

ASSUREZ VOTRE AVENIR

(et celui des vôtres)

Vous le savez : en notre siècle de civilisation technique, celui qui veut "arriver" doit se spécialiser !

Mais, comme tous les domaines de l'industrie n'offrent pas les mêmes débouchés, il est sage de s'orienter vers celui dont les promesses sont les plus sûres : l'ELECTRONIQUE.

C'est en effet l'ELECTRONIQUE qui peut le mieux vous permettre de satisfaire vos ambitions légitimes.

Science-clé du monde moderne, sans laquelle n'existeraient ni radio, ni télévision, ni satellites artificiels... son essor est si considérable qu'elle demande chaque jour davantage de techniciens qualifiés.

Dans très peu de temps, la plupart des usines devront avoir leurs spécialistes en Electronique.

Des carrières de premier plan attendent ceux qui auront acquis une connaissance approfondie de la radio-électricité, base de l'électronique.

Pour vous permettre d'entreprendre cette étude, quelles que soient vos connaissances et votre situation actuelles, EURELEC a mis au point une forme nouvelle et passionnante de Cours de Radio par correspondance qui remporte un succès considérable : près de 40.000 adhérents !

R L'EC

INSTITUT EUROPEEN D'ELECTRONIQUE

Toute correspondance à :
EURELEC - DIJON (Côte d'Or)
(cette adresse suffit)

Hall d'information : 31, rue d'Astorg - PARIS 8^e
Pour le Bénélux exclusivement : Eurelec-Bénélux
11, rue des Deux Eglises - BRUXELLES 4

Associant étroitement leçons théoriques et montages pratiques, EURELEC vous donnera un enseignement complet. Avec plus de 700 pièces détachées, comprises dans le cours, vous construirez 3 appareils de mesure et un récepteur de très haute qualité qui resteront votre propriété.

Si vous avez déjà des connaissances en Radio, EURELEC vous propose son nouveau Cours de Télévision ; conçu selon les mêmes principes que le Cours de Radio, il vous donne la possibilité de vous perfectionner encore davantage. 14 importantes séries de matériel contenant plus de 1.000 pièces détachées vous permettront de construire un Oscilloscope professionnel et un Téléviseur ultra-moderne tout en acquérant une maîtrise parfaite des techniques TV. Grâce à notre enseignement personnalisé, vous apprendrez avec facilité, au rythme qui vous convient le mieux. De plus notre formule révolutionnaire d'inscription sans engagement, avec paiements fractionnés contre remboursement (que vous êtes libre d'échelonner ou de suspendre à votre convenance) est pour vous une véritable "assurance-satisfaction".

Demandez dès aujourd'hui l'envoi gratuit de notre brochure illustrée en couleurs, qui vous indiquera tous les avantages dont vous pouvez bénéficier en suivant nos Cours EURELEC.

BON

Veuillez m'adresser gratuitement votre
brochure illustrée DU 288

Nom

Adresse

Profession

(à joindre 2 timbres pour frais d'envoi)

POUR AVOIR
VOTRE

SITUATION ASSURÉE

dans l'une des carrières industrielles ne connaissant pas le chômage, suivez les Cours par Correspondance du plus important Centre de Formation Technique.

DEVENEZ TECHNICIEN DIPLOMÉ EN :

ENERGIE NUCLEAIRE

CONSTRUCTIONS DES BATIMENTS

ELECTRONIQUE

CONSTRUCTIONS METALLIQUES

RADIO TELEVISION

TRAVAUX PUBLICS BÉTON ARMÉ

ELECTRICITE

AUTOMOBILE AVIATION

AUTOMATION

MECANIQUE

CHIMIE

FROID

TOUS LES
DIPLOMES D'ÉTAT
C.A.P., B.E.I., B.P., B.T.,
INGÉNIEUR

*Demandez la brochure gratuite **AM 2** qui vous édifier.*

ÉCOLE TECHNIQUE MOYENNE ET SUPÉRIEURE

PARIS : 36, RUE ÉTIE NE-MARCEL, PARIS-2°

Pour n s élèves belges : BRUXELLES : 22, AVENUE HUART-HAMOIR

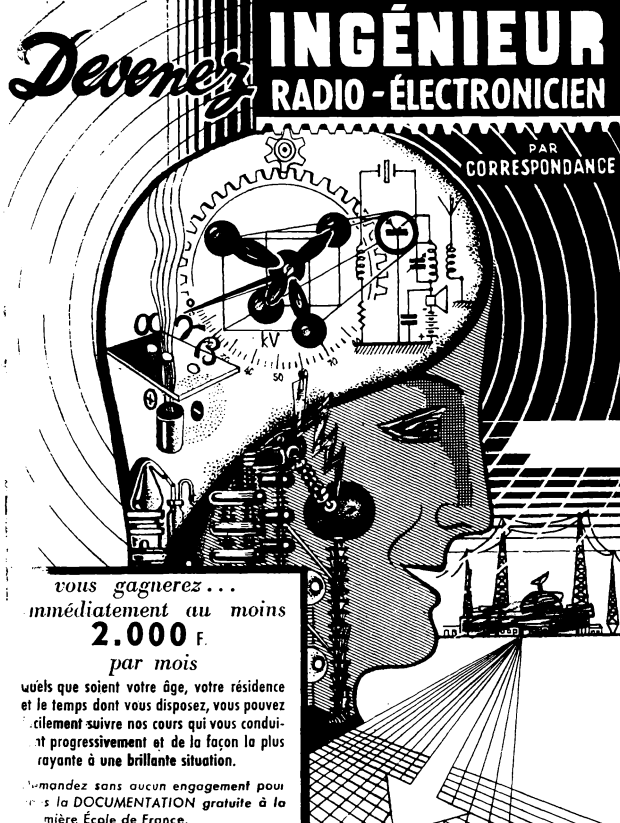
CHARLEROI : 64, BOULEVARD JOSEPH II

La seule Ecole au monde ayant des moyens et système d'enseignement brevetés qui garantissent aux élèves, sans connaissances ni diplôme, de réussir facilement leurs études.

Devenez

INGÉNIEUR RADIO - ÉLECTRONICIEN

PAR
CORRESPONDANCE



vous gagnerez...
immédiatement au moins
2.000 F.
par mois

Quels que soient votre âge, votre résidence et le temps dont vous disposez, vous pouvez facilement suivre nos cours qui vous conduisent progressivement et de la façon la plus rayonnante à une brillante situation.

Demandez sans aucun engagement pour vous la DOCUMENTATION gratuite à la première École de France.

ÉCOLE PROFESSIONNELLE SUPÉRIEURE

21, RUE DE CONSTANTINE. PARIS VII^E

offrons les mêmes avantages à nos élèves belges, suisses et canadiens

3 LIBRE SERVICE

à... votre service!...

INDISCUTABLEMENT le plus grand choix de

PIÈCES DÉTACHÉES ÉLECTRONIQUES NOMBREUSES SPÉCIALITÉS (introuvables ailleurs)

ALU : (en plaques 8 à 20/10) - **BAKELITE**, en plaques, en tubes.

ISOLANT CUIVRE et **TOUT** pour la réalisation des circuits imprimés.

DÉCOLLETAGE, choix extraordinaire - **FERRITE** noyaux, pot etc...

FIL ÉMAILLÉ au poids et en coupes (Gd choix de \varnothing)

MÉCANIQUE (équerres, pignons, axes, goupilles, pouliés, roulements etc... un rayon providentiel pour les labos, maquettistes

PRODUITS CHIMIQUES, 47 produits (vernis, cire, lubrifiant, colle, graphite, couleurs, codage, désélectrisant etc...) utiles aux électroniciens et aux dépanneurs.

SEMI-CONDUCTEUR : diodes germanium, silicium, transistors BF HF puissance.

TOLE ANHYSTER pour transfo (carcasses, étriers, isolants etc... pour la réalisation de transfo spéciaux).

TUBES TÉLÉ MONO et **TWIN PANNEL** aux meilleurs prix.

— **TOUT LE MATÉRIEL STANDARD AUX MEILLEURS PRIX** —
VU NOTRE CHOIX TOUJOURS CROISSANT, NOUS N'AVONS PAS DE CATALOGUE

VISITEZ-NOUS!

le meilleur accueil vous est réservé !

RADI PRIM 5, rue de l'Aqueduc
PARIS 1^e NOR. 05-15

RADI PRIM 296, rue de Belleville
PARIS 2^e MEN. 40-48

RA I MJ 19, rue Claude Bernard
PARIS 5^e GOB, 47-69

SCE P OVINE : RADI MJ, EXP RT 31, rue Censier **PARIS 5^e**
C. C. P. 8127.64 Paris.

(Pas d'envoi inférieur à 30 F. Frais d'envoi en sus)

DUNOD Éditeur, 92, rue Bonaparte - PARIS-6^e

CIRCUITS

à

TRANSISTORS

PAR

K. W. CATTERMOLE, B. SC.

Standard Telecommunication Laboratories Ltd.

TRADUIT DE L'ANGLAIS PAR **M. PILLON**

Ingénieur E.S.E.

XIV-622 pages 14×22, avec 360 fig. 1963.

Relié toile sous jaquette..... **68 F**

DUNOD Éditeur, 92, rue Bonaparte - PARIS-6^e

TECHNIQUE DU TRANSISTOR

PAR

F. PIETERMAAT

Professeur à l'Université de Louvain

TRADUIT DU NÉERLANDAIS PAR

J. P. GROSJEAN

266 pages 16 × 25, avec 260 figures. 1961.

Relié toile sous jaquette..... 4 F

POUR AVOIR
VOTRE

SITUATION ASSURÉE

dans l'une des carrières industrielles ne connaissant pas le chômage, suivez les Cours par Correspondance du plus important Centre de Formation Technique.

DEVENEZ TECHNICIEN DIPLOMÉ EN :

ENERGIE NUCLEAIRE

CONSTRUCTIONS DES BATIMENTS

ELECTRONIQUE

CONSTRUCTIONS METALLIQUES

RADIO TELEVISION

TRAVAUX PUBLICS BÉTON ARMÉ

ELECTRICITE

AUTOMOBILE AVIATION

AUTOMATION

MÉCANIQUE

CHIMIE

FROID

TOUS LES
DIPLOMES D'ÉTAT
C.A.P., B.E.I., B.P., B.T.,
INGÉNIEUR

Demandez la brochure gratuite **AM 2** qui vous édifier.

ÉCOLE TECHNIQUE MOYENNE ET SUPÉRIEURE

PARIS : 36, RUE ÉTIE NE-MARCEL, PARIS-2^e

Pour nos élèves belges : BRUXELLES : 22, AVENUE HUART-HAMOIR

CHARLEROI : 64, BOULEVARD JOSEPH II

La seule Ecole au monde ayant des moyens et système d'enseignement brevetés qui garantissent aux élèves, sans connaissances ni diplôme, de réussir facilement leurs études.

DUNOD Éditeur. 92, rue Bonaparte - PARIS-6^e

COLLECTION DE TECHNOLOGIE ÉLECTRONIQUE

OUVRAGES de A. SCHURE

ÉTUDE DES CIRCUITS
à
COURANT ALTERNATIF

VIII-110 pages 14×22, avec 49 fig. 1963. Broché... 9 F

ÉTUDE DES CIRCUITS
à
COURANT CONTINU

VIII-88 pages 14×22, avec 51 fig. 1962. Broché... 7 F

TUBES ÉLECTRONIQUES
A GAZ

VIII-90 pages 14×22, avec 42 fig. 1963. Broché... 8 F



Sté des Ateliers René HALFTERMEYER

35, Avenue Faidherbe

MONTREUIL-sous-BOIS (Seine)

Tél. : AVR. 28.90 - 12-65

**CONDENSATEURS VARIABLES
PROFESSIONNELS ET GRAND PUBLIC**

**GLACES - CADRANS - DÉMULTIPLICATEURS
CIRCUITS IMPRIMÉS**

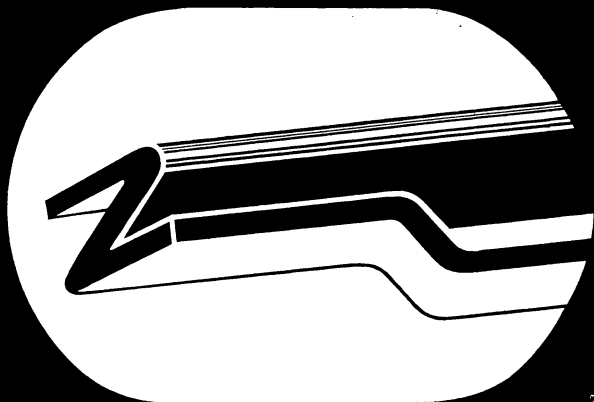
**COMPOSANTS TÉLÉVISION
(balayage et tuners UHF)**

**l'antenne
asymétrique...**

**à réactance compensée:
performances**

c'est

GAMMAX



**GAMMAX S. A.
4, rue St-Sauveur
Baumont-le-Roger Eure
Tél. 210**

Documentation n° 11 sur demande

PSYCHO-PUB GA 2 1983

Rochar

Électronique

51, r. Racine, MONTROUGE

(Seine) PELLETAN 314 +

① **DOMAINE ANALOGIQUE :**

amplificateurs opérationnels et leurs applications;
machines à calculer analogiques;
calculateurs spéciaux;
amplificateurs à courant continu;
téléindication.

② **DOMAINE NUMÉRIQUE :**

compteurs électroniques binaires et décimaux rapides et ultra-rapides
bases de temps et étalons de fréquence;
fréquence-mètres-chronomètres à compteurs.
circuits logiques et registres;
automatismes à séquences;
commande numérique de machines.

③ **DOMAINE MIXTE :**

voltmètres-potentiomètres numériques;
fréquence-mètres analogiques;
débitmètres;
convertisseurs tension/fréquence;
centrales de mesures numériques;
télémesures P.C.M.

INSTITUT DU GÉNIE CIVIL

ÉCOLE SPÉCIALE D'ÉLECTRONIQUE

53^e Année

Établissement d'Enseignement par correspondance de
PRÉPARATEURS, ADJOINTS TECHNIQUES,
TECHNICIENS, SOUS-INGÉNIEURS et INGÉNIEURS

Section A RADIOÉLECTRICITÉ
COMMUNICATIONS
et TÉLÉCOMMUNICATIONS

Section B RADIOTECHNIQUE
et TÉLÉVISION

Section C ÉLECTRONIQUE Industrielle

Section D PHYSIQUE

Section E CHIMIE

Section F Préparation aux diplômes d'État pour
les sections A, B, C. - C.A.P. - Brevets
Professionnels - Brevets Industriels. -
Brevets de Techniciens. - Professeurs
Techniques Adjoints (P.T.A),

Section G Concours Administratifs
Armée - Aviation - Marine Militaire -
Marine Marchande - P.T.T. (Brevet spé-
cial et Brevets d'Opérateur de 2^e et 1^{re}
classe).

Envoi de chaque programme contre 2 timbres à 0 F 25

ÉCOLE SPÉCIALE D'ÉLECTRONIQUE
152, av. de Wagram, PARIS (17^e)

AIDE-MÉMOIRE DUNOD

79^e année

50 volumes 10 × 15, reliés.

- Agriculture**, par E. QUITTET. 14^e édition. 2 vol. 1960.
Assurances, par P. VÉRON. 24^e édition. 1961.
Automobile, 36^e édition. 1954.
Banque, par R. PROVENCE. 25^e édition. 1960.
Bâtiment, par Ch. MONDIN.
Tome I. 69^e édition. 1961. Tome II. 69^e édition. 1963.
Chemins de fer, par G. BOHL. 62^e édition. 2 vol. 1954.
Chimie, par J. JOUSSET. Tomes I et II. 67^e édition. 1962. Tome III.
67^e édition. 1963.
Commerce, par J. PECOUP, M. RIDEAU, G. RICHARD, R. SAUGUES.
Tomes I et II. 28^e édition. 1960.
Construction métallique, par Ch. MONDIN.
Tome I. 2^e édition. 1960. Tome II. 2^e édition. 1962.
Électricité, par L.-D. FOURCAULT. Tome I. 71^e édition. 1963.
Tome II. *En préparation.*
Électronique et radioélectronique, par H. ABERDAM. Tomes I
et II. 2^e édition. 1963.
Électrotechnique générale, par M. DENIS-PAPIN. 6^e édition. 1961.
Exportation, par M.-G. LE PAN DE LIGNY. 2^e édition. 1962.
Géométrie appliquée, par R. BEURRIER. 2^e édition. *A paraître en
juillet 1963.*
Législation sociale, par R. COUTEAU. 2^e édition. 1963.
Marché commun, par G. LE PAN DE LIGNY. 1961.
Matériaux de construction, par Ch. MONDIN. 4^e édition.
A paraître en avril 1963.
Mathématiques générales, par M. DENIS-PAPIN.
Tome I. 8^e édition. 1962. Tome II. 7^e édition. 1960.
Mathématiques nouvelles, par M. DENIS-PAPIN, R. FAURE et
A. KAUFMANN. *A paraître en septembre 1963.*
Matières plastiques, par J. JOUSSET. 3 vol. 2^e édition. 1961.
Mécanique physique générale, par M. DENIS-PAPIN. 7^e édition.
1962.
Métallurgie, par R. CAZAUD. Tomes I et II. 67^e édition. 1960.
Météorologie appliquée, par M. DENIS-PAPIN, J. VALLOT et
A. FOUILLÉ. 3^e édition. 1959.
Météorologie générale, par M. DENIS-PAPIN et J. VALLOT.
Tome I et II. 4^e édition. 1960.
Physique industrielle, par J. IZARD. 30^e édition. 1955.
Publicité. 16^e édition. 1962.
Radiotechnique et télévision, par H. ABERDAM. Tome II. 9^e édi-
tion. A paraître en mai 1963.
Résistance des matériaux et des bétons, par Ch. MONDIN.
4^e édition. 1960.
Textiles, par R. THIÉBAUT. Tomes I, II et III. 6^e édition. 1959.
Travaux publics, par Ch. MONDIN.
Tome I. 68^e édition. 1959. Tome II. 68^e édition. 1960.

RADIOTECHNIQUE ET TÉLÉVISION

PAR

H. ABERDAM

Ancien élève de l'École Polytechnique

TOME I

A l'usage des :
élèves des Écoles de radioélectricité,
ingénieurs, agents techniques,
exploitants, installateurs, réparateurs.

9^e ÉDITION

DUNOD
PARIS
1963

TABLE DES MATIÈRES

TOME I

CHAPITRE PREMIER

CODES, STANDARDS ET NORMES

	Pages
1.1 Codes et standards	1
1.11 Code Morse.....	1
1.12 Code de transmission dit « Code Q » des amateurs- émetteurs	4
1.13 Répartition des indicatifs d'appel par nationalités	6
1.14 Code des couleurs RETMA	8
1.141 Résistances normalisées.	8
1.142 Condensateurs normalisés	9
1.15 Normes SNIR 1948 pour les récepteurs de radiodif- fusion	14
1.151 Condensateurs	14
1.152 Blocs HF de bobinages	15
1.16 Normes relatives à l'ensemble du matériel radio.	17
1.2 Principales publications intéressant la technique radio-électrique	17
1.21 Publications de l'UTE	17
1.22 Spécifications unifiées du CCTU.	18
1.221 Spécifications générales	18
1.222 Spécifications particulières	18
1.3 Correspondance entre la jauge américaine et les diamètres des fils	20

CHAPITRE 2

FORMULES D'ÉLECTRICITÉ PRATIQUE

2.1 Courant continu	21
2.11 Lois d'OHM et de KIRCHHOFF.	21
2.111 Loi d'OHM	21

2.1111	Différence de potentiel aux bornes d'une source.	21
2.112	Lois de KIRCHHOFF.	21
2.1121	Cas de deux circuits dérivés	21
2.1122	Loi des nœuds.	22
2.1123	Loi des mailles.	22
2.12	Loi de JOULE.	22
2.121	Puissance électrique fournie par une source, et transformée en chaleur	23
2.2	Courants alternatifs	23
2.21	Impédance	23
2.22	Réactance.	23
2.3	Lois fondamentales de l'induction	24
2.31	Inductance.	24

CHAPITRE 3

LES ÉLÉMENTS DES CIRCUITS

3.1	Les résistances	26
3.11	Définition.	26
3.12	Variation en fonction de la température.	26
3.13	Variation en fonction de la fréquence	27
3.14	Résistivité des principaux matériaux utilisés en radio et en électronique	28
3.15	Constitution des résistances	28
3.151	Résistances en aggloméré ou métallisées.	28
3.152	Résistances bobinées	29
3.16	Calculs simples relatifs aux résistances	30
3.161	Chute de tension.	30
3.162	Résistances de polarisation	30
3.163	Résistances chutrices d'écran.	30
3.164	Puissance dissipée dans une résistance	31
3.17	Mesure simplifiée des résistances	31
3.171	Grandes résistances.	31
3.172	Grandes et faibles résistances	32
3.18	Détermination de l'échauffement des éléments d'un élément; règles USE.	32
3.181	Exemple d'application de la formule.	33
3.182	Échauffements-limites admis par l'USE	34
3.183	Intensité maximum dans un conducteur	35
3.2	Les inductances	35
3.21	Constitution des inductances	35

3.22	Associations d'inductances (en l'absence d'inductance mutuelle)	35
3.221	Montage en série	35
3.222	Montage en parallèle	35
3.23	Pertes dans les bobinages à air.	36
3.24	Inductances à noyaux magnétiques.	37
3.241	Généralités.	37
3.242	Inductance d'un bobinage à noyau magnétique	38
3.243	Pertes dans les bobinages à noyau magnétique.....	38
3.2431	Noyau de fer.....	38
3.2432	Pertes par courants de FOUCAULT....	38
3.2433	Pertes par hystérésis	38
3.244	Noyaux à poudre de fer.	39
3.2441	Coefficient de température.....	39
3.245	Noyaux magnétiques non métalliques (fer-rites).....	39
3.246	Calcul des inductances à noyaux en matériaux magnétiques.	40
3.25	Encombrement des bobinages.....	40
3.251	Bobinages à noyaux magnétiques	40
3.252	Bobinages (inductances) à air.	40
3.26	Mesure rapide des inductances	41
3.27	Le ferroxidure.....	41
3.3	Les condensateurs	42
3.31	Condensateurs à air	42
3.311	Inductance propre d'un condensateur à air..	43
3.312	Condensateurs à air pour postes émetteurs ...	44
3.313	Coefficient de température des condensateurs à air.....	44
3.32	Condensateurs à diélectriques solides	45
3.321	Propriétés des principaux diélectriques.	46
3.322	Condensateurs au Styroflex (polystyrène) ...	48
3.323	Condensateurs au mica	48
3.324	Condensateurs au papier.....	48
3.3241	Durée de service des condensateurs au papier	49
3.3242	Résistances d'isolement	49
3.3243	Imprégnation.	50
3.325	Condensateurs céramiques.	50
3.326	Condensateurs au bioxyde de titane	50
3.327	Vérification de la résistance d'isolement.	51
3.33	Circuit équivalent à un condensateur aux fréquences élevées.....	51

3.34	Influence des variations de température sur les condensateurs	52
3.35	Tensions d'essai et de service.....	52
3.36	Condensateurs électrochimiques ou électrolytiques..	53
3.361	Types de condensateurs électrolytiques	53
3.362	Propriétés de condensateurs électrolytiques. . .	53
3.363	Mesure du courant de fuite d'un condensateur électrochimique.	54
3.37	Mesure rapide d'une capacité.....	54
3.38	Valeurs à choisir pour les condensateurs à insérer dans les montages radioélectriques	56
3.39	Formules fondamentales relatives aux condensateurs .	56
3.391	Définitions.....	56
3.392	Calcul de la capacité de condensateurs de formes diverses	57
3.3921	Condensateur à lames plates parallèles.	57
3.3922	Condensateurs constitués par deux sphères concentriques.	57
3.3923	Capacité d'un fil isolé par rapport au sol supposé conducteur	57
3.3924	Capacités entre deux fils parallèles éloignés du sol.	57
3.3925	Capacité entre deux fils parallèles rapprochés du sol	58
3.3926	Capacité d'un câble coaxial.	58
3.393	Couplages de condensateurs	58
3.3931	Couplage en parallèle	58
3.3932	Couplage en série	58
3.4	Les transformateurs	59
3.41	Transformateurs d'alimentation.	59
3.411	Relations fondamentales.....	59
3.412	Tableau permettant de calculer l'encombrement d'un bobinage en fil de cuivre.....	64
3.413	Calcul simplifié d'un transformateur d'alimentation	66
3.4131	Détermination des caractéristiques ..	66
3.4132	Détermination des diamètres des conducteurs.....	66
3.4133	Le circuit magnétique	66
3.4134	Pertes dans le noyau, induction maximum.	67
3.4135	Calcul du nombre de spires des divers enroulements du transformateur.	67

3.4136	Mise en place des enroulements	67
3.4137	Calcul des pertes dans le cuivre	68
3.4138	Calcul des pertes dans le fer	68
3.4139	Calcul du rendement	68
3.414	Caractéristiques des transformateurs d'alimen- tation sur secteur	70
3.4141	Radiodiffusion.	70
3.4142	Télévision (voir supplément).	70
3.42	Transformateurs HF apériodiques.	70
3.43	Étude et réalisation des transformateurs basse-fré- quence et des inductances à fer	70
3.431	Principes.	70
3.432	Réalisation d'un primaire de transformateur basse fréquence ou d'une inductance à fer.	71
3.4321	Inductance d'un enroulement sur cir- cuit magnétique fermé.	71
3.4322	Cas d'un transformateur avec entre- fer	73
3.4323	Pertes dans le fer	74
3.4324	Réduction de la distorsion aux très basses fréquences	75
3.4325	Capacité répartie au secondaire du transformateur	76
3.4326	Inductance de fuite	76
3.4327	Rôle de l'inductance de fuite	78
3.4328	Modes pratiques de bobinage des transformateurs BF	78
3.433	Constantes des transformateurs aux fréquences acoustiques élevées.	78
3.4331	Cas où le transformateur débite sur une grande résistance (non shunté)	79
3.4332	Cas où le transformateur débite sur une résistance finie (secondaire shunté).	81
3.434	Calcul pratique du transformateur BF	81
3.4341	Cas d'un primaire de transformateur de couplage parcouru par un cou- rant continu.	81
3.4342	Choix du fil	83
3.4343	Exemple de calcul.	85
3.4344	Calcul d'un transformateur de sortie	87
3.44	Adaptation d'impédances (en basse fréquence) par transformateur	90
3.441	Adaptation à l'impédance du tube de sortie.	90

3.4411	Triode.	90
3.4412	Pentode ou tube à faisceaux dirigés .	91
3.442	Adaptation de la charge à un tube	92
3.4421	Triode.	92
3.4422	Pentode	92
3.443	Transformation d'impédance par transforma- teur	92

CHAPITRE 4

LES TUBES ÉLECTRONIQUES A VIDE ET LES DISPOSITIFS SIMILAIRES A SEMI-CONDUCTEURS

4.1	Notions sommaires sur les électrons	93
4.11	Données numériques relatives à l'électron	93
4.2	Les diodes	94
4.21	Les diodes à vide	94
4.211	Diodes détectrices.	94
4.212	Diodes redresseuses.	96
4.2121	Montages redresseurs	95
4.22	Les diodes à cristaux.	95
4.221	Les diodes à cristaux pour hyperfréquences..	96
4.2211	Cristaux détecteurs proprement dits.	98
4.2212	Cristaux à tension inverse élevée. ...	98
4.2213	Cristaux détecteurs utilisés pour les radars, etc.	99
4.222	Les diodes redresseuses à semi-conducteurs par courants forts	100
4.3	Les triodes	100
4.31	Les triodes à vide	100
4.4	Les tubes à électrodes multiples	102
4.41	Les tétrodes, ou tubes à grille-écran	102
4.411	Les tétrodes à faisceaux dirigés	102
4.42	Les pentodes	103
4.43	Les tubes à pente variable	105
4.44	Les hexodes	105
4.441	L'hexode régulatrice.	105
4.442	L'hexode modulatrice.	106
4.45	Les heptodes à pentagrilles.	106
4.451	Les heptodes amplificatrices à pente variable .	107
4.46	Les octodes	107
4.5	Les tubes complexes	108
4.51	La triode hexode.	108
4.52	La diode combinée	108

4.6	Catalogue sommaire des principaux tubes utilisés en radiotechnique et en électronique	108
4.61	Les tubes à culot sept broches	109
4.62	Les tubes à culot octal.	112
4.63	Les tubes RIMLOCK	122
4.64	Les tubes NOVAL	123
4.65	Les tubes subminiatures	130
4.7	Caractéristique et emploi des tubes électroniques	132
4.71	Coefficients classiques.	132
4.72	Pente de conversion	133
4.73	Les capacités interélectrodes.	135
4.731	Neutralisation de la capacité grille anode des triodes (neutrodynation)	135
4.732	Conductance d'entrée des pentodes	136
4.7321	Capacité d'entrée	138
4.7322	Influence de la contre-réaction sur l'admittance d'entrée	138
4.74	Courants de fuite dans un tube électronique.	139
4.75	Tube à émission secondaire.	139
4.76	Résistance équivalente de bruit de fond.	139
4.761	Cas de la diode	140
4.762	Cas de la triode.	140
4.763	Cas d'un tube multigrille.	140
4.764	Bruit de fond dans les amplificateurs	141
4.765	Résistances équivalentes de bruit de fond à la grille de divers tubes	142
4.766	Bruit de fond engendré par des résistances.	142
4.77	Ronflements et leur suppression.	142
4.78	Vérification de l'état des tubes.	143
4.781	Réalisation d'un lampemètre simplifié.	143
4.782	Mesure simplifiée des caractéristiques des tubes.	144
4.7821	Mesure des tensions des diverses électrodes	145
4.7822	Mesure du coefficient d'amplification (triodes principalement).	145
4.7823	Détermination de la résistance intérieure (triodes principalement)	146
4.7824	Cas des tubes complexes	146
4.79	Sources classiques de ronflement dans les tubes électroniques et moyens d'y remédier	147
4.8	Les dispositifs à semi-conducteurs	148
4.81	Les triodes à semi-conducteurs	149
4.811	Les transistors à contacts	149

4.812	Les transistors jonction.....	150
4.82	Quelques conseils pratiques pour l'emploi des transistors et le dépannage des circuits à transistors.....	150
4.83	Les trois montages fondamentaux de transistors à jonction.....	152
4.831	Le montage émetteur commun.....	152
4.8311	Gain en tension.....	153
4.8312	Gain en courant.....	153
4.8313	Gain en puissance.....	153
4.8314	Résistance d'entrée d'un transistor monté en E.C.....	153
4.8315	Résistance de sortie d'un transistor monté en E.C.....	154
4.8316	Adaptation.....	154
4.832	Montage base commune.....	154
4.8321	Le gain en tension.....	155
4.8322	Gain en courant.....	155
4.8323	Gain en puissance.....	155
4.8324	Variation de la résistance d'entrée R_e du transistor en fonction de la résistance R_L de charge du collecteur..	155
4.8325	Variation de la résistance de sortie R_s du transistor en fonction de la résistance R_a de la source du signal....	156
4.833	Montage « collecteur commun ».....	156
4.8331	Gain en tension.....	156
4.8332	Gain en courant.....	157
4.8333	Gain en puissance.....	157
4.8334	Résistance d'entrée.....	157
4.8335	Résistance de sortie.....	157
4.834	Repérage des électrodes.....	157
4.835	Représentation de trois montages fondamentaux à transistors et des circuits correspondants à tubes électroniques.....	158
4.84	Fonctionnement et emploi pratique du transistor.....	158
4.841	Les modes de commande d'un transistor.....	160
4.8411	Commande en courant.....	160
4.8412	Commande adaptée.....	161
4.8413	Amplification en tension.....	161
4.842	Polarisation des transistors.....	162
4.843	Les réseaux de courbes caractéristiques.....	164
4.8431	Valeurs limites à ne pas dépasser dans l'emploi pratique des transistors.....	164
4.8432	Courant thermique d'un transistor...	165

4.85	Emploi pratique des réseaux de courbes caractéristiques.	167
4.851	Réseau de caractéristiques de sortie.....	167
4.852	La droite de charge.....	169
4.853	Réseau de caractéristiques d'entrée.....	170
4.854	Droite d'attaque.....	170
4.86	Bruit de fond.....	172
4.9	Récepteurs radio à transistors	173
4.91	Détection.....	173
4.911	Détection par transistor avec régulation automatique amplifiée.....	174
4.912	Détecteur à réaction.....	176
4.913	Amplificateurs à fréquence intermédiaire.....	177
4.9131	Relation entre la régulation automatique de niveau et la sélectivité des amplificateurs FI.....	178
4.92	Changement de fréquence par transistors.....	180
4.93	Collecteurs d'ondes.....	181
4.94	Exemples de réalisation de récepteurs à transistors...	181

CHAPITRE 5

**CONSIDÉRATIONS PRATIQUES
SUR LES CIRCUITS**

5.1	Les circuits simples	182
5.11	Les circuits résonnants (ou série).....	182
5.12	Les circuits antirésonnants (ou parallèles).....	183
5.121	Étude de la résonance parallèle dans le cas des circuits à prises. Adaptation d'impédance ..	185
5.122	Sélectivité.....	185
5.13	Calcul de la longueur d'onde et de la fréquence de résonance d'un circuit accordé.....	188
5.131	Fréquences.....	188
5.132	Longueurs d'ondes.....	188
5.14	Calcul rapide d'une impédance inductive ou capacitive.....	190
5.141	Inductance.....	190
5.142	Capacité.....	190
5.15	Conversion des longueurs d'onde en fréquences, et vice-versa.....	191
5.2	Généralités sur le couplage de deux circuits	191
5.21	Couplage par induction.....	191
5.22	Couplage par capacité.....	192
5.23	Couplage critique.....	193

5.24	Gain en tension au secondaire	193
5.3	Calculs relatifs aux circuits couplés	194
5.31	Le transformateur.....	194
5.32	Étude simplifiée des circuits couplés	195
5.4	Découplages dans les amplificateurs à plusieurs étages	199
5.41	Couplage par impédance anodique.....	200
5.42	Suppression de la réaction et du « motor-boating »... ..	200
5.43	Suppression des couplages parasites (HF et BF).	201
5.5	La contre-réaction (ou rétroaction) en basse fréquence	202
5.51	Avantages de la contre-réaction.	202
5.52	Types divers de contre-réaction	205
5.521	Contre-réaction proportionnelle du courant	205
5.522	Contre-réaction proportionnelle à la tension	205
5.53	Cas d'un amplificateur complexe	206
5.531	Contre-réaction en tension.....	206
5.532	Contre-réaction en courant.....	207
5.533	Contre-réaction mixte	207
5.534	Montage à tension de sortie constante	208
5.5341	Montage à contre-réaction mixte en double pont.....	208
5.54	Utilisation pratique de la contre-réaction pour modifier la courbe de réponse d'un amplificateur.....	214

CHAPITRE 6

ANTENNES ET AÉRIENS (Considérations pratiques)

6.1	Généralités sur les antennes	216
6.11	Hauteur effective (ou de rayonnement) d'une antenne. ..	216
6.111	Hauteur effective d'une antenne dans quelques cas simples.	217
6.12	Résistance de rayonnement d'une antenne.....	218
6.13	Calcul des constantes d'une antenne	218
6.131	Capacités	218
6.132	Impédances	219
6.1321	Cas d'un fil vertical	219
6.1322	Cas d'un fil horizontal	219
6.1323	Cas de plusieurs fils	219
6.1324	Types d'antennes plus complexes....	221
6.133	Longueurs d'ondes fondamentales et capacités d'antennes diverses.	222

6.2	Antennes à large bande (pour télévision, etc...)	223
6.21	Antennes pour télévision.	225
6.3	Radiogoniométrie	227
6.31	Principes.	227
6.32	Radiogoniomètre à cadre.	228
6.321	Compensation et blindage d'un cadre.	228
6.33	Radiogoniomètre à cadres croisés.	230
6.331	Radiogoniomètre BELLINI-TOSI.	230
6.332	Radiogoniomètre ADCOCK	230
6.34	Aides diverses à la navigation aérienne.	231
6.341	Radorange	231
6.342	Altimètre absolu.	232
6.4	Adaptation des feeders (lignes d'alimentation) aux antennes	233
6.41	Notions sur les feeders.	233
6.42	Adaptation à l'antenne	233
6.421	Feeders à circuit accordé.	233
6.422	Ligne quart d'onde.	235
6.423	Tronçon de ligne d'adaptation.	235
6.424	Dispositifs simples	235
6.425	Transformateurs éleveurs ou abaisseurs	235
6.426	Ligne exponentielle.	204
6.4261	Fréquence de coupure de la ligne exponentielle.	236
6.427	Dispositif permettant d'adapter un coaxial à une ligne bifilaire d'impédance quadruple ..	237

RAPPEL : SOMMAIRE DU TOME II

CHAPITRE 7

AMPLIFICATION ET MODULATION

CHAPITRE 8

LES OSCILLATEURS

CHAPITRE 9

**DÉTECTION. CHANGEMENT DE FRÉQUENCE.
REDRESSEMENT DES COURANTS ALTERNATIFS**

CHAPITRE 10

LE RÉCEPTEUR D'ONDES RADIOÉLECTRIQUES

CHAPITRE 11

**NOTIONS SOMMAIRES
SUR LES ÉMETTEURS RADIOÉLECTRIQUES**

CHAPITRE 12

MODULATION DE FRÉQUENCE

CHAPITRE 13

**L'ENREGISTREMENT MAGNÉTIQUE
ET LA STÉRÉOPHONIE**

CHAPITRE 14

LA TÉLÉVISION

CHAPITRE 15

**DÉPANNAGE DES RÉCEPTEURS
DE RADIODIFFUSION ET TÉLÉVISION**

CHAPITRE 16

LES MESURES SIMPLES EN RADIOTECHNIQUE

CHAPITRE 17

RÉGLEMENTATIONS DIVERSES

INDEX ALPHABÉTIQUE

Les chiffres droits se rapportent au tome I ;
les chiffres *italiques* au tome II.

A	Pages		Pages
Accord automatique des récepteurs	79	Amplificateurs classe AB....	22
Adaptation de la descente d'antenne à un poste de télévision.	145	— classe C	22
— des feeders aux antennes	233	— à excitation grille	3
— des impédances (en basse fréquence) par transformateur	90	— pour cellules photoélectriques.	37
Alignement des circuits d'un (récepteur) super hétérodyne.....	98, 100	— vidéo-fréquence	1
Alimentation des émetteurs radio	103	Amplification	160
Alimentation des récepteurs radio	83	— de la HF modulée	27
— — par batteries.	83	Antennes et aériens (généralités).....	216
— — par vibreur.	84	— à large bande, pour télévision	223, 225
— — secteur	85	— spéciales pour télévision	225
Altimètre absolu	232	Appareils de mesure redresseurs	213
Amplificateur linéaire Dcherty	28	— — à couple thermique	213
— à courant continu	33	Autorisation d'émettre pour les radio amateurs.....	252
— à courant continu à un étage	33	B	
— à courant continu à plusieurs étages	35	Bandes magnétiques (Les) ...	131
Amplificateurs et bases de temps dans un poste de télévision ..	149, 152	Bases de temps pour télévision	164
— classe A.	7	Blocage d'un changeur de fréquence.....	69
— push-pull classe A....	15	Branchement d'un enregistreur magnétique sur un récepteur radio.....	135
— classe B.	17	Bruit de fond dans les amplificateurs.....	141
— push-pull classe B	19	— — des transistors ...	172

C

Calcul de la capacité de condensateurs de formes diverses.	57	Code Q des amateurs émetteurs	4
— des constantes d'une antenne.	218	Codes standards et normes..	1
— de la longueur d'onde et de la fréquence d'un circuit accordé.	188	Collecteurs d'ondes pour..... postes à transistors	181
— pratique du transformateur BF	81	Collecteur d'ondes en télévision	140
— rapide d'une impédance inductive ou capacitive	190	Commande automatique de volume (antifading)	81
Calculs relatifs aux circuits couplés par induction mutuelle	194	— — de volume amplifiée et différée..	83
— simples relatifs aux résistances	30	— — simple	81
— simplifié d'un transformateur d'alimentation	66	Commande des transistors (Modes de)	160
Capacités interélectrodes des tubes électroniques	135	Comparaison des fréquences..	198
Caractéristiques des transformateurs d'alimentation.	70	Condensateurs (Les)	42
Cathode follower	6	— à air	43
C.C.T.U. (Spécifications unifiées du).....	18	— à diélectrique solide ..	45
Changement de fréquence ...	65	— au bioxyde de titane..	50
— — par deux tubes. ...	66	— céramiques	50
— — par un seul tube..	66	— électrochimiques (ou électrolytiques)	63
— — par transistor. ...	180	— au papier.....	48
— — par octode.....	69	— au styroflex	48
— — par triode-hexode.	68	Condition d'entretien d'un oscillateur.	46
Charge anodique d'un amplificateur (Détermination de la).	4	Conductance d'entrée des pentodes	137
— cathodique (Montage à)	6	Contre-réaction en BF	202
Circuits antirésonnants (parallèle)	183	Convertisseurs (tuners) pour la modulation de fréquence.	124
— couplés (généralités) ..	191	Couplage critique.....	193
— résonnants (série)	182	— des circuits d'un émetteur à l'antenne. ...	104
— simples	182	— d'un émetteur à une antenne ondes courtes	105
Circuit thermique d'un transistor	165	Couplages entre étages dans les amplificateurs.	8
Codes des couleurs américains R.E.T.M.A. (résistances et condensateurs).	8	Couplage par capacité.....	192
Code Morse.	1	— par impédance anodique	200
		Courants alternatifs	23
		Courant continu.....	21
		Courants de fuite dans un tube électronique	139
		Courbes de variation de capacité des condensateurs S.N.I.R. normalisés.	13

D

Découplages dans les amplificateurs à plusieurs étages. 199
 Découplage des circuits d'un récepteur radio. 96
 Déformations de l'image et défaut de concentration du spot en télévision. 169
 Dépannage des circuits à transistors (conseils pratiques). 150
 — des récepteurs de radio-diffusion (notions sommaires) 181
 Descente d'antenne pour télévision. 143
 Détecteurs à semi-conducteurs 64
 Détecteur à hexode ou ennéode en modulation de fréquence 120
 — limiteur à pentode pour modulation de fréquence. 122
 — de rapport pour modulation de fréquence . 119
 Détection linéaire (par diode). 60
 — par triode 62
 — de puissance (par l'anode) 62
 — quadratique 61
 — des signaux faibles. 61
 — Sylvania 63
 — par transistors 173
 — — à réaction 176
 — — avec régulation automatique du niveau 174
 Détermination des caractéristiques de modulation d'une onde 201
 — de l'échauffement d'un ensemble (Règles concernant la) 32
 Diélectriques (Propriétés des principaux). 46
 Diodes. 94
 — à cristaux semi-conducteurs 96
 — à vide 94
 — redresseuses 95

Discriminateur d'ondes modulées en fréquence... 115
 — de phase pour ondes modulées en fréquence. 118
 Dispositifs à semi-conducteurs 93, 148
 Droite de charge (transistors). 169

E

Échauffements limites admis par l'U.S.E. 34
 Écouteur téléphonique (L).. 87
 Effet antiparasite de la modulation de fréquence. 111
 Effet pelliculaire (variation de la résistance d'un conducteur en fonction de la fréquence) 27
 Éléments principaux d'un enregistreur magnétique. 129
 Émetteurs de radiotélégraphie 109
 Émission en modulation de fréquence 114
 — radioélectrique d'amateur 250
 — — — (Réglementation de l') . 250
 — — — (Longueurs d'ondes réservées à l'). 251
 Encombrement des bobinages. 40
 Enregistrement magnétique des sons. 129
 Étages à fréquence intermédiaire et détecteur d'image (réalisation pratique) en télévision. 159
 Étages haute fréquence et changeur de fréquence en télévision. 258
 Étude des formes d'onde. 201
 — simplifiée des circuits couplés (Béthenod) . 195

F

Feeders (Notions sur les) 223
 Ferroxidure 41
 Fonctionnement et emploi pratique des transistors ... 158

Formules d'électricité pratique 21
 — fondamentales relatives aux condensateurs. 56

G

Gain en tension des circuits couplés 193
 Générateurs hyperfréquences (pour ondes centimétriques et millimétriques) 54
 Glissement de fréquence d'un changeur de fréquence 69
 Grille à la masse (Montage).. 7

H

Haut-parleur (électro) dynamique 87
 Hauteur effective d'une antenne 216
 Heptodes amplificatrices 106
 — à pente variable. 107
 Hexodes 105
 — modulatrices. 106
 — régulatrices. 105

I

Impédance 23
 Indicatifs d'appel par nationalités des amateurs émetteurs 6
 Inductance(s). 24, 35
 Inductances à fer (étude et réalisation) 70
 — à noyaux magnétiques. 37
 — — en ferrites 39
 — — en poudre de fer. 39
 Inductance propre d'un condensateur à air. 43

J

Jauge américaine et les diamètre des fils (Correspondance entre la). 20

K

Klystron reflex. 58

L

Lampes (tubes) électromètres. 37
 Lampe phare (Light house tube) 54
 Lecteur (pick-up) électrodynamique 87
 — — électromagnétique. 87
 Ligne exponentielle. 236
 Limiteur en modulation de fréquence 115
 Lois fondamentales de l'induction 24
 Loi de Joule. 22
 — de Kirchhoff. 21
 — d'Ohm. 21

M

Mesure(s) rapide des inductances 41
 — rapide d'une capacité . 54
 — du courant de fuite d'un condensateur. . 54
 — simplifiée des résistances 31
 — des caractéristiques des tubes électroniques . 144
 — des faibles capacités .. 210
 — des capacités en HF.. 231
 — des inductances en HF. 231
 — des résistances et impédances en HF. 232
 — des très faibles capacités en HF. 235
 — HF par substitution ou double pesée. 237
 — en courant alternatif, des inductances et des inductances mutuelles, des capacités et des résistances. 204
 — au pont de Wheatstone. 204
 — radioélectriques aux fréquences relativement basses 203
 — simples en radiotechnique 197

Mesure(s) de l'inductance d'un enroulement parcouru par un courant continu 210

— précise de l'inductance L et de la capacité C_0 répartie d'un enroulement 236

— dynamique des caractéristiques d'un tube électronique 242

— du coefficient d'amplification d'un tube électronique 243

— de la pente d'un tube électronique 243

— de la résistance interne d'un tube électronique 242

— de la résistance (effective) des circuits accordés 238

— du taux d'harmoniques en BF 222

— de distorsion en BF... 224

— des intensités, puissances et tensions.. 213

— des grandes intensités. 215

— de fréquence. 228

— de phase 225

— de puissances 220

Méthode (de mesure) des trois ampèremètres. 215

Méthodes de mise au point d'un circuit. 88

Mise à la terre de Wagner... 208

Modulation par absorption 44, 108

— par l'anode (Heising) 42, 109

— en amplitude 40

— à courant constant ... 109

— de fréquence. 111

— par la grille. 41, 109

— par le suppressor . 44, 108

Montages fondamentaux des transistors à jonction (émetteur commun, base commune, collecteur commun) et leurs caractéristiques ... 153

Multiplicateurs de fréquence . 21

Multivibrateur 151

N

Neutrodynation des tubes électroniques. 135

Normes relatives à l'ensemble du matériel radio ... 17

— S.N.I.R. (récepteur de radiodiffusion) 14

Notions sur la télévision en couleurs. 178

O

Obtention d'une large bande passante dans les récepteurs de télévision à plusieurs étages 153

Octode. 107

Ohmmètres. 204

Ondulations du courant redressé, leur filtrage..... 74

Oscillateur(s) accordé par une résistance 52

— Dynatron 52

— à klystron. 58

— à magnétron. 57

— à relaxation 49

— à résistances capacités. 49

— à transistors 53

— à tubes électroniques.. 46

— de Barkhausen..... 55

— classe A. 46

— Colpitts 49

— de Gill et Mcrell..... 56

— Hartley 49

— de Pierret 57

Oscilloscope cathodique et les mesures (L') 197, 220

P

Pentagrilles..... 107

Pente de conversion (d'un tube changeur de fréquence) 133

Pentodes. 103

Pertes dans les bobinages à air. 36

— — à noyaux magnétiques..... 38

Pertes d'un condensateur à air 43

Pervéance d'un tube (électronique) 133

Tétrapodes (à grille écran).....	102	Tubes à électrodes multiples.	102
— (à faisceaux dirigés)..	102	— à émission secondaire..	139
Transformateurs	59	Tube image orthicon.....	171
— d'alimentation	59	Tubes Noval (9 broches).....	123
— HF apériodiques	70	— à onde progressive....	59
— basse fréquence (étude et réalisation).	70	— à pente variable.....	105
Transformation d'impédance par transformateur	92	— pour amplificateurs de télévision.....	150
Transistors à contacts ou à pointe	148	— de prise de vues en télé- vision.....	170
— à jonction	149	— à réactance (modula- tion de fréquence) ..	116
— (emploi des)	150	— Rimlock	122
Triode(s)	100	— subminiatures.....	130
— -hexode	108		
— à semi-conducteurs ...	148	U	
— à vide	101	U.T.E. (Publications de l')... ..	17
Tubes électroniques à vide (ou simplement « tubes »).....	93	Utilisation de la contre-réac- tion pour modifier la courbe de réponse d'un amplifica- teur	214
Tube (cathodique) à déviation électrostatique	167		
— à déviation électroma- gnétique	167	V	
Tube cathodique en télévision (Le)	166	Vérification de l'état des tubes électroniques	143
Tubes complexes	108	— de la résistance d'isole- ment des condensa- teurs	51
— Tubes à culot 7 broches	109	Voltmètre à diode	216
— octal.....	112	— électronique	215
— à dispositifs utilisant la photoconductibilité (Vidicon, etc.)	173		
— électroniques (caracté- ristiques et emploi). ..	132		

CHAPITRE PREMIER

CODES, STANDARDS ET NORMES

1.1 CODES ET STANDARDS

1.11 Code Morse

Il existe deux codes « Morse », l'euro péen et l'américain.

LETTRES

LETTRE	TRANSCRIPTION		LETTRE	TRANSCRIPTION	
	code européen	code américain		code européen	code américain
a	. —	. —	m	— —	— —
ä	. — . —		n	— .	— .
à	. — . — . —		ñ	— — . — —	
á	. — . — . —		o	— — — —	. .
b	— . . .	— . . .	ö	— — — — .	
c	— . —	p	. — — —
ch	— — — — —		q	— — — . —	. . — —
d	— . . .	— . . .	r	. —
e	s
é	. . — — . .	t	—	—
f	. . — — . .	u	. . —	. . —
g	— — — .	— — — .	ü	. . — — —	
h	v	. . . — —	. . . — —
i	w	. — — —	. — — —
j	. — — — —	. — — — .	x	— . — — —
k	— — — —	— . — —	y	— . — — —
l	. — . . .	—	z	— —

CHIFFRES

	CODE EUROPÉEN		CODE AMÉRICAIN
	signaux normaux	signaux abrégés	
1	. - - - - -	. -	. - - - .
2	. . - - - -	. . -	. . - . .
3	. . . - - -	. . . -	. . . - .
4 - - -
5	- - - - -
6	-	-
7	- -	- -	- - - . .
8	- - - . . .	- - - . .	- - - . .
9	- - - - .	- - .	- - . - -
0	- - - - -	-	-

PONCTUATION ET SIGNES CONVENTIONNELS

SIGNE DE PONCTUATION (DÉNOMINATION)	TRACÉ ET TRANSCRIPTION	
	code européen	code américain
Point	(.) 	(.) .. — — — ..
Point-virgule. . .	(;) — — — — —	(;)
Deux points. . . .	(:) — — — — —	(:) — — — — —
Virgule.	(,) . — — — —	(,) . — — — —
Point d'interrogation ou demande de répétition. . . .	(?) . . — — — . .	(?) — . . — . .
Point d'exclamation.	(!) — — — — —	(!) — — — — —
Apostrophe	(') . — — — — .	(')
Trait d'union . . .	(-) — —	(-)
Barre de fraction	(/) —	(/)
Parenthèses. . . .	() — —	()
Guillemets	(" ") . — — — — .	(" ")
Souligné. — — — — . . .
Commencement.		. . . — — . . .
Fin — — . . .
Appel de transmission		— — — — —
Double trait.		— — — — —
Fin de communication — — — .
Erreur
Invitation à transmettre		— — — — —
Attente
Reçu — — .
Signal de détresse (SOS). — — —
Toutes stations.		— — — . — — — — —
Fin de travail. — — — .
Dollar (\$)
Livre Sterling (£)
Lettre capitale
Point décimal.		— —
Paragraphe (§).		— — — — —
Pour cent (%).		— — — — —
&

La durée d'émission d'un trait est égale à celle de trois points. L'intervalle entre deux lettres est égal à un trait, et celui entre deux mots à huit points.

1.12 Code de transmission dit « Code Q » des amateurs-émetteurs.

Les signaux, constitués par des groupes de lettres, correspondent à des questions. Par extension ils servent à désigner l'objet de la question. Par exemple QRN qui signifie « êtes-vous brouillé » signifie également « brouillage » (sens dérivé).

Ci-dessous, les principaux signaux du code Q.

SIGNAL	QUESTION	RÉPONSE, AVIS, OU SENS DÉRIVÉ
QRA	Quel est le nom de votre station ?	Le nom de ma station est... Adresse.
QRB	A quelle distance, environ, vous trouvez-vous de ma station ?	La distance entre nos stations est de... milles marins (... milles, ou... kilomètres).
QRD	Où allez-vous et d'où venez-vous ?	Je vais à... et je viens de...
QRG	Quelle est ma fréquence (longueur d'onde) exacte en kc/s (ou m) ?	Votre fréquence (longueur d'onde) exacte est de... kc/s (ou... m).
QRH	Ma fréquence (longueur d'onde) varie-t-elle ?	Fréquence (longueur d'onde). Votre fréquence (longueur d'onde) varie. Variations de fréquence (longueur d'onde)
QRI	La tonalité de mon émission est-elle constante ?	La tonalité de votre émission varie. Tonalité. Note.
QRJ	Me recevez-vous mal ? Mes signaux sont-ils faibles ?	Je ne peux pas vous recevoir. Vos signaux sont trop faibles, Signaux faibles.
QRK	Quelle est la lisibilité de mes signaux (1 à 5) ?	La lisibilité de vos signaux est... (1 à 5). Lisibilité des signaux.
QRL	Êtes-vous occupé ?	Je suis occupé (ou : je suis occupé avec...). Prière de ne pas brouiller. Occupé.
QRM	Êtes-vous brouillé ?	Je suis brouillé. Brouillage, ennuis, etc.
QRN	Êtes-vous troublé par les atmosphériques ?	Je suis brouillé par les atmosphériques. Parasites atmosphériques.
QRO	Dois-je augmenter la puissance ?	Augmenter la puissance. Fort.
QRP	Dois-je diminuer la puissance ?	Diminuer la puissance. Faible. Petit.
QRQ	Dois-je transmettre plus vite ?	Transmettez plus vite (... mots par minute). Manipulation rapide.
QRS	Dois-je transmettre plus lentement ?	Transmettez plus lentement (... mots par minute). Manipulation lente.

SIGNAL	QUESTION	RÉPONSE, AVIS, OU SENS DÉRIVÉ
QRT	Dois-je cesser la transmission ?	Cessez la transmission. Cessation. Fin.
QRU	Avez-vous quelque chose pour moi ?	Je n'ai rien pour vous. Plus rien.
QRV	Êtes-vous prêt ?	Je suis prêt. Prêt.
QRW	Êtes-vous occupé ?	Je suis occupé.
QRX	Dois-je attendre ? A quel moment me rappellerez-vous ?	Attendez (ou attendez la fin de ma liaison avec...). Je vous rappellerai à... heure (ou aussitôt). Attente.
QRZ	Par qui suis-je appelé ? Qui m'appelle maintenant ?	Vous êtes appelé par...
QSA	Quelle est la force de mes signaux (1 à 5) ?	La force de vos signaux est... (1 à 5). Force des signaux.
QSB	La force de mes signaux varie-t-elle ?	La force de vos signaux varie. Fading. Évanouissement.
QSD	Ma manipulation est-elle correcte ? Mes signaux sont-ils nets ?	Votre manipulation est incorrecte. Vos signaux sont mauvais. Manipulation.
QSL	Pouvez-vous me donner accusé de réception ?	Je vous donne accusé de réception. Carte d'accusé de réception, lettre, etc.
QSO	Pouvez-vous communiquer avec... directement (ou par l'intermédiaire de...)?	Je puis communiquer avec... directement (ou par l'intermédiaire de...). Liaison bilatérale.
QST	Avez-vous reçu l'appel général ?	Appel général.
QSU	Dois-je transmettre (ou répondre) sur... kHz (ou... m) et/ou sur onde du type A1, A2 ou B ?	Transmettez (ou répondez) sur ...kHz (ou ... m) et/ou sur ondes du type A1, A2 ou B.
QSW	Voulez-vous transmettre sur... kHz (ou... m) et/ou sur ondes des types A1, A2, A3 ou B ?	Je vais transmettre (ou je transmettrai) sur... kHz (ou... m) et ou sur ondes du type A1, A2, A3 ou B.
QSX	Voulez-vous m'écouter ? (indication d'appel) sur... kHz (ou...m)	J'écoute... (indicatif d'appel) sur... kHz (ou... m). Écoute d'un autre correspondant sur une fréquence de...
QSY	Dois-je passer à la transmission sur... kHz (ou... m) sans changer de type d'onde ? Ou dois-je passer à la transmission sur une autre onde ?	Passez à la transmission sur... kHz (ou... m) sans changer de type d'onde, ou passer à la transmission sur une autre onde. Changement volontaire de fréquence.
QSZ	Dois-je transmettre deux fois chaque mot ou groupe ?	Transmettez chaque mot ou groupe deux fois. Transmission répétée de chaque mot.

1.13 Répartition des indicatifs d'appel par nationalités.

PAYS	INDICATIFS	PAYS	INDICATIFS
Chili.....	CAA-CEZ	République de Panama	HOA-HPZ
Canada	CFA-CKZ	République de Honduras	HQA-HRZ
Cuba	CLA-CMZ	Siam	HSA-HSZ
Maroc	CNA-CNZ	Nicaragua	HTA-HTZ
Cuba	COA-COZ	République de Salvador.....	HUA-HUZ
Bolivie.....	CPA-CPZ	État de la Cité du Vatican	HVA-HVZ
Colonies portugaises.	CQA-CRZ	France et colonies et protectorats.....	HWA-HYZ
Portugal.....	CSA-CUZ	Royaume de l'Arabie saoudite	HZA-HZZ
Uruguay	CVA-CXZ	Italie et colonies ...	I
Canada	CYA-CZZ	Japon	J
Allemagne.....	D	États-Unis d'Amérique	X
Espagne	EAA-EHZ	Norvège	LAA-LNZ
Irlande	EAI-EJZ	République Argentine	LOA-LWZ
Japon	EKA-EKZ	Luxembourg.....	LXA-LXZ
République de Libéria	ELA-ELZ	Bulgarie	LZA-LZZ
Japon	EMA-EOZ	Grande-Bretagne ...	M
Iran	EPA-EQZ	États-Unis d'Amérique	N
Japon	ERA-ERZ	Pérou.....	OAA-OCZ
Éthiopie	ETA-ETZ	Syrie et Liban.....	ODA-ODZ
Japon	EUA-EYZ	Autriche.....	OEA-OEZ
Allemagne.....	EZA-EZZ	Finlande	OFA-OJZ
France et colonies et protectorats.....	F	Tchécoslovaquie ...	OKA-OMZ
Grande-Bretagne ...	G	Belgique et colonies.....	ONA-OTZ
Hongrie.....	HAA-HAZ	Danemark.....	OUA-OZZ
Suisse	HBA-HBZ	Pays-Bas.....	PAA-PIZ
Équateur	HCA-HDZ	Curaçao.....	PJA-PJZ
Suisse	HEA-HEZ	Indes Néerlandaises.	PKA-POZ
Pologne	HFA-HFZ	Brésil	PPA-PYZ
Japon	HGA-HGZ		
République d'Haïti .	HHA-HHZ		
République Dominicaine	HIA-HIZ		
République de Colombie	HJA-HKZ		
Japon	HLA-HMZ		
Irak	HNA-HNZ		

PAYS	INDICATIFS	PAYS	INDICATIFS
Surinam.....	PZA-PZZ	Mexique.....	XAA-XFZ
(Abréviations).....	Q	Chine.....	XGA-XUZ
Union des Républiques Socialistes et Soviétiques.....	R	France et colonies et protectorats.....	XVA-XWZ
Suède.....	SAA-SMZ	Colonies portugaises.	XXA-XXZ
Pologne.....	SNA-SRZ	Birmanie.....	XYA-XZZ
Égypte.....	SSA-SUZ	Afghanistan.....	YAA-YAZ
Grèce.....	SVA-SZZ	Indes néerlandaises.	YBA-YHZ
Turquie.....	TAA-TCZ	Irak.....	YIA-YIZ
Guatemala.....	TDA-TDZ	Nouvelles-Hébrides.	YJA-YJZ
Costa-Rica.....	TEA-TEZ	Union des Républiques Socialistes et Soviétiques.....	YKA-YKZ
Islande.....	TFA-TFZ	Nicaragua.....	YNA-YNZ
Guatémala.....	TGA-TGZ	Roumanie.....	YOA-YRZ
France et colonies et protectorats.....	THA-THZ	République de El-Salvador.....	YSA-YSZ
Costa-Rica.....	TIA-TIZ	Yougoslavie.....	YTA-ZUZ
France et colonies et protectorats.....	TJA-TZZ	Vénézuéla.....	YVA-YWZ
Union des Républiques Socialistes et Soviétiques.....	U	Union des Républiques Socialistes et Soviétiques.....	YXA-YZZ
Canada.....	VAA-VGZ	Albanie.....	ZAA-ZAZ
Fédération australienne.....	VHA-VNZ	Colonies et protectorats britanniques.	ZBA-ZJZ
Terre-Neuve.....	VOA-VOZ	Nouvelle-Zélande...	ZKA-ZMZ
Colonies et protectorats britanniques.	VPA-VSZ	Colonies et protectorats britanniques.	ZNA-ZOZ
Indes Britanniques..	VT A-VWZ	Paraguay.....	ZPA-ZPZ
Canada.....	VXA-VYZ	Colonies et protectorats britanniques.	ZQA-ZQZ
Fédération australienne.....	VZA-VZZ	Union de l'Afrique du Sud.....	ZRA-ZUZ
États-Unis d'Amérique.....	W	Brésil.....	ZVA-ZZZ

1.14 Code des couleurs RETMA.

(RETMA = Association des constructeurs américains de matériel radio, électronique et de télévision.)

1.141 RÉSISTANCES NORMALISÉES

COULEUR	CHIFFRE SIGNIFICATIF	MULTIPLICATEUR	TOLÉRANCE (en %)
Noir	0	1	—
Marron	1	10	± 1
Rouge	2	100	± 2
Orange	3	1 000	± 3
Jaune	4	10 000	± 4
Vert	5	100 000	± 5
Bleu	6	1 000 000	± 6
Violet	7	10 000 000	± 7
Gris	8	100 000 000	± 8
Blanc	9	1 000 000 000	± 9
Or	—	0,1	± 5
Argent	—	0,01	± 10
Couleur du corps	—		± 20

Notes. — 1. Les résistances à fils axiaux sont isolées. Celles à conducteurs diamétraux ne sont pas isolées.
2. Ces couleurs et numéros de codes correspondent tous à des résistances en ohms.

Exemples d'utilisation du code (voir les fig. 1-1 à 1-5).

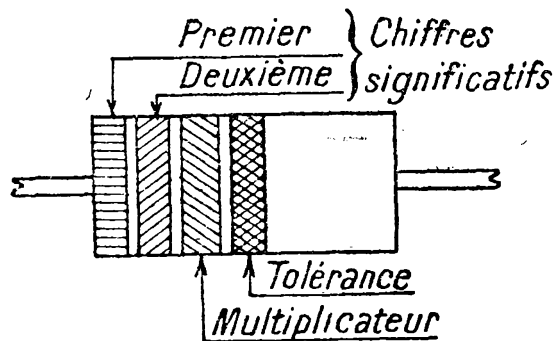


FIG. 1-1. — Premier code.

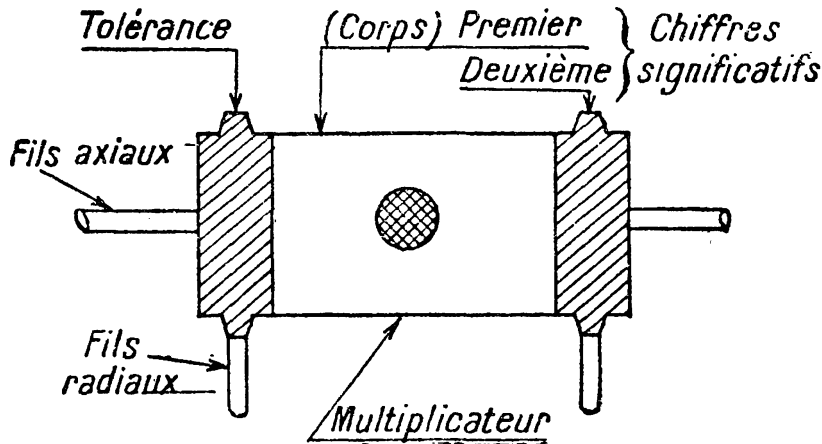


FIG. 1-2. — Deuxième code.

1.142 CONDENSATEURS NORMALISÉS

COULEUR	CHIFFRE SIGNIFICATIF	MULTIPLICATEUR	TOLÉRANCE (en %)	TENSION DE SERVICE (volts) en continu
Noir	0	1	± 20	500
Marron	1	10	1	100
Rouge	2	100	2	200
Orange	3	1 000	3	300
Jaune	4	10 000	4	400
Vert	5	100 000	5	500
Bleu	6	1 000 000	6	600
Violet	7	10 000 000	7	700
Gris	8	100 000 000	8	800
Blanc	9	1 000 000 000	9	900
Or	—	0,1	5	1 000
Argent	—	0,01	10	2 000
Couleur du corps	—	—	20	500

Notes. — 1. Les couleurs et lettres de code donnent les capacités en picofarads (pF).

2. Les condensateurs céramiques et au mica sont généralement prévus pour une tension de service de 500 volts en continu ; ceux du type bouton pour 300 volts, en général.

3. Les tolérances des condensateurs-boutons céramiques de plus de 10 pF sont indiquées directement sur ceux-ci.

4. La *caractéristique* des condensateurs « bouton » est une lettre qui a la signification indiquée ci-dessous.

COULEUR	CHIFFRE SIGNIFICATIF	MULTIPLICATEUR	TOLÉRANCE SUR LA CAPACITÉ		COEFFICIENT DE TEMPÉRATURE $\frac{dC}{C}$ (en millionèmes par degré)
			en % ($C > 10$ pF)	en pF ($C \leq 10$ pF)	
Noir	0	1	± 20	—	0
Marron	1	10	± 1	$\pm 0,1$	— 30
Rouge	2	100	± 2	—	— 80
Orange.....	3	1 000	—	—	— 150
Jaune.....	4	10 000	—	—	— 220
Vert	5	—	± 5	$\pm 0,5$	— 330
Bleu	6	—	—	—	— 470
Violet.....	7	—	—	—	— 750
Gris	8	0,01	—	$\pm 0,25$	+ 30
Blanc	9	0,1	± 10	1,0	+ 120 à — 750
Argent	—	—	—	—	Variation de température dans l'intervalle — 55 à + 85 °C inférieur à ± 25 % (RMA, caté- gorie 4) et à — 50, + 25 % (RMA, catégorie 5).

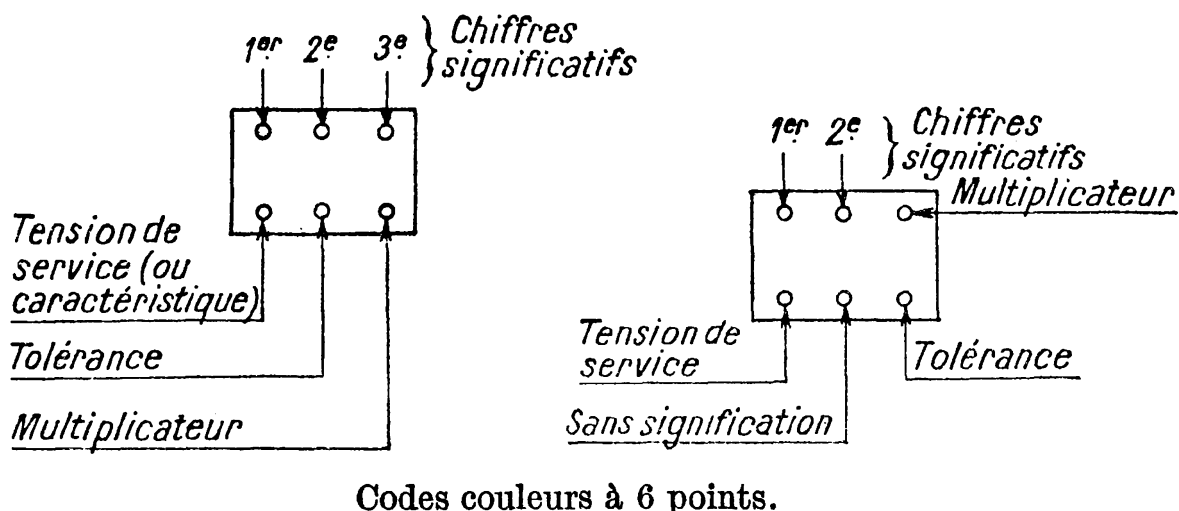
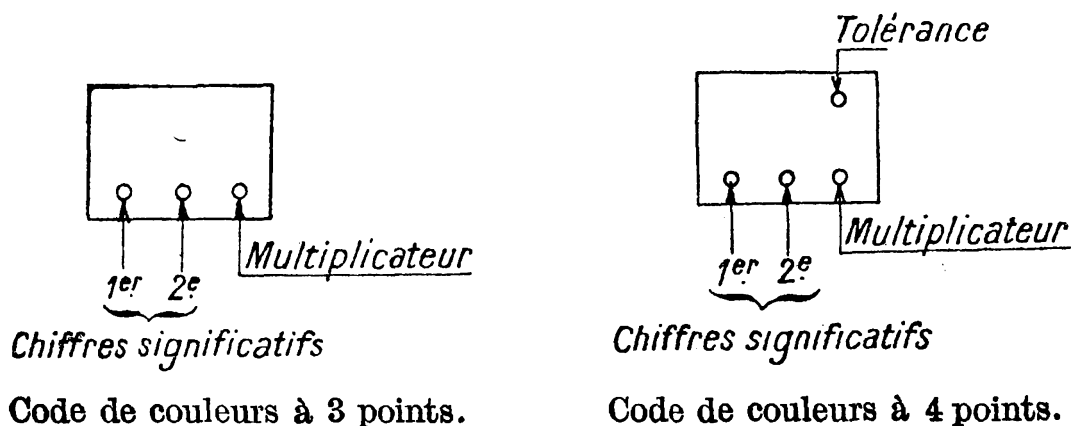


FIG. 1-3. — Code divers pour condensateurs au mica, au papier et à diélectrique céramique.

