

RADIO constructeur



N° 240 • JUILLET-AOUT 1968 • 3 F

LE CALCUL
ÉLECTRONIQUE

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

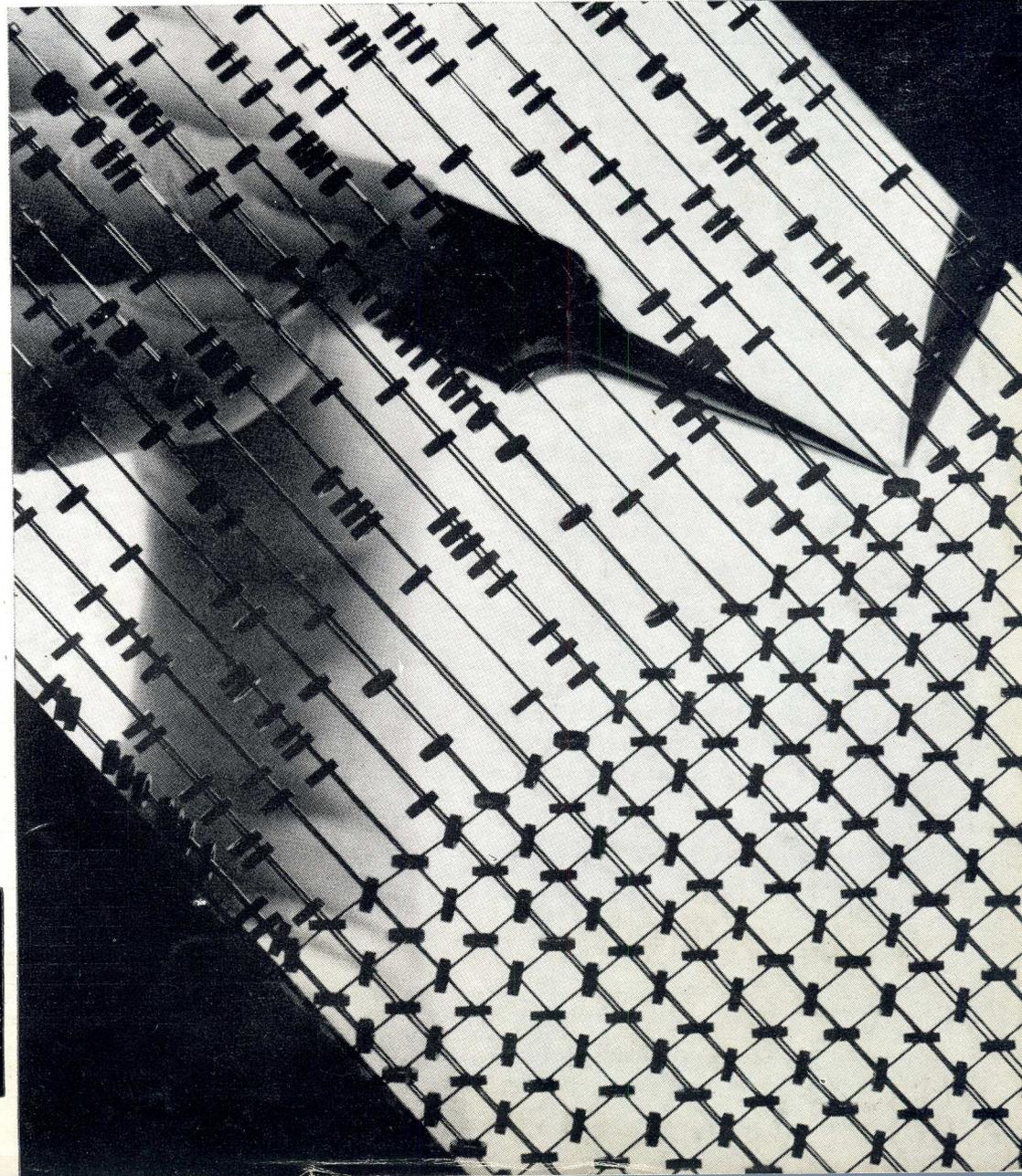
DANS CE NUMÉRO :

- Equipons notre laboratoire ... 169
- Radio-TV Actualités 170
- Nous avons vu au Salon International des Composants Electroniques 171
- TV-Service : maintenance des téléviseurs (2) : Les tuners U.H.F. 186

ÉLECTRONIQUE PRATIQUE

- Le calcul électronique : 3^e partie : L'algèbre de Boole ... 176
- Pêle-mêle électronique 183
- Principes, calcul et mise au point des amplificateurs à transistors sans transformateur 190
- Circuits équivalents, atténuateurs et filtres 196

Ci-contre : Vue d'une phase de la fabrication d'une mémoire électronique à tores magnétiques (Doc. SCHAUB-LORENZ).



QUELQUES TRANSISTORS DIVERS DISPONIBLES

par ORDRE ALPHANUMÉRIQUE et leur PRIX-COURS du JOUR

2 N		Frs	Frs		Frs	Frs	D	Frs	Frs	Frs					
2N43	1,50	2N978	9,00	2N3013	15,00	2 x 26AD	15,00	AD142	10,50	D29A4	3,20	25T1	1,50	901T1	1,50
2N107	1,50	2N1057	9,50	2N3053	6,00	27A	5,00	AF44	1,50	P555	8,40	26T1	1,50	911T1	1,50
2N135	1,50	2N1209	8,40	2N3055	10,00	2 x 27A	15,00	AF102	6,00			34T1	1,50	941T1	1,50
2N136	1,50	2N1302	1,50	2 x 2N3055	30,00	28A	5,00	AF107	9,00			35T1	1,50	965T1	1,50
2N137	1,50	2N1303	1,50			2 x 28A	15,00	AF114	3,90	S		36T1	1,50	987T1	1,50
2N174	18,00	2N1305	2,50	2N3292	4,20	29A	5,00	AF117	3,20			37T1	1,50	988T1	1,50
2N277	9,50	2N1340	9,90	2N3819	6,00	2 x 29A	15,00	AF124	3,90	SFT106A	1,50	39T1	1,50	990T1	1,50
2N319	1,50	2N1420	2,00	2N3854	2,00	44A	1,50	AF125	3,60	SFT107	1,50	44T1	1,50	991T1	1,50
2N320	1,50	2N1505	15,00	2N3855	3,00	45A	1,50	AF126	3,00	SFT108	1,50	57T1	1,50	992T1	1,50
2N321	1,50	2N1613	2,20			46A	1,50	AF127	3,20	SFT121	1,50	58T1	1,50	10T2	10,00
2N323	1,50	2N1616	105,00	2 S		47A	1,50	AF139	6,85	SFT122	1,50	64T1	1,50	11T2	10,60
2N324	1,50	2N1617	119,00			70A	1,00	AF150	5,00	SFT227	6,00	65T1	1,50	12T2	13,20
2N337	8,50	2N1618	140,00			71A	1,20	AF168	4,80	SFT232	5,00	66T1	1,50	25T2	13,50
2N338	8,50	2N1647	106,00	2SA422	6,85	72A	1,50	AFY10	9,00	SFT238	9,50	91T1	1,50	29T2	13,50
2N388	3,00	2N1648	132,00	2SB25	5,00	2 x 72A	5,00	AL103	12,50	SFT239	9,50	102T1	1,50	31T2	6,00
2N395	2,50	2N1649	13,20	2SB122	8,00	73A	1,50	AT200	22,40	SFT240	15,00	106T1	1,50	32T2	6,00
2N396	1,50	2N1650	27,00	2SB149	9,00	74A	1,50	AT201	14,00	SFT250	10,00	125T1	1,50	33T2	9,00
2N397	3,00	2N1711	3,50	2SB296	18,00	74AT	2,50	AT202	11,20	SFT267	17,00	126T1	1,50	34T2	7,40
2N424	9,50	2N1889	3,40	25C182	3,50	2 x 74A	5,00	AT203	10,80	SFT306	3,20	145T1	5,00	35T2	8,80
2N441	11,50	2N1890	4,90	25C183	3,50	75A	1,50	AU107	14,00	SFT307	3,40	147T1	12,00	36T2	8,80
2N511D	15,00	2N1893	2,80	25C184	3,50	76A	1,50	AU108	11,20	SFT316	4,00	154T1	1,50	41T2	5,20
2N524	2,50	2N1925	4,20	25C429	5,00	77A	1,50	AU110	18,20	SFT317	3,00	155T1	1,50	42T2	6,00
2N525	2,50	2N1926	4,60	25C430	5,00	79A	1,50	AU112	22,40	SFT319	3,50	156T1	1,50	43T2	9,20
2N526	2,50	2N1936	3,20			2 x 79A	5,00			SFT320	3,00	157T1	1,50	51T2	5,20
2N527	3,50	2N1937	3,50	A		80A	1,50			SFT323	3,20	159T1	1,50	52T2	6,00
2N549	5,00	2N1988	7,50			102A	3,00	B		SFT351	2,50	160T1	1,50	53T2	9,00
2N696	1,80	2N1990	2,40	14A	1,50	118A	5,00	BC107	1,50	SFT352	2,40	162T1	1,50	70T2	9,60
2N697	2,00	2N2019	1,44	2 x 14A	5,00	139A	3,50	BC108	1,30	SFT353	3,20	164T1	1,50	74T2	9,80
2N698	3,50	2N2021	1,60	14NR	1,50	139A + 72A	6,50	BC109	5,00	SFT357	4,50	171T1	1,50	80T2	45,00
2N699	4,20	2N2190	6,00	2 x 14NR	5,00	140A	5,00	BC121	3,40	SFT358	4,80	254T1	1,50	82T2	100,00
2N700	5,00	2N2193A	4,20	16A	5,00	141A	6,00	SFT367	1,50	SFT376	1,50	255T1	1,50	85T2	12,00
2N706	1,80	2N2195	2,00	2 x 16A	15,00	2 x 441AD	20,00	SFT582	3,00	SFTK	1,00	256T1	1,50	105T2	5,00
2N706A	2,00	2N2196	12,60	18A	5,00	903A	3,00	BCY11	16,00	ST8079	12,00	322T1	1,50	180T2	12,00
2N708	2,30	2N2197	12,00	2 x 18A	15,00	905A	3,00	BCY34	10,00			323T1	1,50	181T2	14,00
2N710	3,00	2N2218	2,80	19A	5,00	927A	3,00	BD121	9,75			324T1	1,50	321T2	1,00
2N711	2,90	2N2219	3,00	2 x 19A	15,00	927A + 72A	6,00	BD123	10,25	T		325T1	1,50	TH11	1,00
2N717	2,20	2N2222	2,80	20A	5,00	AC125	1,50	BF115	4,90	25DT1	1,00	326T1	1,50	THP36	6,00
2N718	2,50	2N2369	2,80	2 x 20A	15,00	AC126	1,50	BF167	3,95	28DT1	1,60	420T1	1,50	THP45	5,00
2N719	3,60	2N2410	10,00	2 x 22A	15,00	AC127	3,00	BF173	4,50	36DT1	3,20	421T1	1,50	THP46	5,00
2N720	4,50	2N2483	3,20	23A	5,00	AC128	1,50	BF177	5,50	40DT1	8,50	486T1	1,50	THP51	5,00
2N871	4,20	2N2484	5,00	2 x 23A	15,00	AC132	1,50	BF180	6,50	48DT1	1,20	504T1	1,50	THP105	1,50
2N914	3,40	2N2713	1,50	24A	5,00	AC127 +	6,00	BFY50	3,00	44DT2	5,00	520T1	1,50	THP106	6,00
2N918	12,00	2N2726	5,90	2 x 24A	15,00	AC128	6,00	BFY55	3,50	47DT2	5,00	550T1	1,50	THP170	2,60
2N928	3,20	2N2868	6,00	26A	5,00	AC127 +	6,00	BFY67	3,25	611T1	1,50	TR5	5,00	TR11	5,00
2N929	3,20	2N2921	1,50	2 x 26A	15,00	AC128 +	6,00	BFY68	3,50	688T1	5,00	611T1	1,50	TR12	5,00
2N930	3,50	2N2922	1,50	26AD	5,00	AC132	6,00	BFY70	3,00	92DT2	5,00	692T1	1,50	TR301	5,00
2N956	4,50	2N2926	1,40												

DIODES SILICIUM

1N351	2,25	1J2F	1,70
1N352	3,00	1J2J	1,80
1N356	2,65	1J2F	2,20
1N537	3,10	1J3J	2,20
1N538	3,60	1J3F	2,20
1N539	4,10	14J2	2,00
1N540	4,20	14J2F	2,00
1N547	6,20	15J2	2,80
1N645	2,80	15J2F	2,80
1N647	2,40	16J2	2,60
1N648	2,95	40J2	1,80
1N649	3,00	40J2K	1,80
1N658	2,65	42J2	2,50
1N659	1,00	52J2	3,50
1N660	1,00	63J2	2,50
1N661	2,60	66J2	2,50
1N662	1,00	536P2	1,40
1N676	2,60	537J2	1,70
1N678	2,70	50J4	8,50
1N687	3,10	OA200B	2,00
1N846	2,50	13P2	4,90
1N914	0,85	14P2	4,90
1N1095	5,60	15P2	2,00
1N1115	3,10	16P2	1,50
1N1734	9,00	17P2	1,20
1N2901	27,60	19P2	2,80
1N3940	12,00	44P2	2,50
1N4148	2,70	47P2	1,25
1N4151	9,60	48P2	1,25
10J2	1,60	38P4	0,70
1J2	1,70		

PRIX EN BAISSÉ TVA COMPRISE

TABLEAU LOGIQUE DES DIODES REDRESSEUSES SILICIUM

Débit courant moyen.	TENSION INVERSE CRETE MAX. VRM EN VOLTS									
	12 V	30 V	50 V	100 V	200 V	400 V	600 V	800 V	1 000	1 500
60 mA	Frs 0,40	0,60	1,00	1,10	1,50	2,00	2,70	2,75	2,80	3,30
100 mA	Frs 0,80	1,00	1,10	1,20	1,80	2,10	2,80	2,85	2,90	3,40
200 mA	Frs 1,00	1,10	1,20	1,30	1,90	2,20	2,90	2,95	3,00	3,50
400 mA	Frs 1,10	1,20	1,30	1,40	2,00	2,30	3,00	3,05	3,10	3,60
500 mA	Frs 1,20	1,30	1,40	1,80	2,05	2,40	3,05	3,10	3,15	3,65
750 mA	Frs 2,00	2,10	2,20	2,30	2,40	2,50	3,10	3,15	3,20	3,70
1 Amp	Frs 2,55	2,65	2,75	2,85	2,95	3,05	3,15	3,20	3,25	3,75
1,5 Amp	Frs 2,80	2,90	3,00	3,10	3,20	3,30	3,40	3,45	3,50	4,00
2 Amp	Frs 3,05	3,15	3,25	3,35	3,45	3,55	3,65	3,70	3,75	4,25
★ 3,5 Amp	Frs 2,50	2,60	2,70	2,80	2,90	3,00	3,10			
★ 6 Amp	Frs 2,60	2,70	2,80	2,90	3,00	3,10	3,20			
6 Amp	Frs 6,00	7,00	8,00	9,00	10,00	11,00	12,00	12,50	16,50	30,00
★ 12 Amp	Frs 2,70	2,80	2,90	3,00	3,10	3,20	3,30			
12 Amp	Frs 6,50	7,50	8,50	9,50	10,50	11,50	12,50	16,50	30,00	33,00
★ 18 Amp	Frs 2,80	2,90	3,00	3,10	3,20	3,30	3,40			
18 Amp	Frs 0,50	1,10	1,20	1,30	1,40	1,50	1,60	30,00	33,00	35,00
★ 25 Amp	Frs 2,90	3,00	3,10	3,20	3,30	3,40	3,50			

★ Diodes type auto disponibles — ou + à la masse à spécifier.

RADIO-PRIM

Ouverts sans interruption de 10 h à 20 h, sauf dimanche
 Gare ST-LAZARE, 16, r. de Budapest
 PARIS (9^e) - 744-26-10
 GARE DE LYON : 11, bd Diderot
 PARIS (12^e) - 628-91-54
 GARE DU NORD : 5, r. de l'Aqueduc
 PARIS (10^e) - 607-05-15

Ouvert sans interruption de 9 h à 19 h, sauf dimanche
 BASTILLE, 6, Allée Verte
 (entrée : 59, bd Richard-Lenoir)
 PARIS (XI^e) - 355-61-42
 PARKING GRATUIT
 à l'intérieur du Magasin

Tous les jours
 sauf dimanche et lundi
 de 9 h à 12 h et de 14 h à 19 h
 Pte des LILAS, 296, r. de Belleville
 PARIS (20^e) - 636-40-48
 PARKING GRATUIT ASSURÉ

Service Province et Centre :
 RADIO-PRIM - 700-77-99
 6, allée Verte - PARIS (11^e)
 C.C.P. PARIS 1711-94

Conditions de vente :
 Pour éviter des frais supplémentaires : la totalité à la commande ou acompte de 30 F, solde contre remboursement (minimum d'expédition : 30 F, port et emballage en plus).

TOUS NOS PRIX S'ENTENDENT TVA COMPRISE !

NOUVEAUTÉ

TOME 2

technologie des composants électroniques

----- DIODES -----
 ----- TRANSISTORS -----
 CIRCUITS INTÉGRÉS

par R. BESSON

Le premier tome de TECHNOLOGIE DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES traite des éléments passifs. Ce nouveau volume, de présentation analogue, en constitue une suite logique bien qu'indépendante : en effet, il concerne tous les dispositifs à semi-conducteurs existant actuellement.

R. Besson ne s'est pas limité à la description de divers procédés de fabrication. Il s'est efforcé de montrer les utilisations possibles pour chaque composant. C'est pourquoi cet ouvrage s'adresse dans une égale mesure, aux fabricants et aux usagers de composants électroniques. A ces derniers, il permettra de concevoir différents montages en choisissant, en toute connaissance de cause, les éléments appropriés.

Extrait de la table des matières :

- Le germanium.
- Le silicium.
- Les diodes.
- Les éléments photosensibles.
- Les transistors.
- Les microcircuits.
- Les circuits intégrés.
- Le laser.
- Les éléments réfrigérants à effet Peltier.
- Les résistances non linéaires.
- 264 pages (16 x 24) avec 248 illustrations
- Prix : 30,90 F; par poste : 33,99 F

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob, PARIS (6^e) C. C. P. Paris 1164-34

**des milliers de techniciens,
d'ingénieurs,
de chefs d'entreprise,
sont issus de notre école.**

créée en 1919

Avec les mêmes chances de succès, chaque année, de nouveaux élèves suivent régulièrement nos **COURS DU JOUR (Bourses d'Etat)** D'autres se préparent à l'aide de nos cours **PAR CORRESPONDANCE** avec l'incontestable avantage de travaux pratiques chez soi (*nombreuses corrections par notre méthode spéciale*) et la possibilité, unique en France, d'un stage final de 1 à 3 mois dans nos laboratoires.

PRINCIPALES FORMATIONS :

- Enseignement général de la 6^e à la 1^{re} (Maths et Sciences)
- Monteur Dépanneur
- Electronicien (C.A.P.)
- Cours de Transistors
- Agent Technique Electronicien (B.T.E. et B.T.S.E.)
- Cours Supérieur (préparation à la carrière d'Ingénieur)
- Carrière d'Officier Radio de la Marine Marchande

EMPLOIS ASSURÉS EN FIN D'ÉTUDES

DERNIÈRES CRÉATIONS

Cours Élémentaire sur les transistors
Cours Professionnel sur les transistors
Cours Professionnel de télévision
Cours de Télévision en couleurs
Cours de Télévision à transistors

ÉCOLE CENTRALE
des Techniciens
DE L'ÉLECTRONIQUE

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



Conseil National de
l'Enseignement Privé
par Correspondance

BON

à découper ou à recopier RC

Veuillez m'adresser sans engagement
la documentation gratuite

NOM

ADRESSE

SCHÉMATHEQUE 68

Tous les techniciens savent qu'il est plus facile de dépanner un récepteur quand on connaît le schéma.

Une collection aussi complète que possible de schémas de récepteurs commerciaux fait donc partie de l'outillage d'un bon dépanneur, au même titre qu'un contrôleur universel, une hétérodyne, un voltmètre et autres appareils de mesure.

Les **Editions Radio** ont constitué cette collection en publiant régulièrement depuis plus de vingt ans des recueils portant le titre de **Schémathèque**.

Dans la **Schémathèque 68**, on trouve donc des descriptions et schémas des principaux modèles de récepteurs de télévision et de radio de fabrication très récente, avec la valeur des éléments, tensions et courants.

Une table des matières contient classée, la nomenclature de tous les schémas publiés depuis quatorze ans dans les **Schémathèques**.

par **W. SOROKINE**

80 pages, format 27 x 21 - Prix : **18,60 F** ; par poste : **20,40 F**.

LISTE DES RECEPTEURS ET TELEVISEURS
FAISANT L'OBJET DE « SCHEMATHÈQUE 68 »

Téléviseurs noir et blanc

- Clarville**
— GY 59
— GZ 59
— GS 59-GS 59 B
— GS 65-GS 65 B
— GE 65
— GYP 41
- Ducretet**
— T 4661
- Grammont**
— Bébé
- Grandin**
— P 3270
- Grundig**
— Eleganz 25 F
- Philips**
— TF 2363/03
— TF 1956/00
- Pizon Bros**
— Portaviseur 28
- Point bleu**
— 76900

Radiola

- RA 6063
RA 4956

Téléviseurs couleurs

- Structure et fonctionnement des téléviseurs couleurs SECAM.

Récepteurs Radio

Blaupunkt

- Hildesheim

Sonneclair

- Réunion

Chaîne Hi-Fi

Körting

- Chaîne Hi-Fi stéréo

Magnétophone

Grundig

- C 100

SOCIÉTÉ DES EDITIONS RADIO - PARIS

DÉCOUVREZ L'ÉLECTRONIQUE PAR LA PRATIQUE ET L'IMAGE



Un nouveau cours par correspondance - très moderne - accessible à tous - bien clair - SANS MATHS - SANS THEORIE compliquée - pas de connaissance scientifique préalable - pas d'expérience antérieure. Ce cours utilise uniquement LA PRATIQUE et L'IMAGE sur l'écran d'un oscilloscope. Pour votre plaisir personnel, améliorer votre situation, préparer une carrière d'avenir aux débouchés considérables : **LECTRONI-TEC**.

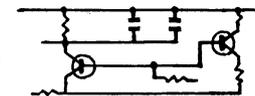
1 - CONSTRUISEZ UN OSCILLOSCOPE

Le cours commence par la construction d'un oscilloscope portatif et précis qui restera votre propriété. Il vous permettra de vous familiariser avec les composants utilisés en Radio-Télévision et en Electronique. Ce sont toujours les derniers modèles de composants qui vous seront fournis.



2 - COMPRENEZ LES SCHÉMAS DE CIRCUIT

Vous apprendrez à comprendre les schémas de montage et de circuit employés couramment en Electronique.



3 - ET FAITES PLUS DE 40 EXPÉRIENCES

L'oscilloscope vous servira à vérifier et à comprendre visuellement le fonctionnement de plus de 40 circuits.

- Action du courant
- Effets magnétiques
- Redressement
- Transistors
- Amplificateurs
- Oscillateur
- Calculateur simple dans les circuits
- Circuit retardateur
- Récepteur Radio
- Circuit photo-électrique
- Commutateur transistor
- Etc.

LECTRONI-TEC REND VIVANTE
L'ÉLECTRONIQUE !

GRATUIT BON RC35 pour une brochure en couleur de 20 pages

envoyez ce bon à **LECTRONI-TEC** 1, rue Kieffer, DINARD (I.-&V.)

Nom majuscules
Adresse S.V.P.

EDITIONS RADIO

LIVRES DE CH. GUILBERT (F3LG)

- LA PRATIQUE DES ANTENNES
152 pages (16 x 24). PRIX : 12,40 F ; par poste : 13,64 F
- VOTRE REGLE A CALCUL
72 pages (21 x 27). PRIX : 9,30 F ; par poste : 10,23 F
- CALCUL ET REALISATION DES TRANSFORMATEURS
160 pages (16 x 24). PRIX : 13,90 F ; par poste : 15,29 F
- TECHNIQUE DE L'EMISSION-RECEPTION SUR ONDES COURTES
356 pages (16 x 24). PRIX : 34 F ; par poste : 37,40 F
- RADIO-RECEPTEURS A GALENE ET A TRANSISTORS
24 pages (21 x 27). PRIX : 5 F ; par poste : 5,50 F

SOCIÉTÉ DES EDITIONS RADIO - 9, rue Jacob, Paris-6^e

C. C. P. Paris 1164-34



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**

Étranger. **30 F**

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

● ANCIENS NUMEROS ●

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

N^{os} 73, 75, 76, 78, 79, 85 à 94,
96, 98 à 100, 102 à 105,
108 à 113, 116, 119 à 120,
122, 125, 127 à 130, 132 à
134 **1,20 F**

N^{os} 135 à 146 **1,50 F**

N^{os} 147 à 174, 177 à 181, 186,
188 à 191 **1,80 F**

N^{os} 193 à 194, 196 à 232 **2,10 F**

N^{os} 233 à 239 **2,50 F**

Par poste : ajouter **0,20 F** par numéro.

**SOCIÉTÉ DES
ÉDITIONS RADIO**

ABONNEMENTS ET VENTE :

9, Rue Jacob, PARIS (6^e)

033-13-65 — C. C. P. PARIS 1164-34

RÉDACTION :

42, Rue Jacob, PARIS (6^e)

633-65-43

PUBLICITÉ :

PUBLICITÉ ROPY S. A.

(P. Rodet)

143, Avenue Emile-Zola, PARIS

TÉL. : 734-37-32

(suite)

Lorsqu'on possède quelques appareils de mesure ou de contrôle et qu'on a pris l'habitude de s'en servir constamment, on finit par les considérer, chacun dans son domaine, comme une sorte d'étalon, et admettre que leur précision est « absolue » et que leurs performances sont idéales.

Or, il ne faut pas oublier que la fiabilité de n'importe quel appareil de mesure a des limites, même si elle est, en général, très supérieure à celle des récepteurs ou des téléviseurs. Il en résulte que l'on doit toujours penser à la possibilité d'une panne du « contrôleur », lorsque celle de l'objet à contrôler semble inexplicable. Sinon on s'expose à des tâtonnements interminables et à une perte de temps.

Nous avons eu tout récemment une désagréable surprise de ce genre, en vérifiant, à l'aide de notre oscilloscope habituel, un générateur de rectangulaires que nous venions de réaliser, et qui, au lieu d'un signal aux fronts avant et arrière bien raides, ne donnait qu'une onde distordue, déformée d'une façon incompréhensible.

Nous avons très longuement, et en vain, recherché la cause de cette déformation, remplacé les transistors, mesuré toutes les résistances. D'autres tâches, plus urgentes, nous ont fait abandonner ce travail, jusqu'au jour où nous avons eu entre les mains un autre oscilloscope, qui nous a montré que le signal délivré par notre générateur était parfaitement rectangulaire, et que sa déformation était due uniquement à un défaut dans le premier oscilloscope, défaut qui passait pratiquement inaperçu sur la plu-

part des signaux « classiques » observés, du fait de la dispersion assez sensible des formes.

Cette petite histoire, et d'autres analogues, suggèrent, à notre avis, deux conclusions.

Tout d'abord, il est toujours prudent d'imposer à ses appareils de mesure une vérification périodique et complète de performances. Si on a la chance de disposer d'un laboratoire très complet, cette opération ne présente aucune difficulté : contrôle, par comparaison, de l'étalonnage des voltmètres ; vérification de la forme d'onde des générateurs, aussi bien en sinusoïdal qu'en rectangulaire ; vérification des performances d'un oscilloscope, etc.

Malheureusement, le plus souvent le laboratoire d'un technicien isolé est trop réduit pour qu'il soit possible d'organiser tous ces essais. Et c'est pour cela que nous verrions avec plaisir certains revendeurs, bien équipés et spécialisés dans le matériel de mesure, organiser ce genre de contrôle, avec, éventuellement, le réétalonnage ou la remise en état de l'appareil déficient.

La deuxième conclusion à laquelle nous arrivons est qu'il reste toujours souhaitable de connaître à fond l'appareil de mesure que l'on utilise, ce qui est automatiquement réalisé lorsqu'on l'a construit soi-même. C'est une des raisons pour lesquelles ce genre de réalisation demeure souhaitable, bien que, si l'on considère uniquement l'argent dépensé et le temps passé, l'achat d'un appareil « tout fait » puisse sembler plus rationnel.

W. S.

Actualités

RAPPROCHEMENT C. G. E.-ALSACIENNE

La C.G.E. et la Société Alsacienne de Participations Industrielles (ALSPI) viennent de conclure un nouvel accord aux termes duquel la C.G.E. se voit confier le contrôle de secteurs où elle est déjà bien implantée, notamment par la branche **Câbles de Lyon** et la **Compagnie Industrielle des Télécommunications**; cet accord prévoit le transfert par ALSPI, à la C.G.E., de ses participations dans le capital de la **Câblerie de Cluchy** et dans celui de la Société **Alcatef**.

Cette concentration permet ainsi de constituer au sein de la C.G.E. un ensemble, dans les secteurs des câbles et des télécommunications, représentant un chiffre d'affaires de 1300 millions de francs actuels, et dont l'effectif atteint environ 20 000 personnes.

Les deux sociétés ont par ailleurs exprimé leur intention de poursuivre et de renforcer leur politique de coopération, ainsi qu'il en avait été décidé aux termes d'un précédent accord remon-

tant à 1966 et conclu entre la C.G.E. et la société Hispano-Alsacienne devenue entre temps l'ALSPI.

NOTRE RUBRIQUE « IN »

Pour ceux de nos lecteurs qui n'auraient pas pu se procurer notre dernier numéro (juin 1968), nous rappelons que nous y avons publié le règlement d'un jeu, intitulé **IN** (comme **Idées Nouvelles**) pouvant vous faire gagner quelque 250 F de nos jours. Le règlement stipule que les « joueurs » doivent exposer une idée ingénieuse et nouvelle pouvant faciliter en général le travail des techniciens de l'électronique.

Nous avons déjà reçu un certain nombre de réponses, et les membres du jury sont en train de se consulter pour décerner la palme. Le résultat de ces cogitations sera publié dans notre prochain numéro (numéro de septembre 1968) ainsi que l'article gagnant.

Le jeu n'est pas pourtant terminé et nos lecteurs « IN » peu-

vent encore y participer (nous le leur recommandons même tout spécialement). Ceux qui n'auraient pas pu se procurer, pour une raison ou pour une autre en raison des événements passés, notre numéro de juin et qui ainsi n'auraient pas pu prendre connaissance du règlement (très simple d'ailleurs), peuvent commander ce numéro à nos magasins de vente, 9, rue Jacob, Paris (6^e).

EN BREF

On nous informe que le siège social et les services de la société **Francelair** seront transférés, à partir du 1^{er} août prochain, à l'adresse suivante : **54, avenue Victor-Cresson, 92 - Issy-les-Moulineaux** (Métro, Mairie d'Issy). Le nouveau numéro de téléphone est 642-24-65.

En raison des circonstances, nous nous voyons dans l'obligation de reporter les suites des articles sur la « Réalisation d'un oscilloscope » et la « Réalisation d'un téléviseur-couleurs » ainsi que

A NOS LECTEURS

Les récents événements ont gravement compromis la traditionnelle ponctualité avec laquelle nos revues paraissent avant même le début de chaque mois. Nous comptons résorber le retard accumulé avant la fin de l'année. Nos lecteurs et abonnés se sont, en l'occurrence, montrés très compréhensifs comme en témoignent de nombreuses lettres exprimant des sentiments d'attachement et de sympathie qui nous ont profondément touchés.

