

TSF ET TV

JANVIER 1952

N° 279

REVUE MENSUELLE POUR TOUS LES TECHNICIENS DE L'ELECTRONIQUE

(LA TSF POUR TOUS)

28^e ANNÉE

Rédacteur en chef :

Lucien CHRÉTIEN

Dans ce numéro :

DEUX NOUVEAUX AMPLIS

et 15 articles :

- MESURES ET SERVICE RADIO
- TÉLÉCOMMANDE
- ÉMISSION
- CONSTRUCTION TV
- MESURES ET SERVICE TV
- DOCUMENTS TECHNIQUES

Ci-contre : Robuste, pratique, très lisible, telle sont les qualités qui ont consacré le succès continu du contrôleur type P.U.Z. des Éts SIGOGNE et Cie, 4, 6, 8, rue du Borrego, Paris (XX^e).



52 pages

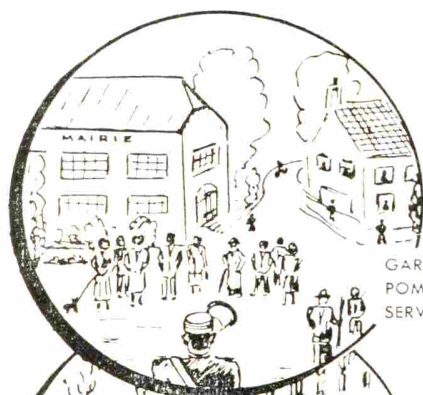
120 Fr

ÉDITIONS CHIRON, PARIS

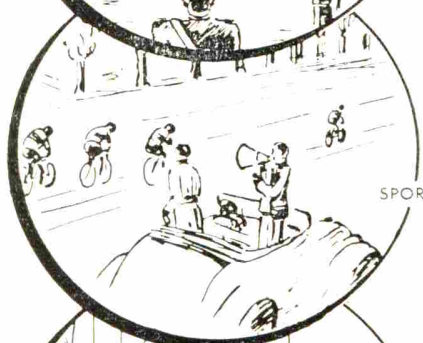
LE "MÉGAFLEX"

PORTE VOIX ÉLECTRIQUE

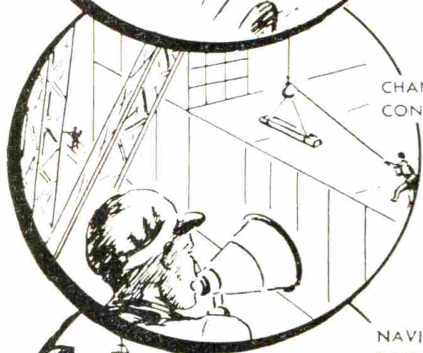
Puissant Robuste Portatif



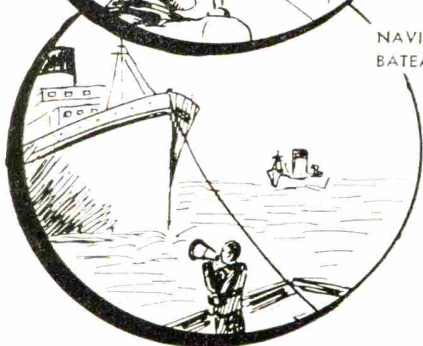
GARDE CHAMPÊTRE
POMPIERS
SERVICES PUBLICS



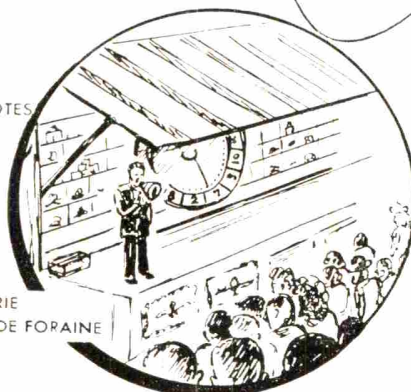
SPORTS



CHANTIERS
CONSTRUCTIONS



NAVIGATION
BATEAUX-PILOTES



LOTÉRIE
PARADE FORAINE



S.C.I.A.R.
DISTRIBUTEUR EXCLUSIF
7, RUE H. GAUTIER, MONTAUBAN
TÉL. 8-80

E. et PAUL BOUYER & C^{ie}
SOCIÉTÉ À RESPONSABILITÉ LIMITÉE. CAPITAL 10.000.000 DE FR.

BUREAUX DE PARIS
9 BIS, RUE SAINT-YVES (14^e)
TÉL. GOB. 81-65



... et quelle économie

dans la construction de nos postes depuis
que nous avons adopté les tubes

RIMLOCK

pour l'équipement des récepteurs de radiodiffusion

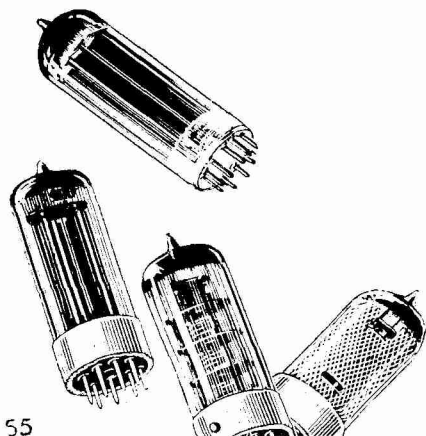
Plus de blindage extérieur des tubes
Transfo d'alimentation plus économique
Plus grande facilité de câblage
Plus grande rapidité de réglage des postes en
fabrication.

TÉLÉVISION : Equipement complet en jeux

NOVAL

pouvant fonctionner sur 110 V. CC. CA.

Miniwatt
DARIO

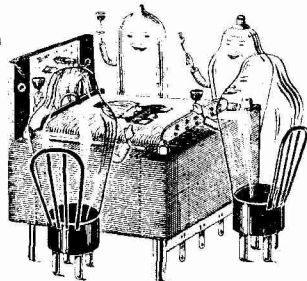


55

S. A. LA RADIOTECHNIQUE - DIVISION TUBES ELECTRONIQUES
Usines : 51, Rue Carnot, Suresnes - Services Commerciaux : 130, Avenue Ledru-Rollin - Paris XI*

GIORGI

Professionnels, en demandant une notice, un renseignement, un catalogue, recommandez-vous de la T. S. F. POUR TOUS.



TRANSFOS

RADIO & TÉLÉVISION
de 30 à 150 millis

BOBINAGES TÉLÉPHONIQUES

Étude sur demande de
TRANSFOS SPÉCIAUX
pour toutes applications ainsi que de tous
BOBINAGES INDUSTRIELS

Fournisseur officiel des P.T.T., de la Télégraphie
Militaire et de l'Aviation civile et militaire

LA RUCHE INDUSTRIELLE
SERVICE COMMERCIAL

35, rue Saint-Georges — PARIS-9^e Tél. : TRU. 79-44

PUBL. RAPHY

SECURIT

Établissements Robert POGU

GAMME COMPLÈTE

BOBINAGES

Bloc 303 en Rimlock et
Miniature

3 gammes OC - PO - GO
455 et 480 Kcs

Bloc 454 en Rimlock et
Miniature

4 gammes OC - PO - GO - BE
455 et 480 Kcs

Bloc 526 en Rimlock et
Miniature

5 gammes OC - PO - GO - 2 BE
455 et 480 Kcs

Bloc à piles pour antenne-
cadre

Types OC - PO - GO ou
2 OC - PO

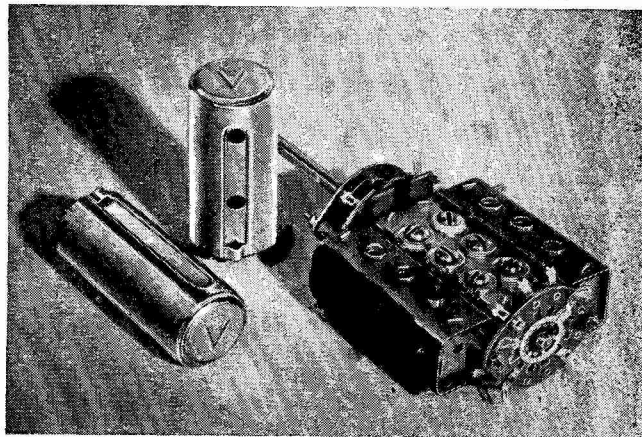
M.F.

à noyaux et à coupelles
dans toutes les applications

10, Avenue du Petit-Parc - VINCENNES (Seine)

Tél. : DAU. 39-77 et 78

PUBL. RAPHY



BLOCS d'ACCORD H.F.

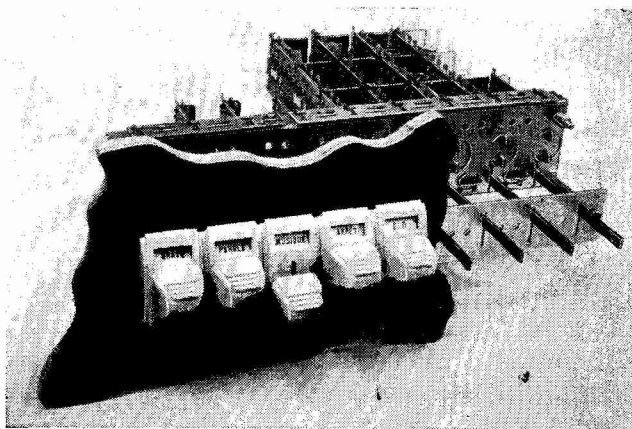
de 2 à 5 gammes
avec ou sans préamplification

TRANSFOS M.F.

**Bobinages
Visodion**
11, QUAI NATIONAL, PUTEAUX (Seine)
Tél. : LON. 02-04

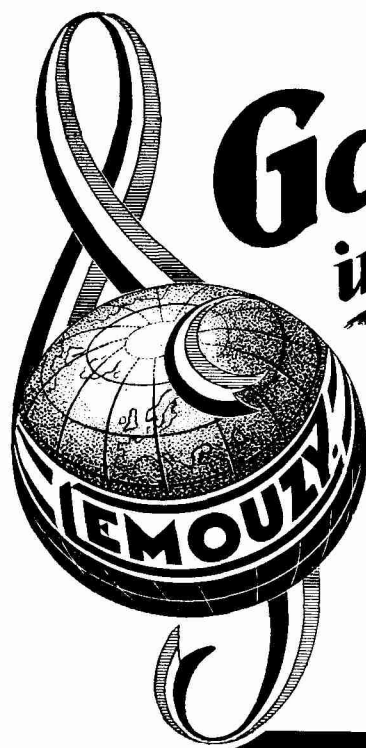
**BLOC A CLAVIER
"VISOMATIC"**

à gammes multiples étalées ou non
avec ou sans préamplification H.F.
Types Standard 715 - 914 - 1.115



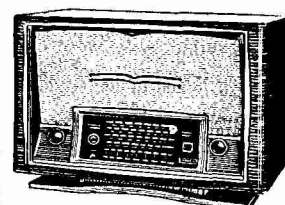
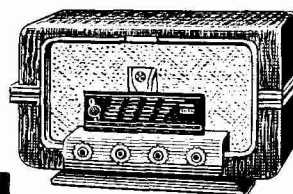
PUBL. RAPHY

Professionnels, en demandant une notice, un renseignement, un catalogue, recommandez-vous de la T. S. F. POUR TOUS.

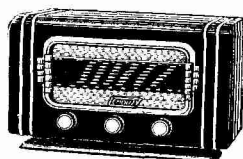
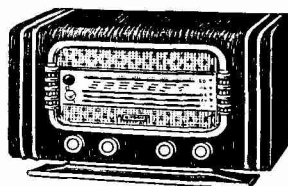


Gamme 1952

imbattable!



MODÈLES A
5, 6, 8, 9 lampes
DE
15.000 à 65.000'



(agents demandés)

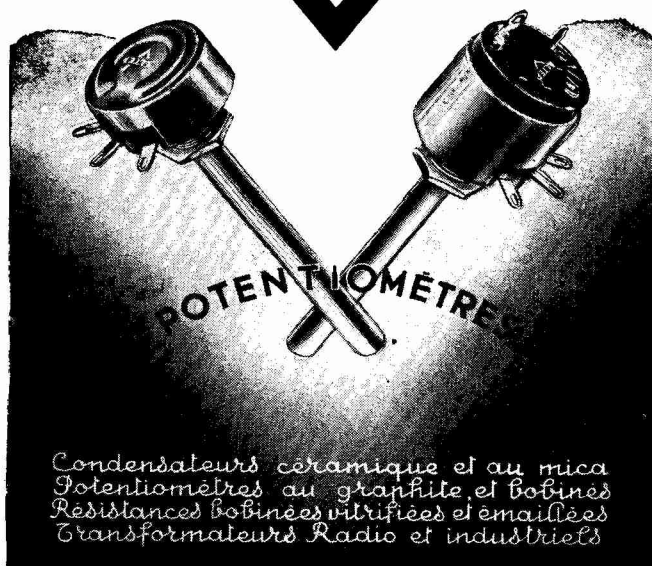
**RADIOPHONO MICRO-SILLON
RÉCEPTEURS COLONIAUX**
MIXTES - SECTEUR - BATTERIE

EMOUZY

LA MARQUE FRANÇAISE DE QUALITÉ
37 ANS D'EXPÉRIENCE EN RADIO

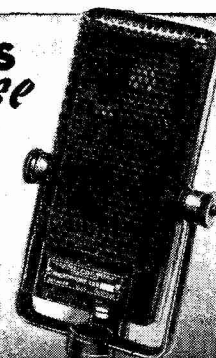
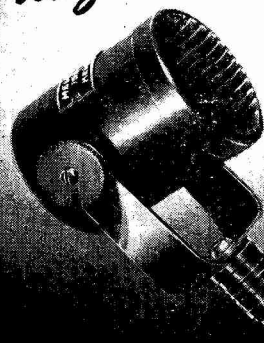
63, R. DE CHARENTON, PARIS-12° M^e Bastille - DID. 07-74

MCB VÉRITABLE ALTER
COURBEVOIE-FRANCE



Condensateurs céramique et au mica
Potentiomètres au graphite et bobines
Résistances bobinées vitrifiées et émaillées
Transformateurs Radio et industriels

2 MICROPHONES
de grande classe



TYPES
42-B A RUBAN
75-A DYNAMIQUE

DEPUIS
25 ANNÉES
la Radiodiffusion
 Française
LES UTILISE

MELODIUM

296, RUE LECOURBE - PARIS 15. - LEC. 50-80 (3 l.)

Professionnels, en demandant une notice, un renseignement, un catalogue, recommandez-vous de la T. S. F. POUR TOUS.

UN NOUVEAU MONTAGE AMPLIFICATEUR SYMETRIQUE

APPELE A UN DEVELOPPEMENT SENSATIONNEL

Le dernier numéro de "GENERAL RADIO EXPERIMENTER" (10-1951) vient de révéler un nouveau montage amplificateur symétrique qui sera certainement appelé à un développement sensationnel. TSF ET TV doit à ses lecteurs de leur faire connaître, sans tarder, ce circuit original qui a été mis au point par les ingénieurs de la réputée firme d'appareils de mesure d'Outre-Atlantique, GENERAL RADIO, et, notamment, par MM. ARNOLD PETERSON et DONALD B. SINCLAIR.

Sa particularité essentielle est qu'il permet d'obtenir le rendement élevé des amplificateurs en classe AB sans être affecté des distorsions inhérentes au fonctionnement en classe B, pour les puissances élevées. Ce résultat peut être obtenu sans qu'il soit nécessaire d'employer de matériel spécial. D'autre part le montage associé à ces avantages l'intérêt des amplificateurs de puissance à couplage direct (dont une analyse est faite dans ce numéro) et des amplificateurs en classe A, quand un très faible taux de distorsion est exigé.

LE CIRCUIT DE BASE

Le circuit de base est donné en Fig. 1. L'étage de sortie comprend deux tubes de puissance montés en

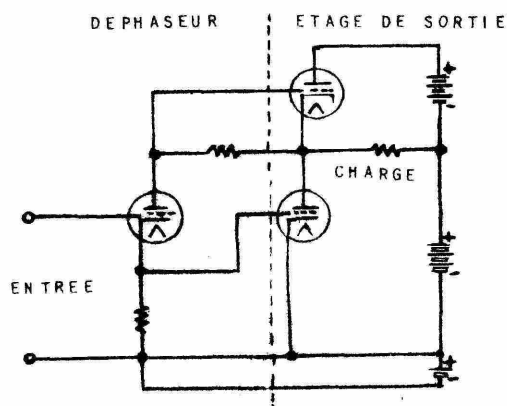


Fig. 1

série avec l'alimentation anodique. La charge sur laquelle est délivrée la puissance de sortie est connectée entre le point milieu de l'alimentation et le point commun cathode-plaque des deux tubes en série. Les deux tubes sont attaqués par des signaux en opposition de phase par un étage déphaseur cathodyne.

En continu la charge n'est parcourue par aucun courant, les deux points entre lesquels elle est connectée étant à des potentiels égaux. Les deux parties de l'alimentation anodique en série, d'une part, et les deux tubes en série, d'autre part, constituent les branches d'un pont en équilibre dont la charge est la branche médiane.

Au point de vue dynamique, il n'en est pas de même. L'un des tubes travaille dans les conditions normales avec la charge dans son circuit plaque, l'autre travaille avec la même charge dans son circuit de cathode. Si les tensions d'attaque des deux tubes sont égales et en opposition de phase, les courants alternatifs seront de même sens dans la charge commune et le fonctionnement du circuit sera assuré.

Malheureusement - et c'est sur ce point qu'un autre chercheur, Mc INTOSH, qui s'était attaqué à ce problème, avait trébuché - la cathode du tube travaillant en charge cathodique est à un potentiel flottant. Il faudra donc que cette tension s'ajoute à la tension de commande normale pour obtenir un fonctionnement correct.

C'est d'une manière très simple que A. G. PETERSON tourne la difficulté. Il lui suffit, au lieu d'alimenter l'étage déphaseur à partir de la haute tension, de le faire à partir du point flottant commun à la charge et aux tubes de puissance. Ainsi est assuré le fonctionnement du montage.

POURQUOI COMPLIQUER LE MONTAGE SYMETRIQUE HABITUEL ?

On peut se demander quel intérêt peut présenter le nouveau circuit par rapport au montage symétrique habituel.

C'est vrai tout simplement que ce dernier, donnant toute satisfaction pour des puissances faibles, inférieures à 40 watts, devient d'un fonctionnement très défectueux au delà, où apparaît un type de distorsion particulier aux amplificateurs travaillant en classe AB ou B, c'est la "distorsion de rupture" (switching transients = transitoires de commutation, des anglo-américains) provoquée par les f.c.e.m. de rupture qui apparaissent sur les self-inductances de fuite des moitiés du primaire du transformateur de sortie, au moment de l'annulation du courant plaque de l'un, puis de l'autre, des tubes de puissance.

La Fig. 2 donne l'allure de cette distorsion très caractéristique des fortes qui a été particulièrement

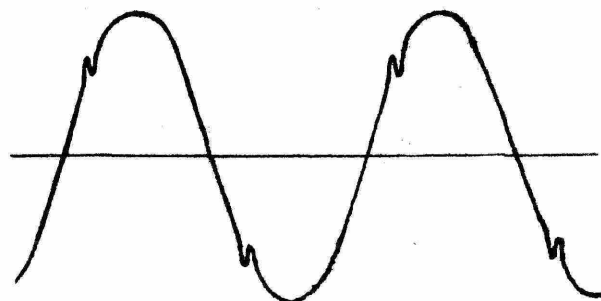


Fig. 2

étudiée par A. PEN-TUNG SAM (P.I.R.E., 11-1936).

Pour l'éliminer, les partisans de la haute fidélité aux puissances élevées en étaient venus à n'admettre que la classe A. HOWARD T. STERLING (Electronics, 5 - 1951) proposa dans ce sens un montage dit "en classe A élargie" comportant la mise en parallèle de triodes et de tétrodes pour relever le rendement médiocre de la classe A. Cette solution est trop neuve pour pouvoir juger de son avenir. Elle supporte l'emploi des transformateurs de sortie classiques mais exige une alimentation anodique pouvant délivrer de fortes pointes de courant.

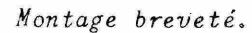
Une solution acceptable a été donnée par Franck H. Mc INTOSH et GORDON J. GOW (Audio Engineering, 12 - 1950) qui, nous l'avons dit, avaient songé au circuit mis au point par PETERSON. Puisque ce sont les selfs de fuite qui sont les coupables et, en vérité, non pas leur valeur absolue mais leur valeur

Pour que les tensions, en alternatif, soient voisines sur les deux enroulements il leur a fallu distribuer les charges à la fois sur les circuits anodiques et sur les circuits cathodiques des tubes. Et c'est là l'inconvénient du circuit Mc INTOSH qui exige un transformateur spécial.

Il y a beaucoup de points communs entre les montages PETERSON et Mc INTOSH, quant à l'idée de base et quant aux résultats. Tous deux admettent une

Les courbes de la Fig. 4 montrent que la distorsion harmonique pour diverses fréquences est exceptionnellement faible. Celles de la Fig. 5 donnent la courbe de réponse globale de l'amplificateur et les taux de distorsion par transmodulation. Elles sont un témoignage éclatant de l'intérêt du nouveau montage qui semble bien avoir résolu le problème de la suppression des distorsions propres aux amplificateurs en classe AB, aux puissances élevées.

Une étude plus complète des problèmes soulevés aux cours de cette analyse et de leurs solutions sera faite dans un prochain numéro de TSF ET TV.



La tension de polarisation du tube déphaseur 6S4



**TENSION EN VOLTS ET INTENSITÉ DE COURANT EN MILLIAMPÈRES,
EN FONCTION DE LA PUISSANCE POUR RÉSISTANCES UTILISÉES EN T. S. F.**

Valeur de la Résistance en OHMS	1/2 Watt		1 Watt		2 Watts		4 Watts		5 Watts	
	Tension en VOLTS	Intensité en M. A.	Tension en VOLTS	Intensité en M. A.	Tension en VOLTS	Intensité en M. A.	Tension en VOLTS	Intensité en M. A.	Tension en VOLTS	Intensité en M. A.
50.....	5	100	7	141	10	200	14	282	16	316
100.....	7,1	71	10	100	14	140	20	200	22	223
150.....	8,5	57	12,5	83	18	115	24,4	163	27	182
200.....	10	50	14	71	20	100	28	141	31,6	158
250.....	11,2	45	15,7	63	22	89	31,5	126	35	141
300.....	12	40	17	57	24	81	34,5	115	38,7	129
400.....	14	35	20	50	28	71	40	100	45	112
500.....	15,5	31	22	44	32	63	44,5	89	50	100
600.....	17,5	29	24,6	41	35	58	48,6	81	54	91
700.....	19	27	26,6	38	37	53	52,5	75	59	84
800.....	20	25	28	35	40	50	56	70	63	79
900.....	21,6	24	29,7	33	42	47	59,6	66	66	74
1 000.....	22	22	31	31	45	45	63	63	70	70
1 200.....	24	20	34,8	29	49	41	66,4	57	77	64
1 500.....	27	18	39	26	54	36	75	50	85	57
2 000.....	32	15	44	22	64	32	88	44	100	50
2 500.....	35	14	50	20	70	28	100	40	110	44
3 000.....	37	12	54	18	78	26	108	36	120	40
4 000.....	44	11	64	16	88	22	124	31	132	34
5 000.....	50	10	70	14	100	20	140	28	155	34
6 000.....	54	9	72	12,7	108	18	150	25	174	29
7 000.....	58	8,4	84	12	119	17	168	24	187	26,7
8 000.....	64	7,9	88	11	128	16	176	22	200	25
9 000.....	67	7,5	94	10,5	135	15	189	21	211	23,5
10 000.....	71	7,1	100	10	140	14	200	20	220	22
12 000.....	76	6,4	108	9	156	13	216	18	240	20
15 000.....	85	5,7	121	8,1	165	11	240	16	270	18
20 000.....	100	5	140	7	200	10	280	14	316	15,8
25 000.....	112	4,5	150	6	225	9	300	12	350	14
30 000.....	120	4	165	5,5	240	8	330	11	384	12,8
35 000.....	133	3,8	185	5,3	269	7,7	367	10,5	416	11,9
40 000.....	140	3,5	200	5	284	7,1	400	10	440	11
50 000.....	150	3,1	225	4,5	315	6,3	445	8,9	500	10
60 000.....	174	2,9	252	4,2	342	5,7	480	8	540	9
75 000.....	187	2,5	277	3,7	375	5,1	525	7	600	8
100 000.....	220	2,2	320	3,2	440	4,4	630	6,3	700	7
200 000.....	320	1,6	440	2,2	620	3,1	900	4,5	1000	5
300 000.....	360	1,2	540	1,8	780	2,6	1080	3,6	1200	4
400 000.....	440	1,1	600	1,5	880	2,2	1240	3,1	1550	3,4
500 000.....	500	1	700	1,4	1000	2	1400	2,8	1320	3,1

Ce tableau est extrait de "Toute la TSF en 125 abaques", par P.L. COURIER, édition nouvelle à paraître aux Editions CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS, en Septembre 1952.

ENCOMBREMENT DES BOBINAGES

POUR TRANSFORMATEURS ET BOBINES DE FILTRAGE

(bobinage à couches isolées)

DIAMETRE DU FIL mm	N° DE JAUGE B ET S APPROXIMATIF	FIL EMAILLE	EPAISSEUR DU PAP. ISOL. CENT. DE mm	1 COUCHE EMAIL 1 COUCHE COTON	2 COUCHES COTON	1 COUCHE COTON	1 COUCHE EMAIL 1 COUCHE SOIE	1 COUCHE SOIE	2 COUCHES SOIE
2,6	10	11	25	9	9	10			
2,3	11	13	25	11	10	11			
2	12	16	25	14	14	14			
1,8	13	19	25	16	16	18			
1,6	14	25	25	20	19	20			
1,55	15	29	25	28	22	26			
1,30	16	37	25	33	28	33			
1,15	17	48	17,5	39	37	42			
1	18	61	17,5	47	44	52			
0,9	19	73	17,5	58	52	61			
0,8	20	97	12,5	71	64	78			
0,7	21	116	12,5	89	78	96			
0,65	22	148	12,5	104	96	114			
0,6	23	176	12,5	130	106	150			
0,5	24	245	5,5	174	145	190			
0,45	25	330	5,5	206	156	235	245	280	235
0,40	26	370	5,5	245	190	280	301	390	280
0,35	27	465	5,5	292	233	345	370	410	340
0,32	28	600	3,75	370	266	410	460	520	390
0,28	29	730	3,75	425	302	470	550	620	475
0,26	30	920	3,75	510	349	565	670	750	560
0,22	31	1050	3,75	580	392	650	780	890	650
0,20	32	1370	3,75	680	442	750	940	1030	760
0,18	33	1730	3,75	790	485	875	1140	1280	880
0,16	34	2370	2,5	950	560	1020	1380	1560	1025
0,14	35	2680	2,5	1030	610	1200	1600	1860	1200
0,12	36	3290	2,5	1520	675	1340	1860	2130	1340
0,11	37	3940	2,5				2160	2340	1520
0,10	38	4940	2,5				2490	2710	1820
0,09	39	6500	1,75				2950	3460	2170
0,08	40	7910	1,75				3360	4000	2420
0,07	41	9700	1,75						

POUR BOBINES D'EXCITATION (bobinage en vrac)

DIAMETRE DU FIL mm	N° DE JAUGE B ET S APPROXIMATIF	TOURS PAR cm	TOURS PAR cm ²	OHMS POSSIBLES PAR cm ³	DIAMETRE DU FIL mm	N° DE JAUGE B ET S APPROXIMATIF	TOURS PAR cm	TOURS PAR cm ²	OHMS POSSIBLES PAR cm ³
2,6	10	3,56	13,2	0,00043	0,40	26	19,4	467,2	0,639
2,3	11	3,94	16,4	0,00068	0,35	27	22,2	600	1,070
2	12	4,73	20,2	0,00105	0,32	28	24,4	777	1,660
1,8	13	5,51	24,76	0,00162	0,28	29	27,3	960	2,570
1,6	14	5,91	32,2	0,00260	0,26	30	30,4	1021,2	4,11
1,55	15	6,77	38,8	0,0040	0,22	31	33,8	1053,9	6,51
1,30	16	7,48	49,2	0,0065	0,20	32	38,7	1091	10,70
1,15	17	8,61	55,21	0,010	0,18	33	43,3	2041	16,69
1	18	9,49	80	0,016	0,16	34	48,7	3001	25,90
0,9	19	10,31	97	0,025	0,14	35	53,8	3081	41,20
0,8	20	11,81	123	0,040	0,12	36	59,1	4083	66,20
0,7	21	13,41	151,8	0,064	0,11	37	67,1	5950	100,12
0,65	22	12,2	193,8	0,129	0,10	38	78,2	7661	166,10
0,6	23	13,8	239,6	0,157	0,09	39	86,4	9801	268
0,5	24	15,4	296	0,250	0,08	40	96	10220	361
0,45	25	17,4	375	0,398	0,07	41	103,9	13220	568

Ces tableaux sont extraits de "Toute la TSF en 125 abaques" par P. L. COURIER, édition nouvelle à paraître aux Editions CHIRON en Septembre 1952.

T S F ET T V

(LA T S F P O U R T O U S)

Revue mensuelle pour tous les techniciens de l'électronique

FONDATEUR : ÉTIENNE CHIRON — RÉDACTION : 40, RUE DE SEINE, PARIS-6^E

TOUTE LA CORRESPONDANCE
DOIT ÊTRE ADRESSÉE AUX :

ÉDITIONS CHIRON

40, rue de Seine, PARIS-6^E

CHEQUES POSTAUX : PARIS 53-35

TÉLÉPHONE : DAN. 47-56

★

ABONNEMENTS

(UN AN, ONZE NUMÉROS) :

FRANCE 1 100 FRANCS

ÉTRANGER 1 400 FRANCS

SUISSE 22,20 fr S.

Tous les ABONNEMENTS

doivent être adressés

AU NOM DES ÉDITIONS CHIRON

POUR LA SUISSE, CLAUDE LUTHY, MONTAGNE 8,

LA CHaux-de-Fonds,

C. chèques postaux : IVb 3439

★

PUBLICITÉ :

R. DOMENACH,

Régisseur exclusif depuis 1934

161, BOULEVARD SAINT-GERMAIN, PARIS-6^E

Tél. : LIT. 79-53 et BAB. 13-03

PETITES ANNONCES

TARIF : 100 fr la ligne de 40 lettres,
espaces ou signes, pour les demandes
ou offres d'emplois.

250 fr la ligne pour les autres rubriques.

★

Rédacteur en Chef :

LUCIEN CHRÉTIEN

Rédacteurs :

ROBERT ASCHEN

HENRI ABERDAM

LOUIS BOÉ

SERGE BERTRAND

PIERRE-LOUIS COURIER

PIERRE HEMARDINQUER

MARCEL LECHENNE

JACQUES LIGNON

ANDRÉ MOLES

R. A. RAFFIN-ROANNE

PIERRE ROQUES

PHILIPPE FORESTIER

★

Directeur d'édition : G. GINIAUX

28^E ANNÉE

JANVIER 1952

N^o 279

SOMMAIRE

En manière d'éditorial	(LUCIEN CHRÉTIEN)	3
Calcul de circuits.		
Calcul simple des circuits complexes R-C . .	(ROBERT ASCHEN)	5
Construction radio et Sonorisation.		
Un amplificateur BF à haute fidélité à couplage direct	(CARLTON E. BESSEY)	8
Télécommande.		
L'avion radioguidé vainqueur du concours international 1950 . .	(ALBERT WASTABLE)	11
Télévision et Ondes métriques.		
Pourquoi et comment utiliser les triodes EC 80 et ECC 81	(PHILIPPE FORESTIER)	13
Utilisation du circuit cascode en télévision	(SERGE BERTRAND)	17
Câblage et mise au point du XPR 8	(PIERRE ROQUES)	19
Emission.		
Le nouvel émetteur de 100 kW à l'avant-garde de la technique internationale	(P.-A. FRANÇOIS)	21
Protection des tubes de puissance d'un émetteur	(ROGER A. RAFFIN)	24
Mesures et Service Radio.		
Développement des régulateurs magnétiques de tension	(PIERRE HEMARDINQUER)	26
Utilisation rationnelle des 6 BE 6 et 12 BE 6		28
Mesures des résistances élevées au voltmètre à lampes	(MAURICE LAFARGUE)	30
Electronique.		
L'équipement radar du port « Le Havre »		30
Informations techniques.		
La nouvelle valve GZ 41		31
Les noyaux magnétiques à entrefer variable Oméga		31
Suppléments.		
Documents techniques de TSF et TV (nouvel amplificateur symétrique — Tableau V.I.P. des résistances — Encombrement des bobinages en fil émaillé)		I à IV
Les pages du Radio-Monteur (le Symphonia 51-10, description et plans)		I à VIII

Tous les articles de cette Revue sont publiés sous la seule responsabilité de leurs auteurs

La TSF pour tous → TSF et TV

1925 → 1952...