Exemples d'utilisation du code. — Même manière d'opérer que pour les résistances.

LETTRE CARACTÉRISTIQUE	LIMITES DU COEFFICIENT DE TEMPÉRATURE en 10^{-6} par degré	% MAXIMUM sur la capacité
C.....	± 200	$\pm 0,5\%$
D.....	± 100	$\pm 0,3\%$
C.....	- 20 à + 100	$\pm (0,1\% + 0,1 \text{ pF})$

Remarque. — Le code des couleurs de la figure 1-5 est assez particulier. La signification de ses divers éléments est donnée dans le tableau ci-contre.

A) Premier chiffre *orange* (3), deuxième chiffre *gris* (8), multiplicateur *rouge* ($\times 100$, ou deux zéros) indiquent une résistance de 3 800 ohms.

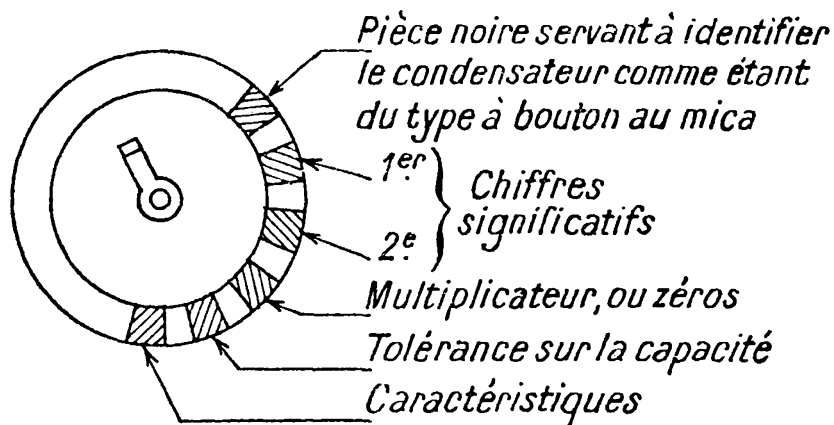


FIG. 1-4. — Condensateurs boutons à diélectrique mica.

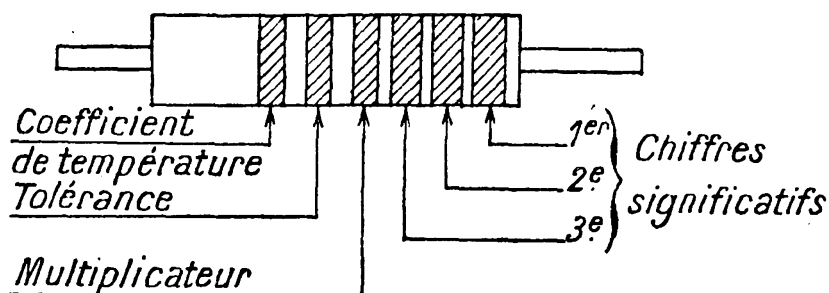
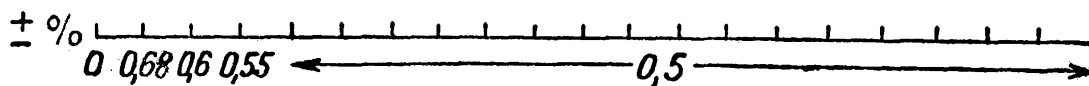
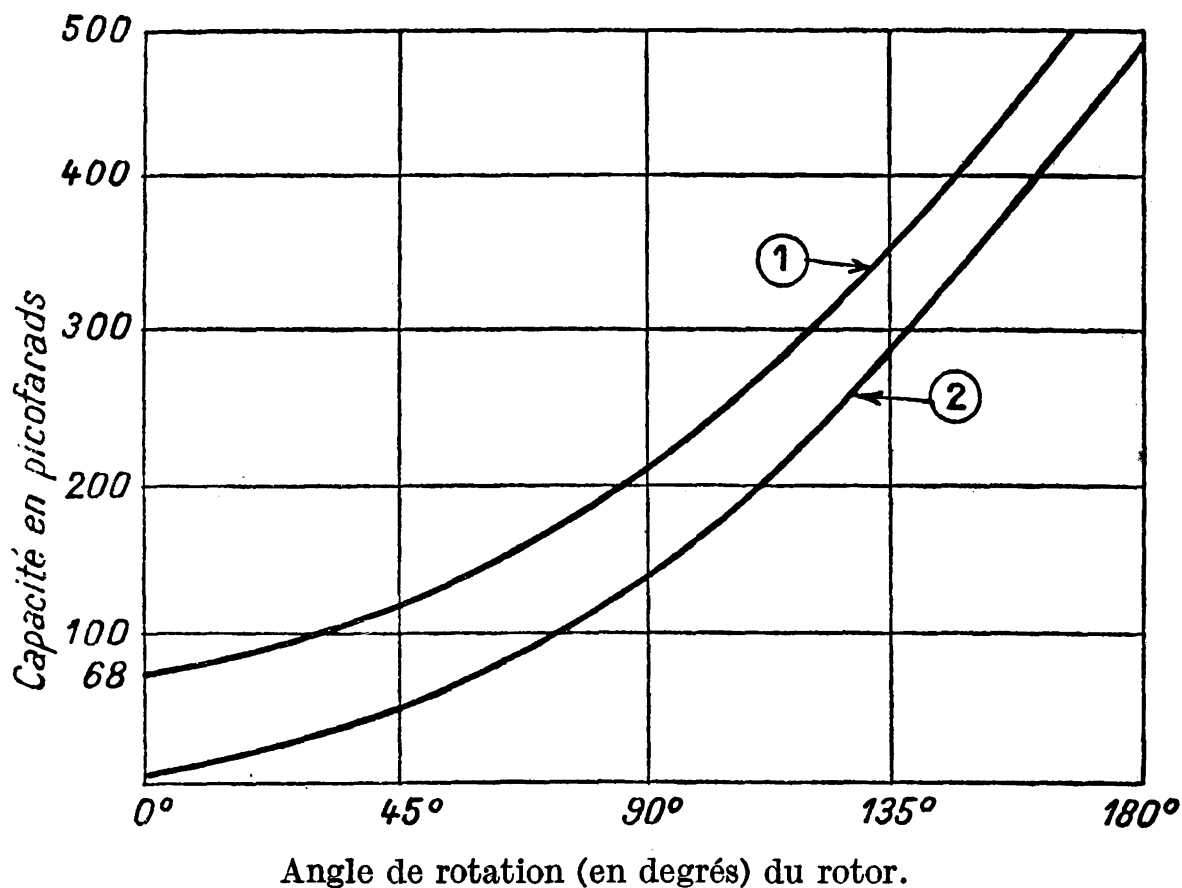
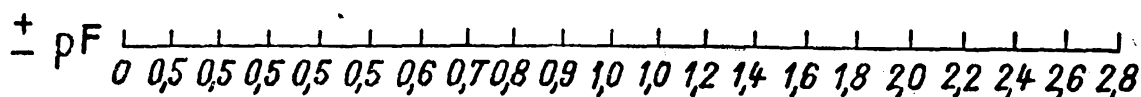


FIG. 1-5. — Condensateurs cylindriques à diélectrique céramique.

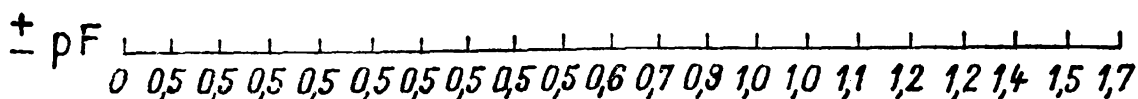
B) Premier chiffre *blanc* (9), deuxième chiffre *noir* (0), multiplicateur *noir* ($\times 1$ ou aucun zéro) indiquent une résistance de 90 ohms.



Tolérance maximum (en %) admise pour l'élément du condensateur multiple de référence, par rapport à l'étalon



Tolérance maximum (pF) admise par l'élément de référence par rapport à l'étalon.



Écarts maxima (pF) entre la capacité de l'élément de référence et celle des autres.

FIG. 1-6. — Courbes donnant : 1. La variation de la capacité totale (capacité utile + capacité résiduelle + 55 pF), et 2 de la capacité utile en fonction de l'angle de rotation pour un condensateur S. N. I. R. normalisé. (Normalisation de 1948)

1.15 Normes SNIR 1948 (récepteurs de radiodiffusion).

Pour faciliter la fabrication des cadrans, et diminuer les prix de revient des inductances et des condensateurs des postes récepteurs de radiodiffusion, le SNIR a établi en 1948 des normes à ce sujet.

1.151 CONDENSATEURS.

Un premier type (*fig. 1-6*) a une capacité utile maximum de 490 pF, avec une résiduelle inférieure à 13 pF ; sa courbe de capacité, normalisée, en fonction de l'angle de rotation est représentée sur la *figure 1-6*.

Ce condensateur fait l'objet de la norme UTE 98-10.

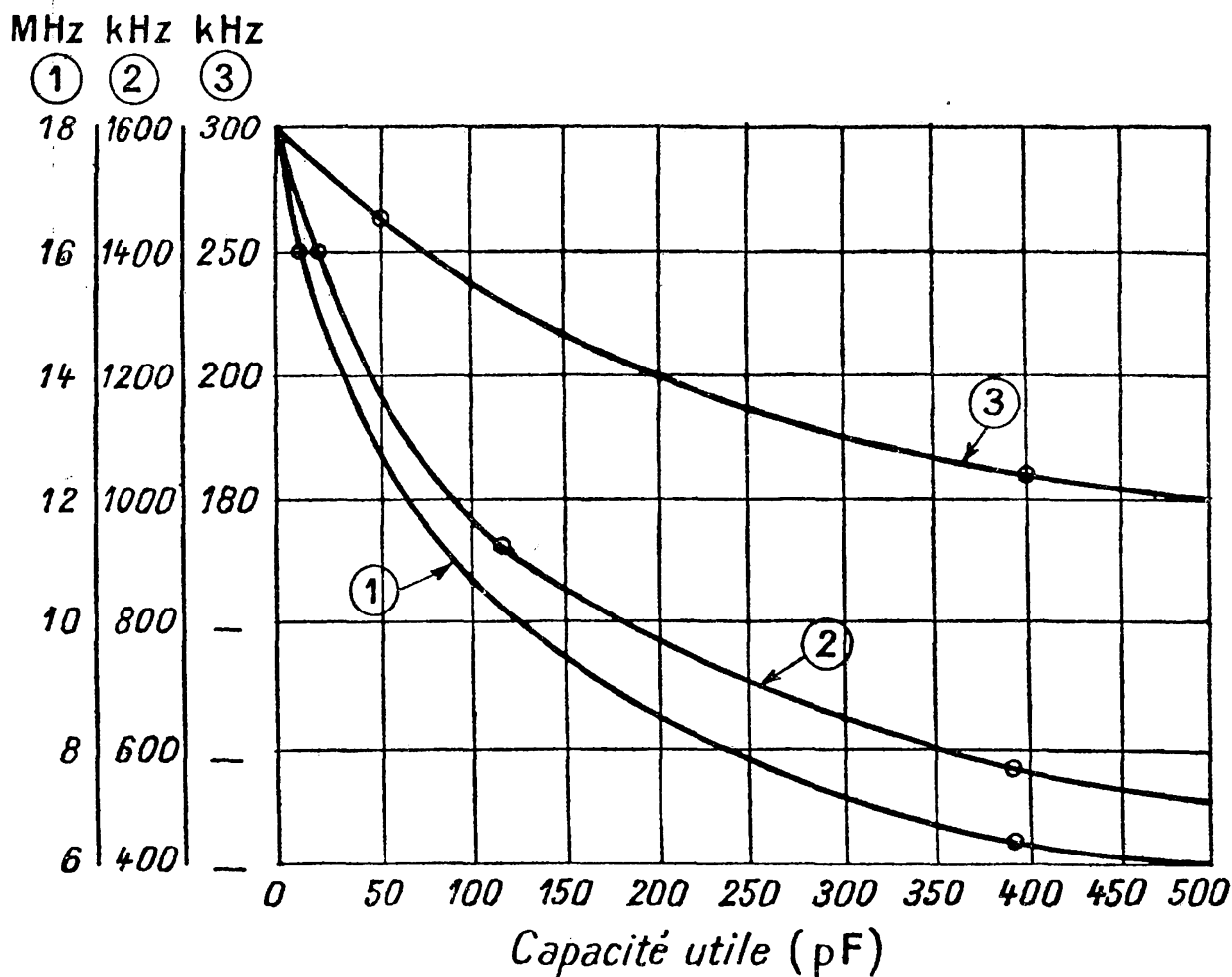


FIG. 1-7. — Bloc « trois gammes » normalisé.
(Normalisation 1948 du S. N. I. R.)

Les petits cercles correspondent aux points d'alignement parfait :

- 1) O. C. 6 à 18 MHz.
- 2) P. O. 520 à 1 600 kHz.
- 3) G. O. 150 à 300 kHz.

Un second type normalisé est fractionné en deux parties
 $130 + 360 = 490$ pF.

1.152 BLOCS HF DE BOBINAGES

Avec le condensateur normalisé de 490 pF, on peut adapter un bloc à 3 gammes d'ondes, également normalisé et représenté *figure 1-7*. On l'aligne en deux points en ondes courtes, trois points en petites ondes et grandes ondes ; ces points sont représentés *figure 1-7*, et indiqués sur le tableau ci-dessous [C (pF) = capacité du condensateur variable] (fréquence intermédiaire \rightarrow 455kHz) :

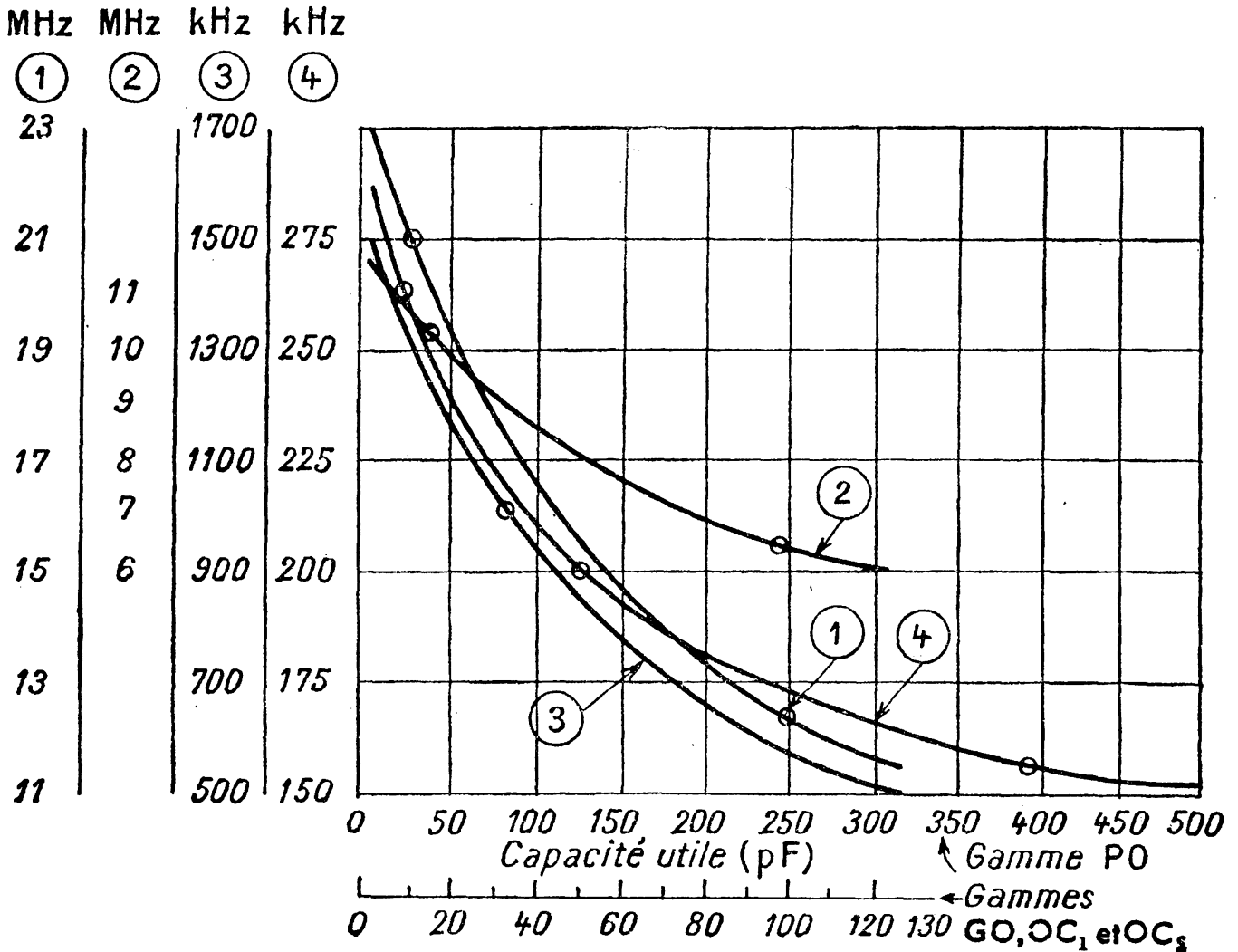


FIG. 1-8. — Bloc « quatre gammes » (Normalisation 1948 du S. N. I. R.) avec CV fractionné en deux gammes: 360 + 130 pF.

- 1) O. C. 1 : 11,4 à 22,85 MHz.
- 2) O. C. 2 : 5,9 à 19,5 MHz.
- 3) P. O. : 520 à 1 600 kHz.
- 4) G. O. : 150 à 275 kHz.

Les cercles O correspondent aux points d'alignement parfait.

GAMMES D'ONDES NOMINALES (kHz)	POINT D'ALIGNEMENT « Condensateur série » (Pladding)		POINT D'ALIGNEMENT « Inductance »		POINT D'ALIGNEMENT « Condensateur d'appoint » (Trimmer)	
	kHz	C (pF)	kHz	C (pF)	kHz	C (pF)
GO 150 à 300	160	401,8	205	182,9	365	49,2
PO 520 à 1 600	574	383	904	121,2	1 400	18,6
OC 6 000 à 18 000	6 500	373,2	—	—	16 000	15,7

Avec le condensateur normalisé de $130 + 360$ pF, on peut adapter un bloc normalisé à 4 gammes d'ondes et représenté *figure 1-8*. On l'aligne en deux points dans les gammes OC-1 et OC-2 d'ondes courtes, et en trois points en petites ondes et grandes ondes. Ces points sont représentés sur la *figure 1-3* et indiqués sur le tableau ci-dessous (mêmes notations — F. I. = 455 kHz).

GAMMES D'ONDES NOMINALES (kHz)	POINT D'ALIGNEMENT « Condensateur série » (Padding)		POINT D'ALIGNEMENT « Inductance »		POINT D'ALIGNEMENT « Condensateur d'appoint » (Trimmer)	
	kHz	C (pF)	kHz	C (pF)	kHz	C (pF)
GO 150 à 273	163	96,8	213	32,3	263	4,2
PO 520 à 1 600	574	383	904	121,2	1 400	18,6
OC ₂ 5 900 à 11 500	6 500	98,5	—	—	10 500	10,4
OC ₁ 11 400 à 22 850 ...	12 500	99,6	—	—	21 000	9

Remarque. — Il existe également des systèmes d'accord des récepteurs de radiodiffusion par variation d'inductance (noyaux plongeurs).

Mais ces systèmes, assez peu répandus, n'ont pas fait l'objet d'une normalisation.

Alignements des circuits. — Se reporter au chapitre 10 du présent aide-mémoire.

1.16 Normes relatives à l'ensemble du matériel radio.

L'Union Technique de l'Électricité (UTE, 54, Avenue Marceau, Paris) et le Comité de Coordination des Télécommunications de l'Union française (CCTU) ont établi des normes concernant les matériels utilisés dans les télécommunications par fil et par radio, D'autre part, le CCTU a publié plusieurs dizaines de spécifications unifiées, de trois catégories différentes, à savoir :

1) *Les spécifications générales* concernant les propriétés et le comportement des pièces détachées du matériel de transmissions, ainsi que les essais généraux relatifs à ces pièces.

2) *Les spécifications de groupe* définissent les qualités à exiger de pièces détachées appartenant à un groupe déterminé : condensateurs, résistances, tubes électroniques, etc. Elles fixent les conditions générales, les modalités des épreuves et des essais applicables en tout ou partie à l'un quelconque des types de pièces détachées du groupe.

3) *Les spécifications particulières* relatives à chaque type de pièces détachées, telles que condensateurs au papier, condensateurs ajustables à air, inductances à fer, etc.

* * *

1.2 PRINCIPALES PUBLICATIONS INTÉRESSANT LA TECHNIQUE RADIOÉLECTRIQUE (NF = norme française)

1.21 Publications de l'UTE.

NF C-42 : Règles d'établissement des dispositifs antiparasites.

NF C-49 : Règles de sécurité des appareils radiorécepteurs et amplificateurs reliés à un réseau de distribution d'énergie.

C-91-100 : Textes officiels relatifs à la protection de la radiodiffusion contre les troubles parasites d'origine industrielle.

C-92-120 : Récepteurs radiophoniques fonctionnant sur batteries.

C-95 : Règles d'établissement des conducteurs pour câblages d'appareils radiophoniques.

- 98-1 (fascicule 1) : Transformateurs d'alimentation.
- 98-2 — Hauts-parleurs électrodynamiques.
- 98-3 — Résistances fixes.
- 98-4 — Condensateurs électrolytiques.
- 98-5 — Potentiomètres (résistances variables) non bobinés.
- 98-6 — Transformateurs à fréquence intermédiaire (dits « moyenne fréquence »).
- 98-7 — Supports de tubes électroniques.
- 98-8 — Commutateurs.
- 98-9 — Condensateurs au papier.
- 98-10 — Condensateurs variables.
- 98-11 — Condensateurs ajustables au mica.
- 98-12 — Bobinages pour hautes fréquences.
- 98-13 — Condensateurs fixes au mica.
- 98-14 — Autotransformateurs d'alimentation.
- 118 — Spécifications pour la fourniture d'émetteurs de télécommunications.
- 124 — Règles de sécurité des récepteurs de télévision reliés à un réseau de distribution d'énergie.

NF-C-122 : Règles d'établissement des récepteurs radiophoniques.

1.22 Spécifications unifiées du CCTU.

1.221 SPÉCIFICATIONS GÉNÉRALES.

- 34. Essais radioélectriques des récepteurs professionnels.
- 301. Règles de construction des matériels de télécommunications destinés aux climats tropicaux et arctiques.
- 303. Essais climatiques cycliques des pièces détachées des matériels de télécommunications.
- 304. Essais des matériels électroniques et de télécommunications.
- 401. Essais de secousses.
- 406. Désignation codifiée des pièces détachées et accessoires électroniques et de télécommunications.
- 407. Essai de résistance aux champignons.
- 310. Épreuves et essais des condensateurs.
- 327. Épreuves et essais des supports de tubes électroniques de réception.
- 330. Épreuves et essais des résistances.
- 334. Organes de commutation.
- 336. Organes de protection ; coupe-circuits, fusibles.
- 338. Épreuves et essais des prises et fiches coaxiales HF.
- 340. Épreuves et essais des cristaux piézoélectriques.
- 342. Épreuves et essais des transformateurs et inductances de basse fréquence.

1.222 SPÉCIFICATIONS PARTICULIÈRES.

a) Condensateurs :

- 312. Condensateurs ajustables cylindriques à air.
- 313. Condensateurs ajustables à diélectrique céramique.
- 314. Condensateurs au mica moulés.

- 315. Condensateurs au mica en boîtier céramique.
- 316. Condensateurs électrolytiques polarisés.
- 318. Condensateurs fixes (tubulaires) à diélectrique céramique.
- 319. Condensateurs fixes à diélectrique céramique de petites et moyennes puissances réactives.
- 320. Condensateurs au papier tubulaires, étanches et non inductifs.
- 321. Condensateurs au papier étanches, non inductifs, en boîtiers métalliques parallélépipédiques.
- 323. Condensateurs électrolytiques polarisés (modèle réduit).
- 325. Condensateurs variables à air.
- 410. Condensateurs à diélectrique papier, en boîtier moulé.
- 423. Condensateurs de 0,25 μF pour antiparasitage.

b) *Résistances* :

- 331. Résistances fixes bobinées.
- 332. Résistances fixes non bobinées.
- 333. Potentiomètres non bobinés, sans interrupteur.
- 346. Résistances ajustables bobinées.
- 347. Potentiomètres de puissance.

c) *Organes de protection* :

- 102. Bobines (pour disjoncteurs) thermiques.
- 337. Coupe-circuits fusibles à cartouche.

d) *Supports et organes de raccordement* :

- 328. Supports de tubes électroniques de réception (série normale).
- 329. Supports de tubes électroniques de réception (série miniature).
- 339. Prises et fiches coaxiales HF (Classe I) pour fréquences inférieures à 600 MHz.

e) *Fils et câbles* :

- 55. Câbles coaxiaux souples et demi-souples HF à diélectrique plein.
- 421. Jarretières d'antiparasitage.

f) *Énergie* :

Le CCTU a publié toute une série de spécifications relatives aux batteries d'accumulateurs. Cette question étant, secondaire ici, nous nous bornerons à indiquer leurs numéros :

47 à 51, 94 ; circulaires 275 à 283.

g) *Tubes électroniques* :

- 271. Tubes de réception pour usage professionnel.
- 272. Tubes d'émission de puissance inférieure à 1 kW.

h) *Divers* :

- 317. Guides d'ondes rectangulaires.
- 335. Commutateurs rotatifs.
- 341. Quartz oscillateurs de précision maximum $0,5 \times 10^{-4}$.

1.3 CORRESPONDANCE ENTRE LA JAUGE AMÉRICAINE ET LES DIAMÈTRES DES FILS

AMERICAN WIRE GAUGE (A. W. G.)	DIAMÈTRE DU FIL		AMERICAN WIRE GAUGE (A. W. G.)	DIAMÈTRE DU FIL	
	en millièmes de pouces (25,4 μ)	en millimètres		en millièmes de pouces (25,4 μ)	en millimètres
0000	460	11,68	19	35,89	0,9116
000	409,6	10,40	20	31,96	0,8118
00	364,8	9,26	21	28,46	0,725
0	324,9	8,636	22	25,35	0,644
1	289,3	7,348	23	22,57	0,573
2	257,6	6,544	24	20,10	0,511
3	229,4	5,827	25	17,90	0,455
4	204,3	5,189	26	15,94	0,405
5	181,9	4,621	27	14,20	0,361
6	162,0	4,116	28	12,64	0,3215
7	144,3	3,665	29	11,26	0,2882
8	128,8	3,264	30	10,03	0,2547
9	114,4	2,906	31	8,928	0,2265
10	101,9	2,588	32	7,950	0,2019
11	90,74	2,305	33	7,080	0,1800
12	80,81	2,053	34	6,305	0,1602
13	71,96	1,828	35	5,615	0,1427
14	64,08	1,628	36	5,000	0,1270
15	57,07	1,450	37	4,453	0,1131
16	50,82	1,291	38	3,965	0,1008
17	45,26	1,150	39	3,531	0,0897
18	40,30	1,024	40	3,145	0,0800

CHAPITRE 2

FORMULES D'ÉLECTRICITÉ PRATIQUE

En ce qui concerne les détails relatifs aux formules et aux unités, le lecteur est prié de se reporter à l'*Aide-mémoire Dunod : Électricité*.

2.1 COURANT CONTINU

2.11 Lois d'Ohm et de Kirchhoff.

2.111 LOI D'OHM.

$$R = \frac{E}{I}$$

E = différence de potentiel.

R = résistance.

I = intensité de courant.

2.1111 Différence de potentiel U aux bornes d'une source. —

Si une source de force électromotrice E et de résistance intérieure r débite dans une résistance R , on a :

$$U = \frac{E \cdot R}{R + r} = R \cdot I.$$

2.112 LOIS DE KIRCHHOFF.

2.1121 Cas de deux circuits dérivés. — (Voir fig. 2-1.)

$$I = I_1 + I_2.$$

La résistance R des deux branches combinées est :

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad U = R \cdot I.$$

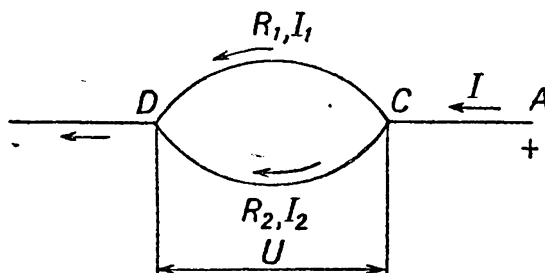


FIG. 2-1.

Cas de deux circuits dérivés.

2.1122 *Loi des nœuds* (voir fig. 2-2). — En tout point (NŒUD) où aboutissent plusieurs conducteurs, la somme algébrique des courants qui le traversent est nulle, en considérant comme positifs les courants qui s'approchent (sens des flèches) du nœud, et comme négatifs les courants qui s'en éloignent (sens des flèches).

On a, dans le cas de la figure :

$$I_1 + I_2 + I_3 - I_4 - I_5 = 0.$$

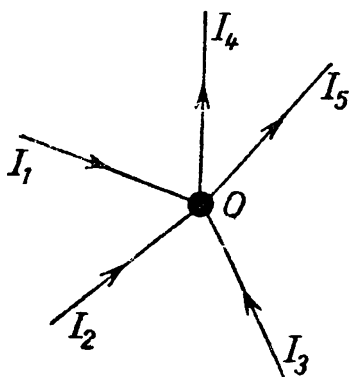


FIG. 2-2. — Loi des nœuds (Kirchhoff). O : nœud.

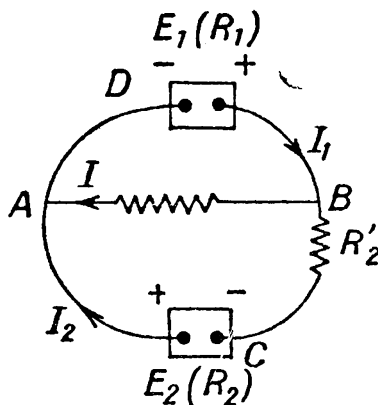


FIG. 2-3. — Loi des mailles (Kirchhoff) ACD , ABC : mailles.

2.1123 *Loi des mailles* (voir fig. 2-3). — ACD , ABD , etc., forment des MAILLES. Pour tout élément de réseau formant un circuit fermé, la somme algébrique $\Sigma \cdot E$ des forces électromotrices est égale à la somme $\Sigma R \cdot I$ des produits des intensités par les résistances relatives aux conducteurs (soit $\Sigma R \cdot I = \Sigma E$) si l'on considère comme positives les forces électromotrices lorsqu'elles tendent à faire passer un courant dans le sens même de parcours de la maille ; les intensités de courant seront de même positives si leur sens correspond au sens de parcours de la maille.

Dans le cas de la maille $ABCD$ de la figure, on trouve :

$$E_1 + E_2 = R_1 I_1 + (R'_2 + R_2) I_2, \text{ etc.}$$

2.12 Loi de Joule.

La loi de JOULE s'énonce ainsi :

Dans un conducteur parcouru par un courant, l'énergie W (ou travail électrique) dégagée sous forme calorifique est proportionnelle à la résistance de ce conducteur, au carré de l'intensité I du courant qui le traverse et au temps t pendant lequel passe le courant :

$$\mathcal{E} = R \cdot I^2 \cdot t \text{ (énergie) } \parallel P = RI^2 \text{ (puissance).}$$

Si l'on exprime R en ohms, I en ampères, on obtient W en joules et P en watts.

1 joule = 0,239 (petite) calorie.

2.121 PUISSANCE ÉLECTRIQUE FOURNIE PAR UNE SOURCE, ET TRANSFORMÉE EN CHALEUR.

On a :

$$P = RI^2$$

(loi de JOULE).

Pour la source du paragraphe précédent, on a :

$$P = R \cdot \left(\frac{ER}{R+r} \right)^2$$

maximum pour $R = r$.

2.2 COURANTS ALTERNATIFS

(Pour plus de détails, se reporter à l'*Aide-mémoire Dunod : Électricité.*)

2.21 Impédance.

L'intensité I d'un courant alternatif dans un circuit aux bornes duquel existe une différence de potentiel U est donnée par la formule :

$$I = \frac{U}{Z},$$

Z étant l'impédance du circuit (qui s'exprime en *ohms*). L'impédance Z est la somme géométrique de la résistance R et de la réactance X du circuit :

$$Z^2 = R^2 + X^2.$$

2.22 Réactance.

Si un circuit comprend une inductance propre L , une inductance mutuelle M (toutes deux exprimées en henrys), une capacité C (exprimée en farads) et si :

$$\omega = 2\pi f \text{ (} f \text{ en hertz),}$$

sa réactance X est donnée, en ohms, par la formule :

$$X = (L + M)\omega - \frac{1}{C\omega}$$

et :

$$Z = \sqrt{R^2 + \left[(L + M)\omega - \frac{1}{C\omega} \right]^2}$$

Le courant est, dans un circuit à courant alternatif, déphasé en retard par rapport à la tension, d'un angle φ donné par la relation :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{X}{R} \quad \text{ou} \quad \varphi = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{X}{R}.$$

2.3 LOIS FONDAMENTALES DE L'INDUCTION

Dans un circuit de résistance R (ohms) dans lequel le flux magnétique varie de $d\Phi$ (maxwells) pendant le temps dt , il apparaît une force électromotrice E (volts), ou un courant I (ampères) définis par :

$$E = -10^{-8} \frac{d\Phi}{dt}, \quad I = -10^{-8} \cdot \frac{1}{R} \cdot \frac{d\Phi}{dt}.$$

2.31 Inductance.

L'inductance propre (ou self) du circuit caractérise le flux qu'il s'envoie dans lui-même lorsqu'il est parcouru par un courant de 1 ampère. Elle s'exprime en « henrys ».

Autrement dit, pour I quelconque :

$$L(\text{henrys}) = \frac{\Phi(\text{maxwells})}{I(\text{ampères})}.$$

Il en résulte que la force électromotrice d'induction dans un circuit parcouru par un courant variable est donnée par la formule :

$$E_{(V)} = -L_{(H)} \cdot \frac{dI_{(A)}}{dt}.$$

L'inductance mutuelle M entre deux circuits est égale au quotient du flux de force Φ embrassé par l'un des circuits par l'intensité I du courant circulant dans l'autre.

(L'inductance d'un circuit A par rapport à un circuit B est égale à l'inductance du circuit B par rapport au circuit A .) Elle s'exprime aussi en henrys :

$$M(\text{henrys}) = \frac{\Phi(\text{maxwells})}{I(\text{ampères})}.$$

La F.E.M. E induite dans un des circuits par un courant variable I traversant l'autre s'écrit évidemment :

$$E_{(V)} = M_{(H)} \cdot \frac{dI_{(A)}}{dt}.$$

Voir, pour plus de détails, l'*Aide-mémoire Dunod : Électricité*.
En ce qui concerne les calculs des inductances, se reporter au chapitre 4 de l'*Aide-mémoire : Électronique*.

CHAPITRE 3

LES ÉLÉMENTS DES CIRCUITS

3.1 LES RÉSISTANCES

(Pour plus de détails, consulter l'*Aide-mémoire Dunod : Électricité*, p. 67.)

3.11 Définition.

La facilité ou la difficulté avec lesquelles un circuit se laisse traverser par un courant s'expriment respectivement par deux termes de signification opposés : *conductance* et *résistance*. Lorsqu'on maintient une différence de potentiel aux deux extrémités d'un circuit, l'intensité I du courant qui le traverse est proportionnelle à cette différence de potentiel V , et inversement proportionnelle à la résistance R .

On a :

$$I = V/R \quad (\text{loi d'OHM}).$$

On définit la *résistivité* ρ en unités pratiques, comme étant la résistance électrique d'un conducteur de 1 cm^2 de section et de 1 cm de long. On a, pour un conducteur cylindrique de section transversale S (cm^2) et de longueur l (cm) :

$$R = \rho \cdot \frac{l}{S}.$$

Les résistances s'expriment en *ohms*, les conductances en *mhos* ou *siemens*.

3.12 Variation en fonction de la température.

La résistance des métaux ou des autres conducteurs (électrolytes, composés chimiques, semi-conducteurs, etc.) varie avec la température, suivant une relation du type :

$$R_{T_2} = R_{T_1}[1 + \alpha(T_2 - T_1) + \beta(T_2 - T_1)^2 + \dots].$$

En général, et dans l'intervalle de température intéressant la radio et l'électronique, les termes :

$$\beta (T_2 - T_1)^2 + \dots$$

sont négligeables par rapport aux deux premiers, et on peut écrire :

$$R_{T_2} = R_{T_1} [1 + \alpha (T_2 - T_1)],$$

la quantité α étant le coefficient de température de la résistance.

(Se reporter à l'Aide-mémoire Dunod : *Électricité*, p. 68, 74, 75.)

3.13 Variation en fonction de la fréquence.

(Effet pelliculaire.)

La résistance d'un conducteur parcouru par un courant alternatif est supérieure à celle du même conducteur parcouru par un courant continu ; le rapport K de ces deux résistances est donné par une formule due à LEVASSEUR (tirée d'une formule très complexe due à KELVIN).

On a :

$$\frac{\text{Résistance en alternatif}}{\text{Résistance en continu}} = K = \sqrt[6]{0,178 + \left(\frac{\pi a}{\sqrt{\mu c f}}\right)^6 + 0,25}$$

qu'on peut écrire, en posant :

$$\frac{\pi a}{\sqrt{\mu c f}} = \varphi$$

$$K = \sqrt[6]{\left(\frac{3}{4}\right)^6 + \varphi^6 + \frac{1}{4}}$$

Cette formule est exacte à $\pm 1\%$ près.

Avec :

a = rayon du conducteur.

μ = perméabilité magnétique du conducteur.

$c = 1/\rho$ = conductivité électrique du conducteur.

f = fréquence du courant.

3.14 Résistivités des principaux matériaux utilisés en radio et en électronique.

MATÉRIAU (avec composition s'il y a lieu)	RÉSISTIVITÉ à °C (en $\mu\Omega \cdot \text{cm}$)	COEFFICIENT MOYEN DE TEMPÉRATURE (entre 0 et 100 °C)
Argent (doux).....	1,468	0,004
Cuivre pur (doux).....	1,561	0,00428
Argent étiré (écroui).....	1,592	0,00377
Cuivre étiré (écroui).....	1,592	0,00388
Or écroui.....	2,234	—
Aluminium (à 99 %).....	2,563	0,00423
Aluminium (à 97 %).....	2,820	0,0039
Tungstène.....	5,0	0,0045
Zinc.....	5,75	0,00406
Fer pur.....	9,065	0,00625
Fer pour fils télégraphiques.....	14,9	—
Platine.....	10,92	0,00367
Nickel (utilisable jusque à 500 °C)...	12,323	0,005
Étain.....	13,05	0,0044
Mercure.....	24,07	0,0008
<i>Alliages :</i>		
Laiton recuit 70,2 Cu + 29,8 Zn.....	6,97	0,001 à 0,00 %
Bronze phosphoreux (fils, courants du commerce).....	8,5	0,00064
Constantan (utilisable jusqu'à 500 °C)	42,15	négligeable
Manganine (84 Cu + 12 Mn + 4 Ni) .	42,9 à 46,7	0 à 0,000025
« Eurèka ».....	47,1	0,000005
Cupromanganèse (70 Cu + 30 Mn) ...	100	0,000040
Nichrome (pour résistances chauffantes, etc.) (utilisable jusqu'à 1 100 °C).....	108	0,0002
Charbon pour lampes à incandescence	3 900 à 4 100	— 0,00054
Charbon de cornue.....	67 000	très varia. (<0)

3.15 Constitution des résistances.

3.151 RÉSISTANCES EN AGGLOMÉRÉ ; MÉTALLISÉES.

Les résistivités des métaux étant très faibles, il est nécessaire, pour obtenir des valeurs de résistances assez élevées, d'enrouler de grandes longueurs de fil, ce qui, comme on le verra par ailleurs, est très gênant du point de vue capacité répartie. Pour cette raison, on réalise certaines résistances en agglomérés à base de matériaux céramiques et de carbone, ou à l'aide d'un tube de céramique recouvert d'une mince couche de métal.

Grâce à leurs faibles dimensions géométriques et à la longueur réduite des chemins parcourus par le courant, leur inductance

série est très faible ; par contre leur capacité répartie (assimilable à une capacité localisée en parallèle) est assez importante, et augmente avec la longueur et le diamètre de l'élément.

Il en résulte que la valeur de ces résistances varie en fonction de la fréquence pour trois raisons : la précédente ; l'effet KELVIN qui tend à l'augmenter ; l'influence de la capacité entre les granules conducteurs séparés par un isolant, qui tend à la réduire. Dans le cas des résistances en agglomérés à base de carbone, ce dernier effet est très important. Une résistance de $4,5 \text{ M}\Omega$ à 10 kHz se comporte, à 2 MHz comme une résistance de $1 \text{ M}\Omega$.

Les résistances de très faible section (sous forme de fil ou de tube conducteur) sont beaucoup moins sensibles à l'influence de la fréquence. L'effet de peau est moins gênant, et du fait de la conductivité supérieure du mélange (qui renferme en général un métal au lieu de carbone), les effets de capacité sont très réduits. Une résistance de $5 \text{ M}\Omega$ à 50 kHz « vaut » encore $4 \text{ M}\Omega$ à $3,5 \text{ MHz}$.

Les résistances métallisées type IRC ont une résistance qui diminue puis augmente à nouveau en fonction de la fréquence. Une résistance de $200\,000 \Omega$ « vaut » $154\,000 \Omega$ à 100 MHz et $192\,000 \Omega$ à 250 MHz , résultat assez satisfaisant.

3.152 RÉSISTANCES BOBINÉES.

On utilise de préférence des résistances bobinées quand on a besoin d'une grande précision, à des fréquences pas trop élevées (entre 0 à 50 kHz par exemple). Un des meilleurs alliages utilisable pour ces résistances est la *manganine* (à 84% de cuivre, 12% de manganèse et 4% de nickel, dont la résistivité est pratiquement constante entre 0 et $30 \text{ }^\circ\text{C}$ (son coefficient de température peut être inférieur à $0,00001$ par $^\circ\text{C}$) et qui n'engendre que des F.E.M. parasites (dites « thermoélectriques ») extrêmement faibles avec le cuivre (de l'ordre de $2 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$). Une fois recuites pendant 24 h à $120 \text{ }^\circ\text{C}$, les résistances en manganine sont extrêmement stables, sauf en cas de surchauffe.

Pour les puissances assez fortes, on utilise un fil conducteur nu enroulé sur un tube de céramique, et sur lequel se déplace un curseur (le fil est parfois recouvert, par oxydation d'une couche isolante d'oxyde ou d'émail sur la partie non en contact avec le curseur). Le mandrin d'enroulement peut être rectiligne ou torique (dans ce cas, on utilise fréquemment un curseur pivotant autour d'un axe).

Pour des puissances dissipées de quelques watts, on enroule, en général, la résistance sur une bande de fibre circulaire. Le fil de cuivre est isolé à l'émail, sauf sur la partie, découverte, où frotte le curseur. On a pu ainsi réaliser des résistances bobinées de $100\,000 \text{ ohms}$, dissipant 15 W .

Pour les résistances ou potentiomètres de commande de volume,

souvent à variation non linéaire (obtenue en faisant varier la largeur du mandrin de fibre suivant une certaine loi), on utilise soit un fil bobiné, soit un élément constitué par une feuille de papier absorbant imprégné d'une solution conductrice, ou un mandrin en bakélite recouvert d'une composition conductrice. Le contact avec le curseur se fait par un disque métallique déformable, par rouleau, etc. Ces résistances variables n'ont qu'une faible durée et une faible dissipation.

3.16 Calculs simples relatifs aux résistances.

Tous les problèmes qui se posent au sujet des résistances peuvent être résolus de façon très simple par utilisation des lois d'OHM et de JOULE :

$$\left(R = \frac{E}{I} = \frac{U}{I} ; P = RI^2 \right).$$

3.161 CHUTE DE TENSION.

1° Quelle est la chute de tension U produite par un bobinage ayant une résistance intérieure de 400Ω , et parcouru par 70 mA :

$$U = RI = 400 \times 0,070 = 28 \text{ V.}$$

2° Quelle est la valeur de la résistance R nécessaire pour que, lorsqu'elle est parcourue par un courant de 10 mA , elle provoque une chute de tension de 80 V .

$$R_{(\Omega)} = \frac{U_{(V)}}{I_{(A)}} = \frac{80}{0,010} = 8\,000.$$

La seconde formule permet également de calculer les :

3.162 RÉSISTANCES DE POLARISATION.

Pour polariser à $U_p = -3 \text{ V}$ une lampe pentode parcourue par des courants I_a de 3 mA dans le circuit d'anode, et $I_e = 1 \text{ mA}$ dans le circuit d'écran, on utilisera une résistance de polarisation R_p donnée par :

$$R_{p(\Omega)} = \frac{U_{p(V)}}{I_a + I_{e(A)}} ; \quad \text{ici} \quad R_p = \frac{3}{0,003 + 0,001} = 750 \text{ ohms.}$$

3.163 RÉSISTANCES CHUTRICES D'ÉCRAN.

Si E_a la tension d'anode, E_e la tension d'écran, I_e le courant

d'écran, R_e la résistance chutrice dans le circuit d'écran, si :

$$E_e = 200 \text{ V}, \quad E_a = 250 \text{ V}, \quad I_e = 1 \text{ mA}$$

$$R_e = \frac{E_a - E_e}{I_e} = \frac{U_{ae}}{I_e}; \quad \text{ici} \quad R_e = \frac{250 - 200}{0,001} = \frac{50}{0,001} = 50\,000 \text{ ohms},$$

U_{ae} étant la chute de tension entre l'anode et l'écran.

3.164 PUISSANCE P DISSIPÉE DANS UNE RÉSISTANCE (wattage).

On a :

$$P_{(w)} = U_{(v)} \cdot I_{(A)} = R_{(\Omega)} I_{(A)}^2.$$

Pour :

$$U = 5 \text{ V}, \quad I = 50 \text{ mA}, \quad P = 5 \times 0,050 = 0,25 \text{ W}.$$

On utilisera dans ces conditions une résistance dite « quart de watt » (pouvant dissiper un quart de watt) ou mieux « demi-watt ».

On peut, inversement, calculer l'intensité I_M et la tension U_M maxima admissible si W_M (puissance maximum dissipée) et R sont donnés :

On a :

$$I_M = \sqrt{\frac{P_M}{R}} \quad \text{si} \quad R = 5\,000 \, \Omega \quad W_M = 0,25 \text{ W},$$

on a :

$$I_M = \sqrt{\frac{0,25}{5\,000}} = \sqrt{0,00005} = 0,0071 \text{ A} = 7,1 \text{ mA}$$

et :

$$U_M = \sqrt{R \cdot P_M}.$$

Si :

$$R = 10\,000 \, \Omega, \quad P_M = 0,5 \text{ W},$$

on a :

$$U_M = \sqrt{10\,000 \times 0,5} = \sqrt{5\,000} = 71 \text{ V}.$$

3.17 Mesure simplifiée des résistances (fig. 3-1).

3.171 GRANDES RÉSISTANCES.

Pour avoir une valeur approchée d'une résistance, un ohmmètre ou un pont de mesure sont inutiles. Il suffit de disposer d'un volt-mètre à grande résistance — de préférence à plusieurs sensibilités — ou mieux d'un contrôleur universel, et d'une source à courant continu. En principe, utiliser une source de tension d'autant plus élevée — avec l'échelle du voltmètre correspondante — que la résistance à mesurer semble avoir une plus grande valeur.

On détermine d'abord la tension E_1 de la source à l'aide du voltmètre, sans interposer la résistance — de valeur X — cherchée. Puis on détermine la tension E_2 indiquée par le voltmètre quand la résistance est mise en série avec la source. Si R_v est la résistance intérieure du voltmètre, on a :

$$X_{(\Omega)} = R_{v(\Omega)} \cdot \frac{E_{1(v)} - E_{2(v)}}{E_{2(v)}}$$

Si :

$$E_1 = 200 \text{ V,}$$

$$E_2 = 160 \text{ V,}$$

$$R_v = 2 \times 10^6 \Omega,$$

$$X = 2 \times 10^6 \cdot \frac{200 - 160}{160} = \frac{2 \times 10^6}{4} = 500\,000 \Omega$$

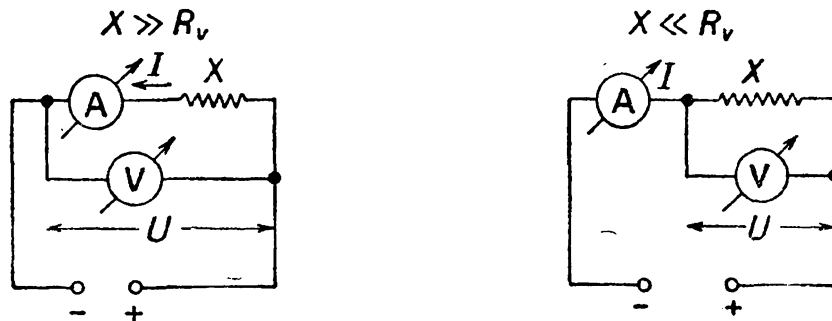


FIG. 3-1. — Mesure rapide d'une résistance X par la loi d'Ohm.

3.172 GRANDES ET FAIBLES RÉSISTANCES.

Utiliser la loi d'OHM $U_{(v)} = R_{(\Omega)} \cdot I_{(A)}$ avec un ampèremètre (ou un milliampèremètre) en série, et un voltmètre en parallèle sur la résistance inconnue, comme l'indique la figure. Utiliser l'un ou l'autre des deux montages suivant l'ordre de grandeur de la résistance à mesurer par rapport à celle du voltmètre.

On a :

$$X_{(\Omega)} = \frac{U_{(v)}}{I_{(A)}}$$

3.18 Détermination de l'échauffement des éléments d'un ensemble. Règles USE.

L'Union des Syndicats de l'Électricité (USE) a établi des règles relatives aux échauffements maxima admissibles. Pour une quantité de chaleur à dissiper par unité de temps donnée, l'échauffement est fonction des déperditions de chaleur par convection, rayonne-

ment et conductibilité, qui varient d'un matériau à l'autre, ainsi que des possibilités de ventilation et de la température ambiante. La seule façon correcte de procéder consiste à faire des mesures dans les conditions d'utilisation et à chercher à représenter les résultats par une formule empirique donnant une précision appréciable.

On a observé que, pour un échauffement donné, on avait :

$$\frac{d^{3/2}}{I} = K_1 \quad \text{ou} \quad I = K \cdot d^{3/2} \quad \text{avec} \quad K \cdot K_1 = 1$$

à 10 % près environ ; I en ampères, d en mm.

CONDUCTEUR	CONDITIONS D'UTILISATION	ÉCHAUFFEMENT ADMIS (°C)	K
<i>Cuivre</i> plein.....	Espaces clos	10	4,3
	Installations domestiques		
<i>Cuivre</i> plein, ou en fils	Installations à l'air libre.	10	8,5
	Inductances, bobines, etc.	20 à 25	3,8
<i>Maillechort</i> , fils	Rhéostats ventilés.....	100	4
	Rhéostats non ventilés...	100	3
Alliages <i>nickel-chrome</i> (RNC 1, 2)	Fils rectilignes horizontaux, non ventilés	100	3
		300	6
		500	8,5
		700	12
		900	15

3.181 EXEMPLE D'APPLICATION DE LA FORMULE.

Quelle est l'intensité admissible maximum dans un conducteur de cuivre de 12/10 sous moulure (installation domestique)? On a :

$$I = 4,3 \sqrt{1,2^2} = 4,3 \times \sqrt{1,73} = 5,6 \text{ A.}$$

On peut déterminer expérimentalement l'échauffement θ d'un enroulement (de transformateur d'alimentation, d'inductance de filtrage) en mesurant sa résistance R_c à chaud et sa résistance R_f à froid. On a, sensiblement :

$$\theta \text{ (°C)} = 250 \cdot \frac{R_c - R_f}{R_f}$$

Si : $R_c = 50 \Omega$, $R_f = 40 \Omega$,

on a : $\theta = 250 \cdot \frac{10}{40} = 62,5 \text{ °C.}$

3.182 ÉCHAUFFEMENTS-LIMITES ADMIS PAR L'USE.

DÉSIGNATION	LIMITE D'ÉCHAUFFEMENT (°C)
<i>Revêtements extérieurs en contact avec l'atmosphère :</i>	
a) Surfaces métalliques	30
b) Surfaces isolantes.....	50
<i>Enroulements isolés au coton, à la soie, au papier, ou à toute autre matière du même genre, et non imprégnés</i>	50
<i>Enroulements en fil émaillé.....</i>	70
<i>Enroulements isolés au coton, etc. (voir ci-dessus), et imprégnés</i>	70
<i>Pièces métalliques, tôles de fer ou bobinages en con- tact avec les substances suivantes :</i>	
Caoutchouc	30
Fibres et bois (imprégnés ou non)	40
Isolants moulés	50 à 80 (suivant qualité)
<i>Isolants minéraux (porcelaine, verre, mica, amiante, etc.)</i>	150

L'emploi de *cordons résistants chauffants* pour les récepteurs tous courants est *interdit*.

Ces cordons constituent du fait de la détérioration de l'isolant par la chaleur un risque sérieux d'incendie.

On bobinera le fil résistant sur une gorge hélicoïdale bobinée sur un mandrin en terre réfractaire, stéatite, etc.

On peut également enrouler le fil sur un cordon en amiante, et enrouler ce dernier sur un support en terre réfractaire.

Enfin, on peut bobiner directement le fil sur un support en amiante ou en mica.

A noter à ce propos que, dans le cas des récepteurs dits *tous courants*, la limite d'échauffement admise pour les enroulements et pièces métalliques en contact avec des isolants minéraux (porcelaine, verre, stéatite, mica, amiante, etc.) est de 200 °C (au lieu de 150 °C).

Aucun conducteur souple ne devra avoir un diamètre inférieur à 7/10 de mm (section minimum : 0,40 mm²).

3.183 INTENSITÉ MAXIMUM DANS UN CONDUCTEUR.

L'intensité du courant circulant dans un conducteur isolé devra être limitée aux chiffres ci-dessous, de manière que l'échauffement en régime normal soit inférieur à 30 °C.

1 fil 7/10.....	6,5 A		1 fil 34/10.....	40 A
1 - 9/10.....	7,5 -		7 fils 9/10.....	24 -
1 - 12/10.....	10 -		7 - 10/10.....	27 -
1 - 16/10.....	14 -		7 - 12/10.....	36 -
1 - 20/10.....	18,5 -		7 - 14/10.....	46 -
1 - 25/10.....	25 -		7 - 16/10.....	56 -
1 - 30/10.....	32 -		7 - 18/10.....	66 -

3.2 LES INDUCTANCES

3.21 Constitution des inductances.

Les éléments électriques connus sous le nom d'inductances (ou selfs) sont constitués par une ou plusieurs spires ou boucles de fil conducteur, enroulées parfois sur un noyau magnétique.

Associées aux condensateurs, elles permettent de réaliser des circuits accordés, filtres, etc.

**3.22 Associations d'inductances
(en l'absence d'inductance mutuelle).**

3.221 MONTAGE EN SÉRIE.

Si on monte en série plusieurs inductances L_1, L_2, \dots, L_n exemptes d'inductance mutuelle, l'inductance L_s résultante est la somme des inductances :

$$L_s = L_1 + L_2 + \dots + L_n.$$

3.222 MONTAGE EN PARALLÈLE.

Si on monte en parallèle plusieurs inductances exemptes d'inductance mutuelle L_1, L_2, \dots, L_n , l'inductance L_p résultante est donnée par la formule :

$$\frac{1}{L_p} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \dots + \frac{1}{L_n}$$

dans le cas de deux inductances ($M = 0$),

$$L_p = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}.$$

Ces modes d'association sont parfois utilisés sur des circuits accordés par variation d'inductance.

3.23 Pertes dans les bobinages à air.

On peut exprimer les pertes dans une inductance en fonction de la résistance-série équivalente, de la tangente de l'angle de pertes $\text{tg } \delta$ ou du coefficient de surtension $Q = \frac{L\omega}{R}$

$$\text{tg } \delta \quad \text{et} \quad Q$$

sont liés par la relation :

$$\text{tg } \delta = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2}} \approx \frac{1}{Q} \quad (Q \geq 5).$$

Les pertes proviennent :

a) de la puissance dissipée dans l'enroulement, dont la résistance est nettement supérieure à la résistance mesurée en continu (effet : KELVIN ou « pelliculaire » et effet de proximité, voir *Aide-mémoire : Électronique*, chapitre III) ;

b) de la puissance dissipée dans le diélectrique au voisinage de l'enroulement ;

c) des pertes par courants induits (de FOUCAULT) dans les pièces métalliques voisines telles que blindages, etc.

Elles augmentent en général avec la fréquence, si bien que le coefficient de surtension varie en général assez peu (de ± 10 à ± 30 %) dans une gamme de fréquences dans le rapport de 1 à 3. Les principales pertes sont dues aux facteurs a) et c). Même à 15 MHz, le coefficient de surtension varie peu : exemples de 212 (carton bakérisé) à 225 (air) pour une inductance de 1 μH — à condition que les mandrins soient convenablement réalisés (pas trop massifs) et bien protégés contre l'humidité. Les vernis, liants, n'ont pas une grande influence sur les pertes à condition qu'ils n'absorbent pas l'humidité.

La Bakélite, le quartz, le polystyrène (Trolitul, Rhodolène), la Stéatite, etc. et même le carton bakérisé ou gomme-laque donnent des résultats satisfaisants. Par contre le verre ordinaire — très hygroscopique — le carton ou le papier nus ne conviennent pas.

Pour réduire les pertes dans le cuivre, la seule ressource est d'augmenter les dimensions de la bobine ; pour réduire les pertes dans les pièces métalliques voisines, les éloigner d'une distance au moins égale au diamètre de la bobine.

Moyennant ces précautions, le Q des bobinages à air est de l'ordre de 100 à 200 quelle que soit la fréquence d'utilisation.

Le facteur Q permet de calculer l'impédance Z_{acc} à l'accord (ω_0) d'un circuit résonnant :

$$Z_{acc} = Q \cdot L \cdot \omega_0$$

et par suite le gain d'un étage à tube amplificateur.

Remarque. — Pour les fréquences $\leq 1\,500$ kHz, le coefficient de surtension d'une inductance à une seule couche est donné par la formule ci-dessous (MEDHURST) :

$$Q \approx 0,15 \cdot \sqrt{F} \cdot \frac{1}{\frac{2}{R} + \frac{1}{l}}$$

$R \rightarrow$ Rayon moyen en cm.

$l \rightarrow$ Longueur en cm.

$F \rightarrow$ Fréquence en hertz.

Si on désire obtenir une inductance ayant un Q donné, on pose d'abord :

$$R = l = X,$$

on a :

$$Q \approx 0,05 \cdot X \cdot \sqrt{F},$$

ce qui donne un ordre de grandeur des dimensions de l'inductance ensuite, on peut procéder à une détermination plus précise de R et de l .

3.24 Inductances à noyaux magnétiques.

3.241 GÉNÉRALITÉS.

Aux basses fréquences, on utilise des inductances à noyau constitué par des feuilles ou des fils de fer, afin d'obtenir commodément des inductances de plusieurs dizaines de henrys. Au-delà de 5 à 10 000 Hz, on utilise des inductances à noyaux magnétiques métalliques (fer pulvérulent) et non métalliques, du type « ferrites » appelés Ferroxcube et Ferroxdure ⁽¹⁾. Les noyaux magnétiques servent alors surtout à diminuer les pertes dans le cuivre, ce qui permet d'obtenir des coefficients de surtension $Q = L\omega/R$ de l'ordre de 400 à 500 kHz, contre 200 pour les bobinages à air. On a pu utiliser des bobinages à noyaux magnétiques au-delà de 100 MHz. Leur perméabilité était encore comprise entre 10 et 100. On peut atteindre, grâce à eux, des coefficients de couplage de l'ordre de 0,9 à 0,99 en HF. D'autre part, les pertes par courants de FOUCAULT y sont moindres que dans le fer.

(1) Le Ferroxdure servant à la fabrication d'aimants permanents, il n'en sera pas question ici.

/ **3.242** INDUCTANCE D'UN BOBINAGE A NOYAU MAGNÉTIQUE.

On a :

$$L_{\text{H}} = \frac{1,256 \cdot N^2 \times 10^{-8}}{\left(\frac{l_f}{\mu \cdot S_f} + \frac{l_a}{S_a} \right)}$$

quel que soit le matériau magnétique considéré.

 N = nombre total de spires. l_f = longueur du circuit magnétique dans le fer ou le matériau. l_a = longueur du circuit magnétique dans l'air. μ = perméabilité du matériau magnétique pour l'induction maximum B_{max} . S_f = section transversale du noyau de fer. S_a = section transversale effective de l'entrefer.**3.243** PERTES DANS LES BOBINAGES A NOYAU MAGNÉTIQUE.

3.2431 *Noyau de fer.* — Les pertes dans les inductances à noyaux de fer sont dues à l'hystérésis (frottement visqueux magnétique) et aux courants d'induction ou de FOUCAULT dans le noyau. On peut représenter ces pertes par deux résistances fictives R_{H} et R_{F} en série avec la résistance en courant continu de l'inductance,

3.2432 *Pertes par courants de Foucault.* — La résistance R_{F} dans le cas d'un noyau feuilleté (tôles d'épaisseur e) ou constitué par des fils de diamètre e est égale à :

$$R_{\text{F}} = 0,0413 \cdot \frac{e^2}{\rho} \cdot \mu_m \cdot L \cdot f^2$$

 ρ → résistivité du matériau constituant le noyau en Ω cm. μ_m → perméabilité du noyau pour le champ magnétique maximum.

Dans le cas d'un noyau en fer pulvérulent (grains de diamètre d) et si k est le rapport du volume du matériau magnétique au volume total, on a :

$$R_{\text{F}} = 0,0124 \cdot \frac{e^2}{\rho} \cdot \frac{\mu_m}{k^{1/3}} \cdot L \cdot f^2.$$

3.2433 *Pertes par hystérésis.* — La résistance R_{H} est donnée par la formule :

$$R_{\text{H}} = 2,67 \cdot \left(1 - \frac{\mu_0}{\mu_m} \right) \cdot L \cdot f,$$

μ_0 étant la perméabilité pour $H = 0$, et μ_m pour $H = H_{\text{max}}$. Pour des champs magnétiques faibles $1 - \mu_0/\mu_m = k \cdot B_m$ (inductance maximum), et la puissance dissipée par hystérésis est proportionnelle à B_m . Pour les grandes valeurs de B_m (10 000 gauss par exemple), la puissance dissipée est proportionnelle à $B^{1,6}$.

3.244 NOYAUX A POUVRE DE FER.

Les dimensions des grains varient, en général, entre 5 et 50 μ .
Ci-dessous les caractéristiques des noyaux « Spel-Oréga » de fabrication française.

On utilise trois types de poudre de fer :

P. 254, poudre pour basse fréquence, à μ élevé et grains de 20 à 50 μ .

P. 229 ou P. 255, poudre pour HF ($f \leq 3$ MHz), grains de l'ordre de 10 μ .

P. 325 ou P. 327, poudre pour VHF ($f \leq 100$ MHz), grains de l'ordre de 5 μ .

Les pertes sont données par la résistance équivalente totale R_p , R_T correspondant au « trainage » :

$$R_p = R_F + R_H + R_T,$$

fonction de 3 coefficients F , H et T .

Caractéristiques des poudres Spel-Oréga.

RÉFÉRENCE	PERMÉABILITÉ (μ)	PERTES PAR COURANTS DE FOUCAULT (F)	PERTES PAR HYSTÉRÉSIS (H)	PERTES PAR TRAINAGE (T)	DENSITÉ
254 BF ..	46 à 49	0,0006 à 0,0008	0,28 à 0,34	0,04 à 0,06	6,8
229 } 255 }	HF 11 à 13	0,0002 à 0,0003	0,02 à 0,03	0,007 à 0,009	4,9 à 5,1
325 } 327 }	VHF 11 à 13	0,00008 à 0,0001	0,001 à 0,0015	0,007	5

On a :

$$R_F = L \cdot F \cdot \left(\frac{f}{800}\right)^2; \quad R_H = H \cdot L \cdot \frac{N \cdot i}{l} \cdot \frac{f}{800}; \quad R_T = T \cdot L \cdot \frac{f}{800}$$

l étant la longueur de l'inductance en cm.

3.2441 Coefficient de température. — Il est compris entre — 0,0001 et + 0,0004 par °C.

3.245 NOYAUX MAGNÉTIQUES NON MÉTALLIQUES (ferrites).

Les noyaux à base de fer pulvérulent sont, on l'a vu, très intéressants : mais la diminution des pertes par courants de FOUCAULT

est obtenue par réduction du diamètre (de 3 à 20 μ) des particules, et entraîne une réduction considérable de la perméabilité qui ne dépasse pas 6 en HF. Les pertes par courant de Foucault étant inversement proportionnelles à la résistivité, un bon moyen de les diminuer consiste à augmenter la résistivité. La résistivité du fer est de $10^{-5} \Omega \cdot \text{cm}$, tandis que celle des ferrites varie entre 10^{-2} et $10^8 \Omega \cdot \text{cm}$ soit de 10^3 à 10^{13} fois plus, avec une perméabilité comprise entre 50 et 3 000 (700 à 1 500 pour le Ferroxcube 3 B). On est toutefois obligé, pour maintenir des coefficients de surtension de l'ordre de 700, d'augmenter l'entrefer (donc de réduire la perméabilité effective) à mesure que la fréquence augmente. L'induction à saturation est voisine de 5 000 gauss. Ces matériaux ne sont utilisables que jusqu'à 110 à 160 °C.

Les noyaux « Ferroxcube » sont fournis sous forme de pots, tores, etc. à entrefer réglable par introduction d'une bande métallique. On peut ainsi régler la valeur de l'inductance à moins de 1/1 000 près.

Les pertes par hystérésis sont, à 500 kHz, de 1 W/cm³ pour $B_{\text{max}} = 1\ 000$ gauss, et de 15 W/cm³ pour $B_{\text{max}} = 3\ 000$ gauss.

Le Ferroxcube III est utilisable jusqu'à 500 kHz, le Ferroxcube IV jusqu'à 50 MHz (amplificateurs MF de radar et télévision)

Le coefficient de température ($\Delta L/L$) des Ferroxcubes varie entre 0,00012 et 0,00035 par °C.

3.246 CALCUL DES INDUCTANCES A NOYAUX EN MATÉRIAUX MAGNÉTIQUES.

Étant donnée la grande variété des modèles et des fabrications il est impossible de fournir des formules absolument générales : se reporter aux catalogues des fabricants.

3.25 Encombrement des bobinages.

3.251 BOBINAGES A NOYAUX MAGNÉTIQUES.

Étant donnée la grande diversité des fabrications, le lecteur est prié de se reporter aux catalogues des fabricants.

3.252 BOBINAGES (INDUCTANCES) A AIR.

On utilise — quand on ne se sert pas de bobinages à noyaux magnétiques de propriétés beaucoup plus intéressantes en HF — des bobinages en fil fin (diamètre de l'ordre de 1/10 de mm) comme inductances pour les circuits d'accord HF ou MF des récepteurs de radiodiffusion. Ces inductances sont fixées sur des mandrins isolants (carton bakéliné, etc.), et imprégnées et maintenues en place par un liant organique synthétique. Ci-dessous quelques renseignements sur les inductances en nid d'abeilles dites « mignonnettes », de 25 mm de diamètre intérieur.

NOMBRE DE TOURS	L (μH)	BOBINAGE EN FIL 12/100 ÉMAIL/SOIE	
		Résistance en ohms (continu)	Diamètre extérieur (mm)
25	23	0,35	26
50	90	0,7	26
100	351	1,4	27
200	1 328	2,8	29
300	2 962	4,2	31
400	5 556	5,8	32,5

3.26 Mesure rapide des inductances.

On peut mesurer grossièrement les inductances par la méthode qui sera décrite ci-dessous à propos des capacités. Si V est la tension aux bornes de l'inductance, traversée par un courant I de fréquence f , on a :

$$L_{(H)} = \frac{U_{(V)}}{2\pi f \cdot I_{(A)}}$$

si :

$$U = 125 \text{ V}, \quad f = 50 \text{ Hz (secteur)},$$

on a :

$$L_{(H)} = \frac{0,4}{I_{(A)}}$$

Cette méthode n'est pratiquement utilisable qu'avec des selfs à fer d'inductance au moins égale à 1 H, si on veut éviter une intensité de courant prohibitive qui serait, par ailleurs, susceptible de détruire l'inductance.

La seule méthode de mesure des inductances HF consiste en l'utilisation d'un pont d'impédances.

