protection  
Dim. : 110 × 345 × 200



**PRÉAMPLI D'ANTENNE TRANSISTORS**

Al. 6,3 V alternatif et 9 V continu  
Existe pour tous canaux français  
Bandes I à V



**AMPLI BF "GOUNOD"**

Tous transistors - STEREO  
— 2 × 10 W efficace sur  
7 Ω.  
— 4 entrées connectables.

- Sortie enregistrement - Filtrés de coupure aiguës graves.
- Correcteur graves aiguës (Balance).

**TUNER FM "BERLIOZ"**

Tous transistors  
87 à 108 Mhz - CAF - CAG  
Mono et stéréo

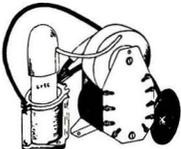


**ENSEMBLE DÉVIATION 110°**

Déviateur nouveau modèle  
Fixation automatique des sorties

**NOUVEAU : THT 110°**

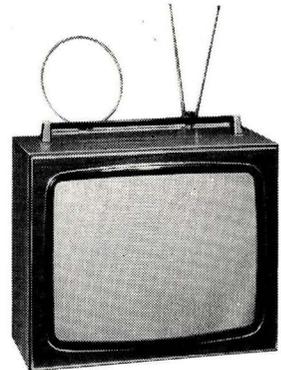
Surtension auto-protégée



**TÉLÉVISEUR PORTABLE 50**

- Téléviseur mixte - Tubes - Transistors.
- Le Récepteur idéal pour votre appartement et votre maison de campagne.
- Sensibilité 10 µV.
- Poids 18 kg - Poignée de portage.
- Ebénisterie gainée luxueuse et robuste.

Existe en tous transistors, batterie, secteur.



**TÉLÉVISEUR COULEUR 56 cm**

Modèle mixte lampes et transistors équipé 2 chaînes avec 3<sup>e</sup> chaîne prévue. Ne nécessite pas l'adjonction d'un régulateur de tension. THT à tripleur. Peut être fourni en sous-ensemble précâblé.

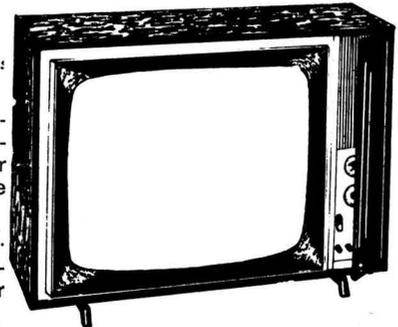
Dimensions : H. 480, L. 780, P. 380 mm.

**"HACIENDA"**

Téléviseur 819-625 ligne:  
Écran 59 et 61 cm

Tube auto-protégé endochromatique assurant au téléspectateur une grande souplesse d'utilisation.

- Sensibilité 15 µV.
- Commutation 1<sup>re</sup>-2<sup>e</sup> chaîne par touches.
- Ebénisterie très belle présentation noyer, acajou, palissandre.



Dimensions :  
59 cm 720 × 515 × 250  
61 cm 790 × 585 × 300

Tous nos modèles sont livrés en pièces détachées ou en ordre de marche.

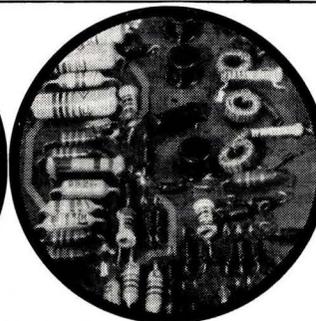
**cicor** 5, rue d'Alsace  
PARIS-X<sup>e</sup>

202-83-80 (lignes groupées)

Disponible chez tous nos Dépositaires RAPHY

Pour chaque appareil  
DOCUMENTATION  
GRATUITE comportant  
schémas, notice  
technique, liste de prix.

**LES ATOMISEURS KKF SUR LES CHAINES DE FABRICATION EN SERVICE DE MAINTENANCE UTILISEZ**



dans chaque laboratoire d'électronique, aussi indispensable que le fer à souder

**GIVRANT KF**

- pour la protection des composants et supports pendant les opérations de soudure
- pour le refroidissement instantané des éléments en surchauffe
- pour la localisation des pannes d'origine thermique
- pour la détection des mauvaises connexions ou fêlures

Documentation gratuite sur demande  
S.I.C.E.R.O.N.T. BP 99 - 92 ASNIÈRES

**UTILISEZ EN SERVICE DE MAINTENANCE SUR LES CHAINES DE FABRICATION**

CHANGEMENT D'ADRESSE : **S.I.C.E.R.O.N.T., 4 et 6, passage Lamouroux, 92-GENNEVILLIERS**

# BULLETIN D'ABONNEMENT

à découper et à retourner à la  
**SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO**

NOM .....  
(Lettres d'imprimerie S.V.P.)