Au même titre que la plupart des quotidiens, des hebdomadaires et d'autres publications périodiques, nous nous voyons dans l'obligation d'ajuster les prix des revues des Editions Radio. On sait, en effet, que les prix de revient de tous les imprimés ont subi un accroissement considérable. Et les charges ont singulièrement augmenté pour des revues techniques telles que les nôtres qui sont abondamment illustrées et bénéficient d'une présentation soignée.

Nous remercions par avance nos lecteurs et abonnés d'accepter cet inéluctable réajustement des prix et de nous assurer, comme par le passé, leur fidèle soutien.

EDITIONS RADIO.

la suite du « Cours de perfectionnement ». Nous espérons pouvoir les reprendre dès notre prochain numéro de septembre. Que nos lecteurs veuillent bien nous excuser de ces contretemps.

★ L'USINE PERENA DE LAON ★

Tout le monde connaît les fiches, prises, connecteurs et câbles de liaison de toutes sortes de **Péréna**, mais peu de personnes savent que cette Société dispose depuis un an environ d'une deuxième usine, très moderne, remarquablement équipée et agencée, située en bordure de la ville de Laon sur un terrain de 26 000 m², et occupant actuellement quelque 150 personnes.

Nous avons eu l'occasion de la visiter tout dernièrement et

Ci-dessous, vue sur une des nombreuses machines de surmoulage de l'usine de Laon.



avons particulièrement admiré les machines automatiques à couper et dénuder les câbles et les presses très modernes d'où sortent par dizaines de milliers les pièces moulées et surmoulées.

Il est également remarquable que toute la production de cette usine subit un contrôle par unité. En d'autres termes, la moindre fiche, la plus simple connexion, sont essayées pièce par pièce : continuité, isolement, etc. Plus de 20 personnes, soit quelque 15 % du personnel de l'usine, sont employées dans la section de contrôle.



Ci-dessus, un groupe de représentants de la presse technique écoute avec attention les explications d'un technicien de Perena.

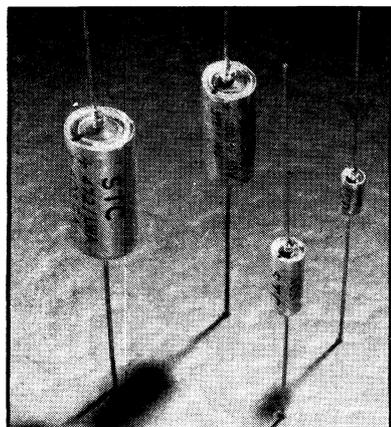
XI^e SALON INTERNATIONAL

des COMPOSANTS ELECTRONIQUES

Nous complétons ici la revue des nouveautés notées au Salon, dont vous avez pu voir la première partie dans notre précédent numéro.

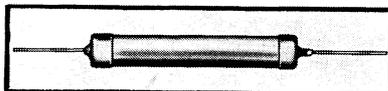
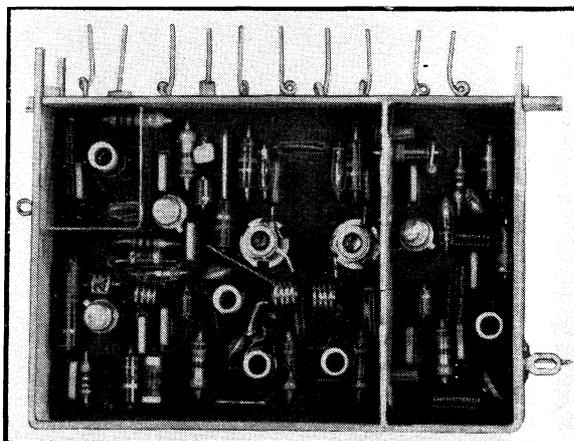


Ce transformateur T.H.T. universel, type 3016, à haute impédance, est prévu pour le remplacement de tous les modèles dits de « haute impédance », sur tous les téléviseurs équipés de tubes de 70°, 90°, 110° et 114°. Utilisé avec le support 40673 il permet le remplacement de tous les modèles existant sur le marché. Plusieurs prises permettent d'adapter son impédance à tous les cas que l'on peut rencontrer (OREGA).



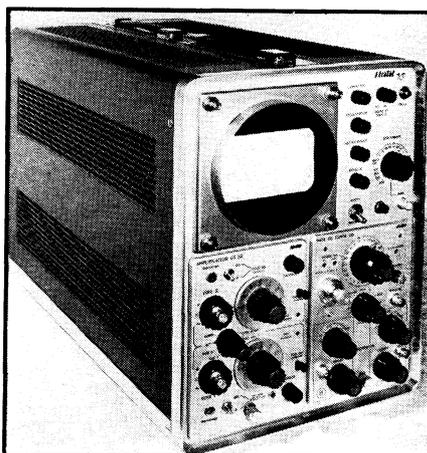
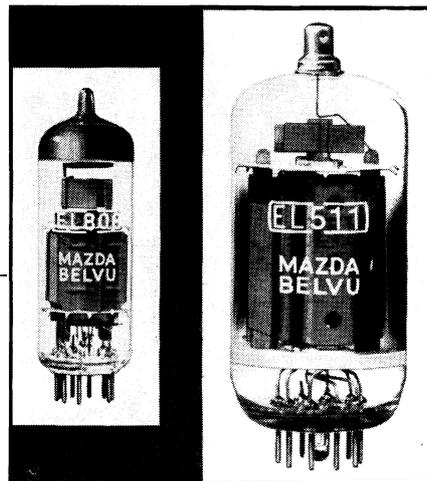
Cette nouvelle série de condensateurs électrochimiques au tantale comprend plus de 200 valeurs de capacité dans les gammes de tensions de service allant de 6 à 75 V en continu. Tous ces condensateurs répondent aux normes MIL-C-26555 (ITT-SICOPEL).

Sélecteur V.H.F. type 227-51, dont l'accord se fait à l'aide de diodes à capacité variable, et la commutation bande I/bande III à l'aide de diodes spéciales. Le circuit d'entrée est à accord fixe, à large bande. Entre l'étage d'entrée et le mélangeur se trouve un filtre de bande à deux circuits et à accord variable. Une entrée pour la liaison venant du tuner U.H.F. est prévue sur l'émetteur du transistor mélangeur. Le boîtier, en tôle, peut être monté dans un coin quelconque du téléviseur, ou soudé directement sur une platine imprimée. Ce sélecteur est prévu pour la réception de toutes les normes européennes et américaines (HOPT).



Résistances à oxydes métalliques vitrifiées. Existent en valeurs de 10 k Ω à 500 M Ω . Dérive inférieure à 1 % après 2000 h à pleine charge. Puissances : 1,5 à 5 W. Tension d'utilisation : jusqu'à 15 kV. Température maximale : 180 à 220 °C. Longueur : 28 à 58 mm, Diamètre : 8 à 9 mm (VICTOREEN-R.T.F.).

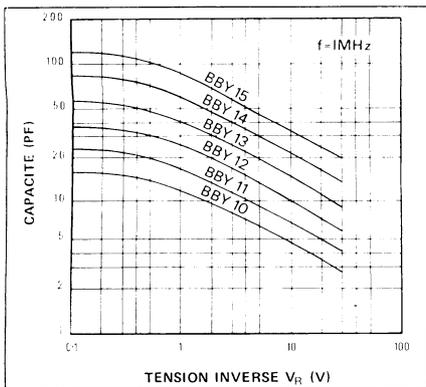
Nouveau tube amplificateur vidéo, EL 806, dont la dissipation d'anode est de 10 W contre 6 W pour le EL 183. Indispensable pour les téléviseurs couleurs bi-standards (à gauche). Nouveau tube de balayage lignes, EL 511, le seul à admettre une T.H.T. de 20 kV. Le « genou » de sa caractéristique I_a/V_a se situe vers 48 V et sa dissipation d'anode est de 20 W. Son rapport I_a/I_{g2} est favorable, de sorte que son rendement est excellent. Prévu pour les téléviseurs noir-blanc, il est appelé à remplacer les tubes EL 502 et EL 504, avec lesquels il est interchangeable (MAZDA BELVU).



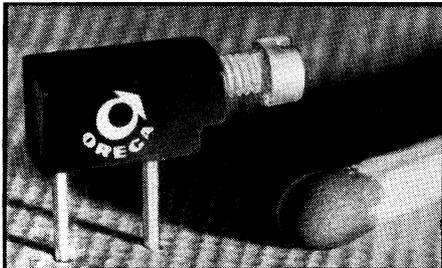
L'oscilloscope type 707, qui existe en version « rack » ou « coffret » a été doté de nouveaux tiroirs :

- le tiroir DB-TV pour l'analyse des signaux de télévision en couleurs ;
- le tiroir différentiel DF-20 ;
- le tiroir différentiel comparateur DC-20.

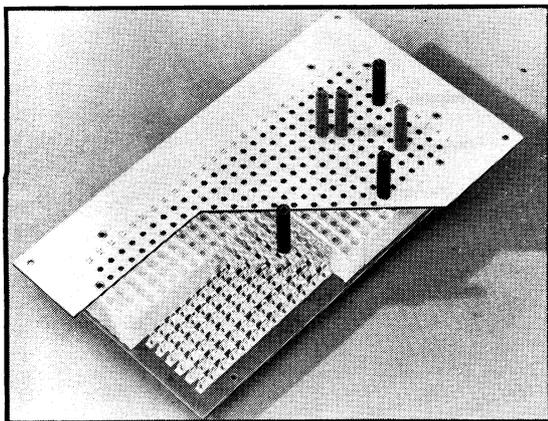
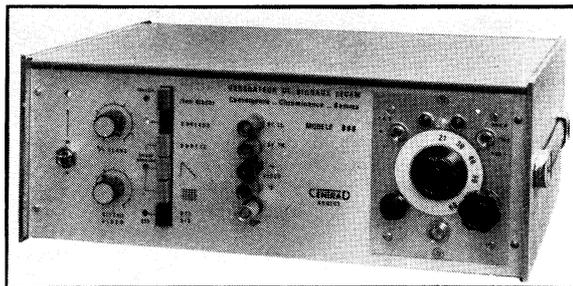
Ces tiroirs viennent compléter la gamme des six tiroirs déjà existants : simple et double trace ; simple et double base de temps ; micro-mètre ultra-sonore (ALCATEL).



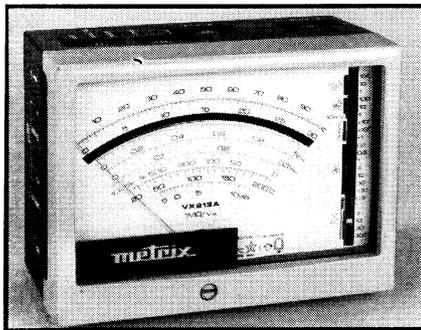
Les nouvelles diodes à capacité variable (types BBY 10 à BBY 15) existent en valeurs nominales de capacité de 6,8 à 47 pF. Le rapport de capacité est de 2,2 pour une tension inverse variant de 0,1 à 4 V, et de 2,1 pour la variation de 4 à 30 V. La tolérance standard est de $\pm 20\%$. Tous les éléments sont encapsulés en boîtier DO-7. Les valeurs limites pour toutes ces diodes sont : tension inverse 30 V ; courant direct 250 mA ; puissance dissipée 400 mW (SGS-FAIRCHILD).



Cette mire couleurs, type 888, entièrement transistorisée, fournit des signaux conformes au standard SECAM : grille de convergence, avec points de surbrillance destinés au réglage des convergences du tube trichrome ; échelle des gris à 6 niveaux ; signal d'identification permettant l'ouverture du portier ; image blanche pour le contrôle de la pureté ; six barres colorées, dont trois en couleurs fondamentales, pour le contrôle des couleurs (CENTRAD).



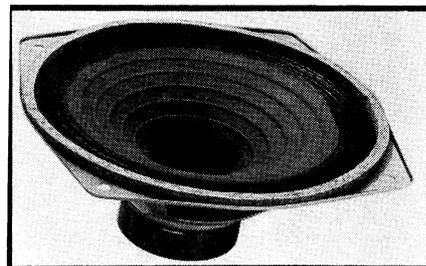
Ce programmeur permet de résoudre simplement et rapidement tous les problèmes de commande de machines, de commutation, etc. Il est particulièrement indiqué pour la commande de machines-outils, la signalisation, les chaînes de fabrication, les dosages, les distributeurs automatiques de toute sorte et ainsi de suite. Son avantage par rapport aux installations complexes (cartes ou bandes perforées) est un prix de revient bien moindre, une programmation aisée et rapide et la possibilité de légères corrections en changeant la position des fiches. Ces fiches peuvent être de deux sortes : de court-circuit ou à diode. Quant au programmeur lui-même, il existe en deux versions standardisées : 11 lignes \times 11 fentes ou 25 lignes \times 11 fentes (HIRSCHMANN).



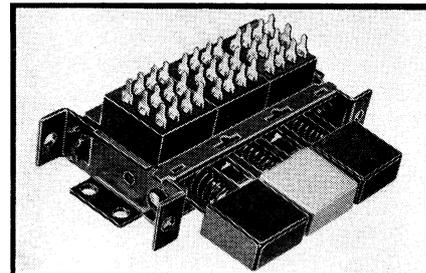
Le multimètre électronique type VX 213 A permet les mesures suivantes : tensions continues de 10 mV à 1000 V en 9 calibres, avec une résistance propre de $1\text{M}\Omega/\text{V}$ de 10 mV à 100 V ; tensions alternatives de 0,3 à 300 V en 6 calibres, jusqu'à 10 MHz ; intensités continues de 1 μA à 10 A en 8 calibres, avec une chute de tension de 10 mV environ ; mesure des résistances de $2\ \Omega$ à $100\ \text{M}\Omega$ en 3 gammes, avec le point milieu du cadran correspondant respectivement à $125\ \Omega$, $12,5\ \text{k}\Omega$ et $1,25\ \text{M}\Omega$; mesure des températures (avec un thermocouple), de $+20$ à $+200\ ^\circ\text{C}$, avec possibilité d'extension à $-200\ ^\circ\text{C}$ et à $+600\ ^\circ\text{C}$ (METRIX).



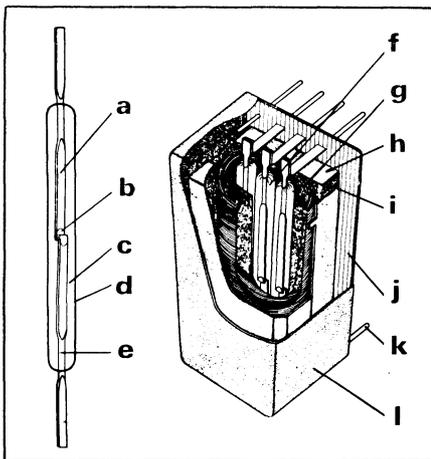
Oscilloscope type S 43 à tube de 10 cm à écran plat et à tiroir amplificateur Y interchangeable (cinq modèles différents), permettant une amplification soit à large bande (15 MHz), soit à grand gain, soit différentielle. L'atténuateur d'entrée est toujours à 9 positions compensées, donnant la lecture directe en volts/cm. La base de temps calibrée offre 18 vitesses de balayage, allant de 500 ms/cm à 1 $\mu\text{s}/\text{cm}$. Le circuit de déclenchement est nouveau et présente de multiples possibilités. Un séparateur de synchronisation TV est prévu, pour sélectionner les impulsions lignes ou trames, positifs ou négatifs (ANTARES-TELEQUIPEMENT).



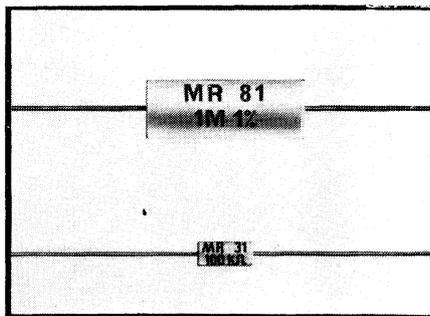
Nouveau haut-parleur LP 300/37/100, destiné plus particulièrement à être incorporé dans les organes électroniques, juke-boxes, etc. Son diamètre est de 300 mm (diaphragme), pour 136 mm de profondeur. L'induction nominale est de 10 000 gauss et il est prévu pour une puissance de sortie de 30 W (ITT-SICOPEL).



Contacteur à poussoirs des séries TDMA, TDA et TDAP, muni de blocs de contacts en matière moulée comportant 4 ou 8 inverseurs. Existe en modèles de 1 à 15 touches. La largeur hors tout est de 36 mm pour le modèle à une seule touche et de 274 mm pour celui à 15 touches. Le courant maximal de coupure est de 0,6 A par contact (sur circuit résistif) (JEANRENAUD).

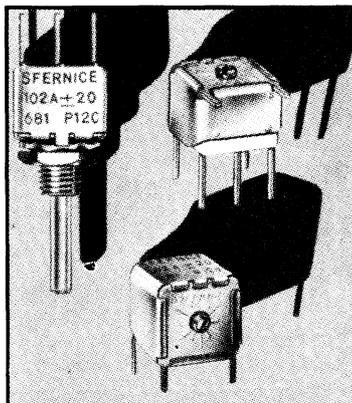
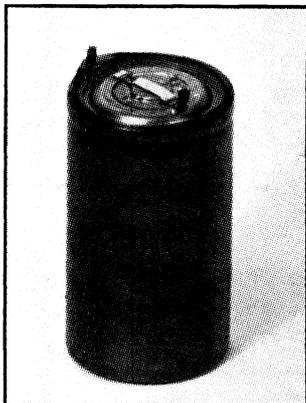


Un interrupteur à lames souples (à gauche) comprend des lames de contact en métal magnétique (a), avec recouvrement en métal noble au point de contact (b), placées en atmosphère de gaz neutre (c), à l'intérieur d'un tube de verre (d), à scellement verre-métal étanche (e). Un relais à lames souples (à droite) comprend des interrupteurs (f), un bobinage en fil de cuivre émaillé (g), un blindage magnétique en métal anhydre épais (h), un remplissage sous vide en résine semi-souple (i), une plaque de base en stratifié verre-silicone (j), des picots de sortie au pas des circuits imprimés (k) et un boîtier en métal non magnétique (l). Les interrupteurs ILS existent pour des intensités jusqu'à 1 A sous 250 V, ou même (modèle H.T.) pour 3 A sous 5 kV. Les relais R.L.S. existent avec les bobines 6, 12 ou 24 V et des intensités de 3 à 133 mA (MAZDA BELVU).

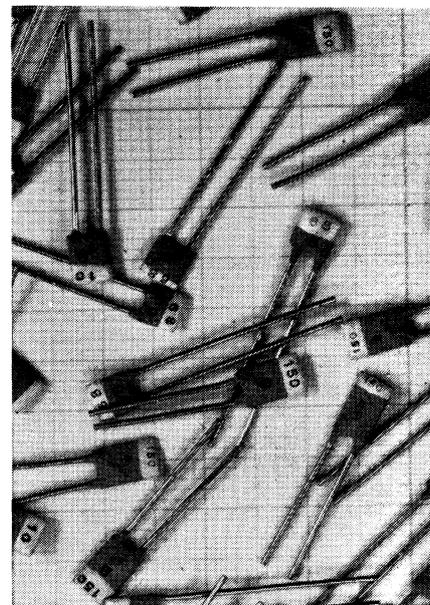


Résistances à couche métallique moulées et laquées de haute stabilité, série MR. Existent dans la gamme des valeurs de $4,99 \Omega$ à $1 M\Omega$, avec des tolérances de $\pm 1 \%$ à $\pm 0,1 \%$. Coefficient de température : ± 100 à $\pm 25^{-6}/^{\circ}\text{C}$. Gamme de puissances : 0,1 à 0,5 W. Températures d'utilisation : -55°C à $+155^{\circ}\text{C}$ (COGECO).

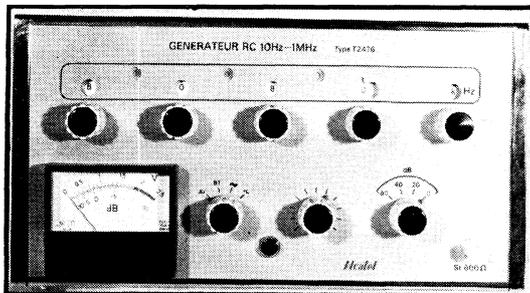
Accumulateur au cadmium-nickel, en boîtier cylindrique étanche, d'une capacité nominale de 1 ampère-heure. Ces batteries sont particulièrement indiquées pour les rasoirs, récepteurs radio, téléviseurs à transistors, etc. Elles n'exigent aucun entretien à condition que les valeurs de charge, de décharge et de température soient respectées (R.T.C.).



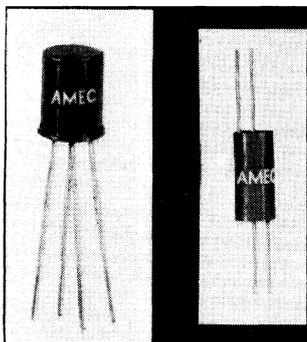
Potentiomètres miniatures étanches à couche carbone, type P 12 C, existant dans la gamme de valeurs comprises entre 100Ω et $2,2 M\Omega$, en variation linéaire ou logarithmique de la résistance. La dissipation nominale est de 0,5 W, et la tension maximale de service de 350 V. Les dimensions du corps sont de $13 \times 12,5 \times 10$ mm environ (SFERNICE).



Condensateurs céramiques miniatures pour circuits imprimés et transistorisés. Existent en trois modèles, de dimensions semblables ($5 \times 5 \times 2$ mm), pour tensions continues de 40 à 60 V : C 331, 1 à 22 nF (découplage); C 332, 180 à 2700 pF (liaison); C 333, 1 à 220 pF, en 4 coefficients de température (+ 100, 0, - 150, - 750) (R.T.C.).

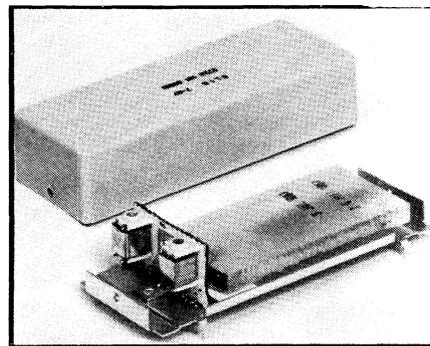


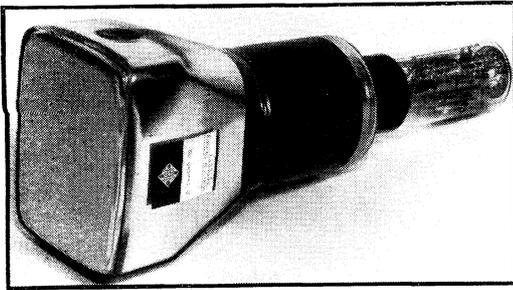
Générateur RC à fréquences prédéterminées, type T 2476, couvrant la bande de fréquences de 10 Hz à 1 MHz et délivrant des signaux rectangulaires de 10 Hz à 1 MHz, en plus des signaux sinusoïdaux. Il est muni d'un atténuateur à quatre positions, de 0 à 60 dB par paliers de 20 dB, d'un atténuateur progressif et d'un voltmètre pour la tension de sortie. Impédance de sortie : 600Ω (ALCATEL).



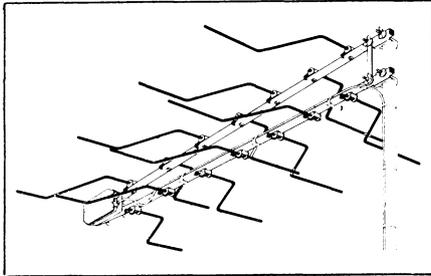
Relais microminiature type SM réalisant une sorte de record dans la voie de la microminiaturisation. Il mesure 11 mm de long, 5 mm de diamètre, pèse 0,7 g et représente un volume de $0,2 \text{ cm}^3$. Il existe également en boîtier de transistor type TO-5. Résistance de la bobine jusqu'à 2500 ou 7500 Ω . Sensibilité nominale : 150 ou 75 mW. Nombre de contacts : 1 à 6. Intensité maximale par contact : 0,1 A (tension maximale 23 V, en alternatif ou en continu) (AMEC).

Lignes à retard de chrominance type DL 1 B, DL 1 C et DL 1 E. Ces lignes à retard en verre sont destinées aux circuits de découpage de chrominance utilisant les systèmes SECAM ou PAL. Elles se présentent toutes sous le même aspect, mais permettent, suivant le type, des adaptations à l'entrée et en sortie de 100Ω ou de 400Ω (R.T.C.).





Nouveau tube D 14-140 à écran rectangulaire, pour oscilloscopes. Les dimensions utiles de l'écran sont de 80×100 mm. Ce tube est caractérisé par une très grande luminosité du spot et une remarquable finesse de la trace. Pour un courant de faisceau la concentration est encore de l'ordre de 0,3 mm. La tension de post-accélération peut atteindre 20 kV. La longueur maximale du tube est de 350 mm (AEG-TELEFUNKEN).

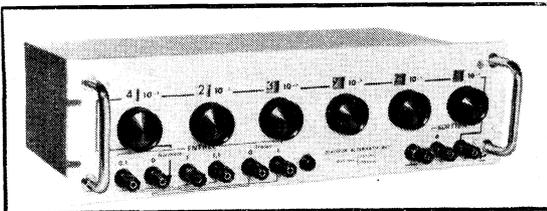


Antenne mixte, type « Mixt'Color », existant en version « courte distance », à 4 éléments V.H.F. et 12 éléments U.H.F., ou en version « moyenne distance », à 7 éléments V.H.F. et 21 éléments U.H.F. Le gain varie de 5 à 7 dB pour les premières et de 7 à 9 dB pour les secondes. En « courte distance », une antenne couvre les canaux de 21 à 40 (ARA).

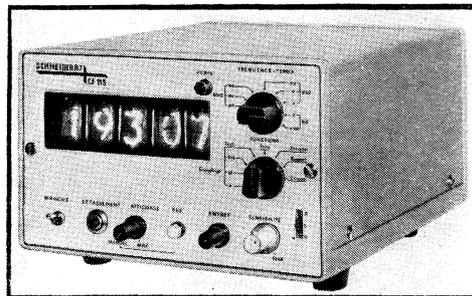
Générateur de signaux type 9010, fournit les signaux sinusoïdaux, carrés ou triangulaires, dont la fréquence peut être ajustée d'une façon continue entre 0,005 Hz et 1 MHz. L'appareil possède 5 sorties simultanées et fournit également une impulsion de synchronisation (BECKMAN).



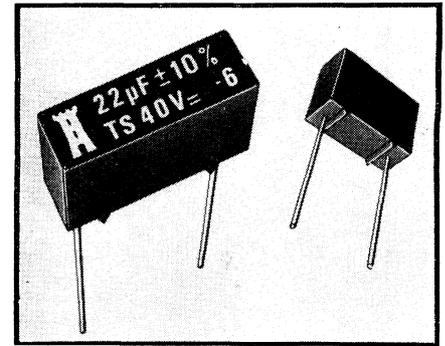
Diviseur Varley à transformateur, comportant six décades permettant des rapports de 10^{-6} à 1. Utilisable dans la gamme de 50 à 20 000 Hz. Impédance d'entrée de l'ordre de $1 M\Omega$ et celle de sortie de l'ordre de 1Ω . Applications : étalonnage de diviseurs, de voltmètres ; mesure du gain, etc. (A.O.I.P.).



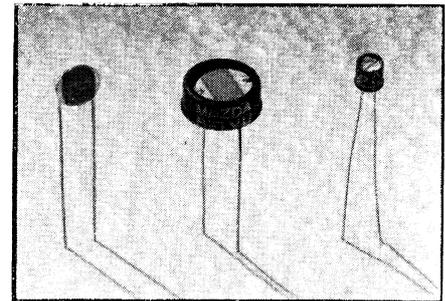
Fréquence-mètre-compteur type CF 115, utilisable également en ratiomètre et en chronomètre. Couvre la bande de fréquences s'étendant de 0 à 12,5 MHz. Base de temps à quartz de précision $20 \cdot 10^{-6}$. Température d'utilisation : $+5$ à $+45$ °C. Il existe une version à sorties codées (SCHNEIDER).



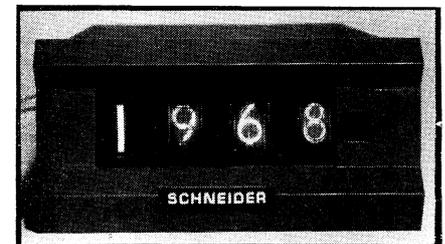
Relais de mesure galvanométrique sans contact, type R.S. 2, à deux index ajustables sur toute l'échelle. Calibres à partir de 25 μA ou de 10 mV. Puissance de sortie maximale : 340 mW. Températures d'utilisation : -40 à $+80$ °C (BRION LEROUX).



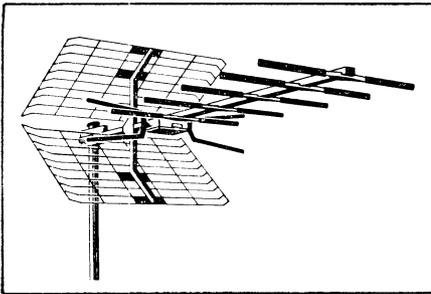
Condensateurs professionnels à diélectrique plastique métallisé, séries MAR et KAR. Dimensions très réduites, notamment pour la série 40 V : un 0,1 μF mesure $14 \times 5 \times 7,5$ mm. Valeurs de capacité : 1 nF à 22 μF . Tensions de service : 40, 63 et 160 V en continu. Tolérances sur la capacité : ± 20 , ± 10 et ± 5 %. Températures de service : -40 °C à $+85$ °C (COGECO).



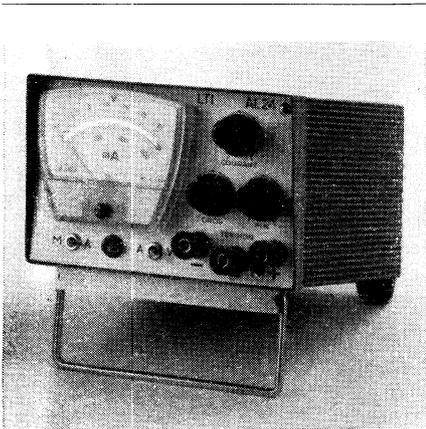
Nouvelles cellules photoconductrices, dont deux spécialement conçues pour le fonctionnement en basse tension (transistors ou circuits intégrés) : PCV 69 (miniature extra-plate) et PCV 70. Les deux ont une très faible résistance sous éclairage. La cellule PCV 71 (à droite), possède un élément photosensible filiforme, ce qui permet, en particulier, la détection du passage d'objets très fins ou celle de spots lumineux ponctuels (MAZDA BELVU).



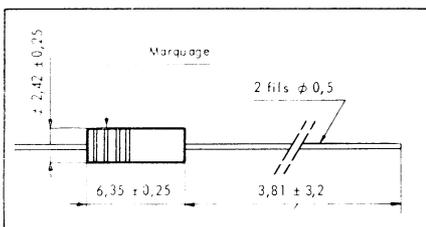
Voltmètre numérique de tableau, type VT 100, à gamme standard de 1,5 V, avec 2000 points de mesure et résolution standard de 1 mV. L'impédance d'entrée est supérieure à $1000 M\Omega$. Une variation de température de 10 degrés n'entraîne aucune retouche du réglage de pleine échelle. Dimensions : 72×44 mm (SCHNEIDER).



Nouvelle antenne U.H.F., type IC 16. Existe en quatre variantes, pour quatre groupes de canaux : 21 à 28 (A) ; 29 à 37 (B) ; 38 à 48 (C) ; 49 à 60 (D). Le gain est uniformément de 11,5 dB pour les quatre modèles, ainsi que le rapport AV/AR, qui est de 28 dB. L'angle d'ouverture horizontale varie entre 37 et 41°. Le raccordement peut être fait par câble coaxial 75 Ω ou câble H.F. 300 Ω (STOLLE).