3.27 Le Ferroxdure.

Le *Ferroxdure* est un matériau, analogue au Ferroxcube, mais qui diffère de ce dernier de la même manière qu'un acier à aimants diffère du fer doux. C'est « une ferrite de baryum » (combinaison de sesquioxyde de fer et d'oxyde de baryum) qui a l'aspect d'une

céramique ; on le prépare par cuisson et moulage à la presse, et on ne peut modifier les formes des objets obtenus qu'à la meule (tolérances sur les dimensions $\pm 2\%$).

Le champ coercitif du Ferroxdure est de 1 600 œrsted — le triple de celui du « Ticonal G », le meilleur alliage magnétique actuellement connu, mais la rémanence n'est que de 2 200 gauss — le sixième de celle du « Ticonal G ». Sa résistivité est très élevée (10^6 ohm cm) et la variation dB_r/B_r de la rémanence est de -2×10^{-3} par degré ; sa densité est de 4,5.

Le Ferroxdure permet de réaliser des culasses — très plates — de haut-parleur dynamique, dont l'aimantation est beaucoup plus stable que celle en autres matériaux magnétiques, mais de volume sextuple, et de poids triple. De plus, il supporte très bien l'action d'un champ alternatif, HF ou BF, qui en général est incapable de le désaimanter, et du fait de sa résistivité très élevée, d'y induire des courants de FOUCAULT (occasionnant des pertes).

Ces particularités permettent de réduire le coefficient de température des bobinages en « Ferroxcube », en les soumettant à une aimantation permanente d'intensité déterminée, à l'aide d'une pastille de Ferroxdure placée en un point bien choisi de leur circuit magnétique.

On peut d'autre part compenser de la même manière l'influence du courant continu du tube final unique d'un amplificateur basse fréquence sur le comportement du transformateur de sortie. On diminue la distorsion, et on augmente l'inductance de ce transformateur, ce qui améliore la reproduction des notes basses.

3.3 LES CONDENSATEURS

3.31 Condensateurs à air.

Les condensateurs à air sont presque toujours variables, ou ajustables. Ils comportent en général deux jeux de lames planes qui se déplacent l'un par rapport à l'autre, le plus souvent par rotation. En général, les lames d'un jeu sont peu écartées les unes des autres (parce que $K = 1$ pour l'air).

Ces condensateurs sont utilisés, du fait de leur faibles pertes, pour accorder des circuits divers ; en particulier ils constituent l'organe d'accord des récepteurs de radiodiffusion. Ils existent sous trois formes-types, mais certains constructeurs s'en écartent et, pour cette raison, on se bornera à les citer :

1° Condensateurs à variation linéaire de *capacité* en fonction de l'angle de rotation.

2° Condensateurs à variation linéaire de *longueur d'onde* en fonction de l'angle de rotation.

3° Condensateurs à variation linéaire de *fréquence* en fonction de l'angle de rotation.

3.311 INDUCTANCE PROPRE D'UN CONDENSATEUR A AIR.

L'influence de l'inductance propre — que l'on peut considérer comme branchée en série — d'un condensateur est surtout gênante dans le cas d'un condensateur variable à air. L'inductance propre L dépend des dimensions géométriques du condensateur et est, en gros, indépendante de la position des lames du condensateur. On peut la réduire en diminuant les dimensions géométriques du condensateur, et en effectuant les connexions au centre des lames. L'existence de l'inductance propre augmente la capacité apparente C_a du condensateur qui est égale à :

$$C_a = \frac{C}{1 - \omega^2 LC} = \frac{C}{1 - \frac{f^2}{f_r^2}}$$

f_r étant la fréquence de résonance du condensateur sur son inductance propre.

Pour les condensateurs courants, L varie de 0,06 μH pour un grand condensateur de 1 000 pF à 0,005 μH pour un condensateur miniature de 125 pF.

REMARQUE :

Pertes d'un condensateur à air. — Les pertes d'un condensateur à air, bien que faibles, sont appréciables, et se manifestent par l'existence d'une résistance R_p fictive de pertes. Ces pertes proviennent de la dissipation d'énergie dans les isolants entre les plaques du condensateur (pertes diélectriques), et dans les conducteurs, connexions, plaques, etc., pertes qui croissent en général avec la fréquence.

On a :

$$\text{tg } \delta = \frac{R_p}{\omega C} = \frac{1}{Q}$$

La valeur de $R_p/\omega C$, ou facteur de puissance du condensateur varie, en général, de 10^{-4} pour des fréquences entre 1 et 1 000 kHz à 28×10^{-4} pour 10 MHz ; elle est la plus faible pour la capacité maximum aux fréquences basses ; c'est l'inverse aux fréquences élevées.

3.312 CONDENSATEURS A AIR POUR POSTES ÉMETTEURS.

La rigidité diélectrique de l'air étant plutôt faible, l'intervalle d'air entre les plaques doit être déterminé en fonction de la tension *haute fréquence* aux bornes du condensateur, et l'on doit éviter toutes pièces pointues ou à bords tranchants pour éviter la production d'effluves à la tension de service. Le condensateur devra être essayé à la fréquence d'utilisation, car les propriétés diélectriques de l'air et des pièces isolantes utilisées pour sa construction *varient avec la fréquence* — dans le sens défavorable. D'autre part, quand il s'agit d'émetteurs sur avions, la pression — et la rigidité diélectrique — de l'air diminuent avec l'altitude, de sorte que les essais devront être exécutés à la pression d'utilisation. Pour diminuer, dans le cas des aéronefs, l'encombrement des condensateurs, on les enferme dans un boîtier hermétique renfermant un gaz inerte (azote, hydrogène, argon) sous une pression pouvant dépasser 15 atmosphères, ce qui permet de quadrupler la tension de service par rapport à l'air sous pression normale. Mais cela entraîne des complications mécaniques.

3.313 COEFFICIENT DE TEMPÉRATURE DES CONDENSATEURS A AIR.

Les condensateurs à air ont une capacité variant avec la température, du fait des dilatations et déformations plus ou moins réversibles du métal et des isolants dues aux changements de température. Leur coefficient de température varie, sauf précautions spéciales, entre -65 et $+150 \times 10^{-6}$ par °C.

On peut améliorer ce coefficient et rendre les variations de capacité réversibles en prenant les précautions suivantes :

Large intervalle d'air entre les plaques, pour réduire l'influence des déformations locales.

Utilisation, pour le montage, de diélectriques solides à faibles constantes diélectriques et coefficients de dilatation, et à comportement réversible sous l'action de la chaleur (certaines matières plastiques synthétiques et certaines porcelaines conviennent très bien).

Utilisation d'*invar* (coefficient de dilatation de l'ordre de 10^{-6} par °C) ou de combinaisons de métaux différents pour réduire le coefficient de température (on arrive à des valeurs de l'ordre de 10^{-6} par °C).

3.32 Condensateurs à diélectriques solides.

Les condensateurs à diélectrique air étant très encombrants, on les remplace souvent, dans le cas des condensateurs fixes et ajustables par des condensateurs à diélectrique solide, beaucoup moins encombrants (leurs constantes diélectriques variant, en effet, de 3 à plusieurs milliers).

3.321 PROPRIÉTÉS DES PRINCIPAUX DIÉLECTRIQUES.

NATURE DU DIÉLECTRIQUE	RÉSISTIVITÉ ($M\Omega \cdot cm$)	tg δ en %		CONSTANTE DIÉLECTRIQUE
		à 50 Hz	à 1 MHz	
Polyéthylène (ou incorrectement, polythène)	$3 \cdot 10^{11}$	0,01	0,01	2,2 environ
Polystyrène	10^{11} à 10^{12}	0,02	0,02	2,6 environ
Méthacrylate de méthyle.....	10^9	6	3	2,8
Nylon	10^9	11,7	—	—
Résine de formaldéhyde	10^9	1,2	1,0	—
Titanate de Ba	10^6 à 10^7		0,1 environ	1 000
Titanates de Ba/Sr ..	10^6 à 10^7		\approx 1-2	1 000 à 10 000
Bioxyde de titane ...			0,06	90 à 170
Titanate de magnésium	10^7 à 10^8		0,02 à 0,1	12 à 18
Mélange de :				
Ti O ₂ /Sr O ₂			0,1 à 0,3	40 à 60
Ébonite.....	$30 \cdot 10^9$	1	0,5 à 0,9	2 à 3
Bois { naturel	$570 \cdot 10^6$	—	—	—
{ paraffiné	$3 700 \cdot 10^6$	—	—	—
Fibre rouge	$10 \cdot 10^6$	6 à 9	5	4 à 5
Mica blanc	$85 \cdot 10^6$	0,03	0,02	7 à 7,3
Verre dit Crown	$90 \cdot 10^6$	—	1 environ	3 à 6 environ
Verre dit Flint	$20 \cdot 10^6$	—	0,4	7 à 10
Marbre	8 800	—	4	7 à 9
Paraffine	$34 \cdot 10^9$	< 0,02	< 0,02	2,2 environ
Silice fondue (quartz).	> 10^{13}	0,03	0,03	4,2
Gomme laque.....	$2,25$ à $9 \cdot 10^9$	2,5	0,9	25 à 4
Bakélite pure	10^5	2,0	1	5
Bakélite HF	—	2,5	0,7	5,3
Papier bakéliné	—	6	3,5	5,5
Toile bakélinée	—	5,0	5,0	5,6
Ardoise	280	—	0,9 environ	6 à 8
Stéatite	> 10^8	1	0,3	6 environ

(Voir aussi Aide-mémoire : *Électricité.*)

UTILISABLE jusqu'à (°C)	ABSORPTION D'EAU en 24 h (%)	OBSERVATIONS
80	≤ 0,01	} tg δ croît rapidement si le corps n'est pas pur
70 à 80	≤ 0,01	
70	0,4	} Inutilisable en Radio
—	1 à 2	
—	0,05 néant	} Inutilisable en Radio Leurs constantes diélectriques variables avec la température limitent leur emploi
1 500	néant néant	
1 300	néant	} $\frac{dC}{C}$ de — 800 à 650 × 10 ⁻⁶ par degré
1 300	néant	
65	0,02	} Inutilisable en Radio
—	variable faible	
95	30	} Inutilisable en Radio
600	négligeable	} Verre ordinaire à vitres
300	superficielle	
—	superficielle	} Compound d'imprégnation
40	—	
1 000	négligeable	} Compound d'imprégnation
70	0,1	
100	0,15	}
110	0,2 à 0,3	
100	0,1 à 0,2	}
80	0,7	
—	forte	} Silicate de magnésium $\frac{dC}{C} = 150 \times 10^{-6}$ par degré
800	0,02	

Résines
synthétiques
à base de titanates
Céramiques

3.322 CONDENSATEURS AU STYROFLEX (polystyrène).

Les caractéristiques de ces condensateurs — utilisables jusqu'à 80 °C seulement — sont remarquablement constantes dans le temps, et l'on s'en sert principalement dans les filtres pour télégraphie ou téléphonie à courants porteurs, où une grande précision (de l'ordre du 1/1 000) sur les valeurs des capacités est nécessaire. Ils sont généralement constitués par deux bandes de métal (cuivre rouge, aluminium) isolées par une longue bande de polystyrène et enroulées de façon à constituer un cylindre lui-même enfermé dans un capot en matière étanche.

Le facteur de puissance ($\text{tg } \delta$) du Styroflex est très faible, de l'ordre de 1 à 2×10^{-4} , mais sa constante diélectrique n'est que de 2,65 environ. Il est quasiment incombustible, et n'absorbe que 0,01 % de son poids d'eau en 24 h.

3.323 CONDENSATEURS AU MICA.

Le mica est un diélectrique très avantageux : $\text{tg } \delta = 3 \times 10^{-4}$, constante diélectrique voisine de 7,2, absorption d'humidité inappréciable. On fabrique les condensateurs au mica par empilage successif de feuilles de mica et de feuilles de cuivre (armatures dépassant alternativement d'un côté et de l'autre). Le parallélépipède ainsi obtenu est comprimé, puis enrobé à chaud dans une matière plastique imperméable. Ces condensateurs ont une faible inductance et résistent à des tensions élevées. Leur isolement est en général excellent. Ils peuvent être réalisés avec des tolérances meilleures que $\pm 1\%$ (1/1 000 pour les condensateurs étalons).

En général, on utilise les condensateurs au mica pour des capacités entre 25 et 100 000 pF, et des tensions d'essai de 2 000 à 6 000 V (courant continu).

Du fait de l'enrobage, $\text{tg } \delta$ atteint, suivant le soin apporté à la fabrication, de 5 à 30×10^{-4} pour le condensateur terminé. De même, leur coefficient de température varie de 20 à 80×10^{-6} par °C.

Leur température limite d'utilisation est de l'ordre de 60 à 100 °C.

3.324 CONDENSATEURS AU PAPIER.

Les propriétés diélectriques du papier sont moins intéressantes que celles des deux corps précédents. Voici ses principales constantes : $\text{tg } \delta = 0,5$ à 3×10^{-2} (environ); constante diélectrique (variable suivant l'imprégnation) : 5 (environ); absorption de la vapeur d'eau : considérable. Cette énumération indique que l'on ne peut utiliser le papier qu'imprégné, dans le vide, avec de la cire, de l'huile minérale ou des résines phénoliques. Le procédé de fabri-

cation des condensateurs au papier est analogue à celui indiqué ci-dessus à propos des condensateurs au polystyrène.

Les condensateurs en papier, peu encombrants, sont utilisés surtout comme condensateurs de découplage (en BF surtout), et comme condensateurs de filtrage dans les alimentations haute tension. Il est indispensable, pour leur assurer une durée de service raisonnable, de les enfermer dans des boîtiers métalliques hermétiques : sinon ils se détérioreront par pénétration d'humidité et sous l'influence de la tension appliquée (1).

3.3241 *Durée de service des condensateurs au papier.* — La tension de service indiquée pour ces condensateurs correspond, en général, à une durée de service probable de 1 an à 40 °C ; cette tension doit être réduite de 50 % à 80 °C ; au-delà il vaut mieux utiliser un autre type de condensateur. D'autre part, la durée de service probable est inversement proportionnelle à la cinquième puissance de la tension appliquée. Dans ces conditions, si on veut prolonger la durée de service de ces condensateurs, il faut réduire la tension appliquée par rapport à la tension de service, comme l'indique le tableau ci-dessous :

Durée de service en années (40 à 45 °C)	1	2	5	10	20
Appliquer une tension maximum égale à la tension de service, multipliée par	1,00	0,85	0,70	0,60	0,53

3.3242 *Résistances d'isolement.* — En principe, le produit *résistance d'isolement en mégohms* × *capacité en microfarads* doit être de l'ordre de 500.

Toutefois, pour les circuits de filtrage pour alimentations en courant continu, et pour les circuits de découplage, on peut se contenter d'un produit $R_i(M\Omega) \times C(\mu F)$ de l'ordre de 10 à 20.

Remarque. — On ne peut mesurer la résistance d'isolement avec

(1) Les caractéristiques énumérées ci-dessus du diélectrique papier conduisent à des tolérances de fabrication très larges, de l'ordre de $\pm 20\%$ pour les capacités inférieures à 1 000 pF, et de ± 10 à 15% au-dessus. Ce n'est que dans les fabrications très soignées que l'on peut réduire les tolérances à ± 5 et même $\pm 1\%$.

Le coefficient de température est élevé : de $1\ 000$ à $2\ 000 \times 10^{-6}$ par °C.

un « mégohmmètre » à magnéto. Il faut soit utiliser une source de haute tension et un microampèremètre, soit déterminer, à l'aide d'un voltmètre électrostatique (coûteux) la courbe de décharge à circuit *ouvert* : on a en effet, si U_0 est la tension aux bornes immédiatement après la charge, U_t la tension aux bornes au bout d'un temps t :

$$U_t = U_0 \cdot e^{-t/R_i C}$$

R_i en mégohms, C en microfarads.

si :

$$t = R_{i(\text{M}\Omega)} \cdot C_{(\mu\text{F})} \cdot \frac{U_t}{U_0} = \frac{1}{e} = 0,37.$$

3.3243 Imprégnation. — On peut améliorer les qualités des condensateurs au papier par *imprégnation* [les chiffres entre parenthèses donnent le produit $R_{i(\text{M}\Omega)} \times C_{(\mu\text{F})}$ à 25 °C] à l'huile de ricin (500 à 1 500), à l'huile minérale (2 000 à 7 000), aux dérivés organiques synthétiques chlorés (1 000 à 6 000), au chloronaphtalène synthétique (2 000 à 3 000), à la cire minérale (15 000).

3.325 CONDENSATEURS CÉRAMIQUES (aux titanates alcalino-terreux).

Ils sont fabriqués en France depuis 1950 environ et sont caractérisés par les particularités suivantes : $\text{tg } \delta$ faible — de 3 à 10×10^{-4} en général — sauf au voisinage d'une certaine température appelée « point de CURIE ». Constante diélectrique élevée dépassant parfois 5 000. Coefficient de température dC/C positif ou négatif, atteignant des valeurs très élevées au voisinage du point de CURIE, et très variable au voisinage de ce point.

Ces condensateurs, fréquemment réduits à la dimension d'un bouton de culotte, sont principalement utilisés comme condensateurs de découplage HF. Leur valeur, étant assez variable en fonction de la température, etc., ils ne peuvent être utilisés comme condensateurs étalons.

3.326 CONDENSATEURS AU BIOXYDE DE TITANE (additionné éventuellement de magnésie ou de zircone).

Ces condensateurs ont des propriétés moins extrêmes — et plus facilement ajustables — que les précédentes. Leurs constantes diélectriques varient entre 12 et 180, leurs coefficients de température de -800×10^{-6} à $+650 \times 10^{-6}$ par degré pour le bioxyde de titane (rutile) pur. Leur tangente d'angle de perte est voisine de 10^{-3} (1 à 3×10^{-3}). Les condensateurs à coefficient de température négatif permettent, associés à des condensateurs ordinaires, de réaliser des condensateurs ayant une capacité *constante* dans

un intervalle de température déterminé. De même, associés à des inductances à coefficient de température positif, ils permettent de réaliser des circuits oscillant sur une fréquence pratiquement constante dans un intervalle de température déterminé. On peut même, en accouplant deux condensateurs ayant des coefficients de température différents et des capacités dans un rapport convenable, obtenir n'importe quel coefficient de température entre certaines limites.

3.327 VÉRIFICATION DE LA RÉSISTANCE D'ISOLEMENT.

Utiliser une source à haute tension à courant continu (alimentation HT d'un récepteur, 200 à 300 V) et un voltmètre à grande résistance R (10 000 Ω/V par exemple). Mesurer la tension aux bornes de la source, avec et sans interposition du condensateur à vérifier, en série avec le voltmètre, *sans changer d'échelle*. Si V est la lecture en l'absence de condensateur, v la lecture (aussi faible que possible) avec le condensateur en série, R la résistance du voltmètre, R_i la résistance d'isolement du condensateur, on a la relation :

$$R_i = \frac{V - v}{v} R.$$

Exemple. — Si :

$$R = 2 \text{ M}\Omega \quad V = 200 \text{ V}, \quad v = 4 \text{ V},$$

on a :

$$R_i = 2 \cdot \frac{196}{4} = 88 \text{ M}\Omega.$$

En principe, on doit avoir $R_i \geq 500 \text{ M}\Omega$ par microfarad :

$$\left(= R_i \geq \frac{500 \text{ M}\Omega}{C_{(\mu\text{F})}} \right)$$

pour un condensateur autre que de liaison, et $R_i \geq 500 \text{ M}\Omega$ pour un condensateur de liaison entre étages.

3.33 Circuit équivalent à un condensateur. aux fréquences élevées.

On peut admettre que, aux fréquences élevées, un condensateur équivaut à une inductance (celle des connexions), une capacité (fonction de ses dimensions géométriques et de la nature du diélectrique), et une résistance série qui, aux basses fréquences, est égale à $1/\omega^2 C^2 R_i$, R_i étant la résistance d'isolement du condensateur, si bien qu'aux basses fréquences, l'angle de pertes du condensateur

est égal à l'angle de pertes du diélectrique, et ne dépend pas de la fréquence f . Aux fréquences élevées, on a, à peu de choses près : $\operatorname{tg} \delta = K \cdot f^{3/2}$.

3.34 Influence des variations de température sur les condensateurs.

Tous les diélectriques utilisés dans la fabrication des condensateurs ont un coefficient de température. On a indiqué plus haut des moyens pour réduire ou annuler ce coefficient. Mais plus que la valeur absolue de ce coefficient, c'est sa *constance* qui est intéressante en radiotechnique. Dans les condensateurs courants au mica et au papier, ce sont les déformations et pressions engendrées par les variations de température qui provoquent les variations de capacités les plus importantes qui, chose grave, sont *irréversibles* (hystérésis).

Les meilleurs condensateurs sont ceux obtenus par métallisation de pièces en céramique (dC/C compris entre -800×10^{-6} et $+650 \times 10^{-6}$ par degré) ou de minces feuilles de mica, de part et d'autre (dC/C de l'ordre de 20×10^{-6} par degré).

3.35 Tensions d'essai et de service.

La tension d'essai est la tension, *continue* en général, à laquelle le condensateur résiste pendant 1 mn par exemple. Par contre, la tension de service est celle à laquelle le condensateur doit résister, sans claquage, pendant une durée indéterminée.

En général, la tension d'essai est de l'ordre à deux à trois fois la tension de service maximum en continu ; cette dernière tension est en général égale à 1,4 à 1,5 fois la tension de service maximum en alternatif. Ci-dessous quelques valeurs pratiques à utiliser dans des montages de récepteurs radioélectriques (tensions de service en continu) :

Découplage des résistances de polarisations de cathode et des résistances de commande automatique de volume en HF et des potentiomètres d'écran	250 V
Condensateur de liaison BF, et circuit anodique de sortie	400 -
Condensateur de filtrage pour alimentation	400 -
Polarisation de lampes BF : 2 fois la tension de polarisation,	

3.36 Condensateurs électrochimiques (ou électrolytiques).

Un condensateur électrolytique se compose de deux électrodes en aluminium, immergées dans un liquide conducteur, généralement un phosphate ou un borate alcalin. On obtient, par « formation » (passage d'un courant) préliminaire, une couche isolante sur chaque électrode, qui constitue le « diélectrique » du condensateur électrochimique. L'anode est en général rendue *rugueuse* par corrosion chimique pour accroître sa surface.

Les condensateurs électrolytiques sont caractérisés par un faible encombrement et un faible prix par microfarad un facteur de pertes très élevé et une résistance d'isolement relativement faible, définie par un « courant de fuite » appréciable ($\leq 0,5$ mA par microfarad). De plus ils sont en général *polarisés*, et l'application d'une tension voisine de la tension de service, mais de polarité incorrecte, provoque en général instantanément une explosion. Ceci limite l'emploi de ces condensateurs à des applications telles que filtrage, découplage de résistances de cathode, où le double de la tension alternative de crête est inférieur à la tension continue appliquée.

3.361 TYPES DE CONDENSATEURS ÉLECTROLYTIQUES.

a) Condensateurs du type humide. L'*anode* est une feuille d'aluminium repliée ; la *cathode* est un cylindre d'aluminium rempli de liquide conducteur formant boîtier, et séparé de l'anode par une plaque isolante perforée. Les condensateurs « humides » ne peuvent fonctionner que dans une gamme étroite de température, ont un facteur de pertes élevé, et un courant de fuite croissant rapidement avec la tension. Ils doivent être munis d'une soupape d'échappement et être montés d'une certaine manière pour éviter les fuites.

b) Condensateurs du type sec (on les appelle fréquemment « chimiques » en argot de métier). L'anode et la cathode sont constituées par des feuilles d'aluminium séparées par un papier ou un tissu, imbibées d'un électrolyte qui est un liquide visqueux ou un solide gélatineux. On « forme » en général les électrodes par immersion dans un liquide approprié, et passage d'une série de courants. Ces condensateurs sont *auto-cicatrisants*, ce qui signifie que s'ils ont été détériorés par une surtension, on peut les réparer par une nouvelle opération de « formation ».

3.362 PROPRIÉTÉS DES CONDENSATEURS ÉLECTROLYTIQUES.

La capacité de ces condensateurs diminue avec leur durée de service, leur tension d'utilisation, la température, la fréquence et la tension appliquée. Le passage permanent d'un courant alternatif,

tendant à augmenter l'épaisseur de la couche isolante, réduit la capacité. Le courant de fuite est faible, de l'ordre de 0,02 à 0,08 mA par microfarad pour les tensions inférieures à la tension de formation, mais peut atteindre des valeurs prohibitives (1 mA par microfarad) au-dessus, et l'évacuation de la chaleur dissipée devient difficile. On aboutit souvent ainsi à la *destruction* du condensateur, le courant de fuite augmentant avec la température. Les condensateurs électrolytiques sont en général fabriqués pour des tensions de service variant de 5 à 600 V environ. Leur capacité peut atteindre 8 000 μF sous 5 V, 1 000 μF sous 25 V (polarisation de lampes BF), 32 μF sous 200 à 550 V (condensateurs de filtrage pour alimentations).

Leur durée est d'autant plus grande que leur courant de fuite est plus faible.

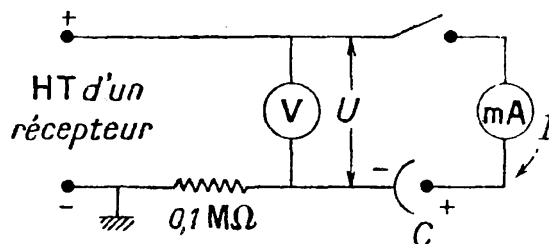


FIG. 3-2. — Dispositif de vérification (mesure du courant de fuite) des condensateurs électrolytiques.

Le milliampèremètre doit être de type 0-3 mA ou 0-5 mA.

On doit avoir $I < 0,5 \text{ mA} / \mu\text{F}$ (en principe $I \approx 0,05 \text{ mA} / \mu\text{F}$).

3.363 MESURE DU COURANT DE FUITE D'UN CONDENSATEUR ÉLECTROCHIMIQUE (fig. 3-2).

Utiliser la même source de courant qu'au paragraphe précédent, plus un milliampèremètre gradué de 0 à 3 ou de 0 à 5 mA, et une résistance de protection de 100 000 Ω . *Ne pas oublier de brancher le condensateur avec sa polarité correcte.* Le courant de fuite normal, proportionnel à la capacité, est de 0,02 à 0,06 mA par microfarad, mais on peut admettre à la rigueur une valeur, *maximum*, de 0,5 mA par microfarad. Ne pas oublier que le courant de fuite ne prend sa valeur normale qu'au bout de cinq à dix minutes (au moment de la mise sous tension, son intensité peut être dix fois plus grande que la valeur en régime permanent).

3.37 Mesure rapide d'une capacité (fig. 3-3).

La méthode repose sur la mesure de l'impédance $Z = 1/2\pi fC$ d'une capacité. On utilisera en général du courant industriel à 50 Hz : on mesure alors la tension alternative U aux bornes de la

capacité, ainsi que le courant alternatif I qui la traverse (certains appareils de mesure, dits « contrôleurs universels », permettent en réglant la tension appliquée à une valeur déterminée de mesurer directement la capacité), et la capacité en microfarads est donnée par la relation :

$$C_{(\mu\text{F})} = \frac{3,18 \cdot I}{U}, \quad I \text{ en mA}, \quad U \text{ en volts.}$$

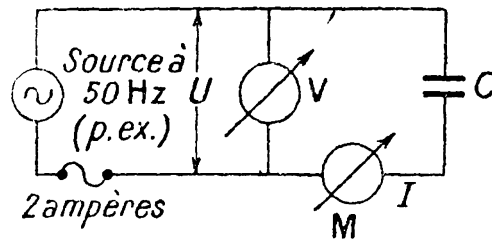


FIG. 3-3. — Dispositif simple de mesure des capacités.

M : Milli ou microampèremètre (alternatif).

V : Voltmètre (alternatif).

Si l'on utilise une tension alternative à 50 Hz de 127,2 V, voisine de celle des secteurs en France, on a simplement :

$$C_{(\mu\text{F})} = \frac{I_{(\text{mA})}}{40}.$$

On peut utiliser un autotransformateur à tension variable dit « alternostat » pour effectuer cette mesure. Dans le cas d'un courant à 25 Hz, on a :

$$C_{(\mu\text{F})} = \frac{6,36 \cdot I}{U}.$$

Il est nécessaire de mettre un fusible en série avec le condensateur pour le cas où il serait en court-circuit (schéma ci-contre).

Avec un microampèremètre pour alternatif, on peut théoriquement mesurer une capacité de 25 pF.

Cette méthode ne peut s'appliquer aux condensateurs chimiques qu'à la condition de réduire U , par un transformateur abaisseur, à 6,3 V par exemple.

On a alors, à 1 % près :

$$C_{(\mu\text{F})} = \frac{I_{(\text{mA})}}{2}.$$

Remarque. — Si la fréquence f de mesure diffère de 50 Hz, la valeur vraie de la capacité, $C'_{\mu\text{F}}$, est égale, alors à :

$$C'_{(\mu\text{F})} = \frac{50}{f} \cdot C_{(\mu\text{F})} = \frac{25 \cdot I_{(\text{mA})}}{f}.$$

3.38 Valeurs à choisir pour les condensateurs à insérer dans les montages radioélectriques.

Condensateurs d'accord (normalisés pour les récepteurs de radiodiffusion)	460 pF
Condensateurs d'accord (autres cas)	100 à 1 000 pF
Condensateurs de couplage à l'antenne	50 à 250 pF
Condensateurs de découplage cathode BF	25 à 500 μ F
Condensateurs de découplage écran BF	25 μ F
Condensateurs de découplage cathode HF	500 à 10 000 pF
Condensateurs de découplage écran HF	500 à 10 000 pF
Condensateurs de découplage cathode VHF :	
> 50 MHz	100 à 300 pF
Condensateurs de découplage écran VHF	100 à 300 pF
Condensateurs de liaison BF	0,1 à 1 μ F
Condensateurs de liaison HF et VHF	5 000, resp. 100 pF
Condensateurs de filtrage d'alimentation HT....	8 à 32 μ F
Condensateurs de filtrage d'alimentation BT	1 000 à 8 000 μ F
Condensateurs d'accord ajustables pour circuit MF et HF.....	10 à 250 pF environ
Condensateurs d'accord pour circuits VHF :	
> 30 MHz	on utilise souvent la capacité parasite des lampes

(Code de couleurs : voir page 8.)

3.39 Formules fondamentales relatives aux condensateurs.

3.391 DÉFINITION.

La charge d'un condensateur (en coulombs) est donnée par la formule :

$$Q = C \cdot E$$

(C en farads, E en volts).

L'énergie accumulée dans un condensateur est donnée en watts par la formule :

$$W = \frac{1}{2} \cdot C \cdot E^2.$$

L'intensité du courant de décharge (en ampères) d'un condensateur est donnée, en ampères, par la formule :

$$I = C \cdot \frac{dE}{dt}.$$

3.392 CALCUL DE LA CAPACITÉ DE CONDENSATEURS DE FORMES DIVERSES.

3.3921 Condensateur à lames plates parallèles, séparées par une distance e faible par rapport à leurs dimensions :

$$C = 0,0884 \cdot \frac{K \cdot S}{e} \quad (\text{en picofarads})$$

K → constante diélectrique du diélectrique entre les lames.

S → surface en cm^2 .

e → distance, en cm, entre deux lames.

Cette formule ne tient pas compte de la déformation du champ électrique sur les bords des lames, et donne une valeur *trop faible* de la capacité.

3.3922 Condensateurs constitués par deux sphères concentriques.

R_1 → rayon extérieur (en cm) de la sphère intérieure.

R_2 → rayon intérieur (en cm) de la sphère extérieure.

K → constante diélectrique du diélectrique séparant les sphères.

$$C = 1,111 \cdot K \cdot \frac{R_1 R_2}{R_2 - R_1} \quad (\text{en picofarads}).$$

3.3923 Capacité d'un fil isolé par rapport au sol, supposé conducteur.

h = hauteur de l'axe du conducteur au-dessus du sol.

d = diamètre du conducteur.

$$C = \frac{24,12}{\lg \left\{ \frac{2h}{d} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{d^2}{4h^2}} \right) \right\}} \quad \text{picofarads par mètre.}$$

En général $h \gg d$, la formule se réduit alors à :

$$C = \frac{24,12}{\lg \frac{4h}{d}} \quad \text{picofarads par mètre.}$$

3.3924 Capacité entre deux fils parallèles éloignés du sol, et écartés d'une distance, d'axe en axe, égale à D :

$$C = \frac{12,06}{\lg \left\{ \frac{D}{d} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{d^2}{D^2}} \right) \right\}} \quad \text{picofarads par mètre ;}$$

si $d \ll D$, cette formule se réduit à :

$$C = \frac{12,06}{\lg \frac{2D}{d}} \quad \text{picofarads par mètre.}$$

3.3925 *Capacité entre deux fils parallèles rapprochés du sol.* — On suppose que d/h et d/D sont très petits. La présence du sol augmente, comme on pouvait s'y attendre, la capacité des deux fils l'un par rapport à l'autre, en fonction du rapport D/h ; on a :

$$C = \frac{12,06}{\lg \left\{ \frac{2D}{d} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{D^2}{4h^2}}} \right\}} \quad \text{picofarads par mètre.}$$

3.3926 *Capacité d'un câble coaxial.* — Rempli d'un diélectrique de constante diélectrique K :

a diamètre extérieur du conducteur intérieur.

b diamètre intérieur du conducteur extérieur.

$$C = \frac{24,12}{\lg \frac{b}{a}} \quad \text{picofarads par mètre.}$$

3.393 ASSOCIATIONS DE CONDENSATEURS (voir aussi *Aide-mémoire Dunod : Électricité*, p. 58 et 59).

3.3931 *Montage en parallèle.* — Si l'on branche en parallèle plusieurs condensateurs C_1, C_2, \dots, C_n , la capacité C_p résultante est la somme des capacités C_1, \dots, C_n :

$$C_p = C_1 + C_2 + \dots, C_n.$$

3.3932 *Montage en série.* — Si l'on branche en série plusieurs condensateurs C_1, C_2, \dots, C_n , la capacité C_s résultante est donnée par la formule :

$$\frac{1}{C_s} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \dots + \frac{1}{C_n}$$

Dans le cas de deux condensateurs C_1 et C_2 , on a :

$$C_s = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}.$$

3.4 LES TRANSFORMATEURS

3.41 Les transformateurs d'alimentation.

3.411 RELATIONS FONDAMENTALES.

Si N_1 est le nombre de spires au primaire (courant à transformer) et N_2 le nombre de spires au secondaire (courant transformé), le transformateur est dit *élévateur* (sous-entendu *de tension*) si $N_2/N_1 > 1$, *abaisseur* si $N_2/N_1 < 1$.

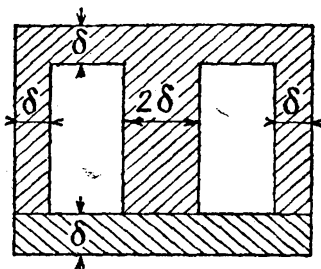


FIG. 3-4. — Tôles en « E » pour transformateurs d'alimentation. (Épaisseur de l'ordre de 3 à 4 dixièmes de millimètres.) Les *catalogues* fournissent les divers cotes et les hauteurs d'empilement ; la dimension δ est caractéristique de la tôle.

Si E_1 , E_2 sont les tensions primaire et secondaire, I_1 , I_2 les intensités dans le primaire et le secondaire, on a :

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{I_1}{I_2}.$$

D'autre part, le flux $\Phi = BS$ (B en gauss, S en cm^2 , Φ en maxwells) est donné par :

$$\Phi = \frac{E}{N} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\omega} \cdot 10^8,$$

avec $\omega = 2\pi f$.

En général $B = \Phi/S$ est de l'ordre de 7 000 à 15 000 gauss. On est limité dans l'augmentation de B par les pertes par hystérésis qui croissent plus vite que B (comme $B^{1,6}$ environ), et tendent à abaisser le rendement.

D'autre part, on réduira les pertes par courants de FOUCAULT en *feuilletant* le noyau magnétique. Les catalogues des fournisseurs (IMPHY, etc.) fournissent des indications sur les épaisseurs et les dimensions des tôles à adopter (pour des fréquences de 25 ou 50 Hz, suivant le cas).

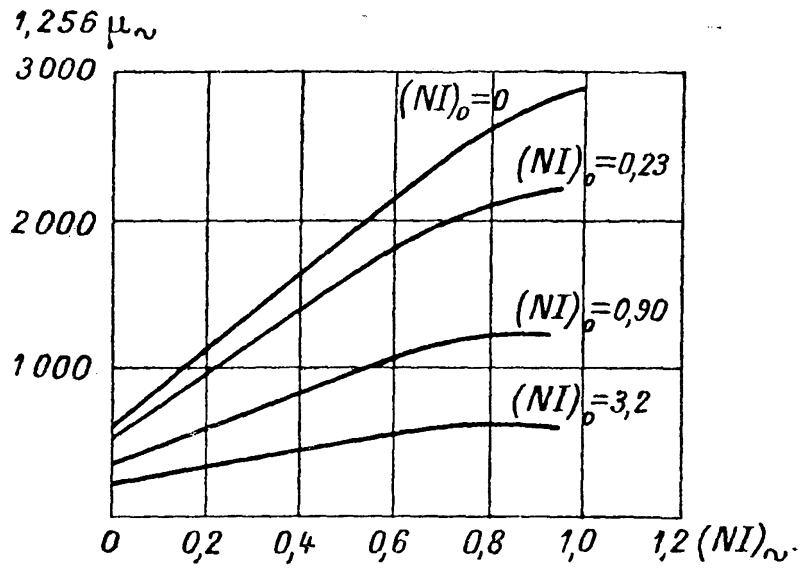


FIG. 3-5.
Variation de μ_{\sim} en fonction du nombre d'ampères-tours continus (NI) ,
et alternatifs $(NI)_{\sim}$.

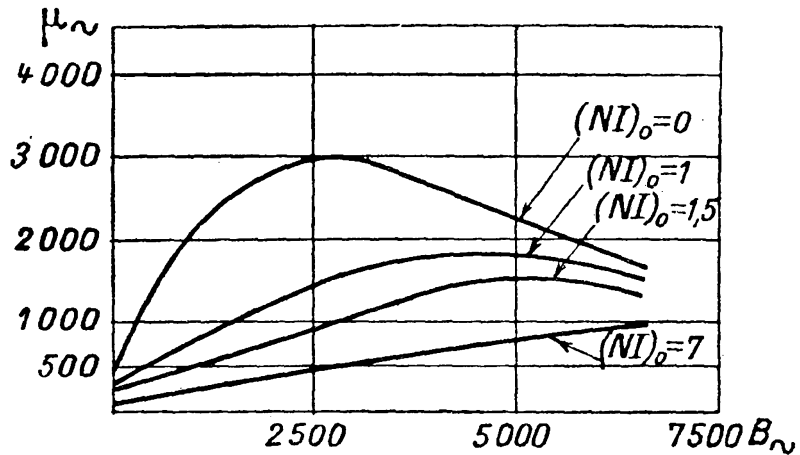


FIG. 3-6. — Variation de μ_{\sim}
en fonction de B_{\sim} et du nombre d'ampères-tours continus.

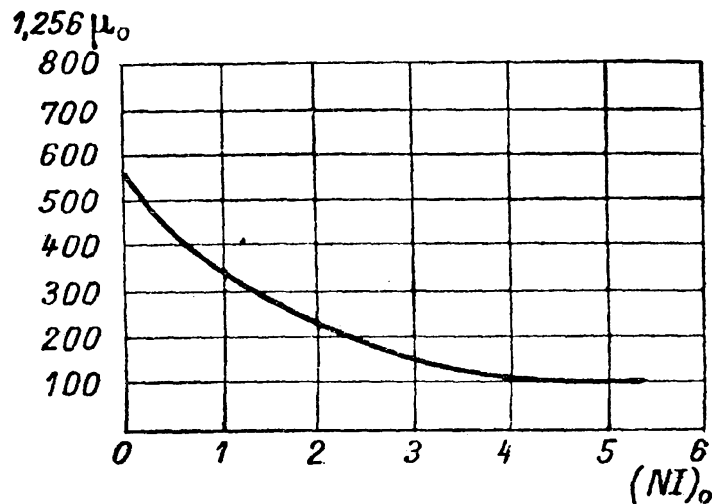


FIG. 3-7. — Variation de μ_0
en fonction du nombre (NI) , d'ampères-tours continus.

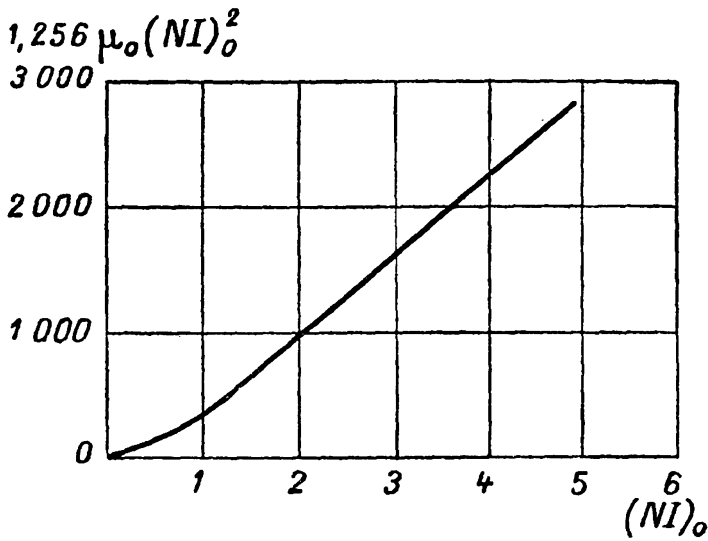


FIG. 3-8. — Variation de $1,256 \mu_0 (NI)_0^2$ en fonction du nombre d'amperes-tours continus $(NI)_0$.

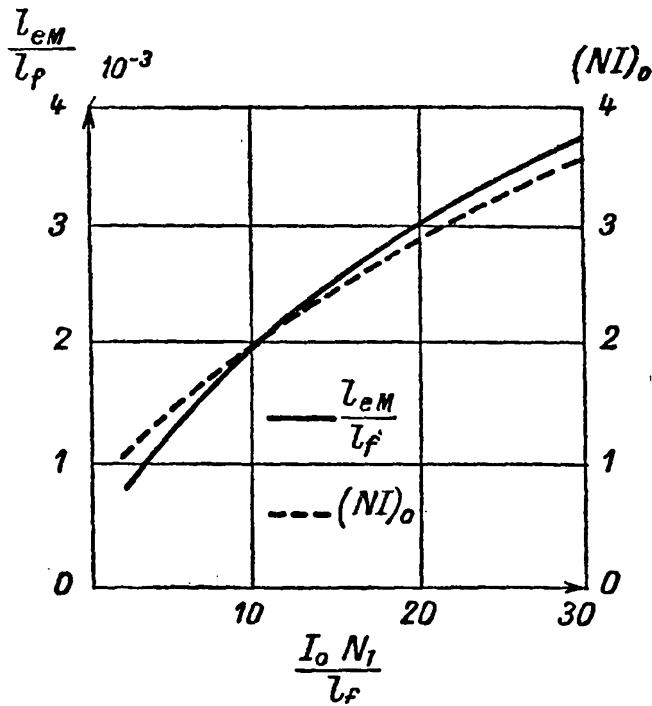


FIG. 3-9. — Valeurs de $\frac{l_{em}}{l_f}$ et $(NI)_0$ en fonction de $\frac{N_1 I_0}{l_f}$ (la valeur de $(NI)_0$ trouvée est fonction de $\frac{l_{em}}{l_f}$).

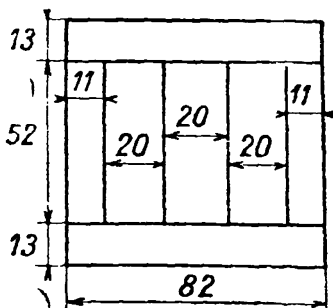


FIG. 3-10. — Type de tôle correspondant à l'exemple numérique (cotes en millimètres).

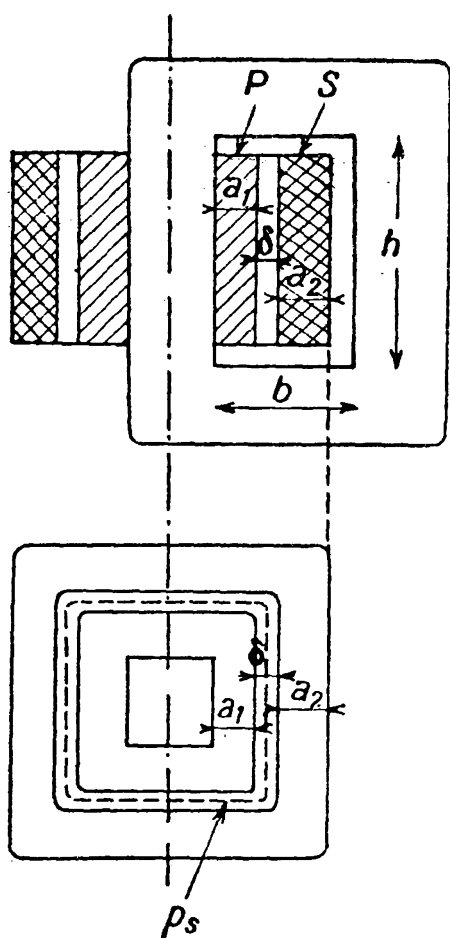


FIG. 3-11. — Enroulement cylindrique.

P = primaire.

S = secondaire.

a_1 = épaisseur de l'enroulement primaire.

a_2 = épaisseur de l'enroulement secondaire.

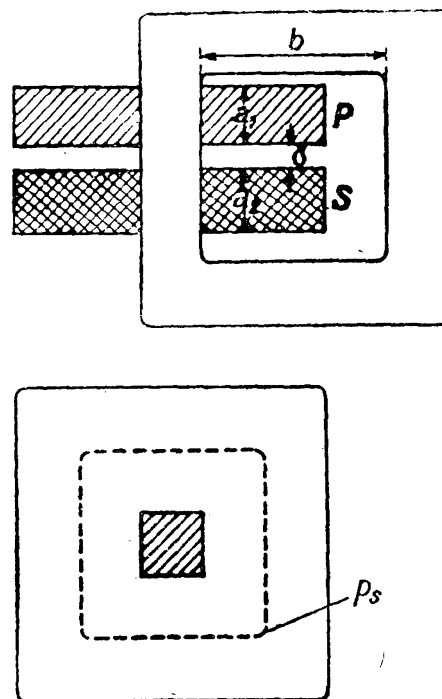
δ = intervalle entre les deux enroulements.

FIG. 3-12.

Enroulement en 2 galettes plates.

P = primaire.

S = secondaire.



On distingue plusieurs catégories principales de tôles :

Les « tôles ordinaires » dont les pertes à 50 Hz, et par kg, varient entre 3,5 et 2,5 W/kg pour $B_{\max} = 10\ 000$ gauss. Elles sont surtout intéressantes pour les transformateurs sur 25 Hz.

Les « tôles supérieures » au silicium (teneur maximum en Si 3 %) dont les pertes à 50 Hz, par kg ($B_{\max} = 10\ 000$ Gs) sont comprises entre 1,6 et 2,5 W/kg.

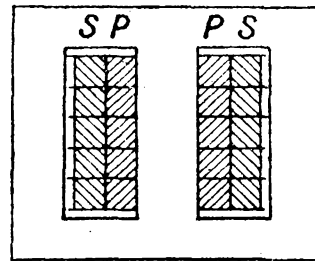
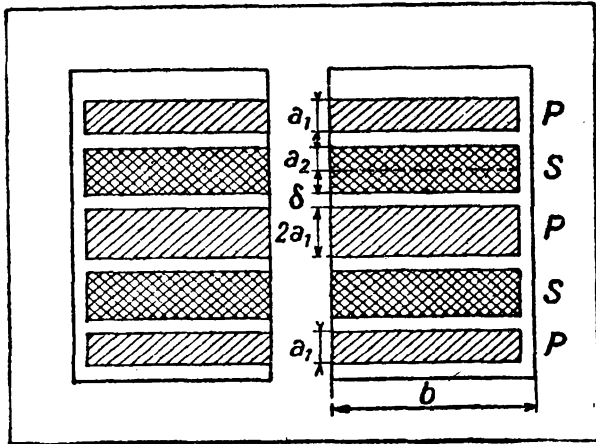


FIG. 3-13. — Enroulement fractionné.

P = primaire.
S = secondaire

FIG. 3-14. — Modèle d'un transformateur d'entrée ou de couplage de qualité moyenne.

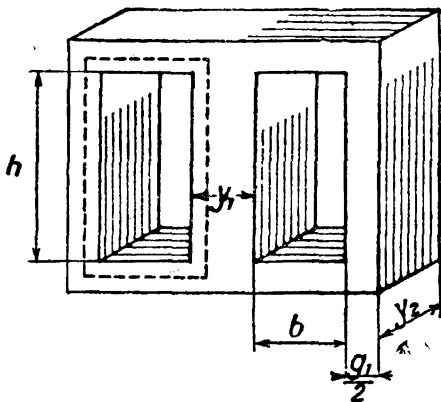


FIG. 3-15.
Noyau d'un transformateur BF.

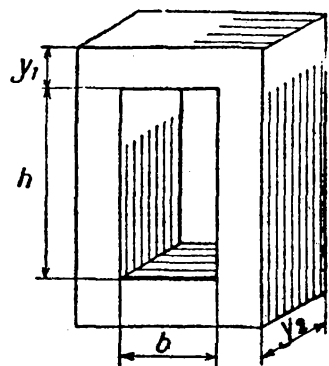


FIG. 3-16. — Noyau d'un transformateur BF à 1 fenêtre.

Les « tôles de qualité extra » contenant en général plus de 3 % de Si et dont les pertes varient entre 0,6 et 1,5 W/kg (Hiper-sil, etc.).

Les tôles pour transformateurs d'alimentation sous 400 ou 800 Hz (réseaux de bord d'avions), dont les pertes varient entre 4,3 et 9,5 W/kg à 400 Hz ($B_{\max} = 10\ 000$), à part l'« Hyperco » dont les pertes sont de l'ordre de 2,8 W/kg à 800 Hz ($B_{\max} = 4\ 000$).

3.412 TABLEAU PERMETTANT DE CALCULER

DIAMÈTRE (mm)	SECTION (mm ²)	COURANT ADMISSIBLE pour 3 A/mm ²	R (Ω /km)	POIDS (kg/km)
5/100	0,00196	6 mA	8 100	0,018
7/100	0,0038	11 -	3 725	0,034
8/100	0,0050	15 -	2 850	0,045
9/100	0,0064	19 -	2 250	0,057
10/100	0,0079	24 -	1 825	0,070
12/100	0,0113	34 -	1 270	0,10
15/100	0,0177	53 -	810	0,16
16/100	0,0200	60 -	715	0,18
18/100	0,0254	76 -	630	0,23
20/100	0,0314	94 -	510	0,28
22/100	0,0380	114 -	420	0,34
25/100	0,0490	147 -	325	0,43
28/100	0,0616	184 -	260	0,55
30/100	0,0707	212 -	225	0,63
32/100	0,0884	241 -	195	0,72
35/100	0,0962	289 -	170	0,85
40/100	0,126	377 -	125	1,12
45/100	0,159	477 -	100	1,41
50/100	0,196	588 -	81	1,75
55/100	0,238	714 -	68	2,11
60/100	0,283	849 -	57	2,51
65/100	0,332	1,00 A	49	2,95
70/100	0,385	1,16 -	42	3,43
75/100	0,442	1,33 -	36	3,90
80/100	0,503	1,51 -	32	4,47
85/100	0,568	1,70 -	28	5,00
90/100	0,636	1,91 -	25	5,67
10/10	0,785	2,36 -	20	7
11/10	0,950	2,85 -	16	8,5
12/10	1,13	3,39 -	14	10
13/10	1,33	4,00 -	12,7	11,8
14/10	1,54	4,62 -	10,3	13,7
15/10	1,77	5,30 -	9	15,7
16/10	2,01	6,03 -	8	17,9
17/10	2,27	6,80 -	7	20,2
18/10	2,55	7,65 -	6,3	22,7
19/10	2,84	8,50 -	5,7	25,2
20/10	3,1	9,40 -	5,1	28

L'ENCOMBREMENT D'UN BOBINAGE EN FIL DE CUIVRE.

SPIRES PAR CM		SPIRES PAR CM ²	
Émail	2 couches coton	Émail	2 couches coton
130	55	16 900	3 025
120	50	14 400	2 500
110	45	12 100	2 025
96	40	9 200	1 600
86	36	7 450	1 300
72	31	5 200	960
57	28	3 200	785
55	27	3 000	750
49	26	2 400	675
43	24	1 850	575
39	23	1 525	530
36	22	1 300	485
33	20	1 100	400
31	19	960	360
29	19	875	360
26	18	675	325
23	16	530	270
20	15	400	225
17	14	290	200
16	14	255	200
15	13	225	170
14	12	200	145
13	11	170	120
12	10	150	110
12	10	145	100
10	9	110	90
10	9	100	80
9	8	90	70
9	8	80	65
8	7	65	50
7	6	56	42
7	6	50	36
6	5	42	30
6	5	36	25
5	4	30	20
5	4	25	16
5	4	25	16
4	3	20	12

3.413 CALCUL SIMPLIFIÉ D'UN TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION.

Les Américains ont étudié et mis au point diverses méthodes de calcul des transformateurs d'alimentation. La place étant limitée, nous nous bornerons au procédé le plus simple. Signalons de suite que le rendement de ces transformateurs dépasse rarement 80 % (contre 98 % pour les transformateurs industriels de grande puissance).

Les transformateurs d'alimentation doivent comporter des prises à 110-125-140-220-240 V au primaire, pour tenir compte des diverses tensions des secteurs, normalisées en principe à 125 et 220 V mais, surtout en province, s'écartant parfois notablement de ces chiffres. Les tensions, aux divers secondaires que comporte le transformateur, sont assez variées : 4,5 ou 6,3 V pour le chauffage des tubes amplificateurs et des valves ; 2×250 , 300 ou 350 V pour la haute tension. Les phases du calcul sont les suivantes.

3.4131 Détermination des caractéristiques. — Déterminer à l'aide des catalogues de tubes les tensions aux bornes des divers secondaires, ainsi que les intensités correspondantes, et faire la somme de toutes ces quantités. En général, on aboutit à des puissances comprises entre 45 et 92 W (en moyenne, pour les récepteurs les plus courants, 60 W), soit P_2 .

On en déduira la puissance P_1 au primaire (en admettant un rendement de 80 %) :

$$P_1 = 1,25 \cdot P_2.$$

Si E_1 est la tension du secteur, et $\cos \varphi$ le facteur de puissance de l'ordre de 0,9, on en déduit l'intensité primaire :

$$I_1 = \frac{P_1}{0,9 \cdot E_1} = \frac{P_2}{0,72} = 1,4 \cdot P_2.$$

3.4132 Détermination des diamètres des conducteurs. — On prendra, pour la densité de courant, 2 A/mm² pour les transformateurs pour lesquels $P_2 \leq 50$ W, 1,5 A/mm² pour $P_2 > 50$ W (refroidissement plus difficile).

3.4133 Le circuit magnétique. — Il sera en général constitué par des tôles en « E » (voir fig. 3-4).

La section S (en cm²) de la branche médiane de l'« E » est donnée par la formule :

$$S = 1,16 \cdot \sqrt{P_1}.$$

On bobine en général le transformateur sur une carcasse enfilée sur le bras médian de l'« E ». Pour tenir compte du « foisonnement »

des tôles à l'empilage, et pour laisser un jeu suffisant pour la carcasse, majorer de 10 % la valeur de S , qui devient alors :

$$S_{(\text{cm}^2)} = 1,27 \sqrt{P_1}$$

et définit également la section intérieure de la carcasse.

3.4134 *Pertes dans le noyau ; induction maximum.* — Pour concilier un prix de revient raisonnable, et un rendement acceptable, prendre des tôles « 1,6 W », et $B_{\text{max}} = 10\,000$ Gs ; déterminer à l'aide des indications du fabricant les dimensions et épaisseurs des tôles limitant les pertes au chiffre indiqué.

3.4135 *Calcul du nombre de spires des divers enroulements du transformateur.* — La loi fondamentale de l'induction nous donne, N étant le nombre total de spires d'un enroulement du transformateur, E la différence de potentiel à obtenir aux bornes de cet enroulement, et f la fréquence du secteur.

On a :

$$N = \frac{9 \times 10^7 \cdot E}{4 \cdot B_{\text{max}} \cdot S \cdot f} ; \quad \text{si} \quad f = 50 \text{ Hz}, \quad N = \frac{4,5 \times 10^5 \cdot E}{B_{\text{max}} \cdot S}.$$

Si on a un grand nombre d'enroulements, il y a intérêt à faire intervenir le nombre N/E de tours par volt, qu'on choisira *pair* à cause des prises médianes.

On a :

$$\frac{N}{E} = \frac{9 \times 10^7}{4 \cdot B_{\text{max}} \cdot S \cdot f} ; \quad \text{si} \quad f = 50 \text{ Hz}, \quad \frac{N}{E} = \frac{4,5 \times 10^5}{B_{\text{max}} \cdot S}.$$

On se donne alors une valeur commode de N/E , 4 par exemple, et on détermine alors S . On a intérêt à majorer de 10 % environ, dans les calculs, la valeur de E , pour tenir compte des chutes de tension dans les enroulements (par exemple en remplaçant les coefficients 9×10^7 et $4,5 \times 10^5$ par 10^8 et 5×10^5 , respectivement).

3.4136 *Mise en place des enroulements.* — Ce calcul a une grande importance pour la réalisation pratique : il s'agit, connaissant les diamètres, nombres de spires, couches isolantes, etc. de chaque enroulement, de déterminer si on peut les loger tous dans la fenêtre du noyau.

On peut, soit faire le calcul de proche en proche, *en tenant compte des épaisseurs d'isolants* et de la carcasse données par les fabricants de fil, de l'épaisseur des feuilles de papier ou de toile, utilisées pour séparer les divers enroulements, soit utiliser des tables spéciales, dont on en donne une pages 64-65. (Voir aussi *Remarque*, après le § 3.4139.)

Si les divers enroulements ne tiennent pas dans la fenêtre des noyaux, il faut choisir des noyaux plus importants. Le procédé qui consisterait à réduire les épaisseurs d'isolant et les sections des fils est dangereux, car il peut conduire respectivement à des claquages et/ou à des échauffements excessifs.

3.4137 *Calcul des pertes dans le cuivre.* — Connaissant les longueurs, les diamètres — et par suite les résistances R_n — de chaque enroulement, on peut calculer les pertes dans le cuivre en faisant la somme des quantités $R_n I_n^2$, I_n étant l'intensité efficace parcourant chaque enroulement. On a :

$$\sum R_n I_n^2 = W_P, \quad \text{pertes totales dans le cuivre.}$$

3.4138 *Calcul des pertes dans le fer.* — On détermine les pertes dans le fer en fonction du poids des tôles, et des pertes par kg pour B_{\max} donnée par les fabricants.

Pour des tôles 1 W 6 et un noyau de 500 g, et $B_{\max} = 10\,000$ G, on a :

$$W'_P = 0,5 \times 1,6 = 0,8 ;$$

W_P pertes dans le fer.

3.4139 *Calcul du rendement.* — On a :

$$\rho = \frac{P_2}{P_2 + W_P + W'_P}$$

on trouve, en général, $0,7 \leq \rho \leq 0,9$.

Si $\rho < 0,7$, il est préférable de recommencer les calculs en augmentant les sections des conducteurs et du noyau, ou en améliorant la qualité des tôles.

Remarque. — En l'absence de tables spéciales pour l'opération du § 6, on peut utiliser les données *approchées* suivantes :

Pour le fil émaillé, majorer de 5/100 le diamètre pour tenir compte de l'épaisseur de l'isolant ; de 12/100 pour deux couches soie ou une couche coton ; de 20/100 pour deux couches coton.

Le diamètre du fil étant ainsi connu, réduire le nombre de spires trouvé en divisant la largeur de la carcasse par ce diamètre de 12 %, du fait que les spires ne sont pas rigoureusement jointives

L'épaisseur du papier Kraft servant à isoler entre elles les diverses couches de l'enroulement sera :

de 8/100 de mm pour	$d \leq 0,6$ mm
- 12/100 — —	0,7 mm $\leq d \leq 0,8$ —
- 18/100 — —	0,9 — $\leq d \leq 1,2$ —
- 25/100 — —	1,25 — $\leq d$

(d = diamètre du fil *nu*).

Tubes dits « européens ».

NOMBRE DE TUBES	HT		VALVE		TUBES AMPLIFICATEURS	
	volts	milliampères	volts	ampères	volts	ampères
	4	2 X 350	60	6,3	0,65	6,3
5	2 X 350	95	6,3	0,90	6,3	2,1
6	2 X 350	100	6,3	0,90	6,3	2,3
7	2 X 350	100	6,3	0,90	6,3	1,5 (push-pull de EL 42)
8	2 X 350	110	6,3	0,90	6,3	1,6 (push-pull de EL 42)
9	2 X 350	110	6,3	0,90	6,3	1,8 (push-pull de EL 42)

Tubes dits « américains ».

NOMBRE DE TUBES	HT		VALVE		TUBES AMPLIFICATEURS	
	volts	milliampères	volts	ampères	volts	ampères
	4	2 X 350	65	5	2	6,3
5	2 X 350	70	5	2	6,3	1,85
6	2 X 350	75	5	2	6,3	2,15
7	2 X 350	105	5	2	6,3	2,8 (push-pull de 6 F 6)
8	2 X 350	110	5	2	6,3	3,1 (push-pull de 6 F 6)
9	2 X 400	165	5	2	6,3	3,9 (push-pull de 6 L 6)

3.414 CARACTÉRISTIQUES DES TRANSFORMATEURS D'ALIMENTATION SUR SECTEUR.

3.4141 Radiodiffusion. — Ci-dessous les caractéristiques approximatives des transformateurs pour récepteurs de radiodiffusion (d'après HÉMARDINQUER).

3.4142 Télévision. — Les transformateurs peuvent soit alimenter le récepteur directement en alimentation très haute tension redressée (pour le tube cathodique), soit par l'intermédiaire d'un oscillateur haute fréquence. Dans ce dernier cas, les caractéristiques ne sont pas, à part les débits plus importants, très différentes de celles des récepteurs courants de radiodiffusion. Ci-dessous deux transformateurs, l'un pour *petit* téléviseur, l'autre pour *grand* téléviseur (d'après HÉMARDINQUER) :

HT		VALVE		TUBES	
volts	milliampères	volts	ampères	volts	ampères
2 × 70,2 × 400	110	5	3 (+ 2)	6,3	3
2 × 420,2 × 350 . . .	225	5	3	6,3	8 (+ 1)

Les parenthèses correspondent aux enroulements supplémentaires.

3.42 Les transformateurs HF apériodiques.

Ces transformateurs ont été très employés au début de la radio (vers 1922-1930), mais ils ne présentent plus guère d'intérêt.

On les remplace, en général, par une résistance ohmique de l'ordre de 6 à 10 000 ohms dans certains étages amplificateurs HF, tels ceux placés dans quelques modèles de « cadres antiparasites » à tube amplificateur. On obtient ainsi une sensibilité et une puissance déjà *largement* suffisantes en pratique, en simplifiant à la fois la manœuvre et la réalisation du dit cadre.

3.43 Étude et réalisation des transformateurs basse-fréquence et des inductances à fer.

3.431 PRINCIPES.

Il y a lieu de tenir compte, dans la réalisation des transformateurs basse-fréquence, de ce que les paramètres intervenant dans leur fonctionnement ne sont pas les mêmes aux fréquences basses

et aux fréquences élevées ; dans le premier cas c'est l'inductance du primaire, dans le second l'inductance de fuite et les capacités réparties. Dans la pratique, il importe de connaître le gain :

$$G = \frac{\text{tension secondaire}}{\text{tension primaire}} = \frac{V_s}{V_p}$$

aux diverses fréquences. En général, pour un transformateur bien construit, on a $G \simeq n$, rapport de transformation.

Il en résulte que les paramètres fondamentaux d'un transformateur sont :

L'inductance L_1 du primaire.

L'inductance de fuite $L_f = \sigma L_1$.

Le rapport de transformation $n = N_2/N_1$.

De plus, interviennent les capacités répartie et de sortie au secondaire, la capacité entre enroulements, qu'on annule à l'aide d'un écran ; le rendement, qui tient compte des pertes dans le fer et le cuivre, n'intervient que pour les transformateurs de sortie. Les pertes dans le fer (hystérésis, courants de FOUCAULT) ne sont gênantes qu'aux très basses fréquences. Les transformateurs de sortie peuvent donner lieu à des distorsions non linéaires, également à ces fréquences.

3.432 RÉALISATION D'UN PRIMAIRE DE TRANSFORMATEUR BF OU D'UNE INDUCTANCE A FER. Les courbes des *fig. 3-5* à *3-7* se trouvent p. 60, celles des *fig. 3-8* et *3-9* p. 61.

3.4321 Inductance d'un enroulement sur circuit magnétique fermé. — Si S_f section d'un noyau de fer en cm^2 , l_f la longueur moyenne (en cm) du circuit correspondant, N le nombre de spires

$$\mu_{\sim} = \frac{B_{\sim}}{H_{\sim}} = \frac{\text{induction alternative}}{\text{champ alternatif}},$$

l'inductance, en henrys, de l'enroulement sera :

$$L = 1,256 \mu_{\sim} \frac{N^2 \cdot S_f}{l_f} \cdot 10^{-8}$$

μ_{\sim} dépend des ampères-tours alternatifs $(NI)_{\sim}$ dans l'enroulement, ainsi que des ampères-tours continus $(NI)_0$.

Si $(NI)_{\sim}$ petit, on a :

$$\mu_{\sim} = \mu_0 + \gamma(NI)_{\sim}$$

μ_0 perméabilité initiale du fer.

Les courbes (*fig. 3-5*) représentent pour des tôles moyennes la relation entre $1,256 \mu_{\sim}$ et $(NI)_{\sim}$ en fonction de $(NI)_0$ comme

paramètre. La *figure 3-6* représente la variation de $\mu \sim$ en fonction de $B \sim$ et de $(NI)_0$.

On y voit l'influence de la saturation magnétique (maximum de $\mu \sim$).

Il résulte des courbes que l'inductance d'un enroulement varie avec l'état magnétique $[(NI) \sim$ et $(NI)_0]$ du fer.

En tout cas, il faut que l'inductance L_1 du primaire satisfasse, dans les conditions les plus défavorables, à la relation :

$$L_1 \geq \frac{R_{ib}}{\omega_b} \cdot \frac{1}{\sqrt{A_b^2 - 1}} \quad \text{ou} \quad L_1 \geq L_{\min} \quad (1)$$

$$R_{ib} = R_i + r_p$$

R_i résistance interne de la lampe finale.

r_p résistance du primaire.

$\omega_b = 2\pi f_b$, f_b fréquence la plus basse à amplifier, pour laquelle on tolère un affaiblissement A_b par rapport au gain maximum G_{\max} :

$$G_{fb} = A_b \cdot G_{\max}$$

L_{\min} est donné par la relation (1 bis) :

$$L_{\min} = 1,256 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_1^2 \cdot S_f}{l_f} \cdot 10^{-8} \quad (1 \text{ bis})$$

(henrys)

La *figure 3-7* représente la variation des valeurs de $1,256 \mu_0$ en fonction de $(NI)_0$ pour des tôles courantes. [Pour des tôles spéciales, consulter les fabricants qui fournissent des courbes analogues, en général μ_0 en fonction de $(NI)_0$].

La formule (1 bis) ne permet pas de calculer à elle seule le nombre N_1 de spires au primaire du transformateur, car μ_0 dépend de $(N_1 I_0)_0$, I_0 étant l'intensité du courant continu circulant dans le primaire. Mais on doit avoir :

$$1,256 \mu_0 (NI_0)_0^2 = \frac{L_{\min} \cdot I_0^2}{l_f \cdot S_f} 10^8 \quad (2)$$

$l \cdot S_f =$ volume de fer en cm^3 .

La courbe de la *figure 3-7* permet de déterminer $1,256 \mu_0 (NI_0)_2$ à partir de $1,256 \mu_0$ et de $(NI)_0$. Ce qui donne la courbe de la *figure 3-8* qui permet de calculer $(NI)_0$ à partir de la formule (2). A partir de la *figure 3-7*, on trouve alors $1,256 \mu_0$. On peut alors calculer le nombre de spires N_1 (I_0 , courant plaque du tube intéressé est connu) par (1) ou par (3) :

$$N_1 = \frac{(NI)_0 \cdot l_f}{I_0} \quad (3)$$

Exemple. — Calculer le nombre de spires d'un primaire de transfo BF ou d'une inductance (de charge BF par exemple) définie par :

$$I_0 = 5 \times 10^{-3} \text{ A}, \quad L_{\min} = 30 \text{ H}, \quad S_f = 6 \text{ cm}^2, \quad l_f = 20 \text{ cm}.$$

Calculons d'abord, par (2), la quantité $1,256 \mu_0 (NI)_0^2$; on trouve :

$$1,256 \mu_0 (NI)_0^2 = \frac{30 \cdot (5 \cdot 10^{-3})^2}{20 \cdot 6} \cdot 10^8 \approx 625.$$

D'après la courbe de la *figure 3-8*, on trouve $(NI)_0 = 1,5$; la *figure 3-7* nous donne, pour :

$$(NI)_0 = 1,5, \quad 1,256 \mu_0 = 280.$$

La formule (3) nous donne le nombre de spires :

$$N_1 = \frac{(NI)_0 \cdot l_f}{I_0} = \frac{1,5 \cdot 20}{5 \cdot 10^{-3}} = \underline{\underline{6\ 000}}.$$

$N_1 = 6\ 000$ spires.

3.4322 *Cas d'un transformateur avec entrefer.* — Si le courant I_0 est élevé (> 10 mA), le fer est rapidement saturé, même si N_1 n'est pas très élevé, car $(NI)_0$ devient très grand (*fig. 3-5* et *3-6*). Pour réduire $(NI)_0$ sans augmenter trop le volume du noyau, il faut créer un entrefer de longueur l_e .