ADRESSE .....  
.....  
.....

MODE DE RÈGLEMENT (biffer les mentions inutiles)

- Mandat ci-joint      ● Chèque ci-joint
- Virement postal au C.C.P. Paris 1164-34



partir du N° .....  
(ou du mois de.....)

ABONNEMENT | RÉABONNEMENT

FRANCE	ÉTRANGER
<input type="radio"/> 40,00 F	<input type="radio"/> 55,00 F



à partir du N° .....  
(ou du mois de.....)

ABONNEMENT | RÉABONNEMENT

<input type="radio"/> 24,00 F	<input type="radio"/> 33,00 F
-------------------------------	-------------------------------



à partir du N° .....  
(ou du mois de.....)

ABONNEMENT | RÉABONNEMENT

<input type="radio"/> 25,00 F	<input type="radio"/> 34,00 F
-------------------------------	-------------------------------



à partir du N° .....  
(ou du mois de.....)

ABONNEMENT | RÉABONNEMENT

<input type="radio"/> 60,00 F	<input type="radio"/> 85,00 F
-------------------------------	-------------------------------



à partir du N° .....  
(ou du mois de.....)

ABONNEMENT | RÉABONNEMENT

<input type="radio"/> 75,00 F	<input type="radio"/> 100,00 F
-------------------------------	--------------------------------

Spécimens sur demande

TOTAL .....

DATE .....

RC 258

Pour la BELGIQUE, s'adresser à la Société BELGE DES ÉDITIONS RADIO, 164, Chaussée de Charleroi, Bruxelles-6, ou à votre libraire habituel.

Tous les chèques bancaires, mandats, virements doivent être libellés au nom de la SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO, 9, r. Jacob. PARIS-6.

## QUAND L'ÉLECTRONIQUE PARLE

Les récents salons qui se sont succédés de par le monde ont donné un aperçu des puissants moyens que l'électronique met au service de l'humanité dans tous les domaines de l'activité industrielle, économique et sociale.

C'est ce que vous découvrirez dans le numéro 345 de « Toute l'Électronique », où vous trouverez les comptes rendus des dernières manifestations dont la Foire de Leipzig, le XII<sup>e</sup> Festival du Son et la présentation de nombreux nouveaux composants exposés au Salon des Composants Électroniques ; les intéressés s'attarderont sur l'étude des flip-flops intégrés donnant l'explication de leurs principes et leur mode de fonctionnement ; l'examen d'un préamplificateur 1 GHz modulaire détaillant sa structure et ses caractéristiques ; la description d'une platine FI 1600 kHz comportant trois systèmes de détection et permettant de recevoir les émissions en B.L.U. ; vous apprécierez également l'étude d'une application de l'électronique à la photographie traitant des circuits de commande pour lanterne automatique, avant de vous intéresser à la rubrique Haute Fidélité où sont décrits le préamplificateur pour tête de lecture à photo-transistors de Toshiba et la table de lecture Eramatic de Era.

TOUTE L'ÉLECTRONIQUE

Prix : 5 F Par poste : 5,30 F

## LA TÉLÉVISION A L'HEURE DU RENOUVEAU

Cette technique, toujours jeune et en continue expansion, poursuit sa lancée en axant ses efforts sur de nouveaux procédés de reproduction d'images faisant appel aux plus récentes découvertes et bouleversant bien souvent les principes admis de longue date... Aussi serez-vous captivés par les rubriques du numéro 203 de « Télévision » traitant des techniques d'avenir, dont les écrans électroluminescents pour la télévision en couleurs destinés à remplacer l'encombrant tube-images et l'analyse d'une caméra couleur, IVC 100, à trois vidicons, aux performances remarquables, dans un ensemble compact, d'encombrement relativement réduit. Suivant l'évolution technologique, « Télévision » vous présente entre autres quelques particularités relevées sur des modèles récents de téléviseurs, ainsi qu'une réalisation de circuits couleurs à porte NAND, pour générateurs de signaux de base TV, utilisant des circuits intégrés de logique, et, enfin, analyse pour vous les nouveaux composants TV que le récent Salon des Composants Électroniques a dévoilés au public.