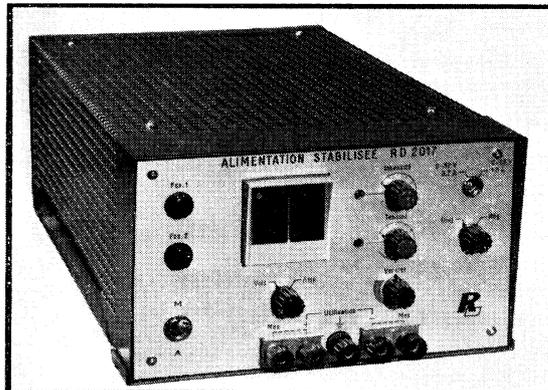
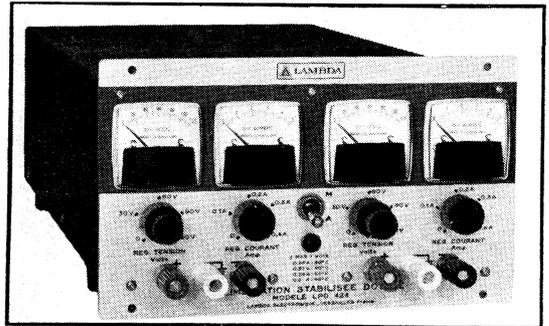


Alimentation stabilisée, type AL 24, pouvant fournir une tension continue progressivement réglable de 0,5 à 33 V, avec un débit maximal de 0,6 A. Peut fonctionner soit à tension constante (résistance interne $< 0,02 \Omega$), avec limitation de débit par transfert automatique en régulation de courant, soit à courant constant (réglable de 10 à 600 mA), avec limitation de tension par transfert automatique en régulation de tension (résistance interne $> 20 k\Omega$; 500 kΩ à 600 mA) (SAPHYMO-LTI).



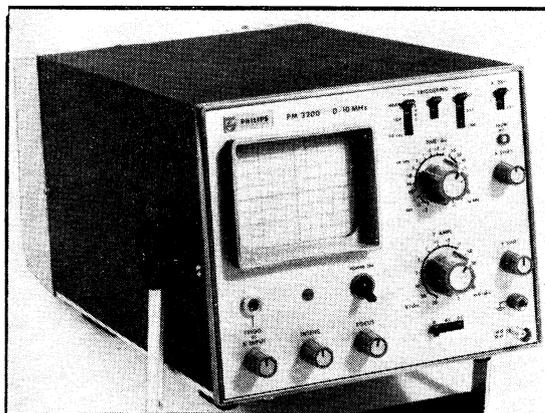
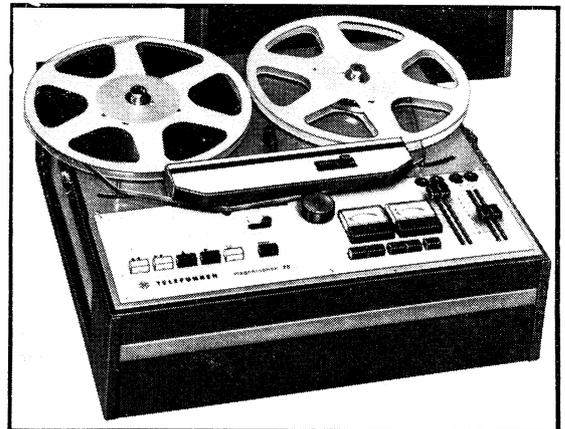
Inductances fixes miniatures, blindées (54200) ou non blindées (53800). Existents actuellement en valeurs de 0,56 μH à 56 μH pour les blindées, et de 0,1 μH à 150 μH pour les non blindées. Leur fréquence propre de résonance est plus grande, à valeur de L identique, pour les modèles non blindés et se situe vers 230 MHz pour une bobine de 1 μH. La résistance en continu est de l'ordre de quelques ohms (0,9 Ω pour 1 μH ; 2,9 Ω pour 10 μH ; 7 Ω pour 100 μH) (OREGA).

Alimentation stabilisée, type LPD 424, à tension de sortie réglable de 0 à 120 V avec un débit également réglable de 0 à 0,38 A. Cet appareil fonctionne à tension constante et à courant constant et se trouve protégé contre les surcharges et les courts-circuits, contre les sursensions et contre les échauffements anormaux (par thermostat). La protection contre les surcharges et les courts-circuits est réglable de 1 % au maximum. Des appareils analogues existent pour des tensions de sortie et des intensités différentes (LAMBDA).



Alimentation stabilisée type RD 2017, à tension de sortie réglable de 0,5 à 32 V ou de 0,5 à 64 V, avec le courant de sortie également réglable de 5 % à la valeur maximale : 3,2 A pour 32 V et 1,6 A pour 64 V. Fonctionne à tension constante ou courant constant, avec un rendement supérieur à 75 %. Protection très efficace en régulation de tension (par disjonction et changement automatique du mode de fonctionnement) et en régulation de courant (par limitation de tension) (ROCHAR ELECTRONIQUE).

Magnétophone pour studios d'enregistrement, type M 28, existant en plusieurs versions : pupitre de mélange, 2 pistes, vitesses 13 et 9,5 cm/s ou 19 et 38 cm/s (A) ; pleine piste, vitesses 38 et 39 cm/s (B) ; 2 pistes, vitesses 38 et 19 cm/seconde. Cet appareil, entièrement transistorisé, est équipé de 3 moteurs. Il doit trouver sa place dans les studios de radio, de cinéma et de publicité, ainsi que dans les écoles et instituts divers. Il mesure 458 × 160 × 409 mm et pèse 17 kg (TELEFUNKEN).



Oscilloscope portable type PM 3200, alimenté sur batteries ou sur secteur, dont l'amplificateur vertical « passe » du continu à 10 MHz. Sensibilité : de 2 mV/div. à 50 V/div. Ecran rectangulaire : 7,5 × 6 cm. Manipulations faciles par commandes simplifiées et déclenchements entièrement automatiques sans réglages préalables. Consommation : 20 VA. Poids : 5 kg (PHILIPS).

LE CALCUL ÉLECTRONIQUE

Troisième partie : L'ALGÈBRE DE BOOLE

(Suite : voir "Radio-Constructeur" n^{os} 227, 228 et 230)

L'auteur commence par présenter ses excuses aux lecteurs de « Radio Constructeur », tout en restant convaincu qu'il est inexcusable. Son intention était de faire presque immédiatement la suite de la série d'articles qu'il avait commencés... Hélas ! On dit que l'enfer est pavé de bonnes intentions de ce type. De toutes façons, le temps a passé (il n'a que cela à faire, lui !) et, comme la Rédaction de la revue commençait à faire nettement allusion aux crimes inexplicables et à « ces techniciens que l'on retrouve dans la Seine pour moins que cela », l'auteur a compris que sa dose de paresse et d'incorrection à l'égard des lecteurs approchait dangereusement de la « masse critique » et il a obtempéré. Mieux vaut tard (oh combien !) que jamais, dit le proverbe.

L'ALGÈBRE DE BOOLE

Puisque nous savons maintenant comment on compte en binaire, comment on fait des opérations dans cette arithmétique et comment on représente les nombres sous forme électrique, il importe que nous sachions comment ces opérations arithmétiques se traduiront en schémas. Dans ces schémas, nous verrons revenir très souvent des circuits dits « logiques » (surtout, n'allez pas croire que les autres sont illogiques !). L'explication du fonctionnement et de l'association de ces circuits nécessite la connaissance d'une sorte de langage, d'ailleurs très simple, que l'on appelle « algèbre logique », ou, du nom de son inventeur, l'algèbre de Boole.

Il s'agit d'une algèbre particulière dans laquelle les variables, les termes, les facteurs, les résultats, ne peuvent prendre que deux valeurs que l'on désigne conventionnellement par 0 (zéro) et 1 (un).

Autrement dit, tout ce qui n'est pas 1 est 0 ; tout ce qui n'est pas 0 est 1. C'est une notation du discontinu, une représentation où il n'y aurait que le blanc pur et le noir parfait, pas de gris plus ou moins foncé. Il va sans dire qu'une telle représentation est parfaite pour étudier les circuits qui vont utiliser la représentation des nombres écrits en code binaire, puisque le 1 et le 0 suffisent pour noter tous ces nombres.

Les variables

Comme en algèbre ordinaire, nous commencerons par représenter par une lettre une quantité dont on ne connaît pas encore la valeur, pour pouvoir raisonner sur elle comme si on la connaissait. Précisons bien que cela n'est pas d'une abstraction échevelée : presque toujours, la lettre en question a une signification pratique directe.

Par exemple, nous pourrions représenter l'état d'un interrupteur donné par la lettre A. Comme l'a dit Musset (ou peu s'en faut) : « Il faut qu'un interrupteur soit ouvert ou fermé ». Donc, nous conviendrons de dire que $A = 1$ veut dire que l'interrupteur est fermé et que la notation $A = 0$ signifie que cet interrupteur est ouvert, c'est-à-dire qu'il ne transmet pas le courant (il y a là une petite difficulté : c'est une porte fermée qui empêche une personne de passer, alors que le courant électrique est arrêté, lui, par un interrupteur ouvert).

Donc, la lettre A représente l'état d'un organe électrique qui ne peut se trouver que dans deux états définis (un interrupteur ouvert ou fermé, un transistor saturé ou bloqué, un trou perforé ou non à un emplacement donné sur une carte, une lampe allumée ou éteinte, etc.).

En algèbre classique, la désignation des variables par des lettres a, rappelons-le, trois buts :

1. — Permettre de parler de cette variable comme si on la connaissait, réservant au dernier moment les opérations arithmétiques que l'on fera quand il sera impossible de les éviter et que l'on disposera de toutes les valeurs numériques des données, provisoirement représentées par des lettres pour laisser au problème toute sa généralité ;

2. — Permettre de faire des opérations sur ces grandeurs et de faire apparaître nettement les simplifications que l'on fait bien mieux sur des opérations non effectuées que sur des nombres ;

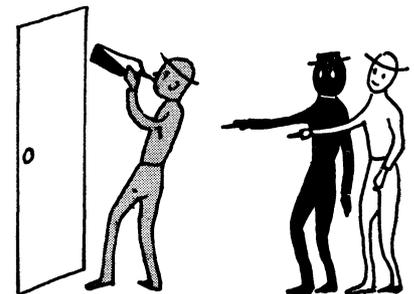
3. — Représenter d'une façon universelle toutes les opérations que l'on devra faire par des formules, synthétisant sous la forme la plus claire et la plus concise la suite d'opérations à effectuer quand on passe à l'application pratique.

Nous verrons que ces trois buts de la représentation par des lettres en algèbre classique sont également ceux de l'algèbre de Boole.

L'opération "somme logique"

Il s'agit de définir maintenant un certain nombre d'opérations que nous ferons sur les variables booléennes (c'est-à-dire des variables qui ne peuvent être que de 0 à 1).

...où il n'y aurait que le blanc pur et le noir parfait, pas de gris plus ou moins foncé...



Celle que l'on appelle la « somme logique », ou « addition booléenne », ou « union » (au sens de la théorie des ensembles) est définie comme suit :

On appelle somme logique de plusieurs variables de Boole A, B, C, ... L une grandeur qui vaut :

zéro si toutes les variables A et B et C ... et L valent zéro simultanément ;

un si une quelconque des variables A ou B ou C ... ou L vaut 1, ou bien si plusieurs de ces variables valent 1 simultanément, ou même si toutes les variables valent 1.

Pour bien comprendre cette idée de somme logique, il faut se rappeler que l'idée de somme logique doit être associée :

- au mot « ou » (pris dans son sens *non exclusif*, nous y reviendrons) ;
- au signe + (d'autres auteurs emploient des signes différents, nous y reviendrons également) ;
- aux contacts en *parallèle*.

Supposons, en effet, que nous ayons réalisé le montage de la figure 1 : une pile peut alimenter une ampoule par plusieurs contacts, A, B et C en parallèle. On convient de représenter l'état des contacts par les variables A, B et C (A = 1 signifie que le premier contact est fermé). On convient également de représenter l'état de l'ampoule par S : S = 1 veut dire que l'ampoule est allumée ; S = 0 signifie qu'elle est éteinte.

Dans ces conditions, nous n'aurons S = 0 que si A = 0 et B = 0 et C = 0 (tous les interrupteurs ouverts). Fermons un des interrupteurs, par exemple le second, en faisant B = 1, l'ampoule s'allumera (S = 1). Mais, si l'on voit tout de suite que le résultat peut être obtenu en fermant A ou B ou C, on n'aura rigoureusement rien de plus en fermant à la fois A et B, ou B et C, ou A et C, pas plus d'ailleurs en fermant A et B et C à la fois.

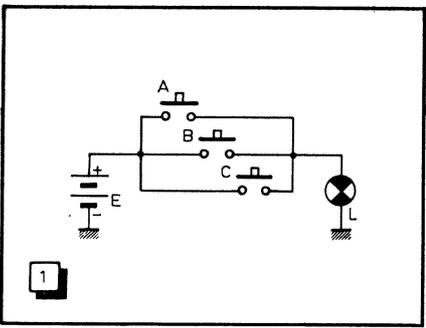


Fig. 1. — Quand on appuie sur le poussoir A, ou sur B, ou C (ou sur deux d'entre eux, ou sur tous les trois), la lampe L s'allume ; elle ne s'allume pas plus quand on appuie sur plusieurs poussoirs à la fois. Ce montage symbolise le « ou » de l'algèbre de Boole.

Nous dirons que S est la somme booléenne de A, B et C et nous écrirons ceci :

$$S = A + B + C,$$

en spécifiant bien que le signe + a ici un sens particulier qu'il ne faut nullement confondre avec celui qu'on lui donne en arithmétique.

Où l'on parle de billes...

Pour préciser un peu certaines notions relatives à cette « addition », nous allons faire une brève incursion dans les rudiments de la théorie des ensembles. Que les lecteurs se rassurent : nous ne dépasserons pas ce que l'on en dit en classe de sixième (il se peut que cela se dise au jardin d'enfants maintenant, étant donné l'évolution des programmes !).

Supposons que nous disposions d'un certain nombre de billes, toutes de la même dimension extérieurement, comprenant :

- un quart de billes pleines (lourdes) en laiton (donc non magnétiques) ;
- un quart de billes creuses (légères) en laiton (non magnétiques) ;

- un quart de billes pleines (lourdes) en acier (magnétiques) ;
- un quart de billes creuses (légères) en acier (magnétiques).

Au moyen de deux qualités (poids et magnétisme), nous avons donc pu définir quatre sortes de billes. Si nous ajoutons une nouvelle qualité, par exemple la couleur (blanche ou noire), nous pourrions définir huit sortes de billes.

Comme on le fait habituellement, nous appellerons « ensemble » une certaine collection de billes caractérisées par une définition précise. Nous pourrions parler de l'ensemble des billes noires (sans préciser si elles sont magnétiques ou non, légères ou lourdes) ou de l'ensemble des billes légères (sans préciser si elles sont magnétiques ou non, noires ou blanches).

On pourra parler aussi de l'ensemble de toutes les billes envisagées, quelles que soient leurs caractéristiques de poids, magnétisme et couleur. Nous le représenterons par un grand cercle R (fig. 2) : on peut dire, en quelque sorte, que nous

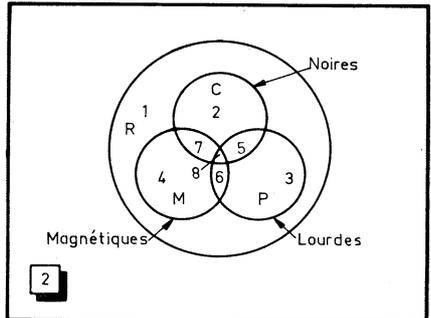


Fig. 2. — Dans le cercle (R), seules les billes qui sont à la fois noires, lourdes et magnétiques, se trouvent dans la région 8, commune aux trois cercles C, P et M.

allons tracer ce cercle par terre et ranger à l'intérieur toutes les billes dont il est question, sans en mettre une seule en dehors du cercle R.

Maintenant, nous allons tenir compte des qualités de magnétisme, couleur et poids de nos billes, en ne considérant à chaque fois qu'une seule de ces qualités.

Comme une bille donnée ne peut être à la fois noire et blanche, mais qu'elle est l'une ou l'autre (le mot « ou » a ici un sens exclusif, autrement dit les deux hypothèses s'excluent l'une l'autre), nous pouvons admettre de définir un ensemble à l'intérieur de l'ensemble R, où nous rangerons uniquement les billes noires, par exemple, sans nous intéresser à leur poids ni à leur magnétisme. Nous désignerons, par exemple, par le cercle C (comme « couleur ») un petit cercle, à l'intérieur du grand, qui départagera les billes noires (à l'intérieur du cercle C) et les blanches (à l'extérieur de C, mais à l'intérieur de R).

Maintenant, nous n'envisagerons que la qualité « poids » des billes, sans nous préoccuper de leur couleur ni de leurs propriétés magnétiques. Nous tracerons donc un troisième cercle P (comme « Poids »), forcément compris en totalité dans le cercle R, et nous placerons à l'intérieur toutes les billes qui sont lourdes, toute bille légère devant obligatoirement être placée à l'extérieur du cercle P, mais à l'intérieur du cercle R. Ce second tri va être un peu moins facile que le premier ; en effet, s'il n'y a aucune difficulté en ce qui concerne les billes blanches (placées à l'extérieur du cercle C) et que l'on peut facilement trier en fonction de leur poids, il n'en va pas de même des billes noires, puisqu'elles ont déjà fait l'objet d'un tri et qu'elles sont à l'intérieur du cercle C (et qu'elles doivent y rester).

La logique nous dicte la seule solution possible : les billes qui sont à la fois noires et lourdes doivent être à l'intérieur du cercle C et elles doivent être à l'intérieur du cercle P : ces deux cercles ont donc une partie commune ; c'est dans cette partie que l'on rangera les billes qui sont à la fois noires et lourdes.

Les problèmes se compliquent encore lorsque nous définissons un troisième « domaine », délimité par le cercle M (comme « Magnétisme »), à l'intérieur duquel nous placerons les billes qui sont magnétiques, celles qui ne le sont pas devant être situées à l'extérieur du cercle M (mais toujours à l'intérieur du cercle R puisque ce sont des billes faisant partie de notre collection globale).

Aucun problème pour les billes qui sont à la fois légères et blanches, car elles ne sont pas classées, ayant été placées en dehors de C et de P : nous trierons parmi elles celles qui sont magnétiques et nous les placerons dans le cercle M. Mais il y a celles qui sont à la fois noires et magnétiques : elles devront être à l'intérieur du cercle C et à l'intérieur du cercle M, elles seront donc placées dans la partie commune de ces cercles.

Pour les billes qui sont à la fois lourdes et magnétiques, elles devront être à la fois à l'intérieur du cercle P et à l'intérieur du cercle M : elles seront donc dans la partie commune à ces deux cercles (il est à noter que, dans notre cas, il y a effectivement des billes lourdes et magnétiques, donc les deux cercles M et P doivent avoir une partie commune, mais il se pourrait, dans un cas différent au départ, que notre ensemble de billes ne comporte pas de billes qui soient à la fois lourdes et magnétiques : les cercles P et M seraient alors extérieurs l'un à l'autre, sans partie commune).

Et les billes "d'élite" ?

Où placerons nous donc les billes qui ont le privilège d'être à la fois lourdes, noires et magnétiques ? Toujours d'après la même logique, nous les mettrons à la fois dans le cercle C, dans le cercle P et dans le cercle M : elles seront donc dans la zone commune à ces trois cercles (nous supposons qu'il y en a une, autrement dit qu'il y a bien des billes qui sont à la fois lourdes, magnétiques et noires).

En ne considérant que les zones qui sont à l'intérieur du cercle R (tout ce qui n'est pas notre collection de billes ne nous intéresse pas pour le moment), nos cercles ont divisé cette zone en huit régions, qui correspondent donc aux différentes catégories de billes :

La région 1, intérieure à R et extérieure, simultanément, aux cercles C, P et M : il s'agit des billes qui sont à la fois blanches (parce qu'en dehors de C), légères (parce qu'en dehors de P) et non magnétiques (parce qu'en dehors de M).

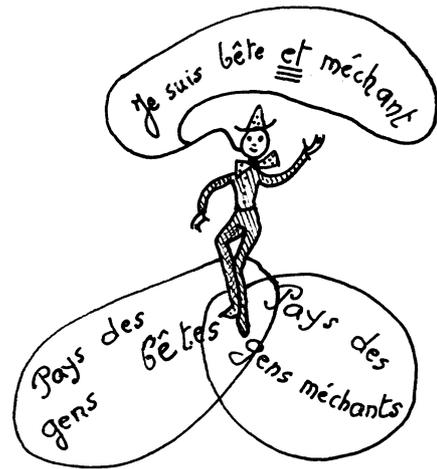
La région 2, intérieure à C, extérieure à M et à P, correspond aux billes noires, légères et non magnétiques.

- On voit de même que l'on a dans les régions :
- 3, les billes lourdes, blanches et non magnétiques ;
 - 4, les billes légères, blanches et magnétiques ;
 - 5, les billes noires, lourdes et non magnétiques ;
 - 6, les billes lourdes, blanches et magnétiques ;
 - 7, les billes légères, noires et magnétiques ;
 - 8, les billes lourdes, noires et magnétiques.

Revenons des billes... à Monsieur Boole

Nous pouvons, grâce à l'exemple ci-dessus, montrer la différence de signification entre le « ou exclusif » et le « ou non exclusif ». Quand nous disons qu'une bille est noire ou blanche, le mot est pris dans son sens exclusif, une bille ne pouvant être à la fois noire et blanche. Ceci se traduit, sur la figure 2, par le fait que les billes noires sont dans les régions 2, 5, 7 et 8, alors que les blanches sont dans les régions 1, 3, 4 et 6 : il n'y a aucune région commune à ces deux catégories (on dit aussi que les ensembles correspondants sont disjoints).

En revanche, si nous disons qu'une bille est noire ou lourde, le mot ou n'est pas pris ici dans son sens exclusif : elle peut être noire et lourde. Donc, ce qui correspond au signe + de l'algèbre de Boole est l'opération que l'on appelle en théorie des ensembles « union ». L'union de C et de P est fait de la surface de C, de celle de P et (une seule fois, bien sûr) de la



partie commune à C et P. Dans la théorie des ensembles, on représente cette « union » par un symbole qui ressemble à U majuscule

CUP.

C'est d'ailleurs ce qui pousse certains auteurs à utiliser cette même notation pour la « somme booléenne », au grand désespoir des typographes, car le signe + est tout de même infiniment plus « classique » dans les machines à composer les textes que le symbole spécial « union ».

Cependant, leur souci d'adopter un symbole spécial se comprend, car, en algèbre de Boole, on doit dire que $1 + 1 = 1$... ce qui est pour le moins inhabituel.

On rencontre aussi le symbole V (du latin Vel = ou) pour remplacer le signe + et éviter cette « absurdité » que nous avons écrite plus haut. Il nous semble que l'utilisation du simple signe +, tout en sachant ce qu'il signifie exactement dans le cas particulier d'une somme booléenne, peut se défendre. Donc, nous le garderons, tout en faisant bien attention à ne pas le confondre avec le symbole de l'addition arithmétique usuelle.

Si nous nous limitons au cas de deux variables, chacune d'entre elles peut prendre la valeur 1 ou la valeur 0, ce qui entraîne quatre cas possibles, qui sont les suivants :

$$\begin{aligned} 0 + 0 &= 0 ; \\ 0 + 1 &= 1 ; \\ 1 + 0 &= 1 ; \\ 1 + 1 &= 1. \end{aligned}$$

Quelques propriétés de la somme booléenne

En raison de l'association d'idées avec des contacts en parallèle, on voit bien que l'on peut, sans en changer la somme booléenne, permuter des termes d'une somme, autrement dit que :

$$A + B + C = B + A + C,$$

car on ne peut dire que les contacts doivent être rangés dans un certain ordre : la fermeture de l'un quelconque d'entre eux entraîne automatiquement le passage du courant, où que soit situé le contact fermé.

On en déduit que, dans une somme booléenne, un terme nul est sans intérêt :

$$A + 0 = A,$$

car on ne modifie pas l'action d'un contact en mettant en parallèle avec lui un contact ouvert. On peut aussi déduire que, dans une somme booléenne, un terme égal à 1 est prédominant :

$$A + 1 = 1,$$

ce qui revient à dire que si l'on met en parallèle avec un contact (A) un contact systématiquement fermé (1), le courant passe (somme = 1) quel que soit A.

Cela ne signifie d'ailleurs pas que l'on puisse retrancher 1 aux deux membres de l'égalité $A + 1 = 1$, ainsi qu'on le fait en

algèbre ordinaire : nous aurions alors $A = O$, ce qui peut parfaitement être faux. On en conclut que la soustraction n'existe pas en algèbre de Boole.

D'autre part, supposons que (fig. 3) nous ayons placé en parallèle deux contacts commandés en même temps (commutateur à deux circuits) : il est bien évident que l'effet est le même que si l'on n'en avait utilisé qu'un seul :

$$A + A = A.$$

Enfin, si nous supposons que nous avons groupé en parallèle un ensemble de contacts, A, B, C et D par exemple, il est bien évident que l'on peut considérer que le courant passe par un certain groupe d'entre eux (si un des contacts de ce groupe est fermé, ou si plusieurs le sont) ou par les autres qui ne font pas partie du groupe, si l'un d'entre eux (ou plusieurs) est fermé, ce qui se traduit par le fait que :

$$(A + B) + C + D = A + B + C + D,$$

ce que l'on traduit en termes pompeux en disant que la somme booléenne est « associative ».

Le produit logique

Voici maintenant une nouvelle opération concernant les variables de Boole : le « produit logique ». On la définit comme suit :

On appelle produit logique de plusieurs variables A, B, C, ... L, une grandeur qui vaut :

1 si A et B et C ... et L valent 1 simultanément ;

0 si l'une quelconque des variables vaut zéro, ou si plusieurs d'entre elles valent zéro.

Ce produit se note $A \times B \times C \times \dots \times L$, ou encore A.B.C. ... L, ou ABC L.

On doit associer l'idée de produit de Boole à l'idée de contacts en série (fig. 4) : on ne trouvera de tension en S que si les interrupteurs A et B et C sont fermés simultanément. On associe

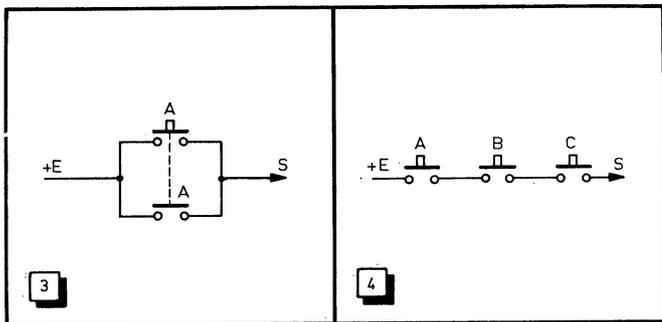


Fig. 3. — Deux interrupteurs commandés simultanément, mis en parallèle, ont exactement le même effet que si l'on n'en utilisait qu'un seul.

Fig. 4. — En plaçant plusieurs interrupteurs en série, il faut appuyer sur le poussoir A et sur le poussoir B et sur le poussoir C pour avoir de la tension en S : c'est la représentation de la fonction « et », autrement dit « produit logique ».

aussi l'idée de produit de Boole au mot *et*, au signe \times (ou simplement un point entre deux lettres, ou même, nous l'avons dit, à l'écriture côte à côte de ces lettres sans rien entre elles). On l'associe aussi à ce que l'on appelle, en théorie des ensembles, l'« intersection ».

Si nous revenons à nos billes, celles qui sont noires et lourdes (s'il y en a) ne peuvent appartenir qu'à l'ensemble des billes noires et à l'ensemble des billes lourdes simultanément. Elles seront rangées, dans notre disposition de la figure 2, à l'intérieur du cercle C et à l'intérieur du cercle P, donc dans la partie commune de ces cercles (s'ils en ont une). Dans le cas de la figure 2, ces billes seront dans la zone 5 ou dans la zone 8.

Cette « zone commune » à deux ensembles est désignée sous le nom d'« intersection », et on la symbolise, pour deux ensembles C et P, par le symbole \cap .

$$C \cap P \text{ (qui se lit « C inter P »)}.$$

C'est ce qui explique que plusieurs auteurs utilisent ce symbole pour désigner le produit logique. Nous utiliserons uniquement les notations indiquées plus haut : $A \times B$, ou A.B ou AB.

Propriétés du produit logique

Si nous réduisons à deux les facteurs du produit, nous aurons quatre cas possibles, correspondant à :

$$0 \times 0 = 0;$$

$$1 \times 0 = 0;$$

$$0 \times 1 = 0;$$

$$1 \times 1 = 1.$$

Bien entendu, comme nous n'avons pas considéré un ordre spécial de rangement des interrupteurs de la figure 4, on peut les placer dans un autre ordre sans changer leur effet, soit : $ABCD = BACD$, par exemple (produit booléen « commutatif »).

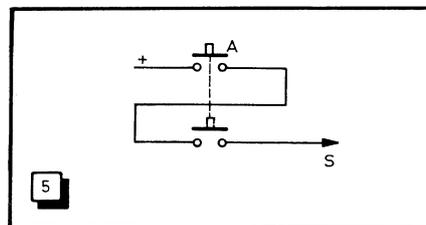


Fig. 5. — Deux contacts commandés simultanément et placés en série ont le même effet que si l'on n'en utilisait qu'un seul.

De même, si nous considérons un groupe de deux interrupteurs comme « autonome », A et B par exemple, il est bien évident que le courant ne passera que si, d'une part, A et B sont fermés ($A = 1$ et $B = 1$) et que, d'autre part, C est fermé et D est aussi fermé, ce qui se traduit par

$$ABCD = (AB)CD \text{ (produit booléen associatif).}$$

Dans un produit booléen, un facteur nul est prédominant, les autres ne comptent plus : $A \times 0 = 0$ (un contact ouvert en série avec le contact A empêche le passage du courant, quel que soit l'état du contact A).

Dans le produit booléen, le 1 est sans effet :

$$A \times 1 = A$$

(un contact fermé en série avec un contact A ne modifie pas l'action de A).

Evidemment, deux contacts placés en série et commandés ensemble (fig. 5) ont le même effet que s'il n'y avait que l'un d'entre eux :

$$A \times A = A.$$

Cette dernière égalité nous rappelle que le signe \times a ici un sens particulier, différent de celui qu'on lui donne en arithmétique. De plus, dans cette égalité, si l'on divisait les deux membres par A, on trouverait $A = 1$, ce qui peut ne pas être vrai, donc : la division n'existe pas en algèbre de Boole.

Distributivité

Il s'agit là d'un mot bien impressionnant pour dire tout simplement que l'on a, en algèbre de Boole comme en algèbre classique :

$$A(B + C) = AB + AC.$$

En effet, si nous considérons le réseau de contacts de la figure 6 a, il n'y aura de tension en S que si nous avons : A fermé ; et B ou C fermé (ou les deux fermés).

Il revient au même de dire qu'il n'y aura de tension en S que si nous avons : A et B fermés ; ou A et C fermés.

Ce qui se représente par $AB + AC$ et correspond au réseau de contact de la figure 6 b.

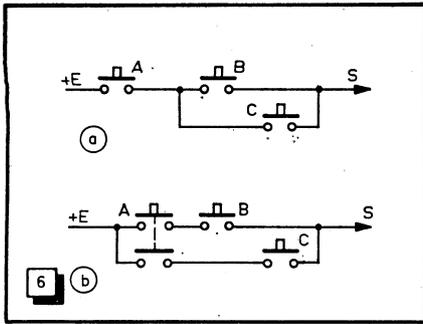


Fig. 6. — Sur le réseau de la figure (a), il faut, pour avoir de la tension en S, appuyer sur A et sur B ou sur C ; dans le réseau (b), le résultat est le même parce que, pour avoir de la tension en S, il faut appuyer sur A et sur B ou sur A et sur C.