On a alors :

$$(NI)_0 \cdot l_f + 0,8 B_0 l_e = N_1 \cdot I_0. \quad (4)$$

L'inductance, avec entrefer, est donnée alors par :

$$L_1 = \frac{1,256 \cdot N_1^2 \cdot S_f \cdot 10^{-8}}{\frac{l_f}{\mu_0} + l_e} = \frac{1,256 \cdot N_1^2 \cdot S_f}{l_f} \cdot \frac{10^{-8}}{\frac{1}{\mu_0} + \frac{l_e}{l_f}}. \quad (5)$$

(henrys)

Pour une certaine valeur de l_e , soit l_{eM} , l'inductance L_1 est maximum. Pour cela, il faut connaître :

$$\mu_0 = f_1 [(NI)_0]$$

et :

$$B_0 = f_2 [(NI)_0],$$

d'où l'on tire un graphique semblable à celui de la *figure 3-9*, qui permet de calculer l_{eM}/l_f en fonction de $N_1 \cdot I_0/l_f$. Lorsque les dimensions du noyau de fer et l'intensité I_0 du courant anodique sont données, on opère comme suit pour obtenir l_{eM} (et L_1 maximum).

On choisit une section de fil, en admettant une densité de courant de l'ordre de 2 A/mm² (1,5 à 2,5), et on bobine le plus grand nombre de spires possible dans l'espace disponible (ou bien on se sert d'une table de bobinage comme celle donnée ci-dessus), et on détermine, à l'aide de la *figure 3-8*, l_{eM}/l_f puis L_1 par (5).

Exemple. — Soit à réaliser une inductance traversée par :

$$I_0 = 40 \times 10^{-3} \text{ A,}$$

sur des tôles du type de la *figure 3-10*. Si on admet 1,5 A/mm², la section du fil est $S_1 = 0,026 \text{ mm}^2$ et son diamètre 18/100 de mm. Le découpage de la *figure 3-10* peut recevoir 5 000 spires.

On a :

$$\frac{N_1 \cdot I_0}{l_f} = \frac{40 \cdot 10^{-3} \cdot 5\,000}{20} = 10.$$

Le graphique de la *figure 3-9* nous donne :

$$(NI)_0 = 2, \quad \frac{l_{eM}}{l_f} = 2 \times 10^{-3},$$

d'où :

$$l_e = 20 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 0,04 \text{ cm} = 0,4 \text{ mm.}$$

La formule (5) nous donne L_1 :

$$L_1 = \frac{1,256 \cdot (5\,000)^2 \cdot 6 \cdot 10^{-8}}{20 \left(\frac{1}{250} + 0,002 \right)} = 15,5 \text{ H.}$$

3.4323 Pertes dans le fer. — Si a est un coefficient caractérisant les pertes dues à l'hystérésis par cm³, par cycle et pour B_{\max} déterminé, et b un coefficient caractérisant les pertes par courant de FOUCAULT, on peut les écrire sous la forme :

$$P_f = \frac{l_f}{S_f} \cdot \frac{U_1^2}{N_1^2} \cdot \left(\frac{a}{\omega} + b \right), \quad (6)$$

U_1 étant la tension appliquée aux bornes du primaire du transformateur.

On peut admettre que les pertes correspondent à une résistance r' shuntant le primaire L_1 du transformateur ; on peut poser :

$$r' = \frac{L_1 \omega}{\varrho} \quad (7)$$

et :

$$r_f = \frac{L_1^2 \omega^2}{r'} \quad (7 \text{ bis})$$

pour une certaine fréquence ; r_f est la résistance correspondant aux pertes, placée en série avec le primaire du transformateur.

La résistance de charge R du transformateur, ramenée au primaire, soit $R' = R/n^2$ est shuntée par r' ; la résistance R' est ramenée, du fait des pertes à $R'' = R'r'/(R' + r')$: les pertes réduisent l'amplification en tension. Si $\varrho < 0,12$, leur influence est, toutefois, pratiquement négligeable. Il est nécessaire de calculer ϱ ; ϱ dépend du courant I_v de marche à vide et est donné par :

$$\varrho = \frac{r_f}{L_1 \omega} = 1,256 \cdot \mu_{\sim} \cdot \omega \left(\frac{a}{\omega} + b \right) \cdot 10^8. \quad (8)$$

Si, pour $f = 50$ Hz, et $B_{\sim} = 10\,000$ gauss, on introduit la quantité P_0 représentant les pertes dans le fer (de 0,8 à 3 W/kg), on peut écrire, pour $f \leq 150$ Hz :

$$\varrho = 31,4 \times 10^{-6} \cdot \mu_{\sim} \cdot P_0. \quad (9)$$

Pour les valeurs de P_0 indiquées ci-dessus, et pour $\mu_{\sim} = \mu_0 = 800$ (courant alternatif très faible dans le primaire), on a, entre les limites indiquées pour P_0 :

$$0,02 \leq \varrho \leq 0,075. \quad (10)$$

Pour $\mu_{\sim} = 3\,200$, on a, par contre :

$$0,08 \leq \varrho \leq 0,30. \quad (10 \text{ bis})$$

Remarque. — Si l'amplitude du courant alternatif traversant le primaire du transformateur est faible, les pertes ont une influence négligeable sur sa caractéristique en fréquence.

3.4324 Réduction de la distorsion aux très basses fréquences. — Du fait que la relation entre l'induction magnétique B_{\sim} et le courant $I_{v\sim}$ de marche à vide d'un transformateur BF n'est pas linéaire, la tension aux bornes du secondaire du transformateur présente une distorsion notable par rapport à la tension appliquée au primaire, si l'impédance du primaire n'est pas grande par rapport à la résistance de son circuit extérieur. Pour limiter cette distorsion, il faut que :

(1) *Remarque.* — Pour un alliage au nickel de perméabilité $\mu_0 = 1\,400$, couramment utilisé en France, on a :

$$\varrho = 2,6 \times 10^{-2} + 5,6 \times 10^{-5} \omega = 2,6 \times 10^{-2} + 4 \times 10^{-4} \cdot f. \quad (8 \text{ bis})$$

Pour $f = 50$, $\varrho = 0,046$.

1) La valeur de l'induction B_{\sim} en l'absence d'aimantation par un courant continu ne dépasse pas 5 à 6 000 gauss pour la fréquence la plus basse. En présence d'aimantation continue, on peut admettre, pour B_{\sim} , une valeur maximum de 7 000 à 8 000 gauss, et $(NI)_0$ doit être inférieur à 3 ampères-tours par centimètre.

Pratiquement, si $f_b = \omega_b/2\pi$ correspond à la fréquence la plus basse à amplifier, la distorsion sera $\leq 2\%$ si les deux conditions ci-dessous sont remplies, en l'absence d'aimantation continue :

$$\omega_b L \geq 8 R_i \quad B_{\sim \text{max}} \leq 5\,000 \text{ gauss environ ;} \quad \text{pour} \quad f_b = 50 \text{ Hz.}$$

En présence d'aimantation continue, la distorsion est $\leq 2\%$ si :

$$\omega_b L \geq 8 R_i \quad B_{\sim} = 1\,000 \text{ gauss} \quad (NI)_0 \leq 3,5 ; \quad \text{pour} \quad f_b = 50 \text{ Hz.}$$

Pratiquement, le mode de calcul, donné plus haut de L_{\min} , à savoir :

$$\omega_b L_{\min} = \frac{R_{ib}}{\sqrt{A_q^2 - 1}}$$

donne un résultat satisfaisant du point de vue de la distorsion.

3.4325 *Capacité répartie au secondaire du transformateur C_p .* — Comme pour n'importe quelle inductance, il faut bobiner ce secondaire de telle façon que les spires présentant une forte différence de potentiel soient isolées les unes des autres. Le procédé le plus simple consiste à fractionner l'enroulement en un certain nombre de galettes (3 à 8). On peut ainsi abaisser de 200 à 40 60 pF la capacité répartie au secondaire. On améliore ainsi l'amplification aux fréquences élevées

3.4326 *Inductance de fuite L_f .* — On définit l'inductance de fuite L_{f1} du primaire, à partir de la valeur du couplage magnétiques entre les spires primaires et le flux magnétique de fuite, créé par un courant d'intensité unité circulant dans ces spires. La définition de l'inductance de fuite de L_{f2} du secondaire est analogue. Pour la réalisation pratique, c'est l'inductance totale de fuite, $L_f = L_{f1} + L_{f2}/n^2$ qui est intéressante. Cette inductance est en gros indépendante de l'aimantation du fer.

On peut calculer approximativement L_f dans les divers cas suivants :

1° *Enroulement cylindrique (fig. 3-11, p 62).* Si :

- a_1 = épaisseur de l'enroulement primaire,
- a_2 = épaisseur de l'enroulement secondaire,
- p_s = longueur moyenne des lignes de forces du flux de fuite,
- δ = intervalle entre les enroulements,
- h = longueur de la fenêtre dans la tôle,

l'inductance L_f de fuite est donnée par :

$$L_f = \frac{1,256 N_1^2 p_s \left(\delta + \frac{a_1 + a_2}{3} \right) \cdot 10^{-8}}{h} \quad (\text{henrys}) \quad (11)$$

2° *Enroulement du type de la figure 3-12* ; L_f est donné par :

$$L_f = \frac{\psi \cdot 1,256 \cdot N_1^2 p_s \left(\delta + \frac{a_1 + a_2}{3} \right) \cdot 10^{-8}}{b} \quad (\text{henrys}) \quad (12)$$

b est la largeur de la tôle.

ψ = coefficient de correction empirique ($\simeq 1,1$).

p_s signifie la longueur moyenne d'une spire.

3° *Enroulement fractionné symétrique (fig. 3-13)*. — Les galettes primaires et secondaires sont alternées ; les galettes intermédiaires comptent double, c'est pour cela que, dans le cas du primaire la galette intermédiaire est deux fois plus épaisse ($2a_1$) que les galettes extrêmes (a_1). De même c'est la $1/2$ épaisseur a_2 qui compte pour les galettes secondaires. Ici m (nombre de couples de galettes) est égal à 4. La valeur de L_f sera égale à la somme des selfs de fuite correspondant à chaque couple de galettes voisines. p_s a le même sens que sur la figure 3-12. D'où :

$$L_f = \frac{1,256 \cdot N_1^2 \cdot p_s \left(\delta + \frac{a_1 + a_2}{3} \right) \cdot 10^{-8}}{m \cdot b} \quad (\text{henrys}) \quad (13)$$

N est le nombre *total* de spires au primaire.

4° *Enroulements fractionnés cylindriques*. — Avec des tôles à 3 branches, on peut réaliser un enroulement fractionné, en enroulant, sur des carcasses alternées autour de la branche médiane, des primaires et des secondaires, les quantités a et δ ayant le même sens que sur la figure 3-11.

Ici l'épaisseur du secondaire est égale à $2a_2$.

On peut obtenir d'autre part un enroulement fractionné avec des tôles à deux branches en enroulant un demi-primaire et un demi-secondaire sur chaque branche ; les quantités a_1 , a_2 et δ auront encore le même sens que sur la figure 3-11 ($m = 2$).

m ayant le même sens que pour le cas 3, et p_s toujours la même

signification, on a, en tenant compte d'un facteur de correction ψ de l'ordre de 1,1 :

$$L_f = \frac{1,25 \cdot N_1^2 \cdot p_s \left(\delta + \frac{a_1 + a_2}{3} \right) \psi \cdot 10^{-8}}{m \cdot h} \quad (14)$$

(henrys)

3.4327 *Rôle de l'inductance de fuite.* — L'inductance $L_f = \sigma \cdot L_1$, σ étant le coefficient de fuite doit être aussi faible que possible, parce que :

1) Elle contribue au couplage parasite entre le transformateur et les champs extérieurs.

2) Le rapport des fréquences f_b et f_h extrêmes reproduites correctement par le transformateur est donné grossièrement par la relation :

$$\frac{f_h}{f_b} = \frac{1}{\sigma},$$

f_b dépend d'ailleurs étroitement de L_1 . D'où l'intérêt des enroulements fractionnés du type de la *figure 3-13*.

3.4328 *Modes pratiques de bobinage des transformateurs BF.* *Transformateur de sortie.* — La capacité répartie C_p ne joue aucun rôle. Il faut diminuer σ le plus possible. Le mode d'enroulement de la *figure 3-11* en fractionnant s'il y a lieu les primaires et secondaires, est le plus favorable, car il est difficile d'obtenir des tôles avec une grande fenêtre. On fait, d'autre part, $0,3 \leq b/h \leq 0,5$. L'optimum est obtenu en fractionnant l'enroulement en deux sections sur chaque branche d'un noyau du type de la *figure 3-11*. On arrive à $\sigma = 0,002$.

Transformateurs d'entrée et de couplage. — Il faut réduire le plus possible C_p et L_f . Pour $f_h \leq 5\,000$ Hz, on peut, avec des tôles à trois branches, utiliser l'enroulement fractionné autour de la branche médiane, les fractions de l'enroulement primaire étant les plus proches du fer (*fig. 3-14*, p. 63).

Si $f_h > 5\,000$ Hz, il est préférable d'utiliser la disposition de la *figure 3-13*, p. 63 ; elle présente l'avantage suivant : on peut réaliser et essayer chaque galette séparément. S'il y en a une qui se détériore, il suffit de la remplacer, au lieu de remplacer tout l'enroulement du transformateur.

Les galettes ne comportent aucune carcasse. On les rend rigides par imprégnation avec de la paraffine, de l'ozokérite, etc.

3.433 CONSTANTES DES TRANSFORMATEURS AUX FRÉQUENCES ACOUSTIQUES ÉLEVÉES.

Le comportement du transformateur aux fréquences élevées dépend de son inductance de fuite $L_f = \sigma \cdot L_1$, de la capacité C

au secondaire (= $n^2 C$ ramenée au primaire) et de la résistance R shuntant le secondaire (= R/n^2 au primaire), ainsi que de son rapport de transformation $N_2/N_1 = n$.

3.4331 Cas où le transformateur débite sur une grande résistance (« non shunté »). — Soit A_h l'affaiblissement toléré aux fréquences élevées. Deux cas $A_h < 1$: on relève les aiguës ; $A_h > 1$: on admet une diminution de l'amplification des aiguës.

Premier cas. — Soit R_{ih} la résistance totale dans le primaire ; elle est égale à la résistance interne R_i du tube amplificateur plus la résistance du primaire ; comme on ignore celle-ci, on pose en général :

$$1,2 R_i \leq R_{ih} \leq 1,4 R_i.$$

Soit $f_2 = \omega_2/2\pi$ la fréquence d'amplification maximum, que l'on supposera égale à la fréquence f_2 de résonance sur les fuites.

On a :

$$L_f = \frac{R_{ih}}{A_2 \omega_2} \approx \frac{1,3 R_i}{A_2 \omega_2} \quad (15)$$

et :

$$n = \sqrt{\frac{A_2}{\omega_2 \cdot C \cdot R_{ih}}} \approx \sqrt{\frac{A_2}{1,3 \omega_2 \cdot C \cdot R_i}} \quad (16)$$

La quantité C est égale à :

$$C = C_p + C_{gc} + C_{ag}(1 + \mu), \quad (17)$$

de l'ordre de 200 pF.

C_p → capacité répartie du secondaire.

C_{gc} → capacité grille cathode du tube amplificateur.

C_{ag} → capacité d'entrée apparente du tube (effet MILLER).

μ → coefficient d'amplification du tube.

Soit :

$$A_2 = 0,71 \text{ (gain de 3 dB)}, \quad C = 200 \text{ pF} \quad R_i = 600 \Omega \quad R_{ih} \approx 750 \Omega$$

$$f_2 = 8\,000 \text{ Hz}, \quad \omega_2 \approx 50\,000.$$

On a :

$$L_f = \frac{750}{0,71 \times 50\,000} = 0,021 \text{ H}$$

$$n = \sqrt{\frac{0,71}{50\,000 \times 750 \times 2 \cdot 10^{-10}}} = 9,7.$$

L'inductance L_1 , pour $f_b = \omega_b/2\pi = 50 \text{ Hz}$, est donnée par la

formule (1). Si on prend $R_{ib} = 750 \Omega$, on trouve, pour L_1 — avec $A_b = 1,41$:

$$L_1 \geq \frac{750}{314} \cdot \frac{1}{\sqrt{2-1}} = 2,40 \text{ H,}$$

d'où :

$$\sigma = \frac{L_f}{L_1} \leq \frac{0,021}{2,40} \quad \text{ou} \quad \sigma \leq 0,0088.$$

Deuxième cas. — La fréquence maximum f_h à amplifier est différente de la fréquence f_2 de résonance. L'affaiblissement toléré à l'extrémité supérieure de la bande est égal à A_h . On admettra, pour simplifier le calcul, un affaiblissement $A_2 = 1,2$ à la fréquence de résonance et $A_{\text{max}} = 0,96$. On peut dans ce cas utiliser les formules (15) et (16) du paragraphe précédent, en utilisant toujours la fréquence f_2 qui est liée à f_h par la relation suivante :

$$f_2 = f_h \times \frac{0,24}{(A_h - 0,96) \left[1 + 0,53 \left(\frac{1,2 - A_h}{A_h - 0,96} \right) \right]} \quad (17)$$

que l'on peut remplacer, pour les valeurs couramment admises de A_h , par le tableau :

A_h	f_2/f_h
1,05	1,54
1,10	1,3
1,15	1,13
1,20	1,00

Si $A_h > 1,2$, on prendra $f_2 = f_h$.

Exemple. — Étage intermédiaire d'amplification :

$$R_i = 5\,000 \Omega, \quad \omega_b = 600 \text{ (95 Hz)}, \quad \omega_h = 35\,000 \text{ (5 570 Hz)},$$

$$A_h = A_b = 1,1, \quad C = 200 \text{ pF}, \quad R_{ih} = 6\,000 \Omega.$$

On trouve, aux basses fréquences, $L_1 = 20 \text{ H}$.

Aux fréquences élevées, le tableau donne $f_2 = 1,3 f_h$, d'où $\omega_h = 45\,500$.

On a, d'après les formules (15) et (16) :

$$L_f = \frac{6\,000}{45\,500 \times 1,2} = 0,11 \text{ H}$$

$$n = \sqrt{\frac{1,2}{45\,500 \times 6\,000 \times 2 \cdot 10^{-10}}} = 4,7 \quad \text{et} \quad \sigma = \frac{0,11}{20} = 0,0055.$$

3.4332 Cas où le transformateur débite sur une résistance finie (secondaire shunté). — Le problème est beaucoup plus compliqué que dans le cas précédent. Pour le résoudre, on se donne d'abord $\sigma = L_f/L_1$ et f_2 . On calcule ensuite :

$$n = \frac{1}{\omega_2 \sqrt{L_f C}} \quad (18)$$

et ensuite le shunt R , ou plus exactement sa valeur ramenée au primaire $R' = R/n^2$:

$$R' = \frac{\omega_2 \cdot L_f}{A_2 - \frac{R_{ih}}{\omega_2 \cdot L_f}} \quad (19)$$

Reprenons les mêmes valeurs qu'au paragraphe précédent, avec :

$$\sigma = 0,008 : \quad L_f = \sigma L_1 = 0,016 \text{ H.}$$

On trouve :

$$n = \frac{1}{45\,500 \sqrt{160 \cdot 10^{-4} \cdot 2 \cdot 10^{-10}}} = 3,9$$

$$R' = \frac{45\,500 \times 0,16}{1,2 - \frac{6\,000}{45\,500 \times 0,16}} = 19\,300 \, \Omega.$$

D'où :

$$R = 19\,300 \times 3,9^2 = 295\,000 \, \Omega \text{ environ.}$$

Le gain est plus faible que dans le cas précédent, mais l'amplificateur est plus stable et l'amplification plus régulière.

3.434 CALCUL PRATIQUE DU TRANSFORMATEUR BF.

Les performances demandées à l'amplificateur nous permettent de déterminer par le calcul, ou autrement, les quantités I_0 , L_1 , L_f , n , et l'ordre de grandeur de r_1 (résistance ohmique du primaire) et r_2 (résistance ohmique du secondaire), et des capacités parasites C_p . On se donne ensuite les dimensions du circuit magnétique (fig. 3-15, p. 63), à savoir h , b (dimensions de la fenêtre des tôles), y_1 (largeur de la tôle centrale) et l_f (longueur du circuit magnétique). La section S_f du noyau, et son épaisseur y_2 ne sont en général pas données d'avance.

3.4341 Cas d'un primaire de transformateur de couplage parcouru par un courant continu. — 1) On détermine d'abord le volume V_f du fer :

$$V_f = S_f \cdot l_f = \frac{L_1 \cdot I_0^2 \cdot 10^8}{1,256 \cdot \mu_0 \cdot (NI)^2} \quad (20)$$

On déterminera V_f en prenant $(NI)_0 \leq 3$, et ne calculant la valeur correspondante de μ_0 (ou $1,256 \mu_0$) par la courbe de la figure 3-7.

2) On détermine ensuite y_2 , épaisseur du fer, par la formule (21) f_f étant le coefficient d'empilement des tôles :

$$y_2 = \frac{V_f}{l_f \cdot f_f} \quad (21)$$

Si y_2 ainsi calculé satisfait à la condition $y_1 \leq y_2 \leq 2y_1$, les dimensions des tôles choisies conviennent, et on poursuit le calcul comme ci-dessous.

Si la formule (21) nous donne $y_2 = y_1$, on diminuera les dimensions des tôles ou, gardant les mêmes tôles, on prendra $y_2 = y_1$; on déterminera ensuite, V_f étant alors donné, la valeur de $1,256 \mu_0 (NI)_0^2$ par (20) et, par la courbe de la figure 3-8 on déterminera $(NI)_0$, et on poursuit les calculs.

Enfin, si y_2 donné par (21) est tel que $y_2 > 2y_1$, on augmentera les dimensions des tôles ou, posant $y_2 = 2y_1$, on prévoira un *entrefer*. Si, une fois ce dernier déterminé, on a $L_{\min} \geq L_1$ (qui est donné), on satisfait alors aux conditions imposées. Si $L_{\min} < L_1$, il faut prendre des tôles de dimensions plus grandes ⁽¹⁾.

3) l_f étant donné, et $S_f = V_f / l_f$ étant connu par la formule (20), on détermine le nombre total de spires au primaire par la relation :

$$N_1 = 10^4 \sqrt{\frac{L_1 \cdot l_f}{1,256 \cdot \mu_0 \cdot S_f}} \quad (22)$$

4) On détermine ensuite la longueur moyenne l_m approchée d'une spire par la formule :

$$l_m = 2(y_1 + y_2) + 3,3 b \quad (\text{en cm}). \quad (23)$$

5) On détermine ensuite les sections des fils du primaire et du secondaire (s_1 et s_2), par les formules :

$$s_1 = 1,75 \times 10^{-4} \frac{N_1 \cdot l_m}{r_1} \quad (24)$$

et :

$$s_2 = 1,75 \times 10^{-4} \frac{n \cdot N_1 \cdot l_m}{r^2} \quad (24 \text{ bis})$$

6) On détermine la section S_{Cu} du fil, ainsi que le coefficient f_{Cu} de remplissage du fil :

$$f_{Cu} = \frac{S_{Cu}}{S_d}$$

$S_d = b \cdot h = \text{surface du découpage (en cm}^2\text{)}.$

(1) *Remarque.* — Les deux premières étapes sont inutiles si aucun courant continu ne passe dans le primaire.

La valeur de S_{Cu} est égale à :

$$S_{Cu} = N_1(s_1 + ns_2) \cdot 10^{-2} \quad (25)$$

(cm²)

Si f_{Cu} est faible, la fenêtre sera mal remplie, et on devra réduire les dimensions des tôles. Si f_{Cu} est grand, on risque de manquer de place, et on devra, soit réduire les diamètres des conducteurs (mais r_1 et r_2 augmentent), soit prendre des tôles plus grandes. On peut jouer un peu sur la section S_f du noyau, en faisant varier y_2 — autrement dit en empilant plus ou moins de tôles. Mais il y a intérêt à ce que :

$$y_1 \leq y_2 \leq 2y_1.$$

Si f_{Cu} est trop élevé, on devra augmenter S_f ; ceci conduit à réduire le nombre de spires N_1 et, par suite, également S_{Cu} et f_{Cu} .

La valeur appropriée de f_{Cu} dépend des facteurs suivants :

- a) Nature du fil utilisé.
- b) Type d'enroulement.
- c) Exigences relatives à l'isolement, fonctions de la tension anodique du tube amplificateur.

Ci-dessous un tableau des valeurs recommandées de f_{Cu} :

NATURE ET DIAMÈTRE DU FIL	TYPE DE TRANSFORMATEUR		
	D'entrée ou de couplage $V_a \leq 300 \text{ V}$	De sortie $V_a \leq 500 \text{ V}$	De sortie $500 \text{ V} \leq V_n \leq 2000 \text{ V}$
Émaillé 5/100 à 2/10	$0,15 \leq f_{Cu} \leq 0,20$	$0,11 \leq f_{Cu} \leq 0,2$	
2 couches soie 1/10 à 6/10. ...	$0,1 \leq f_{Cu} \leq 0,15$	$0,1 \leq f_{Cu} \leq 0,15$	$0,08 \leq f_{Cu} \leq 0,11$
2 couches coton $d = 6/10$	—	$0,09 \leq f_{Cu} \leq 0,11$	$0,08 \leq f_{Cu} \leq 0,11$
2 couches coton $d = 6/10$	—	—	$0,08 \leq f_{Cu} \leq 0,11$

3.4342 *Choix du fil.* — Au point de vue isolement, le meilleur fil est le deux couches soie (recommandé pour $d \geq 1/10$) ; ensuite viennent le fil émaillé avec une couche soie, puis celui à deux couches coton, mais son isolement est si épais qu'il n'est utilisable que pour $d \geq 5/10$. Le fil le moins encombrant et le moins cher est le fil émaillé. Ci-après ses caractéristiques.

**CARACTÉRISTIQUES DES FILS ÉMAILLÉS UTILISABLES
POUR LE BOBINAGE DES INDUCTANCES OU TRANSFORMATEURS
BASSE FRÉQUENCE.**

DIAMÈTRE en mm		SPIRES par cm ²	RÉSISTANCE (Ω/km)	kg/km
Nu	Isolé			
5/100	6,2/100	18 000	8 100	0,0192
6/100	7,5/100	12 600	5 700	0,0273
7/100	8,5/100	10 000	3 725	0,0368
8/100	9,5/100	8 200	2 850	0,0478
10/100	11,5/100	5 700	1 825	0,0738
12/100	14/100	4 000	1 270	0,1055
14/100	16/100	3 150	1 030	0,143
15/100	17/100	2 800	810	0,164
16/100	18/100	2 500	715	0,186
18/100	20/100	2 070	630	0,235
20/100	22/100	1 720	510	0,289
22/100	24,5/100	1 400	420	0,349
25/100	27,5/100	1 140	325	0,449
30/100	32,5/100	810	225	0,645
35/100	38/100	595	170	0,875
4/10	43/100	470	125	1,14
5/10	53,5/100	308	81	1,78
6/10	64/100	217	57	2,56
7/10	74/100	164	42	3,47
8/10	85/100	125	32	4,53
9/10	95/100	100	25	5,73
10/10	105/100	83	20	7,07
11/10	116/100	69	16	8,54
12/10	126/100	58	14	10,16
13/10	136/100	50	12,7	11,93
14/10	146/100	45	10,3	13,82
15/10	156/100	39	9	15,9

(Les caractéristiques des autres conducteurs ont été données à propos des transformateurs d'alimentation.)

L'isolement des conducteurs émaillé est moins sûr que celui des autres fils ; malgré cela, il est très employé pour le bobinage des transformateurs BF.

7) Si l'on trouve un coefficient de remplissage satisfaisant, on peut alors déterminer le type d'enroulement. On décide s'il y a lieu de fractionner l'enroulement en calculant le nombre de galettes m nécessaires à partir de la formule (13) par exemple.

On trouve :

$$\frac{m}{\delta'} = \frac{1,256 \times 10^{-8} \cdot p_s \cdot N^2}{L_f} \quad (26)$$

avec :

$$p_s \approx l_m \quad \text{et} \quad \delta' = \delta + \frac{a_1 + a_2}{3}.$$

On prend généralement :

$$0,5 \text{ mm} \leq \delta \leq 1 \text{ mm}.$$

L'épaisseur des galettes dépend du nombre de sections. La formule (26) ci-dessus nous ayant donné le rapport m/δ' , on détermine séparément, par tâtonnements, m et δ' . Si l'on trouve $m \leq 2$, on adoptera un enroulement cylindrique normal. On fractionnera simplement l'enroulement (*fig. 3-15*) pour réduire la capacité répartie du secondaire.

3.4343 Exemple de calcul. — Soit à calculer un transformateur défini par :

$$L_1 = 50 \text{ H}; \quad L_f = 0,45 \text{ H}; \quad n = 2,5; \quad r_1 \approx 1\,000 \, \Omega; \quad r_2 \approx 10\,000 \, \Omega$$

On utilisera les tôles de la *figure 3-10*, ce qui nous donne :

$$l_f = 20 \text{ cm}; \quad S_f = 4 \text{ cm}^2; \quad y_1 = 2 \text{ cm}; \\ y_2 = 2,2 \text{ cm}; \quad h = 5,6 \text{ cm}; \quad b = 2 \text{ cm}.$$

La formule (22) nous donne le nombre de spires :

$$(\text{si } \mu_0 = 440 \quad \text{ou} \quad 1,256 \cdot \mu_0 = 550)$$

$$N_1 = \sqrt{\frac{50 \times 20}{550 \times 4}} \times 10^4 = 6\,650,$$

et au secondaire :

$$N_2 = n \times N_1 = 2,5 \times 6\,650 = 16\,625.$$

La formule (23) nous donne l_m :

$$l_m = 2(2 + 2,3) + (3,3 \times 2) = 15 \text{ cm}.$$

La formule (24) définit la section du fil primaire :

$$S_1 = 1,75 \cdot 10^{-4} \times \frac{15 \times 6\,650}{1\,000} = 0,0175 \text{ mm}^2,$$

ce qui correspond à un diamètre d_1 de 0,15 mm.

De même, la section S_2 du fil secondaire est donnée par :

$$S_2 = 1,75 \cdot 10^{-4} \times \frac{15 \times 16\,625}{10\,000} = 0,00438 \text{ mm}^2,$$

$d_2 = 0,075 \text{ mm}$; ce diamètre n'existant pas, on prendra du

fil de 0,07 ou 0,08 mm suivant que l'on peut tolérer ou non une légère augmentation de la résistance r_2 .

Admettons que l'on prenne :

Primaire : fil émaillé 0,15 mm $S_1 = 0,0175 \text{ mm}^2$.

Secondaire : fil émaillé 0,07 mm $S_2 = 0,00385 \text{ mm}^2$.

La section totale du cuivre *nu* est donnée par (25).

On trouve :

$$S_{\text{Cu}} = 6\,650(0,0175 + 2,5 \times 0,00385) \cdot 10^{-2} = 1,8 \text{ cm}^2.$$

La fenêtre de la tôle a pour surface :

$$S_d = b \cdot h = 11,2 \text{ cm}^2.$$

D'où le coefficient de remplissage :

$$f_{\text{Cu}} = \frac{1,8}{11,2} = 0,16.$$

Ce qui correspond, pour le fil émaillé, aux données du tableau ; on l'adoptera.

Choix du mode d'enroulement. — Pour l'enroulement cylindrique, choisissons :

$$a_1 + a_2 = 1,5 \text{ cm}, \quad \delta = 0,1 \text{ cm}.$$

On en déduit :

$$\delta' = \delta + \frac{a_1 + a_2}{3} = 0,6 \text{ cm}.$$

On prendra $l_m = p_s$.

La formule (11) donne pour L_f :

$$L_f = \frac{1,256 \cdot p_s \cdot \delta' \cdot N_1^2 \cdot 10^{-8}}{h} = \frac{1,256 \cdot 15 \cdot 0,6 \cdot (6\,650)^2 \cdot 10^{-8}}{5,6} = 0,92 \text{ H},$$

$L_f > 0,45$, cela ne convient pas.

Déterminons m/δ' par (26) :

$$\frac{m}{\delta'} = \frac{1}{0,45} \cdot \frac{1,256 \cdot 15 \cdot (6\,650)^2 \cdot 10^{-8}}{2} = 9 \text{ environ}.$$

L'épaisseur de l'enroulement de chaque couple de section est défini par :

$$a_1 + a_2 = \frac{h - 0,6 - m\delta}{m}. \quad (27)$$

Si on pose $\delta = 0,05$ et $m = 4$, on a :

$$a_1 + a_2 = \frac{5,6 - 0,6 - (4 \times 0,05)}{4} = 1,2 \text{ cm,}$$

d'où :

$$\delta' = 0,45 \text{ cm.}$$

On trouve alors $m/\delta' = 4/0,45 = 8,9$, autrement dit la valeur donnée ci-dessus.

On adoptera, par conséquent un enroulement construit sur ces données :

$$m = 4, \quad a_1 + a_2 = 1,2 \text{ cm,} \quad \delta = 0,05 \text{ cm.}$$

3.4344 *Calcul d'un transformateur de sortie.* — Il est commode pour ce calcul de définir deux coefficients :

$$C_1 = y_1/2y_2 \quad (\text{fig. 3-14})$$

ou :

$$C_1 = y_1/y_2 \quad (\text{fig. 3-15}), \quad \text{et} \quad C_2 = b/h.$$

Soit un transformateur dont les paramètres caractéristiques sont :

$$P_{\text{BF}} = 15 \text{ W,} \quad U_{\sim \text{max}} = 300 \text{ V,} \quad L_1 = 15 \text{ H,} \quad \omega_b = 300 \quad (f_b = 47 \text{ Hz}).$$

Résistance de charge :

$$R = 30 \Omega; \quad n = 1/14,$$

d'où :

$$R' = R/n^2 = 6\,000 \Omega$$

$$\eta = 0,9 \quad L_f = 0,15 \text{ H,} \quad I_0 = 0 \text{ (push-pull par exemple).}$$

On rappelle que le rapport :

$$n = \sqrt{\frac{Z \text{ secondaire}}{Z \text{ primaire}}} = \frac{N_2}{N_1}$$

correspond à une adaptation correcte.]

a) Calcul du volume du fer. On se donne :

$$V_f = S_f \cdot l_f = \frac{B_{\sim \text{max}} \cdot \mu_0 \cdot U_{\sim \text{max}}^2 \cdot 10^8}{B_{\sim \text{max}} L_1 \cdot \omega_b^2} = \frac{550 \times 300^2 \times 10^8}{5\,000^2 \times 15 \times 30^2} = 146 \text{ cm}^3.$$

b) La somme des résistances :

$$r_1 + r_2/n^2 = r_1 + r'_2 = \frac{1 - \eta}{\eta} R'.$$

Ici :

$$r_1 + r'_2 = \frac{6\,000(1 - 0,9)}{0,9} \approx 600 \, \Omega.$$

Posons :

$$r_1 = r'_2 = 300 \, \Omega, \quad r_2 = r'_2 \cdot n^2 \approx \frac{300}{200} = 1,5 \, \Omega.$$

c) La section du cuivre S_{Cu} est donnée par $S_{\text{Cu}} = S_{1\text{Cu}} + S_{2\text{Cu}}$, soit :

$$\frac{S_{1\text{Cu}}}{\text{mm}^2} = 1,75 \times 10^{-4} \frac{N_1 \cdot \gamma \cdot \sqrt{S_f}}{r_1} \quad (27)$$

$$\frac{S_{2\text{Cu}}}{\text{mm}^2} \approx 1,75 \times 10^{-4} \frac{N_1^2 \cdot \gamma \cdot \sqrt{S_f}}{r_2} \quad (27 \text{ bis})$$

Pour les transformateurs blindés, $8 \leq \gamma \leq 10$; pour ceux à enroulement cylindrique, $6 \leq \gamma \leq 8$. On a ici, pour la section totale S_{Cu} du cuivre :

$$\begin{aligned} S_{\text{Cu}} &= 1,75 \times 10^{-6} \cdot N_1^2 \cdot \gamma \cdot \sqrt{S_f} \left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r'_2} \right) \\ (\text{cm}^2) &= 1,75 \times 10^{-6} \cdot N_1^2 \cdot 8 \cdot \sqrt{S_f} \left(\frac{1}{300} + \frac{1}{300} \right). \end{aligned} \quad (28)$$

d) Le nombre N_1 de spires est donné par la formule (29) :

$$N_1 = \frac{L_1 \omega b}{U \sim \text{max}} \cdot \frac{B \sim \text{max}}{1,256 \cdot \mu_0} \cdot l_f = \frac{300 \times 15}{300} \times \frac{5\,000}{550} l_f = 133 l_f. \quad (29)$$

e) Dans le cas qui nous intéresse, on a :

$$S_{\text{Cu}} = 9,3 \times 10^{-8} \cdot N_1^2 \cdot \sqrt{S_f}.$$

Si on y remplace N_1 par $133 \cdot l_f$, on trouve :

$$S_{\text{Cu}} (\text{cm}^2) = 1,61 \times 10^{-3} l_f^2 \sqrt{S_f}.$$

f) Si on pose $C_2 = b_2/h = 0,4$ et si on admet que la section du noyau est carrée ($y_1 = y_2$), on a $C_1 = 1$. Si S_d est la surface de la fenêtre, on a alors, d'après (30) :

$$S_d = \frac{C_2}{(1 + C_2)^2} \times \left(\frac{l_f}{2} - 2 \sqrt{C_1 \cdot S_f} \right)^2 = 0,2 \left(\frac{l_f}{2} - 2 \sqrt{S_f} \right)^2. \quad (30)$$

Si on admet un coefficient de remplissage :

$$f_c = 0,1 = S_{\text{Cu}}/S_d,$$

et en tenant compte de ce que :

$$l_f = 2h + 2b + 4y_1,$$

on trouve :

$$l_f = 40 \text{ cm.}$$

g) On déduit alors du § 1 :

$$S_f = \frac{V_f}{l_f} = \frac{146}{40} = 3,65 \text{ cm}^2.$$

Avec :

$$f \approx 0,9,$$

cela donne :

$$S_f = 2 \times 2 = 4 \text{ cm}^2.$$

h) De l'expression de S_d donnée par (30), on déduit sa valeur numérique :

$$S_d = 0,2 \left(\frac{l_f}{2} - 2 \sqrt{S_f} \right)^2 = 0,2(20 - 4)^2 \approx 51 \text{ cm}^2.$$

i) D'où, avec la valeur adoptée 0,1 du coefficient de remplissage :

$$S_{Cu} = 0,1 \times S_d \approx 5,1 \text{ cm}^2.$$

j) De :

$$S_d = 51 \text{ cm}^2, \quad \text{et} \quad b/h = 0,4,$$

on déduit :

$$h = \sqrt{S_d / C_2} \quad \text{et} \quad b = C_2 h,$$

à savoir :

$$b = 4,5 \text{ cm}, \quad h = 11,3 \text{ cm.}$$

k) De :

$$S_f = 4 \text{ cm}^2, \quad C_1 = 1,$$

on déduit de même :

$$y_1 = y_2 = 2 \text{ cm.}$$

l)

$$N_1 = 133 \cdot l_f = 5\,320 \text{ spires.}$$

m)

$$N_2 = nN_1 = \frac{5\,320}{14} = 380 \text{ spires.}$$

n)

$$S_{1Cu} = 1,75 \times 10^{-4} \cdot \frac{5\,300 \cdot 8 \cdot \sqrt{4}}{300} = 0,05 \text{ mm}^2$$

d'après (27).

o)

$$S_{2Cu} = 1,75 \times 10^{-4} \frac{5\,300 \cdot 8 \cdot \sqrt{4}}{14 \times 1,5} = 0,71 \text{ mm}^2$$

d'après (27 bis).

p) D'où $d_1 = 25/100$ de mm au primaire et $d_2 = 1$ mm au secondaire.

q) *Détail du bobinage.* — On prendra, au *primaire*, du fil deux couches soie, de diamètre 37/100 de mm avec l'isolant ; au *secondaire*, du fil deux couches coton de diamètre total 1,16 mm. On bobinera sur deux carcasses isolantes (d'épaisseur 2,5 mm par exemple) placées sur chaque long côté de la tôle, deux demi-secondaires à savoir pratiquement 189 spires en 3 couches de 63 spires. L'épaisseur de chaque secondaire sera $a_2 = 5$ mm. On enfilera sur chacun de ces demi-enroulements une autre carcasse épaisse de 3 mm, sur laquelle on bobinera un demi-primaire, soit 2 660 spires, d'épaisseur $a_1 = 6,5$ mm.

On aura :

$$\delta' = \delta + \frac{a_1 + a_2}{3} = 0,35 + \frac{0,5 + 0,65}{3} = 0,73 \text{ cm.}$$

$$p_s = 16 \text{ cm,} \quad L_f = \frac{1,256 \cdot (5\,320)^2 \cdot 16 \cdot 0,73}{2 \times 11,3} = 0,2 \text{ H}$$

[d'après (14)].

On voit ici que L_f est supérieur à la valeur demandée. Comment la diminuer ?

On peut d'abord augmenter le coefficient de remplissage f_c (jusqu'à 0,12 ou 0,13).

Si la valeur de L_f est encore trop forte, on réduira $B_{\sim \max}$, en augmentant la section S_f du fer.

D'autre part, pour porter le rendement η de 0,90 à 0,95, il faudrait à peu près doubler la section S_{Cu} (et le poids !) du cuivre. On serait conduit à augmenter le volume du fer en diminuant $B_{\sim \max}$ pour ne pas accroître L_f .

Mais une augmentation de 5 % du rendement n'augmentant que de 0,4 à 0,5 dB le niveau sonore n'offre pas grand intérêt sauf dans le cas de stations d'émission radioélectrique.

r) *Écran électrostatique.* — Cet écran, constitué en général par une feuille de cuivre fendue (pour éviter de constituer une spire en court-circuit) sert à éviter le couplage électrostatique entre le primaire et le secondaire du transformateur. On réduit ainsi la capacité entre ces deux enroulements, ce qui est très intéressant pour la transmission des fréquences les plus élevées ($> 5\,000$ Hz).

3.44 Adaptation d'impédances (en basse fréquence) par transformateur.

3.441 ADAPTATION A L'IMPÉDANCE DU TUBE DE SORTIE.

3.4411 *Triode.* — Soient f_b et f_h les fréquences extrêmes à amplifier et :

$$f_M = \sqrt{f_b \cdot f_h} = \omega_M / 2\pi,$$

et σ le coefficient de fuites $\sigma = L_f/L_1$ du transformateur. Si R_i est l'impédance interne du tube de sortie, I_{2M} l'intensité maximum dans le circuit de sortie, et I_{2m} l'intensité minimum dans le même circuit, on a :

$$L_1 \approx \frac{R_i \cdot \sqrt{2}}{\omega_M \sqrt{\sigma}}$$

et :

$$\frac{I_{2M}}{I_{2m}} = \sqrt{1 + 0,22 \cdot \sigma \cdot \frac{f_h}{f_b}}$$

Si :

$$f_1 = 30 \text{ Hz}, \quad f_2 = 10\,000 \text{ Hz}, \quad f_M = 450 \text{ Hz}, \\ \omega_m = 3\,500 \text{ environ}, \quad f_h/f_b = 3,33.$$

Si :

$$R_i = 2\,000 \, \Omega, \quad \text{et} \quad \sigma = 0,01,$$

on a :

$$L_1 \approx \frac{2\,000 \times 1,41}{3\,500 \sqrt{0,01}} \approx 8 \text{ H}, \quad \frac{I_{2M}}{I_{2m}} = \sqrt{1 + 0,0022 \times 333} = 1,32.$$

Pour $\sigma = 0,001$, on a :

$$L_1 = 25 \text{ H}, \quad I_{2M}/I_{2m} = 1,037.$$

On a intérêt à ce que R_i ne soit pas trop grand ($\leq 1\,000 \, \Omega$). On peut diminuer R_i par une contre-réaction de tension.

3.4412 Pentode ou tube à faisceaux dirigés (genre 6L6). — On se borne à choisir :

$$L_1 \omega_b \gg R'_2, \quad R'_2 = R_2/n^2,$$

résistance du secondaire ramenée au primaire ; si :

$$R_2 = 4 \, \Omega,$$

on s'arrange en général pour que :

$$5\,000 \, \Omega \leq R'_2 \leq 7\,000 \, \Omega,$$

ce qui détermine :

$$n \approx \sqrt{6\,000/4} \approx 38.$$

Il ne reste plus qu'à satisfaire à la condition :

$$L_1 \omega_b \gg 6\,000 \, \Omega; \quad \text{si} \quad \omega_b = 314 (f_b = 50 \text{ Hz}),$$

on a :

$$L_1 \gg 20 \text{ H}.$$

En général, L_1 ne dépasse pas 50 à 100 H. On aura alors une distorsion plus élevée qu'avec les triodes. Ici encore, on peut arranger les choses par une contre-réaction de tension.

3.442 ADAPTATION DE LA CHARGE A UN TUBE.

3.4421 Triode. — En classe A, il faut, pour obtenir le maximum de puissance, que la charge ramenée dans le circuit d'anode par le transformateur soit égale à la résistance interne de la triode si la tension d'entrée est donnée, ou au double de cette résistance si on peut choisir arbitrairement la tension d'attaque.

Si R_2 est la résistance de charge et $n = N_2/N_1$ le rapport de transformation, on doit avoir, suivant le cas :

$$R_2/n^2 = R_i \quad \text{ou} \quad R_2/n^2 = 2R_i.$$

En classe AB (push-pull), la charge d'anode optimum est égale, pour chaque triode, à sa résistance intérieure.

3.4422 Pentode. — La puissance débitée croît avec R_2/n^2 , mais, si cette quantité est trop élevée, la distorsion devient excessive. En principe, la tension d'anode doit toujours être supérieure à une valeur U_m ; d'autre part l'amplitude I_m maximum de la variation du courant d'anode doit être limitée à la partie rectiligne de la caractéristique v_p, i_p . La charge maximum ramenée dans l'anode est alors :

$$R_M = \frac{V_a - U_m}{\frac{I_m}{2}} = \frac{2(V_a - U_m)}{I_m}$$

V_a = tension anodique au repos.

On a une adaptation correcte si $R_2/n^2 = R_M$.

3.443 Transformation d'impédance par transformateur. — L'interposition d'un transformateur défini par $N_2/N_1 = n$ entre une impédance Z_2 et une source d'impédance Z_1 a pour résultat de faire débiter la source sur une impédance $Z'_2 = Z_2/n^2$, si l'on fait abstraction des fuites et des résistances ohmiques des enroulements du transformateur.

Un transformateur permet donc de faire débiter une source dans des conditions optimum de tension (maximum), de puissance (maximum) et de rendement (maximum), en modifiant l'impédance du circuit d'utilisation.

C'est ce qu'on appelle l'adaptation de l'impédance d'utilisation à celle de la source.

CHAPITRE 4

LES TUBES ÉLECTRONIQUES A VIDE

ET LES DISPOSITIFS SIMILAIRES A SEMI-CONDUCTEURS

4.1 NOTIONS SOMMAIRES SUR LES ÉLECTRONS

Les électrons, qui sont la plus petite particule électrique dont on ait déterminé la charge et la masse jouent un rôle fondamental dans la radioélectricité et l'électronique, cette dernière branche de la science étant fondée, comme son nom l'indique, sur les propriétés des électrons. C'est le mouvement des électrons qui est à la base des courants dans les tubes à vide, les conducteurs électriques, les oscilloscopes cathodiques. Ils sont avec les protons positifs — de masse 1 847 fois plus importante que la leur — les principaux constituants des atomes de matière. Un atome privé d'un ou plusieurs électrons est appelé *ion*, la masse d'un ion est plusieurs milliers de fois (au moins 1 847 fois) supérieure à celle d'un électron.

4.11 Données numériques relatives à l'électron.

Charge e	1,59 × 10 ⁻¹⁹ C
Masse m	9,038 × 10 ⁻²⁸ g
Masse d'un atome d'hydrogène.....	1,6617 × 10 ⁻²⁴ g
Rapport e/m de la charge à la masse....	1,769 × 10 ⁸ C/g

Vitesse acquise par un électron subissant une chute de potentiel de E volts :

$$v_{(\text{km/s})} = 597 \cdot \sqrt{E_{(\text{v})}}$$

Cette formule n'est valable, à 1 % près, que jusqu'à 50 000 V environ. Au-delà, il faut effectuer une correction dite de relativité

qui nous entraînerait trop loin. Cette correction limite, quelle que soit la valeur de E , la vitesse à 300 000 km/s.

4.2 LES DIODES

4.21 Les diodes à vide.

On utilise les diodes électroniques pour le redressement des courants HF (diodes *déetectrices*) et pour les alimentations en courant continu à partir du courant alternatif (diodes *redresseuses*).

4.211 DIODES DÉTECTRICES.

Elles servent à la détection (démodulation) des ondes modulées en amplitude). La *figure 4-1 a* représente une diode détectrice et son comportement.

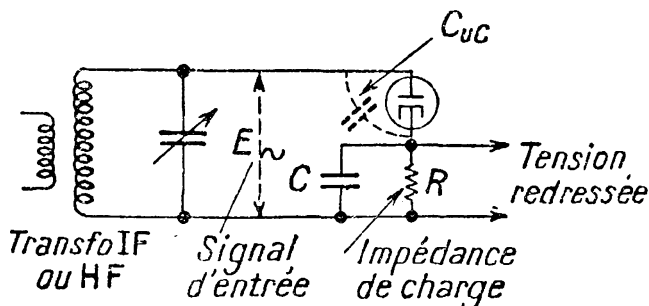


FIG. 4-1 a.

Diode détectrice
(montage réel).

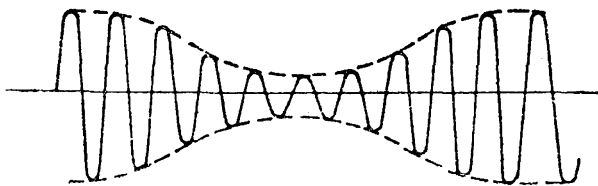


FIG. 4-1 b.

Tension appliquée à la diode.



FIG. 4-1 c.

Tension aux bornes de la résistance R .

L'allure ondulée de la courbe de la *figure 4-1 b* est due à l'action de « réservoir » du condensateur C . Une donnée plus importante que le rendement de la diode en tant que redresseuse (de l'ordre de 70 à 90 %) est le *taux de distorsion* de la diode. Si l'impédance de charge de la diode a un module Z_{BF} pour les courants BF, la charge en continu étant égale à R_c , on doit avoir pour un taux de modulation m : $Z_{BF}/R_c \geq m$.

Si le taux de modulation m est supérieur à $Z_{BF}/R_c = m_0$, le taux δ de distorsion calculé d'après les valeurs efficaces, est :

$$\delta \approx \frac{m - m_0}{2m}.$$

Pratiquement, la valeur de R est comprise entre 100 000 Ω et 1 M Ω , et celle de C entre 50 et 150 pF.

En général les diodes électroniques sont rarement isolées dans un tube électronique ; le tube peut enclorre soit *deux diodes jumelées*, soit *une double diode triode*, soit *une double diode pentode*, la pentode pouvant être du type HF (elle sert alors d'amplificateur IF, HF ou BF) ou du type BF (tube préamplificateur BF ou tube de puissance).

4.212 DIODES REDRESSEUSES.

Les diodes redresseuses peuvent être du type à *vide élevé* ou du type à *gaz* (1). On ne s'occupera ici que des diodes à vide élevé, utilisées pour les petites puissances surtout. Elles comportent en général une ou deux cathodes (à chauffage direct ou indirect), et une ou deux anodes. Tout comme les diodes détectrices, elles sont *conductrices* quand l'anode est positive par rapport à la cathode, *bloquées* ou *non conductrices* quand l'anode est négative par rapport à la cathode. Leurs caractéristiques principales d'utilisation sont :

Le *courant anodique maximum*, correspond à l'émission électronique maximum que le tube est censé fournir pendant sa vie utile. Le *courant moyen admissible* représente le courant continu maximum débité en permanence sans surchauffer le tube, ni réduire sa vie utile au-dessous de la normale. La *tension inverse d'anode de crête* est la tension la plus élevée qu'on peut appliquer au tube en toute sécurité ; la tension maximum *continue* qu'on peut obtenir est le plus souvent d'environ 32 % de cette quantité. La chute de tension est en général faible dans ces tubes, mais elle varie avec le courant débité, la disposition géométrique du tube, etc. (tandis qu'elle est constante et égale à 14 V environ pour les tubes à mercure). Ils peuvent débiter plusieurs dixièmes d'ampère sous 100 à 500 V environ.

4.2121 Montages redresseurs. — Les figures 4-2 à 4-7 indiquent les principaux types de montages redresseurs à une alternance (ou *demi-onde*) ou deux alternances (ou *onde entière*). La charge de ces montages est constituée en général par un filtre à inductances-capacités, qui ne doit pas être réalisé « arbitrairement » ; en particulier la valeur du condensateur d'entrée, quand on utilise un montage de ce genre, doit être limitée avec certaines diodes. De plus, le rendement de ces montages est inférieur à celui des montages à inductance en tête.

Les montages doubleurs ou quadrupleurs de tension sont utilisés quand on ne peut ou ne veut utiliser le transformateur nécessaire, mais exigent de très fortes capacités.

(1) A vapeur de mercure, argon, etc.

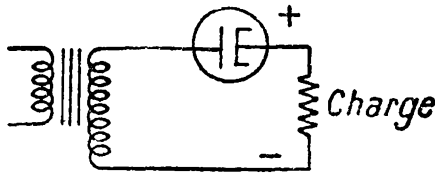


FIG. 4-2. — Redresseur à 1 alternance.

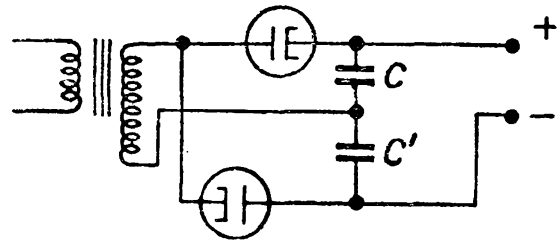


FIG. 4-5. — Circuit doubleur de tension classique.

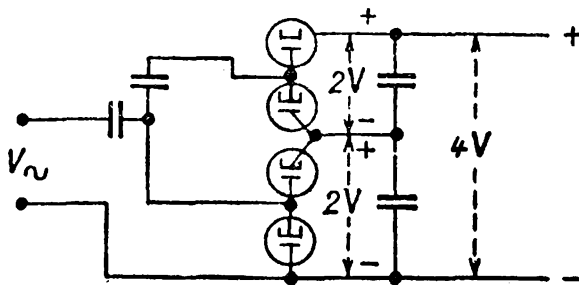


FIG. 4-3.

Redresseur à 2 alternances. avec transformateur à prise médiane.

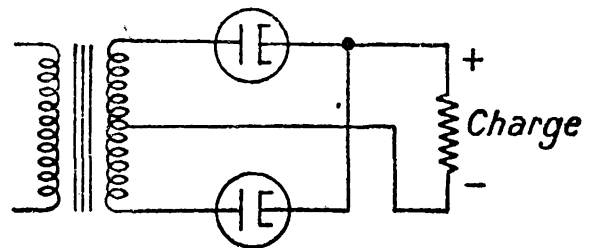


FIG. 4-6.

Circuit quadrupleur de tension en cascade.

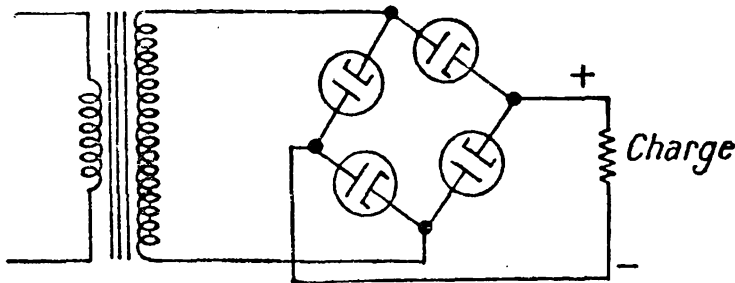


FIG. 4-4. — Redresseur en pont à 2 alternances.

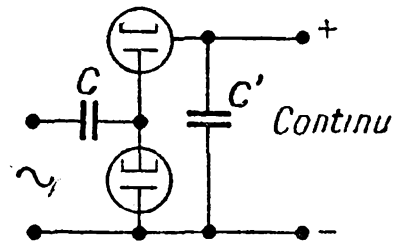


FIG. 4-7. — Doubleur de tension en cascade.

4.22 Les diodes à cristaux.

4.221 LES DIODES A CRISTAUX POUR HYPERFRÉQUENCES (1 000 à 25 000 MHz au moins).

Les diodes à cristaux peuvent être utilisées comme détecteurs et comme mélangeurs. On emploie en général aux fréquences basses des diodes à cristaux de germanium de la même famille que les

transistors. Mais ces diodes sont surtout employées en hyperfréquences (au-delà de 1 000 MHz) pour les radars, etc.

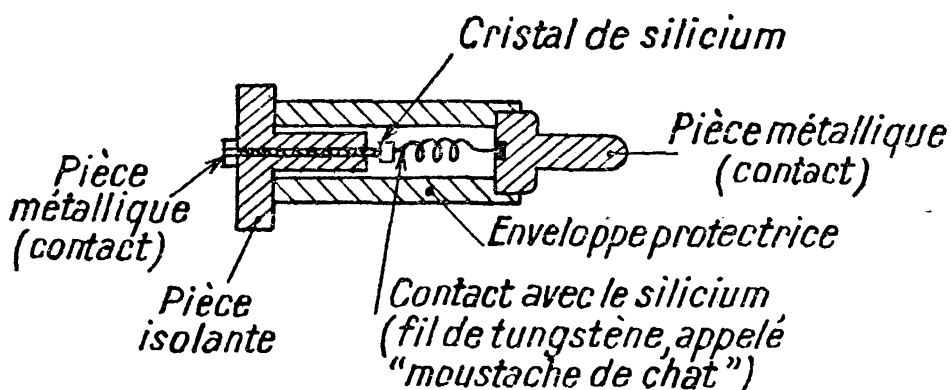


FIG. 4-8. — Cristal en cartouche classique.

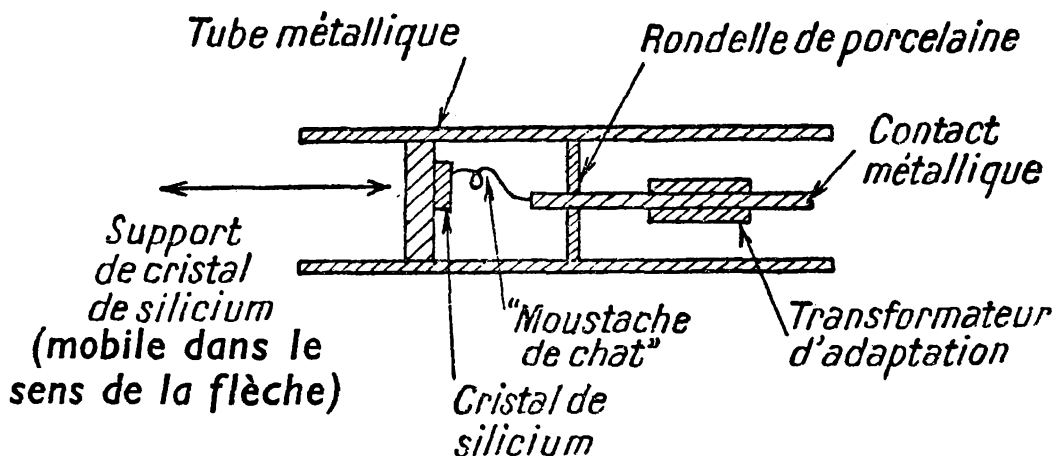


FIG. 4-9. — Cristal en monture coaxiale.

Elles présentent un *facteur de bruit de fond* :

$$\left(= \frac{\text{rapport résistance équivalente de bruit}}{\text{bruit correspondant à la partie ohmique de l'impédance}} \right)$$

qui est très élevé aux fréquences de l'ordre de 50 Hz (jusqu'à 120 dB) puis diminue jusque vers 1 MHz, pour atteindre des valeurs de l'ordre de 15 dB à 3 000 MHz et de 30 dB à 10 000 MHz. Toutefois, des perfectionnements constants dans leur fabrication permettent d'arriver une réduction progressive de ces chiffres.

Ces cristaux détecteurs existant sous une grande variété de types, on n'indiquera ci-après que les principaux.

4.2211 Cristaux détecteurs proprement dits. — (Les dénominations sont les dénominations standard de la Radio Manufacturers Association.)

DÉNOMINATION	FRÉQUENCE D'UTILISATION NORMALE (MHz)	PUISSANCE D'ESSAI (mW)	OBSERVATIONS
1 N 27.	3 000 env.	5	Tous ces cristaux résistent à des impulsions brèves variant de 0,1 erg à 30 000 MHz à 5 ergs ($5 \cdot 10^{-7}$ joules) à 3 000 MHz. Les types 1 N 31, 1 N 32 1 N 33 résistent à 1 W pendant 1 μ s (= 10 ergs)
1 N 31 (stabilisé).	9 500 -	5	
1 N 32 (très sensible).	3 000 -	5	
1 N 33 (résiste aux surcharges)... ..	3 000 -	5	

4.2212 Cristaux à tension inverse élevée.

DÉNOMINATION	USAGE	FRÉQUENCE (MHz)	CONVERSION (essai à 60 Hz)		TENSION INVERSE (V) (c. c.)	IMPÉDANCE à 30 MHz
			entrée	sortie		
Western Electric : D 171 561.	2° détecteur Régénéra- tion compo- sante conti- nue	20-80	0,92 V	0,10 V	50	? 0,1 M Ω à — 1 V
D 171 612.		?	?	50		
D 172 921.		?	?	50		
RMA 1 N 34.	Diode à cris- tal	60	30 V efficaces	10 V	50	200 k Ω à — 10 V

4.2213 Cristaux détecteurs utilisés pour les radars, etc.

DÉSIGNATION (RMA)	PUISSANCE OSC. LOCAL (mW)	FRÉQUENCE D'EMPLOI (MHz)	IMPULSION DE BRULAGE (ergs)	PUISSANCE D'ESSAI (mW)	PERTE DE CONVERSION (dB)	FACTEUR de BRUIT F (dB) avec ampli ayant un F de 5 dB	IMPÉDANCE D'ESSAI (Ω) (IF vers 30 MHz)
1 N 21 A. . . .	0,5	3 000	0,3	0,5	7,5	15	300
1 N 21 B. . . .	0,5	3 000	2,0	0,5	6,5	13	400
1 N 21 C. . . .	0,5	3 000	2,0	0,5	5,5	11	400
1 N 23.	1,0	10 000	0,3	1,0	10,0	17	300
1 N 23 A. . . .	1,0	10 000	1	1,0	?	15	300
1 N 23 B. . . .	1,0	10 000	0,3	1,0	6,5	13	300
1 N 25. (résistant aux surcharges)	1,0	1 000	6,5	\approx 1,0	8,0	15	100 à 400
1 N 26. (cartouche blindée coa- xiale)	1,0	30 000	0,1	1,0	8,5	15	300
1 N 28. (résistant aux surcharges)	0,4	3 000	5	0,4	7	13	\approx 250
1 N 22. (appareils de mesure)	—	3 à 10 000	—	—	\approx 10	?	?

Les figures 4-8 et 4-9 représentent 2 types de cartouches détectrices.

[Pour les détecteurs au *germanium*, se reporter à l'ouvrage *Circuits à transistors* de SHEA, édité chez Dunod, Paris (1) (traduit de l'américain).]

4.222 LES DIODES REDRESSEUSES A SEMI-CONDUCTEURS POUR COURANTS FORTS.

Ces diodes sont tout simplement les redresseurs à l'oxyde de cuivre ou au sélénium utilisés couramment; on est en train de mettre au point des diodes de grande puissance (200 kW par exemple) au *germanium*, et au *silicium* suivant une technique analogue à celle des *transistors*. Leur encombrement est très réduit (et leur rendement atteint 99 % et même plus). (Cf. SHEA, loc. cit.) Les redresseurs à l'oxyde de cuivre servent à la charge d'accumulateurs, à la production de tensions de polarisation, de champs d'excitation pour hauts-parleurs électrodynamiques sans aimants permanents et, parfois, pour l'alimentation anodique des récepteurs radio. Ces redresseurs sont très stables, et leur durée est supérieure à 10 000 h en service continu. Les redresseurs au sélénium ont des

caractéristiques et des applications analogues à celles des précédents, mais leur encombrement est moindre et leur rendement serait plus élevé.

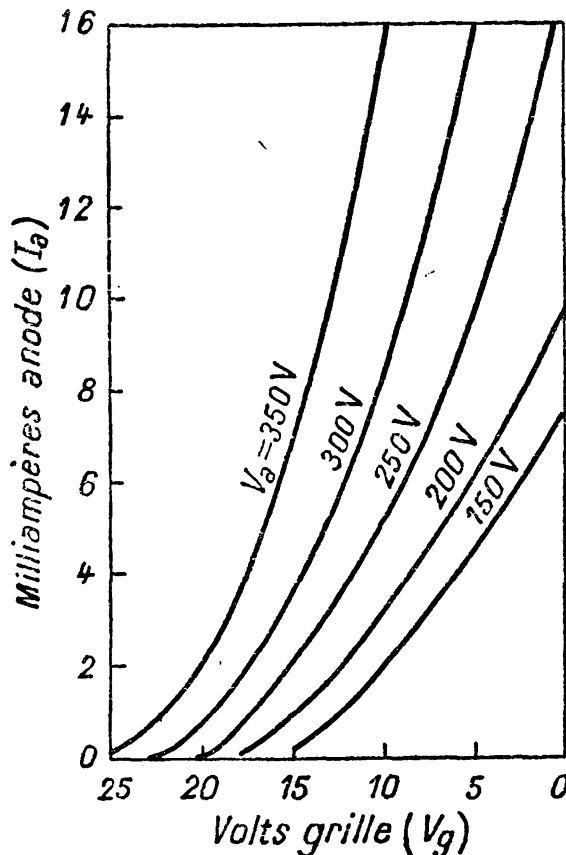


FIG. 4-10. — Caractéristiques $I_A V_g$ d'une triode de puissance.

4.3 LES TRIODES

4.31 Les triodes à vide.

Les tubes électroniques triodes comportent une électrode émettrice d'électrons, la *cathode*, une électrode captant les électrons, l'*anode* (appelée parfois la *plaque*) et une électrode de commande, la *grille*.

La *cathode* peut être soit chauffée *indirectement* par un courant continu ou alternatif (cathode à chauffage indirect), soit un filament, en général en tungstène, pur, allié au thorium ou recouvert d'oxydes (de baryum ou de strontium).

(1) L'édition *française* est malheureusement épuisée.

La cathode est entourée par la *grille*, en général en fil fin, et qui est elle-même entourée par l'anode. On applique en général à la grille un potentiel légèrement négatif, pour éviter qu'elle ne capte des électrons et ne donne ainsi naissance à un *courant grille*, ce qui ne l'empêche pas, quand son potentiel varie, de modifier, par son action sur le champ électrostatique entre ces deux électrodes, le flux d'électrons allant de la cathode à l'anode (noter que *par convention* on dit que le *courant va de l'anode à la cathode*).

La *figure 4-10* représente ce qu'on appelle les *caractéristiques* d'une triode, faisceau de courbes indiquant comment varie le courant anodique, pour diverses valeurs de la tension d'anode, en fonction de la tension grille. On voit qu'un accroissement de la tension de grille ou d'anode augmente le courant anodique, mais que l'action d'une variation donnée ΔE_g de la tension grille est beaucoup plus grande que celle d'une variation $\Delta E_a = \Delta E_g$ de la tension d'anode. S'il faut une variation $\Delta E_a = \mu \Delta E_g$ de la tension d'anode pour produire le même effet qu'une variation ΔE_g de la tension grille, on dit que, quand ΔE_g et ΔE_a tendent vers zéro, μ est le *coefficient d'amplification* de la triode (ou de tout autre tube à plus de 3 électrodes).

On définit de même, pour les triodes, tétrodes, pentodes, etc., la *pente*, autrement dit le quotient de la variation du courant anodique ΔI_a pour une variation donnée de la tension de grille ΔE_g , la *tension anodique restant constante*.

On a :

$$S = \lim \frac{\Delta I_a}{\Delta E_g}.$$

On exprime S en *milliampères par volt* (mA/V).

On définit de manière analogue la *résistance interne* (appelée parfois *résistance dynamique*) d'un tube, à *tension grille constante*,

$$R_i = \lim \frac{\Delta E_a}{\Delta I_a},$$

R_i s'exprime en *ohms*.

On a, de plus :

$$S \times R_i = \mu$$

(en exprimant R_i en ohms, S en A/V).

Outre les caractéristiques (I_a, V_g) , on peut tracer les caractéristiques (I_a, V_g) , ou (V_p, V_g) . On démontre dans chaque cas que la pente de ces caractéristiques correspond à une constante du tube. Pour (I_a, V_g) , cette pente est la quantité S (= pente) déjà définie ; pour (I_a, V_a) , cette pente égale $1/R_i$; pour (V_p, V_g) , c'est $1/\mu$.

En réalité S et R_i varient assez fortement en fonction de I_a ,

μ reste à peu près constant sauf quand I_a devient très faible : il diminue alors (1).

4.4 LES TUBES A ÉLECTRODES MULTIPLES

4.41 Les tétrodes, ou tubes à grille-écran.

Les tétrodes comportent quatre éléments : la cathode, la grille de commande, la grille-écran et l'anode. Les tétrodes ont été utilisées pour permettre d'amplifier les fréquences élevées, en supprimant les accrochages dus à la capacité grille anode, grâce à l'écran qui annule presque cette capacité, les courants BF. Leur coefficient d'amplification est plus élevé que celui des triodes (100 à 1 000), leur pente du même ordre. Elles présentent certains inconvénients : déformation des caractéristiques V_a , I_a par émission d'électrons secondaires quand la tension d'anode est inférieure à la tension écran qui ont fait prohiber leur emploi en HF, où on les remplace avantageusement par les pentodes qui ne présentent pas cet inconvénient. On a pu supprimer ces inconvénients en basse fréquence grâce aux *tubes à faisceaux dirigés*.