TELEVISION n° 203

Prix : 3 F Par poste : 3,30 F

## TESTEURS DE C. I.

De nouveaux appareils de mesure, destinés au test des circuits intégrés numériques et linéaires, ont récemment vu le jour. Un « Panorama » leur est consacré dans le numéro de mai 1970 d'Électronique Industrielle, qui couvre leur marché tel qu'il se présente en France. Au sommaire de ce même numéro :

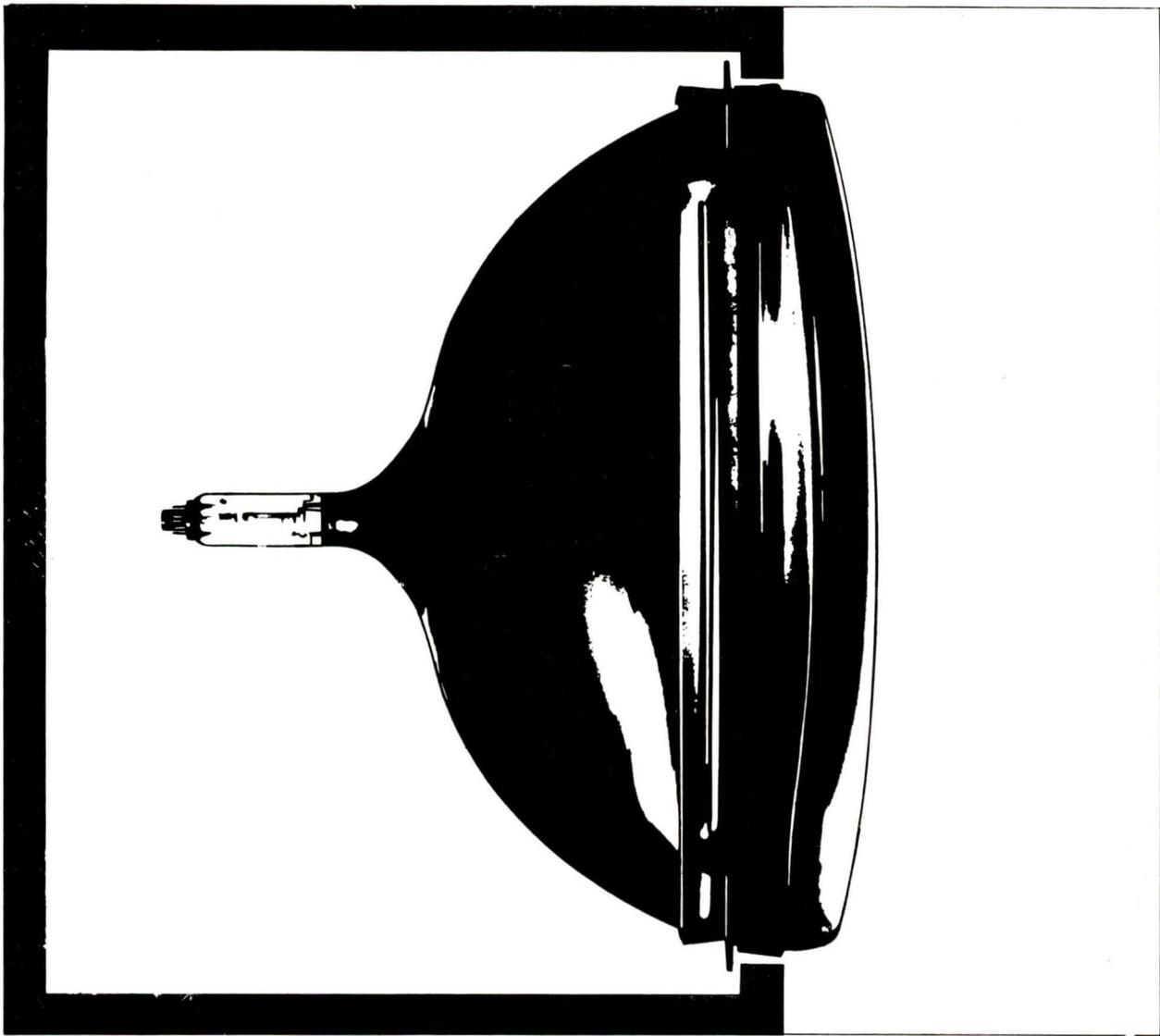
- Le débitmètre à ultrasons ;
  - Analyse statistique à visualisation ;
  - Mesure des courants faibles ;
  - Mémoires intégrées bipolaires 64 bits ;
  - C.I. et nitride de silicium ;
- Ainsi que bien d'autres articles du plus haut intérêt auxquels s'ajoutent les rubriques traditionnelles, dont la « Boîte à idées ».

ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE n° 133  
Prix : 7,50 F Par poste : 7,80 F

## TOUTES LES NOUVELLES

industrielles, financières et commerciales sont publiées toutes les semaines dans ELECTRONIQUE-ACTUALITES, le journal dont tout le monde parle.