Le titre **TSF et TV** ne déconcertera pas, nous l'espérons, nos fidèles lecteurs. Notre vieille « TSF POUR TOUS » n'est pas reniée. Nous l'agrandissons...

Octobre 1951 a vu notre rubrique « Télévision et Ondes métriques » devenir un encart central, facilement détachable par les lecteurs aimant classer leur documentation technique.

C'était une résurrection de la première revue française de TV « LA TELEVISION » fondée par M. Etienne CHIRON en 1928.

L'association des deux revues-sœurs « LA TSF POUR TOUS » et « LA TELEVISION » en une seule livraison appelait un titre nouveau, c'est ainsi que naît « **TSF et TV** ».

Notre ligne ne changera pas : notre équipe de rédacteurs permanents tenant des rubriques spécialisées, dûment classées dans chaque numéro, poursuit son travail. De nouveaux numéros spéciaux feront le point sur telle ou telle technique.

Celui de février 1952 apportera une étude sérieuse des *pièces détachées radioélectriques françaises*, et de leur utilisation.

Par ailleurs, de nouveaux suppléments : « *Documents techniques de TSF et TV* » et « *Les pages du Radio-Monteur* », de nombreuses réalisations d'appareils, par l'appoint de collaborateurs extérieurs vont venir, comme avant-guerre, compléter les travaux de notre équipe ; mais nous n'empiétons pas sur la place réservée aux articles de fond, qui ont fait la renommée de notre vieille TSF

« C'est quand il y a la qualité qu'il faut la quantité » disait une vieille cuisinière. Malgré les difficultés actuelles, nous continuerons à nous y efforcer.



A ses fidèles lecteurs, la Rédaction de « TSF et TV » présente ses vœux sincères, cordiaux et amicaux pour la nouvelle année.

Aux auditeurs, elle souhaite des auditions claires, pures, fidèles, sans parasites, ni bruit de fond...

Aux Téléspectateurs, des images stables, nettes, bien contrastées et bien détaillées.

Et à tous, le bonheur, la santé, la prospérité et la réussite dans toutes les entreprises...

« TSF et TV »

Depuis 27 ans au service de tous les radioélectriciens

TSV ET TV (LA TSF POUR TOUS)

Revue mensuelle pour tous les techniciens de l'électronique

ABONNEMENTS

UN AN. FRANCE : 1 100 FRANCS.
ETRANGER : 1 400 »

ENVOI SOUS PLI RECOMMANDÉ : 1 500 FRANCS
» » 1 900 »

ABONNEZ-VOUS

Veuillez m'inscrire pour un abonnement d'un an à votre Revue à partir du mois de

Nom Profession

Adresse

Ville

Je vous adresse inclus la somme defrancs — ou je verse le montant à votre C. C. P. PARIS 53-35.

A recopier ou découper et à adresser aux Editions CHIRON, 40, rue de Seine, Paris-6°

EN MANIÈRE D'ÉDITORIAL

Peu de temps après, Pantagruel manda quérir Panurge et lui dist : l'Amour que je vous porte, inveterée par succession de long temps, me sollicite de penser à votre bien et prouffit. Entendez ma conception : on me dit qu'à PANZOUST, près le GROULAY, est une Sybille très insigne, laquelle predict toutes choses futures : prenez EPISTEMON de compagnie et vous transportez par devers elle et oyez ce qu'elle vous dira.

(Pantagruel, Livre IV, Chapitre XVI).

Ne reculant devant aucun sacrifice, la Direction des EDITIONS CHIRON, tout comme PANTAGRUEL, dépêche son fidèle Rédacteur en Chef pour interroger la sybille de PANZOUST et apprendre, par sa voix, quels seraient les principaux développements et la situation générale de la Radio pendant l'année qui commence.

Mais la Sybille de PANZOUST a déménagé : elle ne hante plus les rives charmantes de la Loire, près de GROULAY. Elle habite le pays des ombres et notre Rédacteur en Chef, muni d'un coupe-file spécial, a dû franchir les eaux sulfureuses du LETHE, pour aborder les rivages de l'au-delà. Grâce à un navire télécommandé, dont les évolutions étaient contrôlées par un radar panoramique, il a pu mener à bien sa mission.

Ainsi nous avons le plaisir de donner à nos lecteurs des informations sensationnelles...

LA GUERRE DES ONDES.

— La guerre des ondes, qui n'a jamais cessé depuis plus de quinze ans, sévira de plus belle. De plus en plus, il sera impossible d'obtenir une audition convenable, qu'il s'agisse des ondes courtes ou des ondes moyennes. On peut de nouveau entendre les joyeux brouillages dont les Allemands se servaient il n'y a guère. Ce sont d'ailleurs les mêmes stations qui sont brouillées, mais les émissions sont destinées à d'autres oreilles. Pour le reste, rien n'est changé. La « Voix de l'Amérique » équipe spécialement quatre navires de 4 000 tonnes qui s'en iront, en des points choisis du Globe, pour rayonner leurs émissions. Ces navires seront reliés aux Etats-Unis par des liaisons à ondes courtes et de puissants relais seront installés à bord. Les « Nations Unies », passives jusqu'à présent, prendront l'offensive.

— Et en France ? ai-je demandé à la Sybille.

— En France ? On continuera à vous servir des magnifiques concerts, hélas, souvent agrémentés d'un joli ronflement. De plus, ces concerts seront destinés aux Parisiens qui pourraient aller les écouter directement s'ils le désiraient. Pour les autres, on constatera que les stations parisiennes sont notablement brouillées, le soir, à moins de 80 kilomètres de la capitale !

Et cette situation empirera, car de nombreuses augmentations de puissance sont prévues...

MODULATION DE FREQUENCE.

Et la modulation de fréquence ? dis-je avec un peu d'impatience.

Je vois — me dit la Sybille — un pays latin s'équiper sérieusement. Deux stations sont déjà commandées et en cours de réalisation. Enfin le même pays va adopter, en télévision, le standard européen ! Deux émetteurs nouveaux sont commandés.

— Quel est ce pays ?

— Il est baigné par l'Atlantique et la Méditerranée...

— C'est la France ! m'écriai-je plein d'enthousiasme.

La Sybille eut un rire strident et hocha la tête :

— Non, c'est l'Espagne !...

LE STANDARD EUROPEEN EN TELEVISION.

— Et quel est ce standard européen ?

— Celui que ne sait pas encore, peut-être 625 lignes... peut-être... autre chose...

— Quoi ?

— Je ne vois pas nettement car les délégués ne le voient pas non plus exactement... Un compromis, peut-être... qui pourrait s'accommoder d'une bande passante supérieure à 8 mégacycles, mais inférieure à 9 ! et qui permettrait, en tout cas, de faire de la couleur.

— Et les Anglais ?

— Les Anglais, quand on leur parle de standard, vous répondent qu'il y a des centaines de milliers de téléspectateurs satisfaits avec eux et que l'on fabrique plusieurs centaines de récepteurs 400 lignes par jour... Leur argument est sans réplique...

— Et le sens de la modulation ?

La Sybille eut encore un rire déchirant :

— Chacun reste sur ses positions... Dans les deux cas, il y a exactement autant de pour que de contre. Si bien que discuter sur le nombre de lignes avant d'être d'accord sur le sens de la modulation et sur la nature de la modulation du son est exactement pareil pour ne rien dire...

LA COULEUR...

— On en parlera beaucoup, me dit la Sybille, mais si elle ne vient pas cette année, ce sera pour l'autre, ou l'une quelconque des années suivantes...

— Quant à nous, me dit la Sybille, nous avons déjà inventé la télévision en couleurs, sous le règne d'AMENOPHIS IV, Pharaon d'Egypte...

Comme je haussais les épaules pour marquer mon incrédulité, la Sybille sortit un globe de cristal placé sous son trépied et, accompagnant ses paroles d'un geste impérieux, elle me dit :

— Regarde, ô téméraire mortel !

Et dans le globe de cristal, je vis brusquement (et en couleurs naturelles) le bureau de la rédaction de La T.S.F. éclairé avec ses lampes fluorescentes. Mon ami Giniaux, en compagnie de Forestier, semblait discuter avec flamme. Le son me parvint. Je compris qu'il s'agissait d'un article à insérer dans le présent numéro.

— Ça n'est pas bien sérieux, dit G. Giniaux.

Je ne distinguai pas la réponse, mais, me penchant sur le bloc de cristal, je vis que l'article était intitulé :

En Manière d'Editorial, et qu'il était signé :

Louis Boë

Bibliographie

DIPÔLES ET QUADRIPOLES, par M. Louis BOË, *Ingenieur des Mines*. Volume broché, 147 pages. Editions Etienne Chiron.

Enfin, voici le livre tant attendu, tout à fait original et qui n'a son équivalent nulle part. Il porte en sous-titre *Etude des circuits électriques et radio-électriques, sous une forme simple et générale, s'adressant tout particulièrement aux Ingénieurs et Elèves Ingénieurs*.

On appelle *dipôle* un ensemble de conducteurs aboutissant à deux pôles et on appelle *quadripôle* un ensemble de conducteurs aboutissant à deux fois deux pôles. Ils peuvent être actifs ou passifs, c'est-à-dire contenir ou non une f. e. m.

On voit tout ce que peut englober une telle définition.

L'auteur aborde en premier lieu le dipôle linéaire, passif et actif, en donnant les schémas équivalents et en l'appliquant à un tube à vide, ce qui lui permet de retrouver la relation fondamentale.

$$Z = kVg + Vp$$

Puis vient l'étude du quadripôle passif linéaire et sa mise en équation, où intervient « l'impédance de transfert ». On arrive ainsi facilement à passer d'un montage étoile à un montage triangle.

Ensuite, l'auteur étudie le quadripôle de couplage, en donnant la formule fondamentale, ainsi que la notion d'impédance conjuguée.

Le chapitre VII aborde le cœur de la puissance et le transfert sur impédance conjuguée. Après l'étude détaillée du diagramme d'un quadripôle on arrive (chapitre IX) au quadripôle actif avec application au tube à vide.

Le chapitre X étudie les filtres, filtres en échelle et en treillis, après avoir montré que tout quadripôle peut être ramené à une cellule en T ou une cellule en π . On y voit aussi quelques filtres divers (filtre d'aiguille).

Avec le chapitre XI, nous abordons le transformateur, qui est le quadripôle type. L'auteur nous donne les schémas équivalents avec ou sans résistance, ainsi que l'étude du transformateur « driver » qui alimente une lampe de puissance.

Nous arrivons ensuite aux circuits couplés, autres types de quadripôles.

Enfin, le livre se termine par le chapitre XII : *Les lignes*.

Une ligne pouvant se décomposer en quadripôles élémentaires, on voit que l'étude des lignes est éliminée facilement : lignes à faibles pertes, lignes chargées, lignes sans distorsion.

On sait combien l'étude des lignes prend de plus en plus d'importance pour la théorie des antennes, la télévision, l'émission dirigée, le radar, etc...

On voit, en résumé, que ce livre arrive à son heure, et l'on doit savoir gré à Louis Boë d'avoir ainsi généralisé les notions et les applications des dipôles et quadripôles à un grand nombre de circuits, si disparates au premier abord.

Naturellement, les imaginaires règnent en maître dans tout le livre, et c'est là une de leurs plus belles applications, ce qui permet de faire les calculs si facilement, et de les comprendre également. Ceci justifie une fois de plus ce que nous disions du calcul des imaginaires dans le numéro 251 de cette revue.

Nous ne pouvons que féliciter chaleureusement Louis Boë de cette belle synthèse et de son exposé si clair et si logique, en le recommandant vivement à tous ceux qui veulent comprendre et se perfectionner en radio, et qui trouveront dans ce livre une méthode générale pour étudier les circuits.

J. QUINET.

TRANSFORMATEURS RADIO, par Ch. GUILBERT. Un volume de 64 pages. Editions Radio, Paris.

Alors que les bobinages HF ont déjà fait l'objet d'une littérature relativement abondante, peu de livres ont été consacrés aux transformateurs d'alimentation et encore moins à ceux utilisés dans les amplificateurs à fréquences musicales. C'est dire que le livre de Ch. Guilbert vient fort heureusement combler une lacune.

D'une façon méthodique et avec une clarté remarquable, l'auteur y expose les méthodes de calcul et d'établissement de tous les bobinages B. F. transformateurs et auto-transformateurs d'alimentation, inductance de filtrage, transformateurs de liaison B. F. et de sortie B. F. En fait une bonne douzaine d'abaques inédits épargnent au lecteur bien des calculs fastidieux en lui permettant de trouver rapidement toutes les données de ces enroulements.

ENCYCLOPEDIE DE L'ELECTRICITE ET DE LA T.S.F. A BORD DES AVIONS MODERNES, par Henri LANOY. — Tome II : Equipement électrique des avions modernes. — Un volume de 282 pages 18 x 27, avec 319 figures et un tableau hors texte, 680 francs. Editions Desforges, 29, rue des Grands-Augustins, Paris.

Ce volume traite des dynamos, des régulateurs de tension, des alternateurs, des batteries d'accumulateurs, démarreurs, etc. De nombreux schémas permettent de se rendre compte de la complexité des installations électriques à bord des avions modernes. C'est, surtout un ouvrage descriptif, clair et bien présenté.

Nous nous bornerons à nous étonner vivement d'une opinion émise par l'auteur à la page 245. Il s'agit du blindage des circuits électriques rendu nécessaires pour éviter les parasites. Nous citons l'auteur :

« Signalons à ce propos que les constructeurs de magnétos et de bougies se sont évidemment trouvés devant le même problème, et celui-ci n'est pas intégralement résolu à l'heure actuelle. (On pourrait d'ailleurs tout aussi bien envisager le blindage total du poste de T.S.F. lui-même, plutôt que celui du moteur, évidemment plus difficile à réaliser). »

La solution envisagée par l'auteur ressemble beaucoup à celle de Gribouille qui imagina — comme chacun sait — de se mettre à l'eau pour éviter d'être mouillé...

Blinder le récepteur, bien sûr, ce n'est pas difficile et tous les récepteurs le sont abondamment... Mais il reste le collecteur d'onde... qui est difficile à blinder... et pour cause !

L. C.

COURS ELEMENTAIRE DE MATHEMATIQUES SUPERIEURES, par J. QUINET, *Ingenieur E.S.E., Professeur de Mathématiques Générales à l'Ecole Centrale de T.S.F. (à l'usage des Ingénieurs, Agents Techniques, Techniciens divers etc...)*.

Les Tomes II et III viennent de paraître : ils contiennent un très grand nombre d'exemples expliqués en détail, avec tous les calculs.

Le Tome II comprend :

Les Développements en Série ;

L'Etude des Séries ;

Le calcul des Imaginaires (au point de vue mathématique pur) ;

Le calcul différentiel, avec l'exposé détaillé de la différentielle, et les moyens de s'en servir en pratique).

Le Tome III comprend la 1^{re} partie du Calcul Intégral avec l'exposé détaillé des procédés d'intégration et de très nombreux exemples ; ensuite on y trouvera les premières applications du Calcul Intégral : calcul des surfaces, des longueurs de courbes, des volumes, la recherche des centres de gravité, et enfin l'exposé détaillé des lignes trigonométriques hyperboliques, avec de nombreux exemples, et qui sont si utiles en Radio : dans l'étude des filtres, des quadripôles, et dans l'étude de la propagation du courant le long des lignes.

C'est dire que ce livre répond à un besoin, car il est fait par un Ingénieur pour des Ingénieurs et Techniciens. Les exposés sont très clairs et faciles à comprendre.

L'ouvrage entier comprendra 6 tomes, faciles à acquérir peu à peu, puisqu'ils paraissent avec un intervalle de quelques mois entre eux.

Nous ne pouvons ainsi que le recommander vivement à tous les Radios ; c'est véritablement, à l'heure actuelle, un ouvrage indispensable.

TOUTE L'ELECTRICITE ET SES APPLICATIONS, par R. ASCHEN et J. VIVIÉ. Préface de H. LAPLANCHE. Un volume de 352 pages, format 21 x 13,5 avec 497 figures, couverture cartonnée. Aux Editions B.P.I., 79, Champs Elysées, Paris-8^e. Prix : 1.650 fr.

Sans doute est-il parfaitement inutile de présenter R. Aschen aux lecteurs de notre revue. Le volume qu'il vient de réaliser, en collaboration avec J. Vivie, est bien dans sa manière : il est fortement documenté et d'un intérêt indiscutable.

Vouloir insérer « Toute l'électronique » dans un volume de 352 pages semble une gageure, car l'électronique est tout un monde. Il va sans dire que les auteurs ne s'adressent pas à des profanes, mais à des lecteurs déjà quelque peu avertis de la question. Pour profiter de l'enseignement précieux de ce volume, il faut évidemment connaître déjà les grands principes. Il faut savoir comment fonctionnent les lampes.

Ceci étant dit, il est certain que le volume « Toute l'électronique » pourra rendre les plus grands services aux techniciens. Ils y trouveront non seulement un nombre considérable d'exemples de solutions électroniques pour des problèmes divers, mais des renseignements numériques précis et des schémas complets.

L. C.

CALCUL SIMPLIFIÉ DES CIRCUITS COMPLEXES R-C

par Robert ASCHEN, ingénieur

Le calcul concernant les circuits à résistance et capacité (R — C) n'est pas toujours très aisé et demande de ce fait un certain temps. Par exemple le circuit de la figure 1 comporte une résistance $R_2 = 125 \text{ k}\Omega$ et



FIG. 1

en parallèle un condensateur de 20 000 pF. Pour une pulsation $\omega = 2 \pi F = 200$ la réactance s'écrit :

$$X_1 = -j \cdot \frac{1}{\omega C_1} = -j \cdot 25 \cdot 10^4 \Omega$$

Nous avons X_1 en parallèle avec R_2 . Ecrivons :
 $-j \cdot 25 \cdot 10^4 \Omega \parallel 125 \cdot 10^3 \Omega$

Quel serait le circuit série R — C qui produirait la même impédance que le circuit parallèle $R_2 \text{ — } C_1$?

L'abaque (fig. 2, p. 6) nous fournit immédiatement la réponse.

Nous avons ici horizontalement R et verticalement + j (self) et — j (capacité).

Si $R_2 = 125 \cdot 10^3 \Omega$ et $X_1 = -j \cdot 25 \cdot 10^4 \Omega$ dans le circuit parallèle, nous trouvons à l'aide du point d'intersection A un circuit série de $10 \cdot 10^3 \Omega$ avec une réactance $X_2 = -j \cdot 5 \cdot 10^4 \Omega$. Le circuit de la figure 1



FIG. 3

devient celui de la figure 3 et l'impédance de ce dernier est :

$$Z = \sqrt{R^2 + X_2^2}$$

La capacité C_1 du circuit parallèle correspond à une réactance de $X_1 = \frac{1}{\omega C_1} = \frac{10^4}{200 \cdot 20 000} = 25 \cdot 10^4 \Omega$

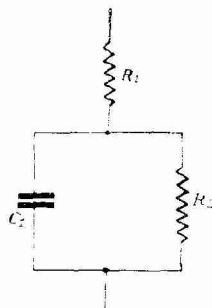


FIG. 4

d'où :

$X_1 = -j \cdot 25 \cdot 10^4$ en parallèle avec $R_2 = 125 \cdot 10^3$. Le diagramme de la figure 2 montre comme circuit série

de même impédance une réactance $X_2 = -j \cdot 5 \cdot 10^4$, soit une capacité de $5 \times 20 000 = 100 000 \text{ pF}$, et une résistance de $100 000 \Omega$.

Ajoutons une résistance série dans le circuit de la figure 1, par exemple $R_1 = 40 \text{ k}\Omega$, on obtient le schéma de la figure 4.

Remplaçons le schéma de la figure 4 en circuit série. On connaît déjà le circuit série équivalent au circuit parallèle $C_1 \text{ — } R_2$, c'est celui de la figure 3.

Le fait d'avoir ajouté une résistance R_1 augmente la résistance qui passe de $100 000$ à $140 000 \Omega$ et on obtient tout simplement le circuit de la figure 5.

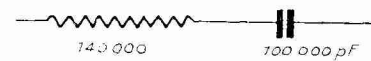


FIG. 5

L'impédance de celui-ci est donnée par :

$$\sqrt{140 000^2 + \left(\frac{10^{12}}{200 \times 100 000}\right)^2}$$

donc par :

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{C\omega}\right)^2}$$

En résumé, si nous voulons transformer un circuit parallèle en circuit série, nous partons d'un point B situé sur l'axe horizontal (R) et nous suivons le cercle qui coupe le point B. Si la réactance parallèle est une capacité (—j), nous cherchons sa valeur sur le bord horizontal situé en bas de la figure 2, donc au point C. Le cercle passant par ce point (—j) donne un nouveau point d'intersection (A) avec le cercle passant par le point B situé sur l'axe des résistances (R). Le point ainsi obtenu A nous donne par projection verticale la résistance série sur l'axe (R) et par projection horizontale vers la gauche la réactance série (—j).

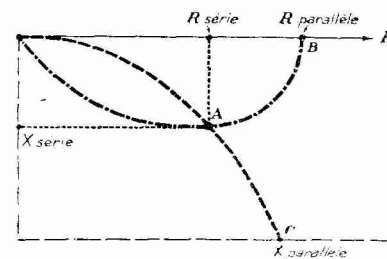


FIG. 6

On peut également transformer un circuit série en circuit parallèle en procédant à l'inverse.

Une conversion parallèle-série ou série-parallèle s'effectue donc suivant la méthode de la figure 6.

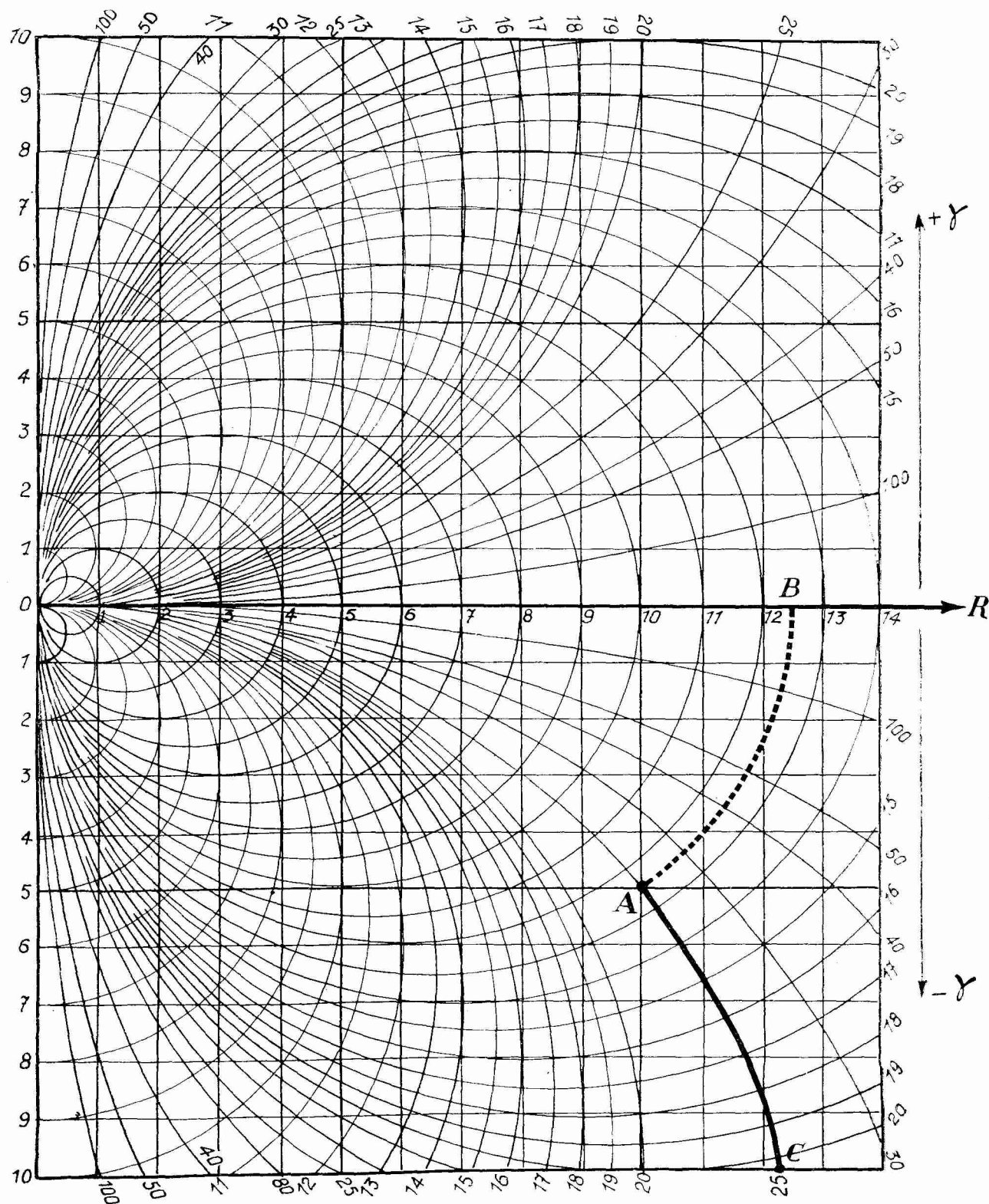


FIG. 2

Reprenons l'exemple de tout à l'heure, mais augmentons la fréquence de 10 fois ; ω devient $10.200 = 2.000$.

Le circuit reste celui de la figure 1 mais la réactance devient : $2,5.10^4 \Omega$. R_2 reste $12,5.10^4 \Omega$.

La solution est donnée par l'abaque, mais la lecture concernant le circuit série équivalent n'est pas aisée. Nous pouvons ici changer l'échelle en multipliant par 10 ou par 2 ou par 5 à condition de multiplier par le même chiffre les deux échelles se rapportant au montage série ou au montage parallèle.

Vérifions maintenant cette méthode à l'aide d'un exemple numérique très simple, par exemple celui du circuit parallèle de la figure 7.

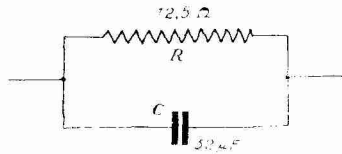


FIG. 7

Une résistance de $12,5 \Omega$ est shuntée par un condensateur de 32 microfarads. La fréquence est de 200 c/s.

On a $R = 12,5 \Omega$ et $\frac{1}{C\omega} = \frac{10^6}{32 \cdot 2\pi \cdot 200} = 25 \Omega$.

Ecrivons :

$$12,5 \Omega \parallel -j 25 \Omega$$

L'impédance de ce circuit s'écrit

$$Z = \sqrt{\frac{R^2}{1 + (C\omega R)^2}}$$

ou encore

$$Z = \frac{R}{\sqrt{1 + (C\omega R)^2}} \quad (1).$$

Dans le circuit de la figure 7, on a :

$$Z = \frac{12,5}{\sqrt{1 + (32 \cdot 10^{-6} \cdot 2\pi \cdot 200 \cdot 12,5)^2}}$$

d'où $Z = 11,2 \Omega$.

Transformons maintenant ce circuit parallèle en circuit série à l'aide du diagramme de la figure 2. On trouve une nouvelle résistance $R' = 10 \Omega$ et une réactance

$$\frac{1}{C'\omega} = 5 \Omega.$$

La capacité C' est donc 5 fois plus élevée, soit $C' = 5.32 = 160 \mu F$. Le circuit devient celui de la figure 8.

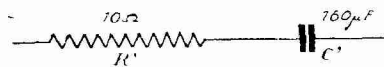


FIG. 8

La vérification sera facile à effectuer car l'impédance du nouveau circuit s'écrit

$$Z = \sqrt{(R')^2 + \left(\frac{1}{C'\omega}\right)^2}.$$

(1) Voir *Cahier de l'agent technique* N° 7 : « Calcul des imaginaires », par QUINET, CHIRON, éditeur.

Dans notre exemple

$$Z = \sqrt{10^2 + 5^2} = 11,2 \Omega$$

Le circuit de la figure 8 présente bien la même impédance que celui de la figure 7.

Ajoutons maintenant une résistance en série avec ce dernier, soit une résistance $R'' = 4 \Omega$. On obtient le circuit de la figure 9 qui est le même que celui de la figure 4.

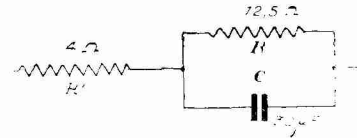


FIG. 9

Calculons l'impédance de ce circuit ?

La branche R—C (parallèle) correspond à une branche $R'—C'$ (série), où $R' = 10 \Omega$ et $C' = 160 \mu F$.

Nous avons ajouté dans ce nouveau circuit la résistance $R'' = 4 \Omega$; l'impédance se compose ainsi d'une branche ohmique $R'' + R'$ et d'une branche réactive C' , d'où le circuit de la figure 10.

L'impédance du circuit complexe de la figure 9 devient celle du circuit « simple » de la figure 10.

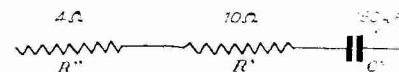


FIG. 10

Ecrivons alors :

$$Z = \sqrt{(4 + 10)^2 + (5)^2} = 14,866 \Omega$$

On voit ainsi avec quelle facilité on peut calculer, vérifier ou modifier les impédances des circuits complexes. La même méthode est valable pour les circuits à résistance-self ; au lieu de $-j$ on a $+j$, soit les valeurs portées au-dessus de l'axe (R).

Nous reviendrons sur l'application de cette méthode en citant encore quelques exemples particulièrement intéressants.

Le but de cette méthode est de pouvoir transformer facilement un circuit complexe en circuit élémentaire simple ou en plusieurs circuits élémentaires que l'on branche soit en série, soit en parallèle suivant la solution la plus logique. Le cas le plus intéressant est celui du

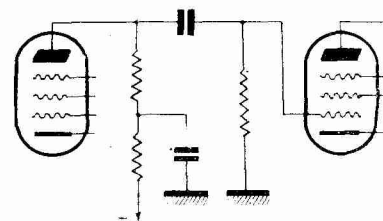


FIG. 11

circuit de la figure 11 que nous examinerons la prochaine fois à moins que le lecteur ne le fasse lui-même avant nous.

Un amplificateur BF de haute qualité à couplage direct

par Carlton E. BESSEY

Signal Corps Engineering Labs, Fort Monmouth, N. J.

Le numéro de septembre 1951 de notre confrère d'outre Atlantique *TELE-TECH* (1), comportait la description, sous la signature de Carlton E. BESSEY, d'un intéressant amplificateur BF, d'une conception très particulière, établi à l'origine pour des applications militaires, mettant en œuvre des circuits à couplage direct et donnant un gain de 72 dB avec une réponse en fréquence de 20 à 20 000 c/s à -0.5 dB, distorsion harmonique inférieure à 2 % et distorsion par intermodulation inférieure à 6 %. Avec l'autorisation de *TELE-TECH*, nous en donnons ici la traduction intégrale.

L'étude et la construction d'amplificateurs d'audio-fréquences ont fait particulièrement porter l'attention sur les circuits à couplage direct.

Les raisons fondamentales qui firent employer des circuits à couplage direct, convenablement étudiés par cette application, sont les suivantes :

- 1) Courbe de réponse uniformément droite pour toute la gamme des fréquences acoustiques ;
- 2) Rotation de phase constante en fonction de la fréquence ;
- 3) Faibles distorsions harmonique et d'intermodulation ;
- 4) Simplicité du schéma et bas prix de construction.