Donc, si nous n'avons pas le droit de faire des divisions en algèbre de Boole, en revanche, nous avons le droit de faire des mises en facteur, de remplacer, par exemple, $AB + AC + ADE$ par $A(B + C + DE)$.

On généralise donc cette propriété à la multiplication d'une somme par une somme (somme et multiplication ayant le sens spécial booléen) :

$$(A + B)(C + D) = AC + AD + BC + BD.$$

Dernière opération booléenne : le complément

Nous comprendrions sans peine que les lecteurs s'impacientent : nous semblons bien loin du calcul électronique. Qu'ils se rassurent : nous y reviendrons bientôt, et cette fois « en force », puisque nous connaissons cette algèbre de Boole qui est un peu la langue universelle des circuits fondés sur la logique et la numération binaire.

Il nous faut encore définir une nouvelle opération booléenne, le « complément ». Le complément d'une variable, c'est tout simplement « ce que cette variable n'est pas » : c'est 1 si la variable vaut 0 ; c'est 0 si la variable vaut 1.

Ce complément se note de différentes façons ; pour notre part, nous adopterons le symbole constitué par un trait horizontal au-dessus de la variable. Le complément de A se note donc :

$$\bar{A},$$

qui se lit : « non A », « complément de A » ou aussi « A barre ».

Cette opération correspond à ce que l'on appelle le « contact repos » sur un interrupteur à poussoir : sur la figure 7, nous voyons que nous aurons de la tension sur la ligne supérieure quand A sera enfoncé (quand on appuiera sur le poussoir A) et qu'il n'y en aura pas quand on laissera le poussoir A dans sa position de repos (sans appuyer dessus). Cette sortie S_1 correspond à l'état de A ; nous pourrions donc noter $S_1 = A$. En revanche, sur la ligne du bas, ce sera le contraire : il y aura de la tension quand on laissera A dans sa position repos ; il n'y en aura pas si l'on appuie sur A. Nous pourrions donc noter :

$$S_2 = \bar{A}.$$

En appliquant cette opération à une seule variable, nous n'avons évidemment que deux cas :

$$\bar{\bar{1}} = 1 \text{ et } \bar{\bar{0}} = 0.$$

Sur le graphique de la figure 2, on peut dire que les billes « non noires » (c'est-à-dire blanches dans notre cas) sont toutes les billes situées à l'extérieur du cercle C (mais évidemment à l'intérieur du cercle R).

Si nous faisons le « complément du complément », soit $\bar{\bar{A}}$, nous obtenons évidemment A : le contraire du contraire c'est la même chose. On peut même envisager de faire cette opération de complément trois fois : $\bar{\bar{\bar{A}}}$ donne \bar{A} (en poussant à quatre fois, on retrouve A ; on sait bien que la « fausse imitation de simili-toc » est du « vrai »).

L'opération de complément peut se combiner à d'autres, en particulier à la somme booléenne ou au produit booléen. Par exemple, dans le réseau de contacts de la figure 8, on peut dire que l'on aura de la tension en sortie si l'on a actionné les poussoirs :

A et pas B ;
ou pas A et pas C ;
ou B et C.

La première ligne correspond à l'expression $A\bar{B}$; la deuxième à l'expression $\bar{A}\bar{C}$ (attention à ne pas confondre avec \overline{AC} , nous verrons que ce n'est pas du tout pareil) ; la troisième à l'expression BC . On peut donc dire :

$$S = A\bar{B} + \bar{A}\bar{C} + BC.$$

On voit déjà sur cette expression à quel point la notation de Boole permet d'exprimer sous forme succincte ce qui aurait demandé une longue explication embrouillée.

Quelques propriétés de la fonction complément

Si nous considérons la somme logique d'une variable A et de son complément \bar{A} , nous aurons évidemment une somme qui vaut 1, puisque l'un des deux termes vaut 1 :

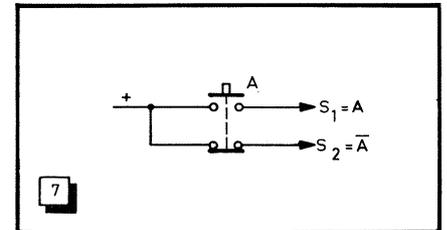
$$A + \bar{A} = 1.$$

Si cette fois, nous considérons le produit logique de A et de \bar{A} , comme l'un des deux termes est nul, le produit l'est aussi :

$$A\bar{A} = 0.$$

Il en résulte que nous pourrions, sans modifier une expression de Boole, lui ajouter (en somme booléenne) $A\bar{A}$ ou multiplier l'un de ses termes par $(A + \bar{A})$. On pourrait penser que c'est là une façon de compliquer inutilement une expression, mais ce serait conclure un peu vite.

Fig. 7. — Quand on appuie sur le poussoir A, on envoie de la tension sur la connexion S_1 et on cesse d'en envoyer sur la connexion S_2 , où il n'y a de tension que si l'on n'appuie pas sur A.



Considérons en effet l'expression :

$$S = AB + AC + B\bar{C}$$

Nous pouvons, sans la modifier, multiplier le premier terme (AB) par $(C + \bar{C})$, ce qui nous donne

$$S = AB(C + \bar{C}) + AC + B\bar{C}.$$

En développant le produit de AB par $C + \bar{C}$, il vient :

$$S = ABC + AB\bar{C} + AC + B\bar{C}.$$

Changeons l'ordre des termes, il vient :

$$S = ABC + AC + AB\bar{C} + B\bar{C}.$$

Nous pouvons mettre AC en facteur dans les deux premiers termes, et $B\bar{C}$ en facteur dans les deux derniers ; il vient :

$$S = (B + 1)AC + (A + 1)B\bar{C}.$$

Les deux parenthèses valent 1 chacune, nous pouvons donc les supprimer toutes les deux et on arrive à

$$S = AC + B\bar{C}.$$

Ce résultat peut surprendre : le terme AB a disparu de l'expression. Cela ne veut pas dire qu'il est nul (il ne le sera pas si $A = 1$ et $B = 1$), mais tout simplement qu'il est « inutile ». En effet, la présence des deux termes AC et $B\bar{C}$ rendent le terme AB inutile, et cela se voit aisément : un terme ne compte dans une somme que s'il vaut 1, or, si $AB = 1$, c'est-à-dire si

$A = 1$ et $B = 1$, les deux autres termes de la somme valent respectivement C et \bar{C} , donc la somme booléenne vaut toujours 1, quel que soit C . Donc, le terme AB ne peut intervenir dans la somme que dans le cas où « l'on n'a pas besoin de lui ».

Théorèmes de Morgan

Voici (enfin !) ce qui va terminer l'étude théorique de l'algèbre de Boole. Nous allons démontrer deux théorèmes assez simples, mais dont la démonstration exige une certaine attention.

Théorème 1. — Le complément d'un produit booléen est égal à la somme booléenne des compléments des facteurs.

Un tel théorème choque un peu ceux qui ont l'habitude de la belle symétrie de certains énoncés (genre « Le machin du Chose est égal au Chose du Machin » ou, par exemple « La projection d'une somme de vecteurs est égale à la somme des projections des vecteurs »). Mais cette forme n'est pas obligatoire : on sait bien que la dérivée d'un produit n'est pas le produit des dérivées.

Pour démontrer ce théorème, supposons que l'on désigne par A un premier personnage que l'on appelle Pierre ($A = 1$ signifiant : Pierre est présent ; $A = 0$ signifiant : Pierre est absent). On lira la variable B à un autre personnage appelé Paul ; $B = 1$ signifie alors que Paul est présent tandis que $B = 0$ signifie que Paul est absent.

Le terme AB correspond donc à la présence de Pierre et de Paul, c'est-à-dire à leur présence simultanée.

Le contraire de AB , soit \overline{AB} , correspond au contraire de la présence simultanée de Pierre et de Paul. S'ils ne sont pas tous les deux là, c'est qu'il y en a au moins un qui n'est pas là (Le rôle de Monsieur de La Palisse est considérable en algèbre de Boole). Il y a donc absence de l'un des deux (ou des deux). On peut dire qu'il y a donc : absence de Pierre, ou absence de Paul (ou absence des deux).

L'absence de Pierre, c'est \bar{A} ; l'absence de Paul c'est \bar{B} . On en déduit donc que :

$$\overline{AB} = \bar{A} + \bar{B},$$

ce qui constitue le premier théorème de Morgan.

Cela montre, en particulier, qu'il faut se garder de confondre \overline{AB} et $\bar{A}\bar{B}$.

Théorème 2. — Le complément d'une somme logique est égal au produit logique des compléments des termes de la somme.

Avec les mêmes conventions que tout à l'heure, nous voyons que $A+B$ représente la présence de Pierre ou de Paul (ou des deux), c'est-à-dire la présence de l'un des deux au moins.

Le contraire, soit $\overline{A+B}$, signifie le contraire de la présence d'au moins un des deux, donc l'absence des deux, autrement dit l'absence de Pierre (A) et l'absence de Paul (B), soit :

$$\overline{A+B} = \bar{A}\bar{B}.$$

Ceci montre que l'on ne doit pas confondre $\overline{A+B}$ avec $\bar{A}+\bar{B}$.

Termes et variables inutiles

Il ne s'agit plus maintenant de notions nouvelles, mais d'applications de ce que nous venons d'apprendre. Nous avons déjà vu plus haut un exemple d'expression dans laquelle un terme était inutile (le terme AB dans la somme $AB + AC + \bar{B}\bar{C}$). Il y a plusieurs cas où l'on peut ainsi éliminer un terme inutile, ou une variable inutile.

Soit, par exemple, l'expression

$$S = A + \bar{A}B.$$

Nous allons démontrer que la variable \bar{A} dans le second terme est inutile. D'abord, la logique nous l'aurait montré : le second terme n'a pas d'intérêt si $A = 1$ (la somme vaut alors 1, quel que soit le second terme). Il ne peut jouer de rôle que si $A = 0$, et dans ce cas, la variable \bar{A} qui vaut 1 ne modifie pas la valeur de B .

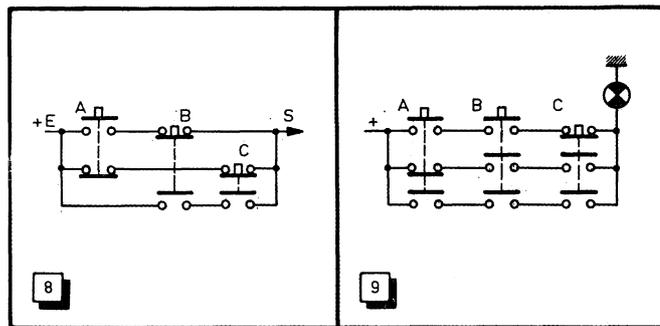


Fig. 8. — Dans ce réseau de contacts, la ligne du haut envoie de la tension en S si $A = E$ et $B = 0$ (en appuyant sur A et pas sur B) ; elle correspond à l'expression AB . La ligne médiane correspond à AC (envoie de tension si l'on appuie ni sur A , ni sur C), la ligne du bas à BC , le tout correspondant à l'envoi de tension en S suivant l'expression :

$$S = A\bar{B} + \bar{A}C + BC.$$

Fig. 9. — Pour allumer la lampe L suivant un « programme » donné en fonction des positions possibles des poussoirs A , B et C , il faut réaliser le réseau de contacts ci-dessus, pour obtenir l'expression :

$$L = ABC + \bar{A}BC + ABC.$$

Maintenant, une démonstration plus algébrique. Prenons le complément de S :

$$\bar{S} = \overline{A + \bar{A}B}.$$

Appliquons au second membre le deuxième théorème de Morgan :

$$\bar{S} = \bar{A}(\bar{A}B).$$

Appliquons à la parenthèse le premier théorème de Morgan :

$$\bar{S} = \bar{A}(\bar{A} + B) = \bar{A}(\bar{A} + B) = \bar{A}\bar{A} + \bar{A}B.$$

Dans la dernière forme de l'expression, nous pouvons supprimer $\bar{A}\bar{A}$ qui est toujours nul. Il nous reste donc :

$$\bar{S} = \bar{A}B.$$

Or, le second membre, d'après le second théorème de Morgan, est égal au complément de la somme $A+B$, soit

$$S = A+B.$$

En prenant les compléments des deux membres, il vient :

$$S = A+B.$$

Nous avons donc démontré que l'on peut remplacer $A + \bar{A}B$ par $A + B$. Cela reste vrai pour l'expression

$$S = X + \bar{X}Y,$$

où X et Y désignent non plus des variables, mais des combinaisons booléennes de variables, par exemple :

$$S = ABC + \bar{A}BC (GE + F\bar{H})$$

se simplifie en

$$S = ABC + GE + F\bar{H}.$$

La recherche des variables et termes inutiles est fondamentale. En effet, nous avons vu que, à tout réseau de contacts correspond une expression booléenne et, réciproquement, à toute expression booléenne, correspond un réseau de contacts. Donc, à partir d'un réseau de contacts établis par des raisonnements classiques, on peut passer à une expression de Boole, la simplifier, et repasser à un nouveau réseau de contacts plus simples. D'ailleurs, quand nous parlons ici de réseaux de contacts, nous avons dans l'idée l'application de cette méthode aux « circuits logiques » dont nous allons bientôt parler et qui sont les éléments fondamentaux des calculateurs arithmétiques.

Nous signalerons pour terminer une « curiosité booléenne » ; il s'agit de l'expression :

$$S = A\bar{B} + B\bar{C} + C\bar{A} + \bar{A}B + \bar{B}C + \bar{C}A,$$

dans laquelle chaque terme (pris individuellement) est inutile. Il ne faudrait pas en conclure que tous les termes sont inutiles.

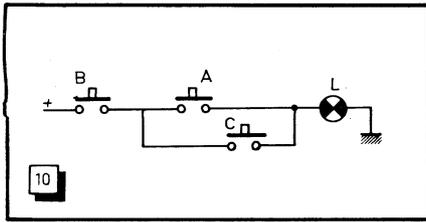


Fig. 10. — L'expression correspondant à la figure 9 se simplifie par l'algèbre de Boole en : $L = B(A + C)$; on peut utiliser un réseau de contacts plus simple donnant le même résultat.

globalement et que l'on peut les supprimer tous : en prenant, par exemple, $A = 1$ et $B = 0$, le premier terme $A\bar{B}$ vaut 1 et S vaut 1. En réalité, chaque terme est rendu inutile par la présence de deux autres termes. Par exemple, le premier terme $A\bar{B}$ est rendu inutile par la présence des cinquième et sixième termes, qui, pour $A\bar{B} = 1$ (soit $A = 1$ et $B = 0$) deviennent respectivement C et \bar{C} dont la somme vaut toujours 1.

En examinant cette expression de plus près, on s'aperçoit que chacun des trois premiers termes est rendu inutile par deux des trois derniers termes; on peut donc supprimer :

- soit les trois premiers termes;
- soit les trois derniers termes.

Il est d'ailleurs possible de démontrer que la somme booléenne des trois premiers termes est égale à la somme booléenne des trois derniers. Nous recommandons vivement aux lecteurs de la revue de le faire, à titre d'exercice de manipulation des opérations booléennes et des théorèmes de Morgan (mettons les sur la voie en indiquant que l'on commence par prendre le complément de la somme des trois premiers termes et le complément de la somme des trois derniers).

Obtention d'une fonction donnée

On peut arriver assez facilement à trouver la fonction booléenne qui répond à des exigences données, et c'est à cela que vont tendre les quelques exemples que nous donnerons ci-après.

Comme premier exemple, nous citerons le « ou exclusif ». Il s'agit de trouver une fonction S de deux variables A et B , qui vaille :

- zéro* si A et B valent zéro l'un et l'autre;
- un* si A vaut zéro et B vaut 1, ou si A vaut 1 et B vaut 0;
- zéro* si A et B valent 1 tous les deux.

Nous pouvons trouver deux formes de cette fonction selon que nous exprimerons ce que nous voulons de deux façons différentes.

En effet, nous pouvons dire que la fonction vaut 1 si l'on trouve un 1

pour A et pas pour B ou pour B et pas pour A .
 $A \times \bar{B}$ + $B \times \bar{A}$.

Nous avons pris soin, ici, d'écrire sous chaque mot significatif le symbole correspondant. Nous trouvons donc la forme
 $S = A\bar{B} + B\bar{A}$.

Mais nous pourrions dire aussi que S vaut 1 si A ou B vaut 1, mais pas si A et B valent 1 simultanément soit :

A ou B et pas A et B
 $(A + B) \times \bar{AB}$

Soit : $S = (A + B)\bar{AB}$ (qui se transforme facilement en $AB + B\bar{A}$ par l'application du théorème de Morgan à \bar{AB}).

Les trois lampes

Non, il ne s'agit pas d'un conte oriental, mais plus simplement de trois ampoules, que nous désignerons respectivement par L , M et N et qui doivent être commandées par trois poussoirs, désignés respectivement par A , B et C selon un certain programme que précise le tableau ci-dessous :

Poussoirs enfoncés	Lampes allumées
Aucun	Aucune
A seul	Aucune
B seul	N seule
C seul	M et N ensemble
A et B ensemble	L seule
B et C ensemble	L et N ensemble
A et C ensemble	M seule
A et B et C tous ensemble	L seule

Si nous examinons, par exemple, quand la lampe L est allumée (en lisant le tableau de droite à gauche), nous voyons que cette lampe s'allume (seule ou en même temps qu'une autre) si l'on agit sur les poussoirs :

- A et B et pas C ;
- ou B et C et pas A ;
- ou A et B et C .

Une telle liste de possibilités se résume par la formule suivante (qui traduit par les symboles booléens les mots « ou », « et », « pas ») :

$$L = AB\bar{C} + B\bar{C}A + ABC$$

Si nous ne connaissons pas les règles de manipulation des expressions booléennes, nous réaliserions le réseau de contacts permettant de commander L selon le programme comme le montre la figure 9.

Mais, comme nous savons réduire une expression de Boole, nous allons mettre en facteur AB dans le premier et le troisième terme et cela donnera :

$$L = AB(\bar{C} + C) + B\bar{C}A$$

la parenthèse vaut 1, on peut la supprimer et l'on a $L = AB + B\bar{C}A$, soit, en mettant B en facteur, $L = B(A + \bar{C}A)$.

La parenthèse peut se simplifier, comme nous l'avons déjà vu, et se réduire à $A + C$. Il vient donc

$$L = B(A + C) \quad (\text{ou bien } L = BA + BC)$$

Une telle expression correspond au réseau de contacts que représente la figure 10 : il comporte trois contacts au lieu de 9 ! Merci, Monsieur Boole !

Si l'on veut voir à quel moment la lampe M est allumée, on trouve que cela correspond à agir sur les poussoirs suivants :

- C et pas A et pas B
- ou A et C et pas B ,

soit, en expression de Boole :

$$M = C\bar{A}\bar{B} + AC\bar{B}$$

ou, après mise en facteur de $\bar{C}B$,

$$M = \bar{C}\bar{B}(\bar{A} + A) = \bar{C}\bar{B}$$

Enfin, pour connaître les conditions d'allumage de N , en raison de l'expérience que nous avons déjà, nous passerons directement à l'expression de Boole en examinant les trois cas possibles sur le tableau (correspondant aux trois lignes où nous trouvons N allumée, seule ou avec d'autres) :

$$N = \bar{A}B\bar{C} + \bar{A}\bar{B}C + \bar{A}BC$$

où nous mettrons $\bar{A}B$ en facteur dans le premier et le troisième terme, ce qui donne

$$N = \bar{A}B(\bar{C} + C) + \bar{A}\bar{B}C$$

$$= \bar{A}B + \bar{A}\bar{B}C = \bar{A}(B + \bar{B}C) = \bar{A}(B + C)$$

Tant pour la lampe M que pour la lampe N , l'emploi des simplifications de Boole nous a permis de réduire énormément la complexité des réseaux. Quand on pense à quel point ce type de raisonnement a diminué le nombre des contacts utilisés dans des équipements industriels, on a peine à comprendre pourquoi les fabricants de relais n'ont pas perdu Boole en effigie !

(A suivre)

J.-P. CEHMICHEN

Radio-Constructeur

PÊLE-MÊLE

ÉLECTRONIQUE

Vous trouverez, dans les pages qui suivent, quelques dispositifs électroniques simples qu'il vous sera facile d'expérimenter.

★ TRANSISTORS UTILISÉS EN REDRESSEURS ★

Dans les redresseurs destinés à la charge des batteries d'accumulateurs, on emploie souvent des diodes de puissance pour le redressement, et des transistors, également de puissance, pour la commande du courant de charge. Dans le schéma proposé ici, chaque bras du redresseur bi-alternance est équipé d'un transistor de puissance, qui constitue, en même temps, un régulateur de courant.

Les deux bases des transistors redresseurs reçoivent leur polarisation à partir d'un redresseur auxiliaire à diodes D_1 et D_2 , et à travers la jonction collecteur-émetteur du transistor T_3 . La résistance de cette jonction et, par conséquent, le courant de polarisation des transistors T_1 et T_2 , peuvent être commandés par le potentiomètre R_1 , qui permet de modifier le courant de charge dans de larges limites.

L'accumulateur à charger doit être connecté aux bornes de sortie « plus » à « plus » et « moins » à « moins ». Mais ce redresseur peut être également utilisé en tant que résistance variable pour la décharge d'un accumulateur, auquel cas ce dernier doit être connecté en sens contraire et l'alimentation secteur coupée.

L'ensemble peut être monté sur une plaque en aluminium de 120×250 mm, qui servira, en même temps, de radiateur aux trois transistors. Il est recommandé de fixer ces derniers aussi loin que possible l'un de l'autre.

Le transformateur d'alimentation devra avoir un circuit magnétique à section de noyau d'au moins 16 cm^2 . Pour 220 V au primaire, on mettra 660 spires en fil émaillé de 0,4 mm. Pour le secondaire, et une tension de sortie nominale de 12 V, il faut prévoir 2×45 spires en fil émaillé de 2 mm.

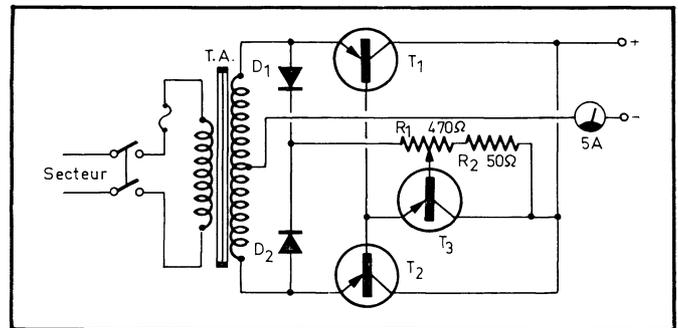
Les diodes D_1 et D_2 peuvent être de n'importe quel type, à choisir parmi les suivants : OA200, OA95, BA100, etc.

Quant aux transistors, on prendra des 2N463, SFT240 ou OC36 en T_1 et T_2 , et un AD148, AD139 ou OC26 en T_3 .

Pour ne pas « tuer » les transistors, il est nécessaire de s'assurer, avant la mise en service, que le curseur de R_1 se trouve

complètement vers les deux diodes, c'est-à-dire que les bases des transistors redresseurs reçoivent une tension positive maximale. Lorsque l'accumulateur à charger est connecté, on règle R_1 de façon à obtenir un courant de charge de valeur nécessaire.

(D'après « Radio », U.R.S.S.)



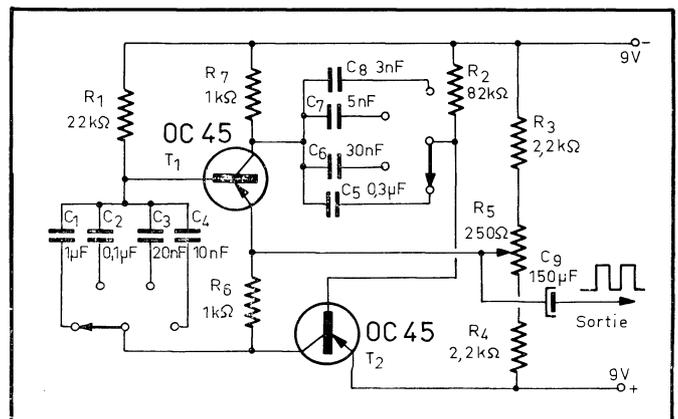
★ UN GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS RECTANGULAIRES ★

Ce générateur est formé par un multivibrateur à deux transistors connectés en série, ce qui aboutit à un schéma simple et permet d'obtenir un signal rectangulaire dont la forme est presque parfaite.

Quatre fréquences de fonctionnement sont prévues : 100 Hz ; 1, 5 et 10 kHz, commutables à l'aide du contacteur S_1 . Le rapport cyclique des impulsions produites est égal à 1, ce qui veut dire que la durée d'une impulsion est égale à celle de la « pause », ou encore que ces impulsions sont symé-

triques. D'autre part, la durée des impulsions peut être légèrement modifiée par le potentiomètre R_5 .

Lorsque la tension d'alimentation est de 9 V, l'amplitude crête à crête des impulsions produites est de 5 V environ. En modifiant la valeur des capacités C_1 à C_6 , on peut obtenir des fréquences de récurrence différentes de celles indiquées. A la place des transistors OC45, on peut utiliser des AF116 ou AF117.



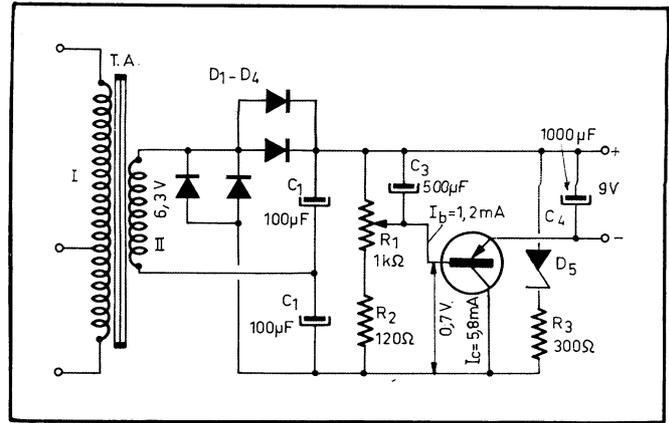
ALIMENTATION STABILISÉE POUR RÉCEPTEUR PORTATIF

Le redresseur du schéma ci-dessous fonctionne en doubleur de tension et la tension redressée est stabilisée à l'aide du transistor T_1 et de la diode Zener D_5 . Le potentiomètre R_1 permet d'ajuster la tension de sortie, dont la valeur maximale est d'un peu plus de 9 V. Lorsque le courant consommé par le circuit d'utilisation varie entre 5 et 200 mA, la tension à la sortie ne varie pas de plus de 100 à 250 mV.

Le transformateur d'alimentation T.A. est un modèle quelconque, à primaire 125-230 V et à secondaire 6,3 V. On les trouve couramment dans le commerce. Les diodes de redressement D_1 - D_4 peuvent être des OA210 ou BY100, par exemple. La diode Zener D_5 , prévue pour une tension nominale de 12 V, peut être une OAZ213.

Enfin, en tant que transistor, on peut utiliser un 2N251, OC28, 2N158, etc.

Toutes les tensions et tous les courants indiqués sur le schéma doivent être mesurés à circuit d'utilisation ouvert, le poten-



tiomètre R_1 étant réglé de façon à avoir, à peu près, 900 Ω entre la base et la sortie « plus » du redresseur, et 150 Ω entre la base et le collecteur.

La tension de sortie doit être de 9 V, dans ces conditions. Ensuite, après avoir connecté la charge, on mesure de nouveau

la tension sur la base, qui doit subir une légère diminution, ce qui montre que l'ensemble fonctionne normalement.

Il est très utile de munir cet ensemble d'un voltmètre à déviation totale de 10 V, connecté aux bornes de sortie.

(D'après « Radio ». U.R.S.S.)

COMMENT MESURER LE TAUX DE DISTORSION

Pour apprécier rapidement le taux global de distorsion, on peut réaliser un montage très simple ci-dessous. Son entrée sera connectée à la sortie de l'amplificateur, par exemple aux bornes de la bobine mobile du H.P., tandis que sa sortie aboutira à un millivoltmètre B.F. ou, à la rigueur, à l'entrée verticale d'un oscilloscope.

Le circuit parallèle L_1 - C_2 - C_3 est accordé sur la fondamentale du signal appliqué (par exemple 1 kHz). On commence par placer

l'inverseur S_1 en position 1 et on règle R_1 de façon à avoir une certaine tension U_1 à la sortie, par exemple 1 V. Ensuite, on fait passer S_1 en 2 et on ajuste simultanément le C.V. double C_{2a} - C_{2b} et la résistance R_2 , de façon à obtenir, à la sortie, une tension minimale U_2 . Le taux de distorsion k est alors donné, en pour cent, par la relation :

$$k = \frac{U_1}{U_2} \cdot 100.$$

Pour une fréquence de mesure de l'ordre de 1000 Hz, on peut prendre, en tant qu'inductance L_1 , une « self » de filtrage de quelque 8-15 H, à résistance propre de 100 à 200 Ω . Le calcul des capacités, lorsqu'on connaît la valeur de L_1 se fait par la relation

$$C_2 = C_3 \approx \frac{50\,600}{f^2 L},$$

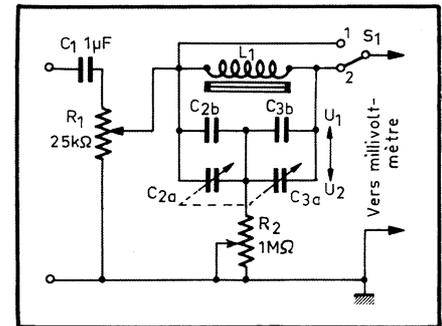
Prévu pour la mesure des tensions continues uniquement, ce voltmètre présente une résistance propre de l'ordre de 200 k Ω /V. Il comprend un transistor au silicium T_1 , qui est un OC202 dans la description originale, un microampèremètre M de 100 μ A à déviation totale (résistance propre de 480 à 500 Ω), un contacteur S_1 à cinq positions, quelques résistances et une diode Zener.

La tension mesurée est appliquée au transistor à travers un diviseur formé par une des résistances choisies par le contacteur de sensibilités S_1 et par le circuit R_6 - R_7 - R_8 . Le gain procuré par le transistor permet de multiplier par 20 à peu près la sensibilité du microampèremètre.

Le point de fonctionnement du transistor utilisé est choisi une fois pour toutes par le diviseur R_6 - R_7 - R_8 - R_{13} , où R_8 et R_{13} sont des résistances ajustables ou semi-variables. Le réglage du zéro se fait par R_{10} . La tension d'alimentation est stabilisée par la diode Zener DZ_1 .

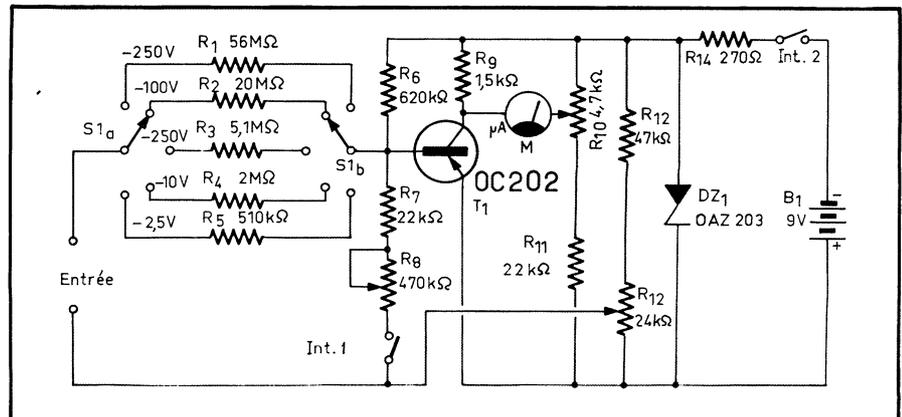
Le transistor OC202 est un 300 mW, admettant un courant I_c maximal de 50 mA et présentant un gain β de 30 environ. La diode DZ_1 a une tension Zener nominale de 6,2 V et une puissance de 250 mW.