Rappelons que les électrons secondaires sont engendrés par des électrons primaires (émis ici par la cathode) frappant un corps avec une énergie supérieure à quelques électron volts (dans un tube avec une tension anodique de 200 V, l'énergie des électrons quand ils atteignent l'anode est très voisine de 200 électronvolts). Quand la grille-écran est à une tension supérieure à celle de l'anode, les électrons secondaires émis par celle-ci sont attirés par la grille-écran, et il se produit une forte diminution et parfois même une inversion du courant anodique — qui est un phénomène gênant.

4.411 LES TÉTRODES A FAISCEAUX DIRIGÉS.

Les *tétrodes à faisceaux dirigés* sont construites de telle manière, grâce à une répartition judicieuse des potentiels et des conducteurs métalliques, en particulier par l'adjonction d'électrodes défléctrices, qu'aucun électron émis par la cathode n'atteigne la grille-écran. Les électrons se comportent un peu comme des rayons lumineux (cf. la mécanique ondulatoire, le microscope électronique), et les grilles en hélice de commande et écran étant du même pas, les conducteurs de la seconde sont « dans l'ombre » de la première.

(1) Se reporter à la fin du paragraphe sur les transistors pour les valeurs pratiques de ces caractéristiques.

Les caractéristiques I_a, V_a de ces tubes, analogues à celles des pentodes sont représentées *figure 4-11*. Le courant écran est beaucoup plus petit que le courant anodique, et les perturbations

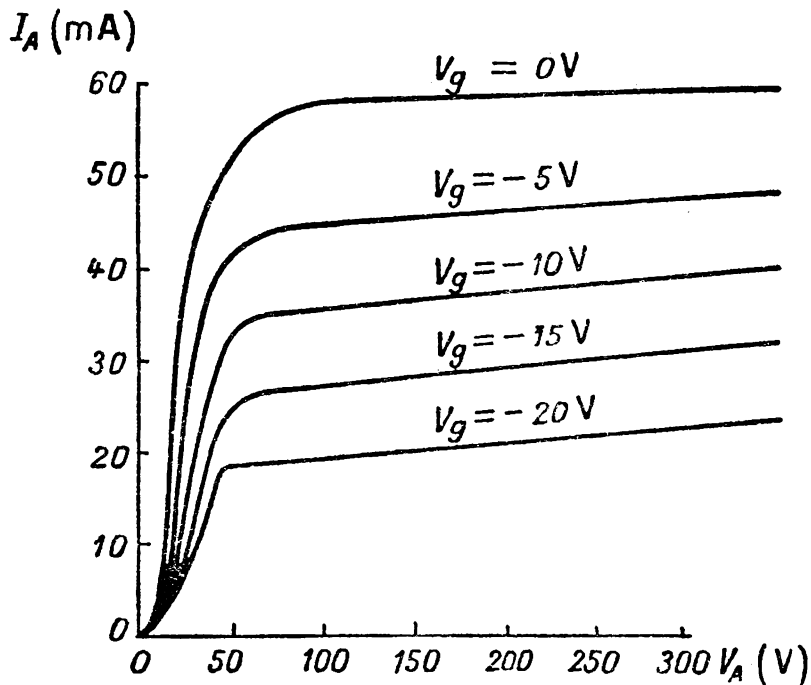


FIG. 4-11.

Exemple de caractéristiques I_A, V_A d'un tube à faisceaux dirigés.

dues à l'émission secondaire ne se manifestent que pour des courants très faibles. Les performances de ces tubes, utilisées uniquement en BF sont remarquables (cf. tubes 6 V 6, 6 L 6, 25 L 6, etc.).

4.42 Les pentodes.

Ce sont des tubes électroniques à 5 électrodes, à savoir, dans l'ordre, la cathode, la grille de commande, la grille-écran, la grille supprimeuse (ou « suppressor »), destinée à supprimer les effets nuisibles de l'émission secondaire, et l'anode. La grille de contrôle est légèrement négative (-2 V pour les tubes HF) par rapport à la cathode, la grille-écran est à une tension assez élevée voisine de celle de l'anode, la grille supprimeuse est *en général* reliée à la cathode, et l'anode a une tension de l'ordre de 100 à 300 V pour les tubes courants.

La pente d'une pentode en général est de 1 à 15 mA/V, sa résistance interne (en BF) variant de 50 à 100 000 Ω à plusieurs mégohms, d'où des coefficients d'amplification compris entre 500 et 10 000,

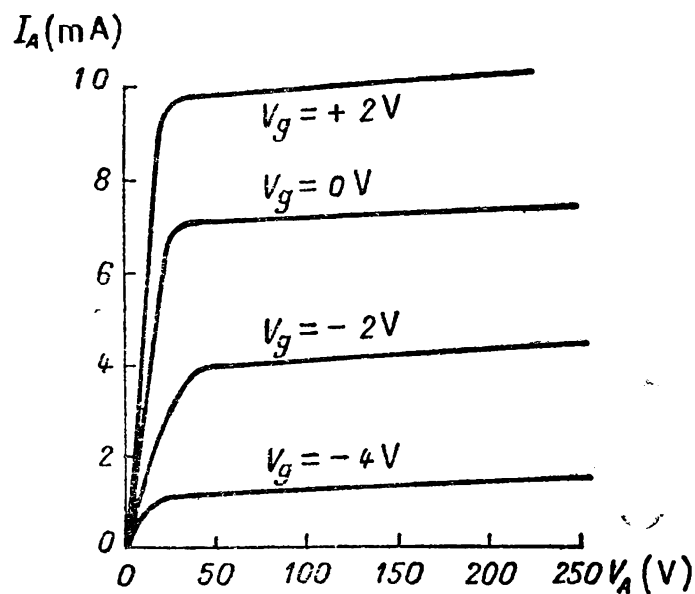


FIG. 4-12. — Exemple de caractéristiques I_A/V_A d'une pentode HF.

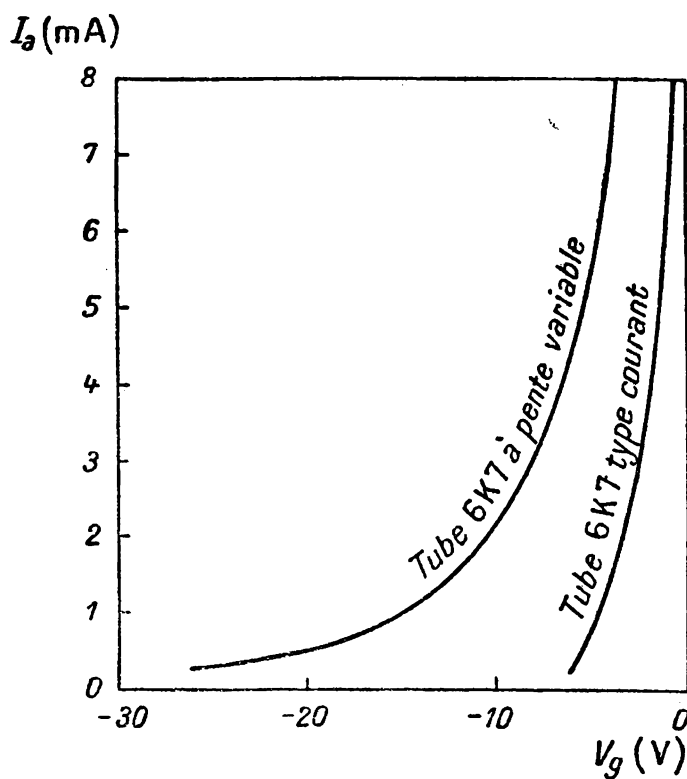


FIG. 4-13. — Comparaison des caractéristiques I_a/V_g d'un tube à pente variable et d'un tube ordinaire (pentodes).

et même plus, mais jamais utilisés en pratique, où c'est surtout la pente qui intervient. Les spires de la grille de commande sont très resserrées pour accroître la pente, celle de la grille-écran et surtout de la grille supprimeuse sont plus lâches, afin ne de pas gêner le passage des électrons.

Du fait de la présence de la supprimeuse, la capacité grille anode, de l'ordre de 3 à 15 pF pour les triodes, et de 0,02 pF pour les tétrodes descend à moins de 0,001 pF pour les tétrodes. La *figure 4-12* représente, à titre d'exemple, les caractéristiques d'une pentode HF.

4.43 Les tubes à pente variable.

Pour diminuer la distorsion et la transmodulation dans les tubes HF (surtout les pentodes), on a intérêt à faire varier progressivement la *pente* des tubes, par exemple en donnant aux spires de la grille de commande un pas progressivement variable. La *figure 4-13* représente à titre de comparaison les courbes caractéristiques d'une 6 K 7 et d'une 6 J 7 ; la pente est proportionnelle à l'angle de leur tangente avec l'horizontale. Les tubes à pente variable sont particulièrement intéressants pour les postes à commande automatique de volume ou « antifading » (cas général).

4.44 Les hexodes.

Outre la *triode-hexode* pour changeurs de fréquence qu'on étudiera plus loin, il existe deux types d'hexodes, l'*hexode modulatrice* (élément de la triode-hexode) et l'*hexode régulatrice à pente variable* pour contrôle automatique de volume.

Une hexode comprend : la cathode, la grille g_1 première grille de commande, la grille g_2 ou première grille-écran, la grille g_3 ou seconde grille de commande, la grille g_4 seconde grille-écran et l'anode. En général les grilles sont des hélices à pas constant, avec une anode en treillis métallique ; toutefois, dans l'hexode régulatrice la grille g_1 est à pas variable.

4.441 L'HEXODE RÉGULATRICE.

On applique aux grilles-écran g_2 et g_4 deux tensions égales d'environ 80 V, aux grilles g_1 et g_3 une polarisation négative. On applique en général 200 V à l'anode qui recueille les oscillations amplifiées. La pente de la caractéristique *tension de g_1 — courant anodique* est fonction de la tension appliquée à g_3 , et peut varier, par exemple, de 0,0002 à 2 mA/V quand la tension de g_3 varie de

— 7 à 0 V (contre — 30 à 0 V en général pour les tubes à pente variables courants). On peut également faire varier la pente — et surtout éviter un courant anodique excessif — en agissant sur la polarisation de g_3 . En faisant varier le rapport V_{g_1}/V_{g_2} , on peut même faire varier dans une certaine mesure la forme de la caractéristique.

La capacité grille anode des hexodes est de l'ordre de 0,001 pF au maximum, leur pente maximum de l'ordre de 2 mA/V, leur résistance interne de 0,5 M Ω (pour $S = 2$ mA/V) à 50 M Ω (pour $S = 0,001$ mA/V).

On ajoute parfois une *grille supprimeuse* à ces tubes qui deviennent des *heptodes*.

4.442 L'HEXODE MODULATRICE.

On démontre qu'on peut décomposer l'hexode modulatrice en une triode et une tétrode à cathode virtuelle (nuage d'électrons) au-delà de g_2 , à laquelle on applique une tension de 100 V. On fait osciller la triode en couplant électromagnétiquement g_1 et g_2 et en appliquant les oscillations incidentes sur g_3 .

On recueille l'onde incidente modulée dans le circuit d'anode. Il existe encore d'autres montages, mais on utilise peu l'hexode seule pour le changement de fréquence.

4.45 Les heptodes ou pentagrides.

Ce sont des tubes utilisés, surtout aux U.S.A., pour le changement de fréquence. Les *pentagrides mélangeuses* comprennent une cathode, une grille intérieure g_1 de commande, deux grilles g_2 et g_4 reliées ensemble et jouant le rôle de grille-écran. La grille g_3 est polarisée négativement, et reçoit la tension de l'oscillateur local changeur de fréquence. La grille g_5 est une grille supprimeuse jouant le même rôle que dans la pentode. Les ondes appliquées à g_1 sont modulées par g_3 (tube type 6 L 7.)

Il existe également des *pentagrides changeuses de fréquence* n'exigeant pas d'oscillateur séparé ; dans ce cas g_1 et g_2 servent respectivement de grille et d'anode d'un oscillateur à couplage électronique, tandis que g_3 et g_5 sont des grilles écrans. On applique le signal à g_4 , qui est polarisée négativement. Ces tubes fonctionnent bien pour les fréquences inférieures à une dizaine de mégahertz, mais tout comme l'*octode* (voir ci-dessous), elles donnent lieu à des phénomènes de glissement de fréquence (par action de la commande automatique de volume), de blocage et de réduction de l'amplification très gênants. La cathode du tube amplificateur constitué par g_4 , g_5 et l'anode est constituée par un nuage d'électrons (cathode

virtuelle) dont la densité dépend de ce qui se passe entre la cathode et g_3 (tubes type 6 A 7).

On a modifié quelque peu ce tube, en ajoutant deux plaques collectrices de part et d'autre de g_2 , ce qui a permis de remédier au défaut signalé (tubes type 6 SA 7).

4.451 L'HEPTODE AMPLIFICATRICE A PENTE VARIABLE.

L'*heptode amplificatrice à pente variable* ne diffère guère de l'*hexode* que par adjonction d'une grille supprimeuse. On peut utiliser l'*heptode* 6 L 7 mentionnée au début de ce paragraphe comme amplificatrice à pente variable (de 0,005 à 1,1 mA/V, pour $g_1 = g_3$ égaux à — 15 et — 3 V respectivement). La capacité grille g_1 - anode est de l'ordre de 0,0005 pF, la capacité grille g_1 - grille g_3 de l'ordre de 0,1 pF.

4.46 Les octodes.

L'*octode* a été considérée pendant longtemps comme la meilleure changeuse de fréquence. Elle permet de monter jusqu'à 60 MHz. L'*octode* comprend une cathode reliée à la grille supprimeuse g_6 , la grille g_1 constituant avec la grille g_2 une triode oscillatrice, deux grilles g_3 et g_5 reliées ensemble servant de grilles-écrans, une grille de commande, à pas variable g_4 recevant les oscillations incidentes, et une anode.

La cathode et les grilles g_1 et g_2 constituent une triode oscillatrice. Le nuage d'électrons autour de g_2 (cathode virtuelle) et le reste du tube constituent une hexode. On a ajouté entre g_1 et g_4 une petite capacité de l'ordre de 1 pF pour « neutrodyner » l'*octode*, ce qui a permis d'étendre vers les fréquences élevées sa gamme de fonctionnement.

On applique une tension de 70 V environ aux grilles g_2 , g_3 , g_5 et de 200 V à l'anode. La *résistance interne* de l'*octode* est de l'ordre de 1,5 M Ω , sa pente de conversion :

$$\left(= \frac{\text{tension } g_4 \text{ alternative}}{\text{courant IF}} \right)$$

de 0,6 mA/V, son gain k_c de conversion de l'ordre de 200 (contre 0,3 M Ω , — 0,5 mA/V et 100 pour la 6 A 7).

4.5 LES TUBES COMPLEXES

4.51 La triode-hexode.

La triode-hexode est le plus intéressant des tubes complexes. Elle comporte en somme une triode et une hexode ayant une cathode commune, la grille de la triode étant reliée à la grille g_3 de l'hexode. La triode est le tube oscillateur, l'hexode le tube modulateur (types ECH 3, 6 E 8, 6 TH 8, etc.). Les triodes-hexodes, grâce à leur triode « réelle » montent facilement jusqu'à 60 MHz et, d'autre part, leur pente de conversion est élevée.

4.52 La diode combinée.

Les diodes étant d'excellents détecteurs, dont le gain, malheureusement, est nul, on a associé les fonctions détectrice et amplificatrice dans des tubes combinés, double diode triode, simple ou double diode-pentode, etc., qui sont des triodes ou pentodes auxquelles on a ajouté une ou deux anodes de diode à une extrémité de la cathode. Ces tubes sont particulièrement intéressants pour réaliser des commandes automatiques de volume (amplifiées ou non).

Les doubles diodes-triodes sont utilisées principalement pour la détection et la préamplification BF à résistances (et la CAV éventuellement).

Les doubles diodes-pentodes combinent en général la détection et l'amplification HF, la partie pentode étant à pente variable. D'autres modèles combinent la préamplification BF à résistance, ou l'amplification BF de puissance et la détection (et toujours, le cas échéant, la CAV).

Il existe enfin des doubles triodes, des triodes-pentodes, etc.

4.6 CATALOGUE SOMMAIRE DES PRINCIPAUX TUBES UTILISÉS EN RADIOTECHNIQUE ET EN ÉLECTRONIQUE

Il est absolument impossible, tant ils sont nombreux, d'énumérer et de décrire tous les tubes utilisés actuellement en électronique. On fera une sélection plus ou moins arbitraire en se basant sur les catalogues des fabricants. Le répertoire européen le plus complet à ce sujet est le volumineux *Vade-mecum* de BRANS, Dunod, éd., uniquement consacré aux tubes électroniques.

4.61 Les tubes à culot sept broches.

Ce sont en général des tubes dits « miniature » utilisés pour des récepteurs de radiodiffusion tous courants. Ci-dessous les caractéristiques principales ; le culot est représenté *fig. 4-14*. Voir page 111 le branchement des broches.

6 BE 6 Changeuse de fréquence heptode (6,3 V ; 300 mA).

Conditions normales d'emploi :

V_{anode}	100 - 250 V
$V_{\text{écran}}$	100 - 100 V
$V_{\text{grille contrôle}}$	- 1,5 - - 1,5 V
Résistance de fuite	20 000 - 20 000 Ω
Courant d'oscillation	0,5 - 0,5 mA
Résistance interne.....	\approx 0,5 - 1 M Ω
I_{anode}	2,8 - 3,0 mA
$I_{\text{écran}}$	7,3 - 7,1 mA
$I_{\text{tot. cathode}}$	10,6 - 10,6 mA
Pente de conversion $S_{\text{conv.}}$	0,46 - 0,48 mA/V

Pente de conversion pour :

$V_g = - 30$ V	0,004 - 0,004 mA/V
----------------------	--------------------

6 BA 6 Pentode amplificatrice à pente variable (6,3 V, 300 mA).

Conditions normales d'emploi :

(HF, MF)

V_{anode}	100 - 250 V
$V_{\text{écran}}$	100 - 100 V
$R_{\text{pol. cathode}}$	68 - 68 Ω
R_i	0,25 - 1,5 M Ω
Pente.....	4,3 - 4,4 mA/V
Tension de grille de commande pour $S = 0,004$ mA/V.....	\approx - 20 - - 20 V
I_{anode}	10,8 - 11 mA
$I_{\text{écran}}$	4,4 - 4,2 mA

Suppressor réuni à la cathode sur le support.

A utiliser en HF avec résistance de cathode de 200 Ω .

6 AT 6 Double diode-triode (à μ élevé) (6,3, 300 mA).

V_{anode}	100 - 250 V
R_i	0,25 - 0,25 M Ω
R_{cathode}	7 000 - 3 300 Ω
Capacité de découplage de la cathode	1,2 - 1,66 μ F
Capacité de liaison	\geq 0,006 - \geq 0,007 μ F
Résistance de fuite de grille du tube suivant.....	0,5 - 0,5 M Ω
Gain	32 - 44

6 AQ 5 Tube BF de puissance à faisceaux dirigés (6,3 V — 450 mA).

V_{anode}	180 - 250 V
$V_{\text{écran}}$	180 - 250 V
$V_{\text{grille commande}}$	- 8,5 - - 12,5 V
R_i	58 000 - 52 000 Ω
Pente	3,7 - 4,1 mA/V
Impédance de charge	5 500 - 5 000 Ω
I_{anode}	29 - 45 mA
$I_{\text{écran}}$	3 - \approx 4,5 mA
Distorsion harmonique	8 - 8 %
Puissance de sortie	2 - 4,5 W

6 X 4 Valve redresseuse biplaque pour poste alternatif (6,3 V — 600 mA).

Conditions normales d'emploi (condensateur 4 μ F à l'entrée du filtre).

V_{anode}	320 V_{eff} par anode
I_{anode}	\leq 210 mA de crête
$Z_{\text{alimentation}}$	150 Ω d'anode à anode
$I_{\text{continu redressé}}$	\leq 70 mA

Si $I_{\text{anode}} > 210$ mA, augmenter l'impédance Z du circuit d'alimentation.

35 B 5 Tube de puissance à faisceaux dirigés pour récepteurs tous courants (35 V, 150 mA).

V_{anode}	110 V
$V_{\text{écran}}$	110 V
$V_{\text{grille contrôle}}$	- 7,5 V
Impédance de charge	2 500 Ω
I_{anode}	40 mA
$I_{\text{écran}}$	3 mA
Pente	5,8 mA/V
Distorsion harmonique	10 %
Puissance de sortie	1,5 W

50 B 5 Tube de puissance à faisceaux dirigés pour récepteurs tous courants (50 V, 150 mA).

V_{anode}	110 V
$V_{\text{écran}}$	110 V
$V_{\text{grille contrôle}}$	- 7,5 V
Impédance de charge	2 500 Ω
I_{anode}	49 mA
$I_{\text{écran}}$	4 mA
Pente	7,5 mA/V
Distorsion harmonique	9 %
Puissance de sortie	1,9 W

35 W 4 Valve monoplaque pour récepteurs tous courants
(permettant le montage d'une lampe de cadran)
(35 V, 150 mA).

Conditions normales d'emploi (avec lampe de cadran) (6,3 V, 100 mA)

Tension d'alimentation	115 · V _{eff}
I _{anode de crête}	≤ 600 mA
I _{continu redressé}	≤ 70 mA

Si I_{anode crête} > 600 mA, il faut augmenter l'impédance du circuit d'alimentation. Si I_{continu} > 70 mA, il faut shunter la lampe de cadran par une résistance, le courant maximum devant être de 100 mA maximum.

EC 92 (6,3 V — 150 mA) et **UC 92** (9,5 V — 100 mA).

{ Triode HF.
Changeuse d'oscillatrice VHF.

V _{anode}	200 V
V _g	— 1 V
μ	66
I _{anode}	11,5 mA
S	6,4 mA/V
V _{cathode-filament}	≤ 90 V
C _g	2,2 pF
C _{anode}	0,8 pF
C _{ag}	1,5 pF

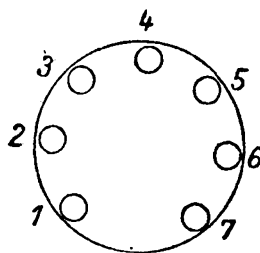


FIG. 4-1 — Culot 7 broches, vu par en dessous.

BROCHAGES

6 AT 6

6 AQ 5, 35 B 5, 50 B 5

- (1) Grille triode.
- (2) Cathode.
- (3) Filament.
- (4) Filament.
- (5) Anode diode 1.
- (6) Anode diode 2.
- (7) Anode triode.

- (1) Grille de commande.
- (2) Cathode et supresseuse.
- (3) Filament.
- (4) Filament.
- (5) Anode.
- (6) Écran.
- (7) Grille de commande.

6 BE 6

- (1) Grille oscillatrice 1.
- (2) Cathode et grille 5.
- (3) Filament.
- (4) Filament.
- (5) Anode.
- (6) Écran.
- (7) Grille de commande.

6 X 4

- (1) Anode 1.
- (2) Libre.
- (3) Filament.
- (4) Filament.
- (5) Libre.
- (6) Anode 2.
- (7) Cathode.

6 BA 6

- (1) Grille de commande.
- (2) Suppresseuse et écran interne.
- (3) Filament.
- (4) Filament.
- (5) Anode.
- (6) Écran.
- (7) Cathode.

35 W 4

- (1) Libre.
- (2) Libre.
- (3) Filament.
- (4) Filament.
- (5) Anode.
- (6) Prise médiane filament.
- (7) Cathode.

EC 92, UC 92

- | | |
|---------------|-------------------------|
| (1) Anode. | (5) Libre. |
| (2) Masse. | (6) Grille de commande. |
| (3) Filament. | (7) Cathode. |
| (4) Filament. | |

4.62 Les tubes à culot octal.

Ce sont en général des tubes *normalisés* pour récepteurs de radio-diffusion. Ils constituent une série fort importante, dont on décrit ci-après les principaux représentants. Le culot est représenté *fig. 4-15*. Les tubes sont en général du type « miniature ».

ECH 41 *Triode-hexode oscillatrice modulatrice*
(6,3 V, 225 mA).

Conditions-types d'emploi :

HEXODE

V_{anode}	250 V
Potentiomètre écran	$\left\{ \begin{array}{l} \text{côté HT....} \\ \text{côté masse.} \end{array} \right.$
	47 000 Ω
R_{cathode}	200 Ω
V_{g_1}	— 2 à — 28 V
$V_{\text{écran}}$	105 à 147 V
I_{anode}	3 — mA
$I_{\text{écran}}$	2,2 — mA
Pente de conversion	500 5 $\mu\text{A/V}$
R_i	2 $\geq 5 \text{ M}\Omega$
Résistance équivalente de souffle.	170 000 Ω

TRIODE

Alimentation HT	250 V
Résistance série anode	30 000 Ω
I_{anode}	4,9 mA

Résistance de fuite :

Grille oscillatrice	20 000 Ω
$I_{\text{oscillation}}$	350 μA
$V_{\text{oscillation}}$	8 V_{eff}
Pente effective.....	0,55 mA/V

EF 41 Pentode HF à pente variable (6,3 V, 200 mA).

Conditions-types d'emploi :

V_{anode}	250 V
Résistance série écran	90 000 Ω
R_{cathode}	325 Ω
V_{g_1}	-2,5 à -39 V
I_{anode}	6 mA
$I_{\text{écran}}$	1,7 mA
Pente.....	2,2 à 0,022 mA/V
R_i	1 à 10 $M\Omega$

Coefficient d'amplification :

$g_1 \rightarrow g_2$	18
Résistance de souffle	7 400 Ω

Les constructeurs suggèrent d'utiliser également ce tube en Préamplificateur BF, mais il vaut mieux employer un tube spécial. Ils indiquent :

V_{HT}	250 - 250 V
Résistance charge anode	0,2 - 0,1 $M\Omega$
— série écran	0,8 - 0,4 $M\Omega$
— cathode	1 750 - 1 000 Ω

On peut également utiliser ce tube monté en *triode* (écran relié à l'anode).

EF 40 Pentode préamplificateur BF (6,3 V, 200 mA).

Conditions-types d'emploi :

V_{anode}	250 V
V_{g_3}	0 V
V_{g_2}	150 V
V_{g_1}	-2 V
I_{anode}	3 mA
I_{g_2}	0,9 mA
Pente.....	1,8 mA/V
R_i	3 $M\Omega$
Coefficient d'amplification $g_1 \rightarrow g_2$	45
Dissipation anode	< 0,2 W
pour résistance circuit g_1	< 1,0 $M\Omega$

EBC 41 Double diode + triode amplificatrice BF (6,3 V, 200 mA).

Caractéristiques et conditions d'emploi :

Capacité entre diodes	< 0,3 pF
— D_2 — cathode	< 0,05 pF
— grille triode — D_1	< 0,007 pF
— grille triode — D_2	< 0,03 pF

TRIODE

V_{anode}	250 V
V	— 3 V
I_{anode}	1 mA
Pente	1,2 mA/V
μ	70
R_i	60 000 Ω

Ne pas appliquer plus de 200 V crête aux diodes, ni leur faire débiter plus de 0,8 mA.

ECC 40 Double diode à cathodes séparées (6,3 V, 600 mA).

Utilisable comme : amplificateur à résistance, multivibrateur ampli push-pull.

Conditions normales d'emploi (par élément) :

V_{anode}	250 V
V	— 5,5 V
I_{anode}	6 mA
Pente	2,7 mA/V
R_i	11 000 Ω
μ	30

Il y a lieu de relier à la masse la bague entourant le tube et le canon central traversant le socket.

GZ 40 Redresseur deux alternances (5 V, 750 mA).

Conditions limites d'utilisation :

$V_{\text{alt-anodes}}$	$\leq 2 \times 350 V_{\text{eff}}$
$I_{\text{redressé}}$	$\leq 90 \text{ mA}$
Centrée filtre	$\leq 50 \mu\text{F}$

Ne pas utiliser les broches 3 et 4.

Relier à la masse la bague extérieure et le canon du socket.

EL 42 Pentode de puissance (6,3 V, 200 mA).

UTILISATION EN TUBE UNIQUE AMPLIFICATEUR		Autopolarisation	Push pull (valeurs pour deux tubes)	Polarisation fixe
V_{anode}	200 - 250 V	250 V	250 V	250 V
$V_{écran}$	200 - 250 V	250 V	250 V	250 V
V_{g_1}	— 11 — 13,5 Ω	—	—	—
<i>Tension de signal :</i>				
a) Distorsion 10 % (1)	6,7 - 7,9 V	11,5 V	12 V _{eff}	—
b) Puissance 50 mW	0,9 - 0,85 V _{eff}	—	—	—
I_{anode}	17,5 - 22,5 mA	40 mA	35 mA	—
$I_{écran}$	2,6 - 3,4	11,5 mA	12,6 mA	—
Pente	2,6 - 2,9 mA/V	—	—	—
R_i	100 000 - 100 000 Ω	—	—	—
Coefficient d'amplification :				
$g_1 \rightarrow g_2$	11 - 11	—	—	—
Impédance de charge.....	11 000 - 11 000 Ω	15 000 Ω	16 000 Ω	—
Puisance modulée maximum :				
Distorsion 10 % (1)	1,6 - 2,6	5,2	5,5 W	—
Distorsion totale	—	5,0	4,0 %	—

(1) Dans le cas d'un seul tube amplificateur.

EF 42 Pentode HF à grande pente pour télévision, changement de fréquence, etc. (6,3 V, 330 mA).

V_{anode}	250 V
$V_{\text{écran}} (g_2)$	250 V
V_{g_1}	- 2 V
V_{g_3}	0 V
I_{anode}	10 mA
$I_{\text{écran}}$	2,3 mA
Pente	9,5 mA/V
R_i	0,45 M Ω
μ	$\approx 4\ 200$
Impédance d'entrée à 30 MHz	13 500 Ω
Capacité d'entrée	9,5 pF
— de sortie	4,5 pF
— g_1/anode	0,005 pF

EAF 41 Diode pentode à pente variable (6,3 V, 200 mA).

Caractéristiques-type d'emploi :

PENTODE

V_{anode}	250 V
Résistance série écran	95 000 Ω
Résistance de cathode	300 Ω
V_{g_1}	- 2 - - 40 V
I_{anode}	5 mA
$I_{\text{écran}}$	1,6 mA
Pente	1,8 - 0,018 mA/V
R_i	1,2 - 10 M Ω
Résistance équivalente de souffle	9 000 Ω

DIODE

Tension de crête	≤ 200 V
Courant	$\leq 0,8$ mA
Capacité diode-cathode	3,8 pF
— diode filament	$\leq 0,02$ pF

Utilisation en BF à résistance

V_{HT}	250 - 250 V
Résistance charge anode	0,2 - 0,1 M Ω
Résistance série écran	0,8 - 0,4 M Ω
Résistance cathode	1 600 - 900 Ω

UY 41 Tube redresseur, une seule alternance (31 V, 100 mA).

Limites d'utilisation :

$V_{alt\ anode}$	$\leq 250\ V_{eff}$
$I_{redressé}$	$\leq 90\ mA$
$V_{crête\ filament-anode}$	$\leq 550\ V$
Capacité entrée filtre	$\leq 50\ \mu F$

V RÉSEAU	CONDENSATEUR ENTRÉE FILTRE	RÉSISTANCE DE PROTECTION
$\leq 220\ V$	$\leq 50\ \mu F$	$\geq 160\ \Omega$
$\leq 127\ V$	$\leq 50\ \mu F$	0
$\leq 117\ V$	$\leq 50\ \mu F$	0
$\leq 110\ V$	$\leq 50\ \mu F$	0

Mêmes remarques que pour la GZ 40.

UY 42 Tube redresseur, une seule alternance (31 V, 100 mA).

Limites d'utilisation :

$V_{alt\ anode}$	$\leq 110\ V_{eff}$
$I_{redressé}$	$\leq 90\ mA$
$V_{crête\ filament-anode}$	$\leq 300\ V$
Capacité entrée filtre	$\leq 50\ \mu F$

Mêmes remarques que pour la GZ 40.

UAF 41 Diode-pentode à pente variable (12,6 V, 100 mA).

Caractéristiques-type d'utilisation :

DIODE

Capacité diode/cathode	3,8 pF
— diode/filament	$< 0,02\ pF$
$V_{crête}$	$\leq 200\ V$
I	$\leq 0,8\ mA$

PENTODE

Capacité entrée.....	4 pF
— sortie	7 pF

UF 41 Pentode HF à pente variable (12,6 V, 100 mA).
Caractéristiques-type d'emploi (V_{écran} variable) en HF. (Utilisable en préampli BF comme EF 41.)

V_{anode}	100 V	170 V	200 V
Résistance série écran	40 000 Ω	40 000 Ω	40 000 Ω
— de cathode.....	325 Ω	325 Ω	325 Ω
V_{g_1}	— 1,4 à — 17 V	— 2,5 à — 28 V	— 3 à — 34 V
I_{anode}	3,3 mA	6 mA	7,2 mA
$I_{\text{écran}}$	1 mA	1,75 mA	2,1 mA
Pente	1,9 à 0,019 mA	2,2 à 0,022 mA/V	2,3 à 0,023 mA/V
R_i	0,8 à > 10 M Ω	1 à > 10 M Ω	1 à > 10 M Ω
Coefficient d'amplification $g_1 \rightarrow g_2$	18	18	18
Résistance de souffle équivalente	5 500 Ω	6 500 Ω	7 000 Ω

Amplification HF ou MF :

V_{anode}	100	170	200	V
Résistance série écran	44 000	44 000	44 000	Ω
— cathode	300	300	300	Ω
V_{g1}	— 1,1 — 17	— 2 — 28	— 2,4 — 34	V
I_{anode}	2,8	5	6	mA
$I_{écran}$	0,9	1,6	1,9	mA
Pente	1,65 — 0,0165	1,8 — 0,018	1,9 — 0,019	mA/V
R_i	1 — > 10	1,2 — > 10	1,3 — > 10	M Ω
Résistance équivalente de souffle ..	7 000	9 000	9 600	Ω

Ce tube peut être utilisé comme préamplificateur BF } triode (écran relié à l'anode)
 pentode }

UCH 41 Oscillatrice-modulatrice (14 V, 100 mA).

Caractéristiques-type d'utilisation :

	HEXODE		
V_{anode} et alimentation.....	100	170	200
Potentiomètre écran { côté HT	22 000	22 000	22 000
{ côté masse	47 000	47 000	47 000
Résistance cathode	200	200	225
V_{g1}	— 1 — 14	— 1,8 — 22	— 2,2 — 27
$V_{écran}$	53 — 68	87 — 116	105 — 136
I_{anode}	1	2,2	3
$I_{écran}$	1	1,9	2,1
Pente de conversion	0,32 — 0,0032	0,45 — 0,0045	0,50 — 0,005
R_i	1,4 — > 5	1,2 — > 5	1 — > 5

TRIODE

$V_{\text{alimentation HT}}$	100	170	200	V
$R_{\text{série anode}}$	10 000	10 000	20 000	Ω
I_{anode}	2,8	4,9	4,6	mA
Résistance fuite grille oscill...	20 000	20 000	20 000	Ω
$I_{\text{oscillation}}$	200	320	360	μA
$V_{\text{oscillation}}$	4	7	8	V_{eff}
Pente effective	0,56	0,6	0,5	mA/V

EL 41 Pentode de puissance (6,3 V, 0,71 A).

Caractéristiques-type d'utilisation :

AMPLI BF	(1 tube)	PUSH-PULL, classe AB (2 tubes)	
V_{anode}	250	250	V
V_{g_2}	250	250	V
R_{cathode}	170	85	Ω
I_{anode}	36	2×36	mA
$I_{\text{écran}} (g_2)$	5,2	$2 \times 5,2$	mA
Impédance de charge ..	7 000	(entre anodes) 7 000	Ω
Tension efficace sur g_1 ..	3,8		5,6 V_{eff}
Puissance de sortie	$\leq 3,9$		$\leq 9,4$ W
Distorsion totale	10		4,6 %
Pente	10 mA/V	$I_{\text{anode maximum}} 2 \times 39,5$	mA
R_i	40 000 m	$I_{g_2 \text{ maximum}} 2 \times 8$	mA

UL 41 Pentode de puissance (45 V, 100 mA).

Caractéristiques-type d'utilisation :

V_{anode}	100	110	165	V
$V_{\text{écran}}$	100	110	165	V
V_{g_1}	— 5,3	— 5,9	— 9,5	V
I_{anode}	32,5	36	54,5	mA
$I_{\text{écran}}$	5,5	6	9	mA
Pente	8,5	8,6	9,5	mA/V
Résistance interne	18 000	18 000	20 000	Ω
Coefficient d'amplification				
$g_1 \rightarrow g_2$	10	10	10	
Impédance de charge	3 000	3 000	3 000	Ω
Puissance de sortie (distorsion $\leq 10\%$)	1,35	1,5	4,2	W
V_{eff} sur g_1 correspondante ...	4	4,4	6,2	V_{eff}
Sensibilité (V_{eff} pour 50 mW)	0,55	0,55	0,5	V_{eff}

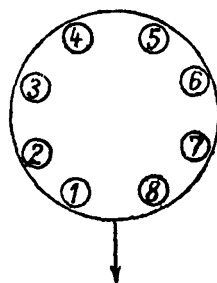


FIG. 4-15. — Culot octal, 8 broches, vu par en dessous.

ECH 41, UCH 41

- (1) Filament.
- (2) Anode hexode.
- (3) Anode triode.
- (4) Grille triode. Grille 3 hexode.
- (5) Grilles 2, 4 (écrans) hexode.
- (6) Grille 1 hexode.
- (7) Cathode.
- (8) Filament.

EL 41, UL 41

- (1) Filament.
- (2) Anode.
- (3) Cathode et grille 3.
- (4) Libre.
- (5) Grille 2 (écran).
- (6) Grille 1.
- (7) Cathode et grille 3 (*).
- (8) Filament.

(*) Il est recommandé, en ondes courtes, d'utiliser seulement (7) comme sortie de cathode.

EL 42.

- (1) Filament.
- (2) Anode.
- (3) Cathode et grille 3.
- (4) Libre.
- (5) Grille 2 (écran).
- (6) Grille 1.
- (7) Cathode et grille 3 (*).
- (8) Filament.

(*) Comme pour EL et UL-41.

UY 42, UY 41

- (1) Filament.
 - (2) Anode.
 - (3) Libre.
 - (4) Connexion interne (*).
 - (5) Libre.
 - (6) Connexion interne (*).
 - (7) Cathode.
 - (8) Filament.
- (*) Comme pour GZ 40.

UF 41, EF 41

- (1) Filament.
- (2) Anode.
- (3) (4) Cathode, grille 3 et blindage interne.
- (5) Grille 2 (écran).
- (6) Grille 1.
- (7) Cathode, grille 3 et blindage.
- (8) Filament.

EAF 41, UAF 41

- (1) Filament.
- (2) Anode.
- (3) Diode.
- (4) Cathode, grille 3, blindage interne.
- (5) Grille 2 (écran).
- (6) Grille 1.
- (7) Cathode, grille 3, blindage interne.
- (8) Filament.

GZ 40

- (1) Filament.
- (2) Anode 1.
- (3) (4) (5) Connexion interne à ne pas utiliser pour quoi que ce soit.
- (6) Anode 2.
- (7) Cathode.
- (8) Filament.

EF 42

- (1) Filament.
- (2) Anode.
- (3) Blindage interne.
- (4) Grille 3.
- (5) Grille 2 (écran).
- (6) Grille 1.
- (7) Cathode.
- (8) Filament.

EBC 41

- (1) Filament.
- (2) Anode.
- (3) Grille.
- (4) Blindage interne.
- (5) Diode D_2 .
- (6) Diode D_1 .
- (7) Cathode.
- (8) Filament.

EF 40

- (1) Filament.
- (2) Anode.
- (3) Connexion interne.
- (4) Grille 3.
- (5) Grille 1.
- (6) Grille 2.
- (7) Cathode.
- (8) Filament.

ECC 40

- | | |
|---|---|
| <ol style="list-style-type: none"> (1) Filament. (2) Anode triode 1. (3) Grille triode 1. (4) Cathode triode 1. | <ol style="list-style-type: none"> (5) Anode triode 2. (6) Grille triode 2. (7) Cathode triode 2. (8) Filament. |
|---|---|

4.63 Les tubes Rimlock.

Les tubes Rimlock sont une variété de tubes à culot *octal*, combinant les caractéristiques des tubes à culot verre dits « à pincement » et des tubes en métal à fond plat. Le verrouillage se fait non par guide central comme dans le cas précédent, mais par la périphérie (*fig. 4-16*).

Ces tubes sont « tout verre à fond plat », ce qui leur assure un bon fonctionnement aux fréquences élevées ; de plus les broches de contact sont en métal dur indéformable, et la mise en place, sans l'aide des broches, est facile.

Enfin le tube comporte un blindage interne.

Les principaux tubes Rimlock sont pratiquement identiques au point de vue caractéristiques à ceux à culot *octal* mentionnés ci-dessus, par exemple l'UCH 41, l'UF 41, l'UAF 41, l'UL 41, l'UY 41, l'ECH 41, l'EAF 41, l'EF 41, l'EL 41, l'AZ 41, la GZ 40, l'EL 42, l'EF 42, et la ECC 40.

BROCHAGES

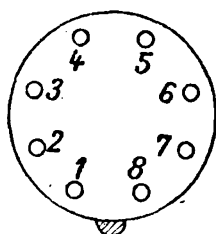


FIG. 4-16. — Culot Rimlock, 8 broches, vu par en dessous.

Les correspondances entre broches et électrodes sont les mêmes que pour le culot octal.

4.64 Les tubes Noval.

Ce sont des tubes à culot 9 broches (fig. 4-17), en général à caractéristiques poussées, dont beaucoup sont destinés à la télévision (441 lignes 40-60 MHz, ou 819 lignes, 80-220 MHz). Les triodes-hexodes ou triodes-heptodes toutefois ne sont pas prévues pour fonctionner à ces fréquences. On se limitera ici aux tubes les plus intéressants.

EB 91 Double diode

Détection. Restitution de la composante continue (6,3 V, 300 mA).

Tension inverse crête.....	≤ 420 V
I_{continue}	≤ 9 mA
$I_{\text{continue crête}}$	≤ 54 mA

EBF 80 Double diode-pentode (6,3 V, 300 mA).

Caractéristiques-type d'emploi :

AMPLIFICATION HF

V_{anode}	250 V
V_{g_3}	0 V
R_{g_2}	95 000 Ω
R_{cathode}	295 Ω
I_{anode}	5,0 mA
I_{g_2}	1,75 mA
Pente.....	2,2 mA/V
R_t	1,5 MΩ
C_{ag_1}	≤ 0,0025 pF

AMPLIFICATEUR BF

$V_{\text{alimentation}}$	250 V
R_{anode}	0,22 M Ω
R_{g_2}	0,68 M Ω
R_{cathode}	1 200 Ω
I_{anode}	0,88 mA
I_{g_2}	0,33 mA
Gain	150

ECC 81 Double triode (6,3 V, 300 mA, ou 12,6 V, 150 mA).
 Amplificatrice HF (grille à la masse, cascade, etc.)
 ou changeuse de fréquence.

V_{anode}	100	180	250	V
V_g	— 1	— 1	— 2	V
I_{anode}	3,7	11	10	mA
Pente	4,0	6,6	5,5	mA/V
R_i	13 500	9 400	10 000	Ω
μ	54	62	55	

ECL 80 Triode-pentode (6,3 V, 300 mA).

Exemples d'emplois-types :

AMPLIFICATRICE PENTODE sortie son		SÉPARATEUR-OSCILLATEUR sortie image	
V_{anode}	170 V		170 V
V_{g_3}	0 V		0 V
V_{g_2}	170 V		170 V
V_{g_1}	— 6,7 V		— 1 V
I_{anode}	15 mA		37 mA
I_{g_2}	2,8 mA		9 mA
Pente	3,3 mA/V		
R_i	150 000 Ω		
R_{anode}	11 000 Ω		
W_{anode}	3,5 W		

TRIODE		PRÉAMPLI BF	
V_{anode}	100 V	$V_{\text{alimentation}}$..	170 V
V_g	0 V	R_{anode}	220 000 Ω
I_a	7,5 mA	V_{g_1}	— 3,5 V
Pente	1,9 mA/V	R_{g_1}	680 000 Ω
μ	21	I_{anode}	0,45 mA
		Gain	11,5

EF 80 Pentode à 2 sorties de cathode (6,3 V, 300 mA).

AMPLIFICATEUR HF ou MF

V_{anode}	170 V
V_{g_3}	0 V
V_{g_2}	170 V
V_{g_1}	- 2 V
I_{anode}	10 mA
I_{g_2}	2,5 mA
Pente	7,4 mA/V
R_i	0,4 M Ω
C_{ag_1}	< 0,007 pF
C_a	3,3 pF
C_{g_1}	7,5 pF

PL 81 Pentode (21,5 V, 300 mA).

AMPLIFICATEUR base de temps ou lignes

V_{anode}	180 V
V_{g_3}	0 V
V_{g_2}	180 V
V_{g_1}	- 23,5 V
I_{anode} (crête)	\leq 310 mA
Pour $V_{anode} = 70$ V et $V_{g_2} = 200$ V :	
$I_{cathode}$	\leq 180 mA
Pente	6,5 mA/V
W_{anode}	8 W
W_{g_2}	4,5 W
V_{anode} (crête)	\leq 7 000 V

PL 82 Pentode de puissance (16,5 V, 300 mA).

V_{anode}	170 V
V_{g_2}	170 V
V_{g_1}	- 10,4 V
I_{anode}	53 mA
I_{g_2}	10 mA
Pente	9,5 mA/V
R_i	20 000 Ω
W_a	9 W
V_{anode} plaque	\leq 2 500 V

PL 83 Pentode de sortie vidéo (15 V, 300 mA).

V_{anode}	200 V	Pente.....	10,5 mA/V
V_{g_3}	0 V	R_i	0,1 M Ω
V_{g_2}	200 V	W_{anode}	9 W
V_{g_1}	- 3,5 V	C_{g_1}	10,4 pF
I_{anode}	36 mA	C_a	6,6 pF
I_{g_2}	5 mA	C_{ag_1}	< 0,1 pF

PY 80 Diode de « récupération » (19 V, 300 mA).

$V_{\text{anode inverse crête}}$	\leq 4 000 V
I_{anode}	\leq 180 V
$I_{\text{anode crête}}$	\leq 400 V
$V_{\text{cathode filament}}$	\leq 160 V
C_{filtrage}	\leq 4 μ F

PY 82 Tube redresseur (une alternance) (19 V, 300 mA).

$I_0 \leq 180$ mA pour $127 \leq V_i \leq 220$ V _{eff}
Résistance de protection $\left\{ \begin{array}{l} \leq 40 \Omega \text{ pour } 220 \text{ V} \\ 0 \Omega \text{ pour } 127 \text{ V} \end{array} \right.$
$C_{\text{filtrage}} \leq 60$ μ F $V_{\text{anode inverse crête}} \leq 700$ V
$V_{\text{cathode-filament}} \leq 220$ V

ECC 85 Double triode pour HF et changement de fréquence (pour récepteurs FM)
(6,3 V, 435 mA).

Capacité sortie	1,2 pF
Capacité entrée	3,0 pF
V_{anode}	250 V
V_g	- 2,3 V
I_{anode}	10 mA
Pente.....	10 mA/V
μ	57

EY 86 Redresseur THT (6,3 V, 90 mA).

$V_{\text{redressée}}$	18 000 V	$I_{\text{redressée}}$	0,15 mA
V_{inverse}	\leq 27 000 V	Pour $I_{\text{redressé}}$	= 0

PCF 80 (9 V, 300 mA) et **ECF 80** (6,3 V, 435 mA).

Triode-pentode à cathodes séparées pour changement de fréquence. (Télévision.)

PENTODE

C_{ag_1}	< 0,025 pF
V_{anode}	170 V
V_{g_2}	170 V
V_{g_1}	- 2 V
I_{anode}	10 mA
I_{g_2}	2,8 mA
Pente	6,2 mA/V

TRIODE

V_{anode}	100 V
V_g	- 2 V
I_{anode}	14 mA
Pente	3 mA/V

ECH 81/6 AJ 8 *Triode-heptode changeuse de fréquence*
(6,3 V, 300 mA).

V_{anode}	250 V
I_{anode}	3 mA
$V_{écran}$	100 V
$I_{écran}$	6,2 mA
V_{g_1}	- 2 V
Pente de conversion	0,75 mA/V
R_i	1 M Ω
Résistance équivalente de souffle	70 000 Ω

EF 85/6 BY 7 *Pentode HF à pente variable*
pour amplificateurs à large bande
(6,3 V, 300 mA).

V_{anode}	250 V
I_{anode}	10 mA
Récran ($V_{écran}$)	60 000 Ω
$I_{écran}$	2,5 mA
Polarisation cathodique	160 Ω
Pente	6 mA/V
R_i	1 M Ω

ECC 81/12 AT 7 *Double triode à cathodes séparées*
(amplificateurs grille à la masse)
(12,6 V, 150 mA).

V_{anode}	250 V
I_{anode}	10 mA
V_{g_1}	- 12 V
Pente	5,5 mA/V
μ	60
R_i	10 à 11 000 Ω

BROCHAGES

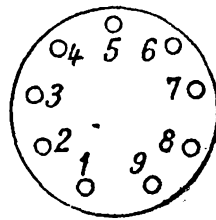


FIG. 4-19. — Culot Noval, 9 broches, vu par en dessous.

EB 92

Culot « genre Noval » à 7 broches.

- (1) Cathode 1.
- (2) Diode 2.
- (3) Filament.
- (4) Filament.
- (5) Cathode 2.
- (6) Blindage.
- (7) Diode.

ECC 81

- (1) Anode 2.
- (2) Grille 2.
- (3) Cathode 2.
- (4) Filament.
- (5) Filament.
- (6) Anode 1.
- (7) Grille 1.
- (8) Cathode 1.
- (9) Filament (point milieu).

EBF 80

- (1) Grille 2.
- (2) Grille 1.
- (3) Cathode + blindage.
- (4) Filament.
- (5) Filament.
- (6) Anode.
- (7) Diode 1.
- (8) Diode 2.
- (9) Grille 3.

ECL 80

- (1) Anode triode.
 - (2) Grille triode.
 - (3) Cathode, blindage.
 - (4) Filament.
 - (5) Filament.
 - (6) Anode pentode.
 - (7) Grille 3
 - (8) Grille 2
 - (9) Grille 1
- } pentode.

ECC 85, ECC 81

(12 AT 7)

EF 80, EF 85 (6 BY 7)

- (1) Cathode.
- (2) Grille 1.
- (3) Cathode.
- (4) Filament.
- (5) Filament.
- (6) Blindage.
- (7) Anode.
- (8) Grille 2.
- (9) Grille 3.

- (1) Anode 2.
- (2) Grille 2.
- (3) Cathode 2.
- (4) Filament.
- (5) Filament.
- (6) Anode 1.
- (7) Grille 1.
- (8) Cathode 1.
- (9) Point milieu filament.

PL 81

*Connexion anodique au-dessus
du tube.*

- (1) Connexion interne.
- (2) Grille 1.
- (3) Cathode.
- (4) Filament.
- (5) Filament.
- (6) Connexion interne.
- (7) Connexion interne.
- (8) Grille 2.
- (9) Grille 3.

PL 82, PL 83

- (1) Grille 2.
- (2) Grille 1.
- (3) Cathode.
- (4) Filament.
- (5) Filament.
- (6) Grille 3.
- (7) Anode.
- (8) Blindage.
- (9) Libre.

PY 80, PY 82

- (1) (2) Connexion interne.
- (3) Cathode.
- (4) Filament.
- (5) Filament.
- (6) (7) (8) Connexion interne.
- (9) Anode.

PL 82

- (1) Libre.
- (2) Grille 1.
- (3) Cathode, grille 3.
- (4) Filament.
- (5) Filament.
- (6) Connexion interne.
- (7) Anode.
- (8) Connexion interne.
- (9) Grille 2.

EY 86

- (1) Cathode, milieu filament.
- (2) Filament.
- (3) Connexion interne.
- (4) Cathode, milieu filament.
- (5) Filament.
- (6) Cathode, milieu filament.
- (7) Connexion interne.
- (8) Filament.
- (9) Cathode, milieu filament.

Connexion anodique au sommet.

PCF 80, ECF 80

- (1) Anode triode.
- (2) Grille 1 } pentode.
- (3) Grille 2 }
- (4) Filament.
- (5) Filament.
- (6) Anode pentode.
- (7) Cathode pentode et grille 3.
- (8) Cathode triode.
- (9) Grille triode.

ECH 81 (6 AJ 8)

- (1) Grilles 2 et 4.
- (2) Grille 1.
- (3) Cathode, grille 5.
- (4) Filament.
- (5) Filament.
- (6) Anode.
- (7) Grille 3.
- (8) Anode triode.
- (9) Grille triode.

4.65 Les tubes subminiatures.

Ils sont surtout destinés à des *équipements professionnels*, militaires en particulier. Ils sont en général de forme ovoïde ($38,1 \times 9,8 \times 7,3$ mm). Leur culot est représenté *figure 4-18*.

Ci-dessous les caractéristiques des principaux.

1 AD 4 Pentode. Amplificatrice. Classe A (1,25 V, 100 mA).

V_{anode}	45 V	V_{g_1}	0 V
I_{anode}	3 mA	Pente.....	2 mA/V
$V_{\text{écran}}$	45 V	R_i	0,5 M Ω

2 G 21 Triode-heptode changeuse de fréquence (1,25 V, 50 mA).

$V_{\text{anode-triode}}$	22,5 V
$V_{\text{anode-hexode}}$	22,5 V
$I_{\text{anode-triode}}$	1 mA
$I_{\text{anode-hexode}}$	0,2 mA
$V_{\text{écran}}$	22,5 V
$I_{\text{écran}}$	0,3 mA
$V_{g_1} \rightarrow$ résistance.....	
G_1 — cathode	50 000 Ω
Pente de conversion	0,06 mA/V

5672 Tube BF de puissance (pentode) (1,25 V, 50 mA).

V_{anode}	67,5 V
I_{anode}	3,25 mA
$V_{\text{écran}}$	67,5 V
$I_{\text{écran}}$	1,1 mA
V_{g_1}	— 6,5 V
Pente	0,65 mA/V
Impédance anodique	20 000 Ω
W_{sortie}	0,065 W

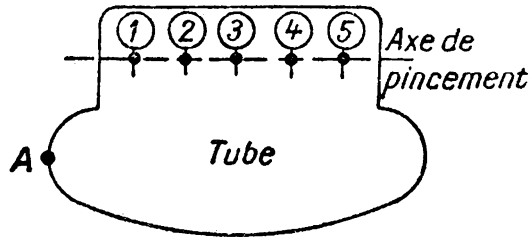
5676 Triode oscillatrice (1,25 V, 120 mA).

V_{anode}	135 V	Pente.....	1,6 mA/V
I_{anode}	4 mA	μ	15
V_{g_1}	— 5 V		

5678 Pentode amplificatrice HF (1,26 V, 50 mA).

V_{anode}	45 — 67,5 V
I_{anode}	0,8 — 1,8 mA
$V_{\text{écran}}$	45 — 67,5 V
$I_{\text{écran}}$	0,22 — 0,48 mA
Pente.....	0,62 — 1,1 mA/V
R_i	1,2 — 1,0 M Ω

BROCHAGES



A est un repère d'orientation du tube.

FIG. 4-18. — Culot de tube subminiature.

Les soudures se font directement sur les connexions.

Les chiffres 1-2-3-4-5 correspondent à des points alignés sur l'axe de pincement.

1 AD 4

- (1) Anode.
- (2) Grille 2.
- (3) — Filament + grille 3.
- (4) Grille 1.
- (5) + Filament.

5672

- (1) Anode.
- (2) Grille 2.
- (3) + Filament.
- (4) Grille 1.
- (5) — Filament et grille 3.

2 G 21

- (1) Anode Triode.
- (2) Anode Hex.
- (3) Grille 1 (T + Hex.).
- (4) — Filament.
- (5) Grille 3.
- (6) Grilles 2 et 4.
- (7) + Filament et grilles.

5676

- (1) Anode.
- (2) + Filament.
- (3) Grille.
- (4) — Filament.

5678

- (1) Anode.
- (2) Grille 2.
- (3) — Filament et grille 3.
- (4) Grille 1.
- (5) + Filament et grille 3.

4.7 CARACTÉRISTIQUE ET EMPLOI DES TUBES ÉLECTRONIQUES

4.71 Coefficients classiques.

On a déjà défini plus haut les principales caractéristiques des tubes électroniques. Rappelons que si I_a est le courant anodique, I_g le courant grille :

$$E_a(V_a) \quad \text{et} \quad E_g(V_g)$$

les tensions (potentiels) respectifs d'anode et de grille, on a :

$$\begin{aligned} \text{coeff. d'amplification } \mu &= \lim_{I_a = \text{constante}} \left(- \frac{\Delta E_a}{\Delta E_g} \right)^{(1)} \\ &= \lim \frac{\text{variation tension anodique}}{\text{variation tension grille}} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{résistance interne } R_i &= \lim_{E_g = \text{cte}} \left(\frac{\Delta E_a}{\Delta I_a} \right) \\ &= \lim \frac{\text{variations tension anodique}}{\text{variation courant anodique}} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{pente } S &= \lim_{E_a = \text{cte}} \left(\frac{\Delta I_a}{\Delta E_g} \right) \\ &= \lim \frac{\text{variation courant anodique (en milliampères)}}{\text{variation tension grille (en volts)}} \end{aligned}$$

Avec, si S est en ampères par volt, $\mu = R_i \times S$.

La pente statique est la limite :

$$\left(\frac{\Delta I_a}{\Delta E_g} \right)_{E_a = \text{cte}}$$

quand la charge est nulle (S_{st}).

La pente dynamique est la limite :

$$\left(\frac{\Delta I_a}{\Delta E_g} \right)_{E \text{ source HT} = \text{cte}}$$

quand la charge est non nulle (S_{dyn}).

On a :

$$S_{dyn} < S_{st}.$$

(1) Les limites correspondent aux cas où les quantités considérées tendent vers zéro.

Si la charge a une résistance R , on a :

$$S_{\text{dyn}} = S_{\text{st}} \times \frac{R_i}{R_i + R}$$

De même, on a :

$$\mu_{\text{dyn}} < \mu_{\text{st}} \quad \mu_{\text{dyn}} = \mu_{\text{st}} \frac{R_i}{R_i + R}$$

Remarque. — Les relations ci-dessus ne sont valables que si ΔE_a , ΔE_g , ΔI_a sont faibles.

En fait, le courant anodique d'une *triode* par exemple est donné par la relation :

$$I_a = \left(E_g + \frac{E_a}{\mu} \right)^{1,5} \times k$$

k est la « pervéance » de la triode.

4.72 Pente de conversion.

Si S_0 est la pente statique d'un tube changeur de fréquence utilisé comme amplificateur ordinaire, on définit la *pente de conversion* de ce tube de la manière suivante : soit e_0 la tension de la porteuse appliquée à la grille de ce tube, m le taux de modulation de cette porteuse, Z_{ch} l'impédance de charge anodique, S_c la pente de conversion cherchée, et E_s la tension de sortie.

On a :

$$E_s = m e_0 S_c Z_{ch}$$

d'où :

$$S_c = \frac{E_s}{e_0} \cdot \frac{1}{m \cdot Z_{ch}}$$

On a assez souvent $S_c \approx 0,3 S_0$

Le tableau ci-après donne les valeurs de S_c et de la résistance équivalente de souffle (voir plus loin) d'un certain nombre de tubes changeurs de fréquence.

Pente de conversion et résistance de soufuffle de divers tubes changeurs de fréquence.

TYPE DE CHANGEUR DE FRÉQUENCE	PENTE DE CONVERSION APPROCHÉE S_c	RÉSISTANCE ÉQUIVALENTE DE SOUFFLE APPROCHÉE	OBSERVATIONS
1. Triode, détection par l'anode.....	$S_c \approx 0,28 S_0$	$\frac{13}{S_0}$	S_0 en $\frac{\text{ampères}}{\text{volt}}$ (siemens). I_0 courant (limité par la charge spatiale) en ampères pour $V_{g1} = 0$.
2. Pentode, détection par l'anode.....	$S_c \approx 0,23 S_0$	$\frac{15(1 + 1,4 I_0/S_0)}{S_0}$	I_0 courant (limité par la charge spatiale) en ampères pour $V_{g1} = 0$.
3. Tube convertisseur pentagride	$S_c \approx 0,14 S_0$	$\frac{120 I_0/S_0}{S_0}$	I_0 courant (limité par la charge spatiale) en ampères pour $V_{g1} = 0$.
4. Convertisseur pentagride ou changeur de fréquence triode-hexode	$S_c \approx 0,28 S_x$	$\frac{57 I_x/S_x}{S_x}$	$S_x (\approx S_0)$, pente en A/V quand la tension de l'oscillateur atteint son maximum positif, et que la grille de signal g_3 est polarisée normalement. I_x courant anodique en ampères défini dans les mêmes conditions que S_x .

4.73 Les capacités interélectrodes.

Dans un tube à n électrodes, il y a, en principe, $n(n - 1)/2$ capacités interélectrodes à considérer (ce qui fait 28 pour une octode). On n'étudiera que celles qui intéressent la pratique.

Influence des capacités interélectrodes sur l'admittance et la capacité d'entrée des triodes.

La capacité d'entrée d'une triode est :

$$C_e = C_{gc} + C_{ga} (1 + \mu_{dyn} \cos \theta).$$

La résistance d'entrée d'une triode est :

$$R_e = - \frac{1}{\mu_{dyn} \cos \theta} \cdot \frac{1}{\omega C_{ga}}.$$

C_{ga} = capacité grille-anode du tube.

C_{gc} = capacité grille-cathode du tube.

μ_{dyn} = amplificateur effectif du tube.

θ = angle de phase de l'impédance de charge anodique ($\theta > 0$ pour une charge inductive).

L'équation donnant la capacité d'entrée d'une triode est également celle de l'effet Miller.

4.731 NEUTRALISATION DE LA CAPACITÉ GRILLE-ANODE DES TRIODES (neutrodynation).

La capacité et la conductance d'entrée ($G_e = 1/R_e$) d'une triode sont liées à la capacité grille-anode de celle-ci, qu'on peut annuler par neutrodynation soit inductive, soit capacitive. Le montage d'HAZELTINE, le plus ancien mais très efficace, représenté sur la figure 4-19, comporte l'utilisation d'une inductance L_n et d'une capacité C_n . On règle l'ensemble de manière que le courant circulant dans C_n soit d'intensité égale et de phase opposée à celui circulant dans la capacité C_{ag} du tube. La capacité C_e du tube prend alors la valeur :

$$C_e = C_{ag} + C_{gc} + C_n,$$

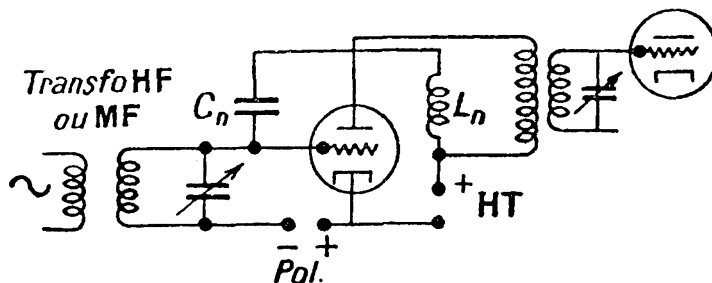


FIG. 4-19. — Montage neutrodyne de Hazeltine.

et R_e est pratiquement infini. Si l'inductance L_n est fortement couplée à L_p , et si l'inductance des connexions est négligeable, la neutrodynation est valable sur une large gamme de fréquences. On utilise plutôt des tubes pentodes que des triodes neutrodynés, mais aux fréquences élevées (exemple : récepteurs de télévision) on neutrodynne parfois les préamplificateurs « cascade ».

On peut supprimer le neutrodynage en utilisant le circuit amplificateur « grille à la masse » de la *figure 4-20*. Au point de vue amplification, le tube se comporte comme un tube cathode à la

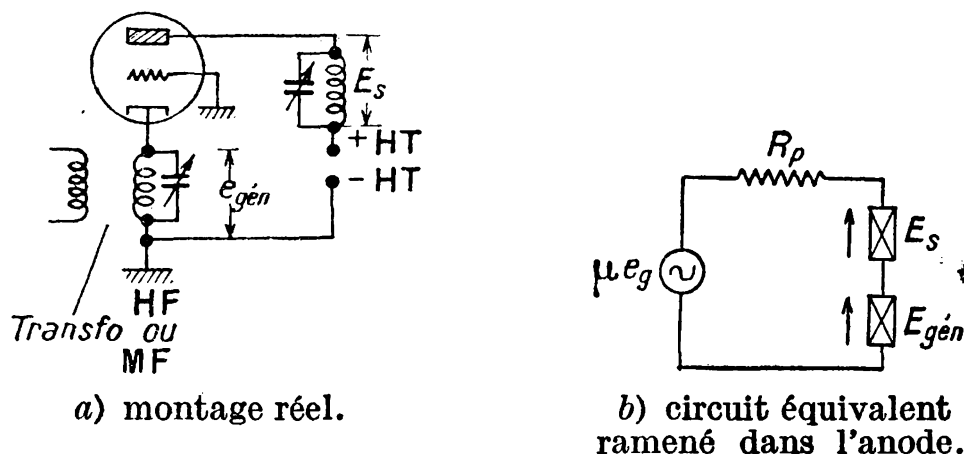


FIG. 4-20. — Amplificateur pseudoneutrodyné à grille à la masse.

masse, à condition de remplacer μ par $\mu + 1$; le gain est quelque peu inférieur à celui obtenu avec les circuits neutrodynés, mais ce montage est utilisable soit pour de très larges bandes de fréquences, soit jusqu'à des fréquences très élevées (de l'ordre de 500 MHz).

Un circuit à 2 tubes cathode à la masse/grille à la masse constitue le célèbre amplificateur d'entrée « cascade » à faible bruit de fond (utilisé pour les récepteurs de télévision).

4.732 CONDUCTANCE D'ENTRÉE DES PENTODES.

Même si la grille est négative, la conductance d'entrée des pentodes n'est pas nulle aux fréquences élevées, du fait du temps de transit et de l'inductance des fils du circuit de cathode ; les pertes diélectriques dans les capacités grille g_1 - cathode et grille g_1 - grille écran jouent également un rôle.

La conductance d'entrée due au temps de transit τ cathode grille 1 est donnée par :

$$G_\tau = KS_m f^2 \tau^2$$

notons que :

$$\tau = k_1 \sqrt{\frac{l}{V}}$$

S_m pente maximum du tube.

$l \rightarrow$ coefficient caractérisant les dimensions du tube.

$V \rightarrow$ tension cathode anode.

K dépend de la disposition géométrique des électrodes.

La conductance d'entrée due aux conducteurs de cathode s'écrit :

$$G_c = \omega^2 S_m I_c C_{gc}$$

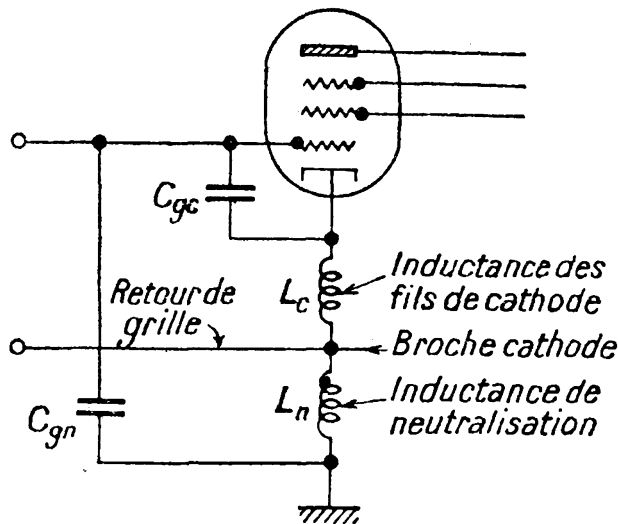
La conductance d'entrée G_e de la pentode est donc :

$$G_e = G_\tau + G_c = C \times f^2$$

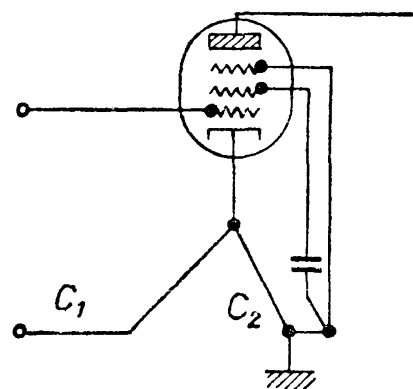
G_τ et G_c sont de même ordre de grandeur.

On peut réduire dans de fortes proportions G_e par le montage de la figure 4-21. On place une petite inductance L_n entre la broche cathode du tube et la masse. On relie directement le fil de retour de grille au support du tube, et on place une capacité C_{gn} entre la grille et la masse. La neutralisation est obtenue quand :

$$\frac{L_n}{L_c} = \frac{C_{gc}}{C_{gn}}$$



a) Neutralisation de la conductance d'entrée.



b) Tube à deux sorties de cathode C_1, C_2 .

FIG. 4-21. — Réduction de la conductance d'entrée.

Pratiquement L_n est constitué par un fil d'environ 25 mm de long reliant la broche cathode à la broche masse du tube. On peut aussi placer une petite inductance (0,1 μ H) dans le conducteur d'écran

(intéressant pour les tubes changeurs de fréquence). On peut aussi réduire l'influence de l'inductance des conducteurs de cathode par le montage de la figure 4-21 b.