Bien des circuits à couplage direct, connus de la plupart des expérimentateurs, furent considérés insatisfaisants pour les raisons suivantes :

- 1) Instabilité suivant les variations de tension du réseau et leur durée ;
- 2) Imposition de valeurs critiques des éléments, en général de type inhabituel ;

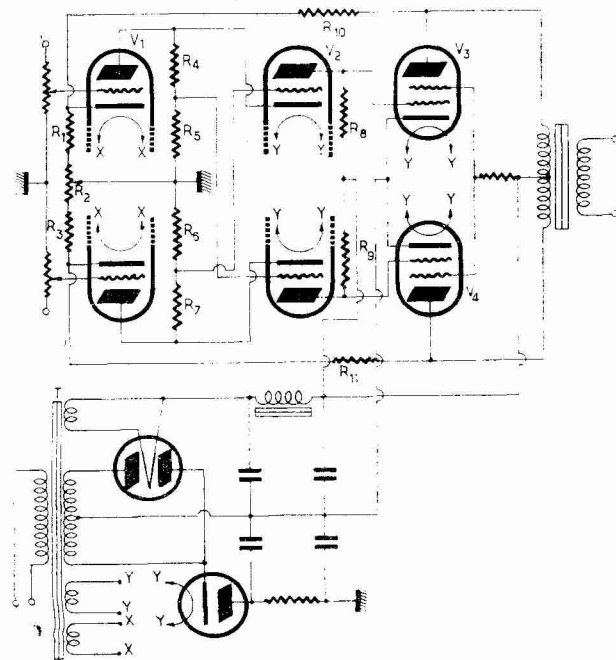


FIG. 1. — Schéma de principe de l'amplificateur à couplage direct.

- 3) Difficulté de réglage des circuits pour un équilibre statique et dynamique convenable ;
- 4) Nécessité d'une haute tension élevée et d'une alimentation à fort débit ;

(1) Caldwell-Clements, Inc., 480 Lexington Ave., New-York 17, N. Y.

5) Besoin d'une régulation de tension pour obtenir un degré satisfaisant de stabilité de fonctionnement ;

6) Prix de construction relativement élevé et obligation d'une étude poussée du schéma.

Ces inconvénients des circuits à couplage direct ont été soulignés par la plupart des techniciens. Il est assez bizarre que, dans le projet de l'ensemble étudié, peu de choses ont dû être faites pour éliminer ces difficultés.

Le circuit schématisé figure 1 est le juste milieu pour éliminer ou minimiser les défauts de quelques-uns des anciens circuits à couplage direct.

L'attention est particulièrement attirée sur la façon dont le tube V_1 est connecté au tube V_2 . Il est évident que la totalité de la tension de sortie de la double triode V_1 (plaque à plaque) est appliquée à chaque grille de la double triode V_2 ; aussi, un déphasage de 180° pour chacune des tensions d'entrée de V_2 est-il nettement obtenu par le mode de connexion employé. Ceci apporte deux avantages : l'amplitude de l'attaque de grille de chaque section de V_2 est double de ce qu'on obtient avec les circuits habituels ; les tensions d'attaque de grille de chaque moitié de V_2 sont exactement égales et opposées en phase dans tout le spectre des fréquences acoustiques.

Polarisation grille

La polarisation grille de chaque section de V_2 est obtenue par les résistances R_1 , R_2 , R_3 et R_7 , qui divisent les tensions plaque de V_1 dans le rapport convenant à un travail correct de V_2 . Il est à noter que le rapport de R_1 à R_3 doit être approximativement égal à 1/100 et que la somme $R_1 + R_3$ doit égaler au moins dix fois l'impédance de plaque de V_1 , dans le but de rendre négligeable la réduction de tension du signal issu de V_1 . Les deux résistances cathodiques R_1 et R_3 , conjointement avec le potentiomètre R_2 , permettent d'ajuster convenablement les tensions de polarisation grille pour le fonctionnement correct des deux sections de V_1 . Quand le potentiomètre R_2 est correctement ajusté les courants plaque des deux parties de V_1 sont égaux et les tensions plaque sont alors égales ou peu différentes.

Il est évident que les tensions de polarisation de V_2 fournies par le réseau diviseur de tension composé de R_1 , R_2 , R_3 et R_7 seront aussi égales, d'où il en résulte l'égalité des courants plaque de chaque moitié de V_2 . Les résistances de charge plaque de V_2 , R_8 et R_9 , produisent alors des chutes de tension égales et, de ce fait, portent les grilles du push-pull de l'étage de puissance à des tensions continues égales. La valeur de R_8 et R_9 peut être calculée pour ajuster convenablement la tension continue de grille pour le fonctionnement correct de chacune des populaires tubes de puissance 6L6. S'il s'avérait qu'un équilibre convenable des doubles triodes V_2 et V_1 ne puisse être obtenu, un potentiomètre peut être inséré entre R_8 et R_9 . La valeur des résistances R_8 et R_9 devra être réduite de 25 % et celle du potentiomètre sera de 50 % de la valeur primitive. Le potentiomètre permet alors d'ajuster la tension de polarisation de chacun des tubes V_3 et V_4 de l'étage de puissance.

Généralement, il n'est pas nécessaire d'établir cette correction ; cependant elle donne le moyen d'obtenir la meilleure performance de l'amplificateur en maintenant à pleine puissance de sortie, un niveau de bruit et une distorsion minima.

Chaines de réaction négative

Les chaînes de réaction négative sont connectées entre les plaques des tubes de l'étage de puissance et les cathodes des tubes de l'étage d'entrée. Ces chaînes sont purement résistives (R_{10} et R_{11}) et, de ce fait, n'introduisent pas de difficultés par suite des rotations de phase. Elles contribuent aussi à la stabilité de fonctionnement de tout l'ensemble, puisque une contre-réaction en continu est aussi obtenue. L'emploi d'un transformateur de sortie de haute qualité est indispensable.

L'alimentation est établie pour délivrer une puissance convenable pour l'étage ampli-final et une tension double à débit plus faible pour le fonctionnement correct des tubes montés en série, V_1 et V_2 . Le transformateur de puissance T a deux enroulements de chauffage 6,3 V indépendants : l'un est relié à V_1 , dont la cathode est approximativement à 1,5 volt au-dessus de la masse et l'autre fournit le courant de chauffage pour V_2 , V_3 et V_4 , dont les cathodes sont portées à des tensions relativement élevées au-dessus de la masse. L'emploi d'un seul enroulement pour alimenter tous les filaments des tubes de l'amplificateur aurait pour résultat d'établir une différence de potentiel élevée entre cathode et filament de V_1 .

Cet amplificateur fut présenté par l'auteur aux SIGNAL CORPS ENGINEERING LABORATORIES, pour déterminer s'il pouvait avoir des applications militaires.

Etude du circuit

Une analyse mathématique du fonctionnement du circuit a été faite (1) et la formule du gain a été établie comme suit :

Posons :

- e_1 = tension d'entrée sur la grille du premier tube ;
- e_2 = tension appliquée à la grille du second tube ;
- R_1 = résistance interne ou impédance du premier tube ;
- R_2 = résistance interne ou impédance du second tube ;
- μ_1 = coefficient d'amplification du premier tube ;
- μ_2 = coefficient d'amplification du second tube ;
- R_L = résistance de charge du second étage ;
- $Z = R_1 + R_2 + R_L$;
- I = courant alternatif dans le circuit ;
- G = gain en tension de l'ampli.

En considérant la figure 1, une moitié, c'est-à-dire l'une des branches du push-pull comprend deux triodes et la résistance R_L connectées en série. Les tubes peuvent être considérés comme des générateurs de courant alternatif en circuit ouvert fournissant les tensions $\mu_1 e_1$ et $\mu_2 e_2$.

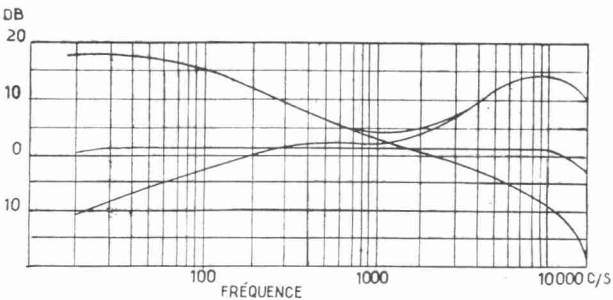


FIG. 2 a. — Courbe de réponse de l'amplificateur avec correction de tonalité

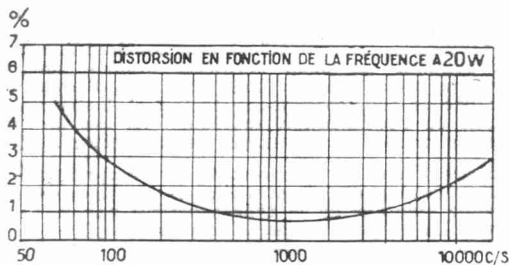


FIG. 2 b. — Distorsion en fonction de la fréquence pour une puissance de sortie de 20 watts

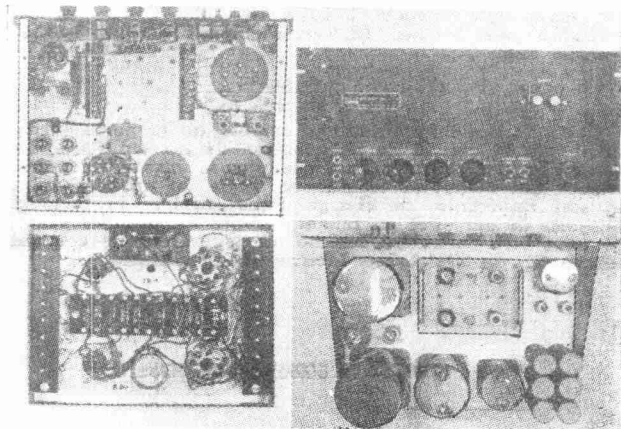


FIG. 3. — L'amplificateur à couplage direct type T 10 de l'armée. Les clichés de gauche montrent les éléments et le câblage de l'ensemble en haut, et de l'amplificateur proprement dit monté sur châssis réduit en bas. En haut à droite, une vue du panneau avant avec les commandes et les sorties. En bas, à droite, le châssis vu de dessus avec les principaux éléments, transformateurs et alimentation, entourant l'ampli à couplage direct.

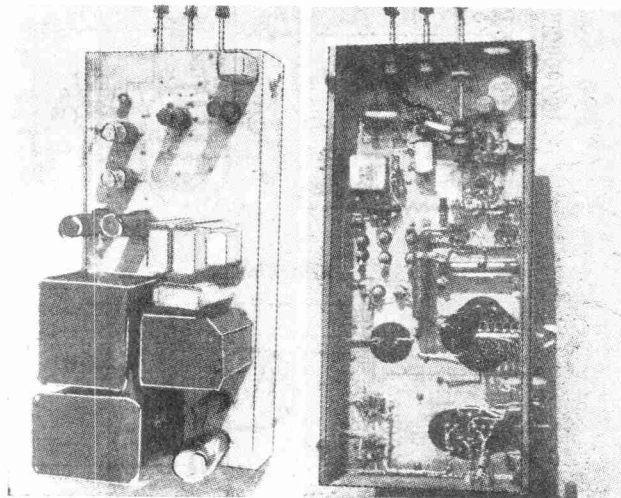


FIG. 4. — Deux vues d'une version non militaire de l'amplificateur à couplage direct établi sous une autre forme et avec une autre disposition des éléments.

Le courant alternatif dans le circuit est, de ce fait :

$$I = \frac{\mu_1 e_1 + \mu_2 e_2}{Z}$$

La tension appliquée au second étage est le double de la tension en circuit ouvert du premier étage, moins la chute de tension due à la résistance interne dans chaque élément du premier tube.

$$\begin{aligned} e_2 &= 2 (\mu_1 e_1 - I R_1) \\ IZ &= \mu_1 e_1 + 2 \mu_2 (\mu_1 e_1 - I R_1) \\ I (Z + 2 \mu_2 R_1) &= \mu_1 e_1 + 2 \mu_1 \mu_2 e_1 \\ I &= \frac{e_1 (\mu_1 + 2 \mu_1 \mu_2)}{Z + 2 \mu_2 R_1} = \frac{e_1 (\mu_1 + 2 \mu_1 \mu_2)}{R_1 + R_2 + R_L + 2 \mu_2 R_1} \\ I &= \frac{e_1 (\mu_1 + 2 \mu_1 \mu_2)}{R_2 + R_L + R_1 (2 \mu_2 + 1)} \end{aligned}$$

La tension de sortie est égale à IR_L et le gain en tension est :

$$\begin{aligned} G &= \frac{IR_L}{e_1} = \frac{(\mu_1 + 2 \mu_1 \mu_2) R_L}{R_2 + R_L + R_1 (2 \mu_2 + 1)} \\ G &= \frac{\mu_1 (1 + 2 \mu_2) R_L}{R_2 + R_L + R_1 (2 \mu_2 + 1)} \end{aligned}$$

Quand le coefficient d'amplification du second tube est grand par rapport à celui du tube 1, ce qui est généralement le cas, la formule peut être simplifiée comme suit :

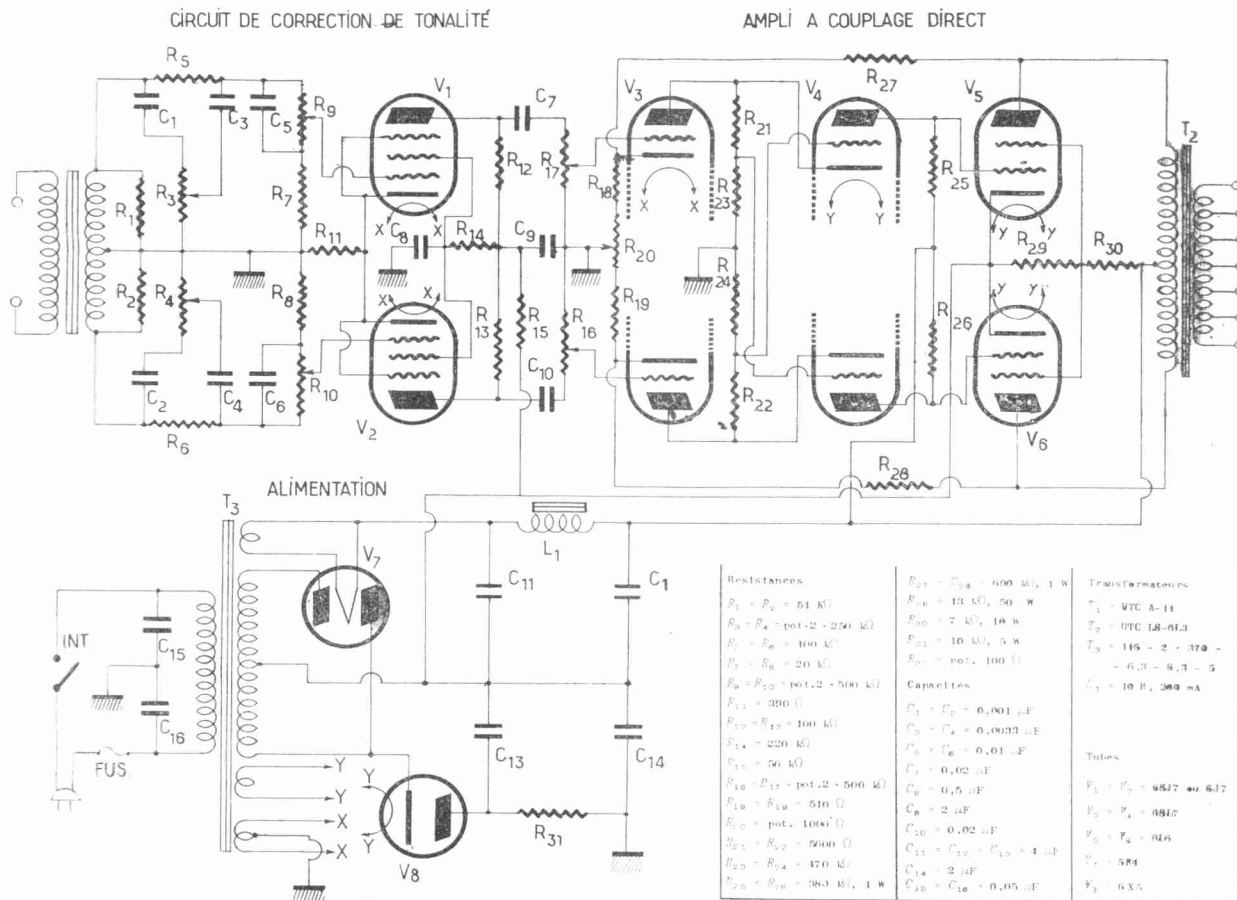
$$G = \frac{2 \mu_1 \mu_2 R_L}{R_2 + R_L + 2 \mu_2 R_1}$$

Cette formule ne tient pas compte de la perte introduite par le réseau de polarisation du second étage. La réduction de gain est produite par le réseau de résistances qui réduit la tension de sortie du premier étage et son impédance de charge. Pour corriger la formule de gain de cet effet en tenant compte du premier étage, V_1 peut être considéré comme un générateur de courant alternatif de résistance interne R_1 produisant, en cir-

En appliquant la formule non corrigée à un montage pratique, le gain en tension calculé est de 308. En tenant compte des corrections le gain trouvé est de 304. Ce gain ainsi calculé est très près de la valeur réelle mesurée sur différents modèles de l'amplificateur.

Les caractéristiques suivantes ont été déterminées par un laboratoire construisant des amplificateurs de ce type.

Réponse en fréquence : ± 5 dB de 20 c/s à 20 000 c/s.
Distorsion harmonique : moins de 2 %.
Distorsion par intermodulation : moins de 6 %.
Bruit parasites (ronflement compris) : — 65 dB.
Gain total (transformateur d'entrée compris) : 72 dB.
Bonne stabilité de fonctionnement.



cuit ouvert, la tension e_s avec une résistance de charge R_s aux bornes de laquelle apparaît la tension de sortie e . Cette tension est égale à celle d'un générateur

$$e = I \frac{R_s}{R_1 + R_s}$$

alimentant R_1 et R_s en parallèle.

Le gain est, de ce fait, modifié comme suit :

$$\mu'_1 = \mu_1 \frac{R_s}{R_1 + R_s}$$

$$R'_1 = \frac{R_1 R_s}{R_1 + R_s}$$

Plusieurs des ingénieurs des SIGNAL CORPS ENGINEERING LABORATORIES, qui ont procédé aux essais de cet ensemble ou qui l'entendirent en fonctionnement, construisirent des amplificateurs de ce type pour leur usage personnel. Ces amplificateurs, continuellement employés pendant les deux dernières années, ont donné satisfaction sous tous les rapports. Il est apparu que la stabilité de fonctionnement de l'amplificateur exigeait l'ajustage de l'équilibrage, seulement en cas de remplacement de tubes hors d'usage ou défectueux.

La figure 3 montre une version de l'amplificateur réalisée pour des applications militaires. La figure 4 montre un modèle amateur de ce type construit par F.-J. PETSCHAUER. La figure 5 donne le schéma complet de l'appareil et la liste de ses éléments.

FIG. 5. — Schéma de principe et liste des éléments utilisés à la construction de l'amplificateur représenté par la figure 4.

L'AVION RADIO-GUIDÉ

Vainqueur du concours international 1950

Champion de France 1950

par Albert WASTABLE

Je suis sûr que mon ami Wastable s'indignera en lisant ces quelques lignes de présentation de l'équipement de télécommande d'avion modèle réduit qui lui permit de remporter le championnat de France 1950.

Dût sa modestie en souffrir, les lecteurs de TSF-TV sauront que les remarquables résultats obtenus sont dus au travail laborieux et patient d'un authentique champion.

Depuis de longues années, j'ai suivi jour après jour son travail. J'ai partagé ses espoirs, ses déceptions. J'ai vibré avec lui quand le succès couronnait ses efforts.

L'équipement décrit n'a été qu'une étape pour son auteur qui, depuis, a développé ses possibilités et accru sa précision. Il peut, tel quel, servir de base aux expérimentateurs. Albert Wastable ne l'a jamais considéré comme une fin mais un moyen — après d'autres — qu'il abandonnera quand il en aura tiré la quintessence... pour en travailler un plus « canaille ».

Car il a expérimenté tous les systèmes connus de télécommande en envisageant leur adaptation à la machine la plus rétive, la plus rebelle et la plus fantasque, dont la marche est la plus fertile en émotion et source de véritable joie : l'avion à moteur à explosion.

« Télécommander une maquette de bateau ? Gauche ! Droite ! En avant, marche ! Pourquoi pas une traverse de chemin de fer ? » vous dira-t-il en refusant de faire état des beaux résultats obtenus par lui dans ce domaine en « balladant un canot télécommandé sur l'Allier ».

Rien n'est comparable entre l'avion et le bateau. La panne de ce dernier vous fait mouiller les pieds ; c'est vrai ! Tandis que l'autre atterrit toujours, et tout seul... mais souvent en petits morceaux.

Serais-je présomptueux pour mon ami ? Non pas. Mais l'étude fouillée de son matériel et son expérience font que, malgré des vols se chiffrant à plusieurs heures par mois, il n'a précisément plus jamais « à compter les petits morceaux ».

P. F.

J'espère que cette description me permettra de satisfaire les très nombreux amateurs de Télécommande qui, dès le lendemain du concours du 10 septembre 1950, m'ont écrit. Je n'ai pu leur faire réponse et m'en excuse vivement.

Avant de passer à la description de mon appareillage, je voudrais définir le but que je m'étais fixé en abordant la Télécommande : commander d'une façon directe et sans trop de retard dans l'exécution, la direction et le régime du moteur à explosion d'un modèle réduit d'avion, avec la plus grande sécurité possible.

Pour ceux d'entre vous qui ignorent tout du modélisme aérien il est nécessaire que je précise qu'il s'agit ici d'envoyer le résultat de votre long et délicat travail, à 40 km à l'heure, dans l'atmosphère, au milieu d'un engin vibrant, crachant de l'huile qui, après avoir pris son essor sur une piste lui infligeant de pénibles cahots, se trouve aux prises avec une pesanteur sans cesse aux aguets !

Les virages, qui, sur un bateau sont si faciles à obtenir, deviennent ici des opérations délicates sous les actions combinées du couple de renversement de l'hélice et de son effet gyroscopique.

Le système de sélection à utiliser devait, tout en étant simple et robuste, assurer une grande sécurité de fonctionnement et ne pas provoquer de par son principe, une catastrophe lors d'une perte de liaison

radio, chose pouvant se produire à tout instant.

Il m'a fallu rejeter le cher échappement, si simple, mais manquant par trop de souplesse, le sélecteur pas à pas, à échappement ou non, offrant une si grande variété dans les commandes possibles, mais pouvant très bien me donner un superbe virage à gauche alors qu'un droite était instantanément attendu ! et cela pour un simple TOP absent à l'arrivée ! Egalement il m'a fallu rejeter les systèmes à sélection BF y compris les attirantes lames vibrantes vraiment trop fragiles et d'un emploi par trop délicat, si l'on conserve la forme utilisée communément en télécommande de bateaux.

J'ai utilisé un système de sélection uniquement basé sur la réception de tops de durée et d'espacement variables. Ce système ne représentant assurément pas ce qu'il existe de mieux, m'a néanmoins donné jusqu'à présent toute satisfaction. J'ai pu obtenir de lui que le ralentissement, suivi de l'arrêt du moteur à essence, soit provoqué par la suppression de l'émission radio, constituant en quelque sorte ici, un signal. Cette combinaison me donne ainsi la certitude de ne pas voir s'éloigner de moi l'avion à plein moteur, lors d'une perte de liaison. Le gouvernail, dans ce cas, revient également à sa position drapeau, m'épargnant ainsi le risque de la vrille catastrophique qui, lorsque tout est normal, trouve déjà si bien le moyen de se déclencher !

Voici la description :

EMETTEUR (Voir schéma 1)

Il est du type portable, de la taille d'un Handy-Talky américain. Son antenne fouet est excitée par un push de deux 3 S 4 montées en triode, et automodulées par un sys-

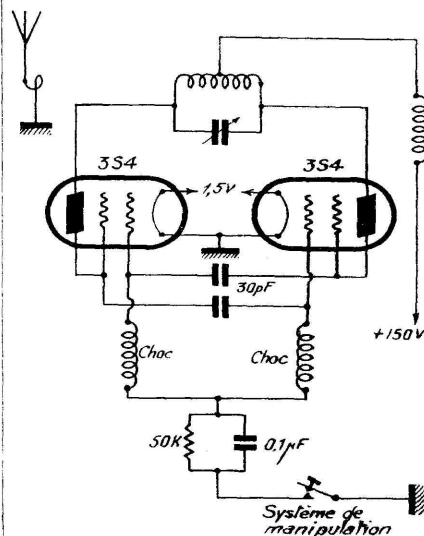


FIG. 1

résultante s'obtiendra simplement en faisant la somme des composantes si nous avons plusieurs sources de souffle en série, ce qui est pratiquement le cas.

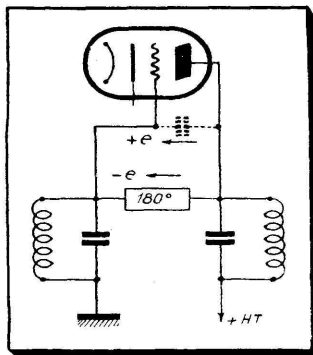


FIG. 1

On peut aussi tenir compte de la tension de souffle sur la charge anodique ou de la résistance équivalente de souffle thermique sur la grille en divisant les valeurs du circuit anodique par le carré du gain, puisque le souffle est proportionnel à $\sqrt{R}$. Ceci encore montre l'importance relative considérable du souffle du circuit d'entrée.

Comment réduire le souffle de l'étage d'entrée.

Dans l'étage d'entrée d'un téléviseur on peut distinguer trois sources principales de souffle :

- l'antenne,
- le système de liaison (circuit oscillant),
- le circuit de grille du tube.

Aux fréquences considérées, l'antenne apporte peu de souffle, son impédance étant très faible. Il en est de même du circuit d'entrée qui se comporte comme une résistance pure de valeur $Q L \omega$, faible aussi. Il suffirait donc de disposer de tubes amplificateurs à faible résistance équivalente de souffle pour obtenir un signal amplifié comportant un niveau de parasites réduit.

Le problème ainsi posé, essayons de le résoudre avec les moyens dont nous disposons.

La pentode, grande souffleuse.

La pentode présente l'avantage d'avoir une résistance d'entrée élevée et une très faible capacité grille-anode. Il en résulte un faible amortissement du circuit oscillant de grille et un fonctionnement stable.

La résistance équivalente des souffles est donnée par l'expression :

$$R_{eq} = S \cdot \frac{I_a}{I_a + I_{g2}} + 20 \frac{I_a}{S_2} \cdot \frac{I_{g2}}{I_a + I_{g2}} \quad (\text{en } k\Omega)$$

On peut noter l'intérêt de disposer d'un tube de pente la plus grande possible et l'importance prédominante du courant écran par rapport au courant plaque.

On trouve ainsi en comparant le tube EF 42 au EF 50 une diminution de R_{eq} de 1450 Ω à 680 Ω , obtenue par un relèvement de la pente conjointement avec une diminution du courant d'écran :

	I_a	I_{g2}	S	R_{eq}
EF 50	10	3	6,5	1450
EF 42	10	2,3	9,5	680

Un étage amplificateur à tube pentode

produira donc un souffle essentiellement dû au tube et particulièrement à son courant écran. Pour l'atténuer, deux solutions se présentent :

a) réduire le courant écran ; c'est ce qu'on fit en 1938 avec la pentode EF 8 de pente trop faible pour être utilisable en UHF.

b) supprimer tout simplement... l'écran et, par voie de conséquence, le courant afférent.

Arrivés à ce point de notre raisonnement nous pouvons nous féliciter d'avoir si élégamment tourné la difficulté et conçu ce nouveau tube amplificateur sans écran et à faible souffle, comportant une cathode, une grille et une plaque.

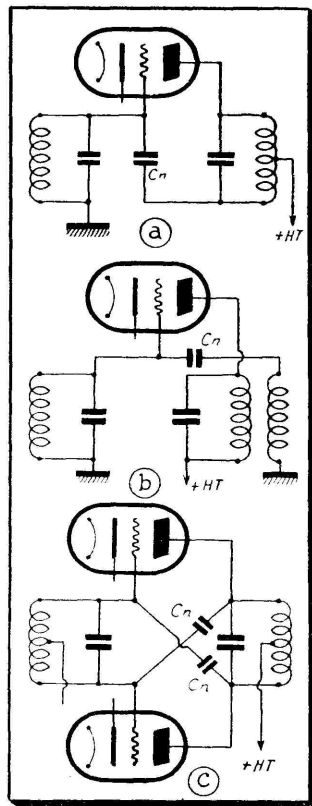


FIG. 2

Eloge de la triode.

Il est un bon vieux serviteur des radio-techniciens qui ressemble curieusement à l'objet de nos désirs, le tube sans écran, c'est la triode à laquelle nous venons de redécouvrir tant de qualités.

Pour elle, la formule de R_{eq} se simplifie et devient :

$$R_{eq} = \frac{3}{S} (k\Omega)$$

Le souffle sera tout simplement inversement proportionnel à la pente et, pour peu que celle-ci soit élevée, nous aurons un tube pratiquement sans souffle.

On reconnaîtra, d'autre part, la belle simplicité de la triode, ce qui facilitera son montage et son alimentation.

La triode en amplificatrice HF.

Tout n'est pas toujours rose dans le meilleur des mondes et un ennui viendra ternir notre enthousiasme. En suppri-

mant l'écran de la pentode nous avons rétabli le couplage électrostatique entre grille et plaque. En augmentant la pente nous avons rapproché ces deux électrodes et considérablement accru la capacité grille-plaque.

Il s'ensuivra un couplage grille-plaque important et, si des circuits oscillants accordés sur la même fréquence sont placés dans les circuits grille et plaque, le montage va osciller. Les amateurs de sigles américanisés diront que nous avons établi un montage TP-TG (ce qui, en bon français, veut dire « tuned-plate, tuned-grid ! »).

C'est évidemment là un montage oscillateur très simple mais nous aurions voulu un amplificateur. Le montage étant le même, il n'y a pas lieu qu'il se comporte autrement. Cherchons donc comment l'éviter.

Le montage neutrodyne.

Et c'est là la principale difficulté qui assaillit nos aînés, à l'ère de l'ébonite taillée, quand ils voulurent employer la triode en amplificatrice HF. Ils en seraient encore là si, astucieux, un certain M. Hazeltine n'avait, en 1919, proposé, pour les tirer d'affaire, de compenser la tension ramenée sur la grille par la capacité grille-plaque par une tension égale et en opposition de phase appliquée aussi à la grille. C'est ce qu'élégamment on nomme le neutrodynage (fig. 1).

Les moyens d'obtenir cette tension décalée de 180° et les schémas possibles sont nombreux. Les schémas de la figure 2 sont suffisamment explicites pour se passer de commentaires.

Un avantage évident du schéma « C » sera la mise en série des résistances d'entrée des deux triodes ce qui est éminemment souhaitable en UHF.

La grille de commande comme écran.

Si nous nous souvenons encore de la façon dont se comporte la deuxième grille de la pentode, indépendamment de son action accélératrice qui aura pour effet de rendre le courant plaque indépendant de la tension de cette électrode et d'accroître la résistance interne, la réduction

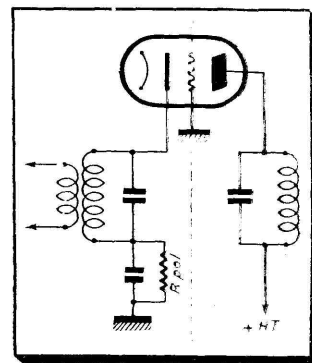


FIG. 3

de la capacité grille-plaque est obtenue par le blindage électrostatique de la première grille, l'écran (bien nommé) se trouvant, au point de vue dynamique, à un potentiel nul.

Mettons donc la grille de notre triode à la masse et attachons le tube par la cathode. Nous éviterons ainsi très simplement l'entrée en oscillation par la

séparation des circuits d'entrée et de sortie (fig. 3).