(D'après « The Radio Constructor ».)



où C_2 et C_3 , comprenant la partie fixe et variable, sont exprimés en picofarads, L étant en henrys et f en kilohertz. On voit que, pour $f = 1$ kHz et $L = 10$ H, on obtiendra $C_2 = C_3 = 5060$ pF. On prendra deux condensateurs fixes de 4 700 pF, par exemple, et un bloc de C.V. de 2×490 pF.

VOLTMÈTRE A UN SEUL TRANSISTOR



UN GÉNÉRATEUR BI-FRÉQUENCES A TRANSISTORS

Un signal sonore à deux fréquences alternées attire toujours beaucoup plus l'attention qu'un signal simple. Le générateur dont le schéma est représenté ci-dessous permet d'obtenir deux fréquences alternées, de 150 et 700 Hz environ. La durée des deux signaux est la même, mais elle peut être ajustée à volonté.

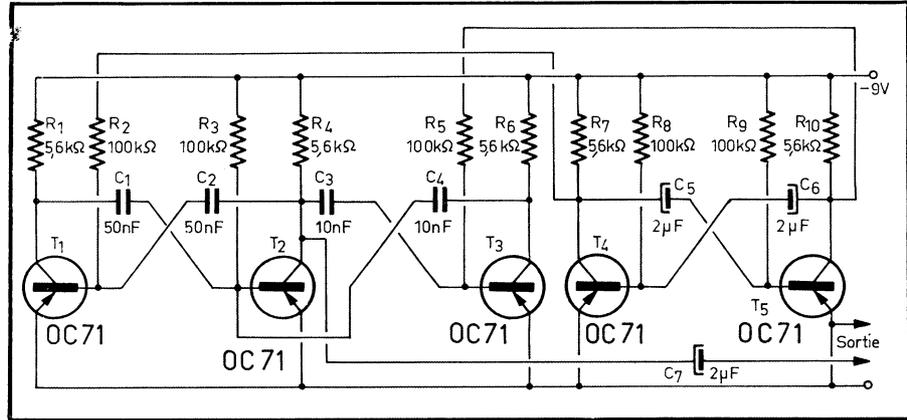
Les transistors T_1 , T_2 et T_3 forment deux multivibrateurs produisant les deux signaux ci-dessus, le transistor T_2 représentant l'élément commun des deux oscillateurs. Chaque des deux multivibrateurs est mis alternativement en service à l'aide d'un troisième multivibrateur « pilote », formé par les transistors T_4 et T_5 , dont la fréquence de récurrence détermine la « cadence », à laquelle se succèdent les deux signaux.

Lorsque la tension sur le collecteur de T_4 est égale à celle d'alimentation (T_4 bloqué), c'est le multivibrateur 150 Hz qui fonctionne (transistors T_1 et T_2), tandis qu'à l'« alternance » suivante (T_5 bloqué), c'est le multivibrateur 700 Hz qui fonctionne.

La fréquence de chacun des signaux peut être ajustée en agissant sur les capacités C_1 , C_2 , C_3 et C_4 , tandis que la cadence de changement de tonalité dépend des éléments du multivibrateur T_4 - T_5 .

La tension d'alimentation est de 9 V, l'amplitude des impulsions produites présente à peu près la même valeur et la consommation est de quelque 5 mA.

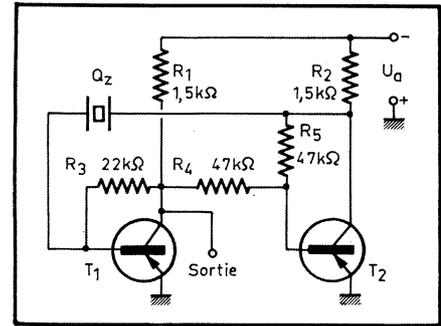
(D'après « The Radio Constructor ».)



Son schéma, très simple, est représenté ci-dessous. Comme il ne comporte aucune bobine, il est particulièrement indiqué partout où il s'agit de réduire au minimum l'encombrement. Il peut être utilisé pour obtenir des impulsions de synchronisation à fréquence de récurrence très stable, ou en tant que générateur « étalon », dans la plage allant de 3 kHz à 10 MHz environ, suivant la fréquence propre du quartz. La tension d'alimentation U_a peut être de 2 à 30 V, en tenant compte des caractéristiques des transistors utilisés, qui peuvent être de n'importe quel type « commutation ». Si l'on emploie des n-p-n, la polarité de la batterie devra être inversée.

(D'après « Radio und Fernsehen », n° 21, 1966.)

UN MULTIVIBRATEUR A QUARTZ



On sait que la fréquence d'un multivibrateur dépend d'une façon très sensible de la tension d'alimentation, en particulier. Lorsqu'il s'agit d'un multivibrateur à transistors, il s'y ajoute également l'influence de la température ambiante.

Le montage dont le schéma est représenté ci-dessous fournit, lui, un signal rectangulaire dont la stabilité en fréquence est excellente. La fréquence des impulsions rectangulaires est stabilisée à l'aide d'un générateur sinusoïdal utilisant le transistor T_1 , et qui sert en quelque sorte de pilote pour le multivibrateur T_2 - T_3 .

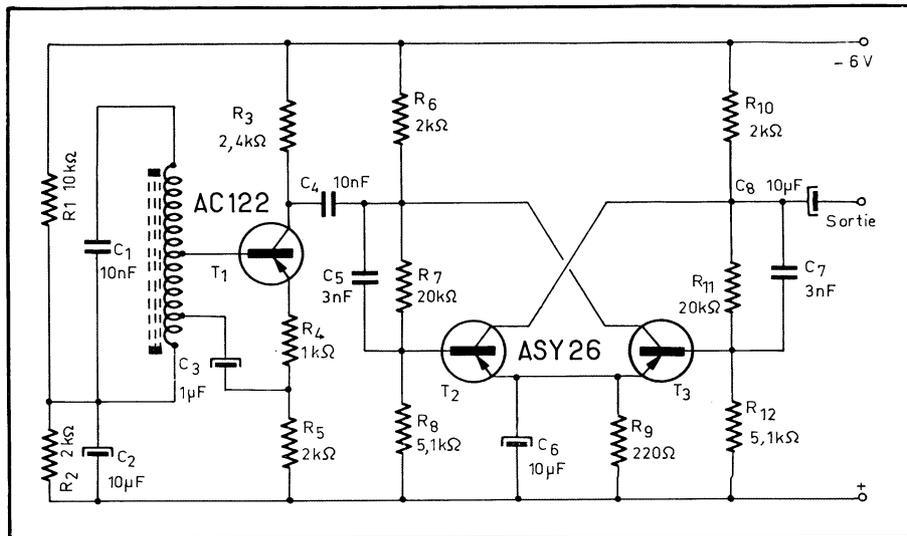
Pour obtenir une oscillation aussi stable en fréquence que possible, il faut choisir pour le circuit oscillant C_1 - L_1 un condensateur à coefficient de température le plus faible possible, ce qui est généralement le cas de condensateurs au mica.

La bobine L_1 , réalisée sur un bâtonnet en ferrite, comporte 400 spires en fil émaillé, ou émail-soie, de 0,16 mm, avec prises à 42 et 102 spires.

La fréquence des impulsions rectangulaires peut être modifiée en faisant varier la valeur de C_1 ou l'inductance de L_1 , mais l'article original ne dit pas pour quelle fréquence les valeurs ci-dessus sont prévues.

(D'après « Funkschau », 1965.)

UN GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS RECTANGULAIRES STABILISÉ EN FRÉQUENCE



(Suite : voir "Radio-Constructeur" nos 236 à 239)

II. — LE TUNER U. H. F.

D. — Caractéristiques d'un tuner U. H. F.

Sans entreprendre l'étude théorique ou technologique d'un tuner U.H.F., nous croyons utile de souligner, parmi ses caractéristiques, celles qui sont en rapport direct avec la maintenance des téléviseurs. Nous nous en tiendrons au type classique, à accord continu par condensateurs variables accouplés.

Les bandes de fréquence couvertes (IV et V) s'étendent de 470 à 860 MHz, c'est-à-dire que la fréquence maximale est presque quatre fois plus élevée que celle de la bande III en V.H.F. Ces bandes de fréquence sont divisées en 49 canaux, numérotés de 21 à 69, ayant chacun une largeur de 8 MHz entre fréquences limites. En fait, à l'intérieur de ces limites, les porteuses « vision » et « son » se trouvent distantes de 6,5 MHz. Par exemple, les fréquences limites du canal 40 sont

662 et 630 MHz; la porteuse vision est à 623,25 MHz et la porteuse son à 629,75 mégahertz.

La largeur de la bande transmise par le tuner, à 3 dB, est comprise entre 6,5 et 8,5 MHz. La valeur normalisée de la F.I. « son » est de 39,20 MHz, et celle de la F.I. « vision » de 32,70 MHz. La réjection de la fréquence intermédiaire est supérieure à 50 dB, et celle de la fréquence-image supérieure à 40 dB.

La figure 1 montre les positions respectives, par rapport à l'axe des fréquences, de la courbe de réponse idéale d'un tuner, relevée à la sortie de celui-ci (a), de la courbe de réponse F.I. vision en V.H.F. (b), et de la courbe de réponse F.I. vision en U.H.F. (c).

L'oscillateur du tuner doit délivrer un signal local de fréquence égale à la différence de celle du signal incident et de la F.I., ce qui fait que sur le canal 69, la fréquence locale dépasse les 800 MHz. En nous souvenant des problèmes posés par la stabilité en fréquence de l'oscillateur V.H.F., nous pouvons facilement concevoir ceux inhérents à l'oscillateur U.H.F.

L'ordre de grandeur de la dérive de l'oscillateur est assez difficile à connaître, car les indications fournies à ce sujet sont imprécises. C'est ainsi que, pour un tuner à tubes des premières fabrications (1962), on mentionne que la dérive de fréquence est inférieure à 400 kHz, mais on ne donne aucune précision sur les conditions de mesure. Ailleurs, pour un tuner à transistors de fabrication 1965, le constructeur annonce une dérive maximale de 600 kHz pour une variation de température de 25 à 55 °C. Cette incidence de la température est, dans la pratique, réduite par une disposition rationnelle du tuner dans le téléviseur. Des chiffres se rapportant à des conditions moyennes d'utilisation seraient, là encore, plus significatifs.

Il faut d'ailleurs distinguer la dérive à court terme, réversible et intervenant entre le début et la fin d'une séance d'utilisation du téléviseur, de la dérive à long terme, non réversible, due au vieillissement des composants. C'est surtout du fait de la seconde que le réglage d'accord du tuner exige une retouche de temps à autre. Cette retouche est assez délicate à effectuer pour un téléspectateur. En effet, une rotation de 0,1° de l'axe des

C.V. correspond à un désaccord d'environ 250 kHz. Bien que le rapport de démultiplication soit de l'ordre de 40/1 pour le réglage fin, l'accord précis demande quelque dextérité.

Trois condensateurs variables, dont les rotors sont entraînés simultanément par un axe, constituent la commande unique d'accord des circuits résonnants du tuner. Quand on sait que, dans un simple récepteur radio AM, la valeur réelle de la F.I. à la sortie du changement de fréquence est loin d'être constante tout au long d'une gamme, on évalue les difficultés soulevées par l'alignement optimal d'un tuner U.H.F. pour chaque canal de la bande de fréquences à couvrir. A la mise au point, on dispose, pour l'alignement, des procédés classiques : capacités ajustables et réglage de l'écartement des lames extrêmes des C.V., lames découpées en plusieurs secteurs. Mais il est évident que ces dispositifs ne peuvent procurer un alignement parfait que sur un certain nombre de points de la course des C.V., points entre lesquels on doit admettre un compromis.

Aux fréquences considérées, et vu la faible valeur maximale des capacités d'accord, on peut voir, sur un canal donné, une erreur de fréquence intermédiaire de plusieurs centaines de kilohertz. Dès l'origine, on a pu constater, de ce fait, de notables différences de performances entre des tuners de la même fabrication, fonctionnant sur le même canal, toutes choses égales par ailleurs.

Enfin, il existe également une tolérance dans la courbe représentative de la fréquence porteuse « son », choisie comme fréquence-repère d'un canal, en fonction de la position angulaire de l'axe des C.V. Cette tolérance peut atteindre 12 MHz en fréquence, ou 15° en angle. Mais un tel écart est peu sensible devant l'imprécision de la plupart des cadrans associés au tuner, cadrans gradués tous les cinq canaux, ou encore plus simplement, de zéro à dix.

E. — Maintenance du tuner U. H. F.

Après quelques années d'expérience, diverses anomalies possibles dans le fonctionnement d'un tuner peuvent être déga-

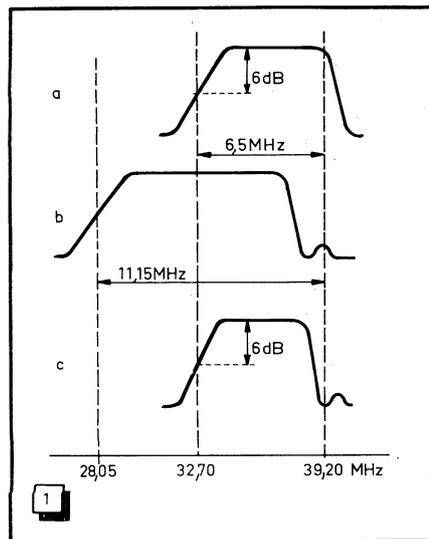


Fig. 1. — Positions respectives, par rapport à l'axe des fréquences, de la courbe de réponse idéale d'un tuner U.H.F. (a), de la courbe de réponse F.I. vision en V.H.F. (b), et de la courbe de réponse F.I. vision en U.H.F. (c).

gées. Leurs causes résident la plupart du temps dans les composants actifs, c'est-à-dire les tubes et les transistors. Les composants passifs sont d'ailleurs en petit nombre, et les problèmes posés en V.H.F. par les contacts sont ici complètement éliminés.

En théorie, aux fréquences mises en jeu, la dispersion de caractéristiques des composants actifs exige que leur remplacement soit suivi d'un réalignement **en usine** des circuits accordés. Si l'on s'en tient à cette prescription, édictée dès l'avènement de la deuxième chaîne par certains constructeurs, la maintenance d'un tuner doit se borner à son remplacement pur et simple. Des considérations d'ordre économique ont cependant poussé les praticiens du dépannage TV à tenter sur les tuners des interventions plus ou moins hardies, avec un pourcentage variable de résultats satisfaisants.

D'une façon générale, ces résultats ont été obtenus sur des tuners à tubes, tout au moins en ce qui concerne les composants actifs. Les tentatives de remplacement de transistors, dont nous avons eu connaissance, ont, en effet, échoué. Nous pouvons donc surtout examiner avec quelque profit les manifestations des tubes, après en avoir dit quelques mots.

1. — Les tubes

La figure 2 rappelle la constitution d'un tuner. La représentation « réelle » du boîtier, de ses compartiments, et des lignes accordées, permet littéralement de voir les couplages inductifs entre les étages. Le dessin particulier des connexions de la grille de V1 indique que ce tube est monté avec grille à la masse, et que la grille joue le rôle d'un blindage entre le circuit d'entrée (côté cathode) et celui de sortie (côté anode). Le tube V1 amplifie le signal U.H.F. incident. Quant à V2, il remplit les

fonctions d'oscillateur local, et de mélangeur. Il est également monté avec grille à la masse, et attaqué par la cathode, mais ici les circuits d'entrée et de sortie sont faiblement couplés, ce couplage étant nécessaire à l'entretien de l'oscillation locale.

Le tube EC 88 (V1), de même que son correspondant PC 88 destiné aux montages à chauffage série, a été conçu spécialement pour les fréquences très élevées, auxquelles les capacités entre électrodes et la self-induction de leurs connexions internes doivent être extrêmement réduites. Ainsi, la capacité anode-cathode n'est que de 0,055 pF. D'autre part, comme on le voit sur la figure 3, la grille possède cinq sorties, dont la mise en parallèle permet de réduire la self-induction parasite. Enfin, les broches du tube sont dorées, afin de diminuer leur résistance de contact avec le support.

La pente du tube EC 88 est de 13,5 mA/V, sa dissipation anodique de 2 W, et son courant anodique de 12,5 mA pour une tension grille de -1,3 V. Toutes ces caractéristiques sont un peu supérieures à celles du tube ECC 189, mais elles correspondent à une tension anodique de 160 V au lieu de 90 V.

Pour le tube EC 86, ou son correspondant PC 86, on trouve des valeurs semblables. Ce tube est spécialement conçu pour la fonction oscillatrice, mais il est construit, comme le EC 88, selon la technique de la grille-cadre; de ce fait, sa capacité grille-cathode est assez importante : 3,8 pF, et varie de 2 pF suivant qu'elle est mesurée à froid ou à chaud. Il est donc nécessaire de recourir, comme dans le sélecteur V.H.F., à une compensation extérieure de cette variation de capacité, afin de maintenir la dérive de la fréquence locale dans des limites acceptables.

La figure 4 reproduit les courbes de va-

riation, en fonction de I_a , de la pente S, de la résistance interne R_i , et du coefficient d'amplification μ du tube EC 86.

La polarisation des tubes V1 et V2 de la figure 2 est obtenue à l'aide d'une résistance de cathode. La tension de polarisation est donc fixe, ainsi que le gain, les grilles ne pouvant recevoir une tension de C.A.G. De ce fait, les tubes d'un tuner fonctionnent en permanence à leur dissipation anodique maximale. Leur ampoule atteint une température très élevée, et se refroidit mal, car le blindage qui la recouvre ne possède pas d'orifices de

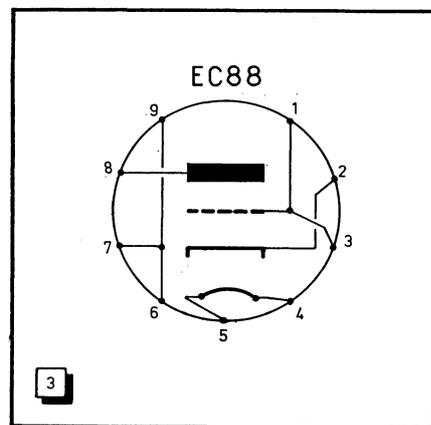


Fig. 3. — Le tube amplificateur U.H.F., EC 88, fonctionne avec grille à la masse. Pour réduire le plus possible la self-induction des connexions de grille, cette électrode est reliée à cinq sorties, mises en parallèle.

ventilation. Certes, lorsque le téléviseur reçoit en V.H.F. les émissions du premier programme, les tubes du tuner ne débitent pas. Mais, même dans ce cas, leur durée de vie utile est courte, de l'ordre de deux ans. Nous ne nous étendrons pas sur les symptômes de l'affaiblissement de ces tubes, en tous points semblables à ceux qu'on peut observer sur les tubes du sélecteur de canaux : manque de contraste, « souffle » dans le son et dans l'image, instabilité verticale, principalement.

Le contrôle des tubes d'un tuner ne peut se faire que par essai de remplacement. L'expérience montre que celui-ci est possible sans réalignement des circuits, au risque d'une éventuelle perte de gain, dont l'effet se fera sentir davantage à longue distance. Mais nous ne saurions trop recommander de remplacer **en même temps** les tubes V1 et V2, même si les performances de l'un d'eux paraissent encore très acceptables. En effet, la durée de vie probable des deux types de tubes est sensiblement la même, et leur remplacement en deux temps ne pourra que mécontenter le téléspectateur, en augmentant ses débours.

Une autre raison de cette recommandation est la constatation assez fréquente, sur les tubes du tuner, d'un phénomène particulier. A la mise en marche du télé-

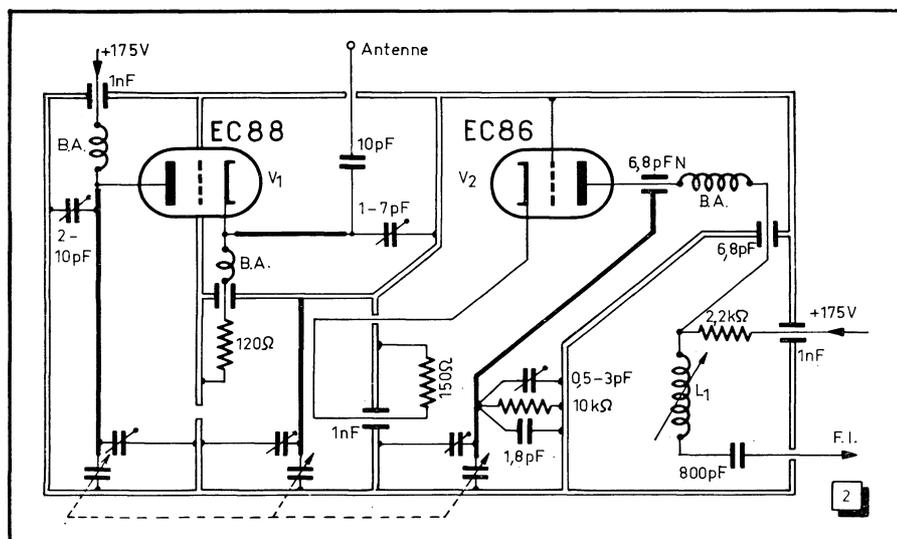


Fig. 2. — Constitution d'un tuner U.H.F. à tubes. Les lignes accordées sont en trait gras. Cinq compartiments renferment les différents circuits. Les composants passifs sont peu nombreux. L'accord continu des circuits résonants est réalisé par une commande unique de trois CV.

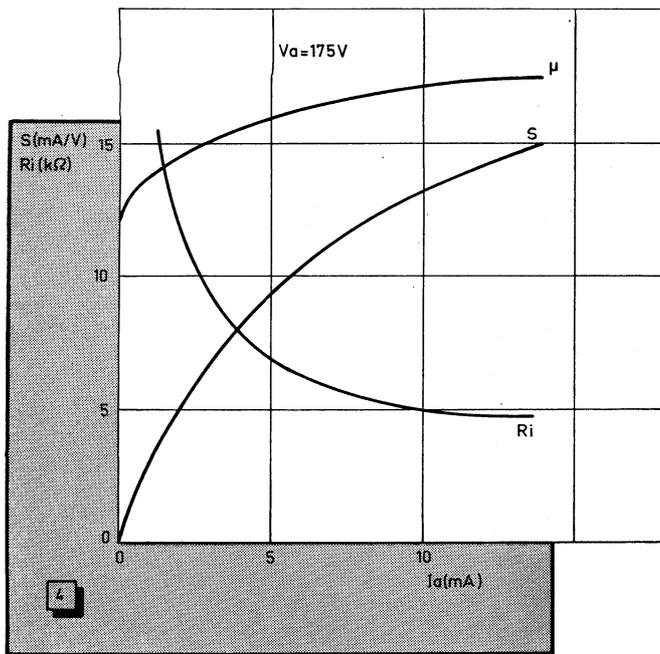


Fig. 4. — Courbes de variation, en fonction du courant anodique I_a , de la pente S , de la résistance interne R_i , et du coefficient d'amplification μ du tube oscillateur-mélangeur EC 86.

seur, la réception de l'image et du son est tout-à-fait correcte. Mais, après quelques instants de fonctionnement, l'image commence à pâlir, et le son à s'affaiblir. Ces défauts s'aggravent progressivement, l'image devient flottante et distordue, et le souffle noie le signal. Finalement, toute réception devient franchement impossible. Cette évolution peut demander quinze minutes, ou même moins dans certains cas.

Si, à ce stade, on commute le téléviseur en V.H.F. pendant quelques instants, l'alimentation en H.T. du tuner est coupée, ou du moins très réduite (cette disposition est destinée à éviter des difficultés de démarrage de l'oscillation locale). Après avoir ainsi laissé le tuner au repos, on le remet en service, et de nouveau la réception en U.H.F. est correcte pour quelques instants, après quoi les mêmes phénomènes se reproduisent.

Ce défaut est supprimé par le remplacement des deux tubes du tuner, le remplacement d'un seul étant la plupart du temps inefficace. Il se produit, sans doute, une ionisation dans les tubes, et un amortissement du circuit d'entrée par le courant inverse de grille. Mais dans ce cas, on ne trouverait aucune tension positive sur les grilles, la résistance ohmique de leurs circuits étant nulle.

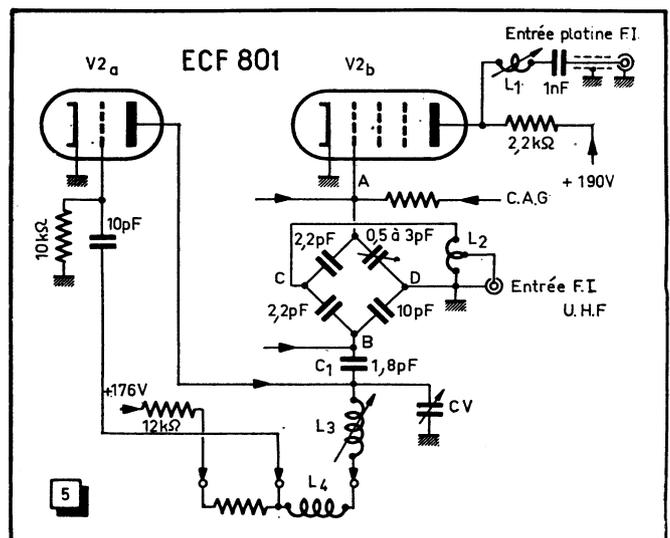
Lorsque le remplacement des tubes d'un tuner procure une amélioration de la réception, il faut penser à contrôler aussi le tube oscillateur-mélangeur du sélecteur V.H.F. Nous l'avons dit, la section pentode de ce tube sert souvent de préamplificateur F.I. en U.H.F. La figure 5 représente le schéma partiel d'un montage récent, utilisant un pont capacitif A-B-C-D. Entre A et B, on applique en V.H.F., à la grille de V_{2b} , le signal incident amplifié par l'étage cascode. Le signal local fourni par

V_{2a} arrive en B par le condensateur C_1 , L_4 étant la bobine oscillatrice de la barrette-canal en service, L_3 une bobine auxiliaire de réglage, et CV le vernier d'oscillateur.

En U.H.F., le signal F.I. provenant du tuner est appliqué via L_2 entre C et D. Comme en V.H.F., ce signal se retrouve amplifié dans le circuit accordé d'anode L_1 de V_{2b} .

Même si ses performances comme mélangeur en V.H.F. semblent normales, le tube V_{2b} peut présenter, comme préamplificateur F.I. en U.H.F., une importante baisse de gain accompagnée de souffle. Peut-être, à ce moment, ne s'agit-il pas d'une réduction de son émission cathodique, mais d'une dérive excessive de ses capacités internes, déséquilibrant le pont capacitif.

Fig. 5. — Schéma partiel d'un montage récent où le tube mélangeur V_{2b} du sélecteur V.H.F. est utilisé comme préamplificateur F.I. en U.H.F. Le pont capacitif A-B-C-D permet d'injecter sur la grille, soit le signal V.H.F. incident et le signal local, soit le signal F.I. en provenance du tuner. Le tube V_{2b} peut être défectueux en U.H.F. sans incidence notable sur son fonctionnement en V.H.F.



Ce genre de défaut est beaucoup plus sensible avec le tube ECF 801 (ou PCF 801) dans un montage tel que celui de la figure 5, que dans les montages plus anciens où le couplage tuner-sélecteur se fait au moyen d'une barrette spéciale, le tube V2 étant, par exemple, un ECF 82.

Nous remarquerons incidemment, pour tous ces montages, que lorsque la section triode de V2 est défectueuse, le téléviseur fonctionne en U.H.F., et non en V.H.F.

2. — Les autres composants

Parmi les défauts observés dans le fonctionnement d'un tuner, beaucoup sont d'origine mécanique. En particulier, il peut arriver que l'accord sur l'émetteur soit très difficile et instable. Il faut alors vérifier le calage longitudinal de l'axe des CV. Après avoir ouvert le boîtier, on constate alors que la manœuvre du bouton d'accord déplace légèrement l'axe avant de le faire tourner. Le jeu éventuel se rattrape grâce à une vis de réglage munie d'un écrou de blocage, et située à l'extrémité de l'axe opposé au démultiplicateur.

Le principe est le même que celui des CV d'un récepteur radio. La vis doit être serrée sans excès; il est préférable d'enlever le démultiplicateur, et en tournant l'axe des CV directement à la main, de contrôler l'effet du serrage qui doit résulter en une légère résistance de l'axe à l'effort de rotation. Puis la vis est tenue immobilisée pendant le serrage de son écrou de blocage. On profite de cette intervention pour contrôler également la pression des fourchettes élastiques assurant le contact des rotors avec la masse.

La difficulté d'accord précis d'un tuner peut aussi provenir du démultiplicateur. Il en existe de nombreux types, faisant appel à des engrenages seuls, ou à des combinaisons d'engrenages et de transmissions à câbles et poulies. Les plus précis comportent seulement des engrenages, à double denture et rattrapage automatique de jeu. On observera que le support du démultiplicateur est fixé au boîtier du tuner par des vis passant dans des trous allon-

gés, ce qui permet de régler au minimum le jeu des organes de transmission du mouvement. Le contrôle de ce jeu, l'expérience nous l'a montré, n'est pas superflu sur un tuner neuf, avant sa mise en place.

Les défauts de fonctionnement d'ordre électrique sont surtout dus à des composants accessoires, extérieurs au tuner. C'est ainsi que des variations intermittentes de contraste peuvent être causées par le câble coaxial assurant la liaison entre le tuner et le sélecteur, ou le préamplificateur F.I. séparé. Ce câble et les fiches qui le terminent sont du type miniature, et c'est à leurs soudures que se produisent des résistances de contact, courts-circuits partiels, ou ruptures d'impédance, par détérioration du mince isolant interne. Ces défauts sont facilement mis en évidence par une légère traction opérée sur le câble coaxial.

Nous citerons encore des troubles de fonctionnement dont la source est extérieure au tuner, mais n'influe pas sur le comportement du téléviseur en V.H.F. Ainsi, un téléviseur de la saison 1962 est adapté par nos soins à la deuxième chaîne en 1964. Les instructions de montage émanant du constructeur précisent que l'alimentation en H.T. du tuner à tubes est à prendre sur la ligne HT2 (fig. 6). Au moment de l'adaptation, les résistances R_{2a} et R_{2b} n'existent pas (connexion en pointillé) et seul le condensateur céramique C_4 est à ajouter.

Au bout de quelque temps, le constructeur, peu satisfait du comportement des tuners à tubes, décide de les faire remplacer à ses frais, par ses propres techniciens, sur tous les téléviseurs de la marque, par des tuners à transistors. (C'est à notre connaissance le seul exemple d'un tel souci de satisfaction du client). Ce remplacement est opéré même sur les anciens appareils qui viennent d'être adaptés. Le tuner à transistors fonctionnant sous 12 V, les résistances R_{2a} et R_{2b} sont ajoutées par les techniciens du constructeur.

Plus d'un an après la première adaptation, nous sommes appelés à revoir le téléviseur en cause. Il fonctionne apparemment parfaitement en V.H.F., mais en U.H.F. le son est « ronflé » et l'image est couverte de plaques et de traînées noires. Ces défauts sont d'autant plus gênants que le niveau du contraste est plus élevé.

La signification du défaut de l'image n'est pas évidente *a priori*, et c'est surtout le ronflement dans le son qui nous incite à contrôler les condensateurs électrochimiques de découplage. En effet, C_1 (fig. 6) est desséché; son remplacement rétablit le fonctionnement correct.