4.7321 *Capacité d'entrée.* — Elle est donnée par :

$$C_e = C_{gc} + C_{ge} + C_{ga} (1 + \mu_{\text{dyn}} \cos \theta),$$

cette formule différant de celle relative aux triodes par le terme C_{ge} = capacité grille-écran/grille de commande. Le terme le plus faible est le dernier (≈ 1 pF) mais peut être gênant, car il varie en même temps que la polarisation de la grille (désaccord de ± 5 kHz à 450 à 500 kHz). On peut rendre son influence négligeable en plaçant une résistance R_n entre la cathode et la masse (fig. 4-22).

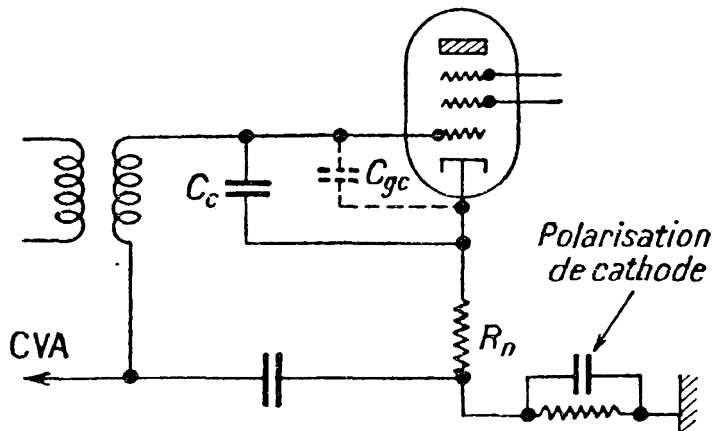


FIG. 4-22. — Dispositif supprimant les variations de la capacité d'entrée d'une pentode en fonction de sa polarisation. (Le condensateur C_0 accorde le secondaire du transformateur T .)

Si S_p est la pente en un point de fonctionnement déterminé, et ΔC_{en} l'accroissement de la capacité d'entrée du tube quand S passe de zéro (cut-off du tube) à S_p , on a :

$$R_n = \frac{\Delta C_e}{C_{ga} \cdot S_p},$$

R_n varie de quelques dizaines à quelques centaines d'ohms.

4.7322 *Influence de la contre-réaction sur l'admittance d'entrée.* — Si A_e est l'admittance d'entrée en l'absence de rétroaction, A_e^R l'admittance d'entrée avec rétroaction, et $1 + \mu\beta$ le facteur de rétroaction, on a :

$$\frac{A_e^R}{A_e} = \frac{1}{1 + \mu\beta}.$$

4.74 Courants de fuite dans un tube électronique.

Les courants de fuite ordinaires « ohmiques » dus à des défauts d'isolement entre les divers électrodes des tubes électroniques ont été en général réduits à tel point par l'emploi de matières appropriées pour le culot et les supports d'électrodes qu'ils ne sont pas gênants. Par contre, les courants parasites dus à des gaz résiduels (tubes mal vidés) peuvent être gênants et même compromettre la durée du tube, par création d'ions positifs se déplaçant en sens inverse des électrons, et tendant à annuler l'émission électronique des cathodes à oxydes ou en tungstène thorié. Les ions positifs recueillis par une grille négative engendrent un courant inverse de grille, augmentent le bruit de fond du tube et limitent la valeur de la résistance à introduire dans le circuit de grille (cf. tableaux de caractéristiques des tubes, fournis par les constructeurs) pour éviter un effet cumulatif (augmentation illimitée des courants de grille inverse et d'anode, et destruction du tube). L'autopolarisation permet d'utiliser une résistance plus élevée dans le circuit de grille que la polarisation fixe. Si Z_g est l'impédance (ohms) du circuit grille, I_g le courant de grille inverse (milliampères), la résistance équivalente de bruit de fond $R_{éq}$ due à ce courant (voir § f) est :

$$R_{éq} = 0,019 \cdot I_g \cdot |Z_g|^2 \text{ ohms.}$$

4.75 Tube à émission secondaire.

Entre 1940 et 1950 quelques firmes ont vendu en France et à l'étranger des tubes ayant une très grande pente (14 à 25 mA/V) comportant, outre la cathode normale, une cathode auxiliaire, placée au-delà de la grille-écran, multipliant par 3 ou 4 le flux d'électrons émis par la première, grâce à l'émission secondaire (tubes 4862 et EE 50). La complication créée par cette électrode supplémentaire, dont le potentiel devait être parfaitement stable, a fait disparaître ce type de tube à mesure que les pentodes « classiques » se perfectionnaient.

4.76 Résistance équivalente de bruit de fond.

Le flux d'électrons d'un tube électronique n'étant pas constant, mais variable constamment, suivant les lois du hasard, le tube engendre de ce fait un « bruit » continu soumis à des lois statistiques, appelé *bruit de grenaille*. Si la cathode émissive a une

constitution irrégulière, l'émission électronique présente des irrégularités brutales, d'autant plus marquées en général que la fréquence est plus basse (*scintillation*). Ce second phénomène est moins important et général que le premier. L'ensemble est appelé *bruit de fond* ; la puissance de bruit de grenaille au départ de la cathode est proportionnelle au courant moyen continu, et son énergie est répartie uniformément dans le spectre de fréquences (« bruit blanc »). Le bruit de fond est maximum quand l'anode reçoit tous les électrons émis par la cathode ; il est amorti par la présence d'une charge spatiale (nuage d'électrons) entre la cathode et l'anode.

4.761 CAS DE LA DIODE.

La valeur efficace du courant de bruit i_b en l'absence de phénomènes accessoires est donnée par :

$$i_b^2 = 3,18 \times 10^{-13} \cdot I \cdot \Delta f$$

i_b en milliampères.

Δf = bande de fréquence, en hertz.

I = Intensité en ampères du courant cathodique.

Le « courant de bruit de fond » dans une résistance *purement ohmique*, étant défini, dans les mêmes conditions par :

$$i_b'^2 = 1,59 \times 10^{-14} \frac{\Delta f}{R}$$

R en ohms ;

i_b' en milliampères, Δf en hertz ;

la comparaison de ces deux relations donne la *résistance équivalente de bruit de fond* de la diode ($R_{\text{éq}}$) :

$$R_{\text{éq}} \text{ (ohms)} = 1/20 I$$

en l'absence de charge spatiale.

Avec charge spatiale, $R_{\text{éq}}$ se réduit à $1/500 I$ ohms.

4.762 CAS DE LA TRIODE.

Si T est la température ambiante, et T_0 celle de la cathode (en °K), on a, à peu près :

$$R_{\text{éq}} = 0,89 \frac{T}{T_0} \frac{1}{S} \approx \frac{3}{S} \text{ ohms} \quad S \text{ en ampères/volt.}$$

4.763 CAS D'UN TUBE MULTIGRILLE.

La présence d'autres grilles perturbe la répartition des électrons dans un tube multigrille si bien que, pour un gain identique, ces

tubes donnent 3 à 5 fois autant de bruit de fond qu'une triode. Si I_a est le courant anodique, I_e le courant écran (en ampères), S la pente du tube en milliampères/volt, on a :

$$R_{\acute{e}q} = \frac{I_a}{I_a + I_e} \left(\frac{2,5}{S} + \frac{20 I_e}{S^2} \right).$$

Il existe d'autres causes de bruit de fond (ionisation, émission secondaire, etc.), mais leur importance est faible comparée à celle du bruit de grenaille.

4.764 BRUIT DE FOND DANS LES AMPLIFICATEURS.

Le bruit de fond dans les amplificateurs provient en partie de l'agitation thermique dans la résistance (ou la composante ohmique de l'impédance) du circuit d'entrée. Sa *tension quadratique moyenne* E_b (racine carrée de la moyenne des carrés) est donnée par la formule :

$$\bar{E}_{b(\mu V)} = 4 \sqrt{\Delta F_{(MHz)} \times R_{(k\Omega)}}.$$

Si $\Delta F = 2$ MHz, $R = 10\ 000 \ \Omega$, on a :

$$\bar{E}_b = 4 \sqrt{20} \simeq 18 \ \mu V.$$

En général R est beaucoup plus petit que la résistance équivalente de bruit de fond du premier tube $R_{\acute{e}q}$. La valeur de R à prendre dans la formule précédente est alors :

$$R = \sqrt{R^2 + R_{\acute{e}q}^2} = R_{\acute{e}q} \sqrt{1 + \frac{R^2}{R_{\acute{e}q}^2}} \approx R_{\acute{e}q} \left[1 + \frac{1}{2} \frac{R^2}{R_{\acute{e}q}^2} \right].$$

Si $R \leq R_{\acute{e}q}/7$, on peut prendre $R \approx R_{\acute{e}q}$.

On a donné page 134 des valeurs apprôchées calculées de $R_{\acute{e}q}$ pour les tubes changeurs de fréquence. Ci-dessous quelques valeurs *mesurées* de $R_{\acute{e}q}$ pour des triodes, des pentodes et des tubes changeurs.

4.765 RÉSISTANCES ÉQUIVALENTES DE BRUIT DE FOND A LA GRILLE DE DIVERS TUBES.

DÉSIGNATION	TYPE (ou montage)	PENTE (mA/V)	$R_{\text{éq}}$ (Ω)	
6 AC 7/1852	Triode	11,2	220	
6 AC 7/1852	Pentode.....	9	720	
6 AB 7/1853	Pentode.....	5	2 440	
6 SH 7	Pentode.....	5	2 850	
6 AK 5	Pentode.....	5	1 880	
6 AK 5	Triode	6,7	385	
9001	Miniature {	Pentode.....	1,4	6 600
9002		Pentode	2,2	1 140
9003		Pentode.....	1,8	13 000
6 SA 7	Pentagrille changeur	—	210 000	
6 J 7	Pentagrille mélangeur.....	—	210 000	
6 J 5	Triode utilisée comme changeuse .	—	5 800	
1853	Pentode utilisée comme changeuse	2,1 calculée	5 000	
1852	Pentode utilisée comme changeuse	1,15 —	3 000	

4.766 BRUIT DE FOND ENGENDRÉ PAR DES RÉSISTANCES.

Certaines résistances en aggloméré engendrent un bruit de fond de beaucoup supérieur à l'agitation thermique quand elles sont parcourues par un courant. La tension de bruit est proportionnelle à ce courant, mais croît plus vite que la valeur de la résistance. Les résistances de couplage en aggloméré ne doivent donc pas être utilisées — ou seulement sous contrôle sévère — dans les étages à faible niveau des amplificateurs, surtout en BF.

4.77 Ronflements et leur suppression.

Les ronflements dans les amplificateurs sont dus en général au passage dans leurs circuits de courants à la fréquence du secteur (ou aux harmoniques de celle-ci), qui sont évidemment amplifiés. Ils sont surtout gênants dans les amplificateurs BF.

Citons parmi les sources de ronflement les conducteurs et le transformateur de chauffage des filaments, qui induisent des tensions alternatives parasites (gênantes surtout dans les circuits à faible niveau). On peut y remédier en torsadant les fils de chauffage, en écartant ou blindant le transformateur des circuits, et en évitant autant que possible d'utiliser des transformateurs de couplage non blindés dans les premiers étages. En choisissant judicieusement l'orientation relative des divers transformateurs et organes, placés de préférence sur des supports en métal non magnétique et même en utilisant de petites bobines de compen-

sation, couplées en opposition avec la tension parasite pour l'anuler, on améliorera considérablement la situation.

On éliminera de façon analogue les champs électrostatiques parasites par blindage électrostatique des conducteurs ayant une haute impédance par rapport à la masse (fils de grille), ainsi que les conducteurs filament et les tubes des premiers étages, en plaçant un écran électrostatique entre les primaires et secondaires de tous les transformateurs.

D'autre part, le *filtrage* de l'alimentation peut être insuffisant : il y a lieu d'augmenter alors les condensateurs et inductances de filtrage. L'utilisation d'une *alimentation régulée* réduit en général considérablement les ronflements.

4.78 Vérification de l'état des tubes.

Il ne suffit pas de contrôler si le filament n'est pas coupé ou en court-circuit pour avoir une indication sur l'état d'un tube : il y a lieu de vérifier aussi l'isolement des diverses électrodes entre elles, à l'aide d'une « sonnette » constituée par exemple par un tube au néon avec une résistance série, ou une lampe à incandescence et le secteur. On branchera la sonnette successivement entre les diverses grilles et l'anode, puis entre la cathode et l'anode, et enfin entre la cathode et le filament. On ne doit *jamais* observer le passage d'un courant si le tube est en bon état.

Pour vérifier si un tube émet des bruits parasites, un procédé simple consiste à faire passer, dans les conditions de fonctionnement normal, son courant anodique dans une résistance *bobinée* de l'ordre de 1 000 Ω , raccordée par deux condensateurs de 4 à 10 μF (une à chaque extrémité) aux bornes antenne et terre d'un récepteur radio.

4.781 RÉALISATION D'UN LAMPÈMÈTRE SIMPLIFIÉ.

Il existe dans le commerce d'excellents lampemètres très perfectionnés, permettant de vérifier l'état des divers modèles de tubes grâce à des contacteurs à cartes perforées.

On peut réaliser un tel appareil avec un transformateur donnant 2, 4, 5 et 6,3 V au secondaire, plus des résistances variables en série sur le secteur pouvant régler le débit à 50, 100, 125, etc. jusque à 500 mA, pour les tubes tous courants, le courant étant mesuré par un milliampèremètre de précision. Ceci pour le « chauffage » des tubes.

L'alimentation anodique et la polarisation seront assurées par une valve de redressement alimentée par un transformateur donnant 2×250 à 2×350 V, avec une intensité de 50 à 100 mA : filtrage à l'aide d'une inductance de l'ordre de 10 henrys et de deux condensateurs de 2 à 10 μF . On ajuste les tensions d'anode,

d'écran et de polarisation à l'aide de 3 potentiomètres sur lesquels sont branchés en parallèle des voltmètres (éventuellement 1 voltmètre avec un contacteur à 3 positions). Un milliampèremètre mesure le courant anodique (si on le juge utile, on ajoutera un contacteur pour mesurer également le courant écran).

On reliera le système à un ensemble de douilles correspondant aux divers culots en usage (tout au moins aux principaux : 7 broches-octal-rimlock-noval), ou à un ensemble de plaquettes d'adaptation démontables.

On vérifiera l'isolement des cathodes à l'aide d'un inverseur les connectant à l'écran. Si cet isolement est satisfaisant, le milliampèremètre d'écran ne doit pas dévier. On mesure la pente en déterminant les variations du courant anodique en fonction de la tension grille. On vérifie les valves de redressement en reliant les filaments au circuit de chauffage et les anodes au circuit haute tension.

4.782 MESURE SIMPLIFIÉE DES CARACTÉRISTIQUES DES TUBES,

a) *Chauffage* : On vérifiera l'état des filaments en appliquant à ce dernier la tension indiquée par le constructeur (par exemple : 1,5-2,5-4-6,3-12,6-35 V), et l'on mesurera, à l'aide d'un milliampèremètre en série, le courant correspondant. On observera parfois des écarts atteignant ± 10 à ± 20 % de la valeur indiquée. Ils peuvent être considérés comme *normaux* bien que certains fabricants indiquent le courant avec 3 chiffres significatifs (exemple : 0,425 A). De même pour les autres caractéristiques : exemple la 6 AK 5 dont la pente nominale est de 5 mA/V, mais qui est considérée comme acceptable, si sa pente S est telle que

$$3,5 \text{ mA/V} \leq S \leq 6,5 \text{ mA/V}.$$

b) *Pente* : On peut la mesurer approximativement à l'aide d'un milliampèremètre et d'une pile de lampe de poche de 4,5 V, ou même un élément de pile torche de 1,5 V.

On met la grille de commande au potentiel *zéro* en la reliant au filament ou à la cathode, et on détermine, à l'aide du milliampèremètre l'intensité I du courant anodique ; on facilitera cette mesure en employant un support intermédiaire avec une borne latérale — si le tube est sur un châssis — qu'on reliera, par l'intermédiaire du milli, au + haute tension. On intercale ensuite dans le circuit grille la pile mentionnée ci-dessus, le pôle *négatif* étant relié à la grille (pour éviter de détériorer le tube). On mesure la tension V de la pile, puis on lit la nouvelle indication i du milliampèremètre anodique ; conformément à sa définition, la pente est alors donnée par $S = (I - i)/V$ si I, i en mA, V en volts, S est en milliampères par volt.

Il est recommandé de débrancher le milliampèremètre, ou de

couper la haute tension quand on fait varier la tension grille, pour éviter tous dégâts. Si la résistance du circuit anodique est nulle, on mesure la pente *statique*. Si l'impédance ou la résistance d'utilisation est en place, on mesure la pente *dynamique*.

On peut également utiliser, ce sera même préférable pour les tubes à chauffage indirect polarisés par *résistance de cathode*, le montage de la *figure 4-23*. On y applique quelques volts, provenant d'un secondaire de transformateur secteur, à la grille du tube, et l'on mesure le courant alternatif résultant dans le circuit anodique du tube à l'aide d'un milli à redresseur couplé par un transformateur.

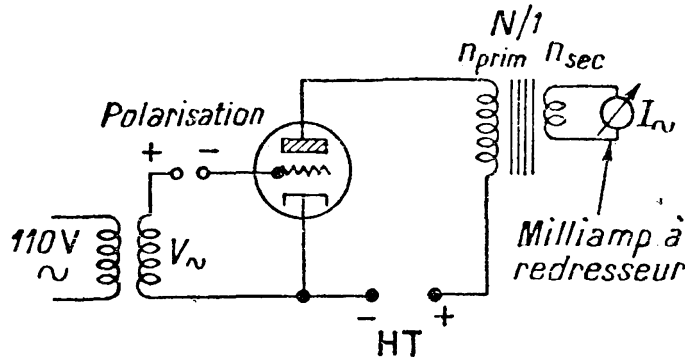


FIG. 4-23. — Mesure de la pente d'un tube électronique.

Si le transformateur est *abaisseur* avec

$$N = \frac{\text{nombre de spires primaire}}{\text{nombre de spires secondaire}},$$

si I_m est l'intensité du courant mesuré (en mA) pour une tension V_m (volts) appliquée à la grille, la pente S_m est donnée par :

$$S_m = \frac{I}{N \cdot V_m} \text{ (mA/V)}.$$

4.7821 *Mesure des tensions des divers électrodes.* — *Polarisation grille* : Quand il s'agit d'un poste sur secteur, les tubes sont en général polarisés par une résistance de quelques centaines d'ohms. En mesurant la tension aux bornes de cette résistance avec un voltmètre faisant au moins 5 000 Ω/V , on obtient une valeur suffisamment exacte pour la pratique.

Pour les tensions d'écran, d'anode, etc., il est recommandé d'utiliser — surtout pour les premières — un voltmètre faisant au moins 10 000 Ω/V ; on utilisera la plus faible sensibilité donnant une lecture utilisable pour augmenter la résistance en parallèle.

4.7822 *Mesure du coefficient d'amplification* (triodes surtout). — *Appliquant la définition*, pour mesurer le coefficient μ d'amplification, on mesure avec un voltmètre la tension anodique V , et le courant i correspondant avec un milliampèremètre, la grille étant au potentiel zéro (reliée à la cathode ou au filament).

On polarise ensuite, à l'aide d'un ou plusieurs éléments de pile, la grille de commande à la tension $-v$, puis on augmente graduellement la tension anodique jusqu'à retrouver le courant i . Si V' est la nouvelle tension anodique, on a :

$$\mu = \frac{V' - V}{v} ;$$

on peut aussi polariser d'abord la grille de commande à la tension $-v_0$, puis à $-v'_0$ par interposition de piles ; on a alors :

$$\mu = \frac{V' - V}{v'_0 - v_0} .$$

4.7823 *Détermination de la résistance intérieure* (triodes surtout). — On peut, ayant déterminé S (en $\mu\text{A/V}$) et μ , calculer la résistance intérieure ρ par la formule connue :

$$\rho = 1\,000 \frac{\mu}{S} \quad (\text{en ohms}).$$

On peut aussi mesurer ρ directement. Pour cela, on mesure, avec un milliampèremètre le courant anodique I pour une certaine tension V , en reliant le $+ \text{HT}$ à l'anode par un milliampèremètre, et l'anode du châssis (ou à la cathode) par un voltmètre. On augmente ensuite la tension anodique en la portant à V' . L'intensité correspondante du courant anodique devient I' . La résistance ρ intérieure est donnée, en ohms, par :

$$\rho = \frac{V' - V}{I' - I} \times 1\,000$$

si :

V, V' en volts ;
 I, I' en milliampères ;
 ρ est en ohms.

4.7824 *Cas des tubes complexes.* — A part le cas des diodes, dont on vérifie le fonctionnement en portant l'anode à des tensions variables par rapport à la cathode, et en mesurant les débits correspondants, les opérations à effectuer sur les tubes complexes (tétrodes, pentodes, etc.) sont les mêmes que pour les triodes. Dans le cas des tétrodes, on relie l'écran à une source de tension égale à la moitié de celle appliquée à l'anode. Pour les pentodes, la tension de grille-écran sera de l'ordre de 50 à 80 % de la tension anodique. On portera en général la grille supprimeuse au potentiel de la cathode.

On essaiera les *valves monoplaques* comme les diodes. Pour les valves biplaques, on vérifiera successivement chaque anode ; en principe les caractéristiques des deux anodes ne devront pas différer de plus de 10 % l'une de l'autre.

4.79 Sources classiques de ronflement dans les tubes électroniques et moyens d'y remédier.

CAUSE DU RONFLEMENT	NIVEAU MAXIMUM DU RONFLEMENT, RAPPORTÉ A LA GRILLE	REMÈDE
<p>Modulation du courant plaque par le flux de dispersion du transformateur d'alimentation.</p> <p>Pentode « verre » ... Triode « verre » Pentode « métal » .. Triode « métal »</p>	<p>2 000 μV 300 μV 100 μV 20 μF</p>	<p>Modifier l'orientation du tube par rapport au transformateur d'alimentation.</p> <p>Choisir une résistance de charge anodique convenable (pas trop élevée).</p> <p>Entourer le tube d'un blindage en métal magnétique (Mumétal, etc.).</p>
<p>Fuites de courant alternatif entre la grille et le filament par suite du mauvais isolement du support du tube.</p>	<p>De l'ordre de 10 à 15 μV pour chaque mégohm de résistance de grille, et chaque volt de d.d.p. entre le filament et la grille.</p>	<p>Utiliser des supports à haut isolement (stéatite, téflon, etc.).</p> <p>Vérifier — et procéder s'il y a lieu à un ajustement — que le point <i>milieu</i> de l'enroulement de chauffage du filament est à la masse.</p>
<p>Tension de fuites induites, dans des « boucles » formant cadre du circuit d'entrée.</p>	<p>$\leq 75 \mu\text{V}$ en général.</p>	<p>Utiliser un câble d'entrée à deux conducteurs (simples) blindés, ou à deux conducteurs coaxiaux, dont on reliera une des extrémités à la masse du châssis, l'autre à la cathode du tube d'entrée (s'il est attaqué par la grille).</p>
<p>Fuites filament/cathode.</p>	<p>Courant de l'ordre de 0,04 à 1 μA.</p>	<p>Découplage convenable de la cathode pour la fréquence du secteur (25 à 50 Hz normalement, 400 Hz pour le matériel « aviation »), avec des capacités de l'ordre de 100 μF.</p>

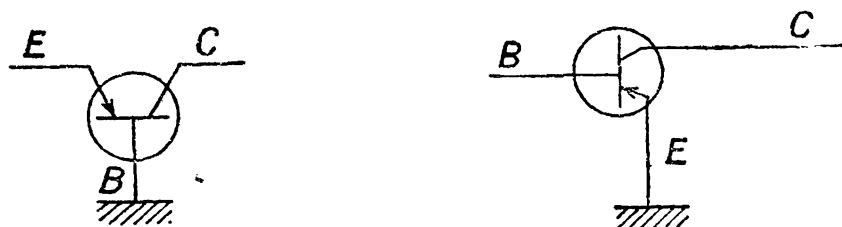
4.8 LES DISPOSITIFS A SEMI-CONDUCTEURS

4.81 Les triodes à semi-conducteurs.

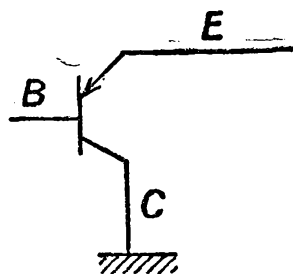
Les plus connues de ces triodes sont les transistors triode *jonction* et ceux à *contacts*, qui utilisent les propriétés d'un semi-conducteur, le *germanium*. Mais depuis 1955 des recherches sont en cours pour remplacer le germanium par des semi-conducteurs comme le silicium moins coûteux et résistant mieux à la chaleur ; on cherche également à remplacer le germanium par des alliages antimoine-indium, ou autres, qui auraient des propriétés plus intéressantes que cet élément. Quoi qu'il en soit, voici les principales propriétés ⁽¹⁾ des transistors triodes.

4.811 LES TRANSISTORS A CONTACTS OU A POINTE.

Ces transistors comprennent trois électrodes : l'émetteur, le collecteur et la base (*fig. 4-24 a*). Le circuit d'entrée se ferme par l'émetteur et la base, et le circuit de sortie par le collecteur et la



a) Base à la masse (commune). b) Émetteur à la masse (commune).



c) Collecteur à la masse (commnn).

FIG. 4-24.

Principaux montages de transistors-triode.

E = émetteur.

B = base.

C = collecteur.

base (circuit *base à la masse*, le plus utilisé). L'impédance d'entrée du circuit est beaucoup plus faible que l'impédance de sortie (c'est l'inverse de ce qui se passe avec les tubes électroniques triodes). On est obligé d'utiliser des transformateurs d'entrée et de sortie.

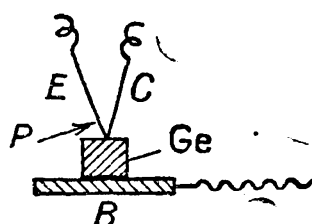
(1) Pour plus de détails, voir l'ouvrage de SHEA : *Technique des circuits à transistors*, traduit par H. ABERDAM (Dunod, éditeur).

On peut y remédier dans une certaine mesure avec les montages collecteur à la masse et émetteur à la masse (fig. 4-24 b et c).

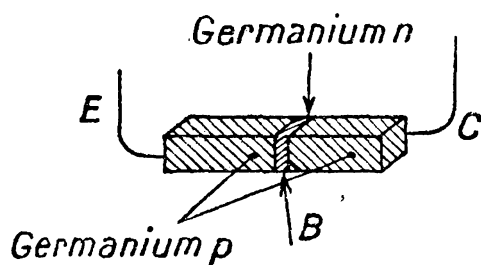
En outre, dans certains cas, le montage base à la masse se met à osciller (1).

La bande de fréquences amplifiée par les transistors à contacts est beaucoup moins étendue que dans le cas des tubes électroniques triode (0 à 3 ou 15 MHz, suivant les types, contre 0 à 10 ou 400 MHz et plus pour les tubes triode).

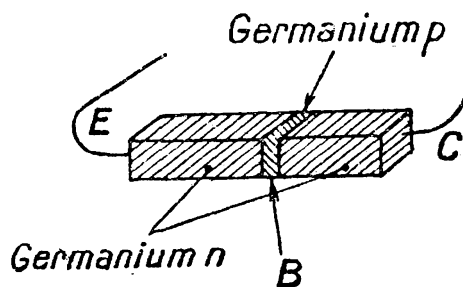
Enfin si les puissances amplifiées par les triodes peuvent atteindre de l'ordre de 100 mW, les transistors à contacts ne dépassent guère 20 à 50 mW. Les transistors jonction permettent d'atteindre des puissances un peu plus grandes (≈ 10 W).



a) transistor à contact (ou à pointes) : Ge = cube de germanium ; B = base du métal bon conducteur ; E, C = fils du collecteur de diamètre voisin de 0,05 mm, et dont les points de contact, en P sont distants d'environ 0,05 mm.



b) transistor jonction (type p-n-p).



c) transistor jonction (type n-p-n).

FIG. 4-25. — Divers types de transistors triode.

4.812 LES TRANSISTORS JONCTION.

Tandis que les fils raccordant les transistors à contacts ou à pointes n'ont que quelques centièmes de mm de diamètre (fig. 4-25 a), on peut disposer les transistors de façon à mettre en contact par des surfaces de quelques mm² des régions n (excès d'électrons) et p (défaut d'électrons), constituant ainsi des *transistors jonction* (fig. 4-25 b et c). Ces transistors — tout au moins les modèles commerciaux — ne sont guère utilisables au-delà de 200 MHz (2) et, les plus puissants, au-delà de 15-50 kHz. Par contre ils peuvent dissiper de 0,5 à plus de 150 W suivant les modèles, et

(1) La figure 4-11 indique également la représentation conventionnelle des transistors triode.

(2) Un dérivé du transistor-jonction, le « Tectetron » est utilisable jusque vers 500 MHz.

l'on peut constituer des push-pulls BF ayant un rendement de 96 à 98 % du rendement théorique en combinant des *p-n-p* et des *n-p-n*.

A l'autre bout de la gamme, on a pu réaliser des amplificateurs ne consommant que 0,000 000 6 W ! Cette question est d'ailleurs en pleine évolution.

NOTA. — Les tubes triodes électroniques, dont les coefficients d'amplification μ varient de 5 à 50 environ, pour des pentes variant de 1 à 10 mA/V environ, et des résistances internes s'éta-geant de 500 à 50 000 Ω environ, n'exigent normalement qu'une puissance négligeable d'excitation par rapport à celle fournie dans le circuit anodique. Ce n'est pas le cas pour les *transistors* qui exigent, pour fonctionner, une certaine *puissance* dans le circuit d'entrée. On exprime pour ces derniers l'amplification *en puissance* (par exemple 1 000/1 ou 30 dB).

4.82 Quelques conseils pratiques pour l'emploi des transistors et le dépannage des circuits à transistors (1).

Du point de vue dimensions et résistance aux chocs, un transistor ressemble beaucoup plus aux pièces détachées radio telles que résistances et condensateurs qu'à un tube électronique ; comme les premières, on le soude en général directement au câblage, sans utiliser de support intermédiaire. Mais le montage des transistors exige quelques précautions, car leurs jonctions ne peuvent pas supporter de températures supérieures à 60-75 °C pour ceux au germanium, et 140-160 °C pour ceux au silicium. Si ces températures sont dépassées, le transistor risque d'être endommagé définitivement. En particulier :

a) les connexions soudées aux pastilles d'indium des émetteurs et collecteurs peuvent se détacher ;

b) l'indium peut diffuser trop loin dans le germanium N de la base, faisant ainsi varier le coefficient d'amplification en courant, et augmentant ainsi le souffle.

Le premier type d'altération est facile à déceler, car le circuit cesse instantanément de fonctionner, mais il n'en est pas de même pour le second. Il est donc absolument indispensable d'évacuer la chaleur dégagée dans un transistor. Pour les transistors haute fréquence, le refroidissement naturel par l'air (convection) suffit en général, car les puissances mises en jeu sont très faibles ; on peut alors souder directement le transistor aux fils de connexion.

Mais les choses sont différentes dans le cas de l'amplification BF,

(1) D'après SJOBBEMA, *Utilisation des Transistors*, Bibliothèque technique Philips (1961).

en particulier pour les étages de puissance (transistors OC 16 et OC 72 A) où les puissances mises en jeu sont beaucoup plus élevées, et pour lesquels la chaleur doit être évacuée par conduction, par exemple à l'aide de plaquettes métalliques appelées *refroidisseurs* (« heat sink », en anglais), fixées d'une part au transistor, d'autre part au châssis, et qui sont en général en *cuivre*.

En ce qui concerne le montage électrique proprement dit des transistors, on ne peut réaliser une bonne connexion soudée qu'en effectuant la soudure à une température supérieure à la température maximale que peuvent supporter les jonctions *p-n*. Il faut donc éviter que les fils de connexion ne transmettent, par conductibilité thermique, une quantité de chaleur telle que ces jonctions soient portées à une température excessive provoquant la destruction du transistor. Pour ce motif, il faut opérer de la manière suivante :

a) Effectuer le soudage aussi rapidement que possible.

b) Utiliser une soudure décapante et à bas point de fusion.

c) Les fils de connexion du transistor proprement dit doivent être serrés entre les mâchoires d'une pince à becs plats pendant le soudage ; la chaleur est alors évacuée en grande partie par la pince et n'atteint pas, alors, le transistor. Par ailleurs, du fait que les transistors sont également sensibles à la lumière, ils sont enfermés dans des ampoules métalliques, ou en verre qui, alors sont peintes en noir. Dans le cas où cette peinture est endommagée, faire un raccord de peinture noire opaque ou recouvrir le transistor d'un isolant (papier, par exemple) opaque noir ; si l'on ne prenait pas cette précaution, la lumière en provenance des lampes à incandescence et surtout à fluorescence peut créer un ronflement à 100 Hz.

Il faut également vérifier que le transistor a été branché correctement. Si, par exemple, les connexions du collecteur et de l'émetteur ont été interverties, l'appareil pourra continuer à fonctionner, mais le montage sera beaucoup moins sensible tandis que l'émetteur, fonctionnant en collecteur, aura beaucoup de chances d'être surchargé, surtout dans le cas des transistors BF et de puissance.

De même, une tension excessive entre collecteur et émetteur risque d'endommager sérieusement le transistor, si elle ne le détruit pas ; il faut, par conséquent, éviter de court-circuiter la charge du collecteur pendant une soudure ou une mesure, surtout avec les transistors de puissance.

Par conséquent, en cas de soudure il faut déconnecter les sources d'alimentation et, si l'on effectue des mesures avec une sonde nue, prendre des précautions particulières pour éviter les courts-circuits.

On devra, en outre, utiliser pour les mesures sur les circuits à transistors des appareils de mesure présentant une résistance

interne élevée (au moins 10 000 ohms par volt) car, dans le cas contraire, la somme du courant de charge et du courant absorbé par l'instrument risquerait de dépasser le maximum admissible, et par conséquent de détériorer le transistor

Dans les récepteurs ayant une tension d'alimentation élevée (par exemple 12 volts pour un poste pour auto), le haut-parleur ne doit pas être débranché du secondaire du transformateur de sortie sans prendre de précautions particulières, il faut en particulier *mettre sur zéro la commande de volume du récepteur*; afin d'éviter la destruction des jonctions *p-n*, il ne faut pas non plus connecter de haut-parleur supplémentaire directement à la sortie d'un récepteur à transistors : si l'on veut, par exemple, remplacer le haut-parleur incorporé à un récepteur portatif par un haut-parleur de meilleure qualité, il est fortement conseillé de prévoir un dispositif mettant automatiquement hors circuit le haut-parleur incorporé lors du branchement de l'autre.

Il convient en outre, de tenir compte, dans le choix de l'emplacement des transistors, de leur sensibilité à la chaleur; enfin, quand un transistor semble être défectueux, vérifier que le défaut n'est pas le fait d'une autre pièce, par exemple du condensateur de découplage aux bornes de la résistance de l'émetteur.

4.83 Les trois montages fondamentaux de transistors à jonction.

Ils sont, dans leur principe, identiques à ceux prévus pour les transistors à pointes (§ 4.811, fig. 4-24).

4.831 LE MONTAGE ÉMETTEUR COMMUN.

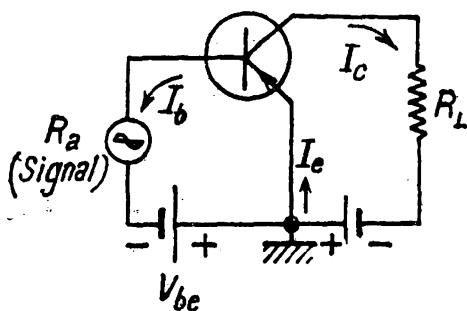


FIG. 4-26. — Montage émetteur commun.
gain en courant

$$\alpha' = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \omega.$$

C'est le montage le plus fréquemment employé : Le circuit d'entrée (ou d'excitation) comprend une source de signal branchée entre base et émetteur du transistor ; le circuit de sortie comprend une résistance de charge R_s branchée entre le collecteur et l'émetteur de ce transistor.

L'émetteur est *commun* aux circuits d'entrée et de sortie (fig. 4.26).

Ce schéma présente certaines analogies avec une triode montée *cathode à la masse* (fig. 4.26 bis). Le fonctionnement de ce montage, comme celui des autres, est caractérisé par trois grandeurs fondamentales, à savoir :

Le gain G_p en puissance (égal au produit du gain en tension par le gain en courant) de l'étage considéré, et exprimé en général en décibels :

$$G_p = 10 \lg \frac{P \text{ sortie}}{P \text{ entrée}}.$$

La résistance d'entrée, qui dépend du point de fonctionnement choisi.

La résistance de sortie, qui dépend également du point de fonctionnement choisi.

La dernière grandeur caractéristique, le *taux de contre-réaction interne* est moins importante que les trois autres.

4.8311 Gain en tension. Le gain en tension est égal au quotient de la tension recueillie aux bornes de la résistance de charge du collecteur (V_{RE}) par la tension fournie par la source (V_e). Il est toujours supérieur à l'unité, et souvent très grand. Des valeurs typiques de ce gain sont : 50 pour $R_E = 1\ 000$ ohms, 400 pour $R_L = 10\ 000$ ohms, 1 000 pour $R_L = 100\ 000$ ohms et 1 200 pour $R_L = 1$ mégohm.

4.8312 Gain en courant. Il est égal au quotient du courant au collecteur (sortie) par le courant à la base (commande). Sa valeur dépend également de la résistance de charge, mais varie en sens inverse de celle-ci. Des valeurs typiques de ce gain sont : 40 pour $R_L = 1\ 000$ ohms ; 25 pour $R_L = 10\ 000$ ohms ; 25 pour $R_L = 100\ 000$ ohms et seulement 0,8 pour $R_L = 1$ mégohm.

4.8313 Gain en puissance. Il se déduit des deux précédents, et est très important dans le cas présent.

Quand la résistance de charge croît, il commence par croître, passe par un maximum assez aplati, puis décroît. Voici quelques valeurs typiques : 2 000 (33 dB) pour $R_s = 1\ 000$ ohms ; 10 000 (40 dB) pour $R_L = 10\ 000$ ohms ; 5 000 (37 dB) pour $R_L = 100\ 000$ ohms et 960 (29,6 dB) pour $R_L = 1$ mégohm.

Comme on pouvait s'y attendre (condition d'adaptation) le gain est maximum quand la résistance R_L de charge dans le collecteur est égale à la résistance de sortie R_s du transistor, soit 20 000 ohms environ pour un transistor OC 71.

4.8314 Résistance d'entrée d'un transistor monté en E.C. — Cette résistance varie d'une part en fonction de l'intensité I_c du courant au collecteur, et d'autre part en fonction de la résistance de charge.

1) La résistance R_e d'entrée diminue très rapidement en fonction de l'intensité I_c du courant au collecteur ; la loi qui exprime cette variation est représentée très grossièrement par la relation

$$R_e \times I_c = C^{10}.$$

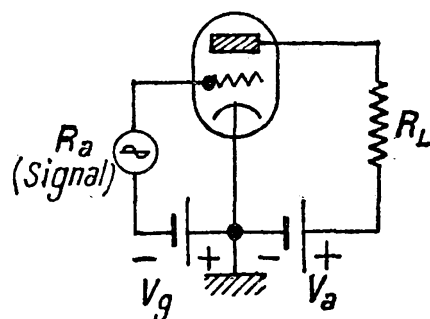


FIG. 4-26bis. — Montage analogue à tube électronique triode.

2) La résistance d'entrée diminue quand la résistance de charge augmente, suivant une loi représentée, *très grossièrement*, par la formule

$$R_e = R_o - k \lg R_L,$$

relation valable dans un intervalle assez étendu, R_o correspondant à la valeur de R_e pour la valeur de R_L au bas de cet intervalle.

Des valeurs typiques de R_o (pour un transistor OC 71) sont les suivantes : pour $R_L = 1\ 000\ \Omega$, $R_e = 2\ 100\ \Omega$; pour $R_e = 10\ 000\ \Omega$, $R_e = 1\ 900\ \Omega$; pour $R_L = 100\ 000\ \Omega$, $R_e = 1\ 400\ \Omega$; pour $R_L = 1\ M\Omega$, $R_e = 1\ 100\ \Omega$; ces mesures ont été effectuées pour une tension V_{LE} entre émetteur et collecteur égale à 2 V, et un courant au collecteur de 0,5 mA. Lorsqu'on augmente I_c , la courbe se rapproche de l'axe des abscisses. Pour un transistor OC 71 monté en émetteur commun, $R_e = 1\ 000$ ohms pour $I_c = 2$ mA.

4.8315 *Résistance de sortie d'un transistor monté en E.C.* — Cette résistance diminue quand le courant I_c au collecteur augmente, et quand la résistance de la source de signal croît. La résistance de sortie, beaucoup plus grande que la résistance d'entrée, varie suivant une loi analogue quand la résistance R_a de la source de signal augmente, mais *plus lentement*.

Voici quelques valeurs typiques pour un transistor OC 71, pour un courant de repos au collecteur $I_c = 2$ mA : pour $R_a = 10$ ohms, $R_s = 22\ 000$ ohms ; pour $R_a = 100$ ohms, $R_s = 20\ 000$ ohms ; pour $R_a = 1\ 000$ ohms, $R_s = 16\ 000$ ohms ; pour $R_a = 10\ 000$ ohms, $R_s = 14\ 000$ ohms. On remarque qu'une variation de 1 à 1 000 de la résistance de la source se traduit par une variation de moins de 1,6 à 1 de la résistance de sortie de R_s . Lorsqu'on augmente I_c , la courbe représentant R_s se rapproche de l'axe des abscisses (autrement dit, R_s diminue).

4.8316 *Adaptation.* — Dans le cas où l'on branche en cascade deux transistors, la résistance d'entrée R_e est, pour un OC 71, de l'ordre de 1 000 ohms, et la résistance de sortie R_s de l'ordre de 16 000 ohms, pour $I_o = 2$ mA. Il est par conséquent assez facile de réaliser l'adaptation entre les résistances d'entrée et de sortie : il suffit pour cela d'utiliser un transformateur de rapport

$$n = \sqrt{\frac{R_s}{R_e}} \quad (\text{ici, } n < 1).$$

4.832 MONTAGE BASE COMMUNE.

La source de signal est branchée entre la base et l'émetteur du transistor ; le signal est recueilli aux bornes de la résistance de charge du collecteur, intercalée entre ce collecteur et la base du transistor ; la base est commune aux circuits d'entrée et de sortie (fig. 4-27).

Les grandeurs caractéristiques sont les mêmes que dans le cas du montage E.C.

4.8321 Le gain en tension est à peu près égal à celui obtenu dans le montage émetteur commun. Il varie avec la résistance de charge du collecteur. Voici quelques valeurs-types, mesurées dans les mêmes conditions que pour le montage E.C. : Pour $R_L = 1\ 000$ ohms, 40 ; pour $R_L = 10\ 000$ ohms, 380 ; pour $R_L = 100\ 000$ ohms, 950 ; pour $R_L = 1$ mégohm, 1 150.

4.8322 Gain en courant. — Ce gain est toujours inférieur à l'unité, mais très voisin de 1.

Ce montage présente des analogies avec celui d'une triode grille à la masse (fig. 4-27 bis).

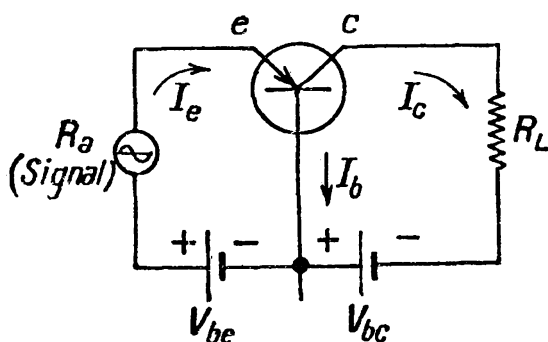


FIG. 4-27.

Montage base commune

$$\alpha = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} = \text{gain en courant} \approx 1$$

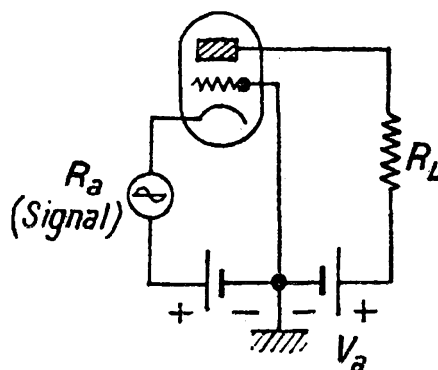


FIG. 4-27 bis. — Montage analogue (grille à la masse) à tube électronique triode.

Il varie avec la résistance R_L de charge dans le collecteur ; voici quelques valeurs-types : Pour $R_L = 1\ 000$ ohms : 0,95 ; pour $R_L = 10\ 000$ ohms : 0,92 ; pour $R_L = 100\ 000$ ohms : 0,8 ; pour $R_L = 1$ mégohm : 0,4 (cas extrême, sortant de la pratique courante).

4.8323 Gain en puissance. — Il est beaucoup moins important que pour le transistor monté « émetteur commun ». Voici quelques valeurs types : Pour $R_L = 1\ 000$ ohms : 76 (17,5 dB) ; pour $R_L = 10\ 000$ ohms : 368 (25,6 dB) ; pour $R_L = 100\ 000$ ohms : 760 (28,8 dB) ; pour $R_L = 1$ mégohm : 4,60 (26,6 dB). Le gain en puissance est maximal pour $R_L \approx R_s \approx 180\ 000$ ohms, et diminue beaucoup plus rapidement quand on la réduit que quand on l'augmente.

4.8324 Variations de la résistance d'entrée R_e du transistor en fonction de la résistance R_L de charge du collecteur. — Dès que la résistance R_L dépasse environ la moitié de la résistance de sortie du transistor, les variations de R_e deviennent beaucoup plus rapides. Pour fixer les idées, voici quelques valeurs-types : Pour $R_L = 1\ 000$ ohms, $R_e = 25$ ohms ; pour $R_L = 10\ 000$ Ω , $R_e = 50$ Ω ;

pour $R_L = 100\ 000\ \Omega$, $R_e = 80\ \text{ohms}$; pour $R_x = 1\ \text{M}\Omega$, $R_e = 300\ \Omega$ (avec un transistor OC 71, et $I_e = 2\ \text{mA}$). Lorsqu'on augmente le courant au collecteur, la résistance d'entrée diminue suivant une loi vaguement hyperbolique.

4.8325 Variations de la résistance de sortie R_s du transistor en fonction de la résistance R_a de la source de signal. — Cette variation

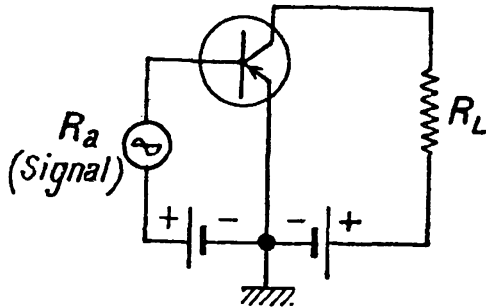


FIG. 4-28. — Montage, collecteur commun (est utilisé comme élément d'adaptation tout comme l'étage ci-contre à « anode à la masse »). Entrée par la base

$$\alpha'' = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} \approx \frac{1}{1-\alpha}$$

collecteur, tandis que la résistance de charge R_L est placée en série dans l'émetteur et le signal de sortie est recueilli entre l'émetteur et le collecteur, ce dernier étant commun aux circuits d'entrée et de sortie (fig. 4-28). Les grandeurs caractéristiques sont les mêmes que dans le montage émetteur commun.

4.8331 Le gain en tension est toujours très voisin de l'unité, et varie avec la résistance placée en série dans l'émetteur. Voici quelques valeurs typiques pour un OC 71 : Pour $R_L = 1\ 000\ \text{ohms}$, il est égal à 0,975 ; pour $10\ 000\ \Omega$: 0,987 ; pour $100\ 000\ \Omega$: 0,999 ; pour $1\ \text{M}\Omega$: 1,000.

(1) Ce montage présente des analogies avec une triode montée en « cathode follower » (fig. 4-28 bis).

suit une loi assez compliquée ; elle est beaucoup plus faible pour les valeurs très petites ou très grandes de R_L ; voici des valeurs types : Pour $R_a = 10\ \text{ohms}$, $R_s = 50\ 000\ \text{ohms}$; pour $R_a = 100\ \Omega$, $R_s = 125\ 000\ \Omega$; pour $R_a = 1\ 000\ \Omega$, $R_s = 400\ 000\ \Omega$; pour $R_a = 10\ 000\ \Omega$, $R_s = 600\ 000\ \Omega$. Quand I_c augmente, R_s diminue.

L'adaptation entre des résistances de l'ordre de, par exemple : $50\ \Omega$ (R_e) et de $250\ 000\ \Omega$ (R_s) est pratiquement irréalisable ici.

4.833 MONTAGE « COLLECTEUR COMMUN ». — La source de signal est branchée entre la base et le

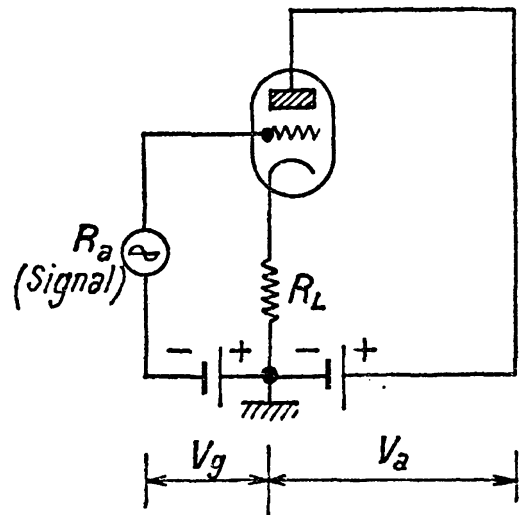


FIG. 4-28 bis. — Montage analogue (anode à la masse, ou « cathode follower ») à tube électronique triode.

4.8332 Le gain en courant est à peu près identique à celui de montage émetteur commun, et varie avec la résistance de charge. Voici quelques valeurs typiques : Pour $R_L = 1\ 000\ \Omega$: 41 ; pour $R_L = 10\ 000\ \Omega$: 26 ; pour $R_L = 100\ 000\ \Omega$: 5,4 ; pour $R_L = 1\ M\Omega$: 0,6.

4.8333 Le gain en puissance est bien moindre que pour le montage E.C., et peut même devenir inférieur à l'unité ; pour $R_L = 10\ 000\ \Omega$, il est de 26, soit 14 dB environ ; d'autres valeurs types sont 40 (16 dB) pour $1\ 000\ \Omega$; 5,4 (7,4 dB) pour $100\ 000\ \Omega$ et 0,6 (— 2,1 dB) pour $1\ M\Omega$. Si l'on trace la courbe complète, on voit que le gain en puissance est maximal pour une valeur de R_L un peu inférieure à $1\ 000\ \Omega$ et égale à la résistance de sortie du transistor.

4.8334 Résistance d'entrée : Elle varie en fonction de la résistance de charge en série dans l'émetteur et avec le courant au collecteur.

La résistance d'entrée R_e augmente quand la résistance de charge augmente, et dans une portion étendue de la courbe, presque proportionnellement à $\log R_L$. Voici quelques valeurs typiques :

Pour $R_L = 1\ 000\ \Omega$, $R_e = 42\ 000\ \Omega$; pour $10\ 000\ \Omega$, $R_e = 260\ 000\ \Omega$; pour $100\ 000\ \Omega$, $R_e = 548\ 000\ \Omega$; pour $1\ \text{mégohm}$, $R_e = 615\ 000\ \Omega$. Si le courant au collecteur augmente, les valeurs de la résistance d'entrée diminuent.

C'est le seul cas où la résistance d'entrée d'un transistor est élevée, et, comme on va le voir, bien supérieure à la résistance de sortie ; cela peut avoir de l'intérêt en radiotechnique, pour réduire l'amortissement du circuit d'excitation.

4.8335 Résistance de sortie : Elle dépend de la résistance du circuit d'excitation, et diminue quand le courant au collecteur augmente.

Elle croît assez lentement. Voici quelques valeurs typiques : Pour $R_a = 10\ \Omega$, $R_s = 18\ \Omega$; pour $R_a = 100\ \Omega$, $R_s = 20\ \Omega$; pour $R_a = 1\ 000\ \Omega$, $R_s = 40\ \Omega$; pour $R_a = 10\ 000\ \Omega$, $R_s = 240\ \Omega$.

Remarque. — On vient d'étudier le montage CC quand le signal est appliqué entre base et collecteur : on dit qu'on a affaire à un montage « collecteur commun, entrée à la base ». Il arrive parfois qu'on applique le signal entre émetteur et collecteur : on a alors un montage « Collecteur commun, entrée à l'émetteur ». Par rapport au montage précédent, les résistances d'entrée et de sortie sont inversées, mais le gain en courant est à peu près le même. L'intérêt de ce dernier montage est très limité.

4.834 REPÉRAGE DES ÉLECTRODES.

A l'heure actuelle il varie suivant les fabricants, et il est recommandé de consulter leurs notices. Quand on ignore la provenance du transistor, on peut dire que, presque à coup sûr, le fil de sortie

du milieu correspond à la base. Pour les deux autres électrodes, on utilisera, par exemple, une pile de 1,5 V et un voltmètre de 10 000 ohms/volt *en série* ; si l'on a affaire à un transistor *p-n-p* (OC 71, OC 70) on observe, avec le (+) sur l'émetteur et le (—) sur le collecteur, pour une résistance de 13 333 Ω/V et une sensibilité de 1,5 V de l'appareil, une déviation plus grande (1 volt environ) qu'avec la polarité inverse (0,4 volts environ). En reliant le (—) à la base et le (+) à l'émetteur puis au collecteur, on observe des déviations de 1,4 volt (si la pile fait 1,5 V), et une déviation quasi inappréciable ($\approx 0,05$ V) pour la polarité contraire. Si l'on a affaire à un transistor *n-p-n*, on procède aux mêmes mesures en inversant les polarités ; si l'on ignore le type du transistor, on utilisera les indications qui précèdent pour déterminer la polarité d'une jonction.

4.835 REPRÉSENTATION DES TROIS MONTAGES FONDAMENTAUX DE TRANSISTORS, ET DES CIRCUITS CORRESPONDANTS A TUBES ÉLECTRONIQUES.

Pour nous résumer, les six figures 4-26 à 4-28 bis représentent les 3 montages fondamentaux de transistors : Émetteur commun, base commune et collecteur commun (entrée par la base) et leurs équivalents (compte non tenu de la contre-réaction interne) à tubes électroniques.

Les lecteurs désirant plus de détails (y compris une étude mathématique très poussée) sur ces montages pourront se reporter à l'ouvrage de R. F. SHEA, *Circuits à transistors* (Dunod, Paris, 1956), p. 54-82 ; 321-324 et 335-357 (1).

Remarque. — L'une des deux batteries (qu'on peut en général supprimer par un montage approprié) sert à la *polarisation* du transistor, opération dont le but est de définir le point de fonctionnement du dit transistor en l'absence de tout signal extérieur (point de repos).

4.84 Fonctionnement et emploi pratique du transistor.

Considérons, pour étudier le fonctionnement d'un transistor au germanium, le montage le plus souvent employé, à savoir l'émetteur commun. En l'absence de polarisation sur la base, on mesure le courant de collecteur, *courant de repos* qui, en fait, est un vrai courant de *saturation* car son intensité reste constante, de l'ordre de 100 μA si la tension d'alimentation varie, par exemple, de 6 à 12 volts. Mais ce courant de saturation est très sensible aux varia-

(1) L'édition française étant épuisée, signalons que l'édition originale *Principles of transistors circuits* a été éditée chez John Wiley and Sons, Inc (New York).

tions de température : une augmentation de quelques degrés de celle-ci peut doubler sa valeur.

Par contre, le courant de repos n'est que de l'ordre du micro-ampère dans le cas du silicium ; ceci présente l'avantage d'éviter le phénomène cumulatif *d'emballement* qui se produit avec certains transistors, quand on leur applique des tensions trop élevées au collecteur : il provient de ce qu'une augmentation du courant au collecteur, consécutive par exemple à un échauffement, augmente la puissance dissipée dans la jonction, et par conséquent de la température, ce qui engendre un phénomène cumulatif, susceptible

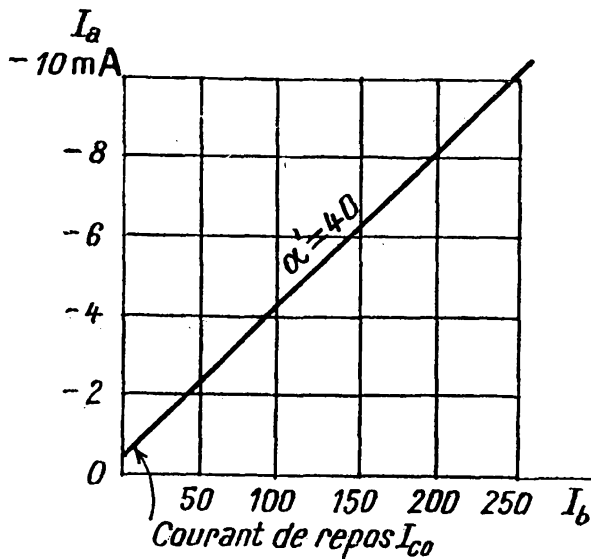


FIG. 4-29. — Relation entre le courant dans la base et celui dans le collecteur.

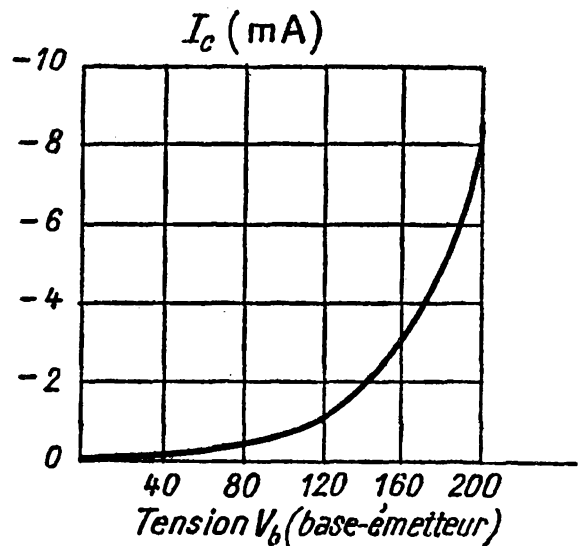


FIG. 4-30. — Relation entre la tension de la base et le courant dans le collecteur.

de provoquer la destruction de la jonction... et du transistor. Son allure est cependant assez lente pour qu'on puisse le suivre en observant un galvanomètre inséré dans le circuit du collecteur.

Le gain (ou l'amplification) en courant d'un transistor correspond au gain en tension d'un tube électronique. On définit de même, entre autres dans le montage émetteur-commun, la pente S d'un

transistor par la relation $S = \frac{\Delta I_{Coll.}}{\Delta V_{base}}$ Contrairement à l'amplifica-

tion en courant dans le même montage, qui est remarquablement constante (cf. fig. 4-29), la pente varie fortement en fonction de V_{base} (fig. 4-30), suivant une loi rappelant la courbe des tubes électroniques à pente variable. Elle peut atteindre, à l'extrémité de la région utilisable, 100 mA/V pour un transistor courant, et 3 à 10 A/V pour les transistors ordinaires, et $I_c \leq 3$ mA, on a $S \approx k \cdot I_c$.

Lorsqu'on relève la courbe $I_c = f(V_b)$, on observe que — même en l'absence de polarisation — la base est toujours à une tension négative de l'ordre de 0,1 volt. Il faut évidemment appliquer un courant de polarisation positif pour faire disparaître cette tension négative. On observe alors en même temps que le courant au collecteur a une valeur bien inférieure à celle (de saturation) mentionnée précédemment. Comme cette diminution par rapport au courant de saturation est proportionnelle au courant positif de polarisation, on peut compenser les variations de I_c en fonction de la température.

La courbe de la figure 4-31 représente la manière dont la résistance

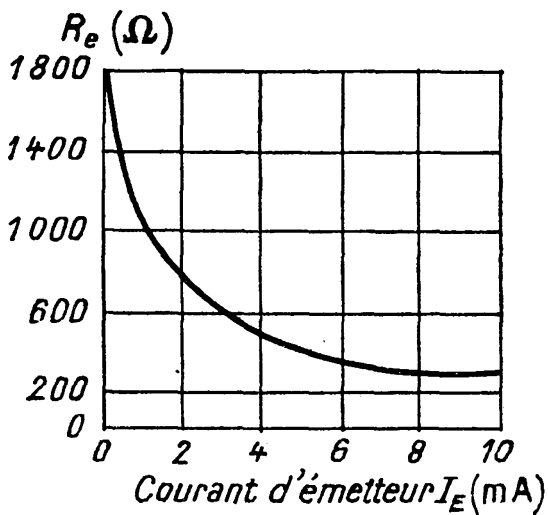


FIG. 4-31. — Résistance d'entrée R_e d'un transistor en fonction du courant dans l'émetteur.

d'entrée $R_e \frac{\Delta B_{\text{base}}}{\Delta I_{\text{base}}}$ d'un transistor EC varie en fonction du courant dans l'émetteur. Sa valeur varie entre 300 et 1 800 ohms, par exemple pour un transistor genre OC 71 avec une charge moyenne ; elle d'est que de quelques ohms sur les transistors de puissance ; de plus, pour $I_c \geq 3$ mA, elle est inversement proportionnelle au courant au collecteur.

4.841 LES MODES DE COMMANDE D'UN TRANSISTOR.

Dans un étage amplificateur à transistor, on trouve dans le circuit d'entrée le générateur

de commande ou d'attaque de résistance interne R_a , dont la tension est v_a , tandis que la résistance d'entrée propre du transistor est égale à r_a .

On vient de voir que r_a est de l'ordre de 1 000 ohms dans le montage émetteur commun ; par contre R_a peut avoir une valeur de quelques ohms (jauge de contrainte, thermocouple), de quelques milliers d'ohms pour un capteur à réluctance variable, et de l'ordre de 1 mégohm pour un lecteur phonographique à cristal.

D'où trois modes correspondants de commande du transistor : en courant, adapté, ou en tension, suivant la valeur du rapport R_a/r_a .

4.8411 Commande en courant.

[a) $R_a \gg r_a$ (lecteur à cristal, par exemple). On a affaire à une commande en courant. On a $i_b = \frac{V_a}{R_a + r_a} \approx \frac{V_a}{R}$; l'amplification en

courant étant égale à α , la composante alternative i_c du courant au collecteur est évidemment égale à :

$$i_c = \alpha' i_b \simeq \alpha' \frac{V_a}{R_a};$$

elle ne dépend, par conséquent, ni de la pente, ni de la résistance d'entrée.

4.8412 *Commande adaptée.*

b) R_a du même ordre que r_a . C'est le domaine de la *commande adaptée*. Dans ce cas là, il y a même intérêt à utiliser un transformateur de rapport de transformation égal à $\sqrt{\frac{R_a}{r_a}}$ pour égaliser les résistances. En tout état de cause, et si R_a ne diffère pas beaucoup de r_a on a pour la composante alternative du courant au collecteur :

$$i_c = \alpha' \frac{V_a}{R_a + r_a} = s \cdot \frac{V_a}{1 + \frac{R_a}{r_a}}$$

et, pour la puissance d'attaque W_a :

$$W_a = \frac{V_a^2}{R_a + r_a}$$

4.8413 *Amplification en tension.*

c) $R_a \ll r_a$ (couple thermoélectrique, etc.). C'est le domaine de l'*amplification en tension*. La composante i_c est alors donnée par la relation :

$$i_c = S \cdot V_a.$$

Comme la pente S est loin d'être constante, l'amplification ne sera linéaire que pour des signaux de très faible amplitude, et le gain de l'étage dépendra dans une large mesure du point de fonctionnement du transistor. Cependant c'est la commande en tension qui donne les meilleurs résultats pour les amplificateurs ayant une puissance égale ou supérieure à 2 watts environ, bien que la puissance fournie par la source soit bien inférieure à la puissance maximale qu'elle pourrait débiter.

La *résistance de sortie* r_s d'un transistor EC varie de la manière

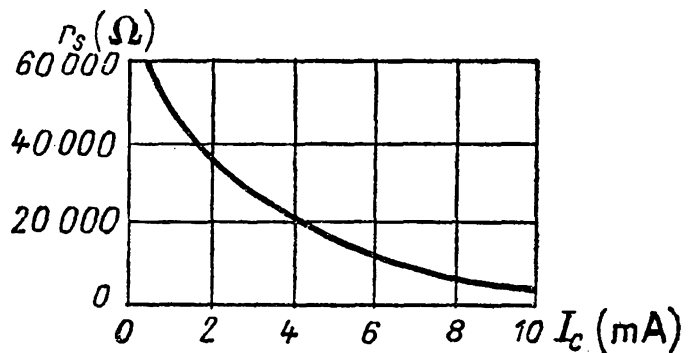


FIG. 4-32. — Résistance de sortie r_s d'un transistor en fonction du courant au collecteur.

indiquée sur la courbe de la *figure 4-32* ; elle est évidemment égale à $\frac{\Delta V_s}{\Delta I_c}$ au point de fonctionnement donné.

La *résistance de charge* R_L est en général inférieure à la résistance de sortie r_s d'un transistor monté en E.C. Son intérêt apparaîtra un peu plus loin.

Les *caractéristiques dynamiques* d'un montage E.C. sont au nombre de deux. L'une donne la tension de sortie (collecteur) en fonction du courant dans la base ; elle correspond à la commande par courant et est à très peu près linéaire, même pour une tension au

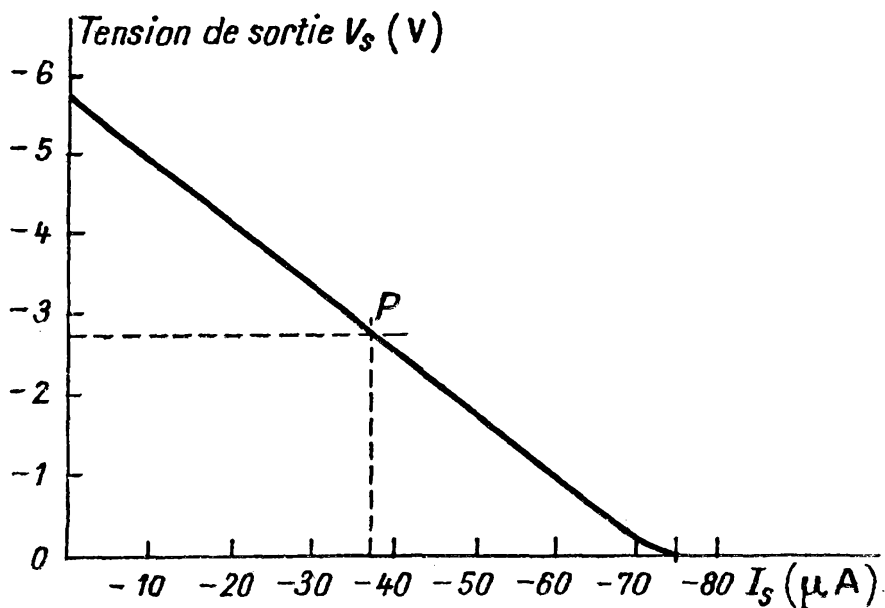


FIG. 4-33.

Caractéristique dynamique dans le cas de la commande par courant.

collecteur de l'ordre de 0,1 volt. Quand le courant de base I_b devient assez intense, la *totalité* de la tension se transforme en chute de tension le long de la résistance de charge : ce qu'on appelle la « tension de déchet » dans le cas d'un tube électronique n'existe pas ici, et la tension entre crêtes du signal de sortie peut être égale à la tension d'alimentation ; on placera pour cela le point de repos au milieu P de la caractéristique dynamique (voir *fig. 4-33* ; il est défini par un courant I_{bP} de polarisation). La *figure 4-34* représente la caractéristique dynamique dans le cas de la commande par tension.

4.842 POLARISATION DES TRANSISTORS.

La *polarisation*, destinée à définir le point de fonctionnement, correspond ici à un courant. Si, tout en restant dans la partie linéaire de la caractéristique, le courant de base maximum est

égal à I_{bm} , le courant de polarisation pourra prendre la valeur $I_{pm}/2$, et l'intensité efficace I_{eff} du signal amplifié d'intensité maximale sera égale à $I_{bm}/2 \cdot \sqrt{2} \approx 0,35 I_{bm}$. On utilise alors intégralement la caractéristique dynamique.

En pratique, on peut dire que la polarisation doit avoir une valeur telle que la tension de repos du collecteur soit égale à la moitié de la tension d'alimentation V_a . Le courant de collecteur

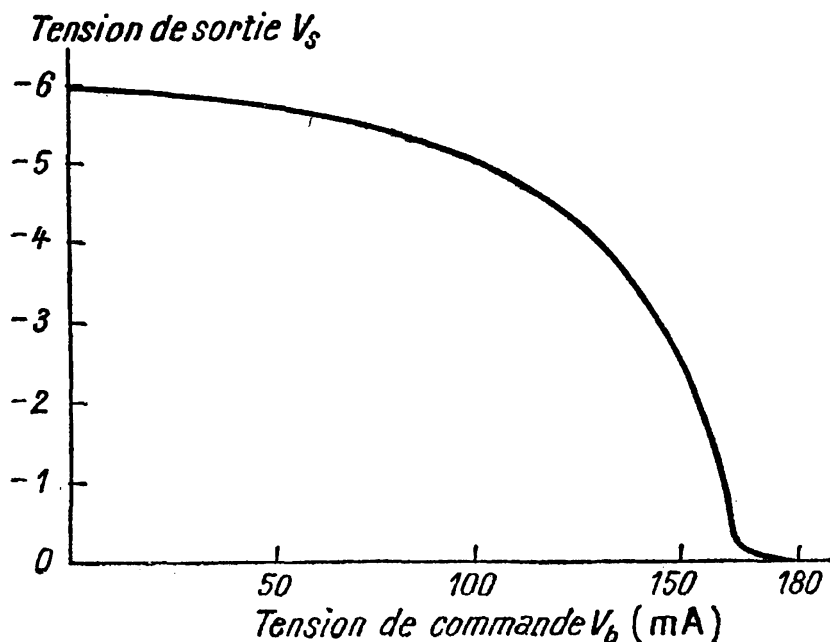


FIG. 4-34. — Caractéristique dynamique dans le cas de la commande par tension (V_b).

doit avoir la valeur $i_c = V_a/2R_s$. Or, comme $i_z = I_{cs} + \alpha' I_b$, on peut calculer la résistance R_p de polarisation

$$R_p = \frac{V_a/2R_s - I_{cs}}{\alpha' V_a};$$

si l'on travaille à faible tension d'alimentation et forte résistance de charge, I_{zs} devient très important par rapport à $V_a/2R_s$, et une faible élévation de température (10 °C par exemple) risque de rendre tout à fait négligeable le terme $V_a/2R_s$; le transistor, complètement bloqué, n'amplifie plus.