Le fonctionnement s'explique facilement si l'on considère que la tension cathode grille commande toujours le courant électronique. Il en résulte cependant un effet de contre-réaction qu'on ne peut supprimer puisque le circuit de commande est aussi parcouru par le courant plaque. De plus l'impédance d'entrée est considérablement réduite et égale à $\frac{1}{S}$ ce qui permettra éventuellement

d'adapter très facilement le circuit d'entrée à l'antenne TV, les impédances étant du même ordre de grandeur.

La triode en convertisseuse.

L'intérêt de la triode en télévision n'est pas seulement limité à l'amplification HF. Les tubes spécialisés pour le changement de fréquence ont évolué dans le sens de la complexité et, comme nous l'avons vu, le résultat n'est pas favorable au point de vue souffle. Ainsi R_{eq} est de 65 k Ω pour le tube ECH 42, ce qui est pourtant une valeur relativement faible pour une hexode (200 000 Ω pour le tube ECH 41).

La triode se prête facilement au chan-

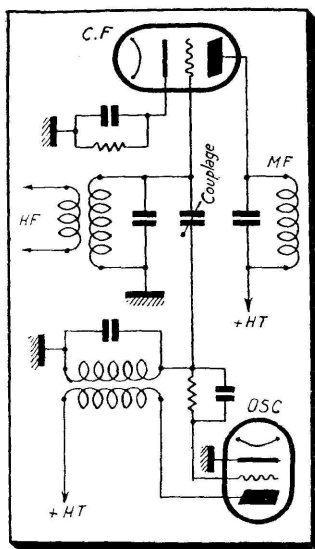


FIG. 4

gement de fréquence et conservera ses qualités (fig. 4). Le souffle sera néanmoins plus élevé que pour l'emploi du tube en ampli HF par suite de la nécessité de le faire travailler dans une partie courbe de la caractéristique pour faire apparaître une pente de conversion maximum et de la réduction concomitante de pente statique. Les risques d'accrochages sont éliminés par suite de l'accord des circuits grille et plaque sur des fréquences différentes.

Les triodes de la série noval.

La nouvelle série de tubes noval offre une triode simple et une double triode de caractéristiques remarquables et d'emploi universel. Ce sont les EC 80 et ECC 81 (ou 12 AT 7).

La structure interne de la EC 80 a été travaillée de telle façon que l'effet de blindage cathode-plaque de la grille soit maximum, destinant principalement ce

tube à l'emploi d'amplificateur avec grille à la masse pour des fréquences allant jusqu'à 600 Mc/s.

La double triode ECC 81 à cathodes séparées, de caractéristiques sensiblement équivalentes à celles de la 12 AT 7 américaine, est utilisable en ampli HF neutrodyné ou à grille à la masse et pour le changement de fréquence. Elle permet la réalisation très simple et très compacte d'un étage cascade particulièrement efficace et peut s'adapter à tous les emplois habituellement confiés aux tubes 6 J 6 et ECC 40.

La triode EC 80.

Cette triode simple particulièrement destinée à être employée en amplificatrice à grille à la masse possède 4 sorties de grille, ce qui permet d'y ramener facilement tous les découplages et de séparer très efficacement les circuits grille et plaque. De pente très élevée, 12 mA/V, la résistance équivalente de souffle est réduite et égale à :

$$R_{eq} = 250 \Omega$$

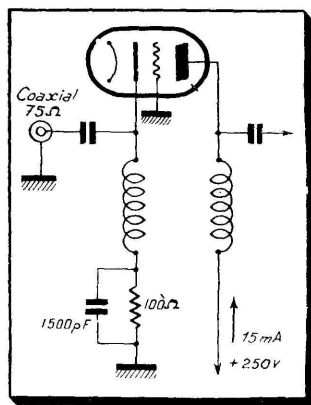


FIG. 5

Par suite du grand coefficient d'amplification (80) le facteur de qualité du tube est exceptionnellement grand pour un tube de petites dimensions.

L'impédance d'entrée est de l'ordre de 80 Ω ce qui permet d'utiliser ce tube à l'étage d'entrée d'un téléviseur et de l'attaquer directement par un coaxial 75 Ω (fig. 5). La résistance de polarisation étant faible (100 Ω) il est nécessaire d'intercaler un choc pour éviter la réduction de l'impédance d'entrée et lui conserver la valeur 1/S. On peut profiter des qualités du tube EC 80 en le montant en second étage d'un cascade.

La double triode ECC 81

Des caractéristiques sommaires du tube ECC 81 ont été publiées dans le n° 269 de la T.S.F. Nous prions nos lecteurs de vouloir bien s'y reporter et donnons ci-après des caractéristiques complémentaires et divers schémas d'utilisation de ce tube.

La figure 6 donne divers schémas d'utilisation de la ECC 81.

En A, figure un classique montage neutrodyné en push-pull permettant d'avoir une impédance d'entrée élevée et une relative facilité de neutrodynage. Les capacités neutrodynes sont de l'ordre de 1 à 2 pF et devront être réglées suivant une méthode remarquablement exposée dans le numéro 278 de la T.S.F., page 396, par nos amis R. Aschen et R. Zahl. Noter la présence des résistances de 15 k Ω et

330 Ω aux points milieu des enroulements, destinées à éliminer les risques de dissymétrie. A 200 Mc/s la résistance d'entrée est de l'ordre de 2 000 Ω et la résistance équivalente de souffle de 500 Ω par triode.

En B, le montage est établi avec grille à la masse. Pour la même raison que pour le montage A, la résistance de polarisation de 50 Ω ne doit pas être découplée. L'impédance d'entrée est de 330 Ω ce qui permet éventuellement d'attaquer les deux cathodes par un « twin lead » de 300 Ω d'impédance caractéristique.

Le montage de la figure 6C est une adaptation de la classique liaison inter-étages à couplage cathodique. L'accrochage est évité malgré la présence de la deuxième triode à grille à la masse, par la tension résiduelle de contre-réaction qui apparaît aux bornes de l'impédance cathodique de couplage et qui conditionne le fonctionnement du système.

En 6D le montage cascade représenté a été simplifié par l'emploi d'un seul tube. L'association de deux étages triodes l'un neutrodyné, l'autre à grille à la masse permet d'obtenir un gain élevé avec un souffle extrêmement réduit. On se rapportera pour les détails de mise au point à l'étude très documentée de notre ami Serge Bertrand publiée dans ce même numéro. A 200 Mc/s et pour une bande passante de 11,5 Mc/s, le gain de l'étage est de 13 dB. Il peut atteindre 25 dB pour une bande passante de 4,5 Mc/s à 46 Mc/s.

La self de neutralisation L_n constitue avec la capacité grille-plaque un circuit résonnant parallèle accordé sur la fréquence de travail. L_5 est accordée sur la même fréquence par la capacité parasite et L_6 est un choc 200 Mc/s.

Il est facile d'utiliser la ECC 81 en oscillatrice et mélangeuse pour le changement de fréquence.

Les figures 6E et 6F donnent deux exemples typiques de montages de la ECC81 en changeuse de fréquence le deuxième plus élaboré que le premier. En 6E l'oscillateur est un Colpitts à accord par condensateur ajustable de façon à avoir une plus grande stabilité ; le couplage avec la modulatrice est assuré par une capacité ajustable de 1 à 2 pF obtenue facilement en torsadant deux fils vernissés. La tension de l'oscillateur est de l'ordre de 2 à 2,5 V sur sa grille et, si la cathode de la triode convertisseuse est à la masse, le courant dans la résistance de fuite de grille de 1 M Ω est de 3 μ A. Pour obtenir une pente de conversion plus élevée, la grille doit être polarisée de façon que le tube travaille dans le coude de la caractéristique. Le fonctionnement optimum est obtenu avec une résistance de polarisation de 500 Ω . Le courant plaque mélangeuse est alors de 6 mA et l'amplitude de l'oscillation locale doit être telle que le courant grille mélangeuse tombe à quelques dixièmes de microampère. Dans ces conditions la pente de conversion est de 2 mA/V.

En utilisant l'étage convertisseur de la figure 6F à la suite d'un étage ampli HF neutrodyné comme celui de la figure 6A, le gain dans la bande des 200 Mc/s, mesuré de l'antenne (75 Ω) à l'anode de la mélangeuse ($Z = 2,2$ k Ω), est de l'ordre de 30 à 32 dB pour une bande passante supérieure à 10 Mc/s. Si l'on tient compte que le souffle apporté par l'ensemble est très réduit on obtient là des étages d'entrée pour téléviseurs à haute définition, absolument remarquables. (A suivre)

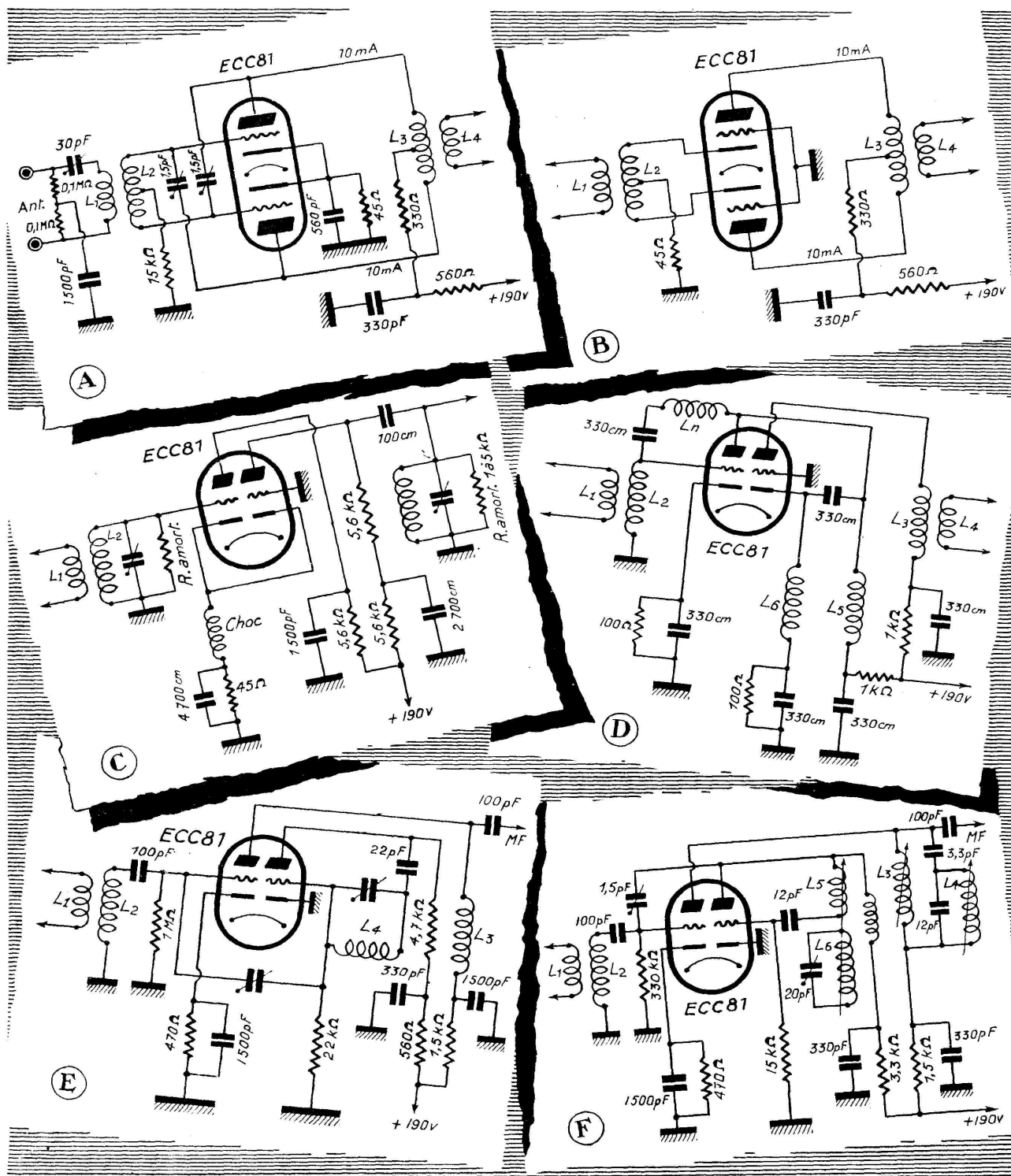


FIG. 6.

A. La double triode ECC81 en amplificatrice HF symétrique neutrodyne. — B. Montage en amplificatrice HF symétrique à grilles à la masse. — C. Etage amplificateur HF à liaison cathodique entre les deux triodes. — D. Un cascade très simple et de haut rendement avec le seul tube ECC81. — E. Etage convertisseur à ECC81, l'une des triodes étant utilisée en mélangeuse, l'autre en oscillatrice locale. — F. Un autre montage pratique d'étage changeur de fréquence.

UTILISATION du CIRCUIT "CASCODE" en TÉLÉVISION

par Serge BERTRAND

Ce préamplificateur à faible bruit de fond intéressera particulièrement nos lecteurs provinciaux pour les récepteurs à grande distance, ou dans le cas où il est nécessaire d'avoir une sensibilité accrue par suite d'une longueur inusitée du feeder d'antenne.

Nous n'avons pas l'intention de faire ressortir aujourd'hui les avantages du montage dit « Cascode » qui trouve son application dans les étages d'entrée des récepteurs ou comme préamplificateur d'antenne.

Notre ami H. Aberdam nous en a donné, dans un exposé très clair, le principe théorique inclus dans une étude générale sur les amplificateurs à grille à la masse (1).

Il ne suffit pas d'avoir assimilé parfaitement le fonctionnement de base de tel ou tel montage, pour s'apercevoir qu'à la réalisation on n'obtient pas les résultats escomptés, faute de savoir, ou d'avoir mal interprété, les réglages à effectuer. On abandonne bien souvent la partie — à tort d'ailleurs — sans avoir su tirer la quintessence des possibilités permises.

Notre but est ici de remédier en partie à cet état de choses pour un montage qui, bien utilisé, donne des résultats vraiment surprenants que l'on pourrait qualifier même, d'inegalables.

Notre revue étant avant tout : pratique, et écartant à priori toute description « fumeuse » fonctionnant seulement (quelquefois mal) sur le papier, nous avons cherché à éviter au lecteur des tâtonnements toujours fastidieux pour la mise au point et le réglage de ce circuit.

6AK5 d'entrée montée en triode et neutrodynée par la self L_n , suivie d'une 6J6 montée avec grille à la masse.

La faible capacité plaque-cathode de cette dernière évite un second neutrodynage.

La 6AK5 fonctionne avec une tension anodique réduite, de l'ordre de 105 V, et une résistance de cathode de 70 Ω seulement (2).

Calcul des différents éléments.

a) Circuit d'entrée L_1 , C_1 , R_a .

Le calcul de L_1 se fera par la formule de Thomson, en tenant compte des capacités parasites et de la capacité supplémentaire C_1 dont la présence est d'augmenter la stabilité de l'ensemble et de compenser les écarts toujours possibles en cas de changement de lampes.

On a donc :

$$L = \frac{1}{C \omega^2}$$

On pourra en déduire le nombre de spires N_1 et l'ajuster expérimentalement.

R_a représente l'impédance caractéristique de l'aérien vue à travers l'autotransformateur d'entrée L_1 .

On a donc :

$$R_a = Z_0 m^2$$

m étant le rapport de transformation du circuit d'entrée.

R_e représente la résistance d'entrée de la lampe, en fonction de la fréquence (3).

La valeur maxima de R_a est impérative et fixée par la largeur de bande du circuit d'entrée, il sera toujours possible, pour satisfaire le rapport r et se placer ainsi dans les meilleures conditions possibles de bruit de fond, d'en diminuer ensuite la valeur sans autre inconvénient qu'une légère diminution de la sélectivité.

On pourrait s'étonner de ne pas respecter ou de ne pas chercher à réaliser l'adaptation du feeder d'antenne ; mais lorsque la question du bruit de fond se pose — dans le cas des grandes distances seulement — on s'aperçoit qu'on a au contraire intérêt à fonctionner en désadaptation pour satisfaire au mieux le rapport r correspondant.

La perte de gain qui en résulte est grandement et avantageusement compensée par l'amélioration notable du facteur de bruit. Il est recommandé, par contre, d'employer des feeders de transmission de faible longueur.

En résumé le rapport de transformation du circuit d'entrée sera déterminé en respectant le rapport r , compte tenu de la résistance d'amortissement R_a donnée par la formule classique :

$$R_a = \frac{\sqrt{\rho^2 - 1}}{C_n}$$

avec ρ = affaiblissement c'est-à-dire :

$$\frac{U_{\max}}{U_{\min}}$$

C = Capacités d'accord.

et n = longueur de bande = $2 \Delta \omega$.

b) Circuits d'anodes L_2 et L_3 .

Les éléments participant à l'accord se détermineront comme précédemment à l'aide de la formule de Thomson.

Le circuit L_2 , considérablement amorti par l'impédance d'entrée réduite de la 6J6, aura une bande passante propre très large. Par contre celle du circuit L_3 sera calculée à l'aide de la formule ci-dessus.

c) Self de neutrodynage L_n .

Cette self sert à annuler la capacité grille-plaque de la 6AK5 d'entrée, en réalisant l'accord sur la fréquence de travail F_0 .

Pour en déterminer le nombre de spires il faut tenir compte de la valeur de cette capacité qui est environ dix fois plus faible (pour une 6AK5 montée en triode) que celles trouvées entre étages, compte tenu de la capacité additionnelle. Il faudrait donc une self L_n augmentée dans le même rapport, c'est-à-dire possédant, en gros, trois fois plus de spires que les autres bobinages.

Réglage et mise au point du cascode.

Le circuit sera réalisé suivant le schéma représenté sur la figure 1, en disposant les éléments sur le châssis comme suit (fig. 2).

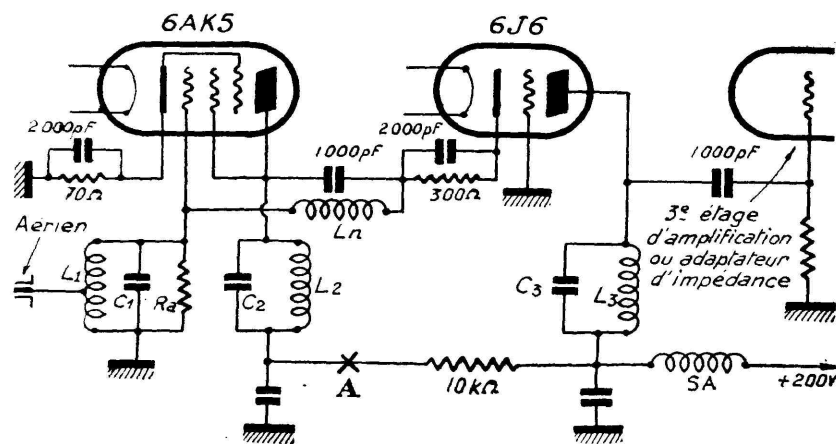


FIG. 1

Schéma général et mise au point du Cascode.

Nous donnons ci-dessus (fig. 1) le montage employé, pour lequel nous indiquerons la marche à suivre pour la détermination des différents éléments et pour effectuer les principaux réglages. Ensuite nous en ferons l'application aux fréquences actuelles de la Télévision Française.

Nous pouvons remarquer la lampe

(1) T.S.F. pour Tous, n°s 248, 251, 252 et 253

La valeur de R_a est fonction de la bande passante à transmettre et du rapport $r = \frac{R_e}{R_a}$ qui donne le meilleur facteur de bruit pour une fréquence et une lampe d'entrée données.

(2) Une nouvelle lampe vient de faire son apparition aux U.S.A., la 6BK 7 qui est une double triode à cathodes séparées et destinée spécialement au circuit cascode. Elle permet de remplacer la 6AK 5 et la 6J6 habituellement employées, et elle est remarquable par sa faible résistance équivalente de souffle. Espérons la voir bientôt sur le marché français.

(3) Voir T.S.F., n° 278, page 399.

reliés à la masse, comme nous l'avons indiqué sur la figure 3. Ce détail n'est pas sans importance au point de vue de la facilité et de la stabilité du montage.

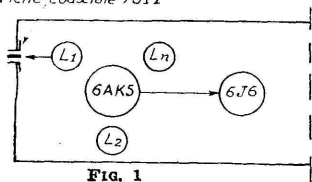
Fiche coaxiale 75 Ω 

Fig. 1

Le réglage se fera de la façon suivante : L'entrée du « Cascode » sera reliée à un générateur sortant sur une impédance de 75 Ω ou mieux à un wobulateur, la suite de l'amplificateur étant inchangée et présumée réglée, puis nous brancherons aux bornes de la résistance de détection un voltmètre ou l'oscilloscope du wobulateur.

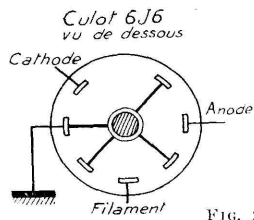


Fig. 2

Au cas où le générateur employé n'aurait pas une sortie sur l'impédance convenable, il serait bon, dans ce cas, de passer par l'intermédiaire d'une cellule d'adaptation.

Ces préparatifs étant terminés, et après avoir vérifié que tout est bien stable (ce qui n'est pas toujours le cas) on accorde les circuits L_1 , L_2 et L_3 sur la fréquence choisie. L'accord du circuit L_2 est assez flou du fait de son amortissement propre.

Puis on débranche momentanément la HT de la lampe d'entrée, en faisant une coupure au point A (fig. 1). Le niveau de sortie baisse considérablement et on est alors obligé de remonter fortement le signal d'entrée. On peut alors régler le neutrodynage L_n en cherchant à obtenir un minimum du niveau de sortie.

Le « Cascode » est ainsi parfaitement réglé et au point de stabilité optimale. Il sera bon de bloquer les noyaux magnétiques de réglage à l'aide d'un frein en liège ou d'une goutte de cire H F.

En cas de changement dans la fréquence d'accord il est alors nécessaire de retoucher L_n . Par contre un changement de lampes doit influer très peu sur les réglages.

Cascode pour le 46 Mc/s.

Nous avons calculé, pour le 441 lignes, les principaux éléments d'un circuit « Cascode » que nous avons expérimenté ensuite, et qui nous donne entière satisfaction.

Les lecteurs pourront d'ailleurs reprendre et vérifier en détail, à titre d'exercice, l'enchaînement et l'application des quelques formules employées.

En admettant une bande passante de 46 à 50 Mc/s, on en déduit la fréquence moyenne F_0 qui est sensiblement 48 Mc/s (4).

(4) En réalité la fréquence moyenne F_0 est donnée (nous le calculons) par la moyenne géométrique : $F_0 = \sqrt{46 \times 50}$, très peu différente de 48 Mc/s.

1^o Circuit d'entrée L_1 .

Posons : $C_1 = 10$ pF additionnel + 10 pF constitué par les capacités parasites et d'entrée de lampes.

On en tire : $L_1 = 0,55$ μ H.

On le réalisera en bobinant 8 spires en fil de 6/10 sur un mandrin Oméga, avec noyau magnétique, de $\varnothing$ 8 mm, fileté au pas de 1 mm.

Pour l'obtention du facteur de bruit optimum, le rapport r doit avoir pour valeur à 48 Mc/s :

$$20 > r > 10$$

Calculons d'autre part la valeur de R_a correspondant à la largeur de bande choisie.

On a : $R_a = 1\,000$ Ω pour un affaiblissement de 1 dB aux extrémités de la bande.

Sachant que la résistance d'entrée d'une 6AK5 à 48 Mc/s est d'environ 23 000 Ω , on voit que le rapport r est excessif.

$$r = \frac{R_e}{R_a} = \frac{23\,000}{1\,000} = 23$$

On se contentera donc d'un affaiblissement de 1,5 dB donnant un R_a de 1250 Ω , pour un meilleur rapport r de 18,5 seulement.

Connaissant maintenant la valeur de la résistance ramenée, ainsi que l'impédance de l'aérien, soit 75 Ω , il est facile de déterminer le rapport de transformation du bobinage d'entrée L_1 .

Rapport de transformation

$$m = \sqrt{\frac{1\,250}{75}} \approx 4$$

On fera donc une prise sur L_1 à 2 spires côté masse.

2^o Circuits plaques L_2 et L_3 .

On a : $C_2 = C_3 = 5$ pF additionnel + 15 pF parasites.

D'où : $L_2 = L_3 = 0,55$ μ H.

Même réalisation que pour le bobinage d'entrée.

L_3 sera shuntée par une résistance de 1 000 à 1 200 Ω branchée comme fuite de grille sur l'étage suivant.

Comme nous l'avons vu, l'affaiblissement obtenu est d'environ 1 à 1,5 dB.

L'amortissement naturel du circuit L_2 évite la présence d'une résistance matérielle.

3^o Self de neutrodynage L_n .

Possédant grosso modo trois fois plus de spires que les autres selfs, nous la réaliserons en bobinant 25 spires jointées de fil 20/100 émail-soie sur un mandrin lisse « Oméga », avec noyau magnétique, de 8 mm de diamètre.

Gain du « Cascode » à 46 Mc/s.

A la fréquence considérée, le gain de l'antenne à la plaque de la 6J6 est d'environ 23 dB.

Le gain du premier étage est pratiquement donné par l'autotransformateur d'entrée.

Cascode pour le 180 Mc/s.

En reprenant les mêmes calculs que précédemment, on obtient :

$$C_1 = 10$$

La capacité d'appoint est supprimée, pour conserver à la self des dimensions géométriques convenables.

D'où $L_1 = 0,075$ μ H que l'on réalisera par une boucle de 20 mm de $\varnothing$ en fil de 10/10.

A 180 Mc/s le rapport r est plus critique et a pour valeur :

$$r \approx 3.$$

En prévoyant une bande confortable de 10 Mc/s avec un affaiblissement de 1 dB, on obtient pour R_a environ 800 Ω . Comme la résistance d'entrée est de 1 600 Ω la valeur optimale de R_a se trouve être de 550 Ω .

On voit que dans ce cas la bande passante désirée sera largement assurée, d'autant plus que la résistance d'amortissement réelle sera contributive par la mise en parallèle des deux résistances R_e et R_a , c'est-à-dire :

$$R_{//} = \frac{R_e \times R_a}{R_e + R_a} = \frac{550 \times 1\,600}{550 + 1\,600} = 410 \Omega$$

Par curiosité, calculons l'affaiblissement obtenu pour la bande de 10 Mc/s choisie :

$$\rho = \sqrt{(R_a \cdot C_n)^2 + 1} = 1,033 \approx 0,3 \text{ dB}$$

Le rapport de transformation de L_1 sera :

$$m = \sqrt{\frac{550}{75}} = 2,7$$

Les circuits plaques L_2 et L_3 seront réalisés de la même façon que celui d'entrée. L'ajustage de la fréquence est plus délicat, il se fera en modifiant, par déformation mécanique, le diamètre de la boucle de fil (5).

La résistance d'amortissement de L_3 sera d'environ 3000 Ω . (5)

La self de neutrodynage sera constituée par 3 spires de fil 10/10, bobinées sur un mandrin lisse Oméga, et espacées de 3 à 4 mm. Le réglage se fera par le noyau magnétique.

Gain du Cascode à 180 Mc/s.

A cette fréquence il ne faudra guère compter obtenir un gain supérieur à une quinzaine de dB, pour un réglage convenable de tous les circuits.

Étage adaptateur d'impédance.

Dans le cas où le cascode est employé comme préamplificateur d'antenne, il est nécessaire, pour réaliser l'adaptation, de sortir sur l'impédance caractéristique du feeder de transmission.

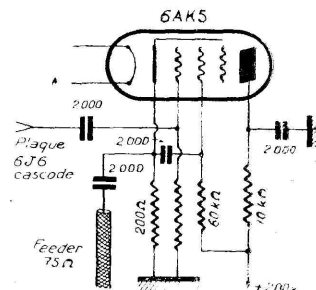


Fig. 3

Pour un câble courant de 75 Ω , on emploiera le montage donné figure 4 constitué par une 6AK5 montée en cathodyne.

Conclusion.

Nous ne pouvons qu'engager nos lecteurs à entreprendre la réalisation du circuit « Cascode » qui donne d'excellents résultats lorsqu'il est bien réalisé, ce à quoi nous nous sommes efforcés dans la présente description.

La bataille du bruit de fond est commencée; à vos fers à souder et bonne chance.

(5) En réalité cette résistance de 3 000 Ω représente la fuite de grille de l'étage suivant, qui mise en parallèle avec la résistance d'entrée donne l'amortissement convenable.

Le XPR8: téléviseur bi-standard à projection

CÂBLAGE ET MISE AU POINT

par Pierre ROQUES, ingénieur.

Câblage

Le câblage de la partie du récepteur montée sur le châssis général (amplification vidéo-fréquence, balayages, alimentations, etc.) ne présente rien de spécial. La complexité des différents circuits d'alimentation rend toutefois nécessaire l'utilisation de fils de couleurs différentes pour éviter les erreurs et faciliter les dépannages éventuels.

La partie vidéo-fréquence sera câblée avec le souci de diminuer au maximum les capacités parasites. Les condensateurs de liaison et les selfs de correction seront maintenus le plus éloigné possible du châssis.

Les différentes connexions du balayage ligne, surtout celles de la plaque EL38 et plaque EZ40, seront également éloignées de la masse.

Les étages haute fréquence nécessitent par contre beaucoup de soins si l'on veut obtenir un fonctionnement impeccable, sans accrochage.

Les soudures de masse s'effectueront directement sur le châssis. Les connexions doivent être ultra-courtes sans aucune considération d'esthétique. Les supports de lampe seront montés de manière que l'axe longitudinal du châssis passe par toutes les grilles et les plaques. La figure 1 donne à titre d'exemple la disposition adoptée

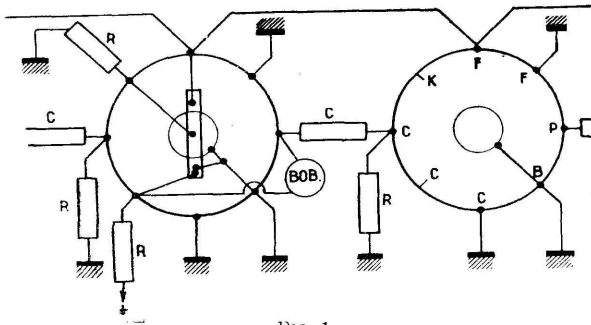


FIG. 1

pour deux étages du châssis 46 Mc/s. Les résistances seront de préférence du type miniature. Nous avons réalisé nos bobinages sur des mandrins Lipa de 8 mm de diamètre.

Le condensateur découplant les trois électrodes (filament, cathode et écran) est du type 3×1500 picofarads. La sortie « masse » est soudée sur le guide central du support relié lui-même à la masse du châssis près de la cosse B.

Mise au point

1° CHASSIS 46 Mc/s.

Brancher un oscilloscope aux bornes de sortie vidéo-fréquence du châssis (avec amplification si possible car la tension de sortie normale est de l'ordre de 2 volts seulement).

Attaquer la grille de la dernière EF42 avec un géné-

rateur modulé ($F = 46$ Mc/s). Régler L4 pour obtenir le maximum de niveau de sortie.

Attaquer ensuite la deuxième EF42 et régler de même L3 ($F = 49$ Mc/s). Eviter de saturer la lampe

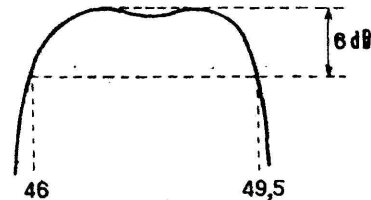


FIG. 2

en ramenant toujours la tension de sortie au même niveau après chaque réglage. Régler ensuite par la même méthode L2 sur 49 Mc/s également, en attaquant la grille de la première EF42. Injecter ensuite sur cette grille une fréquence de 42 Mc/s et régler L5 (réjecteur son) pour avoir le minimum de tension de sortie. Attaquer ensuite l'entrée « antenne » avec une fréquence de 46 Mc/s et régler L2 au maximum du niveau de sortie.

La courbe de sortie doit avoir approximativement l'allure indiquée figure 2.