On remarquera que, C_1 étant défaillant, les nombreux étages du téléviseur, autres que le tuner, normalement alimentés à partir de HT2, reçoivent un courant continu beaucoup plus « ondulé ». D'autre part, ces étages sont couplés par l'impédance commune parasite de R_1 . Pourtant, leur fonctionnement n'en est pas sensiblement affecté. Mais les transistors exigent un courant continu très pur, et la présence d'une faible composante variable dans leur courant d'alimentation provoque de

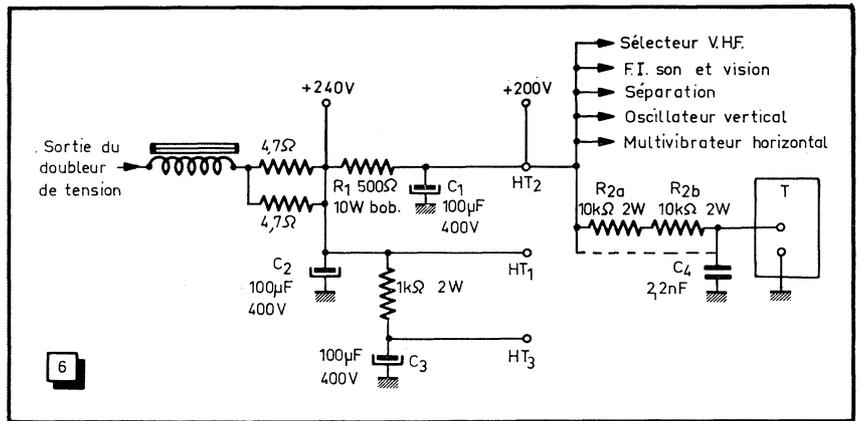


Fig. 6. — Dans ce montage, le découplage à l'entrée « H.T. » du tuner à transistors T n'est plus assuré pour les fréquences basses lorsque C_1 est défectueux. Il en résulte des anomalies en U.H.F., alors que le fonctionnement du téléviseur en V.H.F. n'est pas sensiblement perturbé. Il est conseillé de doubler le condensateur C_4 par un autre, électrochimique, de 50 μ F.

fortes perturbations dans le fonctionnement du tuner. Il aurait été intéressant, si ce dépannage avait été effectué au laboratoire, d'observer à l'oscilloscope le signal parasite à l'entrée « H.T. » du tuner, signal composite où, en plus d'un résidu de filtrage, on aurait sans doute trouvé des résidus d'impulsions en provenance des deux bases de temps.

En cas de défaillance de C_1 , le condensateur C_4 offre une impédance trop grande aux fréquences basses. D'ailleurs, le constructeur a ajouté, dans les appareils postérieurs, un condensateur de découplage de 50 μ F à l'entrée « H.T. » du tuner à transistors.

Citons encore le cas d'un téléviseur où la réception en U.H.F. est très difficile. Il y a de l'instabilité verticale et horizontale, et l'on observe une plage noire à gauche de l'écran. Le tuner, à tubes, a été ajouté assez maladroitement, et son entrée H.T. est découplée par un condensateur électrochimique de 16 μ F, attaché au tuner. Comme l'appareil fonctionne normalement en V.H.F., nous vérifions le condensateur, qui se révèle être en bon état. Nous constatons, cependant, en portant sa capacité à 50 μ F, une amélioration de la réception. Au lieu d'augmenter encore la capacité, nous intercalons en amont une résistance de 1 k Ω , pour constituer une cellule de découplage. Cette fois, les troubles de réception sont complètement éliminés.

Précisons que la cellule de découplage a été installée dans le châssis du téléviseur, au départ de la connexion H.T. alimentant le tuner, alors qu'à l'origine le condensateur était fixé à l'arrivée de cette connexion. Cet exemple montre qu'un découplage efficace pour les fréquences basses peut fort bien être placé à quelque distance du tuner à tubes, étant donné qu'à l'entrée H.T. de ce dernier existe toujours un condensateur de traversée de 1 nF, assurant le découplage pour les fréquences élevées (fig. 2).

D'autres anomalies dans la réception en U.H.F. peuvent encore provenir de composants extérieurs au tuner, mais qui lui sont étroitement associés. Par exemple, un téléviseur, qui fonctionne régulièrement en V.H.F., présente par intermittence, certains jours, une baisse de contraste de l'image; les traits verticaux de celle-ci sont doublés, et la stabilité verticale est précaire. On arrive à provoquer ces défauts en remuant un boîtier situé sur le sélecteur V.H.F., entre les deux tubes. Ce boîtier contient un transformateur assurant le couplage entre la sortie F.I. du tuner et le tube mélangeur, utilisé en préamplificateur F.I.

Ce transformateur comporte six sorties, dont les soudures sont pratiquement inaccessibles sans endommager le câblage d'une partie du sélecteur. Heureusement, son boîtier n'est pas serti, et nous parvenons à l'extraire seul, après avoir fraisé les rivets de ses deux pattes de fixation. Nous pouvons ainsi inspecter les enroulements, et découvrir une sortie coupée au ras de la partie interne d'une cosse. La coupure réparée, et le boîtier glissé en place, il reste le problème de la mise à la masse de celui-ci. Nous inspirant de certains transformateurs F.I. dont le boîtier est maintenu par un étrier-ressort, nous en fabriquons un avec du fil d'acier (corde à piano). Ses points d'attache sont fournis par les embases des blindages des tubes du sélecteur.

Dans un tel cas, lorsque l'enroulement du transformateur se trouve coupé, la liaison au tube mélangeur n'est pas complètement interrompue, car les bobines sont encore couplées par capacité. Mais il est évident que l'amplitude du signal F.I. s'en trouve considérablement modifiée. C'est pourquoi l'image est non seulement pâle, mais instable et anormale (doublement des traits verticaux).

(Suite page 195)

car le gain en tension de T_3 (collecteur commun, ainsi que T_4) est voisin de l'unité. D'autre part, le courant de base de T_2 ne peut guère être différent du courant de collecteur de T_1 , et si on néglige le courant d'entrée consommé par le diviseur de tension de base de T_1 , on trouve, pour le gain en courant de l'amplificateur total,

$$G_I = \beta_1 \beta_2 \beta_3,$$

soit $50 \times 100 \times 24 = 120\,000$ avec les valeurs de l'exemple de la figure 19. L'erreur qu'on aura faite, dans ce calcul, en négligeant la consommation dans R_1 , R_2 et R_3 , restera négligeable devant la dispersion signalée plus haut, ce qui n'empêche qu'elle puisse atteindre 50 % du fait des simplifications admises.

Pour déterminer le gain en tension, on aura avantage à utiliser la notion de la pente (ou transconductance), mettant le courant de sortie en relation avec la tension d'entrée. Or, si on connecte une source de tension à l'entrée de l'amplificateur, T_1 transforme les variations de tension de base en variations de courant de collecteur, et c'est sur ces dernières que porte le gain dans les deux autres étages.

La pente totale de l'amplificateur sera donc donnée en multipliant celle de son premier transistor par le gain en courant des autres, soit

$$s_{tot} = s_1 \beta_2 \beta_3.$$

Comme, d'après une relation fondamentale en matière de transistors, la pente est donnée, indépendamment de toute considération de type, par $s = 40 I_C$, et comme le gain en tension est égal au produit de la pente par la résistance de charge, on aura

$$G_V = 40 I_{C1} \beta_2 \beta_3 R_L,$$

pour le gain en tension de l'amplificateur tout entier. Avec les valeurs de l'exemple, on arrive à $G_V = 40 \times 1,25 \times 100 \times 24 \times 4 \times 10^{-3} = 480$. La dispersion sera beaucoup plus réduite que précédemment, car la liaison directe fait que, quelle que soit la valeur de β_2 , le produit $s_1 \beta_2$ reste constant.

Résistances d'entrée et de sortie

Quant à la résistance d'entrée, une autre relation fondamentale du transistor, $r = \beta/s$, permet de la déterminer comme étant égale à

$$r_i = \frac{\beta_1}{40 I_{C1}}, \quad (18)$$

soit 1 k Ω dans le cas de l'exemple.

Le calcul de la résistance de sortie présente plus de difficultés. On la trouve, en effet, infinie, si on continue à ne tenir compte ni de la résistance de sortie de T_2 ni de la consommation de signal dans R_3 . En collecteur commun, la résistance de sortie d'un transistor est donnée par

$$r_o = \frac{R_a + r}{\beta}, \quad (19)$$

où r est la résistance d'entrée propre au transistor, β son gain en courant, et R_a la valeur globale des résistances dans le circuit d'attaque. Dans notre cas, il s'agit

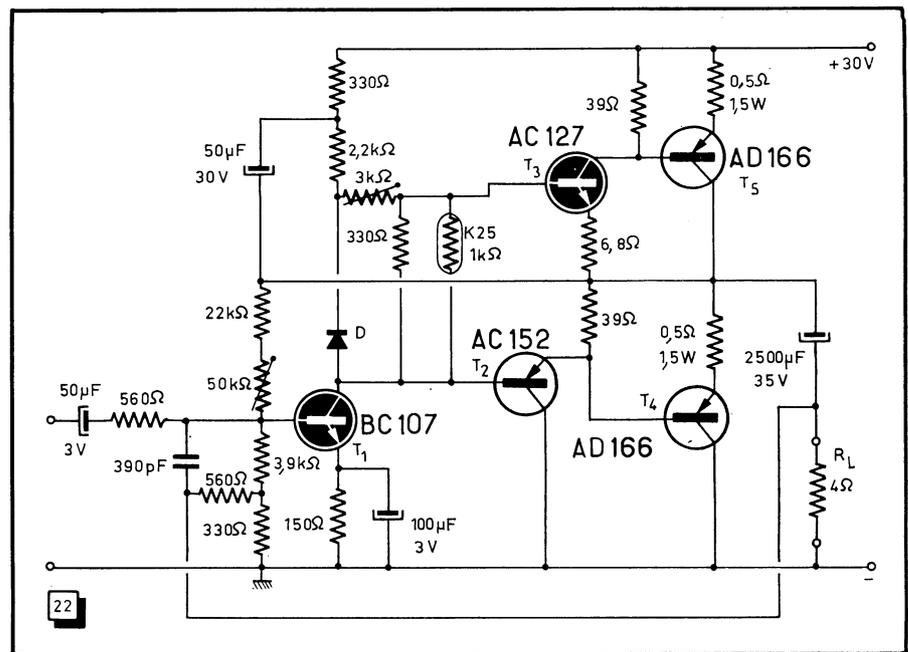


Fig. 22. — Amplificateur à attaque complémentaire, et travaillant avec un étage unique d'entrée.

donc de la mise en parallèle de la résistance interne de sortie de T_2 avec la valeur que prend R_3 après correction en fonction du gain en tension de T_3 , G_{V3} . Cette valeur corrigée sera

$$R'_3 = \frac{R_3}{1 - G_{V3}}.$$

Pour déterminer G_{V3} de façon précise, on pourra faire appel à la courbe de la figure 23, donnant pour le transistor AD 161, la tension émetteur-base V_{BE} en fonction du courant de base I_B . Le courant de base correspondant à notre exemple sera $I_{LM}/\beta_3 = 2/24 = 83$ mA. En extrapolant jusqu'à cette valeur la courbe moyenne de la figure 23, on trouve $V_{BE} = 0,85$ V environ. Si, par ailleurs, on prend le courant de repos égal à $I_C = 20$ mA, ce qui correspond à $V_{BE} = 0,15$ V, une variation de courant de collecteur de 2 A doit correspondre sensiblement à 0,7 V. Sur R_E , cette même variation détermine une chute de tension de 1 V, et sur R_L , une variation de 8 V. Pour obtenir effectivement cette variation de 8 V, il faut donc appliquer sur la base une tension de $8 + 0,7 + 1$ V, soit, pour le transfert en tension de T_3 , $G_{V3} = 8/9,7 = 0,825$ V. Pour la valeur apparente de R_3 , on trouve ainsi $82/0,175 = 470 \Omega$ avec les valeurs de l'exemple.

Le fabricant ne donnant pas de réseau suffisamment précis pour qu'on puisse en déduire la résistance de sortie que présente le BC 140 à son courant moyen de collecteur, il faut appliquer une autre de ces « règles générales » en matière de transistors, celle qui précise que la résistance de sortie d'un planar est voisine de 100 k Ω à $I_C = 1$ mA et, par ailleurs, inversement proportionnelle à ce courant de

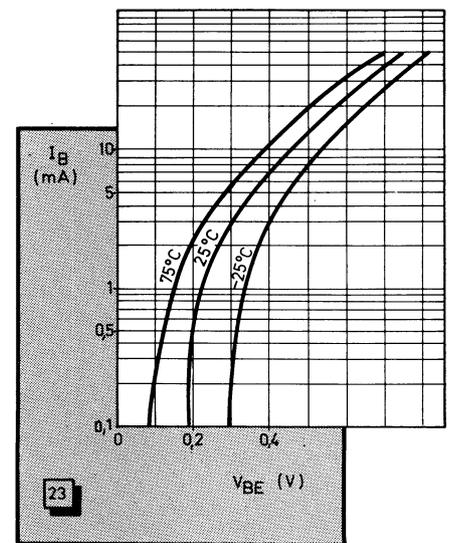


Fig. 23. — Relations entre la tension et le courant de base, pour le transistor utilisé dans l'étage de sortie du schéma de la figure 17.

collecteur. Le courant moyen de collecteur de T_2 étant de 125 mA dans le cas de l'exemple, la valeur recherchée sera approximativement de $100/125 = 800 \Omega$. La grandeur R_a dans (19) sera donc déterminée par la mise en parallèle de 470 avec 800 Ω , soit $R_a = 300 \Omega$.

La résistance d'entrée de T_3 pourra être déterminée en faisant le quotient entre les variations ΔV_{BE} (0,7 V) et ΔI (83 mA) déterminées plus haut, soit $r = 8 \Omega$ environ.

On pourra donc, enfin, calculer la résistance de sortie d'après (19), soit $308/24 = 13 \Omega$. Tenant compte de la valeur minimale du gain en courant, la résistance ainsi calculée représente donc le maximum de la résistance de sortie. Pour le calcul du condensateur de liaison de sortie, il sera ainsi préférable d'utiliser une valeur plus faible, soit $q = 10 \Omega$.

Calcul des condensateurs de liaison et de découplage

Le condensateur C_1 devra, à la plus basse fréquence à transmettre, présenter une réactance faible devant la résistance d'entrée r_1 (18) de l'amplificateur. On devrait donc prendre

$$C_1 \gg \frac{1}{2\pi f r_1}$$

soit, si $f = 30$ Hz, supérieur à $5,3 \mu F$ avec les valeurs de l'exemple. En fait, on peut parfaitement se contenter d'un condensateur de $5 \mu F$, car la contre-réaction dont on n'a pas encore tenu compte, provoquera une augmentation considérable de r_1 .

Le découplage de l'émetteur de T_1 , C_2 , doit présenter, toujours à la plus basse fréquence à transmettre, une réactance faible devant la résistance interne d'émetteur de T_1 . C'est en commande par tension que cette grandeur prend la valeur la plus basse, et elle est alors égale à l'inverse de la pente de T_1 . On doit donc faire

$$C_2 \gg \frac{40 I_{C1}}{2\pi f}$$

soit $C_2 > 265 \mu F$. Si une contre-réaction est appliquée, il suffit de prendre

$$C_2 > \frac{1}{2\pi f \left(R_4 + \frac{1}{40 I_{C1}} \right)}$$

et une valeur de $250 \mu F$ sera suffisante.

Le condensateur de liaison de sortie, C_4 , apparaît comme mis en série avec la résistance interne de sortie de l'amplificateur, calculée dans le paragraphe précédent, et la résistance de charge R_L . On doit donc utiliser une valeur telle que

$$C_4 \gg \frac{1}{2\pi f (q + R_L)}$$

Posant $q = 10 \Omega$ et $R_L = 4 \Omega$, on arrive à $C_4 > 375 \mu F$. Cette fois-ci, la contre-réaction déterminera une réduction de la résistance interne de sortie, et celle-ci pouvant devenir négligeable devant R_L , on aura avantage à utiliser une valeur nettement plus grande que celle indiquée ci-dessus. Toutefois, on peut se contenter d'un condensateur de 500 à $1000 \mu F$, si on prélève, comme cela sera indiqué plus loin, la contre-réaction non pas sur le point A du montage (fig. 17), mais directement sur la charge. La propriété d'égaliser le gain, particulière à la contre-réaction, s'étend alors également sur l'effet de fréquence de C_4 , puisque celui-ci est compris dans la boucle de contre-réaction.

Dans un tel cas, la réponse aux fréquences basses dépend surtout de C_3 , puisque la réactance de ce condensateur fait augmenter le taux de contre-réaction quand la fréquence diminue. Si on veut étendre la réponse de l'amplificateur, c'est donc surtout sur C_3 qu'il faut agir. Par ailleurs, il ne faut pas oublier que l'effet des liaisons et découplages capacitifs est cumulatif. Si on calcule chacun pour 30 Hz, on risque donc de se retrouver, pour l'amplificateur tout entier, avec une fréquence intérieure de coupure nettement plus élevée.

III. — LA DISTORSION ET SA CORRECTION

Droite de charge pour l'étage de sortie

La distorsion d'un amplificateur sans transistor est due, en grande partie, à la non-linéarité de l'étage de sortie. Du fait de la liaison directe, la distorsion apportée par les autres étages ne reste pas, pour autant, négligeable, et on verra même qu'il peut y avoir, dans une certaine mesure, des cas où les différentes non-linéarités se compensent.

En premier lieu, on devra déterminer la caractéristique dynamique de l'étage de sortie. Pour le faire, on pourra juxtaposer les réseaux de caractéristiques (fig. 24) des transistors de sortie. Le réseau du **p-n-p** (AD 162) se trouve en bas de la figure, puisque ses tensions et courants sont négatifs. La droite de charge, commune aux deux réseaux, passera par le point $V_A/2 = 10$ V, et son inclinaison ($\Delta I_C = 2$ A pour $\Delta V_{CE} = 8$ V) correspond à $R_L = 4 \Omega$.

La caractéristique dynamique correspondante (fig. 25) a été tracée en déterminant les valeurs de I_{C3} et I_{C4} correspondant à toutes les intersections entre la droite de charge et les courbes I_B des deux réseaux. La figure 25 montre une non-linéarité assez nette, essentiellement due au fait que le gain en courant du **n-p-n** est, notamment aux fortes variations de I_C , inférieur à celui du **p-n-p**. On pourrait, certes, arriver à mieux apparier les deux transistors, mais pour une estimation préalable de la distorsion on est évidemment réduit à utiliser les caractéristiques moyennes données par le fabricant. Eventuellement, la méthode des réseaux juxtaposés permettra de voir dans quelle mesure on pourra utiliser deux transistors d'origine différente, voire un **p-n-p** au germanium avec un **n-p-n** au silicium.

Influence de la résistance d'attaque

Si on remonte maintenant à l'étage précédent (T_2), on doit remarquer que son courant de collecteur (I_{C2}) ne varie pas de la même manière que les courants de base de T_3 et de T_4 , car du fait de la résis-

tance de charge R_s , le transistor T_2 ne peut pas être considéré comme une source de courant. L'incidence de R_s sur la linéarité est assez importante pour qu'il soit nécessaire d'en tenir compte de façon précise. Pour qu'on puisse évaluer correctement cette incidence, la figure 26 montre un schéma simplifié, ne comportant que T_2 et T_3 , et dans lequel on a inscrit les valeurs des tensions et courants correspondant à une intensité de 1 A dans la charge.

En fait, il s'agit là de grandeurs instantanées, mais on pourrait tout aussi bien les obtenir de façon permanente si on remplace le condensateur de sortie C_4 par une pile de 10 V. La chute sur R_L devant être de 4 V avec $I_C = I_L = 1$ A, les extrémités de la pile se trouveront respectivement à $+14$ et à $+24$ V par rapport à la masse. Du fait de la chute de tension sur R_E ($0,5$ V), l'émetteur de T_3 se trouve à $14,5$ V.

Pour déterminer la tension de base de T_3 , il ne faut pas tenir compte de la valeur absolue de V_{BE} , car, dans le schéma com-

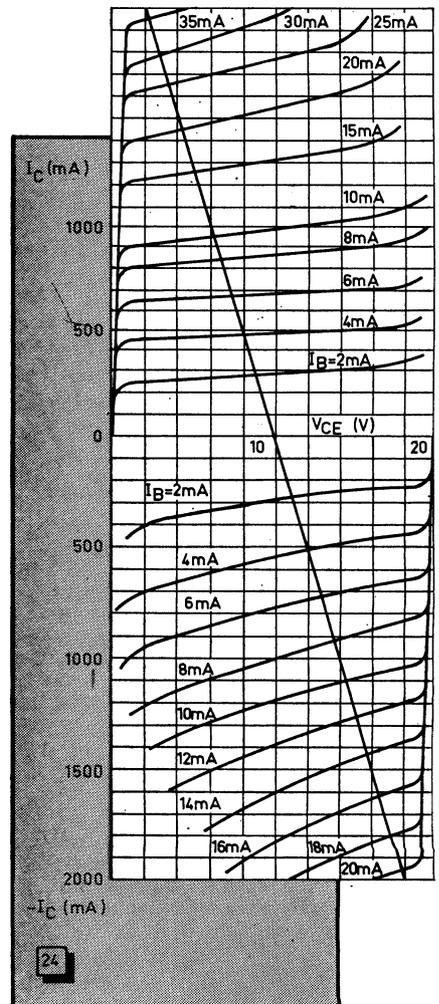


Fig. 24. — Tracé de la droite de charge dans les réseaux des transistors de sortie.

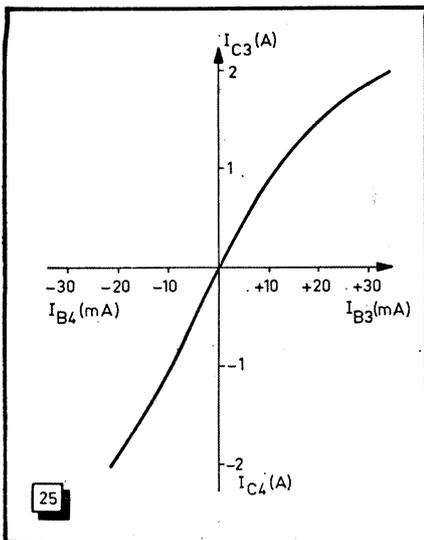
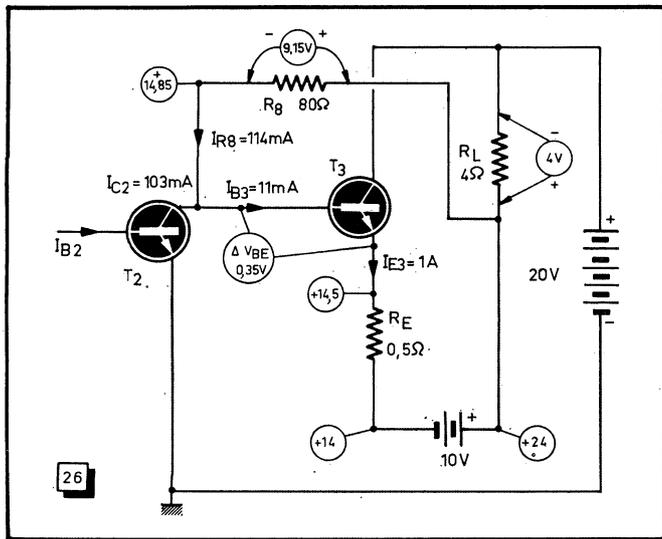


Fig. 25. — Caractéristique dynamique relevée à l'aide des réseaux de courbes de la figure 24.

plet (fig. 17), la tension de repos se trouve compensée par D et par R₇. Il faut donc considérer uniquement la variation que V_{BE} subit lorsque le courant de collecteur passe de sa valeur de repos à la valeur considérée de 1 A. Si on admet ce courant de repos égal à 20 mA, la courbe moyenne (25 °C) de la figure 27 montre que la tension base-émetteur correspon-



dante est de 150 mV. Comme, pour I_c = 1 A, cette courbe donne V_{BE} = 0,5, on arrive donc bien à ΔV_{BE} = 0,35 V. On dispose ainsi de tous les éléments nécessaires pour déterminer la chute de tension sur R_s (24 — 14,85 = 9,15 V), et on peut maintenant calculer le courant traversant cette résistance (114 mA).

Comme, d'après la courbe de la figure 25, I_c = 1 A correspond à I_B = 11 mA, il reste 114 — 11 = 103 mA pour le courant

de collecteur de T₂. Par rapport à sa valeur de repos, I_{C20} (égal à 125 mA dans le cas de l'exemple), ce courant aura donc subi une variation de 125 — 103 = 22 mA. Par le calcul, on peut obtenir la nouvelle valeur de ce courant en écrivant

$$I_{C2} = I_{C20} - \frac{\Delta V_{BE3} + I_C R_E}{R_s} - I_{B3}. \quad (20)$$

Dans la figure 28, les considérations précédentes ont été appliquées au cas d'une alternance négative. Comme T₃ se trouve alors bloqué, seuls les courants dans T₁ sont à retenir. Les valeurs inscrites dans le schéma ont été obtenues en appliquant le même raisonnement que plus haut, et l'expression mathématique correspondante est

$$I_{C2} = I_{C20} + \frac{\Delta V_{BE4} + I_C R_E}{R_s} + I_{B4} \quad (21)$$

avec les valeurs de ΔV_{BE4} relevées sur le graphique de la figure 29.

Deux simplifications ont été admises lors de l'établissement des relations (20) et (21). En premier lieu, on néglige le courant de repos (20 mA) comparé à celui du signal

Fig. 26. — Tensions et courants correspondant à un courant instantané de 1 A dans le collecteur de T₃.

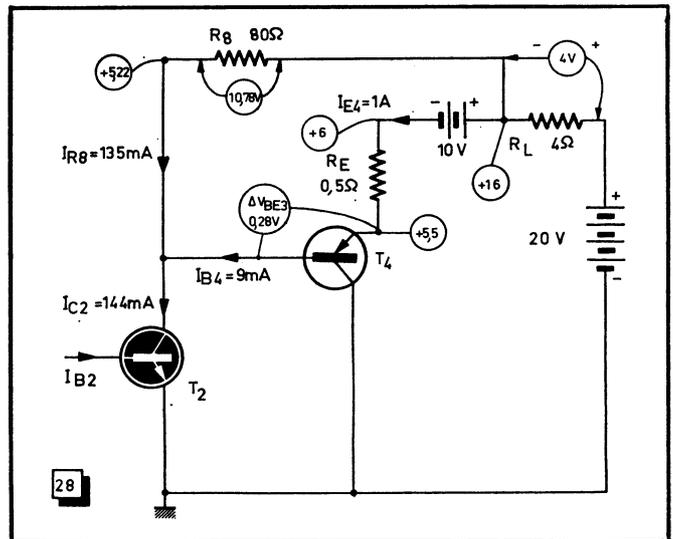


Fig. 28. — Quand le p-n-p de sortie conduit, le courant de collecteur de T₂ représente la somme du courant dans la résistance de charge R_s et de celui de base de T₄.

(1 A). Une erreur n'en résulterait que si l'on travaille avec un courant de repos nettement plus important. De plus, on n'a pas tenu compte du fait que R_L (fig. 26 et 27) n'est pas uniquement parcourue par I_{C3} et I_{C4}, mais également par une valeur négative ou positive de I_{RS}. Ici encore, l'erreur reste négligeable, du moins tant que R_s ≫ R_L.

Pour tenir compte de l'influence des conditions d'attaque sur les transistors de

sortie, il convient de tracer une nouvelle caractéristique dynamique (fig. 30, courbe I_c), obtenue en partant de celle de la figure 25, et en appliquant l'expression

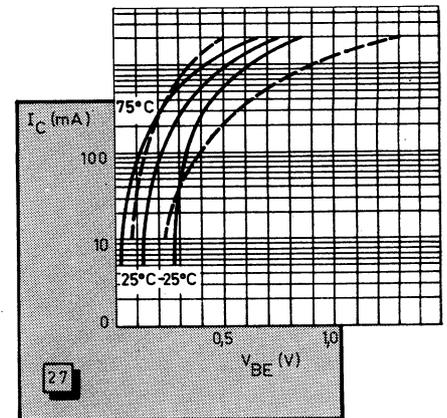


Fig. 27. — Transistor AD 161. Relation entre la tension de base V_{BE} et le courant de collecteur I_C.

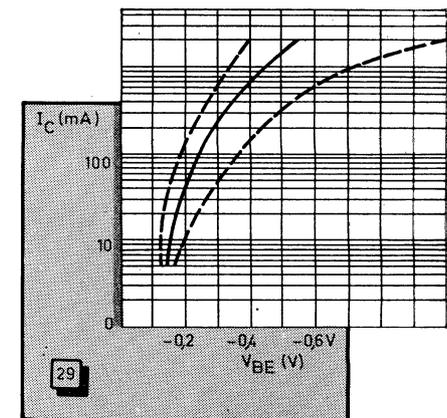


Fig. 29. — Transistor AD 162. Courant de collecteur I_C en fonction de la tension base-émetteur V_{BE}.

(20) à chaque valeur de I_{B2} , ou l'expression (21) à chaque valeur de I_{B1} . La comparaison des deux courbes montre, pour celle de la figure 30, une linéarité meilleure au centre. Cela est dû au fait qu'on ne se trouve plus, comme dans la figure 25, dans les conditions d'une résistance d'attaque infinie (commande par courant), mais qu'on travaille avec une résistance d'attaque qui correspond, à peu de choses près, à la condition de l'« adaptation au minimum de distorsion » dont il est question dans l'ouvrage « Technique et Applications des Transistors » (pages 177 et suivantes).

Non-linéarité des étages d'attaque

L'influence de T_2 sur la linéarité de l'amplification pourra être déterminée en établissant une relation entre le courant de collecteur I_{C2} , calculé précédemment, et le courant correspondant de base. Pour cela, c'est en principe le réseau de caractéristiques qu'on doit utiliser.

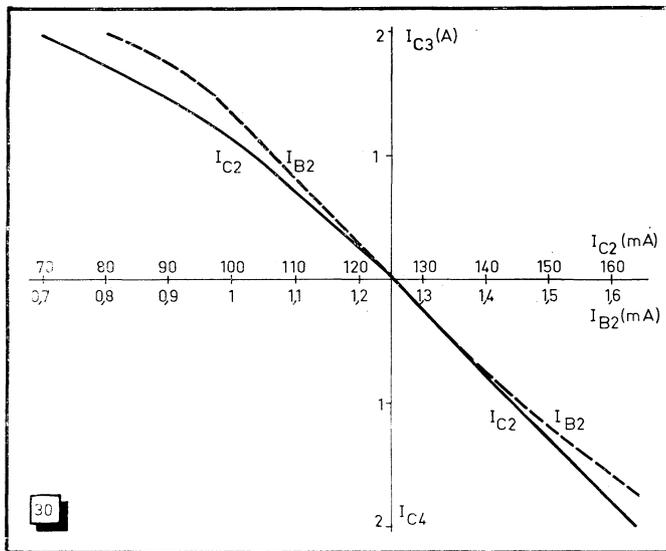


Fig. 30. — Caractéristiques dynamiques donnant le courant dans la résistance de charge R_L en fonction des courants de collecteur et de base de T_2 .

Fig. 31. — Le réseau de caractéristiques du BC 140 ne comporte pas suffisamment de détails pour qu'on puisse en déduire une caractéristique dynamique valable pour notre exemple d'application.

caractéristiques qu'on doit utiliser. Toutefois, on ne peut plus procéder par le tracé d'une « droite » de charge, car la résistance d'entrée de l'étage de sortie étant non-linéaire, c'est d'une « courbe de charge » qu'il convient de parler.