Si, par contre, le courant au collecteur est de l'ordre d'au moins trente fois le courant I_{cs} de saturation, on peut écrire, pour la résistance de polarisation : $R_p = 2 \alpha' R_s$.

Dans le cas où la résistance (en courant continu) de la charge est négligeable, comme avec un transformateur par exemple, la tension moyenne du collecteur est égale à la tension d'alimentation, et à condition de ne pas dépasser la puissance dissipée maximale

admissible pour le transistor, on peut choisir dans certaines limites la valeur du courant au collecteur ; la valeur la plus favorable de la résistance de polarisation est donnée par :

$$R_p = \frac{I_c - I_{cs}}{\alpha' \cdot V_a}$$

L'influence des variations du courant de saturation est alors négligeable.

4.843 LES RÉSEAUX DE COURBES CARACTÉRISTIQUES.

Tout comme dans le cas des tubes électroniques, on peut tracer des réseaux de courbes caractéristiques du fonctionnement des transistors ; ce fonctionnement est d'ailleurs limité à certains domaines bien définis, et liés à la nature même des transistors. Voici quelques valeurs limites à ne pas dépasser.

4.8431 Valeurs limites à ne pas dépasser dans l'emploi pratique des transistors.

Tension émetteur-collecteur : 6 à 60 V, suivant le modèle, pour les transistors au germanium ; jusqu'à 150 V pour certains transistors au silicium. En général les constructeurs indiquent les maxima admissibles pour les valeurs moyennes et de crête de ces tensions ; cette dernière valeur s'applique, en principe, aux charges purement obliques ; d'autres constructeurs indiquent la tension base-collecteur maximale (supérieure à la tension émetteur-collecteur).

Courant maximal au collecteur. — Suivant le type de transistor, le courant au collecteur varie entre quelques milli-ampères (HF) et plusieurs ampères (de puissance), en fonction de la puissance maximale dissipée ; certains constructeurs indiquent le courant maximal à l'émetteur, peu différent du premier.

Puissance maximale dissipée. — Elle est très inférieure à celle correspondant au produit des valeurs maxima de la tension et du courant au collecteur : Si l'on a, par exemple, $V_{c\max} = 10$ V, $I_{c\max} = 300$ mA, la puissance dissipée maximale peut très bien ne pas dépasser $100 \text{ mW} = \frac{V_{c\max} \times I_{c\max}}{30}$ (valeur moyenne). Les

transistors de faible puissance (HF) sont caractérisés par une dissipation inférieure à 100 mW, ; entre 100 mW et 1 W on a les transistors de moyenne puissance, et, au-delà de 1 W, les transistors de puissance.

Température maximale ambiante. — Elle dépend du semi-conducteur utilisé ; elle est de l'ordre de 45-50 °C pour le germanium, 100-110 °C pour le silicium, on indique parfois dans les catalogues la *température maximale de la jonction*, qui est de l'ordre de 60-65 °C pour le germanium, 150-160 °C pour le silicium.

Par ailleurs les constructeurs indiquent en général la puissance dissipée à 20 °C, et un coefficient de réduction de la dite puissance entre cette température et la température maximale ambiante admissible. On prévoit d'ailleurs pour les transistors des « refroidisseurs » spéciaux.

Résistance thermique. — On vient de voir que la puissance maximale dissipée par un transistor est déterminée par la température maximale de la jonction ; cette température dépend elle-même de la *résistance thermique* qu'oppose l'environnement à la dissipation de la chaleur ; cette dissipation peut s'effectuer par conduction, convection ou rayonnement. La quantité de chaleur transmise par unité de temps est proportionnelle à l'écart de température et inversement proportionnelle à la résistance thermique des divers milieux à travers lesquels doit passer ce flux de chaleur (analogie avec la loi d'Ohm).

4.8432 *Le circuit thermique d'un transistor.* — On peut assimiler le circuit thermique d'un transistor à un circuit électrique. Ce circuit électrique comporte un générateur, et des résistances électriques R_1 et R_2 donnant lieu à des chutes de tension E_1 et E_2 ; dans le

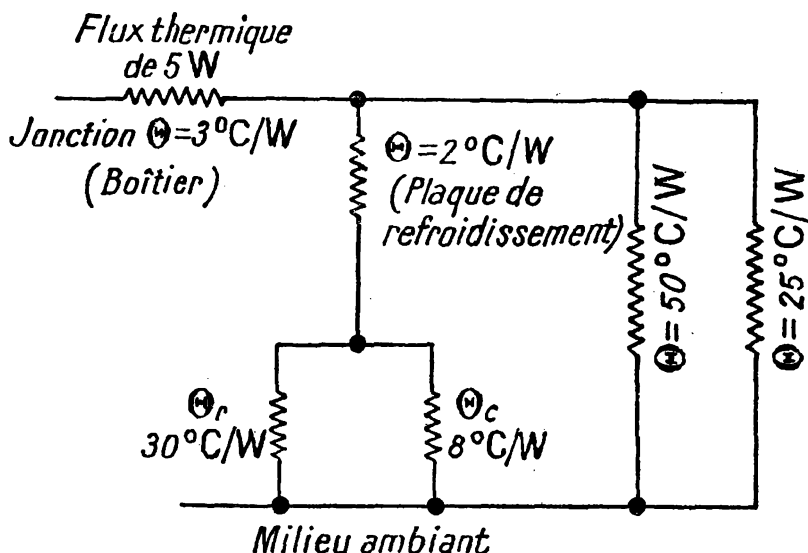


FIG. 4-35. — Circuit thermique équivalent d'un transistor de puissance.

circuit thermique correspondant, on trouve un générateur d'énergie thermique (exprimée en watts) ; il débite sur deux résistances thermiques θ_1 et θ_2 , aux bornes desquelles on observe les chutes de température t_1 et t_2 .

Les techniciens expriment la résistance thermique en degrés centigrades par watt » (°C/W) ; autrement dit si un transistor à une résistance thermique de 5 °C/W, un accroissement de 1 W de la

puissance dissipée élève de 5 °C la température de la jonction. Et l'on peut écrire, par analogie avec la loi d'Ohm :

$$\text{Chute de température} = \text{courant thermique} \times \left(\frac{\text{longueur}}{\text{section}} \times \sigma \right)$$

(σ = résistivité thermique).

La figure 4-35 représente le schéma du circuit thermique complet d'un transistor de puissance et la figure 4-35 bis le schéma du même

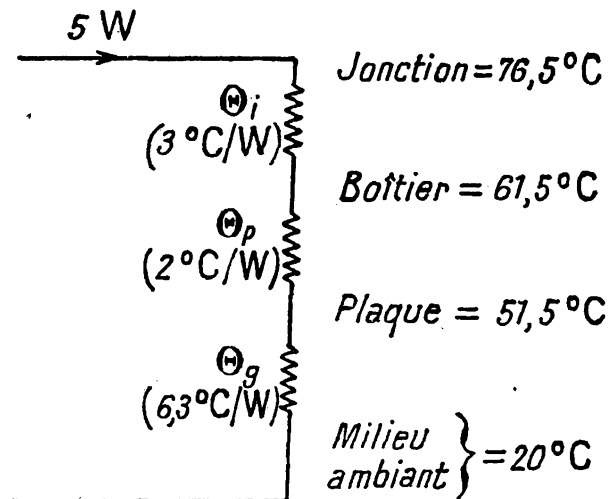


FIG. 4-35 bis.

circuit, simplifié. Considérons avec Schreiber (1), un transistor triode dissipant 5 watts. La « résistance intérieure » θ_i entre jonction et collecteur est de 3 °C/W ; la résistance thermique de l'isolant électrique (mica par exemple) qui se trouve entre le boîtier et la plaque de refroidissement, soit θ_a , est de 2 °C/W. On peut définir pour cette plaque de refroidissement — ou l'ensemble du refroidisseur — une résistance de rayonnement θ_2 et une résistance de

convection θ_c . On néglige pratiquement les résistances de rayonnement θ_{br} et de convection θ_{cr} du boîtier du transistor (de l'ordre de 25 à 50 °C/W).

Pour calculer la température de la jonction atteinte dans ces conditions de fonctionnement, on utilisera le schéma équivalent de la figure 4-35 bis. Il faut en outre connaître le « point d'application » de la température ambiante.

La résistance θ_g de la figure 4-35 bis équivaut aux résistances θ_2 et θ_c en parallèle, et sa valeur est de 6,3 °C/W. La température de la plaque du refroidisseur est alors égale à $5 \times 6,3 = 31,5$ °C au-dessus de l'ambiante ; si celle-ci est de 20 °C, la température de la plaque refroidisseuse sera de 51,5 °C, et l'on en déduira la température de la jonction comme indiqué sur la figure. On peut avoir à résoudre aussi le problème inverse : déterminer les caractéristiques (résistance thermique) de la plaque de refroidissement en fonction de la dissipation à la jonction, par exemple 5 W. On calcule d'abord la chute de température le long des deux résistances connues, soit $5 \times (5 + 2) = 25$ °C dans le cas de l'exemple de

(1) *Technique et applications des transistors*, Société des Éditions Radio, Paris (1959).

la *figure 4-36*. La différence entre les températures ambiante et de la jonction étant de 55 °C, la résistance thermique du refroidisseur sera de 6 °C/W.

On peut même calculer les dimensions des plaques de refroidis-

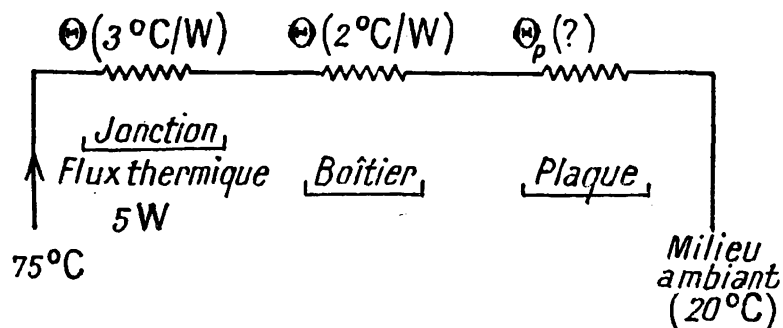


FIG. 4-36. — Calcul, dans le circuit thermique, d'un transistor de la résistance thermique θ_p de la plaque de refroidissement.

Si θ est la résistance thermique de la plaque de refroidissement, on doit avoir :

$$5(3 + 2 + \theta_p) = 75 - 20$$

d'où $\theta_p = 6$ °C/W.

sement pour une résistance thermique donnée ; ce calcul étant assez long, nous prions le lecteur de se reporter à l'ouvrage *Techniques et Applications des Transistors* de Schreiber (Société des Éditions Radio), pages 136-139 de l'édition de 1959 ; dans cet ouvrage figure également une méthode ingénieuse de mesure des résistances thermiques.

4.85 Emploi pratique des réseaux de courbes caractéristiques.

4.851 LE RÉSEAU DE CARACTÉRISTIQUES DE SORTIE.

Les fabricants de transistors donnent en général le courant au collecteur en fonction de la tension de collecteur, en choisissant le courant dans la base comme paramètre (*fig. 4-37*) ; comme pour les tubes électroniques, l'hyperbole en traits interrompus correspond à la puissance dissipée maximale. Dans le cas présent, elle est de 10 mW (transistor HF). On peut calculer, à partir de ce réseau de caractéristiques, l'amplification effective α' : On détermine graphiquement la variation ΔI_c du courant au collecteur entre deux courbes correspondant à une variation ΔI_b du courant de base, à tension de collecteur V_{bc} constante : $\alpha' = \left(\frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} \right)_{V_{cb}}$. L'inclinaison des courbes permet d'évaluer la résistance de sortie

à circuit d'entrée ouvert. C'est ainsi que pour $I_b = 25 \mu\text{A}$, on trouve

$$\frac{\Delta V_c}{\Delta I_c} = \frac{7 \text{ V}}{0,5 \text{ mA}} = 14\,000 \Omega.$$

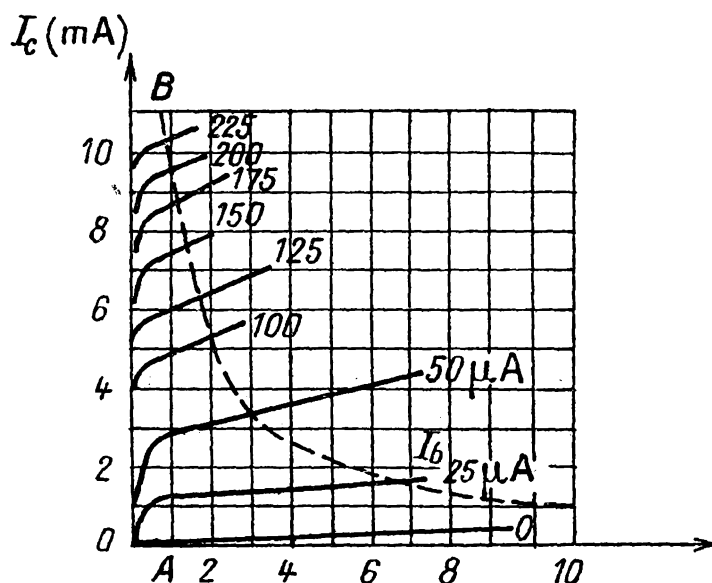


FIG. 4-37. — Réseau de caractéristiques de sortie (I_c , U_c) en prenant comme paramètre le courant dans la base.

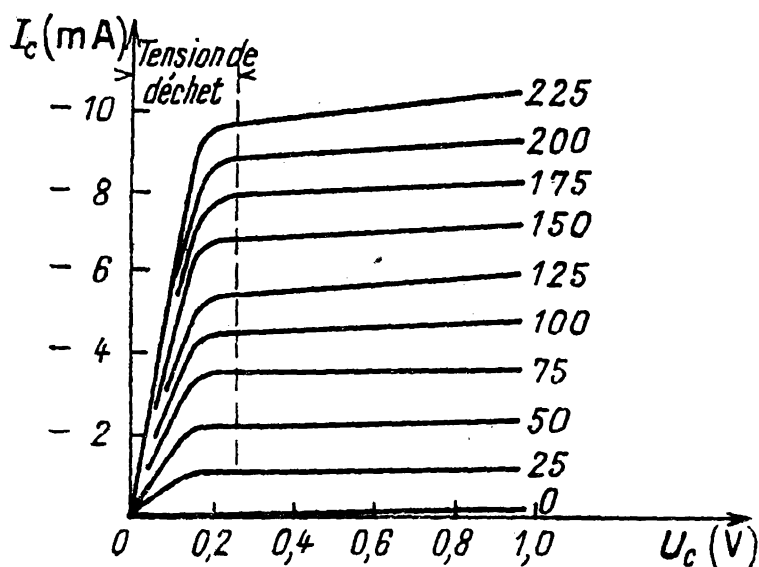


FIG. 4-38. — Agrandissement, avec dilatation de l'échelle des abscisses, de la partie O A B C de la fig. 4-37. (Caractéristiques d'entrée pour de faibles tensions au collecteur.)

Si l'on dessine la partie de la figure 4.37 correspondant à une tension du collecteur compris entre 0 et $-1,0 \text{ V}$ en multipliant par 10 l'échelle des abscisses, on trouve un réseau de courbes (fig. 4-38)

ressemblant à celui d'une pentode et dont on peut déduire la tension V_d de déchet (tension minimale du collecteur admissible sans distorsion), qui est de l'ordre de 0,1 à 0,2 volts pour tous les transistors de puissance inférieure à 1 W ; au-delà, V_d peut être de l'ordre de 1 volt : elle est donc beaucoup plus faible que pour les tubes. Au-dessous de la tension de déchet, la résistance de sortie du transistor s'abaisse à quelques centaines d'ohms.

On n'utilise comme paramètre la tension de base que pour les transistors de puissance, où la commande par tension est en général la plus linéaire. Ce type de réseau ressemble à celui d'une pentode et permet de calculer la pente qui peut atteindre de 3 à 10 A/V dans ce cas-là.

4.852 LA DROITE DE CHARGE.

Pour définir le fonctionnement d'un transistor chargé par une résistance, on opère comme avec les tubes électroniques, en plaçant, sur le réseau de courbes tension-intensité se rapportant à une électrode (base, collecteur, émetteur) une droite dont la pente est fonction de la résistance de charge.

Dans le cas de la famille de courbes V_c, I_c (collecteur) de la figure 4-39, cette pente est de $20 \text{ V} / 0,005 \text{ A} = 4000 \Omega$. Tout comme avec les triodes, on fait partir la droite de charge du point de l'échelle des abscisses correspondant à la tension d'alimentation, ici 20 volts. Le point de repos (ou moyen) se trouvera au milieu de cette droite (10 V — 2,5 mA), correspondant à un courant de polarisation de $110 \mu\text{A}$. Si la résistance ohmique de la charge était pratiquement négligeable (transfo de sortie), la droite de charge ne changera pas si l'on abaisse la tension d'alimentation de moitié (10 V) ; par conséquent la tension instantanée maximale sera

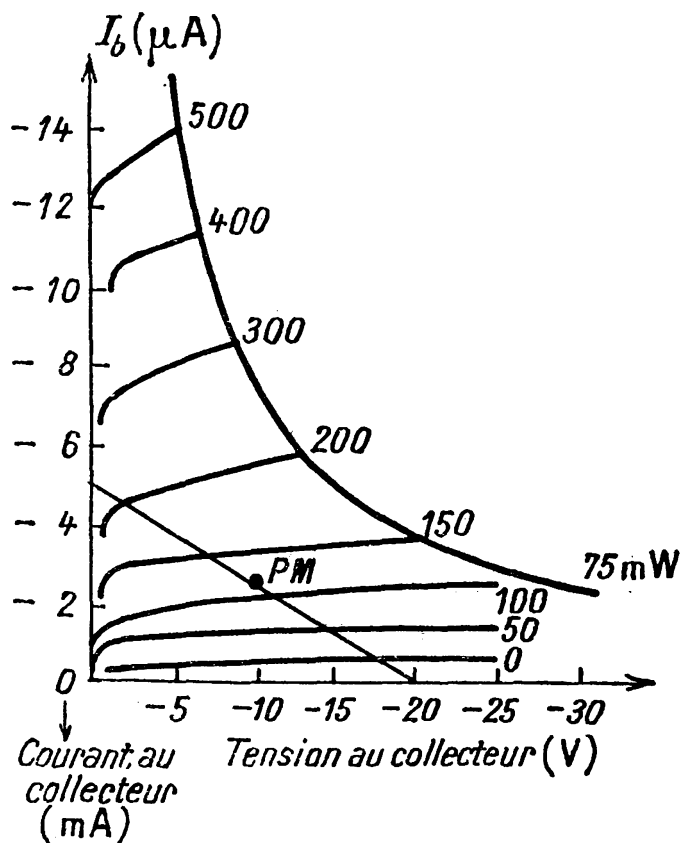


FIG. 4-39. — Droite de charge pour une résistance de 4000Ω .

égale à deux fois la tension maximale. Si l'on s'arrange pour que la droite de charge vienne tangenter la courbe en traits interrompus définissant la puissance dissipée maximale — ici 75 mW — on obtiendra la puissance modulée maximum. La droite de charge permet de déterminer également, dans ces conditions, la variation du courant de base nécessaire pour moduler à fond le transistor et qui est numériquement égale au courant de base correspondant à son intersection avec l'axe des ordonnées ; si cette variation est de ΔI_p milliampères, la valeur efficace du courant dans la base correspondant sera de $\frac{\Delta I_b}{2\sqrt{2}} \approx 0,353 \Delta I_b$; si ΔI_s est la variation du courant de sortie, et ΔU_s la variation de la tension de sortie, la puissance modulée $W_m = \frac{\Delta I_s \times \Delta V_s}{8}$; W_m peut atteindre, au maximum, 50 % de la puissance dissipée maximum. Cette puissance modulée maximale est beaucoup plus grande que celle correspondant au gain maximum en puissance, autrement dit à une résistance de charge adaptée ; le rapport peut dépasser 10 : 1.

4.853 LE RÉSEAU DE CARACTÉRISTIQUES D'ENTRÉE.

Tout transistor consommant de la puissance pour son fonctionnement, le réseau de caractéristiques d'entrée acquiert une importance qu'il n'avait pas dans le cas des tubes électroniques ; dans le montage émetteur commun, c'est la caractéristique (tension-courant) de base qui est la plus intéressante, le quotient $\frac{\Delta V_b}{\Delta I_b}$ égal à la pente de, cette caractéristique, n'est autre que la résistance d'entrée (*fig. 4-40*) du transistor. Elle peut varier dans un rapport de 1 (forts courants de base) à 20 (courant de base presque nul).

Certains constructeurs fournissent avec I_b comme paramètre, un réseau de caractéristiques (V_c, V_b) ; on peut déduire de la distance entre ces courbes la résistance d'entrée, et, de leur pente, le coefficient de contre-réaction interne. D'autres fournissent sur une même feuille un groupe de quatre réseaux de courbes, à savoir : en haut à gauche la courbe d'amplification en courant (I_c, I_b), à droite le réseau de caractéristiques de sortie (I_c, U_c) avec I_b comme paramètre ; en bas à gauche la courbe U_b, I_b (caractéristique d'entrée), et à droite le réseau d'entrée (V_c, V_b) avec I_b comme paramètre.

4.854 DROITE D'ATTAQUE.

On peut, tout comme on a défini une droite de charge pour le circuit de sortie, définir une droite d'attaque pour le circuit d'entrée ; pour cela, on opère ainsi : si I_{bM} est le courant de base maximum, et V_a la tension d'alimentation, cette droite partira du point d'abs-

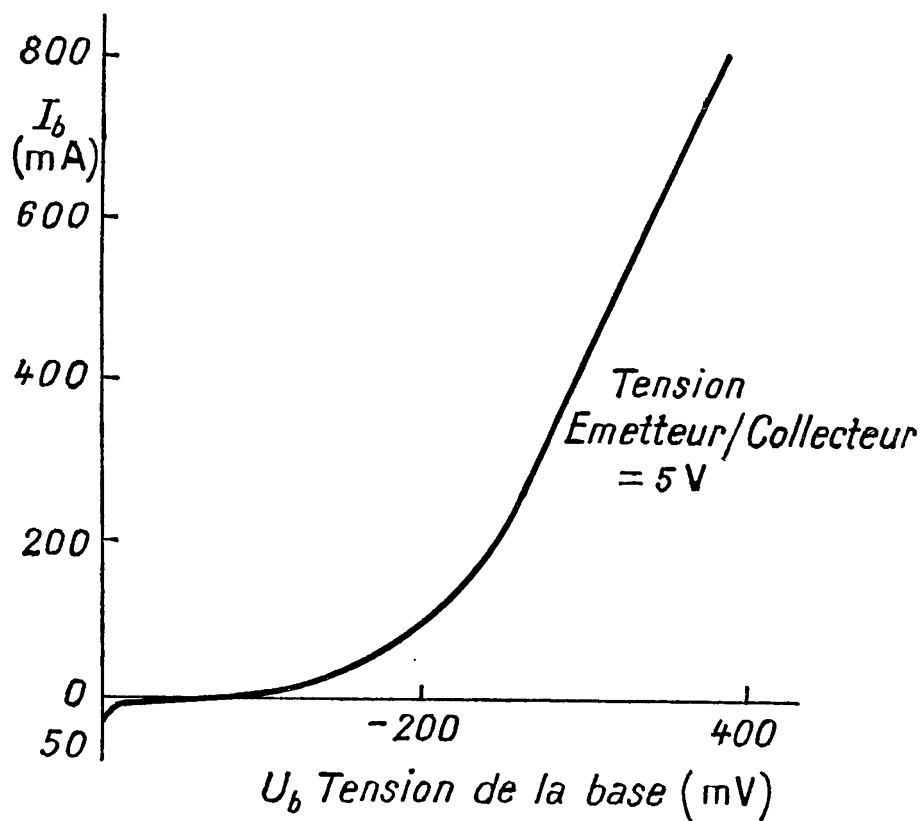


FIG. 4-40. — Résistance d'entrée d'un transistor (elle est proportionnelle à la pente de la courbe).

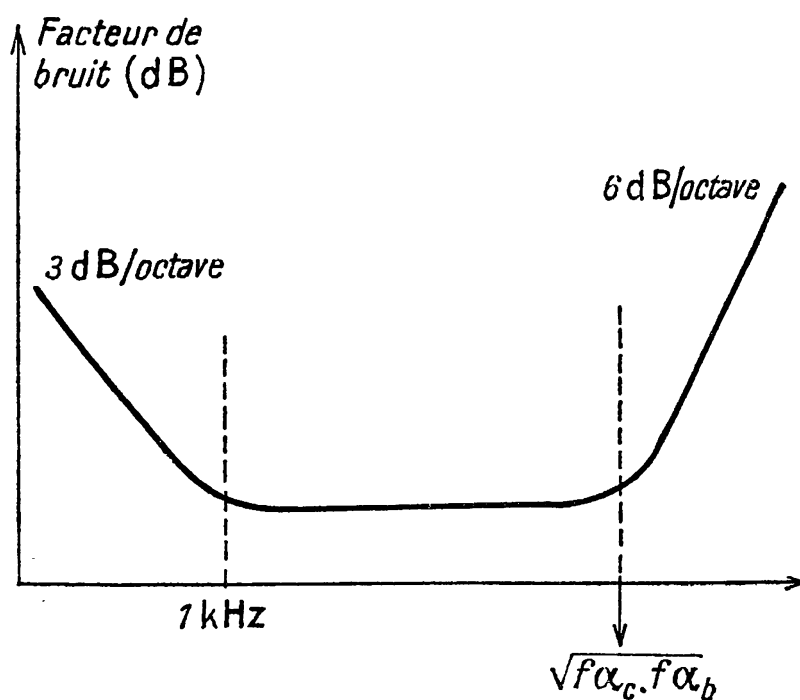


FIG. 4-41.

Le facteur de bruit d'un transistor varie en fonction de la fréquence.

cisse V_a pour aboutir à l'intersection de la courbe I_b correspondant à I_{bM} avec l'axe des ordonnées.

Cette droite ne présente qu'un intérêt restreint, limité aux cas où la résistance d'attaque est du même ordre de grandeur que la résistance d'entrée du transistor, ou inférieure à cette dernière.

4.86 Bruit de fond.

On définit le bruit de fond par un facteur de bruit F exprimé en décibels fonction du rapport :

$$\frac{\text{Bruit de fond du transistor considéré}}{\text{Bruit de fond d'un transistor idéal}} = R$$

le transistor « idéal » comportant comme seule source de bruit de fond le bruit « thermique » de sa résistance d'attaque. Le facteur de bruit est défini par la relation : $F_{dB} = 20 \log R$. Il est de l'ordre de 20 dB pour les transistors courants, mais peut s'abaisser à 10 ou même 6 dB pour certains transistors sélectionnés. Le bruit de fond du transistor varie en fonction de la fréquence (fig. 4-41) ; ce

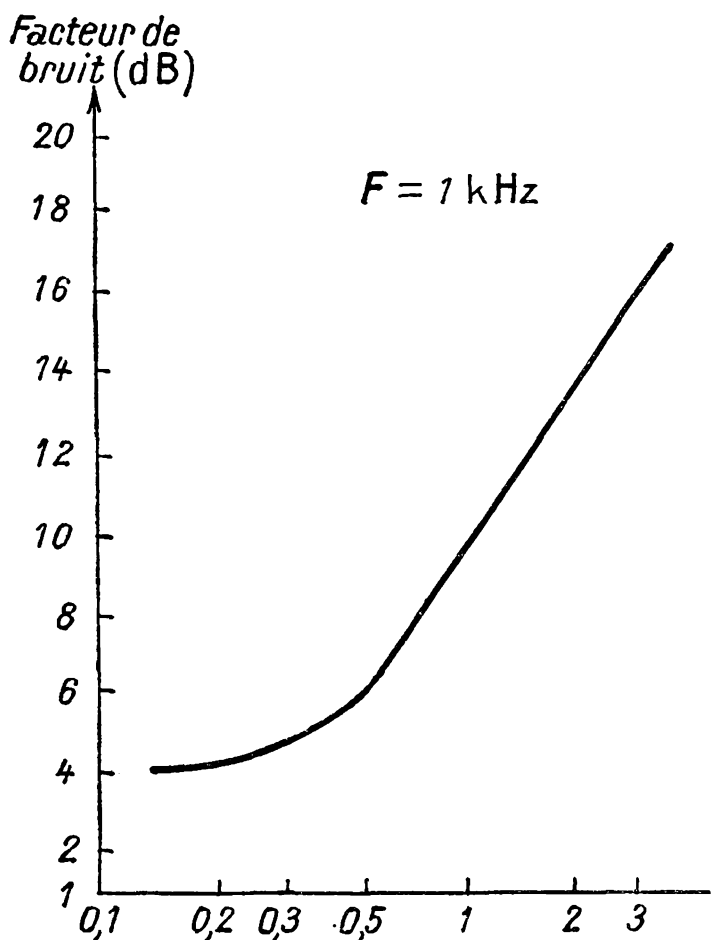


FIG. 4-42. — Facteur de bruit d'un transistor sous alimenté (travaillant avec un faible courant au collecteur).

n'est donc pas un « bruit blanc ». Son amplitude diminue rapidement entre 0 et 1 kHz, et reste sensiblement constante jusqu'à la fréquence limite supérieure d'utilisation du transistor. On détermine en général la courbe « spectrale » des facteurs de bruit en utilisant une bande passante de 1 Hz (1).

Tant que la tension au collecteur reste inférieure à une certaine limite (3 à 10 V, suivant le transistor considéré) la tension de bruit reste sensiblement constante ; mais elle croît très vite au-delà de cette limite. Elle varie entre les divers transistors d'un

(1) Voir aussi SHEA (R. F.) *Principes des circuits à transistors*. Dunod éd., Paris (1956). Pages 477-491.

même type. Le facteur de bruit varie aussi en fonction de la tension au collecteur suivant une loi plus générale représentée par la courbe de la *figure 4-42* (l'échelle des fréquences est logarithmique) ; le facteur de bruit peut s'abaisser au tiers de sa valeur nominale pour de faibles courants au collecteur (transistor « sous-alimenté »). On peut également réduire considérablement le bruit de fond en choisissant un point de fonctionnement tel que la tension du collecteur soit négative par rapport à celle de la base. Mais le gain diminue également, ce qui, si l'on ne regarde pas trop au prix n'a aucune importance ; mais un autre inconvénient, plus grave, est l'augmentation de la sensibilité du montage aux variations de température.

La « puissance de bruit équivalente » P_{ni} d'un transistor est donnée, si on la ramène à l'entrée et si R_0 est la valeur du rapport R pour 1 000 Hz, par la formule

$$P_{ni} = 9 \times 10^{-18} \times R_0 \times \lg \frac{f_2}{f_1} \quad (\text{watts})$$

f_1 et f_2 définissant les limites de la bande passante considérée. On peut alors calculer le rapport signal/bruit (S/N). On a, e_g étant la tension de signal efficace et r_g la composante résistive de l'impédance de la source :

$$\frac{S}{N} \quad (\text{en puissance}) = \frac{e_g^2}{36 \cdot 10^{-18} \cdot r_g \cdot R_0 \lg \frac{f_2}{f_1}}$$

Remarque. — Tout ceci s'applique, en fait, au premier étage d'un amplificateur à transistor. Ces calculs sont à peu près valables (à 10 % près et même mieux parfois) pour un amplificateur complet à transistors.

4.9. RÉCEPTEURS RADIO A TRANSISTORS

4.91 Détection.

On utilise en général la détection par diode. Pour avoir une bonne linéarité, il y a avantage à tolérer une certaine désadaptation entre le circuit de détection et le premier étage B.F. : en effet l'impédance du circuit détecteur étant de l'ordre de 100 000 Ω et celle du circuit d'entrée du premier

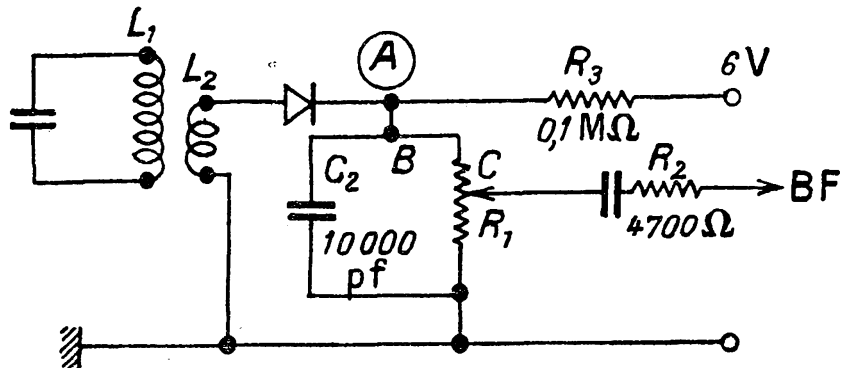


FIG. 4-43. — Diode détectrice polarisée pour obtenir et améliorer le rendement de la détection.

transistor BF de l'ordre de 500Ω , il faudrait, pour l'adaptation, utiliser un transformateur *abaisseur* de rapport $14 : 1$ et, avec une tension d'alimentation *effective* de 6 volts, on ne disposerait que de 0,25 à 0,3 volt efficace aux bornes de la diode, ce qui est insuffisant pour avoir une bonne linéarité.

On adopte en général un rapport de transformation de l'ordre de $3,5 : 1$ à $5 : 1$, ce qui permet de détecter des tensions de l'ordre du volt. La figure 4-43 indique comment on évite, dans ce cas, d'amortir exagérément le circuit à fréquence intermédiaire, du fait

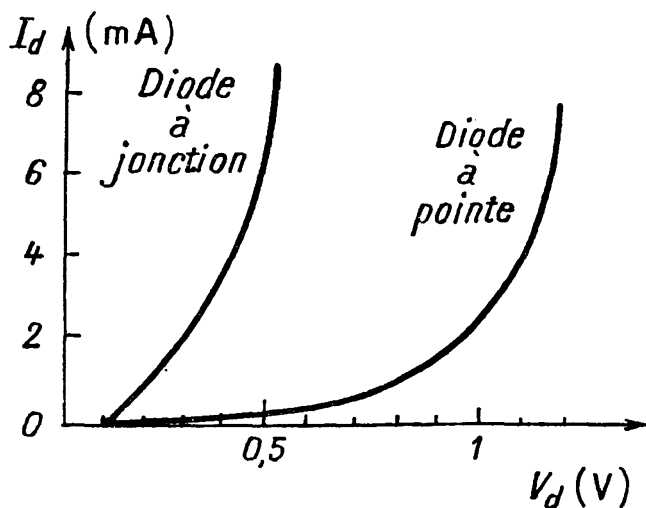


FIG. 4-44. — Exemples de caractéristiques de diodes à jonction et à pointes.

$V_a \rightarrow$ tension appliquée à la diode,
 $I_a \rightarrow$ intensité du courant détecté par la diode.

ferme le circuit de détection en HF, et empêche celle-ci d'atteindre l'ampli BF

Quand on applique à la diode un signal d'amplitude croissante, la tension, correspondant à la composante continue, aux bornes du condensateur est tout d'abord nulle, puis devient positive par rapport à la masse : on pourrait par conséquent l'utiliser pour une régulation automatique de niveau (montage « antifading »), mais elle ne dépasse, malheureusement, guère une fraction de volt ; cette méthode de régulation n'est, par conséquent, pas très efficace. Il vaut mieux utiliser la

4.911 DÉTECTION PAR TRANSISTOR AVEC RÉGULATION AUTOMATIQUE DE NIVEAU (RAN) AMPLIFIÉE.

Une diode à jonction constituant un bon détecteur de signaux de faible amplitude, l'ensemble de la base et de l'émetteur d'un tran-

de la faible résistance d'entrée du premier transistor BF. Quand le curseur C du potentiomètre R_1 se trouve vers B (près de la diode) : on intercale entre ce curseur et le dit transistor une résistance R_2 qui réalise, en même temps, la commande par courant du premier transistor BF, afin d'améliorer la linéarité.

Étant données les formes (fig. 4-44) des caractéristiques des diodes à jonction et à pointe, il est nécessaire de polariser ces dernières. Dans le montage de la figure 4-43, on utilise un diviseur de tension R_1-R_3 . Le condensateur C_1 de 10 000 pF

4.913 AMPLIFICATEURS A FRÉQUENCE INTERMÉDIAIRE (F.I.).

Les amplificateurs à fréquence intermédiaire des circuits à *modulation d'amplitude* des récepteurs à transistors sont accordés sur des fréquences comprises entre 450 et 480 kHz ; on a indiqué, à l'occasion de l'étude des amplificateurs accordés, leur mode de calcul ; on va étudier plus spécialement ici les circuits de polarisation et de découplage des étages F.I.

La *figure 4-48* représente un schéma pratique d'étage d'amplification I.F., la tension de RAN (régulation automatique du niveau) est — comme dans les montages à tubes électroniques, et pour les mêmes raisons — découplée par une résistance R_1 , de l'ordre de 1 000 ohms, et un condensateur C_1 , de l'ordre de 10 000 pF ; si l'on

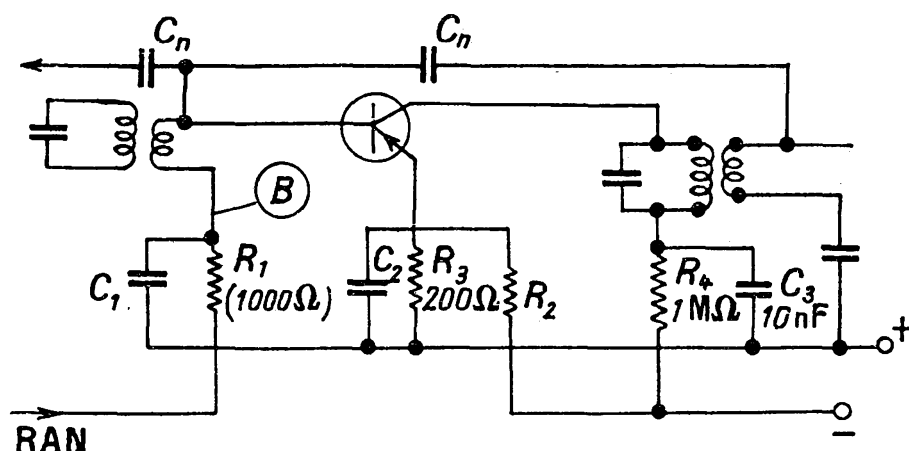


FIG. 4-48. — Schéma d'un étage amplificateur à fréquence intermédiaire.

utilise un condensateur C_1 de plus grande capacité — quelques microfarads par exemple — la valeur de sa capacité détermine celle de la constante de temps ($C_1 R_1$) de la RAN et l'on peut alors se passer d'une autre cellule de filtrage à la sortie de la détection.

Pour assurer un bon fonctionnement de la RAN, un diviseur de tension R_2 - R_3 maintient l'émetteur à un potentiel légèrement positif par rapport aux points A des *figures 4-43* et *4-45*. Il faut, pour le calcul de ce diviseur de tension, tenir compte du courant d'émetteur I_c , de l'ordre, en général, de 0,5 à 1 mA. Pour une valeur suffisante de R_3 , le transistor arrive *automatiquement* à sa tension de polarisation correcte, mais la régulation automatique de niveau est, alors, moins efficace, R_0 provoquant une contre-réaction en courant continu.

Une grande valeur de R_3 améliorerait la stabilité en température ; mais cette amélioration n'est pas indispensable, étant donné que les courants de saturation des transistors HF sont de l'ordre du dixième de ceux des transistors B.F. ; par ailleurs, les schémas des *figures 4-45* et *4-46* permettent d'obtenir une correction en général

suffisante de l'influence de la température ; on choisit en général, pour R_3 , des valeurs comprises entre 100 ohms et 2 000 ohms ; celle de R_2 dépend de la tension d'alimentation et des caractéristiques de la régulation automatique de niveau qu'on cherche à obtenir ; le condensateur C_2 de découplage du diviseur R_2 - R_3 peut être relié à la masse ou au point B .

Il est recommandé, pour éviter tout couplage parasite sur la ligne d'alimentation, de découpler le circuit du collecteur par une résistance R_1 de l'ordre de 1 000 ohms et un condensateur de l'ordre de 10 000 pF, qu'on peut, le cas échéant, relier à l'émetteur.

Pour éviter les risques de saturation du dernier transistor IF aux fortes amplitudes, on se dispense souvent de lui appliquer la régulation automatique de niveau. On supprime alors R_2 , et l'on applique au point B une polarisation à l'aide d'un diviseur de tension branché entre les bornes de la batterie d'alimentation.

On prévoit en général pour les récepteurs à cadre en ferrite (hauteur effective de l'ordre de 0,50 à 1 mètre) deux étages amplificateurs IF. On peut se contenter à la rigueur d'un seul avec une antenne extérieure.

4.9131 *Relation entre l'action de la régulation automatique de niveau et la sélectivité des amplificateurs FI.* — On sait que dans un

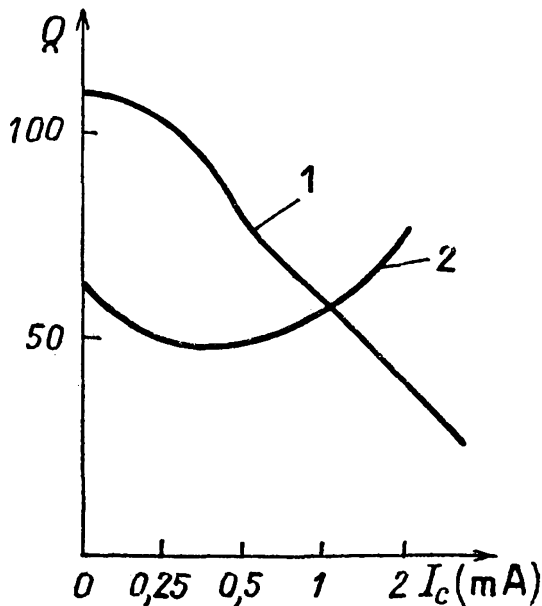


FIG. 4-49. — Influence de la régulation automatique de volume sur le coefficient de surtension.

transistor HF les capacités et les résistances d'entrée et de sortie varient en même temps que le courant I_c au collecteur. Comme la régulation automatique de niveau agit sur la valeur de I_c , elle provoque un désaccord et un amortissement additionnel des circuits à FI.

La courbe 1 de la figure 4-49 représente les variations du coefficient de surtension d'un circuit (pour lequel : $Q = 130$ à vide, $Q' = 60$ pour un courant $I_c = 1$ mA au collecteur) en fonction du courant au collecteur. Le courant au collecteur diminue quand le signal reçu et l'action de la régulation automatique de niveau augmentent et, par conséquent, le circuit est d'autant plus sélectif que le signal reçu est plus fort, ce qui

est contraire à ce qu'on souhaite d'ordinaire, à savoir de recevoir les émissions locales avec une bande passante plus large. Par ailleurs, l'action de la RAN tend à provoquer un désaccord relatif

(courbe de la *figure 4-50*). Pour une fréquence d'accord de 455 kHz, ce désaccord est de l'ordre de 2 kHz (0,5 %) pour une variation de 2 mA du courant au collecteur. Pour réduire la gêne apportée par ces phénomènes, on peut utiliser, au départ, un courant au collecteur ayant une valeur intermédiaire, par exemple 0,5 mA. Si, par ailleurs, on réalise l'adaptation à l'entrée de l'étage par un diviseur capacitif, la courbe donnant les variations d'amortissement en charge est beaucoup plus satisfaisante (courbe 2, *fig. 4-49*) elle correspond à $C_1 = 20$ pF et $C_2 = 500$ pF pour le circuit de la *figure 4-51*. Mais la capacité d'accord est, alors, très faible et il devient très difficile de réaliser des bobinages miniature ayant un coefficient de surtension satisfaisant ; par ailleurs ce montage tend à accroître le désaccord provoqué par l'action de la RAN. On peut réduire ce désaccord en choisissant $R = 1\ 000\ \Omega$, $C_1 = 20$ pF et $C_2 = 3\ 000$ pF, l'amortissement devient pratiquement indépendant de I_c , mais on introduit des pertes importantes.

Une solution plus intéressante consiste à associer des circuits simples et des transformateurs accordés. Dans le schéma de la *figure 4-52*, on applique la totalité de la tension de régulation au premier étage amplificateur et seulement une partie de celle-ci au second. On réalise ainsi un réglage automatique de la sélectivité, dans le bon sens — par l'action de la régulation automatique de niveau.

On utilise, dans ce montage, des transformateurs à couplage critique à l'entrée et à la sortie du premier étage, tandis que le transistor détecteur est connecté à un circuit oscillant simple. Si le signal reçu est trop faible pour faire agir la RAN, on obtient une courbe de sélectivité globale pointue. Si la RAN agit (signal fort) l'amor-

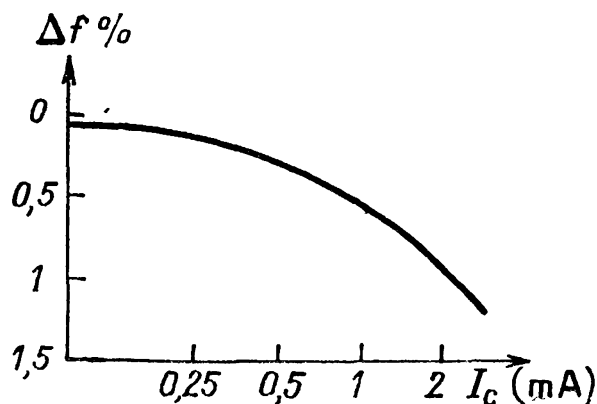


FIG. 4-50. — Désaccord relatif des circuits provoqué par la variation de courant au collecteur due à la RAN.

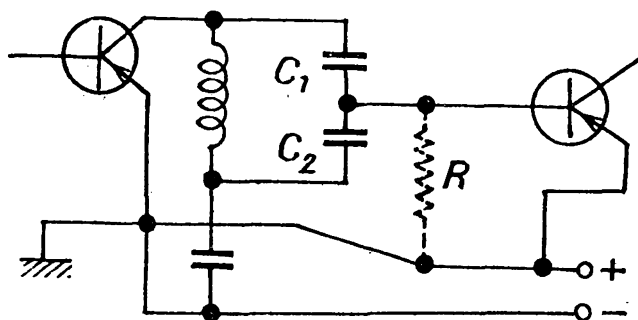


FIG. 4-51. — On peut réduire les variations d'amortissement provoquées par la RAN à l'aide d'un diviseur de tension capacitif.

On peut réduire ce désaccord en choisissant $R = 1\ 000\ \Omega$, $C_1 = 20$ pF et $C_2 = 3\ 000$ pF, l'amortissement devient pratiquement indépendant de I_c , mais on introduit des pertes importantes.

Une solution plus intéressante consiste à associer des circuits simples et des transformateurs accordés. Dans le schéma de la *figure 4-52*, on applique la totalité de la tension de régulation au premier étage amplificateur et seulement une partie de celle-ci au second.

On réalise ainsi un réglage automatique de la sélectivité, dans le bon sens — par l'action de la régulation automatique de niveau.

On utilise, dans ce montage, des transformateurs à couplage critique à l'entrée et à la sortie du premier étage, tandis que le transistor détecteur est connecté à un circuit oscillant simple. Si le signal reçu est trop faible pour faire agir la RAN, on obtient une courbe de sélectivité globale pointue. Si la RAN agit (signal fort) l'amor-

tissement de *tous* les circuits diminue : les circuits des transformateurs sont alors surcouplés, la courbe du circuit simple devient poin-

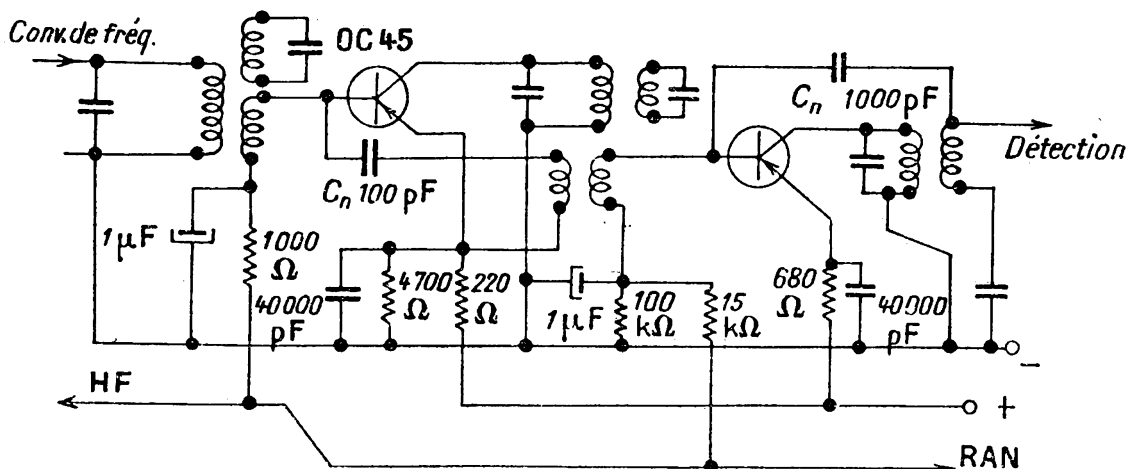


FIG. 4-52. — La variation de l'amortissement avec la tension de RAN est utilisée dans le montage ci-dessous pour obtenir un réglage automatique de la sélectivité.

tue et l'on obtient une courbe de sélectivités presque rectangulaire, résultat très favorable à l'écoute des stations locales et qui présente, pratiquement, l'avantage de faire disparaître le désaccord éventuel.

4.92 Changement de fréquence par transistors.

Au début de l'emploi des transistors, on utilisait — tout comme dans le cas des tubes électroniques vers 1925 — deux transistors, un transistor oscillateur et un transistor modulateur, pour réaliser le changement de fréquence. On peut maintenant utiliser un transistor HF unique (OC 44) pour réaliser un changement de fréquence.

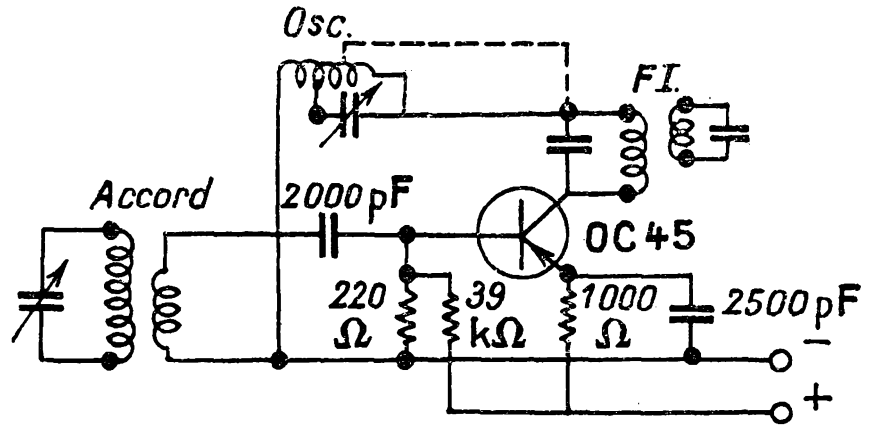
La figure 4-53 représente un montage oscillateur plus simple, constitué par un oscillateur classique dans lequel on a inséré, dans le circuit du collecteur, le primaire d'un transformateur IF, tandis que l'on a intercalé, dans le circuit de la base, un enroulement couplé au circuit d'accord. Les signaux incidents (HF), et la tension de sortie de l'oscillateur local étant appliqués en même temps à la base, on dit qu'on a un *changement* (ou *conversion*) de fréquence *additif*.

Il y a intérêt à ce que le nombre de spires de l'enroulement P.O couplé au circuit d'accord soit aussi faible que possible (pour éviter la génération d'oscillations parasites ; de même il y a intérêt, en G.O, à relier le primaire du transformateur IF à une prise sur l'enroulement oscillateur (voir pointillé, fig. 4-53). Pour éviter un glissement de fréquence, on n'applique pas de tension de régulation automatique de niveau à cet oscillateur-mélangeur. Par ailleurs, pour éviter tout rayonnement par l'antenne des fréquences de l'oscillateur

local et IF, on a avantage à utiliser un étage amplificateur HF ; ce rayonnement parasite est, d'ailleurs, peu important. Par contre on observe souvent une perturbation par l'harmonique deux (900 à 960 kHz) de la fréquence intermédiaire.

FIG. 4-53.

Montage simple à changement de fréquence, avec bobine oscillatrice à un seul enroulement.



4.93 Collecteurs d'onde.

On utilise en général un cadre constitué par un bâtonnet de ferrite de 12 à 20 cm pour les récepteurs de poche et portatifs comme collecteur d'ondes PO et GO (et parfois OC). Pour les OC et la M d F (sur les récepteurs qui la reçoivent), on utilise en général respectivement une et deux antennes fouet extensibles, de 0,75 à 0,80 m de longueur ($\frac{\lambda}{4}$ en M d F), sauf sur certains récepteurs de luxe d'un prix de l'ordre de 500 à 2 500 F, où la longueur de l'antenne OC peut atteindre 2 m.

Pour les récepteurs de voiture, on utilise en général une petite antenne (0,80 à 1 m de long) reliée par un câble coaxial, et couplée en général à l'extrémité « chaude » du circuit d'entrée, ou à une prise sur ce circuit ; si l'antenne est assez longue, on utilise, par exemple, un transformateur de couplage, comme avec les postes à tubes électroniques.

4.94 Exemples de réalisation de récepteur à transistors.

Les types de récepteurs sont si nombreux que nous conseillons au lecteur de se reporter aux ouvrages suivants, *entre autres* :

H. SCHREIBER, *Technique et Applications des transistors*, Société des Éditions Radio, Paris (1959 et 1962).

F. HURÉ, *Les Transistors*, Librairie de la Radio, Paris.

F. HURÉ, *Dépannage et mise au point des récepteurs à transistors (Ibidem)*, Paris.

H. SCHREIBER, *Initiation à la pratique des récepteurs à transistor* Société des Éd. Radio, Paris (1960).

CHAPITRE 5

CONSIDÉRATIONS PRATIQUES SUR LES CIRCUITS

5.1 LES CIRCUITS SIMPLES

5.11 Les circuits résonnants (ou série) (fig. 5-1).

Les circuits résonnants simples peuvent être représentés (fig. 5-1) par un condensateur C , une inductance L , et une résistance R (résistance effective) montés en série.

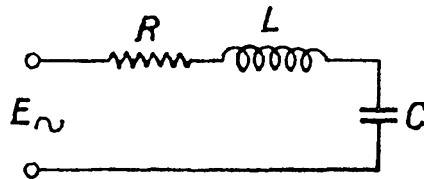


FIG. 5-1. — Circuit à résonance série.

La forme de leur courbe de réponse est fonction d'un coefficient $Q = L\omega_0/R$, avec $\omega_0 = 2\pi f_0$ étant la pulsation de résonance du circuit ; on peut poser $\gamma = f/f_0 = \omega/\omega_0$.

On a alors les relations suivantes :

Impédance du circuit :

$$Z = R + j \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)$$

$\theta =$ déphasage :

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R} = Q \left(1 - \frac{1}{\gamma^2} \right)$$

$$I = \frac{E}{Z} = \frac{E}{R + j \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)} \quad E = \text{tension appliquée.}$$

Tension aux bornes de L :

$$V_L = jL\omega I.$$

Tension aux bornes de C :

$$V_C = \frac{I}{j \cdot C\omega} = \frac{-jI}{C\omega}.$$

Fréquence de résonance :

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad C \text{ en farads, } f_0 \text{ en hertz, } L \text{ en henrys.}$$

Courant à la résonance :

$$I_0 = \frac{E}{R}$$

$$V_{L_0} = V_{C_0} \text{ (à la résonance)} = E \times Q = \frac{E \times L\omega_0}{R}.$$

Remarques. — Quand on s'écarte de f_0 d'une quantité :

$$\Delta f_0 = f_0/2Q,$$

le courant I est donné par $I = I_0/\sqrt{2}$.

Loin de la résonance, on a :

$$\frac{V_L}{V_{L_0}} = \frac{1}{Q \left(1 - \frac{1}{\gamma^2}\right)} \quad \text{et} \quad \frac{V_C}{V_{C_0}} = \frac{1}{(\gamma - 1)Q^2}.$$

Décroissement logarithmique δ . — Cette quantité, fonction de Q , est égale à :

$$\delta = \frac{R}{2f_0L} = \frac{\pi}{Q}.$$

5.12 Les circuits antirésonnants (ou parallèle)

(fig. 5-2).

Ces circuits se composent d'une branche inductive et d'une branche capacitive en parallèle, d'impédance respective :

$$Z_L = R_i + j\omega L$$

et :

$$Z_C = R_C - j/C\omega,$$

la résistance totale du circuit étant $R_t = R_L + R_C$.

L'impédance série du circuit est $Z_t = Z_L + Z_C$, son impédance parallèle $Z_p = Z_L Z_C / (Z_L + Z_C)$, et son coefficient de surtension

$Q = L\omega/R_t = R_p/L\omega$, R_p étant la résistance parallèle du circuit (fig. 5-3) qui, pour $Q \geq 10$, peut être définie par :

$$R_p = L^2\omega^2/R_t = L\omega Q.$$

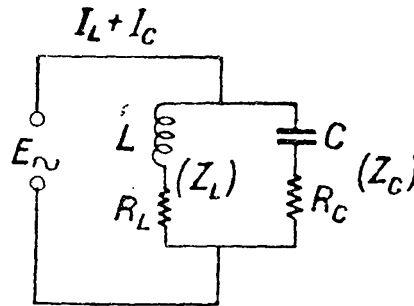


FIG. 5-2. — Circuit antirésonant ou à résonance parallèle.

Dans le cas général, on a :

$$Z_p = \frac{\left(R_C + \frac{1}{jC\omega}\right)(R_L + jL\omega)}{R_C + R_L + j\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)}.$$

Le courant dans l'ensemble du circuit est égal à E/Z_p , dans la branche capacitive, il est égal à $I_C = E/Z_C$, et $I_L = E/Z_L$.

Il existe trois manières différentes (conduisant elles-mêmes à des résultats différents) de définir la fréquence de résonance $f_0 = \omega_0/2\pi$, à savoir : 1° $L\omega_0 = 1/C\omega_0$; 2° la fréquence pour laquelle l'impédance du circuit est maximum; 3° la fréquence pour laquelle l'impédance du circuit est purement résistive.

Dans le cas où Q est au moins égal à 10, les trois définitions ci-dessus de f_0 sont pratiquement équivalentes, et on utilisera la formule $f_0 = 1/2\pi\sqrt{CL}$.

On a alors :

$$Z_p = \frac{L^2\omega_0^2}{Z_t} = \frac{1}{Z_t C^2\omega_0^2} = \frac{L}{CZ_t},$$

et, à la résonance,

$$Z_{p0} = \frac{L^2\omega_0^2}{R_t} = L\omega_0 Q = R_t Q^2 = \frac{L}{R_t C}.$$

Pour les fréquences f telles que $|f - f_0| \geq 3f_0/Q$, on peut écrire :

$$\frac{Z_p(f)}{Z_p(f_0)} = \frac{1}{Q\gamma \left(1 - \frac{1}{\gamma^2}\right)};$$

et l'on a

$$\operatorname{tg} \theta = Q \left(\frac{1}{\gamma^2} - 1 \right).$$

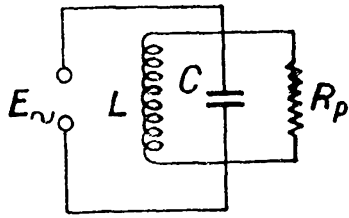


FIG. 5-3. — Circuit antirésonant à résistance en parallèle.

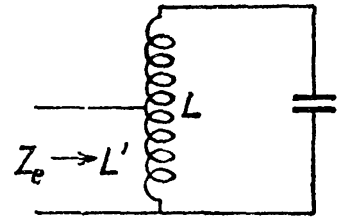
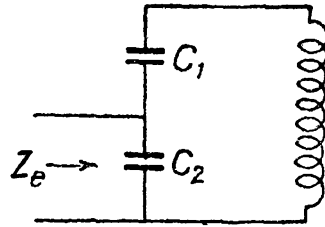


FIG. 5-4. — Circuits antirésonants à prises.

5.121 ÉTUDE DE LA RÉSONANCE PARALLÈLE DANS LE CAS DES CIRCUITS A PRISES (fig. 5-4). ADAPTATION D'IMPÉDANCE.

On rencontre souvent dans la pratique radioélectrique des circuits à « prises » tels ceux de la figure 5-4. Ils permettent d'effectuer commodément des adaptations d'impédance, et leurs impédances d'entrée sont données par :

$$(Fig. 5-4 a) \rightarrow Z_e = Z_p \left(\frac{C_1}{C_1 + C_2} \right)^2 \quad \parallel \quad (Fig. 5-4 b) \quad Z_e = Z_p \left(\frac{M_e}{L} \right)^2$$

M_e étant l'inductance de L' , plus son coefficient de couplage au reste de l'inductance L .

Ces dispositions permettent d'adapter les circuits dans les deux sens, car rien n'empêche de placer les bornes d'entrée à gauche, et les bornes de sortie à droite.

5.122 SÉLECTIVITÉ.

Soit un circuit série défini par R , L et C .

Son impédance à la résonance est :

$$Z_0 = R + j \left(L\omega_0 - \frac{1}{C\omega_0} \right) = R.$$

Pour une fréquence $f = f_0 + \Delta f_0$, avec $\Delta f/f_0$ petit, on a, s l'on pose $\Delta f/f_0 = \alpha$,

$$\frac{Z(f)}{Z(f_0)} = 1 + j 2\alpha Q,$$

ou, en module :

$$\left| \frac{Z_f}{Z_{f_0}} \right| = \sqrt{1 + 4Q^2\alpha^2}.$$

Pour une valeur donnée de $\alpha = \Delta f/f_0$, le quotient :

$$\left| Z_f/Z_{f_0} \right| = |Z_f/R|.$$

porte le nom de *sélectivité* du circuit ; on l'exprime parfois en décibels (S_{dB}).

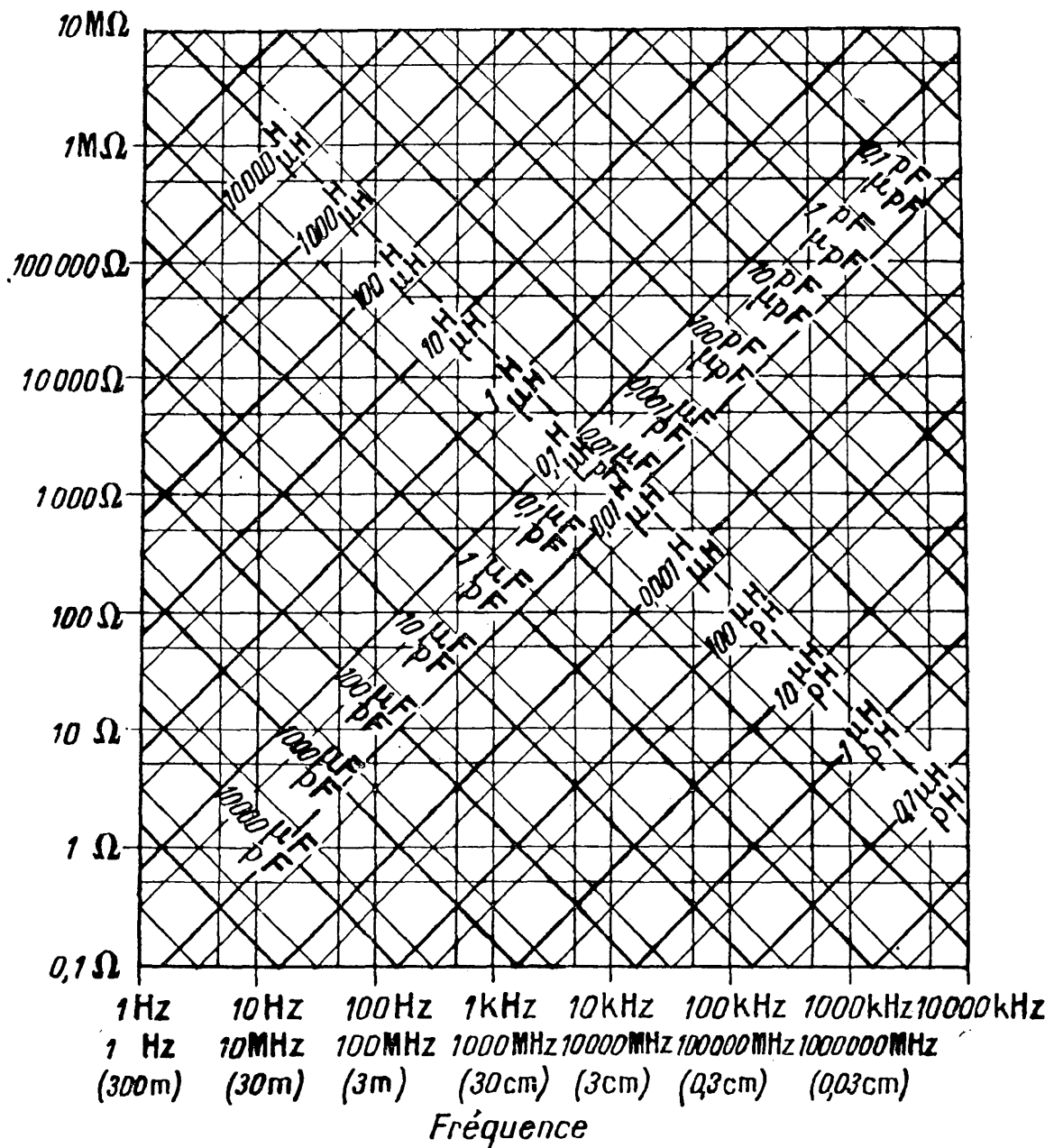


FIG. 5-5. — Abaque permettant de calculer rapidement une valeur approchée d'une impédance en fonction de la fréquence.

Les chiffres inférieurs des fréquences, inductances et capacités se correspondent.

Calcul des fréquences de résonance. — Choisir les droites inclinées correspondant à l'inductance et la capacité données à partir de leur point d'intersection, abaisser une perpendiculaire à l'axe des fréquences (autrement dit une verticale) qui, par intersection avec ce dernier donnera la fréquence cherchée.

On a alors :

$$S_{(dB)} \approx 10 \log [1 + 4Q^2\alpha^2].$$

Si $Q \geq 10$, la formule est également valable pour un circuit antirésonnant.

Remarque. — Ces deux formules ne sont valables que pour $\alpha \leq 0,1$.

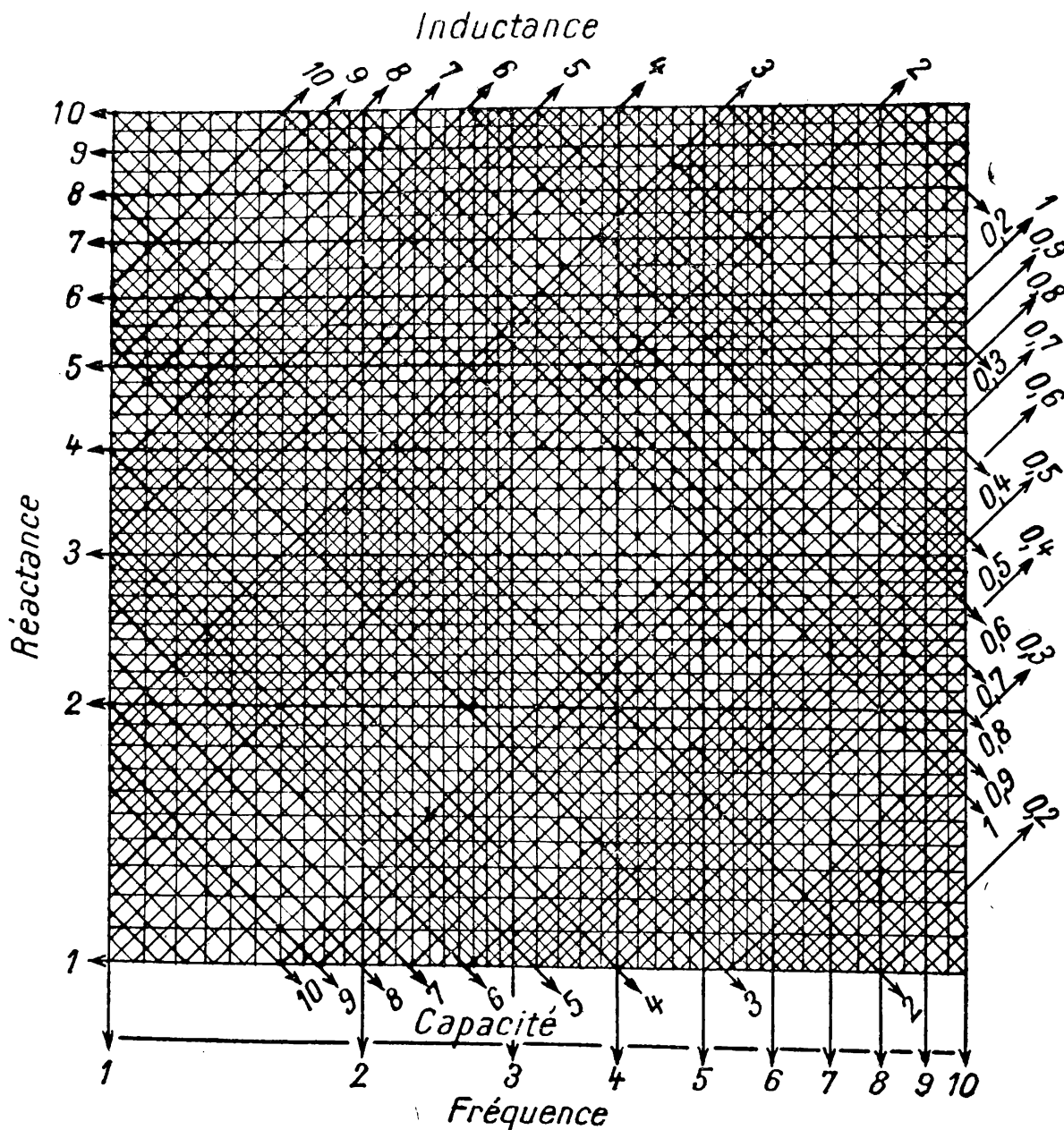


FIG. 5-6. — Abaque plus précis que le précédent, à n'utiliser qu'après avoir déterminé les ordres de grandeur avec ce dernier (afin d'éviter des erreurs grossières de puissances de dix).