2° CHASSIS 185 Mc/s.

Le mode opératoire est le même en ce qui concerne la partie moyenne fréquence du récepteur 819 lignes.

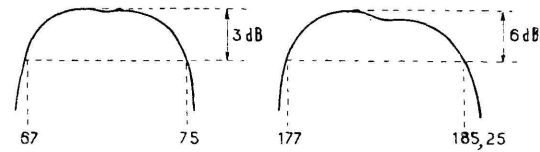


FIG. 3

FIG. 4

Les circuits sont à accorder sur les fréquences suivantes :

L1 : 65 Mc/s.

L2 : 70 »

L3 : 75 »

L4 : 70 »

Les réjecteurs son seront réglés sur 63,85 Mc/s pour le minimum de tension de sortie. Signalons que l'on peut utiliser les harmoniques d'un générateur si celui-ci ne peut « monter » jusqu'à ces fréquences.

La courbe de réponse de l'amplificateur moyenne fréquence doit avoir l'allure de la figure 3.

L'atténuation à 75 Mc/s doit être de l'ordre de 3 dB seulement.

La partie haute fréquence — changement de fréquence amènera également un affaiblissement de 3 dB qui, s'ajoutant au précédent, donnera une courbe de réponse globale semblable à celle de la figure 4. La fréquence porteuse (185,25 Mc/s) doit en effet être atténuée de 6 dB dans le cas de réception d'une seule bande latérale.

(1) Voir les descriptions et schémas complets dans *TSF* nos 276 et suivants.

Le réglage de l'oscillateur sera fait au générateur si possible. Sinon, on pourra à la rigueur l'effectuer lors d'une émission. La bonne fréquence est évidemment celle qui donne en même temps le son et l'image. Le circuit d'entrée B1 sera réglé sur 180 Mc/s et B2 sur 175.

Sans générateur, ces deux réglages se feront au « pifomètre » en s'aidant des deux repères que donnent le son et l'image.

Les lecteurs assez éloignés de Paris pourront avec avantage ajouter une amplificatrice moyenne fréquence supplémentaire qui sera accordée sur 70 Mc/s.

3° PARTIE VIDÉO-FRÉQUENCE.

Il suffit de vérifier les tensions sur les différentes électrodes et de régler la polarisation de l'EL 41 à -8 volts. Le fonctionnement est automatique s'il n'y a aucune erreur de câblage. Les « figneurs » pourront s'amuser à gagner des mires en retouchant aux bobines de correction. Il faut bien faire attention au sens de branchement du redresseur placé aux bornes de la résistance de 1 M Ω . En cas de déformation des signaux de synchronisation, on pourra dessouder ce redresseur pour voir si le fonctionnement s'améliore. Dans ce cas, c'est qu'il est à l'envers ou défectueux.

4° SÉPARATION.

Aucune mise au point n'est nécessaire si tous les éléments sont en bon état (lampes, condensateurs, etc.).

5° BALAYAGE « IMAGES ».

Après avoir bien vérifié le câblage, mettre l'appareil sous tension. Les signaux indiqués figure 5 doivent apparaître aux différents points suivants :

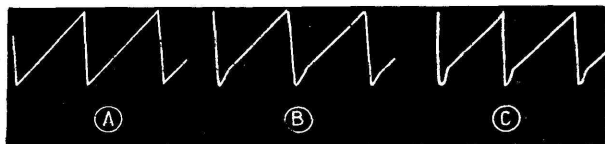


FIG. 5.

A) Aux bornes du condensateur de 0,5 μ F (grille ECC40) ;

B) Sur la grille de l'EL41 ;

C) Aux bornes de la bobine de déflection.

Faire attention au sens du branchement du blocking ainsi que du transformateur de sortie.

Le réglage de linéarité s'effectuera sur les mires en agissant sur les potentiomètres prévus à cet effet. Il n'y a pratiquement pas de méthode et l'on doit agir par tâtonnement.



FIG. 6

6° BALAYAGE « LIGNES ».

La figure 6 donne l'allure des signaux aux points suivants :

A) Grille EL38 ;

B) Courant dans les bobines (obtenu en insérant une résistance de 5 ohms dans le retour des bobines ligne, à la haute tension).

Un moyen immédiat de savoir si le balayage ligne fonctionne consiste à tâter le tétou (!) de l'EL38 avec la lame d'un tournevis à manche isolé. On doit tirer de belles étincelles de plusieurs millimètres.

Si, malgré cela, le spot ne dévie pas horizontalement, il faut chercher la panne dans le secondaire du transformateur de sortie, dans les bobines de déflection ou dans les connexions de liaison transformateur-bobines.

7° TUBES CATHODIQUES ET CIRCUITS ASSOCIÉS.

a) Très haute tension.

Le bloc très haute tension est fourni prêt à l'emploi par le constructeur. Il suffit de l'alimenter. On se rend immédiatement compte du fonctionnement d'une part par le bruit strident qui s'en échappe (heureusement très atténué par le coffret du récepteur), d'autre part, par les magnifiques effluves que « crache » la sortie très haute tension.

b) Sécurité.

Il se peut que le tube ne s'allume pas malgré qu'il soit chauffé et alimenté en très haute tension. Mesurer alors les tensions sur son support. En l'absence d'émission, on doit trouver : sur la cathode, environ 220 volts ; sur le Wehnelt, entre 50 et 150 volts suivant la position du potentiomètre de luminosité. Si la tension est nettement plus basse, alors qu'elle est normale sur le curseur du potentiomètre, c'est que le système de sécurité débite. Rechercher le circuit coupable en enlevant successivement les deux EBC41. Celle qui débite ne reçoit pas d'impulsion sur ses diodes à moins que son montage ne soit défectueux (erreur de câblage, capacité grille-masse en court-circuit, etc.). Le manque d'impulsion sur les diodes indique que le balayage correspondant ne fonctionne pas (c'est d'ailleurs là le but du système de sécurité).

La différence de tension entre cathode et Wehnelt du tube en l'absence d'émission est telle que le tube est presque éteint même au maximum du potentiomètre de luminosité. Avec certains tubes, il est possible que cette différence soit trop grande pour que le tube s'allume. Modifier alors le pont d'alimentation du Wehnelt.

8° CONSEILS FINAUX.

Ne pas oublier de bien mettre le revêtement extérieur du tube à la masse en le bloquant contre les lamelles de contact du bloc de déflection. Maintenir l'objectif très propre (attention à la buée !)

L'écran que nous conseillons est constitué par du Kodatrace (Rhodoid dépoli). La projection se fait par transparence. Ne pas oublier que l'image, vue du côté récepteur, doit être à l'envers (comme vue dans une glace). On peut projeter également sur un écran classique de cinéma. Dans ce cas, inverser le branchement des bobines de ligne.

Il est très agréable de pouvoir régler l'image à distance. On pourra prévoir une petite boîte contenant les potentiomètres de lumière, concentration et contraste, et le relier par un câble au récepteur.

Nous terminerons en signalant que nous sommes à la disposition des lecteurs pour tout renseignement complémentaire (1).

Pierre ROQUES.

Joindre 200 F à toute demande de renseignements.

Le nouvel émetteur de 100 kW de Paris-Villebon à l'avant-garde de la technique internationale

par P.-A. FRANÇOIS

Le 14 octobre 1951, la Radiodiffusion Française mettait en service au Centre de PARIS-VILLEBON, diffusant déjà le programme de la Chaîne Nationale, un nouvel émetteur de 100 kW destiné à la diffusion du programme de PARIS-INTER sur la longueur d'onde de 280 mètres.

Cet émetteur réalisé en un temps record par la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON présente des caractéristiques techniques originales qui en font le matériel de conception la plus moderne mis en service dans le monde entier et le placent à l'avant-garde de la technique internationale.

Nous avons pu visiter le nouvel émetteur lors de son inauguration, le 30 novembre 1951, par M. R. Buron, Ministre de l'Information, et nous nous devons de remercier ici Monsieur le Général Leschi, Directeur Général des Services Techniques de la Radiodiffusion et Télévision Française, M. Gaillard, Ingénieur en Chef de la Radiodiffusion et Télévision Française, Chef du Service Haute Fréquence et M. Ch. Beurtheret, Ingénieur en Chef à la Compagnie Française THOMSON-HOUSTON, pour l'accueil qu'ils nous ont fait ou les explications et la documentation qu'ils nous ont fournies.

Nous nous limiterons dans ce reportage, seulement à ce qui fait l'originalité du nouvel émetteur, priant nos lecteurs de vouloir bien se reporter au n° 207 de la T.S.F. pour Tous pour tout ce qui concerne la technique générale d'un émetteur, ses installations et en particulier ce qui concerne l'ancien émetteur de 100 kW de Villebon dont la puissance a été portée à 150 kW.

C'est sur un plateau dominant la vallée de Chevreuse, à 20 kilomètres au sud-ouest de Paris, que les émetteurs de Villebon dressent leur antenne unique à 75 mètres de hauteur, près d'un vaste bâtiment qui enserme les installations.

Convié, le 30 novembre, à l'inauguration du nouvel émetteur de 100 kW diffusant le programme Paris-Inter, nous avons pu visiter et admirer ce remarquable produit de la technique française qui fait honneur à ses réalisateurs.

La genèse de l'émetteur 100 kW, 280 m.

Pour la région parisienne, deux émissions à grande puissance étaient prévues par le Plan de Copenhague.

Un émetteur de 100 kW était seul en service à Villebon et diffusait le Programme National sur la fréquence de 863 kc/s. La deuxième fréquence allouée, de 1070 kc/s, était occupée par l'émetteur de Romainville transmettant, avec une puissante antenne de 10 kW, le programme Paris-Inter, en attendant la construction d'un nouveau centre émetteur dans la région parisienne.

On avait dû se décider à envisager cette construction en raison du voisinage de l'aérodrome d'Orly qui empêchait l'érection de systèmes rayonnants suffisamment efficaces à Villebon, mais des difficultés d'ordre financier en retardaient la réalisation.

En attendant, la réception des émissions faites par Romainville devenait de plus en plus aléatoire par suite d'interférences avec des stations étrangères et les brouillages intenses qui en résultaient obligeaient-ils les services techniques de la radiodiffusion à envisager l'augmentation de puissance de cette émission et à rechercher une solution simple et peu coûteuse à ce problème difficile.

Au mois de mai 1951, une possibilité apparaissait ainsi :

Quatre cellules de 75 kW chacune étaient commandées par la Radiodiffusion Française à la Compagnie Française Thomson-Houston pour équiper le centre émetteur de Strasbourg-Sélestat devant, en définitive, comporter deux émetteurs de 150 kW.

C'est sans grand dommage que l'une de ces cellules, établie suivant une conception très moderne, pouvait être détachée de Strasbourg pour être installée à Paris. Restait à trouver à la louer. Or, il apparaissait qu'elle pouvait facilement trouver place dans le bâtiment émetteur de Villebon et c'est ce que réalisèrent en collaboration la Compagnie Française Thomson-Houston et les services de la Radiodiffusion.

Les travaux à effectuer

Les travaux comportaient :

a) La mise en place de la cellule 75/100 kW dans les locaux de Villebon;

b) la construction d'un feeder allant de l'émetteur au système rayonnant;

c) La construction d'une cellule d'adaptation d'antenne avec des filtres HF appropriés, au pied du pylône rayonnant, attaqué simultanément par les deux émetteurs.

C'est là une caractéristique absolument remarquable que nous allons examiner plus en détail.

Deux émetteurs, une seule antenne

Il ne pouvait être question, en raison de la proximité de l'aéroport d'Orly et en conséquence du veto qu'aurait opposé les services de la Navigation Aérienne, de construire un nouveau système rayonnant à Villebon. L'aérien actuel, primitivement prévu de 120 mètres de hauteur, avait déjà été réduit à 75 mètres. Une seule solution s'imposait : l'attaquer simultanément par les deux émetteurs.

Une telle entreprise avait déjà été menée à bien en Afrique du Nord pour des puissances réduites et à Muret avec deux émetteurs de 20 kW et 100 kW.

Les feeders d'amenée de l'énergie HF sont reliés à la base de l'antenne à travers des circuits d'adaptation permettant d'accorder l'aérien à la fois sur l'une et sur l'autre des fréquences d'émission par la mise en série de self-inductances à la base.

Un grave défaut, inhérent à l'attaque simultanée de l'aérien par deux tensions de haute fréquence différentes comportant des modulations, est l'intermodulation qui peut en résulter. Il faut, pour l'éviter, empêcher les tensions développées dans le circuit oscillant de l'étape final d'un émetteur et acheminées vers l'aérien, de se propager jusqu'à l'étape final de l'autre émetteur. Dans ce but, des circuits bouchons à très fort coefficient de surtension sont interposées sur chaque ligne et bloquent les tensions perturbatrices. Les liaisons émetteurs-aérien deviennent, en quelque sorte, à sens unique.

A Villebon, les puissances mises en jeu :

150 kW sur 863 kc/s

100 kW sur 1070 kc/s

complicquaient singulièrement le problème, des tensions très élevées se trouvant développées dans le pylône et dans les cellules d'adaptation en raison de la composition géométrique, à la base de l'antenne, des tensions délivrées par les circuits H.F.

En effet les tensions en crête de modulation, au taux de 100 %, sont le double des valeurs en porteuse pure. On a aussi à la base du pylône rayonnant :

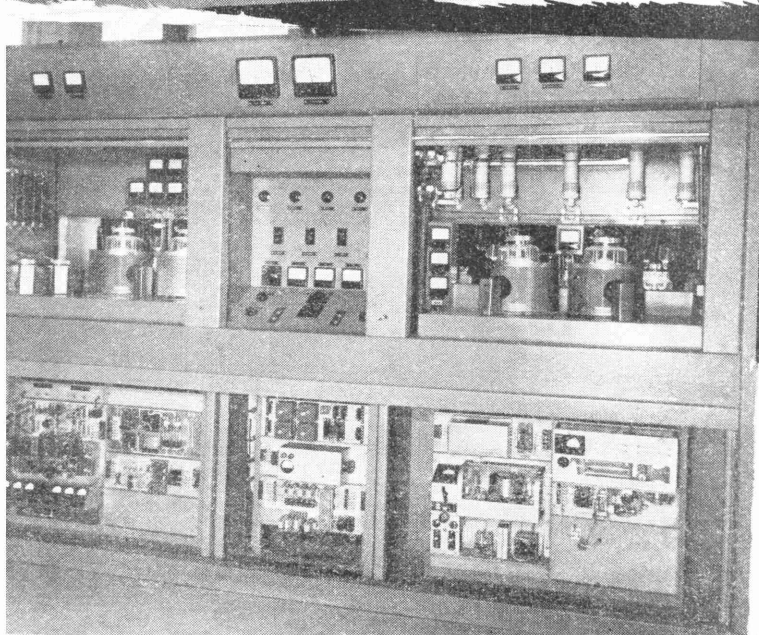
5 500 volts porteuse, soit 11 000 volts crête sur 863 kc/s

8 000 volts porteuse, soit 16 000 volts crête sur 1070 kc/s

ce qui donne une tension maximum de 27 000 volts et aux bornes des circuits bouchons respectifs, des tensions de crête de 78 000 et 42 000 volts.

On imagine facilement quels soins doivent être apportés à la réalisation de capacités devant résister à de telles tensions. Elles sont du type à diélectrique air, bien qu'il en résulte quelques inconvénients d'ordre secondaire. On sait en effet que la constante diélectrique de l'air est essentiellement variable en fonction de divers facteurs : degré hygrométrique, pression atmosphérique, ionisation, etc... Pour éviter les amorçages, les condensateurs doivent être largement dimensionnés et il en résulte de notables capacités parasites venant troubler les prévisions théoriques et rendant nécessaires des retouches de réglage.

Il s'agit là, au total, de matériels peu courants devant résister à des contraintes électriques très importantes. Les essais effectués permirent d'établir rapidement les caractéristiques des éléments. La fabrication et le montage des cellules d'adaptation étaient entrepris, à l'atelier du service du matériel H. F. de la



Radiodiffusion, sous la direction de M. Gaillard, ingénieur en chef.

Les résultats escomptés se trouvèrent remarquablement confirmés à l'expérience :

— Les tensions perturbatrices apparaissant dans le circuit oscillant des étages de sortie sont faibles, de l'ordre de 7 volts sur l'émetteur 100 kW. En tablant sur une tension de 10 000 volts sur le circuit oscillant, on constate que l'intermodulation résultante est de 1/1 500, soit 64 décibels. Dans les conditions d'écoute habituelle, la perturbation est inaudible.

— Les variations d'impédance des circuits d'adaptation à l'aérien sont de l'ordre de 4 à 5 % et à ce niveau n'apportent pas de troubles de fonctionnement aux émetteurs.

— Les réglages sont de ce fait peu modifiés par les commutations de l'un ou l'autre, ou encore de l'un et l'autre, des émetteurs sur l'aérien.

Un émetteur « miniature » original

L'émetteur est du type monobloc TH 755. Il est de dimensions extrêmement réduites pour une puissance de 100 kW. L'ensemble est rassemblé dans une surface de 6 mètres sur 8 mètres, ce qui constitue une performance unique, les équipements utilisés jusqu'à occupant une superficie environ dix fois plus grande. Un seul organe a été séparé : c'est l'aéro-condenseur destiné à la condensation finale de la vapeur d'eau de refroidissement des tubes, et qui a été placé en toiture.

Une difficulté se présentait à Villebon : éviter d'avoir à déplacer des installations existantes. A cet effet, l'émetteur a été scindé en deux parties dont l'une, comprenant les éléments les plus lourds, en particulier de l'alimentation, le transformateur, le redresseur HT, les cellules de filtrage et le transformateur de modulation, a été placée en dehors de la salle d'émission, au rez-de-chaussée.

Tous les éléments ont été travaillés en vue de la réduction d'encombrement et de l'amélioration des performances de l'ensemble. Le but a été largement atteint, comme on va le voir, par ces procédés extrêmement originaux qui méritent d'être soulignés.

a) Le nombre des étages qui, en général, est assez élevé pour obtenir un faible rapport de puissance entre étages successifs et garantir la stabilité, a, ici, été très réduit. Des montages spéciaux permettent que le rapport élevé des puissances de commande ne détruise pas la qualité de la chaîne.

b) L'encombrement des circuits HF a été réduit par l'emploi de condensateurs à diélectrique céramique, fruits de l'évolution de la technique dans ce domaine. Les circuits oscillants, le couplage de filtres d'harmoniques, utilisent ces capacités, du type Capivar, à constante diélectrique élevée et haut pouvoir de dissipation.

c) La réduction des dimensions des circuits oscillants ne porte pas seulement sur les capacités, mais aussi sur les self-inductances qui sont refroidies par circulation d'eau.

d) C'est un redresseur à cathodes chaudes et grille de contrôle qui fournit la haute tension pour l'alimentation des anodes des tubes de puissance.

e) Pour la première fois on a mis en œuvre de nouveaux tubes de puissance, dits vapo-trons, qui présentent la particularité d'être refroidis par vaporisation d'eau et nécessitent une installation de petites dimensions.

f) Bien que la modulation soit à contrôle d'anode, des organes encombrants comme la self-inductance de modulation et le condensateur de blocage ont pu être éliminés en faisant la liaison entre étages BF et étages HF, directement par le transformateur de modulation. Ce procédé n'était employé jusqu'à maintenant que sur des émetteurs de petite puissance à HT réduite.

g) La haute qualité de la modulation est obtenue par des chaînes de contre-réaction, en BF et en HF démodulée, très efficaces. Les circuits ont d'ailleurs été travaillés pour que la mise hors service de la contre-réaction permette de conserver une qualité de modulation convenable.

1. Vue d'ensemble de l'émetteur : à droite, la partie radio ; à gauche, l'alimentation. — 2. Vue avant de la partie radioélectrique ; en haut, à droite : étages HF détaillés cliché 6 ; en haut, à gauche : les étages BF détaillés cliché 3 ; en bas, à droite : petits étages HF pilotés par quartz ; en bas, à gauche : petits étages BF et système de contre-réaction ; en haut, au milieu : tableau de commande et de contrôle ; en bas, au milieu : démodulateur de contre-réaction totale. — 3. Etages basse fréquence ; à l'arrière-plan, les deux tubes de puissance BF, vapo-trons TH455.

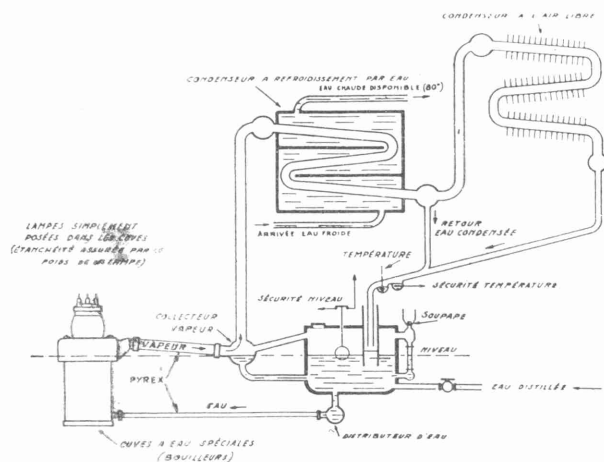
Le vapotron refroidi... par l'eau bouillante

Il est bien évident que la notion de refroidissement ne peut être que relative et que la température de travail d'organes tels que des tubes électroniques peut sans dommage être très supérieure à celle que peut supporter le corps humain par exemple. Ainsi la température de 100° à laquelle sont maintenues les anodes des tubes de puissance de l'émetteur est suffisamment basse pour que les tensions internes qui sollicitent les matériaux des anodes et leurs supports soient sans actions notables.

On sait que, jusqu'à maintenant, on refroidissait les tubes par une circulation d'eau à basse température qui nécessitait des installations très importantes (1). Le refroidissement est indispensable pour éviter la destruction des tubes par échauffement de l'anode, un tiers environ de l'énergie appliquée étant dégradé sur cette électrode.

Les anodes des tubes amplificateurs de puissance sont munies de radiateurs à ailettes en cuivre, fraisées dans la masse et allongant dans une chemise d'eau alimentée par un réservoir à niveau constant dont la pression interne est en équilibre avec la pression atmosphérique.

La chemise d'eau qui entoure le tube constitue, en somme, un bouilleur et comporte une large tubulure pour l'évacuation de la vapeur. Celle-ci se rend dans deux condenseurs l'un à eau, l'autre à air, où l'échange de calories se fait avec le milieu ambiant. Puis, l'eau condensée revient vers les cuves par gravité. La figure ci-dessous schématise l'installation.



Cette solution absolument remarquable par sa simplicité procure de nombreux avantages. En voici quelques-uns :

1° Il est bien évident que la partie externe des anodes ne peut atteindre une température supérieure à 100°.

2° Il faut une très faible quantité d'eau distillée pour obtenir la réfrigération des tubes, un litre d'eau absorbant environ 600 calories pour se vaporiser. Le débit doit donc être de l'ordre de 1 litre par minute pour une puissance dissipée de 40 kW.

Pour les cinq tubes de l'émetteur, soixante-dix litres d'eau sont amplement suffisants.

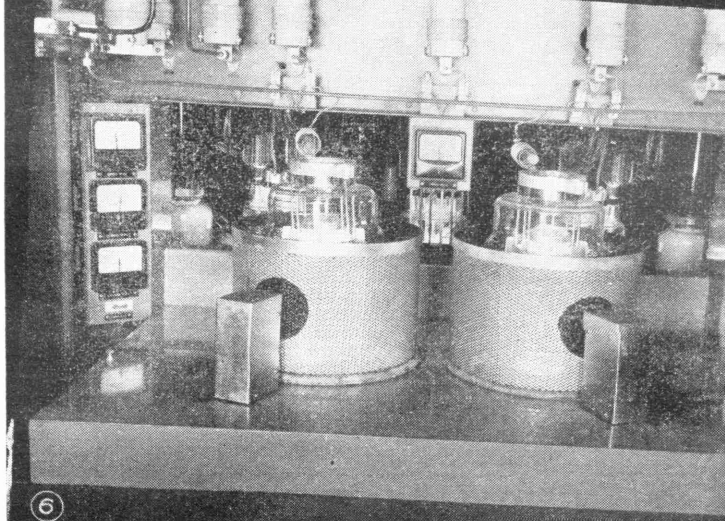
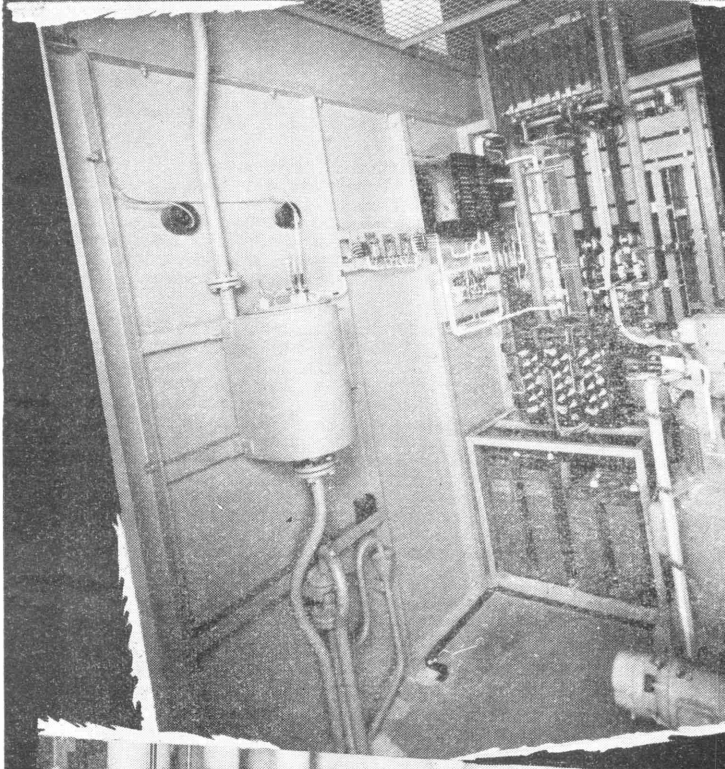
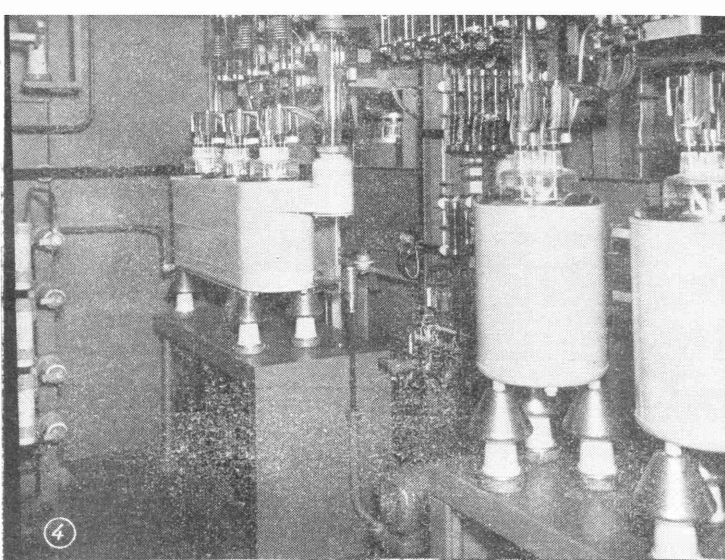
3° La circulation d'eau dans le système est assurée naturellement sans nécessiter de pompe si la vapeur est condensée à un niveau supérieur à celui du réservoir.

4° Les tuyauteries d'isolement en verre pyrex n'ont que quelques décimètres de longueur, la liaison avec le réservoir se faisant par une colonne d'eau distillée de faible section et avec le condenseur par une colonne de vapeur d'eau qui constitue un excellent milieu diélectrique.

5° L'énergie absorbée sur les anodes des tubes et transmise par la vapeur se retrouve dans l'eau de refroidissement du condenseur. Cette eau, qui sort à une température pouvant atteindre 90°, peut servir au chauffage des bâtiments par raccordement avec l'installation de chauffage central.

(1) Voir T. S. F., n° 207.

4. — Ensemble des tubes de puissance BF et HF, vu de l'arrière. A droite, les deux vapotrons BF ; à gauche, les trois vapotrons HF. — 5. Cellule alimentation : à droite, le régulateur d'alimentation des circuits de chauffage des vapotrons ; à gauche, le réservoir d'eau distillée à niveau constant des cinq vapotrons. — 6. Etages HF : à l'arrière-plan, les trois tubes de puissance, vapotrons TH455.



6° Par suite de la turbulence qui règne autour des ailettes des anodes, celles-ci restent continuellement propres et leur nettoyage n'est plus nécessaire. Les manipulations des tubes sont ainsi très réduites.

Le rendement global dépasse 50 %

Les caractéristiques que nous avons énumérées ne sont pas les seules qui soient intéressantes.

Le dispositif de réfrigération est non seulement plus efficace que les dispositifs à circulation d'eau ou à circulation forcée d'air, mais aussi d'un excellent rendement, ce qui contribue, concurremment avec la réduction du nombre d'étages, au relèvement du rendement global de l'installation.

Pour la première fois, le rendement de 50 % a pu être dépassé avec des tubes à filament de tungstène pur. Il atteint 53 % en porteuise.

Haute qualité de la modulation

Nous avons déjà dit que des circuits originaux de contre-réaction venaient réduire le taux de distorsion à un niveau très bas. Il est juste de donner quelques chiffres.

Le coefficient de distorsion linéaire est inférieur à 2 %, dans les pires cas, dans la gamme de 30 à 10 000 c/s, rendant la courbe de transmission pratiquement linéaire de 50 à 8 000 c/s. Le bruit de fond, ou modulation résiduelle, mesuré par rapport au taux de modulation de 100 %, est de 63 décibels.

L'émetteur est modulable jusqu'au taux de 100 % en conservant toutes ses qualités de stabilité et de tenue.

A l'avant-garde de la technique internationale

La mise en service de l'émetteur de Villebon est incontestablement une belle réussite technique. Elle se présentait en amassant les difficultés. Elles ont toutes été tournées non pas pour obtenir un résultat à n'importe quel prix mais mieux encore avec des améliorations notables par rapport à ce qui a été fait jusqu'à ce jour.

Que ce soit l'industriel fournisseur de l'émetteur ou les services techniques de la Radiodiffusion Française, tous ont contribué à faire une œuvre d'avant-garde qui portera haut le renom de la France et de ses techniciens, et loin sa voix.

PROTECTION DES LAMPES DE PUISSANCE D'UN ÉMETTEUR

par Roger-A. RAFFIN (F 3 AV), sous-ingénieur E. C. T. E.

Les lampes de puissance utilisées dans les amplificateurs HF, classe C, des émetteurs d'amateurs, coûtent très chères. Même si l'on ne dispose que d'une classique 807, cela représente déjà une certaine somme ; et, combien l'on regrette de ne pas avoir pris les précautions nécessaires... le jour où l'on se trouve en présence du tube subitement « pompé » et se refusant à tout service !

La grande majorité des amateurs emploient, actuellement, à l'étage final HF de leur émetteur, un tube à grille écran : soit une tétrode, soit une pentode. De plus, très souvent, l'amateur n'a pas voulu construire un redresseur auxiliaire avec cellule de filtrage, etc..., pour la polarisation dudit étage final. Cette dernière est obtenue par la chute de tension créée par le passage du courant grille à travers une résistance. Or, si pour une raison quelconque, l'étage pilote cesse d'osciller, il n'y a plus de courant grille, donc plus de polarisation ! Et l'étage final consomme un courant anodique anormalement élevé. Si cet incident se répète quelquefois, on se trouve rapidement en face d'un tube final irrémédiablement « vidé ».

La solution du problème consiste en un dispositif de sécurité excessivement simple et peu coûteux.

Tout d'abord, étudions le principe de ce dispositif, et nous verrons, ensuite, les modifications possibles.

La figure 1 nous montre l'installation du circuit de protection sur le tube final PA d'un émetteur ; ce circuit ne demande qu'un tube V, qui peut être un tube BF de puissance quelconque : 6V6, 6F6, 6M6, 6L6, etc...