Dans le cas de notre exemple, T_2 est un BC140, et il se trouve que le réseau de caractéristiques que le fabricant donne pour ce transistor (fig. 31) ne comporte qu'une seule courbe I_B dans la région qui nous intéresse (entre $I_C = 70$ et $I_C = 180$ mA). On ne disposerait donc que d'un seul point pour tracer la caractéristique dynamique. Heureusement, le fabricant du BC140 publie aussi une courbe (fig. 32) indiquant un rapport B/B_0 en fonction du courant de collecteur I_C . Ce rapport indique de combien de fois le gain en courant est, pour un courant I_C donné, supérieur à la valeur nominale B_0 , définie pour $I_C = 150$ mA. En tenant compte de la courbe « 25 °C », et de $B_0 = 100$, on voit que, autour de $I_C = 70$ mA, ce gain est 1.2 B_0 , soit 120

en valeur absolue. En partant de cette relation et des expressions (20) et (21), on pourra donc maintenant tracer une courbe (fig. 30, I_{B2}) donnant le courant de sortie de l'amplificateur (I_{C3} et I_{C4}) en fonction de I_{B2} .

On voit que cette courbe est à la fois plus symétrique et plus linéaire que la précédente, et cela du fait que, d'après la figure 32, le gain en courant de T_2 est plus élevé qu'au repos pendant les alternances amplifiées par le n-p-n T_2 , et plus faible pendant celles appliquées au p-n-p T_1 . Comme l'écart entre les gains propres de ces deux transistors se manifeste justement par un effet contraire, il y a bien compensation partielle de la non-linéarité et du défaut d'appariage.

Cette remarque nous permettra de répondre à une objection que certains de nos lecteurs risquent de nous faire à propos du fait même que nous abordons ici la détermination de la distorsion. En effet, la méthode graphique qu'on doit utiliser est assez aléatoire en raison de la disper-

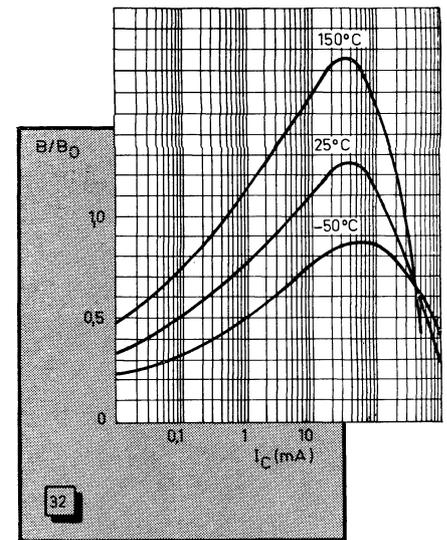
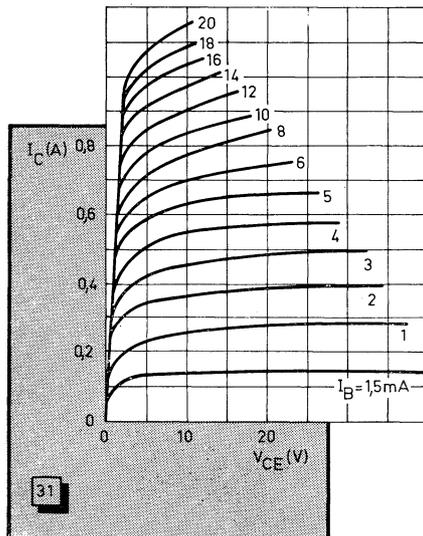


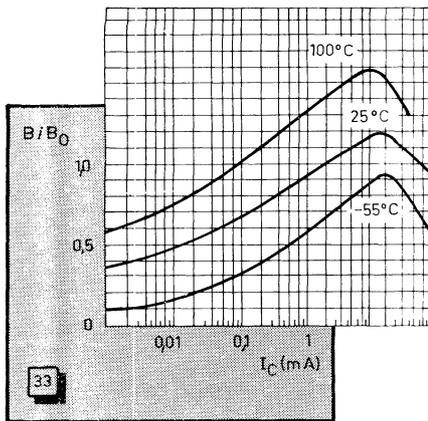
Fig. 32. — La caractéristique dynamique pourra être établie en partant d'une courbe donnant le gain en courant du BC140 en fonction du courant de collecteur.

sion des caractéristiques et du manque de précision qu'elles présentent trop souvent. De plus, cette méthode est suffisamment longue pour que certains estiment qu'on a plus vite fait de monter l'amplificateur et d'en mesurer la distorsion.

Il faut dire que ce raisonnement est parfaitement valable dans la mesure où l'on s'impose à l'avance un certain jeu de transistors. Mais en général, le but d'une étude consiste précisément à choisir les composants de façon à obtenir un maximum de performances pour l'ensemble. En pareil cas, il peut être très important de savoir choisir tel transistor plutôt que tel autre, dont l'allure du gain en courant compense moins bien une non-linéarité observée dans un autre étage.

Dans cet ordre d'idées, il sera également intéressant de voir si T_1 possède une influence sur la linéarité d'ensemble. Pour ce transistor (BC177), la figure 33 donne les variations du gain en courant en fonction du courant de collecteur. Dans la plage qui nous intéresse, soit entre $I_C = 0,7$ à 1,8 mA environ, cette variation est inférieure à $\pm 5\%$, c'est-à-dire beaucoup plus faible que dans le cas de T_2 . Cependant, on remarque que le gain en courant augmente avec le courant de collecteur pour T_1 , alors qu'il diminuait, dans la plage utilisée, pour T_2 . La compensation de linéarité sera donc finalement un peu moins efficace qu'on aurait pu le supposer d'après la courbe I_{B2} de la figure 30. Pour obtenir une allure moyenne globale, il peut être indiqué de prendre en considération un tracé intermédiaire aux courbes I_{B2} et I_{C2} de la figure 30. En fait, T_1 ne travaille pas exactement en commande par courant, mais avec une résistance d'attaque (R_{a1} , fig. 19), voisine de sa résistance d'entrée. La non-linéarité de T_1 risque ainsi d'être un peu plus élevée que celle qu'accuse le graphique de la figure 33.





Détermination du taux de distorsion

Résultant du compromis qui vient d'être évoqué, la courbe de la figure 34 nous servira à déterminer le taux de distorsion de l'amplificateur calculé. Pour cela, on appliquera une « recette » trop bien connue dans le domaine du tube électronique pour qu'il soit nécessaire de la développer, et dont on pourra trouver des exemples dans l'ouvrage « Technique et Applications des Transistors ». Elle consiste à subdiviser l'échelle des grandeurs d'entrée (I_{B2}) en quatre portions égales, et cela entre les limites données par les valeurs de pointe de I_{C3} et I_{C4} (2 A). On trouve chacune des quatre subdivisions égale à 0,22 mA, et on repère les courants instantanés correspondants (i_0 à i_4). Le manque de symétrie (différence entre les gains en courant des transistors de sortie) fait que le point i_0 ne coïncide pas avec celui pour lequel $I_C = 0$. Cela dénote la présence d'un certain taux d'harmonique 2, ainsi qu'on le verra par le calcul donné plus loin.

D'abord, on détermine l'amplitude de la fondamentale par l'expression

$$I_1 := \frac{(i_3 + i_1) - (i_2 + i_0)}{3}$$

ce qui correspond, à condition qu'on n'oublie pas que les valeurs relatives à T_1 sont négatives, à $I_1 = 2,1$ A. Ce résultat est *a priori* très surprenant puisqu'il donne, pour la fondamentale seule, une valeur de crête supérieure de 0,1 A à celle de 2 A qui correspond à la somme fondamentale plus harmoniques. La contradiction s'explique néanmoins par le fait que les harmoniques (notamment l'harmonique 3) peuvent se trouver superposées à la fondamentale dans une position de phase telle que la valeur de crête de cette dernière se trouve diminuée.

Pour calculer l'harmonique 2, on applique la relation

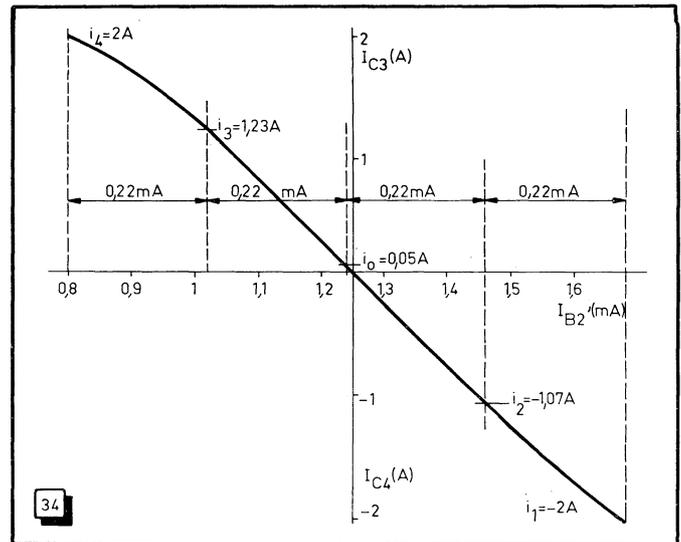
$$I_2 := \frac{i_0}{2} - \frac{i_1 + i_4}{4}$$

Puisque $i_1 = -i_4$, il reste $i_2 = i_0/2 = 0,025$ A, soit 1,2 % environ de la fondamentale. Ensuite, on calcule l'amplitude

Fig. 33. — Transistor BC 117, variation du gain en courant en fonction du courant de collecteur.



Fig. 34. — Cette caractéristique dynamique, obtenue à partir des courbes de la figure 30, permet de déterminer le taux de distorsion de l'amplificateur.



de l'harmonique 3 par

$$I_3 = \frac{i_3 - i_1}{3} - \frac{i_4 - i_2}{6}$$

soit 0,1 A ou 5 % environ de la fondamentale. La distorsion globale, obtenue en prenant la racine carrée de la somme des carrés des harmoniques 2 et 3, serait ainsi de 5,15 %.

Bien entendu, si nous avons voulu effectuer ce calcul avec une certaine précision, c'est pour qu'on puisse le suivre plus aisément, et non parce que cette précision présente une importance pratique. En réalité, cette précision se trouve déjà fortement réduite par le manque de détails qu'on a toujours tendance à reprocher, lorsqu'on applique une méthode graphique, aux réseaux de courbes publiés par les fabricants de transistors. De plus, ces réseaux représentent toujours les valeurs moyennes des paramètres. Il faut donc s'attendre à une certaine dispersion, et pour en avoir une idée, il suffit de comparer la valeur $I_B = 37$ mA qui correspond à

$I_{C3} = 2$ A d'après la figure 25, à celle de $I_B = 82$ mA qu'on trouve, dans ces mêmes conditions, en faisant intervenir la valeur minimale du gain en courant que le fabricant peut garantir. C'est plus que du simple au double, et il faut ajouter qu'un effet cumulatif peut avoir lieu avec la dispersion qui peut se produire sur V_{BE} et dont les courbes en trait interrompu des figures 27 et 29 donnent les limites. L'effet de la température, en revanche, est nettement moindre, car les courbes utilisées se déplacent, sous son influence, tout en gardant leur allure générale, seule intéressante pour le fonctionnement dynamique.

Pour donner finalement une appréciation sur ces 5,15 % de distorsion, obtenus par un calcul aussi laborieux, on pourra dire, tout au plus, que la distorsion globale, sans contre-réaction, sera probablement inférieure à 10 % dans la plupart des cas. C'est donc ce chiffre de 10 % que l'on retiendra, plus loin, lorsqu'il s'agira d'apprécier l'effet de la contre-réaction.

(A suivre)

H. SCHREIBER.

MAINTENANCE DES TÉLÉVISEURS

(Suite de la page 189)

Bien entendu, le tuner U.H.F. est susceptible, dans l'avenir, d'autres manifestations imprévisibles. Actuellement, dans les rares cas où l'on doit intervenir à l'intérieur de son boîtier, il convient de le faire avec encore plus de précautions que dans le sélecteur V.H.F. Toute contrainte mécanique doit être évitée, et l'on se gardera de déformer ou de déplacer les boucles de couplage, qui affectent parfois une forme irrégulière. Il est bon de savoir que leurs déformations éventuelles d'origine sont pratiquées lors de l'alignement en usine, et que ce procédé fait partie du processus de réglage. Comme un laboratoire de dépannage ne possède généralement pas de vobulateur U.H.F., indispensable pour un réa-

lignement de circuits, il est préférable de s'abstenir de les dérégler.

Après une intervention dans le boîtier du tuner, on remettra son couvercle dans sa position initiale, en remarquant qu'il contient une feuille de cuivre qui, pressée par une feuille de caoutchouc contre le pourtour et les cloison du boîtier, doit s'y appliquer régulièrement. Toutes les vis de serrage du couvercle doivent être remises, et serrées également, mais sans excès. De même, au remontage du tuner sur son support, on rétablira scrupuleusement la liaison entre le boîtier et la masse. Et, si le démultiplicateur et le cadran sont demeurés fixes sur le châssis du téléviseur, ou sur son coffret, il s'agira de caler correctement l'axe des CV par rapport au démultiplicateur. Les CV doivent être complètement fermés lorsque l'aiguille du cadran est sur le canal 21.

P. BROSSARD.

CIRCUITS ÉQUIVALENTS

ATTÉNUATEURS ET FILTRES



Quelques notions sur les circuits équivalents permettent de mieux comprendre la structure et le comportement des différents atténuateurs et filtres, passe-bas ou passe-haut.

CIRCUITS ÉQUIVALENTS

On sait que certains circuits à résistances-capacités, certains dipôles en particulier, peuvent être remplacés par des circuits identiquement équivalents, mais de structure différente. Un tel remplacement peut, parfois, simplifier certaines connexions ou la mise au point d'un montage, et nous pensons qu'il est utile de rappeler les principales équivalences auxquelles on pourrait avoir affaire.

Dipôles à 3 éléments R-C

Il y a d'abord deux dipôles équivalents de la figure 1, contenant, chacun, deux capacités et une résistance. Les relations d'équivalence s'écrivent ici :

$$C_1 = \frac{C_4 (C_3 + C_4)}{C_3} ; \quad (1)$$

$$C_2 = C_3 + C_4 ; \quad (2)$$

$$R_1 = \frac{R_2}{1 + \left(\frac{C_4}{C_3}\right)^2} ; \quad (3)$$

$$C_3 = \frac{C_2^2}{C_1 + C_2} ; \quad (4)$$

$$C_4 = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} ; \quad (5)$$

$$R_2 = R_1 \left(1 + \frac{C_1}{C_2} \right)^2 . \quad (6)$$

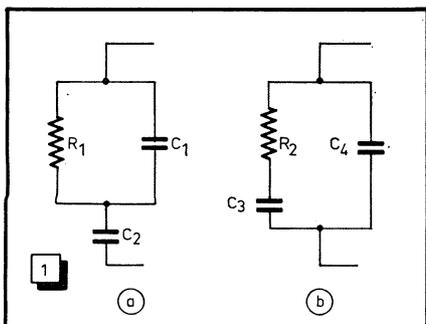


Fig. 1. — Ces deux circuits, à deux capacités et une résistance, peuvent être équivalents.

Par exemple, si l'on a un circuit de « peaking » tel que celui de la figure 2a, on peut également le réaliser avec les valeurs et la structure de la figure 2b. On laisse aux lecteurs curieux le soin de faire les calculs correspondants.

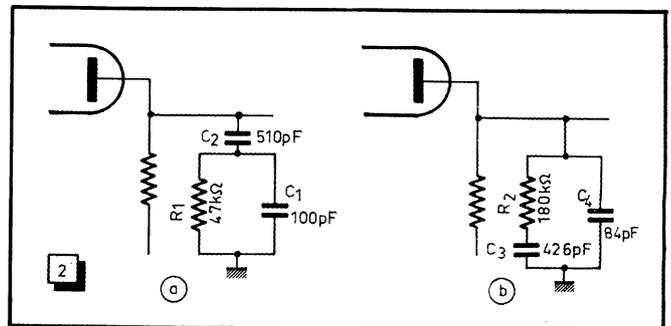


Fig. 2. — Application de l'équivalence de la figure 1 à un circuit de « peaking ».

Il y a également les dipôles équivalents de la figure 3 qui, eux, se composent de deux résistances et d'une capacité chacun. Les relations d'équivalence s'écrivent dans ce cas :

$$R_1 = \frac{R_3^2}{R_3 + R_4} ; \quad (7)$$

$$R_2 = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} ; \quad (8)$$

$$C_1 = C_2 \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right)^2 ; \quad (9)$$

$$R_3 = \frac{R_2 (R_1 + R_2)}{R_1} ; \quad (10)$$

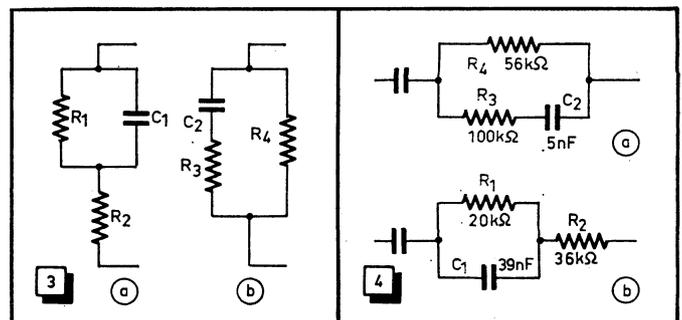
$$R_4 = R_1 + R_2 ; \quad (11)$$

$$C_2 = \frac{C_1}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)^2} . \quad (12)$$

Exemple. — Dans un téléviseur, un élément de liaison entre l'oscillateur bloqué images et la lampe de sortie correspondante

Fig. 3. — Ces deux circuits, à deux résistances et une capacité, peuvent être également équivalents.

Fig. 4. — Exemple pratique de l'équivalence de la figure 3.



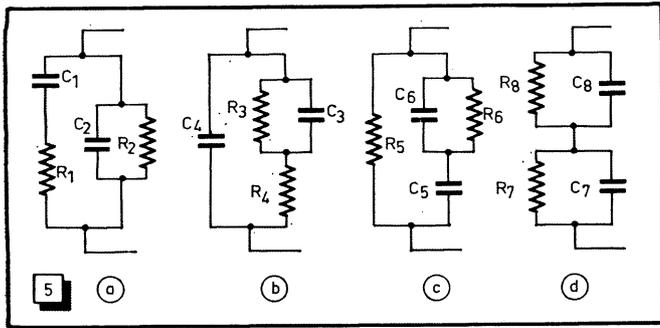


Fig. 5. — Quatre circuits un peu plus complexes, qui peuvent être équivalents.

se présente suivant la figure 4 a. Le même résultat sera obtenu avec le montage de la figure 4 b.

En effet, nous avons, en exprimant les résistances en kilo-ohms et les capacités en nanofarads

$$R_1 = \frac{3140}{100 + 56} = 20 \text{ k}\Omega ;$$

$$R_2 = \frac{56 \times 100}{156} = 36 \text{ k}\Omega ;$$

$$C_1 = 5 (1 + 1,79)^2 = 39 \text{ nF.}$$

Dipôles à 4 éléments R-C

Les quatre dipôles de la figure 5 sont équivalents. Les relations d'équivalence sont ici parfois assez encombrantes, et afin d'en simplifier l'écriture on peut poser :

$$R_7 + R_8 = A ;$$

$$C_7 + C_8 = B ;$$

$$R_7 C_7 - R_8 C_8 = C ;$$

$$R_1 C_1 + R_2 C_1 + R_2 C_2 = D ;$$

$$R_1 C_1 R_2 C_2 = E ;$$

$$D^2 - 4 E = F.$$

En utilisant ces conventions on peut écrire les relations suivantes :

$$R_1 = \frac{R_4 (R_3 + R_1)}{R_3} = R_0 \left(1 + \frac{C_6}{C_5} \right)^2 = \frac{R_7 R_8 A B^2}{C^2} ; \quad (13)$$

$$R_2 = R_3 + R_4 = R_5 = A ; \quad (14)$$

$$C_1 = \frac{C_3}{\left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right)^2} = \frac{C_5^2}{C_5 + C_6} = \frac{C^2}{A^2 B} ; \quad (15)$$

$$C_2 = C_4 = \frac{C_5 C_6}{C_5 + C_6} = \frac{C_7 C_8}{B} ; \quad (16)$$

$$R_3 = \frac{R_2^2}{R_1 + R_2} ; \quad (17)$$

$$R_4 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} ; \quad (18)$$

$$C_3 = C_1 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)^2 ; \quad (19)$$

$$C_4 = C_2 ; \quad (20)$$

$$R_5 = R_2 ; \quad (21)$$

$$R_6 = \frac{R_1}{\left(1 + \frac{C_2}{C_1} \right)^2} ; \quad (22)$$

$$C_5 = C_1 + C_2 ; \quad (23)$$

$$C_6 = \frac{C_2 (C_1 + C_2)}{C_1} ; \quad (24)$$

$$C_8 = \frac{F + \sqrt{F^2 - 4 R_2^2 C_1 C_2 F}}{2 R_2^2 C_1} ; \quad (25)$$

$$C_7 = \frac{C_8 C_2}{C_8 - C_2} ; \quad (26)$$

$$R_8 = \frac{D - R_2 C_7}{C_8 - C_7} ; \quad (27)$$

$$R_7 = R_2 - R_8. \quad (28)$$

On laisse à chacun le soin de vérifier ce que cela donne dans chaque cas particulier. Les calculs n'ont rien de difficile, mais sont un peu longs et demandent beaucoup d'attention en ce qui concerne le dipôle de la figure 5 d, c'est-à-dire les relations 25 à 28 et le quatrième membre des relations 13 à 16.

Dans certains cas, lorsqu'il existe une relation simple entre C_1 et C_2 , et entre R_1 et R_2 , les calculs sont largement facilités. Cela a lieu, par exemple, lorsque l'on a $C_1 = C_2$ et $R_1 = R_2$, ou encore $R_2 = 2 R_1$ et $C_1 = 2 C_2$. Pour ces deux cas on a dressé, à titre d'illustration, le tableau I ci-après.

TABEAU I
Transformations des circuits de la figure 5

Paramètre	Valeur, en fonction de R_1 ou C_1 , pour :	
	$R_1 = R_2$ $C_1 = C_2$	$R_1 = 0,5 R_2$ $C_1 = 2 C_2$
R_3	$0,5 R_1$	$1,33 R_1$
R_4	$0,5 R_1$	$0,66 R_1$
C_3	$4 C_1$	$2,25 C_1$
C_4	C_1	$0,5 C_1$
R_5	R_1	$2 R_1$
R_6	$0,25 R_1$	$0,445 R_1$
C_5	$2 C_1$	$1,5 C_1$
C_6	$2 C_1$	$0,75 C_1$
R_7	$0,275 R_1$	$1,31 R_1$
R_8	$0,725 R_1$	$0,69 R_1$
C_7	$1,38 C_1$	$0,56 C_1$
C_8	$3,62 C_1$	$4,73 C_1$

Enfin, il existe encore une famille de dipôles équivalents, à quatre éléments, représentés par les quatre schémas de la figure 6. Les formules de transformation ressemblent beaucoup à celles qui ont été indiquées pour les dipôles de la figure 5, et sont réunies dans le tableau II. Les facteurs A, B, C et E y ont exactement la même signification que précédemment, mais l'expression du facteur D se trouve légèrement modifiée et devient

$$R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2 = D_1.$$

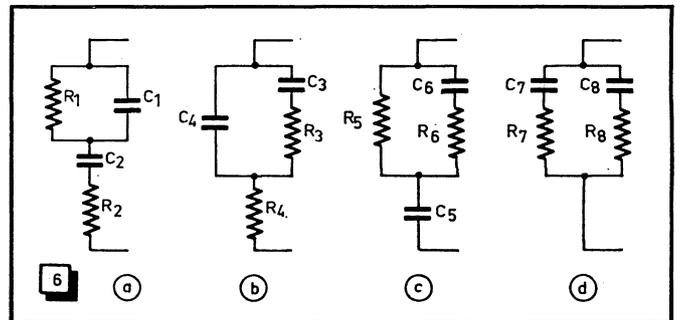


Fig. 6. — Quatre autres dipôles R-C qui peuvent être équivalents.

De ce fait, l'expression du facteur F s'écrit :

$$D_1^2 - 4E = F.$$

TABLEAU II

Formules de transformation des circuits de la figure 6

Dipôle 6a en fonction du dipôle 6b :	
$C_1 = \frac{C_1(C_3 + C_4)}{C_3}$;	$C_2 = C_3 + C_4$;
$R_1 = \frac{R_3}{\left(1 + \frac{C_4}{C_3}\right)^2}$;	$R_2 = R_4$.
Dipôle 6a en fonction du dipôle 6c :	
$C_1 = C_5 \left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right)^2$;	$C_2 = C_5$;
$R_1 = \frac{R_5^2}{R_5 + R_6}$;	$R_2 = \frac{R_5 R_6}{R_5 + R_6}$.
Dipôle 6a en fonction du dipôle 6d :	
$C_1 = \frac{C_7 C_8 A^2 B}{C^2}$;	$C_2 = C_7 + C_8 = B$;
$R_1 = \frac{C^2}{A B^2}$;	$R_2 = \frac{R_7 R_8}{A}$.
Dipôle 6b en fonction du dipôle 6a :	
$C_3 = \frac{C_2^2}{C_1 + C_2}$;	$C_4 = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$;
$R_3 = R_1 \left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right)^2$;	$R_4 = R_2$.
Dipôle 6c en fonction du dipôle 6a :	
$C_6 = C_2$;	$C_5 = \frac{C_1}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)^2}$;
$R_5 = R_1 + R_2$.	$R_6 = \frac{R_2(R_1 + R_2)}{R_1}$.
Dipôle 6d en fonction du dipôle 6a :	
$R_5 = \frac{F + \sqrt{F^2 - 4 R_1 R_2 C_2^2 F}}{2 R_1 C_2^2}$;	$R_7 = \frac{R_8 R_2}{R_8 - R_2}$;
$C_8 = \frac{D_1 - R_7 C_2}{R_8 - R_7}$;	$C_7 = C_2 - C_8$.

Dipôles à 3 éléments L-C

Pour les deux structures de la figure 7 les formules de passage de l'une à l'autre restent exactement les mêmes que les relations (1) à (6) déjà indiquées, avec cette différence que l'on y remplace R_1 par L_1 et R_2 par L_2 . C'est ainsi que la relation (3) devient :

$$L_1 = \frac{L_2}{\left(1 + \frac{C_4}{C_3}\right)^2}.$$

Exemple. — Le circuit de la figure 7a peut être, par exemple, un réjecteur de la chaîne d'amplification F.I. d'un téléviseur, avec $C_1 = 10$ pF et $C_2 = 5,6$ pF. Si, pour telle ou telle raison, on veut le réaliser sous la forme de la figure 7b, on doit avoir :

$$C_3 = \frac{31,5}{15,6} = 2 \text{ pF environ} ;$$

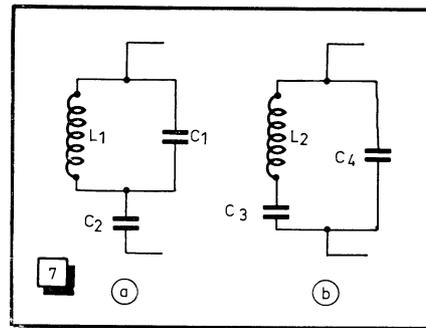


Fig. 7. — Dipôles L-C à trois éléments, dont l'équivalence est analogue à celle de la figure 1.

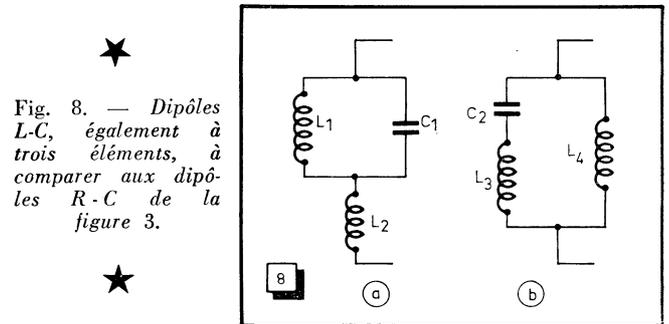


Fig. 8. — Dipôles L-C, également à trois éléments, à comparer aux dipôles R-C de la figure 3.

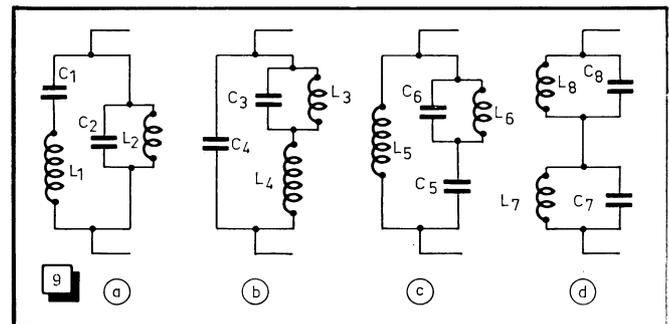


Fig. 9. — Dipôles L-C à quatre éléments, dont l'équivalence est tout à fait analogue à celle des dipôles R-C de la figure 5.

$$C_4 = \frac{56}{15,6} = 3,6 \text{ pF} ;$$

$$L_2 = 7,85 L_1.$$

Cela conduit donc à une bobine ayant, *grosso modo*, trois fois plus de spires.

On peut avoir également affaire aux circuits de la figure 8, pour lesquels les relations (7) à (12) restent valables, à condition de remplacer partout R par L, et à condition qu'il n'y ait aucun couplage entre L_1 et L_2 d'une part, et entre L_3 et L_4 d'autre part.

Dipôles à 4 éléments L-C

Les quatre réseaux de la figure 9 sont équivalents entre eux, au point de vue impédance si l'on fait intervenir les relations ayant exactement la même forme que (13) à (28), en remplaçant R_1 par L_1 , R_2 par L_2 , etc. Par exemple, on aura, d'après (17) :

$$L_3 = \frac{L_2^2}{L_1 + L_2}.$$

Bien entendu, on suppose, encore une fois, qu'aucun couplage inductif n'existe entre les deux inductances d'un même réseau.

On peut aussi tracer quatre réseaux L-C ayant la structure de ceux de la figure 6, en remplaçant partout R par L, et dont l'équivalence sera conditionnée par les relations de la même forme que celles du tableau II, où l'on aura remplacé R par L, avec les mêmes indices évidemment.

Équivalence des circuits en "π" et en "T"

Les relations les plus courantes sont celles qui permettent de passer d'une cellule en T (fig. 10 a) à une cellule en π (fig. 10 b). Si ces relations sont satisfaites, les deux cellules sont équivalentes, ce qui veut dire qu'elles peuvent être substituées l'une à l'autre dans une liaison, par exemple.

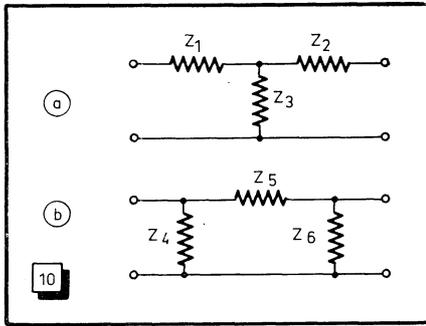
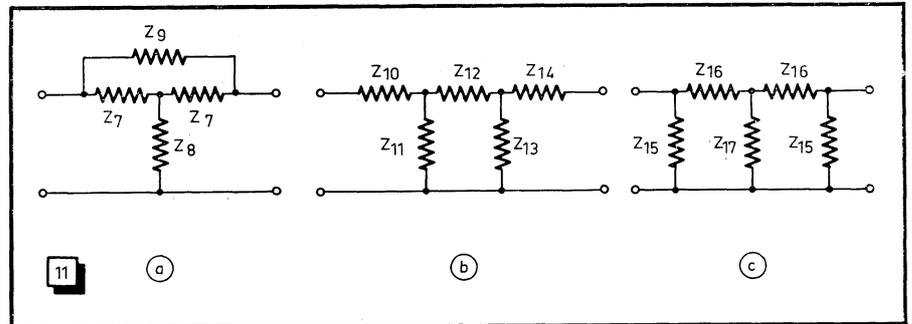


Fig. 10. — On peut considérer comme équivalents le circuit en T (a) et celui en π (b), lorsque certaines relations sont satisfaites.

Fig. 11. — Les cellules complexes en T ponté (a) ou autres structures symétriques (b et c) peuvent être rendues équivalentes à des cellules simples en T ou en π, et vice-versa.