Prix : 2,50 F Par poste : 2,70 F



## Les tubes de télévision SELBOND® permettent une esthétique industrielle moderne

Pour les appareils de télévision. Ce n'est pas seulement l'intérieur de nos tubes de télévision que nous avons amélioré de façon sensible, nous avons aussi pensé à la forme extérieure. Le cadre métallique du tube SELBOND est nouveau. Ce n'est pas une question de mode, mais une condition primaire pour la création de nouveaux appareils plus modernes. Ceci veut dire également: Les tubes SELBOND vous fournissent des nombreux arguments positifs de vente. Grande netteté de l'image, longue durée de vie, fiabilité maximale, pleine utilisation de la surface, faible poids, forme moderne et nouvelle et enfin, montage facile et simple. Encore un fait important! Tous les tubes de télévision SELBOND sont des

tubes suprarectangulaire très modernes, avec une surface image plus grande.

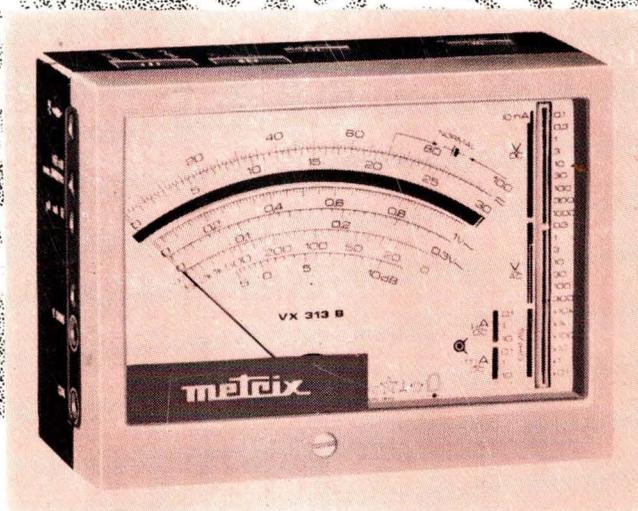
Ils existent en exécution SELBOND pour les formats d'écran de 17", type A 44-13 W, de 20", type A 51-10 W et de 24" type A 61-120 W/2. Pour les téléviseurs portatifs, alimentés par batterie ou par le réseau, nous recommandons nos tubes de 11", A 28-13 W ou 12", types A 31-15 W et A 31-19 W.

MTI S.A.  
2, Avenue des Sablons Bouillants  
77 Meaux, BP 133  
Tel: 434 16 71 - 29 33, Telex: 69869

COMPOSANTS **ITT**

# Le système METRIX ?

## on n'a encore pas trouvé mieux pour la mesure!



### CONTROLEUR ÉLECTRONIQUE VX 313 B

Pour mesure précise de tensions continues et alternatives BF, HF, VHF, des intensités continues et des résistances.  
Galvanomètre à suspension par bandes.  
Autonome (piles).  
Tensions continues 0,1 V à 3000 V.  
Résistance d'entrée 100 M $\Omega$  ou 10 M $\Omega$  au choix.  
Tensions alternatives 0,3 V à 300 V de 30 Hz à 1 MHz. (50 MHz avec sonde)  
Intensités continues : 10 nA à 100 mA.  
Ohmmètre 1  $\Omega$  à 50 M $\Omega$ .

### MULTIMÈTRE ÉLECTRONIQUE VX 213 A

Plage très étendue de mesures.  
Autonome (piles).  
Tensions continues : 10 mV à 1000 V.  
Résist. int. : 1 M $\Omega$ /V à 10 M $\Omega$ /V.  
Intensités continues : 1  $\mu$ A à 10 A.  
Ch. de tens. : 10 mV.  
Tensions alternatives : 0,3 V à 300 V.  
Résistances : 2  $\Omega$  à 100 M $\Omega$ .  
Températures (avec sonde) : de - 200° C à + 600° C.  
Éclairéments (avec cellule) : de 0 à 2000 lux.

### MILLIVOLTMÈTRE ÉLECTRONIQUE VX 203 B

Amplificateur différentiel à transistors alimenté par piles.  
Autonome (piles).  
Tensions continues : 10 mV à 1000 V.  
Résist. int. : de 1 M $\Omega$ /V à 10 M $\Omega$ /V.  
Intensités continues : 1  $\mu$ A à 10 A.  
Ch. de tens. : 10 mV.  
Résistances : 2  $\Omega$  à 100 M $\Omega$ .  
Températures (avec sonde) : de - 200° C à + 600° C.

CHEMIN DE LA CROIX ROUGE - B.P. 30 - 74-ANNECY - TEL. (50) 45.46.00  
TELEX 33.322 CABLES METRIX ANNECY - BUREAUX PARIS : 56, AVENUE EMILE-ZOLA, 15<sup>e</sup> - TEL. 250.63.26

COMPAGNIE GÉNÉRALE DE MÉTROLOGIE

# metrix