R_1 est la résistance de grille polarisant normalement l'étage PA, et R_2 , la résistance chutrice de tension d'alimentation de l'écran. Nous le répétons, au moment de l'installation du dispositif de sécurité sur l'étage d'un émetteur, aucune des valeurs R_1 et R_2 précédemment établies, n'ont à être modifiées. Seul le tube V doit être relié comme suit : sa grille de commande est connectée entre la bobine d'arrêt Ch_1 (type R100) et la résistance R_1 ; l'écran et l'anode (connexion triode) sont branchés à l'écran du tube de puissance à protéger. Bien entendu, le tube V doit être normalement chauffé.

Voici le fonctionnement du système :

1° Lorsque tout va bien, c'est-à-dire lorsque le pilote oscille et qu'une excitation normale est appliquée à la grille du tube PA, cette dernière est polarisée correctement par la résistance R_1 . Comme cette polarisation est appliquée, en même temps, à la grille du tube V, ce dernier est au cut-off...et même plus loin, et ne consomme aucun courant anodique. Le tube V est bloqué, et tout se passe comme si aucune modification n'avait été faite ;

2° Si l'étage pilote décroche, il n'y a plus d'excitation HF sur la grille du tube PA, donc plus de courant grille et plus de polarisation aux bornes de R_1 . Le tube V, de ce fait, n'est également plus polarisé et consomme fortement ; d'où augmentation de la chute de tension à travers R_2 et réduction importante de la tension

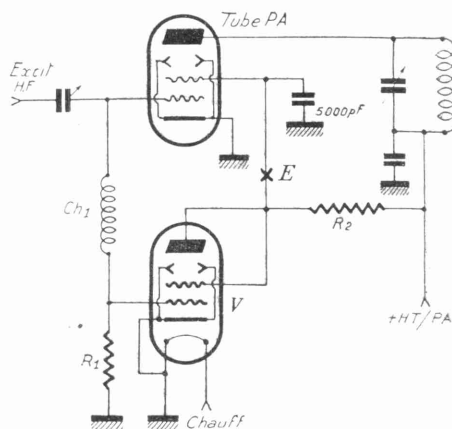


FIG. 1

d'écran du tube PA. Or, dans toute lampe à écran, qui dit « chute de tension écran », dit « réduction du courant anodique » ; le tube PA se trouve donc bien automatiquement protégé et ne risque, désormais, plus le « pompage » anticipé.

Nous aborderons, maintenant, quelques cas particuliers.

A. — Généralement, l'installation du dispositif de sécurité se passe très bien et n'apporte aucun trouble dans le fonctionnement de l'étage protégé. Néanmoins, dans certains cas exceptionnellement rares, fort heureusement, nous avons constaté la présence d'oscillations parasites à très haute fréquence dans l'étage PA, après la mise en place du dispositif (principalement avec un PA accordé dans la bande 28 Mc/s). On décèle, alors, des traces de HF sur la grille de commande du tube V.

Si l'amateur était en présence d'un tel phénomène, voici ce qu'il y aurait lieu de faire (voir figure 2) :

1° Placer un condensateur de fuite de 500 pF entre grille de commande du tube V et masse ;

2° Intercaler entre l'anode du tube V et la résistance chutrice R_2 , une bobine d'arrêt Ch_2 , genre R100, ou, ce qui est mieux, une bobine d'arrêt dont la fréquence de résonance est voisine de la fréquence d'oscillation parasite ;

3° Intercaler une résistance de 20 à 40 Ω au carbone aggloméré dans la connexion écran du tube PA (au point r) ;

4° Enfin, faire les connexions ab , bc et cf , le plus court possible, et placer le tube V à l'intérieur d'un blindage.

Mais, que l'on se rassure tout de suite ; comme nous l'avons dit, la présence d'oscillations parasites est fort rare, et lorsque le cas est rencontré, il n'est générale-

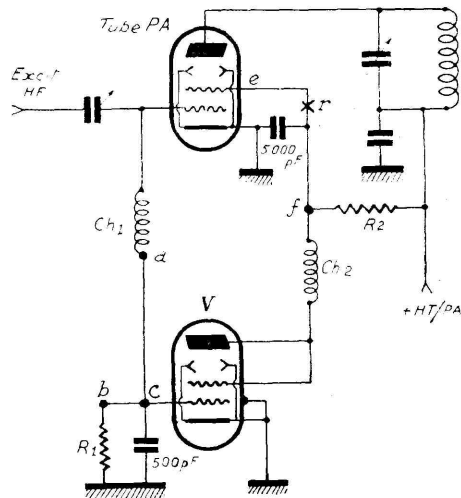


Fig. 2

ment pas nécessaire de faire tout ce que nous venons d'énumérer : une ou deux de ces précautions suffit souvent pour tout remettre en ordre.

B. — Certains tubes de puissance utilisés à l'étage PA — surtout s'ils sont sous-alimentés en tension anodique — nécessitent une résistance chutrice d'alimentation écran R_2 de faible valeur. En cas d'incident, la consommation du tube V n'est alors plus suffisante pour provoquer une chute de tension massive à travers R_2 , créant la sécurité désirée. Le remède consiste simplement à monter plusieurs tubes V en parallèle.

C. — D'après nos figures 1 et 2, on remarque que seul le dernier étage HF de l'émetteur est protégé.

En effet, c'est uniquement sur cet étage que l'on rencontre des tubes de... prix ! Mais, la protection peut être étendue à tous les étages intermédiaires de l'émetteur. Mieux même, si l'on manipule dans l'étage pilote pour le trafic en « break-in » (écoute des signaux du correspondant dans les « blancs » de manipulation), et que l'on n'utilise pas de redresseurs de polarisation auxiliaires pour chaque étage, cette précaution est absolument indispensable.

On pourra, bien entendu, prévoir un tube V de protection sur chaque étage HF.

Mais, on pourra aussi prévoir un seul dispositif de sécurité commandé par l'étage PA et contrôlant toutes les tensions d'écran des tubes des divers étages HF. Il suffit de relier tous les écrans au point E (figure 1) ; naturellement, la résistance R_2 est à calculer en conséquence.

D. — On sait qu'une variation de la tension d'écran dans une tétrode ou une pentode entraîne d'importantes modifications de l'intensité anodique du tube ; c'est le principe même sur lequel repose le dispositif de sécurité dont nous entretenons présentement nos lecteurs OM. Aussi, vient-il à l'esprit d'utiliser le dispositif de sécurité, en même temps en dispositif permettant d'ajuster la tension d'écran et, en fin d'analyse, la puissance-input de l'émetteur.

La tension d'écran est obtenue par un système potentiométrique constitué par la résistance fixe R_2 (entre + HT et écran) et par la résistance électronique variable (en l'occurrence, le tube V) entre écran et masse.

Un exemple est donné sur la figure 3 : application à un étage PA équipé d'un tube 807. Toutes les valeurs sont indiquées sur le schéma.

R_2 est la résistance de grille polarisant normalement le tube 807.

Une fraction (réglable) de cette polarisation est appliquée à la grille de commande du tube V par l'intermédiaire du potentiomètre Pot. de 500 k Ω .

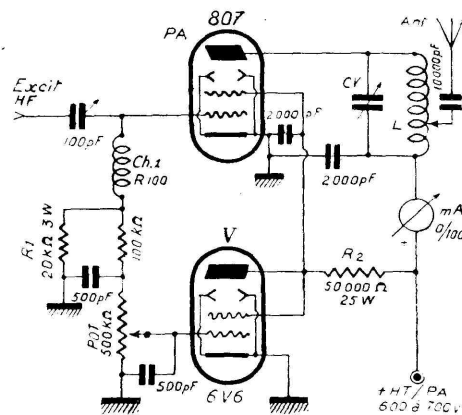


Fig. 3

La manœuvre de Pot. permet de régler la consommation de V, donc de modifier la tension d'écran appliquée au tube PA, c'est-à-dire, en fin de compte, d'ajuster la puissance input d'alimentation de l'émetteur à la valeur désirée.

Naturellement — et ce qui ne gâte rien — cette petite amélioration n'empêche pas le dispositif de sécurité de tenir son rôle primordial : préserver le tube final 807 d'un « pompage » rapide éventuel, en cas de décrochage de l'étage oscillateur pilote.

R. A. R. R.

LE SALON NATIONAL DE LA PIÈCE DÉTACHÉE RADIO

(Présentation technique de pièces détachées, tubes électroniques, accessoires et appareils de mesures)

organisé par le Syndicat National des Industries Radioélectriques (SNIR) et les syndicats suivants :

— Chambre syndicale des Constructeurs de compteurs, appareils et transformateurs de mesures et industries annexes,

— Syndicat des constructeurs français de condensateurs électriques fixes.

aura lieu du **15 au 19 février 1952**, au Parc des Expositions de la Porte de Versailles (entrée Boulevard Lefebvre)

Développement des régulateurs magnétiques de tension

par Pierre HÉMARDINQUER, ingénieur-conseil

Nous avons étudié, dans un récent article de la revue (1), quelques dispositifs de régulateurs magnétiques de tension, et, en particulier, des éléments réalisés en France.

Pour compléter cette étude, il nous paraît intéressant de donner encore quelques précisions sur quelques montages employés à l'étranger, en Angleterre, en Allemagne et aux Etats-Unis.

Montages pratiques élémentaires

Un des montages les plus simples comporte un bobinage à noyau magnétique saturé, monté en série, avec un bobinage non saturé. Les tensions appliquées aux bornes des bobinages saturé et non saturé, respectivement E_1 et E_2 , varient en même temps que le courant I traversant le circuit, comme le montrent les courbes de la figure 1 ; pour chaque valeur du cou-

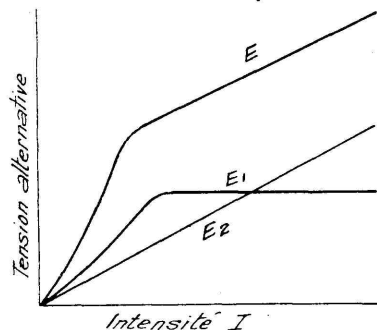


FIG. 1

rant, la tension d'entrée E est la somme évidemment des tensions E_1 et E_2 .

Une variation de la tension E , produit seulement une variation plus réduite de la tension E_1 .

En choisissant convenablement les éléments, la variation de E peut être

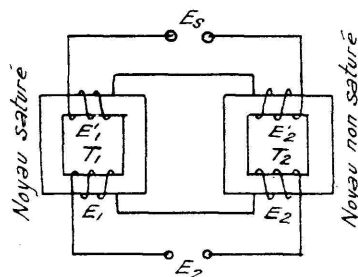


FIG. 2

rendue beaucoup plus petite que la variation de E , et ce montage peut ainsi être utilisé comme un régulateur de tension, en reliant le circuit

d'utilisation directement aux bornes du bobinage saturé.

Une forme pratique de régulateur de ce genre est indiquée sur la figure 2 ; il se compose de deux transformateurs T_1 et T_2 , dont le premier a un noyau magnétique saturé dans les conditions de fonctionnement. Les primaires de ces transformateurs sont montés en série, et les secondaires sont reliés en opposition ; ils permettent de fournir le courant stabilisé.

Les bobinages primaires des transformateurs peuvent être considérés comme des enroulements à noyau magnétique saturé et non saturé, suivant les principes exposés plus haut. La tension de sortie E_s demeure à peu près constante, pour une large variation de la tension d'entrée E_e .

Différentes variantes de ce dispositif ont été présentées, et, en particulier, un transformateur à trois enroulements, au lieu de deux transformateurs séparés à enroulements primaire et secondaire.

Les enroulements primaires sont montés en série, et on obtient un effet de saturation d'un des transformateurs en augmentant le nombre d'ampères-tours du primaire ; sans modifier l'enroulement primaire, la saturation est réalisée, en diminuant la section du fer et les deux procédés peuvent être combinés (figure 3).

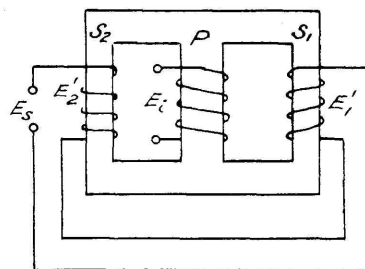


FIG. 3

En Angleterre, on a également réalisé des montages régulateurs au moyen d'un transformateur à forte perte et à circuit magnétique saturé. La tension secondaire de ce transformateur n'augmente pas, dans ces conditions, proportionnellement à la tension primaire, et nous avons déjà décrit des dispositifs analogues. Il est possible d'établir des primaires et des secondaires, de façon à obtenir un effet de saturation, en maintenant constante la tension secondaire.

Ce résultat est réalisé en effectuant une prise sur l'enroulement primaire, de façon à réduire la tension secondaire, et le montage final est représenté sur la figure 4. Les deux enroulements secondaires S_1 et S_2 sont reliés en série avec une partie de l'enroulement primaire P et sont disposés en opposition avec lui. L'enroulement primaire constitue une branche du circuit magnétique, et le secondaire comporte une section plus faible.

Pour un transformateur ainsi réalisé, de 150 watts, par exemple, une augmentation de la tension primaire de l'ordre de 30 % détermine une augmentation correspondante de la tension de sortie, de l'ordre de 2,5 %. Il est possible d'établir des éléments, dans lesquels la tension de sortie demeure constante pour une variation importante de la tension d'entrée. Le

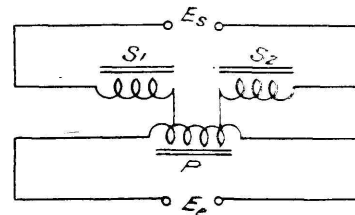


FIG. 4

facteur de puissance et le rendement sont assez faibles, cependant ; c'est pourquoi, de tels montages ne sont guère employés pour les grandes puissances.

Il est possible d'améliorer le rendement, en utilisant des capacités placées dans différentes parties des circuits, afin d'obtenir une meilleure régulation de la tension, et une forme d'onde plus régulière du courant. Nous avons décrit également des montages français avec utilisation de capacités.

La plupart des premiers dispositifs magnétiques de ce genre présentaient, cependant, au début, des inconvénients sérieux, et, tout d'abord, une déformation de la forme d'onde de la tension de sortie.

Le phénomène est dû à la saturation du noyau de fer qui détermine des harmoniques du courant de magnétisation. Les courants harmoniques traversant les impédances du circuit, produisent, à leur tour, des tensions harmoniques.

D'un autre côté, la tension de sortie ne demeure pas constante lorsqu'il se produit des variations du courant de charge, et, enfin, cette tension dépend également de la fréquence de la tension d'entrée et, dans certains cas, le facteur de forme de la tension de sortie est changé lorsqu'il y a des variations du courant de charge, et ce fait peut constituer un inconvénient pour certaines applications.

Nous avons également décrit, précédemment, des combinaisons de bobinages magnétiques et de condensateurs destinées à éviter cet inconvénient.

Les Stabilistors

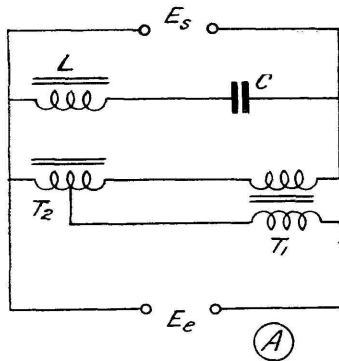
Les Stabilistors de la Société Westinghouse sont des régulateurs magnétiques modifiés, destinés à éviter ces inconvénients ; il en existe, en principe, deux modèles. Le premier permet d'éviter les effets des variations de la tension d'alimentation et du courant d'utilisation, mais il n'est pas construit pour s'opposer aux effets pro-

(1) TSE, n° 277, page 377.

duits par les variations de fréquence de la tension d'entrée.

L'autre modèle, encore plus complet, est établi pour une charge d'utilisation donnée, mais il permet de s'opposer aux effets de la variation de la tension d'entrée, et aux modifications de la fréquence de cette dernière.

Le premier modèle est, en principe, analogue au dispositif élémentaire, représenté sur la figure 2, avec transformateurs saturé et non saturé disposés en série. Il comporte un premier transformateur T_1 et un auto-transformateur T_2 , dont le noyau magnétique est saturé par un flux de haute densité. De plus, un bobinage L est monté en série avec une capacité C . Le transformateur saturé fournit la plus grande partie de la tension secondaire, comme dans les montages précédents (fig. 5 A).



Le second type d'appareil Stabilistor diffère du premier, comme on le voit sur la figure 5 B, par l'emploi d'un second circuit de filtrage $T_2 C_2$, destiné à s'opposer aux effets des variations de la fréquence d'alimentation et par le montage d'un transformateur de sortie T_3 .

Deux tensions régulées peuvent être obtenues, avec deux sorties distinctes, en $A_1 A_2$ et en $B_1 B_2$.

On peut, d'abord, utiliser les bornes $A_1 A_2$ qui correspondent, en réalité, à un montage de la première catégorie. On obtient une tension régulée, malgré les variations de la tension d'entrée et du courant de charge.

En utilisant les autres bornes de sortie $B_1 B_2$, pour une charge d'utilisation donnée, la tension de sortie est pratiquement indépendante des variations de la tension d'entrée et de la fréquence de cette tension, et la forme

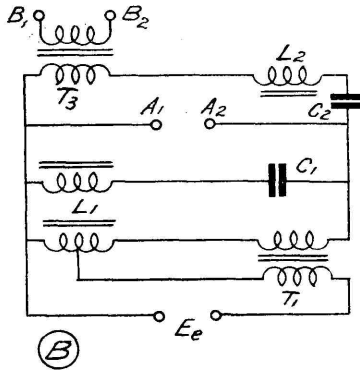


Fig. 5

Le dispositif L-C, avec bobinage et condensateur en série, est généralement établi pour fonctionner avec une fréquence de cinquante périodes-seconde. Par cette fréquence, il joue le rôle d'une réactance de capacité, et laisse passage à un courant de charge qui tend à compenser l'effet du courant de magnétisation important dans les primaires des transformateurs.

Pour une fréquence de cent cinquante périodes-seconde, le circuit entre en résonance. Il joue ainsi le rôle de court-circuit, pour tous les courants correspondants à la fréquence de la troisième harmonique ; il n'y a donc pas de tension d'une fréquence de la troisième harmonique, qui peuvent apparaître dans le circuit de sortie, et la forme de l'onde de sortie n'est pas modifiée.

On établit des appareils de ce genre de puissance diverses, depuis 30 volts-ampère jusqu'à 1 200 volts-ampère sous 230 volts.

Avec ces appareils, on peut maintenir constante la tension de sortie à 2 % près, pour des variations de la tension d'entrée de l'ordre de 15 %, et depuis une charge nulle jusqu'à pleine charge. Pour des variations de la tension d'entrée inférieures à 15 %, cette variation de 2 % est elle-même réduite, et la forme d'onde est presque sinusoïdale. Seules les variations de fréquence déterminent des modifications de la tension de sortie ; une variation de 1 % de la valeur nominale modifie la tension de sortie de l'ordre de 1,5 %. Le rendement n'est pas inférieur à 85 %.

d'onde de la tension de sortie est sinusoïdale.

Ces appareils sont réalisés dans des dimensions différentes. Ils permettent d'obtenir des puissances de sortie de 30 volts-ampère à 1 200 volts-ampère, sous 230 volts, lorsqu'on utilise les bornes de sortie $A_1 A_2$ et une puissance de 12 à 480 watts lorsqu'on utilise des bornes de sortie $B_1 B_2$.

Dans ce dernier cas, une variation de l'ordre de 1 % de la tension d'entrée détermine une variation de l'ordre de 0,04 % au maximum de la tension de sortie, et une variation de fréquence de 1 % de la tension d'entrée ne produit pas une variation supérieure à 0,05 % de la tension de sortie, sur toutes les gammes de tensions de 200 à 250 volts, même si la fréquence varie de 48 à 52 cycles par seconde, mais le rendement est seulement de 55 % environ.

De tels montages ne sont pas seulement utiles pour l'alimentation d'appareils radio-techniques usuels, lorsqu'il s'agit de s'opposer aux variations de l'alimentation et du courant de charge. Il peut être indispensable de s'opposer également aux ondulations du courant et aux variations de fréquence, en particulier, pour l'alimentation des oscillateurs à haute fréquence, des cellules photo-électriques et des appareils de mesure électroniques.

Dans le cas des oscillateurs à klystron, par exemple, la tension du courant de sortie et la fréquence des oscillations produites, dépend de l'amplitude des tensions appliquées sur les

différentes électrodes et des ondulations de tension qui peuvent déterminer une modulation de fréquence des oscillations recueillies. De même, dans des appareils photo-électriques, il est indispensable d'utiliser une source lumineuse, dont l'intensité demeure sensiblement constante.

D'autres dispositifs électroniques ont également été imaginés dans ce but et nous reviendrons encore sur leurs perfectionnements.

Les stabilisateurs pratiques à résonance

L'application du principe de la résonance permet de réaliser des appareils pratiques, permettant de corriger automatiquement les fluctuations rapides de la tension secondaire des réseaux de distribution. Le réglage automatique de la tension est pratiquement instantané ; le temps maximum nécessaire pour régler à sa valeur nominale un à-coup de tension de 180 à 260 volts est inférieur, par exemple, à 50 milli-secondes. Pour des variations plus faibles, le temps de réglage correspondant est encore plus court.

Ces stabilisateurs sont calculés, en général, pour une fréquence de 50 périodes-seconde ; leur rendement dépasse 70 % et, de ce fait, le réchauffement est très faible. L'étendue de réglage est très grande et ils offrent une résistance élevée aux effets dynamiques des court-circuits.

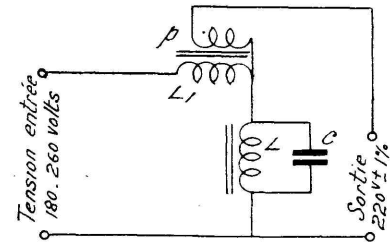


Fig. 6

On voit, sur le schéma 6, un montage récent de stabilisateur à résonance de cette catégorie. L'appareil se compose d'une bobine de self fortement saturée L , d'un condensateur C en parallèle, ainsi que d'une deuxième bobine L_1 comportant un enroulement compensateur p connecté à l'inverse de L_1 .

On voit sur la figure 7 la courbe des tensions de sortie du stabilisateur,

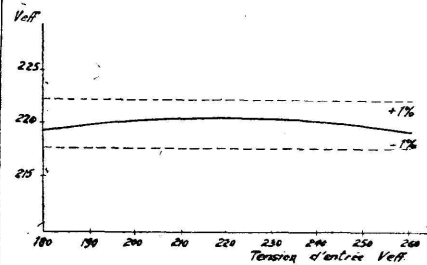


Fig. 7

en fonction de la tension d'entrée variable, pour une charge de 100 %. Les fluctuations très faibles de la tension de sortie sont inférieures à 1 %, pour des variations de la tension d'entrée comprises entre 180 et 260 volts.

Utilisation rationnelle des tubes 6BE6 et 12BE6

Le tube 6BE6-12BE6, de la série américaine miniature, est une pentagride destinée au changement de fréquence par tube unique dans les récepteurs toutes ondes.

A l'inverse de l'ancien 6L7, il n'exige pas d'oscillateur séparé et remplit simultanément les deux fonctions de mélangeur et d'oscillateur.

Il semble que l'on rencontrerait en France une certaine réticence à l'emploi de ce tube, en raison de difficultés de mise au point et de troubles de fonctionnement qui rendraient son utilisation délicate et réduiraient considérablement ses possibilités.

Si le sujet ne fut pas attaqué de front c'est que l'on dispose d'un excellent tube, d'un emploi très souple, le ECH42, de la série Rimlock. Et l'on a pu voir bon nombre d'appareils récepteurs utilisant des tubes de la série américaine pour toutes les fonctions, sauf le changement de fréquence confié à l'ECH42.

C'est pour remettre en valeur les qualités du tube 6BE6 que nous allons examiner ses conditions de fonctionnement, les troubles pouvant se présenter et les moyens d'y remédier.

Constitution du tube 6 BE 6

Le tube 6BE6 comporte cinq grilles, tout comme le 6L7, mais disposées différemment. La figure 1 schématise leur disposition. Remarquez

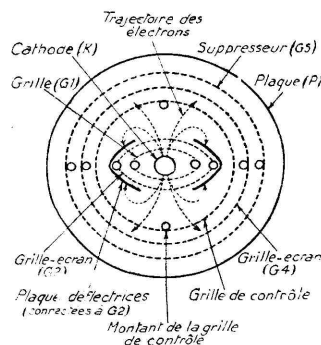


Fig. 1

les plaques déflectrices fixées sur les montants de la grille g_3 . La grille supresseuse g_5 augmente la résistance interne du tube et, par suite, le gain de conversion. Cette action est particulièrement efficace quand le tube est employé avec une tension plaque aussi faible que celle de l'écran comme dans les récepteurs tous courants. On emploie d'ailleurs dans ce cas le 12BE6 qui ne diffère du 6BE6 que par son filament.

Le rôle des plaques déflectrices et de l'écran est d'isoler la charge d'espace cathodique de la grille de contrôle g_3 , séparant ainsi les circuits oscillateur et modulateur. Il en résulte que l'action de l'antifading sur la pente de l'oscillateur et la capacité de la grille 1 est faible, et il s'ensuit un très faible désaccord avec les variations de polarisation de g_3 dues à l'antifading.

Comment régler correctement l'oscillateur

Le montage recommandé est donné par la figure 2. Pour que la pente de conversion soit maximum la valeur de crête du courant plaque doit être aussi élevée que possible. L'action de la tension d'oscillation sur la cathode

est évidemment inverse de celle appliquée à la grille de contrôle comme dans tout montage à cathode flottante. Ce montage introduit en somme une certaine contre-réaction, aussi bien sur l'oscillation locale que sur le signal incident et le signal M.F. Cette contre-réaction est cependant d'un effet beaucoup plus prononcé sur l'oscillation locale, le circuit inséré entre cathode et masse étant précisément en résonance sur cette fréquence.

On en déduit logiquement que l'amplitude de l'oscillation locale sur la cathode doit rester faible et tout le réglage de l'oscillateur devra être fait de façon à conserver une oscillation locale suffisante malgré sa faible amplitude sur la cathode.

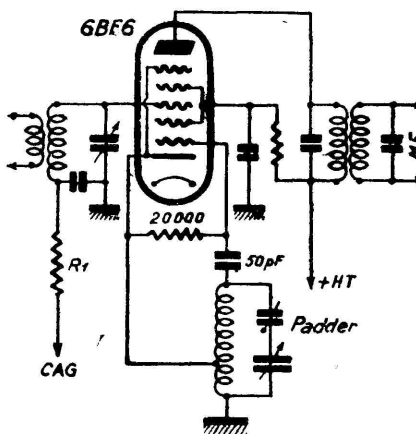


Fig. 2

Un premier trouble...

Du fait qu'une tension oscillante est développée sur la cathode, si elle est trop intense, pendant une crête, la cathode peut devenir plus négative que la grille de contrôle g_3 , à moins que la tension sur g_1 ne soit suffisante pour bloquer le courant cathodique. Le courant de grille de contrôle qui va prendre naissance circulant dans la résistance de filtre d'antifading R_1 va polariser plus négativement cette électrode tout en

amortissant le circuit d'entrée. En conséquence la sensibilité diminuera.

...et son remède

Pour éviter ce trouble il ne suffit donc pas de limiter l'amplitude de l'oscillation locale en bloc, mais tout d'abord de ne pas dépasser le rapport optimum des tensions d'oscillation grille et cathode. Cela demande une détermination judicieuse de la prise de cathode sur le circuit oscillateur.

Comme nous l'avons vu, étant donné qu'il est désirable pour avoir une pente de conversion élevée d'avoir une tension de crête sur g_1 élevée, il semble qu'on doive tourner dans un cercle vicieux. Il n'en est rien, car en réduisant la valeur de la résistance de fuite de grille oscillatrice on peut concilier ces deux exigences apparemment contradictoires. On est cependant limité dans cette voie par la nécessité de ne pas trop amortir le circuit oscillant.

Le réglage optimum

On a déterminé pour des fréquences inférieures à 6 Mc/s que le fonctionnement correct était obtenu avec une tension d'oscillation sur la cathode de 2 V maximum et un courant de grille oscillatrice de 500 μ A dans une résis-

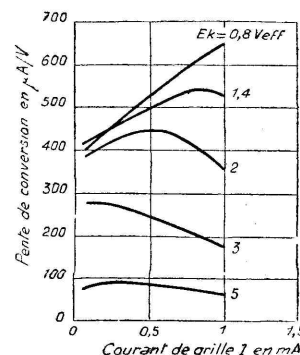


Fig. 3

tance de fuite de grille de 20 000 Ω . Pour ces valeurs, la tension grille de crête est d'environ 14 volts.

Au delà de 6 Mc/s, ces conditions sont plus difficiles à obtenir, l'impé-

dance du circuit oscillant étant en général trop faible. Le mieux est alors de régler le circuit oscillateur pour avoir la pente de conversion maximum pour les fréquences les moins élevées de la gamme à couvrir. Il en résulte qu'on ne profite pas, à l'autre extrémité de la gamme, de la pente maximum, mais qu'une compensation s'établit par suite de l'impédance plus

élevée des circuits (rapport $\frac{L}{C}$ plus grand).

On devra donc chercher à obtenir sur la cathode une tension de crête de 2 V. et un courant de grille oscillatrice de l'ordre de 250 μ A dans une résistance de 20 000 Ω . Il est facile de mesurer cette tension avec un voltmètre électronique, même de qualité médiocre. Les courbes de la figure 3, donnant la valeur de la pente de conversion en fonction du courant de grille oscillatrice pour diverses valeurs de la tension sur la cathode, traduisent éloquentement ce que nous avons vu.

Se souvenir qu'une oscillation trop ample diminue considérablement le rendement du tube.

Un deuxième trouble...

Nous avons vu que déjà certaines difficultés de réglage apparaissent au delà de 6 Mc/s. Or il est commun sur les récepteurs modernes d'aller jusqu'à 30 Mc/s. A cette fréquence d'autres défauts plus surprenants peuvent apparaître et faire penser que le tube est défectueux alors qu'il n'en est rien.

On a, en général, tendance à supprimer l'action de l'antifading sur la convertisseuse aux fréquences élevées et il est à remarquer que le défaut suivant n'apparaît guère que dans les cas où, pour profiter du maximum de pente de conversion et éliminer le glissement de fréquence, le retour de grille g_3 est fait directement à la masse.

Quand l'antenne n'est pas connectée au récepteur il se manifeste une oscillation entretenue du circuit d'entrée sur sa fréquence de résonance. L'oscillation cesse quand on charge le circuit oscillant par une résistance en parallèle ou dès que l'on connecte l'antenne.

Même si le circuit n'oscille pas, il n'est pas difficile de vérifier que le gain est plus élevé que ne le laisserait prévoir les caractéristiques du tube et la surtension du circuit. En mesurant son gain on trouve qu'il s'élève quand le tube est en place.

Ceci signifie que le tube se comporte comme une résistance négative en parallèle sur le circuit et l'explication en est donnée par le fait que l'on ne peut négliger les effets du temps de transit des électrons dans le tube à la fréquence de travail.

...et son remède

Le remède découle de source. Puisque le défaut ne se manifeste que lorsque le retour grille de contrôle se fait directement à la masse, il suffira, si l'on veut éliminer l'antifading, d'effectuer le retour à travers une résistance découplée par une capa-

cité. On profitera toujours d'un léger relèvement de surtension du circuit oscillant, mais l'effet sera insuffisant pour entraîner l'entretien des oscillations.

Un troisième trouble

Comme dans tous les tubes du même type il existe un couplage par charge d'espace entre la grille oscillatrice et la grille modulatrice, ce qui a pour effet de faire apparaître une tension à la fréquence de l'oscillation locale sur le circuit d'entrée. Cette tension est déphasée de 180° par rapport à la tension d'oscillation locale quand cette dernière est à une fréquence supérieure à celle du signal, ce qui est en général le cas.

Cet effet devient gênant lorsque la différence relative de fréquence est faible et c'est ce qui arrive en ondes courtes. Comme tout à l'heure, il peut en résulter un accroissement apparent de la surtension du circuit d'entrée et un courant grille avec les troubles conséquents. De plus l'efficacité de contrôle de la grille modulatrice diminue ce qui réduit la pente de conversion.