Pour les cellules de la figure 10 on a :

$$\begin{aligned} Z_1 &= \frac{Z_4 Z_5}{Z_4 + Z_5 + Z_6} ; \\ Z_2 &= \frac{Z_5 Z_6}{Z_4 + Z_5 + Z_6} ; \\ Z_3 &= \frac{Z_4 Z_6}{Z_4 + Z_5 + Z_6} ; \\ Z_4 &= \frac{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3}{Z_2} ; \\ Z_5 &= \frac{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3}{Z_3} ; \\ Z_6 &= \frac{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3}{Z_1} . \end{aligned}$$

Exemple. — On suppose une cellule telle que celle de la figure 10 a, avec $Z_1 = Z_2 = Z_3 = 100 \Omega$. La cellule en π équivalente sera constituée par des éléments dont la valeur est

$$Z_4 = Z_5 = Z_6 = 300 \Omega .$$

Si on a une cellule en π (fig. 10 b), avec $Z_4 = Z_6 = 300 \Omega$ et $Z_5 = 1000 \Omega$, la cellule en T équivalente aura pour caractéristiques :

$$\begin{aligned} Z_1 = Z_2 &= \frac{300 \times 1000}{1600} = 187,5 \Omega ; \\ Z_3 &= \frac{300 \times 300}{1600} = 56,3 \Omega . \end{aligned}$$

Dans ces exemples simples, il a été supposé qu'il s'agissait de cellules symétriques, ce qui n'est nullement obligatoire.

Équivalence des cellules plus complexes

D'autres structures, comme celles de la figure 11, peuvent être rendues équivalentes à des cellules en T ou en π, l'opération inverse étant également possible, bien entendu.

Pour un réseau dit en « T ponté » (fig. 11 a), les formules de transformation en une cellule en T se présentent comme suit :

$$\begin{aligned} Z_1 = Z_2 &= \frac{Z_7 Z_8}{Z_7 + 2 Z_7} ; \\ Z_3 &= Z_8 + \frac{Z_7^2}{Z_7 + 2 Z_7} . \end{aligned}$$

Ces relations sont valables pour une cellule en T ponté symétrique, comme l'indique le schéma, ce qui aboutit aux cellules en π ou en T également symétriques, évidemment. Pour la transformation en π les relations sont :

$$\begin{aligned} Z_4 = Z_6 &= Z_7 + 2 Z_8 ; \\ Z_5 &= \frac{Z_7 Z_8 (Z_7 + 2 Z_8)}{Z_7 (Z_7 + 2 Z_8) + Z_8 Z_7} \end{aligned}$$

Pour le réseau de la figure 11 b les formules de transformation en T sont :

$$\begin{aligned} Z_1 = Z_{10} &+ \frac{Z_{11} Z_{12}}{Z_{11} + Z_{12} + Z_{13}} ; \\ Z_2 = Z_{14} &+ \frac{Z_{12} Z_{13}}{Z_{11} + Z_{12} + Z_{13}} ; \\ Z_3 &= \frac{Z_{11} Z_{13}}{Z_{11} + Z_{12} + Z_{13}} . \end{aligned}$$

Exemple. — Si l'on a un réseau tel que celui de la figure 11 b, avec toutes les résistances égales à 100Ω , la cellule équivalente en T aura comme caractéristiques :

$$\begin{aligned} Z_1 = Z_2 &= 100 + \frac{10000}{300} = 133 \Omega ; \\ Z_3 &= \frac{10000}{300} = 33,3 \Omega . \end{aligned}$$

Dans ces conditions, à partir du « T », on peut calculer, si l'on veut, les éléments d'une cellule équivalente en π. Dans le cas ci-dessus, on trouvera, par exemple : $Z_4 = Z_6 = 200 \Omega$; $Z_5 = 800 \Omega$.

Pour le réseau de la figure 11 c les formules de transformation en T sont, en supposant le réseau à transformer symétrique

$$\begin{aligned} Z_1 = Z_2 &= \frac{Z_{15} Z_{16}}{Z_{15} + Z_{16}} ; \\ Z_3 &= \frac{Z_{15}^2 Z_{17}}{(Z_{15} + Z_{16}) (Z_{15} + Z_{16} + 2 Z_{17})} . \end{aligned}$$

Exemple. — Si un réseau tel que celui de la figure 11 c présente les caractéristiques suivantes : $Z_{15} = 100 \Omega$; $Z_{16} = 200 \Omega$; $Z_{17} = 300 \Omega$, la cellule équivalente en T se présentera comme suit

$$\begin{aligned} Z_1 = Z_2 &= 67 \Omega ; \\ Z_3 &= 16,7 \Omega . \end{aligned}$$

Comme dans le cas précédent, à partir de ces valeurs on peut calculer celles d'une cellule équivalente en π . Tous ces calculs peuvent être parfois un peu longs, mais ne sont jamais compliqués.

ATTÉNUATEURS

Cellules symétriques en T, en π ou en T ponté

Un atténuateur est constitué par une ou plusieurs cellules en T, en π ou en T ponté, qui sont supposées ici (fig. 12) à impédance Z adaptée, c'est-à-dire la même aux deux extrémités du quadripôle. En d'autres termes, de telles cellules sont réversibles et peuvent s'intercaler dans une ligne de liaison dont l'impédance caractéristique est la même que celle de la cellule. Par exemple, une cellule d'atténuation intercalée entre le câble coaxial de descente d'une antenne TV et l'entrée d'un téléviseur.

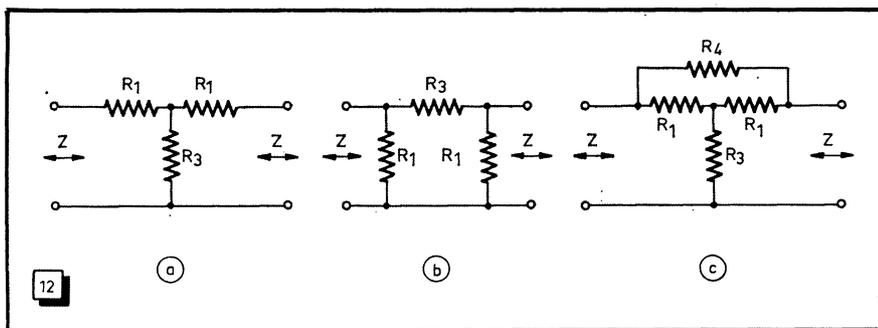


Fig. 12. — Les impédances d'entrée et de sortie des cellules en T (a), en π (b) et en T ponté (c) sont égales : les cellules sont donc réversibles.

★

Fig. 13. — Ces cellules en T (a) et en π (b) sont dites asymétriques, car les impédances caractéristiques ne sont pas les mêmes, vues d'un côté ou de l'autre.

Si l'on désigne par A l'atténuation introduite exprimée par le rapport des tensions ou des intensités à l'entrée et à la sortie, c'est-à-dire par un rapport supérieur à 1, et par Z l'impédance caractéristique nécessaire, les formules de calcul des différentes résistances se présentent comme suit :

Pour une cellule en T (fig. 12 a)

$$R_1 = \frac{Z(A-1)}{A+1} ; \quad (29)$$

$$R_3 = \frac{2ZA}{A^2-1} . \quad (30)$$

Pour une cellule en π (fig. 12 b)

$$R_1 = \frac{Z(A+1)}{A-1} ; \quad (31)$$

$$R_3 = \frac{Z(A^2-1)}{2A} . \quad (32)$$

Pour une cellule en T ponté (fig. 12 c)

$$R_1 = Z ; \quad (33)$$

$$R_3 = \frac{Z}{A-1} ; \quad (34)$$

$$R_4 = Z(A-1) . \quad (35)$$

Exemples :

1. — Calculer une cellule en T pour une atténuation A = 10 et une impédance caractéristique Z = 75 Ω .

On a, d'après (29) et (30) :

$$R_1 = \frac{75 \times 9}{11} = 61,4 \Omega ;$$

$$R_3 = \frac{1500}{99} = 15,15 \Omega .$$

2. — Calculer une cellule en π pour une atténuation A = 20 et une impédance caractéristique Z = 300 Ω .

En utilisant les relations (31) et (32) on a :

$$R_1 = \frac{6300}{19} = 332 \Omega ;$$

$$R_3 = \frac{120\,700}{40} \approx 3000 \Omega .$$

3. — Calculer une cellule en T ponté pour une atténuation A = 20 et une impédance caractéristique Z = 500 Ω .

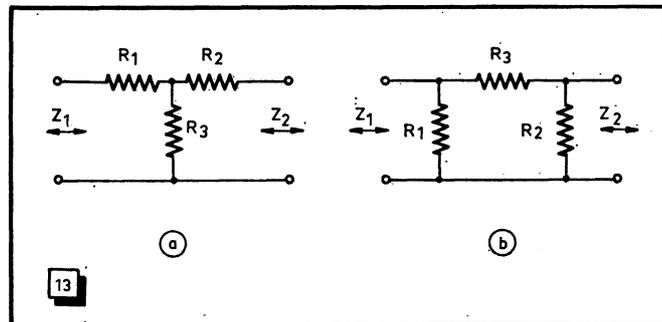
D'après les relations (33) à (35) on a :

$$R_1 = 500 \Omega ;$$

$$R_3 = \frac{500}{19} = 26,3 \Omega ;$$

$$R_4 = 500 \times 19 = 9500 \Omega .$$

Si l'on se trouve en présence de deux ou plusieurs cellules



calculées pour une même impédance caractéristique, on peut les ajouter les unes à la suite des autres, auquel cas l'atténuation globale représente le produit des atténuations partielles. Par exemple, si nous avons une cellule introduisant une atténuation A₁ = 5 et une autre avec A₂ = 20, l'atténuation globale introduite par ces deux cellules en série sera A = 5 × 20 = 100. Pour la mise en série, la structure de chacune des cellules associées n'a pas d'importance, à condition, bien entendu, que l'impédance caractéristique de toutes les cellules soit la même.

Cellules asymétriques

La structure de ces cellules est la même que précédemment (fig. 13), mais l'impédance caractéristique n'y est plus la même vue d'un côté ou de l'autre. En dehors de l'atténuation, ces cellules peuvent être utilisées pour réaliser une adaptation d'impédances.

Etant donné que les deux impédances terminales sont ici différentes, l'affaiblissement des cellules asymétriques est exprimé en rapport de puissances N, supérieur à 1.

W. SOROKINE.

Radio-Constructeur

■ PETITES ANNONCES

La ligne de 44 signes ou espaces : $\frac{1}{2}$ F + 0,80 (T.V.A.) = 4,80 F (demande d'emploi : 2 F + 0,40 (T.V.A.) = 2,40 F). Domiciliation à la Revue : 4 F + 0,80 (T.V.A.) = 4,80 F. **PAIEMENT D'AVANCE.** — Mettre la réponse aux annonces domiciliées sous enveloppe affranchie ne portant que le numéro de l'annonce. Remise des textes au plus tard le 10 du mois.

● DEMANDES D'EMPLOI ●

TECHNICIEN RADIO-TV, diplômé ENP, niveau ATP, 12 ans de pratique. Expérience S.A.V., rech. emploi stable av. respons. Ecr. R. Pelissolo, 12, rue Marengo, 92-Courbevoie. Tél. 333-88-04.

A.T.3, 18 ans expérience électronique professionnelle, disposant atelier bien équipé, cherche entretien et dépannage matériel professionnel Montpellier et région. Ecr. Revue n° 099.

Artisan dépanneur RADIO-TV, 28 ans, cherche dépannages à sous-traiter pour la banlieue sud de Paris. Ecr. à Gauché, 8 bis, route de Marcoussis, 91-Monthléry. Tél. 539.

DEPANNEUR RADIO-TV, très expérimenté, ch. situation stable. Ecr. M. René Müller, 69, rue Greuze, Bât. A, logem. 31, 92-Nanterre.

● ACHATS ET VENTES ●

Vends cause départ, état neuf : platine magnéto X-150 D ; ampli AA-5 000 ; baffles SW-

130 ; magnéto X-1 800 SD. Le tout marque Akai. Platine TD Pioneer PL-25. Tél. 705-38-89.

Pour compléter et ouvrir labo mesure, technicien cherche d'occasion, même en panne, oscillographe moderne, à tiroirs, performances étendues, si possible transistorisé. Ecr. Revue n° 087.

● VENTES DE FONDS ●

A céder fonds RADIO-TV-APPAREILS MENAGERS. Station service Radiola depuis 1935. Avec ou sans les murs. Région Ouest-Anjou. Ecr. Revue n° 091.

RADIO-F.M.

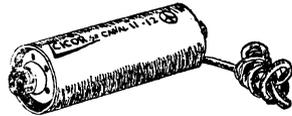
cicor

TÉLÉVISION



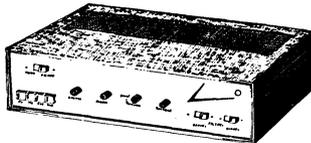
MESUREUR DE CHAMP

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



PRÉAMPLI D'ANTENNE TRANSISTORS

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



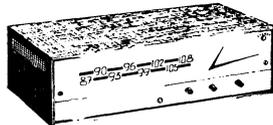
AMPLI BF "GOUNOD"

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

— Sortie enregistrement - Filtres de coupure aiguës graves
— Correcteur graves aiguës (Balance)

TUNER FM "BERLIOZ"

Tous transistors
37 à 108 Mhz - CAF - CAG
Mono ou stéréo

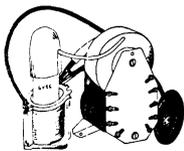


ENSEMBLE DÉVIATION 110°

Déviateur nouveau modèle
Fixation automatique des sorties

NOUVEAU : THT 110°

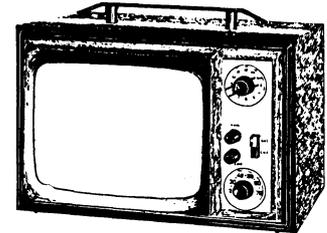
Surtension auto-protégée



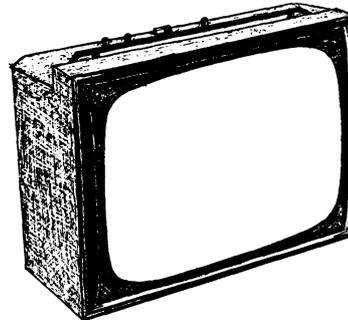
Tous nos modèles sont livrés en pièces détachées ou en ordre de marche.

"TRAVELLER"

- Téléviseur portatif
- Secteur - Batterie
- Contraste automatique
- Ecran de 28 cm
- Équipé de tous les canaux français et Luxembourg
- Coffret gainé noir
- Antennes télescopiques incorporées
- Dimensions : 375 x 260 x 260 mm



"PATIO" TÉLÉVISEUR PORTABLE 41



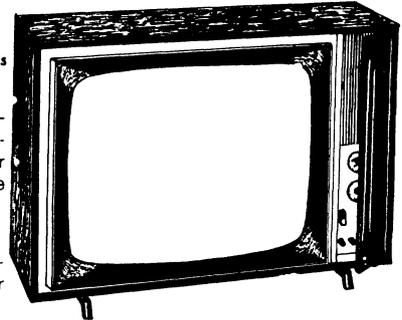
- Téléviseur mixte - Tubes - Transistors
- Le Récepteur idéal pour votre appartement et votre maison de campagne
- Antennes incorporées - Sensibilité 10 μ V
- Poids 14 kg - Poignée de portage
- Ebénisterie gainée luxueuse et robuste.

"HACIENDA"

Téléviseur 819-625 lignes
Ecran 59 et 65 cm

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

- Sensibilité 15 μ V
- Commutation 1^{re}. 2^e chaîne par touches.
- Ebénisterie très belle présentation noyer, acajou, palissandre.



Dimensions :

59 cm 720 x 515 x 250
65 cm 790 x 585 x 300

cicor

5, rue d'Alsace
PARIS-X^e

202-83-80 (lignes groupées)

Disponible chez tous nos Dépositaires RAPP

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

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



à partir du N°
(ou du mois de.....)

ABONNEMENT | RÉABONNEMENT

	FRANCE	ÉTRANGER
<input type="radio"/>	40,00 F	<input type="radio"/> 50,00 F



à partir du N°
(ou du mois de.....)

ABONNEMENT | RÉABONNEMENT

<input type="radio"/>	24,00 F	<input type="radio"/> 30,00 F
-----------------------	---------	-------------------------------



à partir du N°
(ou du mois de.....)

ABONNEMENT | RÉABONNEMENT

<input type="radio"/>	25,00 F	<input type="radio"/> 31,00 F
-----------------------	---------	-------------------------------



à partir du N°
(ou du mois de.....)

ABONNEMENT | RÉABONNEMENT

<input type="radio"/>	60,00 F	<input type="radio"/> 75,00 F
-----------------------	---------	-------------------------------



à partir du N°
(ou du mois de.....)

ABONNEMENT | RÉABONNEMENT

<input type="radio"/>	75,00 F	<input type="radio"/> 90,00 F
-----------------------	---------	-------------------------------

Spécimens sur demande

TOTAL

DATE

RC 240

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^e.

LES APPAREILS NUMÉRIQUES DE TABLEAU...

... marquent une nouvelle étape dans l'évolution de l'instrumentation électronique. La production actuelle de ces appareils fait l'objet d'une analyse dans le présent numéro de **ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE**, analyse suivie par l'étude détaillée d'un voltmètre numérique de tableau commercial.

Puis vient un texte consacré aux **transistors unijonction** et comprenant un tableau à jour des nouveaux éléments disponibles dans le commerce, avec toute une série de leurs schémas d'application, ainsi que :

- la réalisation d'un ensemble de jaugeage par rayonnement du combustible à bord des avions ;
- des schémas d'application des thyristors blo-cables ;
- l'étude du principe de fonctionnement des en-registres magnétiques incrémenteaux ;
- la suite de la « Circuithèque » ;
- etc., etc.

ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE n° 115

Prix : 7 F

Par poste : 7,20 F

ZEDPEHER

Il n'est pas impossible que ces sons revien-nent souvent à nos oreilles, car il s'agit du sigle (ZPR) d'un tube-images révolutionnaire ou plus précisément d'une conception nouvelle dans l'élaboration d'images TV en couleurs. En effet, ce tube ZPR reproduit des images colorées à partir d'un tube monochrome relativement clas-sique sur lequel on fixe un réseau de prismes associé à un système de commutation. Bien entendu, pour de plus amples détails, nous vous prions de vous reporter au numéro 185 de « TELEVISION » (numéro de juillet-août).

Vous y trouverez d'ailleurs un certain nombre d'autres articles intéressants tels que l'utilisa-tion de thyristors dans les récepteurs TV, un TV-test sur le téléviseur portable Dialva 1000 de Radialva, la suite de l'étude exhaustive sur les filtres de bande, la description de nouvelles caméras professionnelles, et d'autres articles que vous aurez le loisir de découvrir en vous procurant ce numéro, et dont vous apprécierez la lecture sur les plages que nous vous souhai-tons ensoleillées. Bonnes vacances !

TELEVISION n° 185

Prix : 3 F

Par poste : 3,20 F

LES CIRCUITS IMPULSIONNELS

Plus connus sous le nom de **montages asta-bles, monostables ou bistables**, les circuits impulsionnels constituent la clef de voûte de nombreux ensembles électroniques ; aussi la connaissance de leur comportement revêtent un intérêt primordial, une étude détaillée leur est-elle consacrée, qui débute dans ce numéro où il est par ailleurs question de l'analyse d'un émetteur-récepteur transistorisé pour les bandes amateurs des 80, 40, 20 et 15 m, du banc d'essai d'un oscilloscope à hautes performances, entièrement équipé de semiconducteurs, ainsi que de la réalisation d'un générateur d'analyse pour la mise au point des ensembles Hi-Fi.

Citons encore, et en avant-première, la des-cription d'un préamplificateur-amplificateur sté-réophonique uniquement équipé de circuits in-tégrés, et nos rubriques habituelles : Revue cri-tique de la presse mondiale, ils ont créé pour vous, la Vie Professionnelle, sans oublier le compte rendu en images de la récente I.E.A.

TOUTE L'ELECTRONIQUE n° 327

Prix : 5 F

Par poste : 5,20 F

TOUTES LES NOUVELLES

industrielles, financières et commerciales sont publiées chaque semaine dans **ELECTRONIQUE-ACTUALITES**, le journal dont tout le monde parle.

Prix : 2,50 F

Par poste : 2,75 F



Amplificateur magnétique et thyatron au silicium dans l'industrie

Par L. NOSBOM

Le rôle important du thyatron au silicium dans les équipements de contrôle de régulation, notamment dans le domaine des régulations de puissance, est maintenant unanimement reconnu.

Et si la commande des thyatrons au silicium pose des problèmes délicats, il n'en est plus de même lorsque cette commande est assurée par un amplificateur magnétique.

Ce sont l'un et l'autre qui font l'objet de ce livre qui comporte quatre grandes parties :

1. — La théorie de l'amplification magnétique.
2. — L'amplificateur magnétique autotaturé.
3. — Le thyatron au silicium.
4. — La commande des thyatrons au silicium par amplificateurs magnétiques.

L'auteur a su exposer les avantages incontestables de l'ensemble « amplificateur magnétique - thyatron au silicium ». De nombreux exemples d'applications (calculs et schémas) sont donnés.

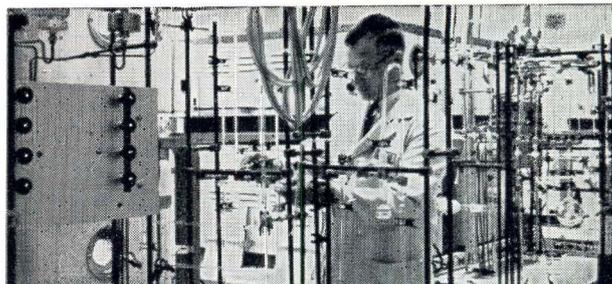
En début d'ouvrage, la théorie de l'amplificateur magnétique est reprise de telle façon que le chapitre essentiel relatif à la commande du thyatron au silicium est particulièrement clair. A noter que le développement de la théorie de l'amplificateur magnétique suffit à susciter l'intérêt du lecteur.

Un volume de 184 pages (16 x 24)
avec 135 illustrations.

Prix : 30,90 F (+ t.l.). Par poste : 33,99 F

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob, PARIS (6^e) C. C. P. Paris 1164-34



électronique formation ou recyclage

Formation et recyclage nécessitent le choix judicieux d'un mode d'enseignement bien adapté.

Efficace pour être rapidement utile, souple pour s'appliquer à chaque cas particulier, orienté sur les utilisations industrielles des techniques, l'enseignement par correspondance de l'INSTITUT TECHNIQUE PROFESSIONNEL apporte, depuis vingt ans, les connaissances que souhaitent l'ingénieur pour se parfaire, le technicien pour se spécialiser, le débutant pour s'initier.

INGENIEUR

Deux ans et demi à trois ans d'études sont nécessaires à partir du niveau du baccalauréat mathématiques. Ce cours comporte, avec les compléments de mathématiques supérieures, les éléments de physique moderne indispensables pour dominer l'évolution des phénomènes électroniques.

Programme n° IEN-20

AGENT TECHNIQUE

Un an à dix-huit mois d'études permettent, à partir d'un C.A.P. d'électricien, d'acquérir une excellente qualification professionnelle d'agent technique.

Programme n° ELN-20

SEMI-CONDUCTEURS-TRANSISTORS

De niveau équivalent au précédent, ce cours traite de l'électronique "actuelle", c'est-à-dire des semi-conducteurs, sous leurs diverses formes et de leurs utilisations qui se généralisent à tous les domaines.

Programme n° SCT-20

COURS ELEMENTAIRE

A partir du Certificat d'Etudes Primaires, ce cours apporte en six à huit mois, les principes techniques fondamentaux de l'électronique. Les comparaisons avec des phénomènes familiers, l'appel au bon sens plus qu'aux mathématiques, facilitent l'acquisition des connaissances de base utilisables et ouvertes aux perfectionnements.

Programme n° EB-20

AUTRES SPECIALISATIONS

ENERGIE ATOMIQUE - Formation d'ingénieur.....	EA20
ELECTRICITE - Chef Monteur - Ag. Technique-Ingénieur.....	203
AUTOMOBILE - DIESEL - Technicien et Ingénieur.....	204
MATHEMATIQUES - Du C.E.P. au Baccalauréat....	MA 202
Mathématiques supérieures ..	MSU 202
Math. spéciales appliquées ..	MSP 202
MECANIQUE ET DESSIN INDUSTRIEL ..	201
CHAUFF. VENTIL.....	207
CHARPENTE METAL ..	206
BETON ARME ..	208
FROID ..	200

REFERENCES : Ministère des Forces Armées, E.D.F., S.N.C.F., Lorraine-Escout, S.N.E.C.M.A., C^{ie} Thomson-Houston, etc...

INSTITUT TECHNIQUE PROFESSIONNEL

69, Rue de Chabrol, Section RC, PARIS 10^e - PRO 81-14

POUR LE BENELUX : I.T.P. Centre Administratif 5, Bellevue, WEPION (Namur)
POUR LE CANADA : Institut TECCART, 3155, rue Hochelaga - MONTREAL 4

Je désire recevoir sans engagement le programme n°..... (joindre 2 timbres)

NOM en majuscules

ADRESSE

DU NOUVEAU !...

GIBOT

MESURES

**CIBOT-RADIO met à votre disposition
DANS SES NOUVEAUX MAGASINS
UN PERSONNEL SPÉCIALISÉ "MESURES"**
(Démonstration permanente)

LA MALLETTE DE
L'ÉLECTRONICIEU I...



**517A - 20 000 Ω/V en continu.
4 000 Ω/V en alternatif.**
Cadran Miroir • 48 gammes.
• Anti-chocs • Anti-surcharges.
• Equipage mobile blindé.
En coffret plastique
avec cordon, TTC **178,50**

743 - VOLTMÈTRE ÉLECTRONIQUE
11 MΩ en continu et 1^{re} gamme
de 100 mV
Equipé de transistors à effet de
champ. Mesure des résistances
jusqu'à 10 000 MΩ.
PRIX, avec étui, TTC ... **216,50**

L'ENSEMBLE avec étui
spécial, gravure ci-des-
sus, TTC **395,00**

Documentation générale
"CENTRAD" contre enveloppe timbrée

CENIRAD
FRANCE Kit

CENIRAD
FRANCE Kit

CENIRAD
FRANCE Kit

— DECRIE DANS LES N^{os} 238 - 239 —

OSCILLOSCOPE PROFESSIONNEL BEM 003

Ampli X : bande passante de 0 à 7 MHz
(-3 dB). Calibré de 20 mV à 50 V/division.
Impédance 1 MΩ et 10 MΩ.

Ampli Y : bande passante 600 kHz. Bases de
temps déclenchées ou automatiques. 22 positions
calibrées de 20 ms à 0,2 μs/div. Tube
cathodique diam. : 78 mm. Alimentation : alter-
natif 110 à 240 volts.

PRIX, complet en KIT **1.596,00**

VOLTMÈTRE et SONDE A LAMPES "BEM 002"

- 7 gammes de mesure de tensions continues.
- Impédance : 17,2 MΩ.
- Sensibilité : 17,2 MΩ/volt.
- 7 gammes de tensions alternatives.
- Bande passante 45 Hz à 4,5 MHz ± 1 dB.
- 5 gammes de tensions alternatives par sonde.
- 7 gammes d'Ohmmètre.

PRIX, complet en « KIT », TTC .. **420,00**
Décrit dans les n^{os} 236 et 237 de "Radio-Constructeur"

GÉNÉRATEUR BF "BEM 004"

- FREQUENCES : 5 gammes de 10 Hz
à 1 MHz.
- SINUSOÏDE - Tension de sortie réglable
en 4 gammes de 0 à 10 mV.
- DISTORSION < à 0,30 %.
- IMPÉDANCE de sortie : voisine de 620 Ω
sur 10 mV et 100 mV.
- SIGNAL CARRE - Tensions fixes 10 V -
1 V - 0,1 V.

PRIX, complet en « KIT », TTC .. **624,00**

ET TOUS LES « KITS » CENTRAD : Documentation contre 1 timbre.

métrix

CONTROLEUR MX 202 A

- Lecture directe sur cadran total.
- Sélecteur latéral unique.
- Galvano à suspension par bande.
40 000 ohms par volt.
- Tensions : cont. de 50 mV à 1 000 V - alt. de 15 à 15 000 V.
- Courants : cont. de 25 μA à 5 A. Alt. de 50 mA à 5 A.
- Résistances : de 10 Ω à 2 MΩ.
- Décibels : de 0 à + 55 dB.

PRIX, TTC **238,00**
Etui cuir 25,92.

MILLIVOLTMÈTRE ÉLECTRONIQUE VX 203 A

Appareil adapté aux mesures sur
les circuits à semi-conducteurs -
Alimentation autonome (1 000 h),
réjection de mode commun infinie -
Tensions continues : de 10 mV
pleine échelle à 1 000 V - Résistance
interne 1 MΩ/V. Courants
continus : de 1 μA à 10 A. Chute
de tension : 10 mV. Résistances :
de 1 Ω à 30 MΩ.

PRIX, TTC **594,00**
— Etui cuir 36,48 —

GIBOT

★ RADIO-TÉLÉVISION

POSTEZ DÈS AUJOURD'HUI

★ LE BON DE COMMANDE CI-DESSOUS

PAR RETOUR DU COURRIER

- CATALOGUE... **PIÈCES DÉTACHÉES - 1967-68**
188 pages avec illustrations



Vous y trouverez :

Tubes Electroniques - Semi-Conducteurs -
 Diodes - Tubes cathodiques - Librairie -
 Mesures - Antennes - Appareillage élec-
 trique - Toutes les Fournitures pour le
 dépannage - Chargeurs d'accus - Tables
 et Meubles - Baffles acoustiques - Tourne-
 disques - Micros - Amplificateurs - Tuner
 AM/FM - Outillage - Régulateurs - Vi-
 breurs, etc.

PRIX **5 Frs**
(ou 15 timbres-poste à 0,30)

Cette somme, jointe, me sera remboursée
à ma première commande.

● BON RC 240

NOM
ADRESSE

CIBOT-RADIO, 1 et 3, rue de Reuilly - PARIS (12^e)

Notre Service « DOCUMENTATION » met également
A VOTRE DISPOSITION :

(Indiquer d'une X la rubrique qui vous intéresse)

- CATALOGUE 104/7
(Couverture Rose)
Toute une gamme d'ensembles de conception Indus-
trielle et fournis en pièces détachées - Plus de
60 modèles avec devis détaillés et caractéristiques
techniques. } **GRATUIT**
- CATALOGUE 103
Magnétophones - Téléviseurs - Récepteurs - Chaines
Haute-Fidélité, etc... des plus Grandes Marques à
des prix sans concurrence. } **GRATUIT**
- CATALOGUE « APPAREILS MENAGERS » **GRATUIT**

● SCHÉMATHEQUE "CIBOT" ●

- N^o 1 5 TELEVISEURS - Adaptateurs UHF universels - Interphones
Emetteurs - Récepteurs - Poste Auto - 11 modèles de ré-
cepteurs à transistors - Tuners et Décodeur Stéréo FCC -
Magnétophone.
112 pages augmentées de nos dernières réalisations } **PRIX 4,00**
- N^o 2 BASSE FREQUENCE
13 Modèles d'Electrophones.
15 Modèles d'Amplificateurs Mono et Stéréo.
2 Préamplificateurs Correcteurs.
104 pages augmentées de nos dernières réalisations } **PRIX 4,00**

TOTAL

Somme que
je verse
ce jour

- Mandat lettre Joint.
- Mandat carte.
- Virement postal 3 volets joints.
- En timbres-poste.

GIBOT
★ RADIO

1 et 3, rue de Reuilly, PARIS-XII^e.
Téléphone : DID. 66-90.
Métro : Faldherbe-Chaligny.
C.C. Postal 6129-57 PARIS.