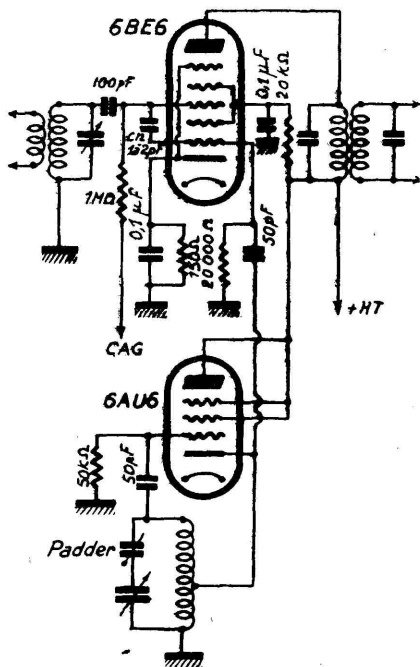


Fig. 4

...Peu de remèdes

On pourrait songer, comme on le fit pour le tube octode EK2, à connecter une petite capacité entre les grilles 1 et 3, de façon à ramener sur la grille de contrôle une tension en opposition de phase et à neutraliser l'effet de couplage électronique.

Les essais effectués dans ce sens ont montré que les résultats ne sont

pas favorables sur le tube 6BE6 : la tendance à l'accrochage augmente, la stabilité diminue, la pente de conversion n'est que peu augmentée.

La seule précaution qui devra être prise sera de limiter l'amplitude de l'oscillation locale à la valeur juste nécessaire pour un fonctionnement correct. C'est d'ailleurs la conclusion à laquelle nous étions arrivés jusque-là. Nous allons cependant examiner une solution intéressante, mais qui nécessite un tube supplémentaire.

Fonctionnement avec oscillateur séparé

La figure 4 donne le schéma d'emploi du tube 6BE6 en mélangeur, l'oscillation locale étant entretenue par un 6AU6 monté en triode.

L'amplitude de l'oscillation locale peut, ici, être plus élevée qu'avec autoexcitation puisque la cathode du tube 6BE6 se trouve à la masse et que les troubles que nous avons rencontrés ne pourront se présenter.

La pente de conversion sera notablement plus élevée et est traduite par la courbe de la figure 5. L'exa-

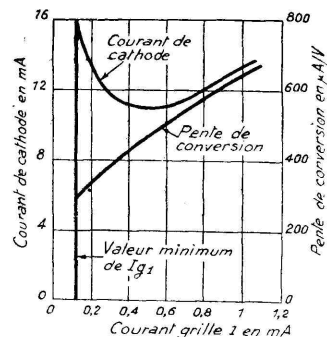


Fig. 5

men de la courbe de pente de conversion en fonction de la tension de polarisation de grille de contrôle montre qu'il n'y a pas intérêt à utiliser une polarisation inférieure à -3 volts. On peut encore, à l'inverse du fonctionnement en autoexcitation, utiliser une petite capacité C_n entre g_1 et g_3 pour neutraliser l'effet de couplage par charge d'espace.

En conclusion

Cette étude sommaire a montré que les résultats obtenus avec le tube 6BE6 peuvent être en tous points comparables à ceux que fournissent d'autres tubes changeurs de fréquence si des précautions élémentaires, permettant d'assurer un fonctionnement correct, sont prises.

En particulier, sur un récepteur de radiodiffusion toutes ondes il sera indispensable de limiter l'amplitude de l'oscillation locale apparaissant entre cathode et masse à une valeur suffisamment faible et d'établir en conséquence les bobinages oscillateurs.

On peut considérer que des prises cathode au 1/5 du nombre total de spires en OC et au 1/10 en PO et GO donnent des résultats satisfaisants.

P.-A. FRANÇOIS.

Mesure des isollements et des résistances élevées au voltmètre à lampes

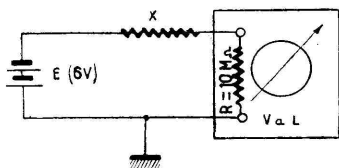
par M. LAFARCUE

Dans la pratique radioélectrique courante, on a souvent à mesurer des isollements atteignant et même dépassant 20 000 mégohms, et on ne dispose pas toujours de mégohmmètre approprié.

Ce texte décrit une méthode utilisant un voltmètre à lampes et une source continue. Comme exemple, on étudie la mesure des fuites des condensateurs de liaison d'un châssis et, avec une légère modification, on donne une méthode de vérification et d'essai des chimiques de filtrage. En conclusion, on montre comment un voltmètre à lampes peut être utilisé pour la mesure des courants très faibles débités par des sources à très grande résistance interne.

Principe

Soit une source de f.e.m. à vide E et de faible résistance interne : pile, accumulateur, haute tension redressée, etc., et soit $E = 6$ volts par exemple. On mesure E di-



rectement avec le voltmètre à lampes : on lit bien 6 volts. On place ensuite la résistance inconnue x en série entre la source et le voltmètre : on lit une tension V qui est différente de E dès que x n'est plus négligeable devant la résistance d'entrée du voltmètre soit R . On a alors en effet

$$\frac{E}{V} = \frac{R + x}{R} = 1 + \frac{x}{R}$$

et

$$\frac{x}{R} = \frac{E}{V} - 1$$

Avec $R = 10 \text{ M}\Omega$, $E = 6$ volts et $V = 1$ volt on trouve par exemple :

$$x = 5 R = 50 \text{ M}\Omega$$

Résistance de fuite d'un condensateur de liaison

Soit un châssis ayant une H.T. de 250 V. On déconnecte seulement le côté grille du condensateur à vérifier et on branche ce côté à la borne chaude du voltmètre (la borne masse étant réunie à la masse du châssis évidemment) : on mesure ainsi le + H.T. à travers le condensateur de liaison : soit $V = 1$ volt la tension lue, $E/V = 250$ est beaucoup plus grand que 1 et on peut écrire

$$\frac{x}{R} = \frac{E}{V}$$

ce qui donne ici $x = 2500 \text{ M}\Omega$.

Si $V = 0,1$ volt on aura $x = 25000 \text{ M}\Omega$. On peut évidemment apprécier des défauts d'isolement correspondant à des résistances plus élevées, soit en augmentant E tant que l'organe à mesurer peut le supporter, soit en essayant d'apprécier des déviations plus faibles sur le voltmètre, aux dépens de la précision on peut ainsi apprécier $100000 \text{ M}\Omega$ sous 300 V.

Remarquons encore que dans l'exemple cité le voltmètre nous indiquera aussi si le condensateur est coupé, car dans ce cas la forte déviation initiale due à la charge du condensateur à travers l'appareil ne se produira plus : on pourra distinguer ainsi un condensateur très bon d'un condensateur coupé. Le lecteur a d'ailleurs (comme l'auteur) utilisé ce moyen rapide de vérification avec un ohmmètre à piles ordinaire.

Vérification des chimiques de filtrage

Cette vérification avec un microampèremètre est souvent dangereuse pour l'appareil. Par contre, il n'y a rien à craindre si on utilise un voltmètre à lampes qui en général n'est pas détérioré par les surcharges grâce à la saturation des tubes. Soit $500 \mu\text{A}$ la valeur maximum admissible pour le courant de fuite d'un chimique considéré comme bon. Sur une résistance de 10000 ohms , ce courant produit une tension de 5 volts. C'est cette tension qu'on mesurera avec le voltmètre. La formule générale est la même que dans le cas précédent mais R doit être beaucoup plus faible, d'où la résistance de 10000 ohms en parallèle sur l'entrée du voltmètre. Le seul avantage du voltmètre à lampes est alors l'absence de dégâts en cas de claquage des chimiques (avantage non négligeable d'ailleurs).

Conclusion

Au fond, ces quelques applications utilisent le voltmètre à lampes pour la mesure de courants faibles. Par suite, on peut trouver d'autres applications intéressantes de cet appareil, comme en particulier la mesure des courants photoélectriques et en général toutes les mesures de débit des sources à très grande résistance interne (sources à courant constant). Notons que $0,1$ volt sur $10 \text{ M}\Omega$ correspond à un courant de $0,01 \mu\text{A}$.

Enfin la résistance d'entrée du voltmètre peut être déterminée par la même méthode en remplaçant x par une résistance connue r . Soit dans notre cas $r = 2 \text{ M}\Omega$ et R l'inconnue et soit $E = 6$ volts si on lit $V = 1$ volt, on a :

$$\frac{r}{R} = \frac{x}{R} = \frac{E}{V} - 1 = \frac{6}{5} - 1 = \frac{1}{5}$$

$$R = 5 r = 10 \text{ M}\Omega$$

Substitution d'enfants

Sous l'article donnant les références du dernier récepteur haute fidélité de Lucien Chrétien, le R.L.C. 3 W (paru dans le n° 277 de *La T.S.F.*), nous avons publié une photographie de câblage d'un récepteur différent : l'Up to date, de Jack Rousseau décrit dans notre n° 266 de décembre 1950.

Ce cliché était en réserve dans nos archives pour les articles complémentaires annoncés par M. Jack ROUSSEAU.

Nous présentons nos excuses aux deux auteurs et à nos lecteurs, pour cette méprise. Elle s'explique par le fait que le même bloc de bobinages, ALVAR 1520, a été adopté sur les deux prototypes. Mais les deux appareils diffèrent par ailleurs notablement, aussi bien par le nombre de tubes que dans leur conception.

La T. S. F.

ELECTRONIQUE

L'équipement radar du port "Le Havre"

L'équipement radar destiné à notre grand port de la Manche a été commandé à la Société Américaine Raytheon. Il vient d'être essayé dans le port de Boston en respectant les conditions d'utilisation suivant lesquelles il sera employé en France. Il s'agit, en effet, de commander tous les mouvements des navires dans un port à grand trafic, dans des conditions de visibilité nulles.

La longueur d'onde de fonctionnement est d'environ 10 centimètres. Une définition meilleure aurait pu être obtenue avec une longueur d'onde de 3 centimètres — mais il est évident que le radar sera exclusivement utile par temps bouché : brouillard, neige, pluie, etc. Or, les ondes de 3 centimètres se réfléchissent ou sont absorbées par les gouttes de pluie, alors que l'onde de 10 centimètres se propage normalement par tous les temps. La durée d'impulsion peut être soit de 0,2, soit de 6 microsecondes. La plus faible durée permet un plus grand pouvoir séparateur. Par contre, la plus longue permet de détecter des objets plus lointains.

L'antenne, qui est un arc de paraboloïde, est une des plus importantes qui ait été construite. Elle pèse environ 5 tonnes et son envergure est voisine de 14 mètres. Elle fournit un gain en puissance de 10 000 et l'angle d'ouverture du faisceau n'est que de 42 minutes.

Il s'agit naturellement d'un radar panoramique (*Plan position Indicator*, ou en abrégé P.P.I.). Dans ce système, l'antenne émet un faisceau en tournant régulièrement. Le système reproducteur reproduit le même mouvement sur le tube à rayons cathodiques. Chaque « écho » donne un point brillant sur l'écran et, comme ce dernier est à longue persistance, on obtient finalement un « plan », un panorama de tout l'espace exploré. On peut ainsi suivre aussi bien le mouvement d'un bateau, d'un avion, que celui du mobile qui porte l'antenne.

Le plan tracé sur l'écran du tube à rayons cathodiques est tel que l'antenne émettrice en occupe le centre. Mais dans le cas qui nous occupe, l'antenne est située sur la côte — et il est sans intérêt de pouvoir suivre le déplacement des mobiles sur la côte. Avec le système classique, on perdrait 50 % de la surface utile de l'écran.

Le système indicateur comporte des tubes dont le diamètre est de 40 centimètres. Le tracé est obtenu simultanément sur quatre indicateurs. L'un d'eux est standard, les trois autres sont munis du système de décalage dont il vient d'être question : on peut obtenir un agrandissement du tracé dans telle direction que l'on choisit.

Un système particulier, utilisant une surface semi-réfléchissante, permet de déterminer très rapidement la direction et la vitesse d'un mobile. On peut transmettre très rapidement les indications à un navire en cas d'une situation dangereuse.

Ces renseignements peuvent être transmis au moyen d'une liaison en ondes centimétriques. Grâce à elle, on peut installer autant d'installations « répéteuses » que l'on désire.

EG 400, E 254, E 400, EG 75, E 40, GO 20, A 6, GOT 100, GT 250, P 75, P 254, PA 68, P 150, R 86, R 100/6, R 212, Reg 1,35 A, 5/15 V, TC 1/40, TM 150, TM 30, TMBG, TM 3g 50, TMEC, TM 50, TMBE 2, TMDT 1, TM 75, TM 152 G, TMFB 1, TM 15, TM 50, TM 3g 100, TM 2, TV 90, TF 43, TA 10, T 425, TMCEC, TXT 2.

Les lampes énoncées ci-dessus sont cédées contre remboursement, par lot de dix pour 1.500 ou par vingt-cinq pour 3.500 à tout acheteur. Frères HOFFMANN, Altforweiler (Sarre).

PETITES ANNONCES

Cède au plus offrant, Pont de Mesures CARTEX, excellent état; tubes 6 à 5 et leur T° de sortie, état neuf. LETRONE, à MENARS (Loir-et-Cher).

Vélo avec moteur auxiliaire VAP, 600 km, 2 chambres et sacoches neuves plus outillage; clignotants automatiques droite, gauche, stop sur les freins. 20, rue Lebrun. Tél. Port-Royal 17-34.

Nous achetons toute quantité de lampes radio, tubes spéciaux et tubes d'émission de fabrications allemande et américaine.

Nous vendons et changeons les tubes ci-après contre des tubes allemands et américains :

5 Y 15, 24/76, 6 A 6, 11 X G, 15/45, 55/100, 2 XM/100, 24/78, 3 T 20 A, 3 X 75, 4 TSP, 41, 24 A 7, 24 B 7, VT 154, AVL 40, A 4 S, A T 20, ARP 4, A (4 v 507), AB 1938/41, AR 4, AB 1936, ATR 7, B 9 R 42, CD 10 DT, D 15, E 6, E 52, E 151, E 140, E 150, E 49, ECMC, TR 282,

Particularité intéressante : la bande a été scindée en un certain nombre de tronçons correspondants aux différents points du parcours. Ces intervalles sont séparés par une

L'ensemble est alimenté par un amplificateur d'une puissance de 25 watts modulés. Des contacts établis sur les voies à distance calculée, provoquent le fonctionnement automatique des différents tronçons de la bande.

Le Radio-Club de France organise un Cours gratuit préparatoire à la Télégraphie militaire (Transmissions).

Restent à la charge de l'élève les fournitures scolaires et les frais administratifs.

Présentation des candidats à l'Autorité Militaire, par les soins du Cours, et affectation assurée, comme dépanneurs, mécaniciens-radio (travail en atelier), comme opérateurs après cours de lecture au son, au Corps.

Affectation à une *Ecole Professionnelle Radio*
de l'Armée, pour les candidats devant
l'appel.

Documentation détaillée, sur simple demande adressée au : Secrétariat Général du RADIO-CLUB de FRANCE, 11, boulevard de Clichy, à Paris (IX^e).

Référez-vous de « *La T.S.F.* ».

La Compagnie des Lampes MAZDA vient de mettre sur le marché une nouvelle valve de la série rimlock, la GZ41.

De performances sensiblement égales à celles de la GZ40, ce nouveau tube est caractérisé par une plus grande robustesse.

Ses caractéristiques limites et d'utilisation sont les suivantes :

Chauffage $V_f = 5 \text{ V}$
Chauffage $I_f = 0,75 \text{ A}$

Tension inverse de pointe max.	1250	V
Courant anodique	210	mA
Courant moyen redressé	70	mA
Tension max. filament-cathode	450	V

Tension continue avant filtrage	390	385	mA
Tension eff. plaque	325	450	V
Impédance alimentation (1) ..	150		Ω
Courant redressé	70	70	mA
Tension continue avant filtrage:			

I = 35 mA				
I = 70 mA		355	375	V

Nota. — Si le premier condensateur de filtrage a une valeur supérieure à 4 μ F, augmenter l'impédance de l'alimentation de façon à ne pas dépasser un courant instantané de charge de 210 mA.

a) avec bobine de 8 H à l'entrée du filtre ;
b) avec cond. de 4 μ F à l'entrée du filtre.

(1) Pour limiter le courant anodique à sa valeur maximum de pointe.

UTILISATION DES NOYAUX MAGNÉTIQUES À ENTREFER VARIABLE Ω

Número Fil en 1100	Isolant	Freq. de Sp.	2000		1500		1400		1200		1000		800		600		500		400		300		
			C	Q	C	Q	C	Q	C	Q	C	Q	C	Q	C	Q	C	Q	C	Q	C	Q	
130.5	2.5	30	80	94	167	170	210	198	220	273	236	333	255										
220.5	2.5	73	235		37	132	45	145	64	178	98	216	158	255	283	284	414	288					
315.5	2.5	110	570								31	104	55	155	108	210	120	240	258	252	410	240	
4.5	7.2	50	740											32	137	82	197	124	205	145	200	360	185
5.5	5.2	140	860											37	145	71	164	105	164	170	152	308	130
6.20	2.5	80	340						43	67	65	72	105	81	192	94	278	101	440	110			
7.15	2.5	110	550									36	84	61	102	115	122	170	130	270	135		

$\begin{matrix} \text{F} \backslash \text{q} \\ \text{F} \end{matrix}$	$\begin{matrix} 0 \\ \text{a} \\ 100 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 100 \\ \text{a} \\ 200 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 200 \\ \text{a} \\ 300 \end{matrix}$
2000		1	1
1500		2	
1400		2	1
1200	6	2	1
1000	6.7	3	1.2
800	6.	3.457	2
600		567	2.34
500		567	2.34
400		467	3.4
300		45	3

La poulie blindée, à entrefer E entre coupelles, montée sur support universel S à vis de réglage V est très intéressante associant les qualités du pot fermé, et les possibilités d'étalement des circuits sur poulie.

Domaine d'utilisation optimum : Fréquence 2 kc/s à 300 kc/s ; Inductance 80 H à 740 μ H.

Perméabilité effective : 3 environ.

Tolérance standard sur perméabilité :
+ 4 %.

Variation maximum d'inductance : $\pm 5\%$
(sans entrefer).

Nombre de spires pour une inductance
donnée : $N = 145 \sqrt{\text{LmH.}}$

Poids du fil : 1,3 g. ; Poids du fer : 7,7 g.
Capacité répartie : à 6 pF environ.

Amortissement :

Blindage de 44×44 Q = - 4 %.

Blindage de 30×30 Q = — 6 %.

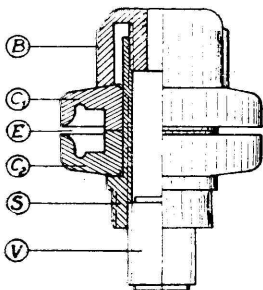
Blindage de 25 × 25 Q = — 8 %.

Tableaux donnant l'utilisation maximum du noyau bobiné (position moyenne de la vis).

Exemples d'utilisation.

— Soit à construire une self de 200 mH, le premier tableau ligne 2 donne la solution la plus approchée avec le coefficient de surtension dans la gamme 500 kc/s 2 Mc/s.

— Soit inversement à construire une bobine ayant un coefficient de surtension de 250 à 400 kc/s. Sur le deuxième tableau on trouve à l'intersection de la ligne F 400 et Q 200 les N^{os} 3 et 4. La solution du problème est donc la bobine N^o 3 ou 4 dont la spécification est donnée dans le premier tableau.



Haut-Parleurs Musicalpha

Spécialement étudiés pour répondre à vos exigences de supériorité et d'économie

MODÈLES A EXCITATION
A TREMPE MAGNÉTIQUE
MODÈLES ELLIPTIQUES

Notices franco

Musicalpha

ÉTABL. PHUGUET D'AMOUR-51 R. DES NOUETTES PARIS 15^e-LEC.97-55.VAU01-81

AMPLIFICATEUR VALISE
Microsilons
A
HAUTE FIDÉLITÉ...



Crée pour ceux qui recherchent **avant tout** la haute fidélité

CARACTÉRISTIQUES
Ampli alternatif, 3 tubes rimlocks, étage préamplificateur à deux canaux, Contro-réaction compensée.
Tourne-disques 33-45-78 tours. Pick-up magnétique à haute impédance. Dimensions 46 x 40 x 22. Poids 9 kgs.

Ets SON D'OR

G.G. BERODY
CONSTRUCTEUR
5, PASSAGE TURQUETIL - PARIS - XI^e Tél. ROQ. 56-68

Ag. PUBLIDITEC-DOMENACH

E. MULIN



Un poste de Marque est toujours signé!
FABRICANTS-REVENDEURS
Employez ma DÉCALCOMANIE glissante le procédé le plus SIMPLE, et le plus économique.

PLAQUES GRAVÉES POUR TOUTES INDUSTRIES
LIVRAISON DE MARQUES INDICATRICES À LETTRE LUE

LA DÉCALCOMANIE GÉNÉRALE

MARQUE DÉPOSÉE - DÉCORS NILUM
169, Avenue Thiers, LYON (6^e) - Tél. : Lalande 48-23

Condensateurs au Mica
SPECIALEMENT TRAITÉS POUR HP
Procédés "Micargen"

Condensateur
"MINIATURE"
au mica
(jusqu'à 1.000 pF, 1.500 v.)



Grandeur nature

André SERF
127, Fg du Temple, PARIS-10^e
Nor. 10-17

Pour la Belgique: M. Robert DEFOSSEZ
13, rue de la Madeleine, BRUXELLES
Pub. RAPH

SUPER-RADAR

2 présentations :
cadres péga ou cuir,
formats 18x24 & 13x18,
tout un choix de coloris.

POINTS DE SUPÉRIORITÉ

- Bobinage mécanique assurant une régularité et un grand rendement.
- Emploi du meilleur matériel.
- Plus importante production.
- Plus grandes références tant en France qu'à l'étranger.

LYS
présentation en matière plastique polystyrène, formats 13 x 18 & 18 x 24, coloris : ivoire, bordeaux, marron




Une adresse à retenir !

S.I.R.P. • 10, Rue Boulay
PARIS 17^e MAR. 81-15

Représentant pour LYON : Jean LOBRE, 10, Rue de Sèze, Tél. : LALANDE 03-51



Supersell
102, RUE DE CHARONNE-PARIS-XI^e ROQ-20-46

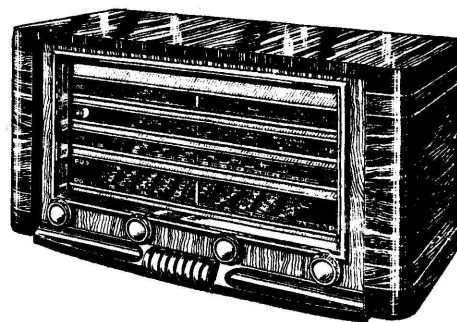
Survolteurs-Dévolteurs • Élévateurs ou abaisseurs de tension • Auto-transformateurs • Transfos d'alimentation, de sécurité, de sortie • Transfos pour télévision, pour amplis, pour appareils médicaux • Selfs de filtrage, etc...

Notices avec caractéristiques sur demande et prix courant

Professionnels, en demandant une notice, un renseignement, un catalogue, recommandez-vous de la T. S. F. POUR TOUS.

LE SYMPHONIA 51-10

Equippé de 6 tubes de la série Rimlock et d'un indicateur d'accord à deux sensibilités, ce récepteur de classe possède une excellente sensibilité que lui confère une amplificatrice HF et le bloc pré-aligné et câblé 107 D de COREL, à 7 gammes d'ondes courtes étalées. La mise au point en est très facilitée et de bons résultats obtenus sans difficultés. Le grand cadran démultiplificateur DB 4, à échelles de 35 cm, donne une grande facilité des réglages et une extrême précision. La réception des stations OC éloignée devient alors un jeu.



On connaît les qualités de simplicité et d'économie qui ont fait le succès du récepteur superhétérodyne cinq lampes. On en connaît aussi les défauts.

Il est évidemment possible d'améliorer la sensibilité, la sélectivité, la musicalité et la facilité de réglage par un schéma plus élaboré, l'adjonction de tubes supplémentaires et un montage mécanique plus soigné.

Pourtant le prix de revient et les difficultés de construction croissent d'autant et peuvent être une gêne rebutante, pour l'amateur ou l'artisan.

C'est pour tourner ces difficultés qu'a été étudié le montage décrit qui comporte de notables améliorations tout en restant d'un faible prix de revient, d'une construction et d'une mise au point aisées.

La présentation n'a pas pour cela été négligée et cet ensemble moderne a été habillé d'une ébénisterie où s'allient l'élégance et le bon goût.

C'est en examinant le schéma de principe que donne la Fig. 1 qu'apparaîtront les qualités du récepteur.

LE SCHEMA

LE BLOC HF - CONVERTISSEUR. - Tout d'abord un étage amplificateur HF a été adjoint avant le changement de fréquence. Il apporte un notable accroissement de sensibilité et de sélectivité, éliminant les interférences dues aux fréquences images et permet à l'étage changeur de fréquence de travailler dans de meilleures conditions et pratiquement sans souffler.

Une grande simplification a été apportée par l'emploi du remarquable bloc de bobinages COREL 107 D qui évite les difficultés à cette partie, la plus délicate du récepteur. En effet, il comporte, sur un châssis séparé toute la partie HF et changeuse de fréquences du récepteur jusqu'au premier transformateur MF, câblée et alignée. Seules six connexions sont à établir :

- à l'antenne,
- à la masse,
- à la ligne antifa ding,
- au plus haute tension
- au premier transfo MF,
- à la ligne de chauffage 6,3 V.

L'alignement en est très simplifié et seuls les transformateurs MF seront à aligner sur la fréquence de 455 KHz pour obtenir des performances absolument étonnantes, en ondes courtes notamment.

Ces gammes habituellement sacrifiées, sont ici d'une

écoute aussi agréable que les gammes PO et GO. Ceci est obtenu par l'étalement de sept bandes OC dans lesquelles sont groupés les émetteurs les plus intéressants. Par suite du faible rapport des fréquences extrêmes de chaque bande, on a pu employer des bobines à coefficient de surtension élevé et constant au long de la bande.

La rotation de la commande des condensateurs variables déplace des noyaux magnétiques à l'intérieur des mandrins OC des circuits accord et oscillateur. La translation des noyaux détermine une variation de self-inductance et, en conséquence, la variation de l'accord des circuits. Il en résulte un synchronisme rigoureux, à la valeur de la MF près, soit 455 KHz, des circuits le long de chaque sous-gamme.

L'utilisation d'un grand cadran bien démultiplié ajoute encore à la facilité des réglages.

Les gammes couvertes sont les suivantes :

Bande 13 m	=	20,8	à	22,6	MHz
Bande 16 m	=	17	à	18,6	MHz
Bande 19 m	=	14,63	à	15,95	MHz
Bande 25 m	=	11,4	à	12,4	MHz
Bande 31 m	=	9,25	à	9,95	MHz
Bande 41 m	=	7	à	7,55	MHz
Bande 49 m	=	5,90	à	6,35	MHz
Gamme OC	=	5,6	à	17	MHz
Gamme PO	=	515	à	1600	KHz
Gamme GO	=	150	à	300	KHz

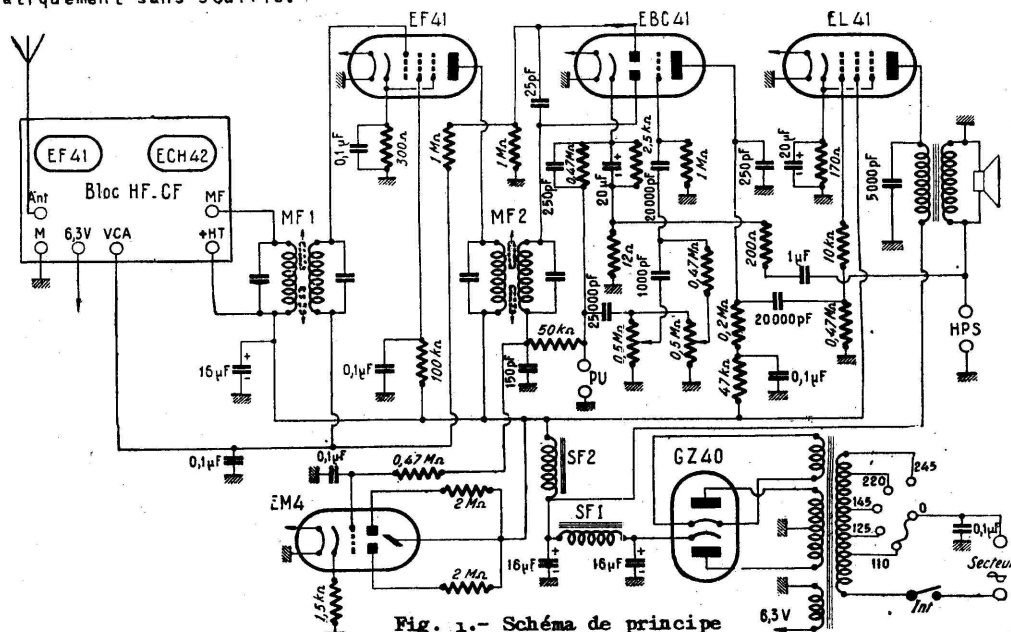


Fig. 1.- Schéma de principe

Aux sept bandes OC étalées s'ajoutent les gammes OC, P0 et G0 normales. Sur demande, la gamme G0 peut être remplacée par une "gamme maritime", dite GM, de 2,3 à 5,5 MHz.

ETAGES ET DETECTION.— L'étage amplificateur MF est classique. Pour éviter la transmodulation, l'écran est alimenté en "tension glissante" ce qui, en chaque point de fonctionnement, permet de travailler sur une caractéristique droite. La polarisation de base obtenue par résistance de 00Ω dans le circuit de cathode du tube EF41, réduit aussi la transmodulation par introduction d'une contre-réaction BF.

Le secondaire du deuxième transformateur MF attaque la diode de détection, en l'occurrence l'une des diodes du tube EBC41, chargée par une résistance de $0,5 M\Omega$ découplée par une capacité au mica de 250 cm . C'est ici qu'est prise la tension de commande de l'indicateur visuel à double sensibilité pour lui conserver son efficacité sur les stations faibles. Sa cathode a été polarisée positivement par une résistance de $1,5 K\Omega$ de façon à compenser la tension positive introduite sur sa grille par la polarisation du tube EBC41.

La tension BF détectée est acheminée vers les potentiomètres de commande de puissance à travers une résistance de $50 K\Omega$ qui a un double rôle : éliminer les traces de HF qui pourraient produire des accrochages et éviter la distorsion sur les signaux profondément modulés par écrêtage des pointes de modulation.

ANTIFADING.— L'antifading est différé suivant un montage classique. La résistance de fuite de $1 M\Omega$ de la diode antifading est reliée à la masse introduisant un retard égal à la tension de polarisation du tube EBC41. On bénéficie ainsi sur les stations faibles d'un maximum de sensibilité ce qui est souhaitable sur un récepteur de performance en OC.

ETAGE PREAMPLI BF.— Les deux potentiomètres permettant de doser les niveaux respectifs des graves et des aigües sont montés en parallèle. Les tensions prélevées sur leurs curseurs sont sélectionnées en fréquence d'une part par un condensateur de faible capacité laissant passer les fréquences élevées, d'autre part par une résistance de $50 K\Omega$ qui ajoute à l'effet de découplage du condensateur de 1000 pF du canal aigües, pour les fréquences élevées et transmet par conséquent mieux les graves. On a ainsi une commande de timbre très souple et d'une grande efficacité.

Si du fait du relèvement des fréquences basses par la chaîne de contre-réaction, l'utilisateur estimait le niveau d'aigües trop faible, il lui suffirait pour y remédier de porter la résistance de $50 K\Omega$ du canal "graves" à $100 K\Omega$ ou $200 K\Omega$ suivant les niveaux relatifs de basses et d'aigües désirées. Avec les valeurs préconisées, les résultats sont convenables pour la plupart des auditeurs.

Le circuit plaque du tube EBC41 est chargé par une résistance de $0,2 M\Omega$ ce qui donne un gain d'étage de 45. La résistance de $47 K\Omega$ découplée par une capacité de $0,1 \mu\text{F}$ a pour but de supprimer toute trace de ronflement résiduel.

ETAGE AMPLI FINAL.— Cet étage utilise la pentode à grande pente et à grande sensibilité EL41. La tension BF apparaissant sur la charge du tube EBC41 est transmise à la grille de la pentode finale par une capacité de $20 000 \text{ pF}$. La résistance anti-accro-

chage de $10 000 \Omega$ devra être soudée directement sur le support EL41 par une connexion très courte sinon son efficacité serait plus qu'altérée.

Le haut-parleur a une impédance de 7000Ω . C'est un elliptique à champ magnétique élevé dans l'entrefer. Une capacité de 5000 pF entre plaque EL41 et masse permet de charger l'étage final par une impédance plus constante que le haut-parleur seul dont l'impédance croît avec la fréquence. On évite d'autre part les rotations de phase prohibitives ce qui rendrait l'utilisation de la contre-réaction délicate.

CONTRE-REACTION.— Une chaîne de contre-réaction fixe améliore considérablement la musicalité et permet de relever le niveau des basses par rapport au niveau du médium et des aigües. Le relèvement des aigües pratiqué habituellement n'est pas absolument nécessaire ici du fait de la possibilité d'agir sur la commande séparée de gain "aigües".

Signalons une difficulté qui peut se présenter lors du branchement de la contre-réaction : c'est l'apparition d'un ronflement incoercible dû au gain élevé sur les fréquences très basses. Un câblage bien établi permet facilement de l'éviter. Mais si le ronflement apparaissait, il serait facile de l'éliminer en shuntant la capacité de $1 \mu\text{F}$ de la chaîne de contre-réaction par une résistance qui sera choisie de la valeur la plus élevée possible.

ALIMENTATION.— Elle est classique à un détail près c'est l'utilisation de deux cellules de filtrage sur la haute tension pour réduire le ronflement à un niveau très bas.

REALISATION ET MISE AU POINT

La réalisation est grandement facilitée par le soin apporté à la disposition des pièces sur le châssis dont la Fig. 2 donne une vue de dessus. La Fig. 3 montre un câblage très simplifié par la disposition rationnelle des éléments.

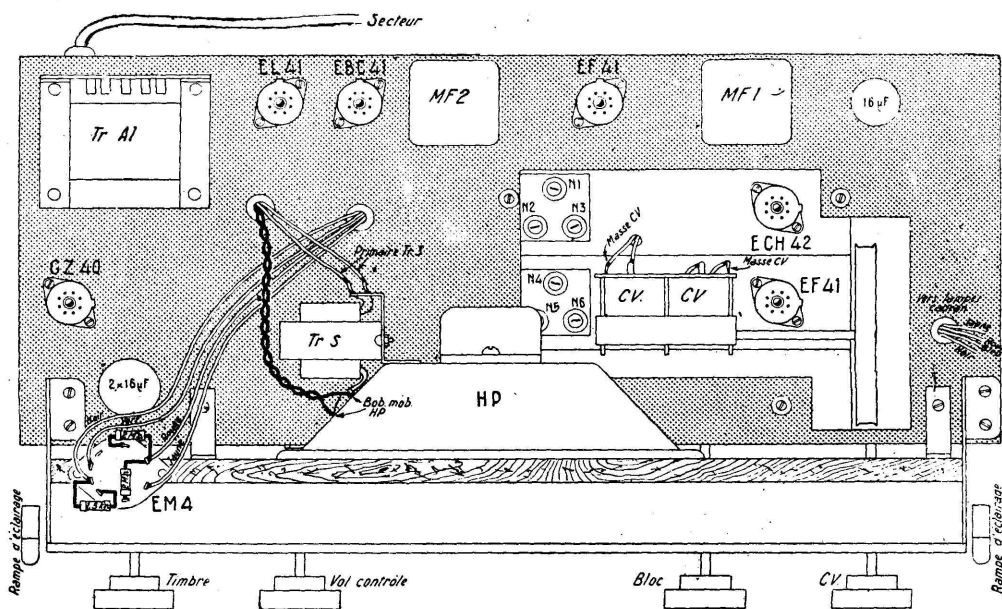
Les couleurs des fils du transformateur de sortie et de l'indicateur d'accord ont été repérées sur les différents plans.

L'emploi du bloc HF pré-câblé facilite beaucoup le montage de cette partie, toujours délicate.

La mise au point en est elle-même, très facilitée puisqu'il suffira, en pratique, de régler soigneusement les transformateurs MF sur 455 kHz .

Toutefois pour tirer le maximum de l'ensemble il pourra être avantageux de fignoler l'alignement sur

Fig. 2.— Disposition des éléments sur le châssis.



● 大塚 幸子



toutes les gammes. Voici comment procéder :

En OC, sur les bandes étalées, caler l'aiguille du cadran sur 90°. La réception devra se faire sur les fréquences suivantes, en agissant sur les ajustables correspondant à chaque bande.

Bande 13 m	= 21,9 MHz
Bande 16 m	= 118 MHz
Bande 19 m	= 15,4 MHz
Bande 25 m	= 12 MHz
Bande 31 m	= 9,4 MHz
Bande 41 m	= 7,25 MHz
Bande 49 m	= 6,1 MHz

sur les 3 gammes normales OC, PO et GO, les points d'alignement sont à :

OC	= 16 et 6,5 MHz
PO	= 1400 et 574 KHz
GO	= 265 et 160 KHz

et sont obtenus en agissant sur les noyaux pour les fréquences inférieures et les ajustables pour les fréquences supérieures.

LISTE DES ELEMENTS

Résistances

Une de 12 à 15 Ω	- 0,25 W;
Une de 170 Ω	- 1 W;
Une de 200 Ω	- 0,25 W;
Une de 300 Ω	- 0,25 W;
Une de 1,5 k Ω	- 0,25 W;
Une de 2,5 k Ω	- 0,25 W;
Une de 10 k Ω	- 0,25 W;
Une de 47 k Ω	- 0,25 W;
Une de 50 k Ω	- 0,25 W
(ou une seconde résistance de 47 k Ω)	- 0,25 W);
Une de 0,1 M Ω	- 0,5 W;
Une de 0,2 M Ω	- 0,25 W;
Quatre de 0,47 M Ω	- 0,25 W;
Trois de 1 M Ω	- 0,25 W;
Deux de 2 M Ω	- 0,25 W.

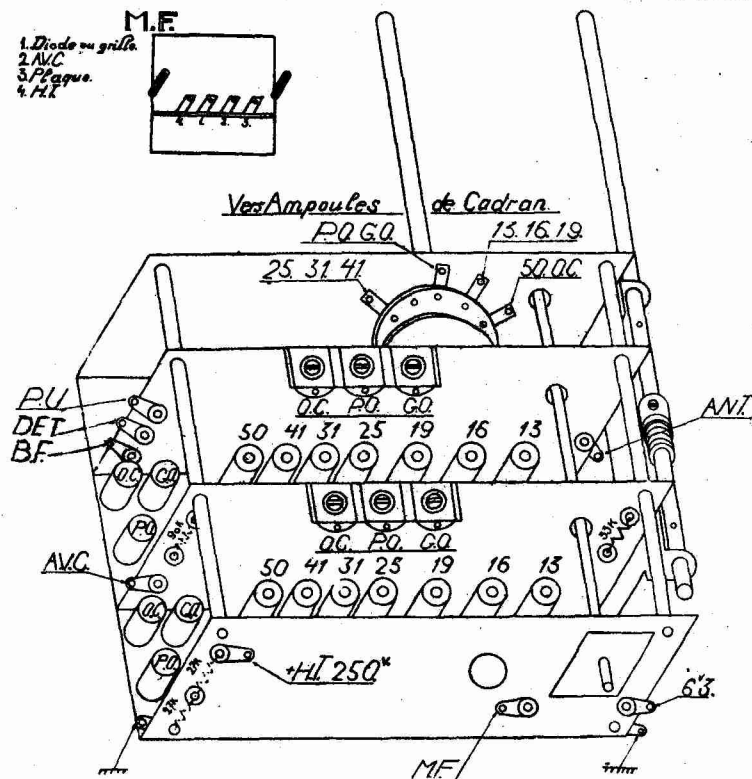
Potentiomètres

Deux de 0,5 M Ω , dont l'un à interrupteur.

Condensateurs

Un de 25 pF mica;	
Un de 150 pF;	
Deux de 250 pF;	
Un de 1000 pF;	
Un de 5000 pF;	
Deux de 20 000 pF;	
Un de 25 000 pF;	
Six de 0,1 μ F;	
Un de 16 μ F - 450 V;	
Un de 2 x 16 μ F - 450 V;	
Deux de 20 μ F - 25 V.	

BRANCHEMENT DU BLOC 107 D ET EMPLACEMENT DES RÉGLAGES



PIECES NECESSAIRES

AU MONTAGE DU RECEPTEUR

SYMPHONIA 51 - 10 gammes

référence

- | | |
|------|---|
| N° 1 | 1 CHASSIS |
| 2 | 1 BLOC 10 gammes + MF + CV |
| 3 | 1 CADRAN DB10 |
| 4 | 1 DÉCOR INTÉRIEUR |
| 5 | 1 TRANSFO 80 mA 2x300 V. |
| 6 | 2 SELFS DE FILTRAGE |
| 7 | 2 POTENTIOMETRES
(1 500 k S.I. 1 500 k A.I.) |
| 8 | 2 COND DE FILTRAGE
(1 16+16 - 1 16 MF) |
| 9 | 4 SUPPORTS « Rimlock » +
1 Transco |
| 10 | 1 BOUCHON HP.
+ 3 Plaquettes. |
| 11 | 4 BOUTONS + Feutres. |
| 12 | 1 JEU DE DECOLLETAGE. |
| 13 | 1 JEU DE RESISTANCES ET
CAPACITES. |

référence

- | | |
|----|--|
| 20 | LE CHASSIS COMPLET prêt à câbler. |
| 21 | LE JEU DE LAMPES. |
| 22 | LE HAUT-PARLEUR TV 10, 21 cm A.P. |
| 23 | L'ENSEMBLE COMPLET en Pièces détachées SANS EBENISTERIE. |

PRÉSENTATIONS

« avec Ebénisterie n° . »

- | | | |
|----|---------------|-----------|
| 26 | N° 750 DB. | 10 gammes |
| 27 | N° C 880 DB. | > |
| 28 | N° A 200 DB. | > |
| 29 | N° A 340 DB. | > |
| 30 | N° TD 650 DB. | > |

La maquette du Symphonía 51-10 a été étudiée et mise au point par les Ets ACER, 42bis rue de Chabrol, PARIS, qui se tiennent à la disposition de nos lecteurs pour la réalisation de cet ensemble et la fourniture éventuelle de matériel.

Omnium Commercial



d'Electricité et de Radio

MAGASIN DE VENTE

42 bis, rue de Chabrol - PARIS X
Métro : Poissonnière ou Gare de l'Est

CORRESPONDANCE

94, rue d'Hauteville - PARIS X
Téléphone : PROvence 28-31



MÉDAILLE D'OR PARIS 1928



LA PLUS FORTE VENTE D'ENSEMBLES PRÊTS A CABLER

LE SYMPHONIA 51-10 GAMMES

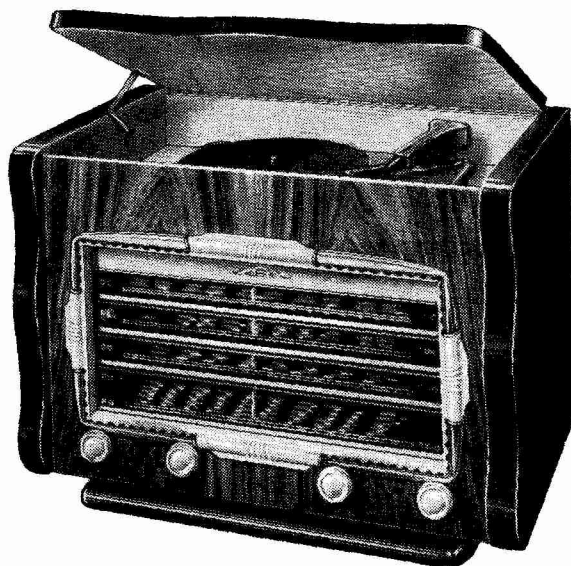
DÉCRIT CI-CONTRE

7 LAMPES

DEVIS GENERAL

1 châssis aux cotes.....	690
1 bloc 10 gammes + CV + MF 455 kilocycles.....	9.970
1 cadran D. B 4 + glaces 10 G.....	1.950
1 décor intérieur + baffle et tissu.....	1.020
1 transfo 2 x 300 V. 80mA.....	1.380
2 selfs de filtrage.....	690
2 potentiomètres (1.500 k. A1, 1.500 k. S1).....	310
3 filtrages 16 + 16 + 16 MF 500 volts.....	455
5 supports de lampes.....	165
1 bouchon H.P. et plaquettes A.T. et P.U.....	110
4 boutons + feutres.....	145
1 jeu de décolletage.....	90
1 jeu de résistances et de capacités.....	755
1 jeu d'accessoires divers.....	715

Le châssis complet.....	18.445
Le jeu de lampes (ECH42-2 x EF41-EBC41-EL41-GZ41-EM4).....	3.820
Le haut-parleur 21 cm. ticonal lourd Z 7000.....	1.870
L'ébénisterie complète conforme à la gravure ci-contre.....	9.535



9 LAMPES P.P.

DEVIS GENERAL

1 châssis aux cotes.....	690
1 bloc 10 gammes + CV + MF 455 kilocycles.....	9.970
1 cadran DB4 + glaces 10 g.....	1.950
1 décor intérieur + baffle et tissu.....	1.020
1 transfo 2 x 300 V. 125 mA.....	2.145
2 selfs de filtrage.....	875
3 filtrages = 16 + 16 + 32 MF 550 volts.....	510
2 potentiomètres (1500 k. A1-1500 k. S1).....	310
7 supports de lampes.....	245
3 plaquettes et jeu de décolletage.....	165
1 jeu de résistances et de capacités.....	810
1 jeu d'accessoires divers.....	715
4 boutons + feutres.....	145

Le châssis complet.....	19.580
Le jeu de lampes (3 x EF41-ECH42-EBC41-2 x EL41-EM4-5 Y3GB).....	4.955
Le haut-parleur aimantico. transfo géant push-pull.....	2.540
L'ébénisterie complète, conforme à la gravure ci-contre.....	9.535

PRÉSENTATION « COMBINÉ RADIO-PHONO »

EN STOCK : TOURNE-DISQUES 1 VITESSE ET 3 VITESSES (MICROSILLONS)

CES 2 ENSEMBLES PEUVENT ÊTRE LIVRÉS DANS 5 AUTRES MODÈLES D'ÉBÉNISTERIES (radio seule) à partir de 4.000 francs (gravures sur simple demande)

SYMPHONIA 51 - RP 39

Double réglage de tonalité - contre-réaction - sortie push-pull EL41. Musicalité impeccable.	
Le châssis complet, prêt à câbler.....	12.705
Le jeu de lampes (ECH42-2 x EF41-EBC41-EM4-2 x EL41-5 Y3GB).....	4.435
Le haut-parleur ticonal Z 11.000. Transfo géant.....	2.540
L'ébénisterie complète.....	4.000

Récepteur 8 tubes « Rimlock » 4 gammes d'ondes + 1 bande étalée de 46 à 51 mètres.

Récepteur 6 tubes « Rimlock ». Alternatif, 4 gammes d'ondes dont 1 bande étalée de 46 à 51 mètres. Contre-réaction, réglage séparé des graves et des aiguës.

SYMPHONIA ACER 42 DB

UN EXCELLENT MONTAGE D'UNE REALISATION FACILE	
Le châssis complet prêt à câbler.....	10.570
Le jeu de lampes (ECH42-EF41-EL41-GZ41-EBC41 et EM4).....	3.300
Le haut-parleur 21 cm. 1.800 ohms Z 7.000.....	1.770
L'ébénisterie complète.....	4.000

COMME POUR NOS MODÈLES 10 GAMMES — 5 AUTRES PRÉSENTATIONS

Récepteur 6 tubes « Rimlock », 4 gammes d'ondes dont 1 B.E de 46 à 51 mètres. Double contrôle de tonalité. Contre-réaction B.F.	
Le châssis complet, prêt à câbler.....	7.475
Le jeu de lampes (ECH42-EF41-EBC41-EL41-GZ41-EM4).....	3.300
Le haut-parleur 21 cm. 1.800 Ω Z 7.000.....	1.770
L'ébénisterie complète.....	4.250

L'ACER 42 - H 3

LE POPULAIRE

Récepteur alternatif, 5 tubes « Rimlock », 3 gammes d'ondes, contrôle de tonalité « graves-aiguës ».

réalisé avec succès par des milliers de nos clients.

Le châssis complet, prêt à câbler.....	6.535
Le jeu de lampes (ECH42-EAF42-EL41-GZ41-EM4).....	2.780
Le haut-parleur 17 cm. 1.800 Ω Z 7.000.....	1.330
L'ébénisterie complète.....	3.060

L'ACER 52 - L 280

Le châssis complet, prêt à câbler.....	7.820
Le jeu de lampes (ECH42-EF41-EBC41-EL41-GZ41-EM4).....	3.300
Le haut-parleur 21 cm. 1.800 Ω Z 7.000.....	1.770
L'ébénisterie complète.....	4.105

Récepteur 6 tubes « Rimlock », 4 gammes d'ondes dont 1 B.E de 46 à 51 m. Très beau cadran moderne à grande visibilité. Contrôle de tonalité.

Récepteur 4 lampes alternatif, Rimlock et Miniature. 3 gammes d'ondes. Prises P.C. et H.P.S.

TYPE AL 34

Haut-parleur 12 cm. A.P. Très bonne musicalité. Coffret bakélite.	
Le récepteur absolument complet.....	11.155

LE MEME MODELE EN TOUS COURANTS. Complet. 10.895

CATALOGUE GÉNÉRAL DE TOUS NOS MONTAGES AVEC SCHÉMAS CONTRE 75 FR. POUR PARTICIPATION AUX FRAIS

Compagnie Française
THOMSON-HOUSTON

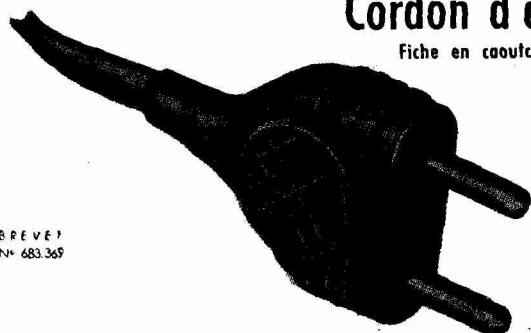
SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 1.169.445.000 FR.
 SIÈGE SOCIAL : 173, BOULEVARD HAUSSMANN, PARIS-VIII



Cordon d'alimentation "Cordex"

Fiche en caoutchouc moulé, vulcanisé, monobloc avec la gaine du câble

BREVET
 N° 683.369

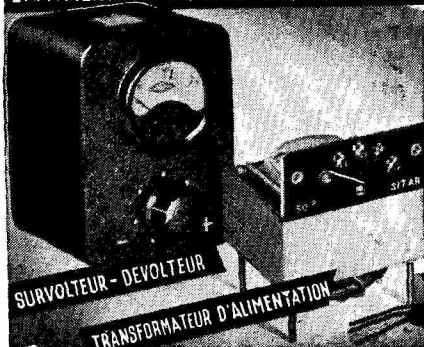


**POUR POSTES RÉCEPTEURS DE RADIO
 ET TOUS AUTRES APPAREILS MOBILES
 ÉLECTRO-DOMESTIQUES OU INDUSTRIELS**

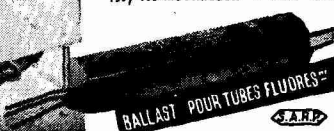
- Câbles pour microphones, de descente d'antenne, pour haut-parleurs.
- Fils de câblage sous caoutchouc, chlorure de polyvinyle, polyéthylène.

Département FILS & CABLES 78-82, Av. Simon-Bolivar, Paris-XIX - BOL. 90-60
 USINES : PARIS ET BOHAIN (AISNE) (6 lignes groupées)

L'APPAREILLAGE DE HAUTE QUALITÉ



MOREZ-DU-JURA (France)
 Téléphone 214 Morez
 Adresse Télég. et postale
 SITAR A MOREZ JURA
 REPRÉSENTANT POUR PARIS
 RADIO : M. DEBIENNE
 5, rue Boulanger
 Plessis-Robinson - Rob. 04-35
 ÉLECTRICITÉ : M. SCHWABLE
 32, Avenue de Clamart
 Issy-les-Moulineux - Mic. 32-60



RÉGULATEUR DE TENSION AUTOMATIQUE

Pour Postes T S F et TÉLÉVISION

**SURVOLTEUR-DEVOLTEUR
 INDUSTRIEL**

AUTO-TRANSFO REVERSIBLE

Tous TRANSFOS SPÉCIAUX sur DEMANDE

**Amplificateurs
 complets ou en Pièces détachées**

Notices techniques et tarifs sur demande
 Livraisons sous 24 heures pour Paris. Expédition rapide Outre-Mer
 et Etranger

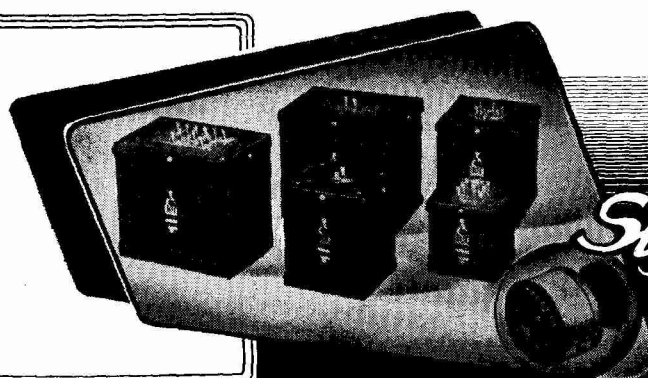
DYNATRA 41, RUE DES BOIS
 PARIS-19° - NORD 32 48
 C. C. P. Paris 2351-37

**Transformateurs B F
 Haute Fidélité**

Atténuateurs à plots

Selfs et tout matériel BF

Consultez-nous



Sigma-Jacob

**58, F^g POISSONNIÈRE
 PARIS - X^e
 PRO. 82-42 & 78-38**

Professionnels, en demandant une notice, un renseignement, un catalogue, recommandez-vous de la T. S. F. POUR TOUS.



**Pas de
commandes
multiples**

*Tous vos
achats groupés*

VEDOVELLI
MUSICALPHA
MAZDA-VISSEUX
ARENA - C.I.T.
S.I.C. - ALVAR

vous seront livrés rapidement

NE GASPILÉZ PAS VOTRE TEMPS, adressez-vous à une seule Maison qui vous garantit les mêmes prix que ceux du fabricant dont elle doit être le Représentant. Nous avons sélectionné pour vous le meilleur du matériel nécessaire soit à la fabrication soit au dépannage. Matériel fabriqué par des maisons offrant toute garantie. Notre Maison, fondée en 1922, a 30 ans d'existence.



4, RUE DE LA BOURSE - PARIS (2°)
Tél.: RIC. 62-60 C.C.P. PARIS 1534.99



**COURS DU JOUR
COURS DU SOIR**
(EXTERNAT INTERNAT)

**COURS SPÉCIAUX
PAR CORRESPONDANCE
AVEC TRAVAUX PRATIQUES**

chez soi
Guide des carrières gratuit N° PT 21

**ECOLE CENTRALE DE TSF
ET D'ELECTRONIQUE**

12, RUE DE LA LUNE, PARIS-2° - CEN 78-87



LAMPEMÈTRE 751
DE *Service*



**LAMPEMÈTRE
type 751**

* Mesure les tubes européens et américains de n'importe quel modèle y compris miniatures et RIMLOCK. * Un seul support par culot. * Sélecteur combiné permettant la mesure des lampes à sorties multiples d'électrodes. * Echelle de lecture spéciale pour diodes et tubes batteries. * 16 tensions de chauffage de 1,5 à 117 volts. * Cadran lumineux. * Ajustage du Secteur. * Tambour rotatif de lecture des principales lampes.

Consultez

CENTRAD

ANNEY - HAUTE-SAVOIE - TÉL. 8-88

AGENCES

PARIS : M. GRISEL, 19, R. E-GIBEZ (15°)
TÉL. : VAU. 66-55

BORDEAUX - CLERMONT - FERRAND - DIJON
LILLE - MARSEILLE - NANCY - NANTES - NICE
ROSEN - TOULOUSE - ALGER

4 DÉPARTEMENTS

Un monde de réalisations

CDT

COMPAGNIE INDUSTRIELLE DES TÉLÉPHONES
 2, RUE DE L'INGÉNIEUR ROBERT KELLER - PARIS 15^e
 TEL. VAN 34-71

CONDENSATEURS CÉRAMIQUES POUR LA T.V.

TOUS LES AVANTAGES DES CONDENSATEURS CÉRAMIQUES :

- ★ Robustesse
- ★ Stabilité - Sécurité
- ★ Faible encombrement

NOTRE NOUVELLE SÉRIE TÉLÉVISION

les met à la disposition de vos constructions de récepteurs de Télévision par :

- ★ Sa qualité
- ★ Sa fabrication en grande série
- ★ Son FAIBLE PRIX...

LCC Capital de France

LE CONDENSATEUR CÉRAMIQUE
 79 B HAUSMANN, PARIS 8^e ANJ. 84-60

Ag. PUBLITEC-DOMENACH

La consécration d'une grande avance technique

"FLAMBEAU"

1952

- Façade à grande ambiance lumineuse.
- Nouveau dispositif de fixation du cadran libérant complètement l'expansion acoustique du haut-parleur.
- Haut-Parleur Ticonal elliptique 16 x 24 sur grand baffle 550 x 280 assurant une amplification et une vérité musicale incomparables.
- Courbe de réponse maximum sur toutes les tonalités.
- Double position pick-up permettant dans une égale perfection la reproduction des disques ordinaires ou microsillons.

3 modèles

1° 6 lampes alternatif normal : 5 g. dont 2 OC étalées.

2° 6 lampes alternatif « colonial », 1 PO et 4 OC couvrant une plage continue de 13 à 100 mètres.

3° 6 lampes alternatif « Chalutier » 1 g. de 85 à 205 m. remplaçant la gamme OC 1 du modèle normal.

NOTICES FRANCO

ETI VECAMBRE FRÈS
 1, RUE J.J. ROUSSEAU
 ASNIÈRES (SEINE) GRÉ.33.34

Radiolux

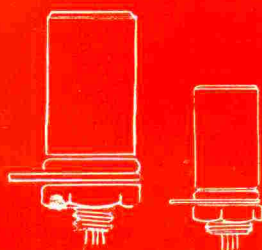
Généralité... et

LONGUE DURÉE !..



FLUORESCENCE
TÉLÉVISION

CONDENSATEURS...



Les cahiers des charges et la qualité internationale **imposent** des **règles de sécurité** bien définies auxquelles **on ne peut se soustraire**.

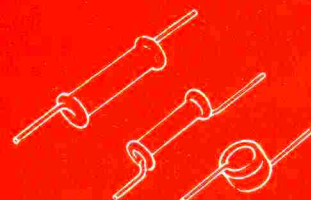
La **réduction des volumes** ne peut être faite au **détriment** des exigences techniques.

Nos condensateurs sont **calculés** et **construits** pour **servir et durer**, c'est pourquoi notre production **croît** sans cesse ; c'est pourquoi **un condensateur sur deux** sort de nos usines ; c'est pourquoi vous **utilisez** et vous **utiliserez toujours davantage** **SAFCO-TRÉVOUX**.



Condensateurs étanches
sous tubes métal

RÉSISTANCES...



CONDENSATEURS MOULÉS
EN "SAFCOSE"

SAFCO

SOCIÉTÉ ANONYME
AU CAPITAL DE
96.000.000 de FRF



TRÉVOUX

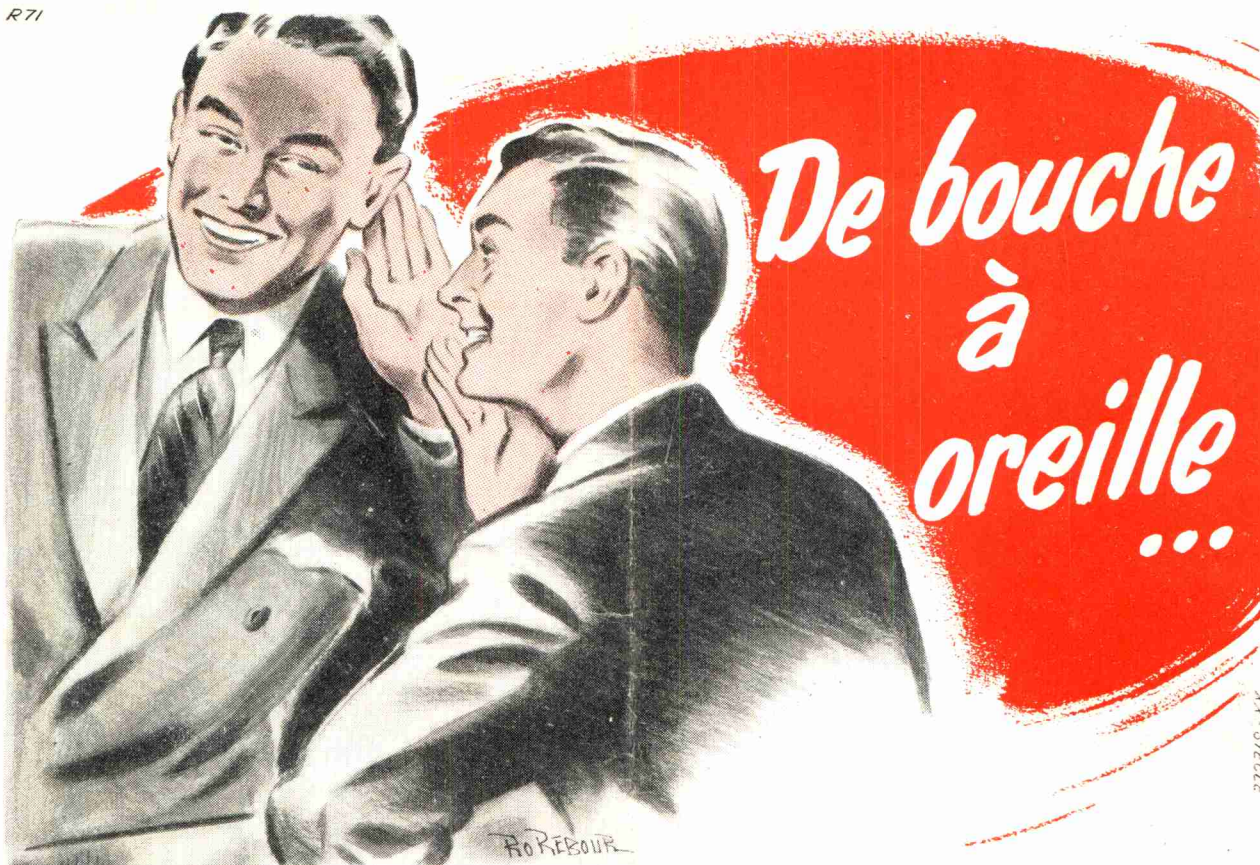
40, Rue de la Justice
PARIS 20^e Arr.
Tél. MEN 96 20

USINES A PARIS

SAINT-OUEN

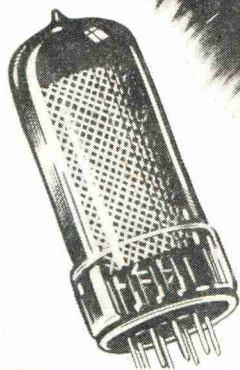
TREVOUX

AGENCE PUBLICITEC

XX^e SIECLE

La présence de tubes MAZDA sur un récepteur de T.S.F. représente :

- **POUR L'USAGER**, une assurance de qualité et le témoignage que le constructeur n'a rien épargné pour lui donner pleine et entière satisfaction.
- **POUR LE REVENDEUR**, un argument décisif de vente et une assurance de tranquillité.



MAZDA RADIO
fait vendre!