5.13 Calcul de la longueur d'onde et de la fréquence de résonance d'un circuit accordé.

5.131 FRÉQUENCES.

La formule $f_0 = 1/2\pi \sqrt{LC}$ est valable si L est en henrys et C en farads ; f est alors en hertz ; elle est peu pratique et on peut la transformer, par exemple en :

$$f_0^2(\text{MHz}) = \frac{25\,330}{L(\mu\text{H}) \times C(\text{pF})}$$

Si, par exemple :

$$L = 8 \mu\text{H}, \quad C = 200 \text{ pF}$$

$$f_0^2 = \frac{25\,330}{1\,600} \approx 16,$$

d'où :

$$f_0 = 4 \text{ MHz.}$$

On peut aussi écrire :

$$f_0(\text{MHz}) = \frac{159}{\sqrt{L(\mu\text{H}) \times C(\text{pF})}};$$

on a alors directement :

$$f_0 = \frac{159}{\sqrt{1\,600}} = \frac{159}{40} = 3,975 \text{ MHz.}$$

5.132 LONGUEURS D'ONDES.

On sait que :

$$\lambda = V/f = VT, \quad V \approx 3 \times 10^{10} \text{ cm/s.}$$

On a λ en mètres si on pose :

$$\lambda = 3 \times 10^8 \cdot 2\pi \sqrt{LC},$$

L, C en henrys et farads.

En pratique on posera :

$$\lambda_{(\text{m})} = 1,884 \sqrt{L(\mu\text{H}) \times C(\text{pF})}$$

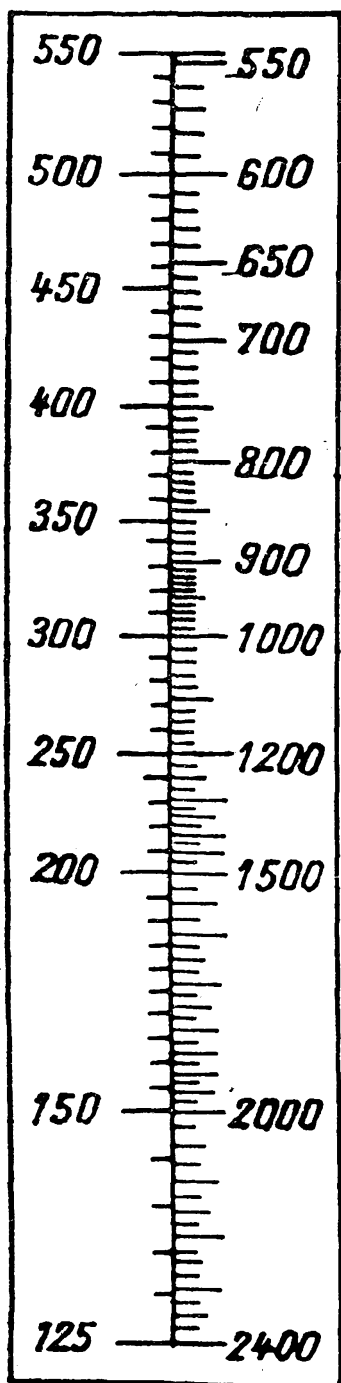
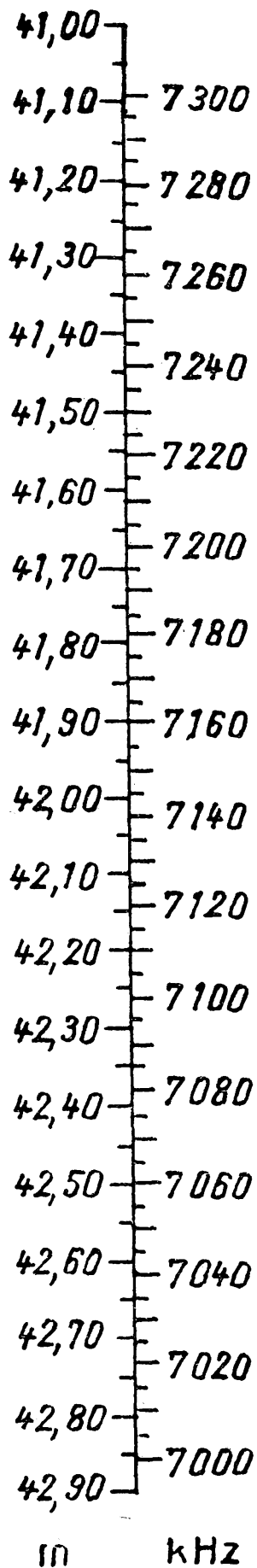
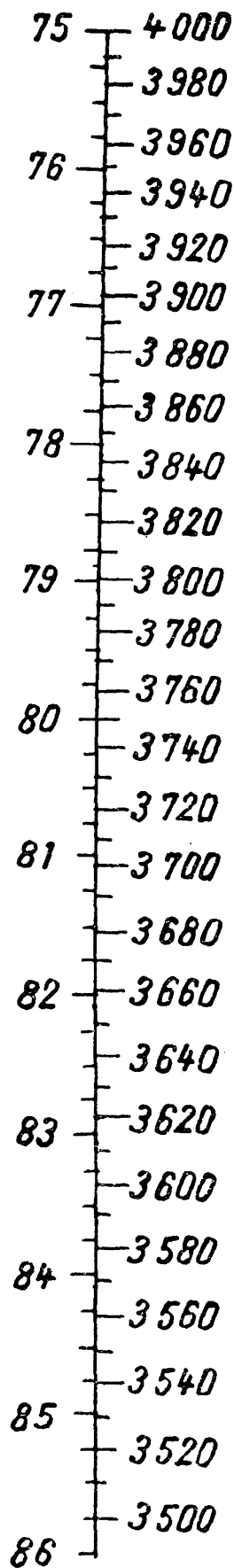


FIG. 5-7.

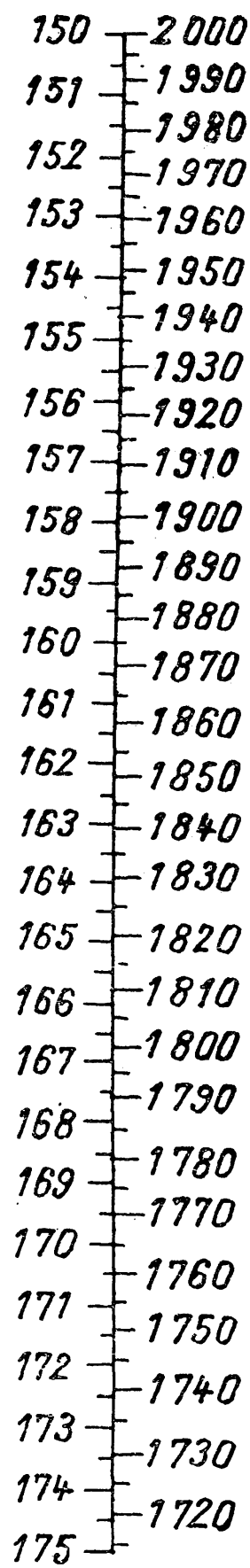
(le facteur 1,884 tient compte de la valeur exacte de V).



m kHz



m kHz



m kHz

FIG. 5-8.

Exemple :

$$L = 8 \mu\text{H}, \quad C = 200 \text{ pF}$$

$$\lambda = 1,884 \sqrt{8 \times 200} = 75,36 \text{ m.}$$

5.14 Calcul rapide d'une impédance inductive ou capacitive.

On dispose en général pour faire ce calcul de deux données, la capacité (ou l'inductance) et la fréquence. Bien qu'il soit très simple, les indications ci-après permettront d'éviter des erreurs grossières dans les *changements d'unités*.

5.141 INDUCTANCE.

On a, en principe :

$$Z_L = L \cdot \omega = 6,28 L \cdot f$$

si L en henrys, f en hertz, Z_L est en ohms.

Pratiquement on posera :

$$Z_L(\text{ohms}) = 6,28 \times L_{(\mu\text{H})} \times f_{(\text{MHz})}.$$

Pour :

$$L = 1 \mu\text{H}, \quad f = 1 \text{ MHz},$$

on a :

$$Z_L = 6,28 \Omega.$$

Pour les inductances de filtrage, on utilisera tout simplement la formule primitive :

$$Z_{L(\Omega)} = 6,28 L_{(\text{H})} \times f_{(\text{Hz})}.$$

Si :

$$L = 10 \text{ H}, \quad f = 100 \text{ Hz}$$

$$Z_{L(\Omega)} = 6,28 \times 10 \times 100 = 6\,280 \Omega.$$

5.142 CAPACITÉ.

On a, en principe :

$$Z_C = \frac{1}{C \omega} = \frac{0,159}{C \cdot f}$$

si C en farads, f en hertz, Z_C est en ohms.

Si C est en picofarads, f en mégahertz, on a Z_C en mégohms.

$$Z_{C(\text{M}\Omega)} = \frac{0,159}{C_{(\text{pF})} \times f_{(\text{MHz})}}.$$

Il est toutefois plus avantageux de calculer, pour les fréquences élevées, Z en kilo-ohms (1 000 Ω) :

$$Z_{C(k\Omega)} = \frac{159}{C_{(pF)} \times f(\text{MHz})}.$$

Si :

$$C = 50 \text{ pF}, \quad f = 1 \text{ MHz},$$

on a :

$$Z_C \approx 3,18 \text{ k}\Omega \approx 3\,180 \Omega.$$

Pour les condensateurs de filtrage, on calculera Z en kilo-ohms, en exprimant les capacités en *microfarads* et les fréquences en hertz.

On aura :

$$Z_{C(k\Omega)} = \frac{159}{C_{(\mu F)} \times f(\text{Hz})}.$$

Si :

$$C = 10 \mu\text{F}, \quad f = 100 \text{ Hz},$$

on a :

$$Z_C = 0,159 \text{ k}\Omega = 159 \Omega.$$

5.15 Conversion des longueurs d'onde en fréquences, et vice versa (cf. abaques *fig. 5-7* et *5-8*).

Les longueurs d'ondes et les fréquences sont liées par la relation $\lambda f = V$. Si λ est en mètres et f en mégahertz, on a :

$$\lambda_{(m)} \times f_{(\text{MHz})} = 300 \text{ (exactement } 299,8\text{)}.$$

Ce calcul ne présente pratiquement aucune difficulté. Si :

$$f = 3\,000 \text{ MHz}, \quad \lambda = 0,1 \text{ m}.$$

Si :

$$\lambda = 30 \text{ m}, \quad f = 10 \text{ MHz}.$$

Les abaques des *figures 5-7* (abaque générale) et *5-8* (ondes d'amateurs) permettent d'effectuer facilement la conversion.

5.2 GÉNÉRALITÉS SUR LE COUPLAGE DE DEUX CIRCUITS

5.21 Couplage par induction.

Si deux circuits sont couplés par une inductance mutuelle M entre deux bobinages L_1 , L_2 , le coefficient de couplage K est donné par la formule :

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}.$$

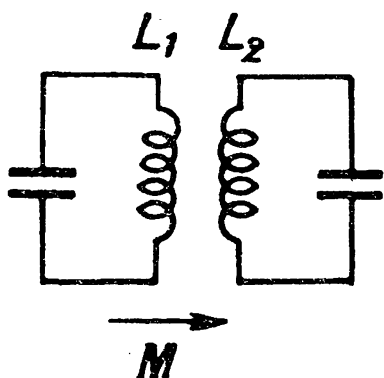


FIG. 5-9.

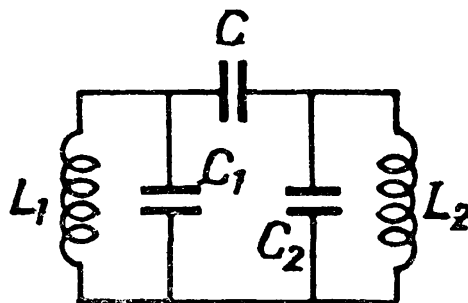


FIG. 5-10.

Dans ces conditions, si pour une fréquence $f = \frac{\omega}{2\pi}$ les impédances respectives du primaire et du secondaire sont X_{11} et X_{22} , l'impédance X_1 ramenée au primaire est :

$$X_1 = X_{11} + \frac{M^2 \omega^2}{X_{22}}.$$

La quantité :

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{M \omega}{X_{22}}$$

est appelée parfois « rapport de transformation ».

Si X_{22} ne comporte aucun élément capacitif (circuit apériodique), l'inductance ramenée du premier circuit est :

$$L_1 = L_{11} - \frac{M^2 \cdot \Omega^2}{|X_{22}|^2} \cdot L_{22}.$$

Elle est *diminuée* (blindage, spire en court-circuit).

Le courant i_2 dans le secondaire est donné, en fonction de la F.É.M. E_1 dans le primaire, par :

$$i_2 = - \frac{j M \omega E_1}{X_{11} X_{22} + M^2 \omega^2}.$$

5.22 Couplage par capacité.

Si deux circuits comportant des capacités C_1 , C_2 sont couplés par une capacité commune C , leur coefficient de couplage K est donné par la formule :

$$K = \frac{\sqrt{C_1 \cdot C_2}}{C}.$$

On peut remplacer partout :

$$j M \Omega \quad \text{par} \quad 1/j C \Omega$$

d'où :

$$X_1 = X_{11} + \frac{1}{X_{22} C^2 \omega^2}$$

et :

$$i_2 = \frac{j}{C \omega} \cdot \frac{E_1}{X_{11} X_{22} + \frac{1}{C^2 \omega^2}}$$

5.23 Couplage critique.

Si Q_1 et Q_2 sont les coefficients de surtension des deux circuits couplés, le couplage critique K_c est défini par :

$$K_c^2 = \frac{1}{Q_1 Q_2}$$

Le rapport n du couplage au couplage critique est défini par :

$$n^2 = \frac{M^2 \omega^2}{R_{11} \cdot R_{22}}$$

ou :

$$n^2 = \frac{1}{R_{11} R_{22} C^2 \omega^2}$$

Rappelons que le couplage critique est le couplage transitionnel entre les courbes de tension au secondaire (en fonction de la fréquence) à une bosse (couplage lâche) et à deux bosses (couplage serré).

5.24 Gain en tension au secondaire (circuits accordés).

Ce gain g_1 peut être positif ou négatif. Il est, en tout état de cause, donné par la relation :

$$g = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{L_2}{L_1} \sqrt{\frac{R_1}{R_2}},$$

les circuits étant au couplage critique. On a $g > 1$ si $R_2 \ll R_1$ et $L_2 \gg L_1$.

5.3 CALCULS RELATIFS AUX CIRCUITS COUPLÉS PAR INDUCTION MUTUELLE

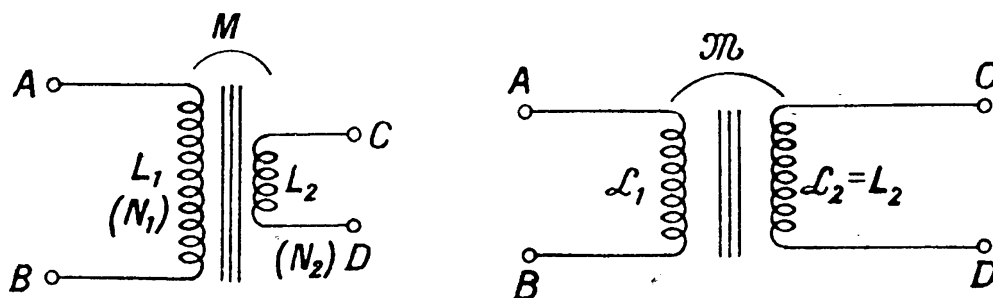
Le circuit d'entrée ou *primaire*, dont les éléments actifs sont R_1 , L_1 , C_1 , a une impédance Z_1 à la fréquence $f = \omega/2\pi$ quand on le considère isolément. Les valeurs correspondantes, pour le circuit de sortie ou *secondaire* sont, dans les mêmes conditions, R_2 , L_2 , C_2 et Z_2 .

5.31 Le transformateur.

Le transformateur est un cas particulier des circuits couplés. Les transformateurs d'alimentation (fonctionnant sur des fréquences de 25 à 400 Hz en général) ou de sortie BF peuvent être représentés, en ramenant tous les circuits au rapport 1/1, côté secondaire par le schéma de la *figure 5-11* et le schéma équivalent de la *figure 5-12*. \mathcal{L}_1 et \mathcal{L}_2 sont les inductances primaire et secondaire, \mathcal{M} l'inductance mutuelle. On a, d'autre part :

$$l_1 = \mathcal{L}_1 - \mathcal{M}, \quad l_2 = \mathcal{L}_2 - \mathcal{M},$$

et l'on suppose pour plus de commodité le transformateur ramené au rapport de transformation *unité*, c'est-à-dire que les nombres respectifs N_1 et N_2 de spires au primaire et au secondaire sont *égaux*.



a) De rapport $n/1$. b) Ramené au rapport 1/1 (au secondaire).

FIG. 5-11. — Transformateur BF ou d'alimentation
(C_1 C_2 négligeables).

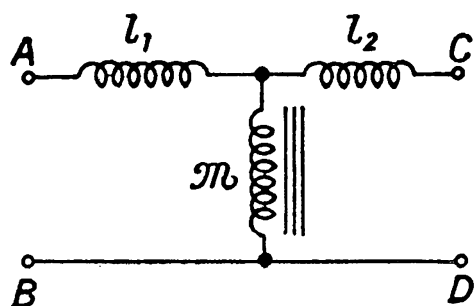


FIG. 5-12. — Schéma en T, l'équivalent au schéma de la *figure 5-11 b*,
 $l_1, l_2 =$ inductance de fuite.

Si $N_1/N_2 = n$, on divisera L_1 inductance du primaire par n^2 , autrement dit :

$$\mathcal{L}_1 = \frac{L_1}{n^2}$$

l_1, l_2 sont les inductances de fuite (ramenées au rapport 1/1, côté secondaire) du transformateur réel. Si le transformateur était parfait, on aurait $l_1 = l_2 = 0$, et $\mathcal{M} = \mathcal{L}_1 = \mathcal{L}_2$ (ramené à 1/1) ou $M = \sqrt{L_1 L_2}$ sur le transformateur de rapport n .

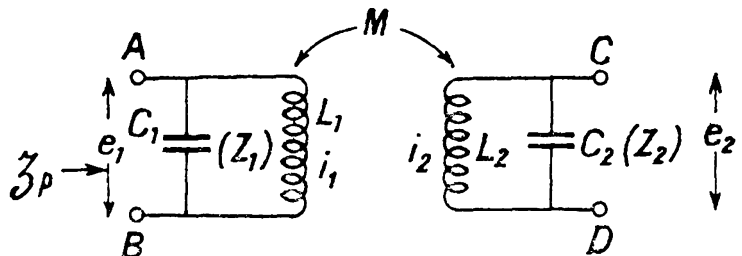
Pour les très bons transformateurs, on a $l_1 \approx l_2 = \sigma \mathcal{M}$, avec $0,0001 \leq \sigma \leq 0,01$: σ est d'autant plus faible que la perméabilité du noyau est plus grande, et dépend aussi du mode de bobinage.

5.32 Étude simplifiée des circuits couplés (d'après BÉTHENOD) (1).

Considérons les circuits de la figure 5-13. Soient respectivement e_1, i_1 et e_2, i_2 les tensions aux bornes et les intensités dans ces deux circuits.

FIG. 5-13. — Circuits couplés par induction mutuelle.

(M = coefficient d'induction mutuelle.)



$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= \text{impédance du circuit } L_1 C_1 \\ Z_2 &= \text{impédance du circuit } L_2 C_2 \end{aligned} \right\} \text{ pour } f = \frac{\omega}{2\pi}.$$

$$\mathfrak{Z}_p = Z_1 + \frac{M^2 \omega^2}{Z_2} = \text{impédance de l'entrée } AB.$$

Les équations de ces circuits sont :

$$\left[R_1 + j \left(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \right) \right] i_1 + j M \omega i_2 = e_1 \tag{1}$$

et :

$$\left[R_2 + j \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right) \right] i_2 + j M \omega i_1 = e_2, \tag{2}$$

(1) Cette méthode est expliquée en détail dans BEDEAUX : *Théorie et pratique de la T.S.F.* (1937), Vuibert, éd.

d'où, si l'on pose :

$$|Z_2| = \sqrt{R_2^2 + \left(L_2\omega - \frac{1}{C_2\omega}\right)^2} : \quad (3)$$

$$i_2 = \frac{M\omega i_1}{|Z_2|} \quad (4)$$

et :

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{M\omega}{|Z_2|}.$$

D'autre part, si l'on remplace dans (1) i_2 par sa valeur tirée de (2), on obtient :

$$e_1 = \left\{ j \left[L_1\omega - \frac{1}{C_1\omega} - \frac{M^2\omega^2 \left(L_2\omega - \frac{1}{C_2\omega} \right)}{|Z_2|^2} \right] + R_1 + \frac{M^2\omega^2 R_2}{Z_2^2} \right\} i_1 \quad (5)$$

soit :

$$e_1 = (A + jB) i_1,$$

l'argument de i_1 étant donné par $\text{tg } \varphi_1 = B/A$.

D'autre part, le principe de la conservation de l'énergie donne :

$$E_1 i_1 \cos \varphi_1 = R_1 i_1^2 + R_2 i_2^2,$$

ce qui, par (4), nous donne :

$$i_2 = \frac{e_1 M \omega \cos \varphi_1}{R_1 |Z_2| + \frac{R_2 M^2 \omega^2}{|Z_2|}} ;$$

i_2 est donc fonction de deux variables indépendantes M et φ_1 .

On obtiendra les maxima et minima de i_2 en posant :

$$\frac{\partial i_2}{\partial \varphi_1} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{\partial i_2}{\partial M} = 0.$$

La première condition nous donne $\sin \varphi_1 = 0$ ou :

$$\begin{cases} \varphi_1 = k\pi \\ \cos \varphi_1 = \pm 1. \end{cases}$$

La seconde condition nous donne

$$M\omega = |Z_2| \cdot \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \quad (6)$$

puisque $\sin \varphi_1 = B = 0$, les maxima et minima sont définis par :

$$L_1\omega - \frac{1}{C_1\omega} = \frac{M^2\omega^2}{|Z_2^2|} \left(L_2\omega - \frac{1}{C_2\omega} \right) \quad (7)$$

Si les circuits sont tous deux *accordés* sur une fréquence :

$$f_0 = \omega_0/2\pi,$$

on satisfait alors à la condition (7), autrement dit on a un *maximum* ou un *minimum*.

On peut d'ailleurs satisfaire à (7) pour des valeurs de ω différentes de ω_0 .

En particulier, pour $\sin \varphi_1 = 0$, on a :

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = B/A = 0, \quad \text{d'où} \quad B = 0,$$

et :

$$i_1 = \frac{e_1}{A} = \frac{e_1}{R_1 + \frac{M^2\omega^2 R_2}{|Z_2^2|}}$$

ou, d'après (6) :

$$i_1 = \frac{e_1}{2R_1}, \quad (9)$$

$$i_2 = \frac{M\omega i_1}{|Z_2|} = \frac{e_1}{2\sqrt{R_1 R_2}}. \quad (10)$$

Soit i_{2M} la valeur de i_2 donnée par (10) et i_{2m} la valeur de i_2 pour $\omega = \omega_0$. Il en résulte que les valeurs maximum ou minimum de i_2 sont i_{2M} ou i_{2m} ; pour $\omega = \omega_0$, on a $|Z_2| = R_2$, d'où l'on tire :

$$i_{2m} = \frac{e_1 M\omega_0}{R_1 R_2 + M^2\omega_0^2} \quad (11)$$

(minimum)

$$i_{2M} = \frac{e_1}{2\sqrt{R_1 R_2}}. \quad (12)$$

(maximum)

Si l'on choisit M de manière que :

$$M\omega_0 = \sqrt{R_1 R_2},$$

on a $i_{2M} = i_{2m}$ (*couplage critique*). D'autre part, les équations (6) et (7) entraînent la condition :

$$\frac{L_1\omega - \frac{1}{C_1\omega}}{R_1} = \frac{L_2\omega - \frac{1}{C_2\omega}}{R_2}. \quad (13)$$

Remplaçant, dans Z_2 la quantité $L_2\omega - 1/C_2\omega$ par sa valeur tirée de (13), et portant dans (6), il vient :

$$M_\omega = Z_1 \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \quad (6 \text{ bis})$$

d'où :

$$|Z_2|R_1 = |Z_1|R_2,$$

qui exprime que le courant i_2 passe par un maximum ou un minimum.

On notera l'intérêt de la relation (12) quand les circuits sont au *couplage critique*.

Remarque. — On a insisté, bien que cela ne cadre pas tout à fait avec le plan de l'ouvrage, sur la méthode de discussion de BÉTHENOD car, malgré son intérêt et son élégance, elle est très peu connue.

Les principales formules déduites de ce qui précède sont :

$$\frac{e_2}{e_1} = - \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{k}{k^2 + \frac{1}{Q_1} \cdot \frac{1}{Q_2}}, \quad (14)$$

avec :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \left\{ \begin{array}{l} Q_1 = \frac{L_1\omega}{R_1} \\ Q_2 = \frac{L_2\omega}{R_2} \end{array} \right.$$

à la résonance.

Pour le couplage critique :

$$k_c = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}} \quad (15)$$

$$(\text{ou } M_\omega = \sqrt{R_1 R_2}),$$

on obtient le courant i_2 et la tension e_2 maxima :

$$\left(\frac{e_2}{e_1}\right)_{\text{max}} = \frac{1}{2k_c} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{Q_1 Q_2} \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (16)$$

à la résonance.

Si le couplage $k = M/\sqrt{L_1 L_2}$ est inférieur à k_c , la courbe donnant la tension (ou le courant) au secondaire ne présente qu'un *seul maximum* quand la fréquence varie, toutes choses égales d'ailleurs.

On a deux maxima séparés par un minimum si $k > k_c$.

Si $Q_1 = Q_2 = Q$, il faut et suffit que $k = 1/Q$, avec $Q \cdot k_c = 1$.
 Si $Q_1 \neq Q_2$, il faut que :

$$k \geq k_z \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{Q_1}{Q_2} + \frac{Q_2}{Q_1} \right)}. \quad (17)$$

Si Q_1 ne diffère guère de Q_2 , les fréquences $\omega_1/2\pi$ et $\omega_2/2\pi$ correspondant aux maxima de tension (ou de courant) sont données, en fonction de la fréquence de résonance $\omega_0/2\pi$ par :

$$\frac{\omega_1}{\omega_0}, \frac{\omega_2}{\omega_0} = \frac{1}{\sqrt{1 \pm k}} \approx 1 \pm \frac{k}{2}, \quad (18)$$

la dernière expression n'est valable que pour $k < 0,05$.

Les tensions (ou courants) correspondant aux maxima sont presque identiques (maximum un peu plus élevé pour la fréquence la plus basse). Si $Q_2 = Q_1$, leur valeur est très voisine de celle donnée par (16) ; ce n'est plus le cas si $Q_2 \neq Q_1$.

5.4 DÉCOUPLAGES DANS LES AMPLIFICATEURS A PLUSIEURS ÉTAGES

Lorsqu'on a monté plusieurs étages amplificateurs successifs, il arrive que, par suite de couplages parasites, il se produise un transfert d'énergie des étages à niveau élevé (fin de la chaîne) en

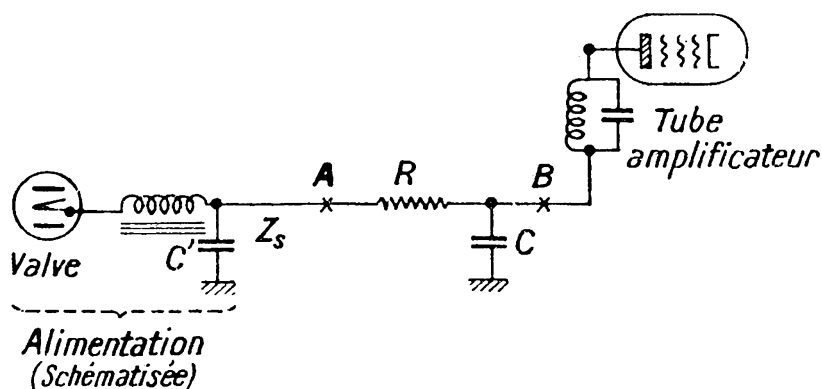


FIG. 5-14. — Filtre de découplage de tension anodique.

direction des étages à faible niveau (début de la chaîne). Ce transfert porte le nom de *réaction*, et doit être supprimé, car il modifie fâcheusement la courbe de réponse de l'amplificateur, et peut même engendrer des oscillations (accrochages, « motor-boating »).

5.41 Couplage par impédance anodique.

Une des principales sources d'accrochage est l'impédance du circuit d'alimentation anodique, créant une impédance anodique de couplage entre les divers tubes. On peut y remédier en plaçant dans chaque étage un circuit de découplage du type RC (*fig. 5-14*) entre la source de tension anodique et l'anode du tube.

Si l'on admet que R est beaucoup plus élevé que Z_s , et $1/\omega C$ beaucoup plus faible que l'impédance d'entrée du tube vue de C , l'efficacité E du filtre (autrement le quotient de la tension nuisible en A par la tension nuisible en B) est donnée par :

$$E \approx \frac{\sqrt{R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}}{\frac{1}{\omega C}} \approx \omega CR.$$

Si deux filtres $R_1 C_1$ et $R_2 C_2$ sont en tandem, l'efficacité \mathcal{E} totale est $\mathcal{E} \approx E_1 \times E_2$.

5.42 Suppression de la réaction et du « motor-boating »

(bruit qu'occasionne dans un haut-parleur
un amplificateur BF mal établi
et qui ressemble à celui d'un canot à moteur).

On supprime en général la réaction dans la gamme des fréquences audibles en shuntant l'alimentation anodique par une forte capacité C' et, quand il y a plus de deux étages amplificateurs, en protégeant leurs circuits anodiques par au moins un circuit RC (*fig. 5-14*). Mais à moins de donner aux condensateurs C des valeurs prohibitives, leur impédance devient trop élevée aux fréquences basses pour que E ait une valeur nettement plus grande que 1, et le circuit oscille à très basse fréquence (2 à 10 Hz par exemple) ; on a du *motor-boating*.

On ne peut y remédier qu'en *réduisant le gain de l'amplificateur aux très basses fréquences*. Les amplis BF alimentés par une source de tension commune ne doivent pas avoir une courbe d'amplification globale meilleure que celle nécessaire. En particulier, on devra étudier les circuits de couplage anodique et les impédances des circuits d'écran de manière à réduire le plus possible le gain aux très basses fréquences.

Une alimentation anodique de très faible impédance contribue également à réduire le *motor-boating*. Pour cela on réduira les

résistances ohmiques des inductances de filtrage et on augmentera les capacités ; on utilisera également un tube redresseur de faible résistance interne. Enfin signalons que les alimentations régulées par voie électronique ont une *très faible* résistance interne.

On peut diminuer les tendances aux réactions entre étages et au motor-boating en utilisant des circuits dans lesquels la réaction de l'impédance anodique commune sur le circuit anodique du premier tube est compensée par une réaction égale et opposée ailleurs. On réduit du même coup les ronflements. La *figure 5-15* représente un montage de ce genre dans lequel un pont de deux résistances R_1 et R_2 placées en parallèle sur la HT alimente la grille-écran, de telle sorte que toutes les tensions de réaction sont appliquées en même temps à l'anode et à la grille-écran, de telle manière qu'elles peuvent se compenser. Cette action est indépendante de la fréquence si l'on ajoute au condensateur de découplage normal C_2 un condensateur C_1 tel que $R_1 C_1 = R_2 C_2$. On peut réduire, par un montage soigné, les réactions parasites et les ronflements de 40 dB (10 000 à 1 en puissance).

Signalons d'autre part que les montages push-pull produisent par eux-mêmes un découplage vis-à-vis des sources. Enfin on peut prévoir plusieurs alimentations distinctes pour les divers étages.

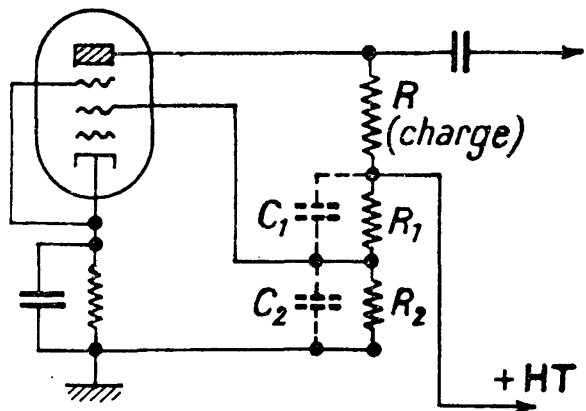


FIG. 5-15. — Montage réduisant de l'ordre de 40 dB les ronflements et les tensions de réaction parasites.

5.43 Suppression des couplages parasites (HF et BF).

Ces couplages peuvent être électromagnétiques ou électrostatiques. On peut souvent les supprimer par des blindages ou une orientation et un espacement appropriés des éléments et du câblage.

Il existe également avec les *triodes* des couplages parasites par la capacité grille-anode. On peut y remédier en utilisant un *neutrodyne*, ou, mieux, en remplaçant, quand c'est possible, ces tubes par des *pentodes*.

5.5 LA CONTRE-RÉACTION (OU RÉTROACTION) EN BASSE FRÉQUENCE

La contre-réaction consiste à réinjecter, à l'entrée d'un circuit une partie de la tension recueillie à la sortie de celui-ci, et ce, dans un sens tel que la tension réinjectée soit opposée à la tension à l'entrée. La *figure 5-16* représente le circuit de contre-réaction le plus simple. Si μ est le gain de l'amplificateur $AB A'B'$, β la fraction de la tension de sortie appliquée aux bornes AB d'entrée de cet amplificateur, E la tension de sortie avec contre-réaction, e la tension d'entrée, on a :

$$E = \frac{\mu \cdot e}{1 - \mu\beta}, \quad (1)$$

β étant négatif, sa valeur arithmétique est $\beta' = -\beta$ et on peut aussi écrire :

$$E = \frac{\mu e}{1 + \mu\beta'}. \quad (1 \text{ bis})$$

$1 - \mu\beta = 1 + \mu\beta'$ est le *taux de contre-réaction*.

On déduit de la formule (1) que le gain G de l'amplificateur, qui était égal à μ , est devenu égal à :

$$\frac{\mu}{1 - \mu\beta} = \frac{\mu}{1 + \mu\beta'}. \quad (2)$$

Il a donc *diminué*.

5.51 Avantages de la contre-réaction.

a) *En première approximation*, la distorsion D_0 de l'amplificateur est réduite dans le même rapport que le gain ; on a :

$$D_{\text{CR}} = \frac{D_0}{1 - \mu\beta} = \frac{D_0}{1 + \mu\beta'}. \quad (3)$$

b) *En première approximation* (c'est-à-dire si l'on admet que la tension de rétroaction est toujours opposée à la tension d'entrée, ce qui n'est pas toujours vrai), on améliore la courbe de réponse d'un amplificateur, et ce d'autant plus que μ et β sont plus grands. On a d'après (2),

$$G = \mu / (1 - \mu\beta) ;$$

si $\mu\beta \gg 1$, on :

$$G \approx -\frac{1}{\beta} \approx \frac{1}{\beta'} \quad (4)$$

On notera d'ailleurs que dans un amplificateur sans contre-réaction, on a :

$$\frac{dG}{G} = \frac{d\mu}{\mu}.$$

La variation relative de gain est égale à la variation relative d'amplification, tandis que dans un amplificateur à contre-réaction, on a :

$$\frac{dG}{G} = \frac{d\mu}{\mu} \frac{1}{1 + \mu\beta'}. \quad (5)$$

La variation relative de gain est égale à la variation relative du coefficient d'amplification, divisée par le taux de contre-réaction.

c) Dans certaines conditions (bruit de fond se produisant à l'intérieur d'un amplificateur), la contre-réaction améliore le rapport $\frac{\text{signal}}{\text{bruit de fond}}$ à tension de sortie constante.

Si a_0 est l'amplification, en l'absence de contre-réaction, entre l'endroit où le bruit de fond se produit et la sortie, et si a_f est l'amplification, en présence de contre-réaction entre l'endroit où apparaît le bruit de fond et la sortie, le facteur Σ d'amélioration du bruit de fond est donné par :

$$\Sigma = \frac{\sigma_a}{\sigma_s} = \frac{\frac{\text{signal}}{\text{bruit}} \text{ avec C. R.}}{\frac{\text{signal}}{\text{bruit}} \text{ sans C. R.}} = \frac{a_f}{a_0} \cdot \frac{1}{1 - \mu\beta} = \frac{a_f}{a_0} \cdot \frac{1}{1 + \mu\beta'}. \quad (6)$$

Si $\frac{a_0}{a_f} = \frac{1}{1 + \mu\beta'}$ (contre-réaction à l'entrée), $\Sigma = 1$, pas d'amélioration. D'ailleurs dans ce cas, pour avoir la même tension de sortie qu'en l'absence de contre-réaction, on doit multiplier le signal d'entrée par $1 + \mu\beta'$. L'amélioration obtenue est alors dénuée d'intérêt pratique.

Si $a_f/a_0 > 1/(1 + \mu\beta')$ (bruit de fond dans l'amplificateur), $\Sigma > 1$. Dans ce cas la contre-réaction est avantageuse. En particulier si le bruit de fond est dû à un mauvais filtrage de la tension anodique du dernier tube $a_f/a_0 \gg 1/(1 + \mu\beta')$ et $\Sigma \gg 1$; dans ce cas l'amélioration est considérable, et permet de se contenter, pour le (ou les) tube en question, d'un filtrage assez sommaire.

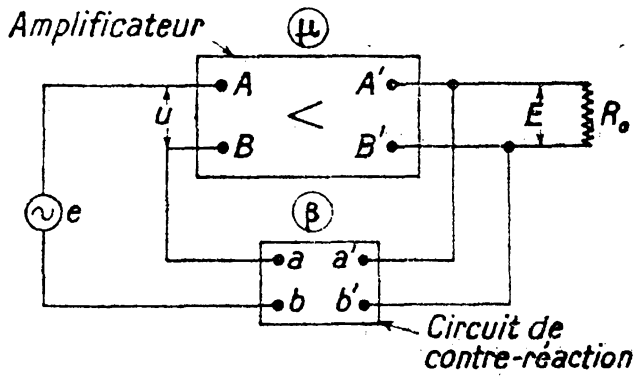


FIG. 5-16.
Principe de la contre-réaction de tension.

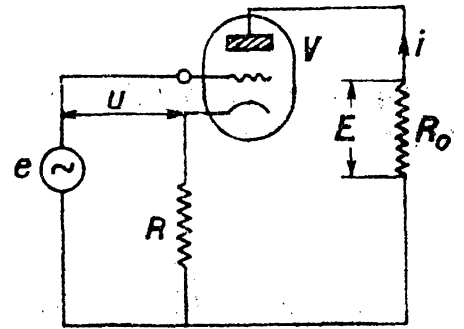


FIG. 5-17.
Tube amplificateur avec contre-réaction de courant (ou d'intensité).

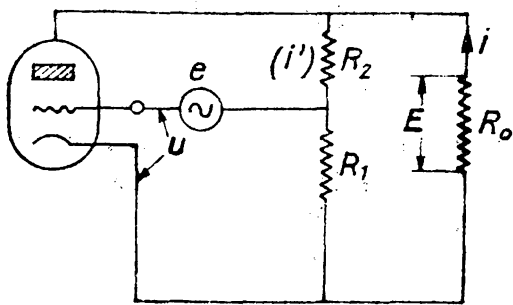


FIG. 5-18. — Tube amplificateur avec contre-réaction de tension.

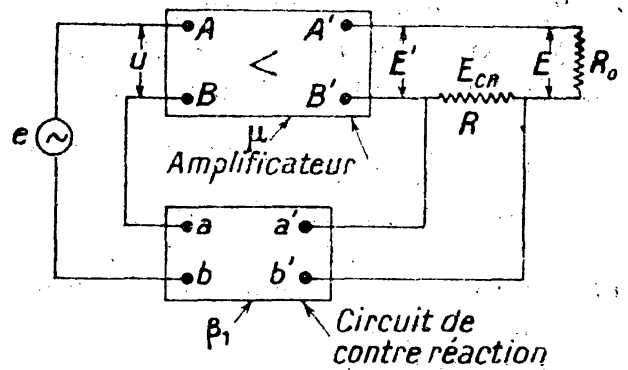


FIG. 5-19. — Principe de la contre-réaction en courant.

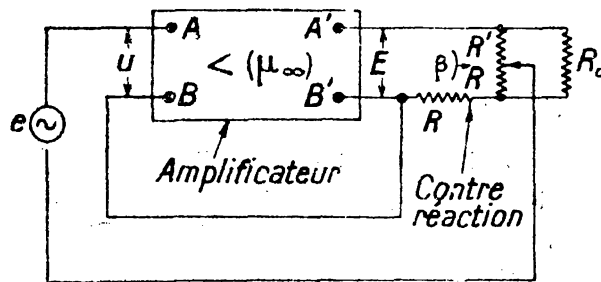


FIG. 5-20. — Schéma simple avec contre-réaction mixte.

$$\beta = \frac{B_1}{R_1 + R_2} \quad R = j R_c$$

5.52 Types divers de contre-réaction.

Outre la *contre-réaction proportionnelle à la tension* (fig. 5-16), il existe la *contre-réaction proportionnelle au courant*, ainsi que la *contre-réaction mixte courant-tension*. Les figures 5-17 et 5-18 représentent respectivement des tubes amplificateurs soumis à une contre-réaction en courant et en tension.

5.521 CONTRE-RÉACTION PROPORTIONNELLE AU COURANT (fig. 5-17).

On a, dans ce cas, $\beta = R/R_0$; d'autre part le gain G est défini par :

$$G = \frac{E}{e} = \frac{\mu}{1 - \mu\beta} = \frac{KR_0}{\varrho + R_0 + R(1 + K)} \quad (6)$$

K = coefficient d'amplification du tube ;

ϱ = résistance interne du tube ;

d'où :

$$\mu = \frac{-KR_0}{\varrho + R + R_0} \quad (\text{gain réel, sans contre-réaction})$$

$$\mu\beta = \frac{-KR}{\varrho + R + R_0}. \quad (7)$$

La distorsion D_0 du tube devient :

$$D_{CR} = \frac{D_0}{1 - \mu\beta} = \frac{D_0(\varrho + R + R_0)}{\varrho + R_0 + R(1 - K)}. \quad (8)$$

Elle est d'autant plus réduite que R et K sont plus grands.

Résistance interne du tube de la figure 5-17. Cette résistance interne, qui était égale à ϱ en l'absence de contre-réaction augmente et devient égale à :

$$\varrho' = \varrho + R(1 + K) \quad (8 \text{ bis})$$

(Ce mode de contre-réaction est sans intérêt quand on a affaire à un tube final qui débite sur un haut-parleur.)

5.522 CONTRE-RÉACTION PROPORTIONNELLE A LA TENSION (fig. 5-18).

On a ici :

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (9)$$

S , pente du tube.

$$\mu = \frac{-S}{\frac{1}{\varrho} + \left(\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_1 + R_2} \right)} \approx \frac{-S}{\frac{1}{\varrho} + \frac{1}{R_0}} \quad (10)$$

$$\mu\beta = \frac{-KR_0R_1}{R_0(R_1 + R_2) + \varrho(R_0 + R_1 + R_2)}. \quad (11)$$

D'où le gain :

$$G = \frac{\mu}{1 - \mu\beta} = \frac{\mu}{1 + \mu\beta'} = \frac{-K}{1 + \frac{\rho}{R_0} + \frac{\rho + KR_1}{R_1 + R_2}}. \quad (12)$$

Ici, la résistance interne du tube diminue, et l'on a :

$$\rho' = \frac{\rho}{1 + \frac{KR_1 + \rho}{R_1 + R_2}}. \quad (13)$$

Si K est grand, et avec $\beta = R_1/(R_1 + R_2)$, on peut écrire :

$$\rho' \approx \frac{\rho}{1 + K\beta}. \quad (13 \text{ bis})$$

Dans le cas présent, on a $\rho' \ll \rho$, et on peut alors *augmenter* le rendement d'une pentode — dont la résistance interne est très élevée — actionnant un haut-parleur, ce qui est avantageux, ce type de tube ayant un bon rendement, et n'exigeant qu'une faible polarisation. On réduit en outre la *distorsion*.

Exemple : Pentode pour laquelle : $K = 650$, $\rho = 90\,000 \, \Omega$.

$$R_1 = 50\,000 \, \Omega, \quad R_2 = 300\,000 \, \Omega.$$

On a alors :

$$\rho' = \frac{90\,000}{1 + \frac{650 \times 50\,000 + 90\,000}{350\,000}} = 955 \, \Omega.$$

La résistance interne (*fictive*) de la pentode est devenue du même ordre que celle d'une *triode finale*, d'où une excellente courbe de réponse de l'amplificateur.

5.53 Cas d'un amplificateur complexe.

5.531 CONTRE-RÉACTION EN TENSION (*fig. 5-16*).

Soit μ_∞ le gain de l'amplificateur quand $R_0 = \infty$; sa résistance interne, qui était égale, en l'absence de CR, à ρ , devient :

$$\rho' = \frac{\rho}{1 - \mu_\infty \beta} = \frac{\rho}{1 + \mu_\infty \beta'}. \quad (14)$$

Cette formule est légèrement différente de (13) du fait de l'existence du « potentiomètre diviseur de tension » $R_1 + R_2$. La résistance interne est *diminuée*.

5.532 CONTRE-RÉACTION EN COURANT (*fig. 5-19*).

On a, dans ce circuit :

$$\beta E = \beta_1 E_{CR} = \beta_1 \frac{R}{R_0} E$$

si $R \ll R_0$:

$$\mu = \frac{E}{u} = \mu_\infty \frac{R_0}{\varrho + R + R_0}.$$

Le gain :

$$\frac{E}{e} = \frac{\mu_\infty R_0}{\varrho + R_0 + R(1 - \mu_\infty \beta_1)} = \frac{\mu_\infty \cdot R_0}{\varrho - R_0 + R(1 + \mu_\infty \beta'_1)} \quad (15)$$

$$\beta'_1 = -\beta_1$$

et la résistance interne :

$$\varrho' = \varrho + R(1 + \mu_\infty \beta'_1). \quad (16)$$

La résistance interne est augmentée.

5.533 CONTRE-RÉACTION MIXTE.

Il est possible de combiner les deux types de contre-réaction des *figures 5-16* et *5-19* (tension et intensité). La *figure 5-20* représente un tel montage, susceptible d'être utilisé en pratique.

Le gain de l'amplificateur, G , est donné par :

$$G = \frac{1}{\frac{\varrho}{\mu_\infty R_0} + \frac{R}{R_0} \left(1 + \frac{1}{\mu_\infty}\right) + \frac{1}{\mu_\infty} + \beta}, \quad (17)$$

avec :

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Si μ_∞ est grand, on a

$$G \approx \frac{1}{\beta + \frac{R}{R_0}} \approx \frac{1}{\beta + \gamma} \quad (18)$$

et, pour la résistance interne ϱ' :

$$\varrho' \approx \frac{R}{\beta}. \quad (19)$$

Ce montage permet d'obtenir une impédance de sortie déterminée à l'avance (50Ω par exemple), par un choix convenable de β et R . Si G est donné, on a

$$R = \frac{\varrho' R_0}{\varrho' + R_0} \cdot \frac{1}{G} \quad (20)$$

et :

$$\beta = \frac{R_0}{\rho' + R_0} \cdot \frac{1}{G}, \quad (21)$$

à condition que $\mu_\infty \gg 1$.

5.534 MONTAGE A TENSION DE SORTIE CONSTANTE (fig. 5-21).

Supposons que l'amplificateur débite dans une impédance complexe Z , plus ou moins variable avec la fréquence. On pourra obtenir néanmoins un gain constant en introduisant dans l'amplificateur une impédance $Z' = \lambda Z$ dans un rapport constant avec Z quelle que soit la fréquence (dans la bande des fréquences utiles).

On a, ici (si $\mu_\infty \gg 1$) :

$$\rho' \approx Z \quad (22)$$

et :

$$G \approx \frac{1}{2\lambda} \approx \frac{1}{2\beta'} \quad (23)$$

$$\beta' = |\beta|.$$

Pour les valeurs exactes, se reporter à la discussion du montage de la figure 5-20.

5.5341 Montage à contre-réaction mixte en double pont (fig. 5-22). — Si μ_∞ et ρ sont les constantes de l'amplificateur en l'absence de contre-réaction, et si

$$\alpha = \frac{R'_1}{R'_1 + R'_2}, \quad \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \quad \gamma = \frac{R}{R_0}$$

on a, pour le même amplificateur avec contre-réaction :

$$\mu'_\infty = \frac{\mu_\infty}{1 + \mu_\infty \alpha \beta} \approx \frac{1}{\alpha \beta} \quad (\mu_\infty \gg 1) \quad (24)$$

et :

$$\rho' = \frac{\rho + R(1 + \alpha \mu_\infty)}{1 + \mu_\infty \alpha \beta} \quad (25)$$

Enfin, le gain est donné par la relation :

$$G = \frac{\mu_\infty}{\frac{\rho}{R_0} + (1 + \gamma) + \mu_\infty (\beta + \gamma)\alpha} \quad (26)$$

Si $\mu_\infty \gg 1$, on a :

$$G \approx \frac{1}{\alpha(\beta + \gamma)}. \quad (26 \text{ bis})$$

REMARQUES IMPORTANTES.

1) La contre-réaction n'est pas une panacée universelle, et elle ne donne de bons résultats que si l'amplificateur a été étudié pour fonctionner correctement en l'absence de contre-réaction.

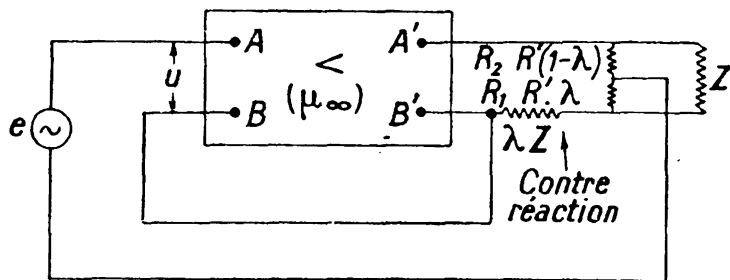


FIG. 5-21. — Montage à contre-réaction mixte prévu pour une tension de sortie constante.

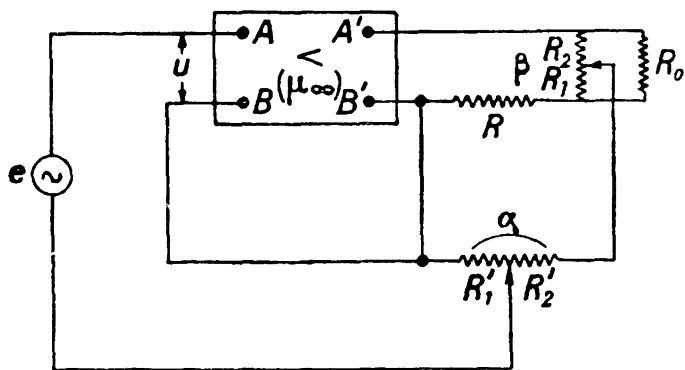


FIG. 5-22. — Montage à contre-réaction mixte en double pont.

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$\alpha = \frac{R'_1}{R'_1 + R'_2}$$

$$\gamma = R/R_0$$

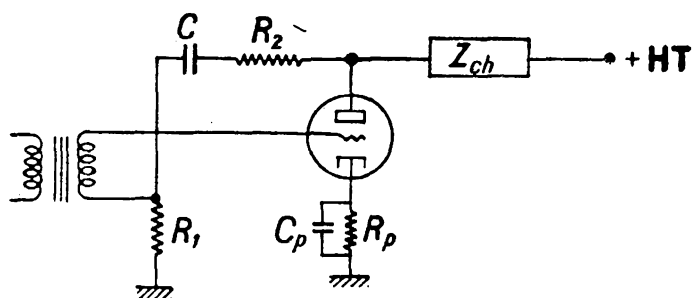


FIG. 5-23 a. — Montage pratique d'amplificateur à contre-réaction à un étage.

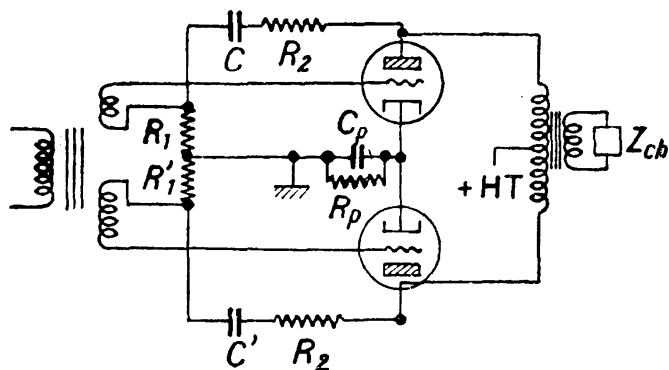


FIG. 5-23 b. — Contre-réaction en tension $R_1 = R'_1$
 $R_2 = R'_2$.

Les 2 groupes de résistances constituent des diviseurs de tension.

2) Bien que le calcul élémentaire montre que la distorsion est d'autant plus faible que le taux de contre-réaction est plus élevé, cela n'est pas toujours le cas. Un calcul plus poussé montre que

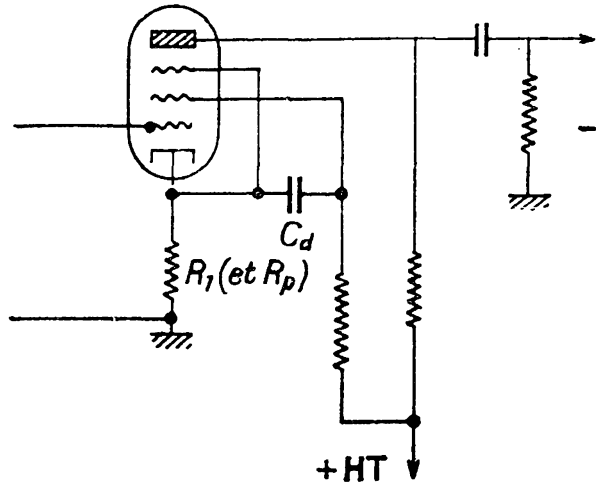


FIG. 5-23 c.
Contre-réaction en courant
(sur R_p) C_p supprimé.

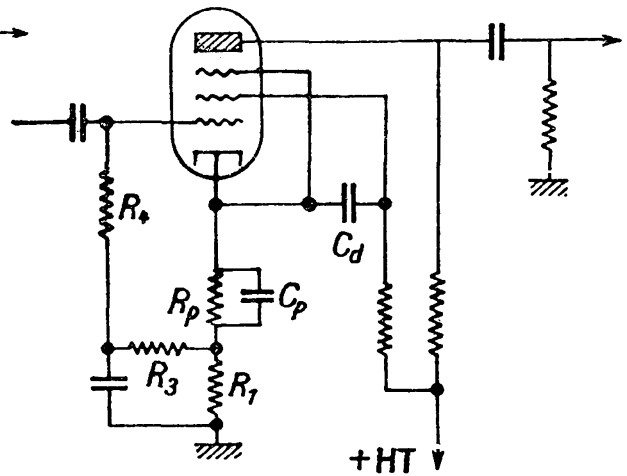


FIG. 5-23 d.
Contre-réaction en courant,
taux plus élevé que pour 5-23 c
sur R_1 ; $R_4, R_3 \gg R_1$.

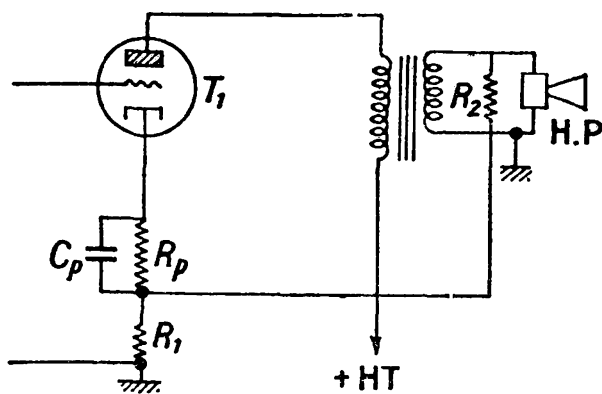


FIG. 5-23 e. — Contre-réaction en tension, R_1, R_2 diviseur (aux bornes de la bobine mobile du H. P.) ce montage peut s'appliquer aussi quand T_1 n'est que la préamplificatrice BF. Les résultats sont remarquables.

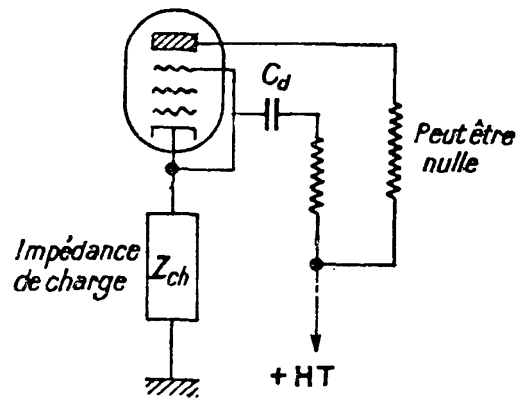
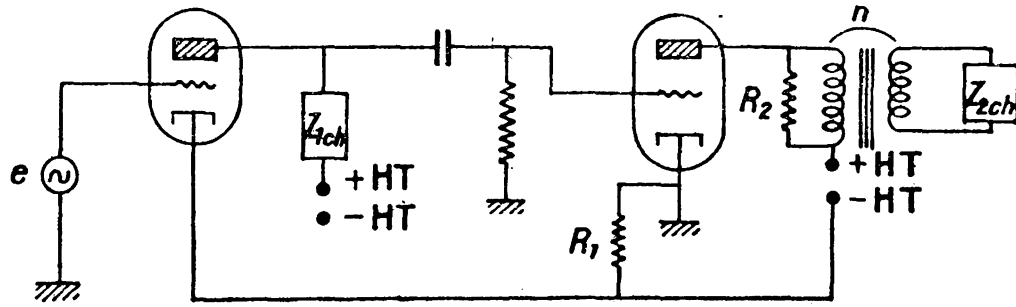


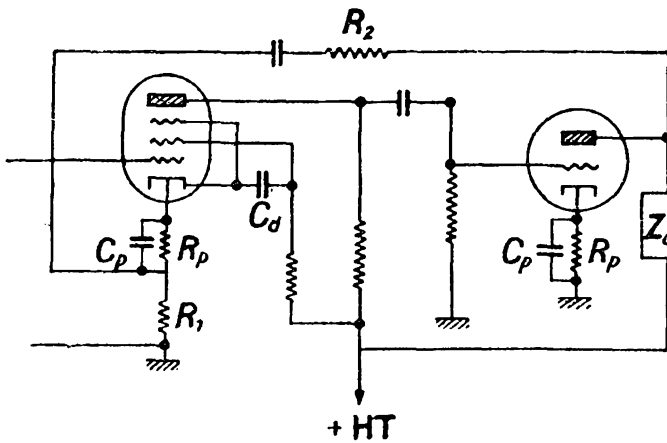
FIG. 5-23 f. — Contre-réaction dans la cathode (100 % en tension). Étage à charge cathodique.

dans certains cas, l'amplitude relative des harmoniques d'ordre supérieur à 2 augmente.

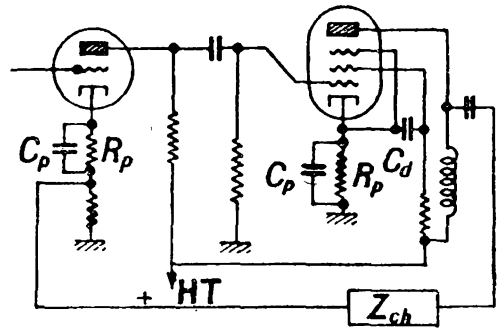
3) Tout ce qui précède suppose que la tension de contre-réaction est effectivement appliquée en opposition avec la tension d'entrée. Ce n'est pas le cas en pratique, car les divers étages amplificateurs



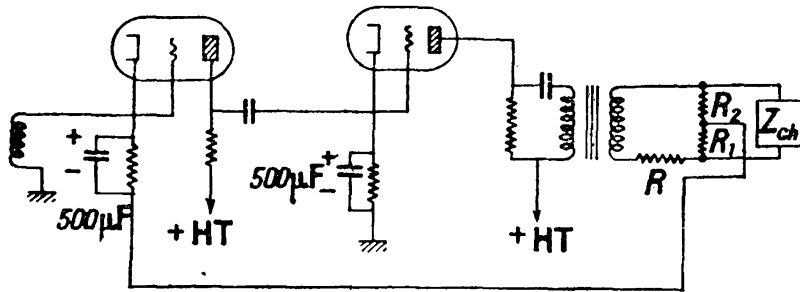
A) Montage simple analogue à celui de la figure 5-23 e, mais en partant du primaire de transfo de sortie $R_2 \gg \frac{Z_2 \text{ charge}}{n_2}$ image de la charge dans le primaire.



B) Contre-réaction en tension.



C) Contre-réaction en courant.



D) Contre-réaction mixte tension intensité (amplificateur à haute fidélité).

FIG. 5-24. — Montages pratiques d'amplificateurs à contre-réaction à deux étages.

introduisent des déphasages, si bien qu'à certaines fréquences, on a une réaction *positive*, ce qui fait *osciller* l'amplificateur (accrochage).

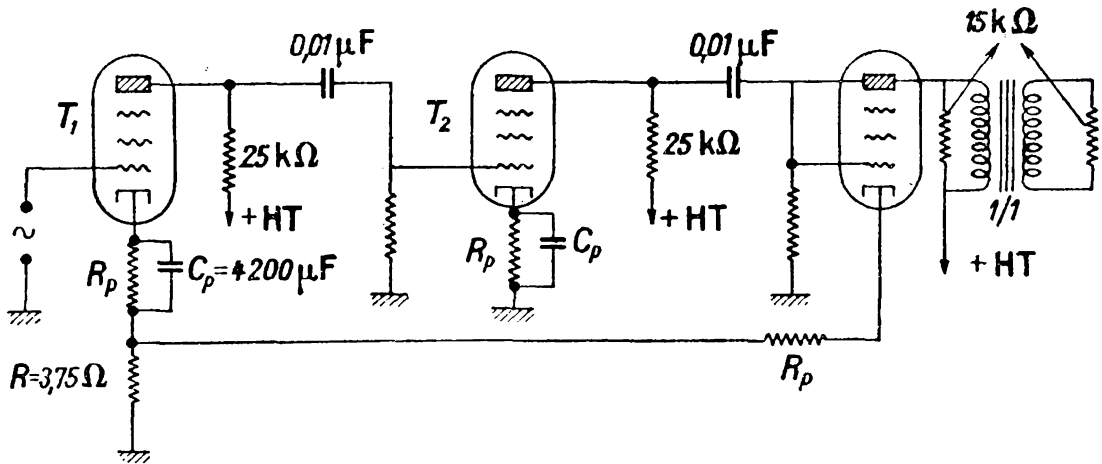


FIG. 5-25. — Amplificateur à contre-réaction à gain élevé (66 dB) et grande stabilité (64 dB de contre-réaction) pour répéteurs téléphoniques (brevet L. M. T.) à 3 tubes genre R. 116.

Nota : 1) On n'a pas représenté pour simplifier, les connexions de suppressor et d'écran.

2) On a, d'autre part $\beta = \frac{3,75 \Omega}{7\,500 \Omega} = \frac{1}{2\,000}$, $7\,500 = 2 \times 15\,000 \Omega$ en parallèle.

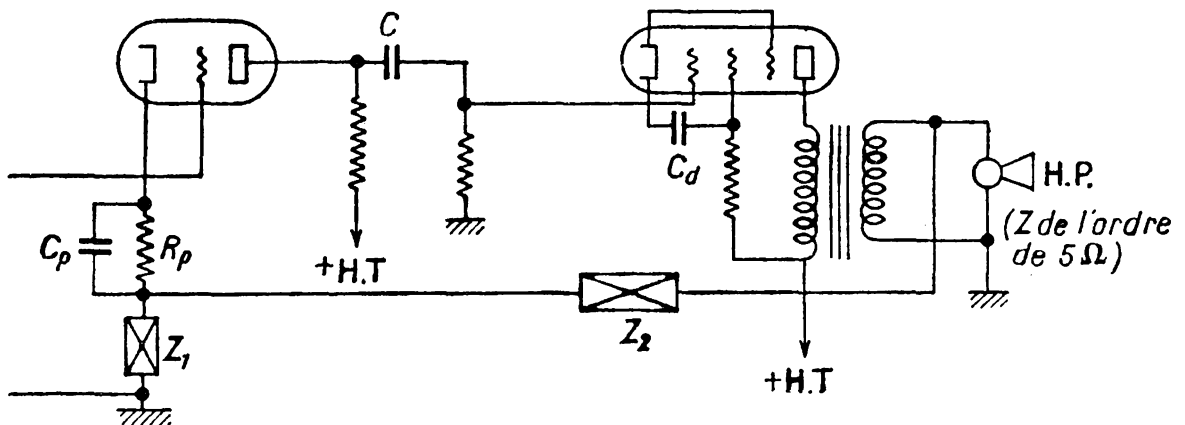
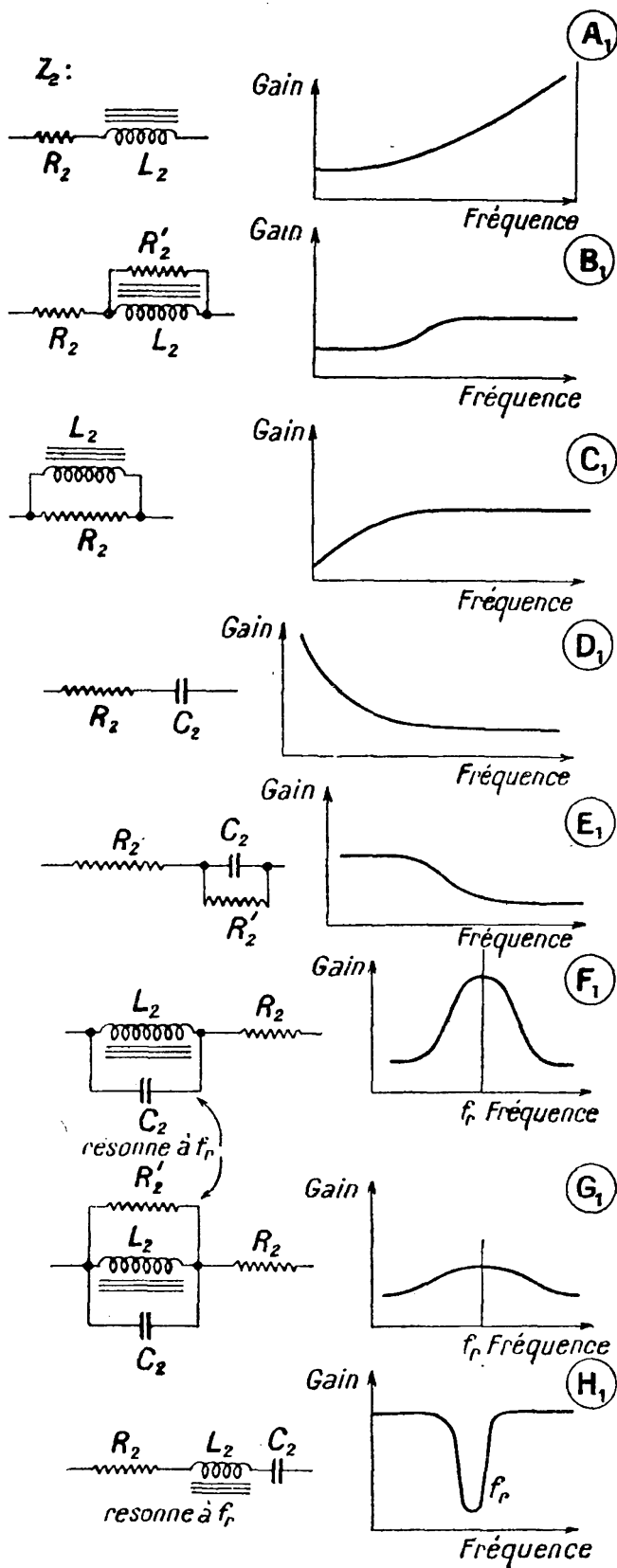


FIG. 5-26. — Correction par C. R. La figure représente un amplificateur à contre-réaction de tension dont la courbe est à corriger

Pratiquement, on ne peut pas toujours appliquer la contre-réaction à un amplificateur à deux étages à transformateurs, et on ne peut *jamais* l'appliquer à un amplificateur à résistances à trois étages sans prendre certaines précautions pour limiter le gain ou le déphasage de ce dernier.

Cas où Z_1 est une résistance pure et Z_2 est une impédance.



Cas où Z_2 est une résistance pure et Z_1 est une impédance.

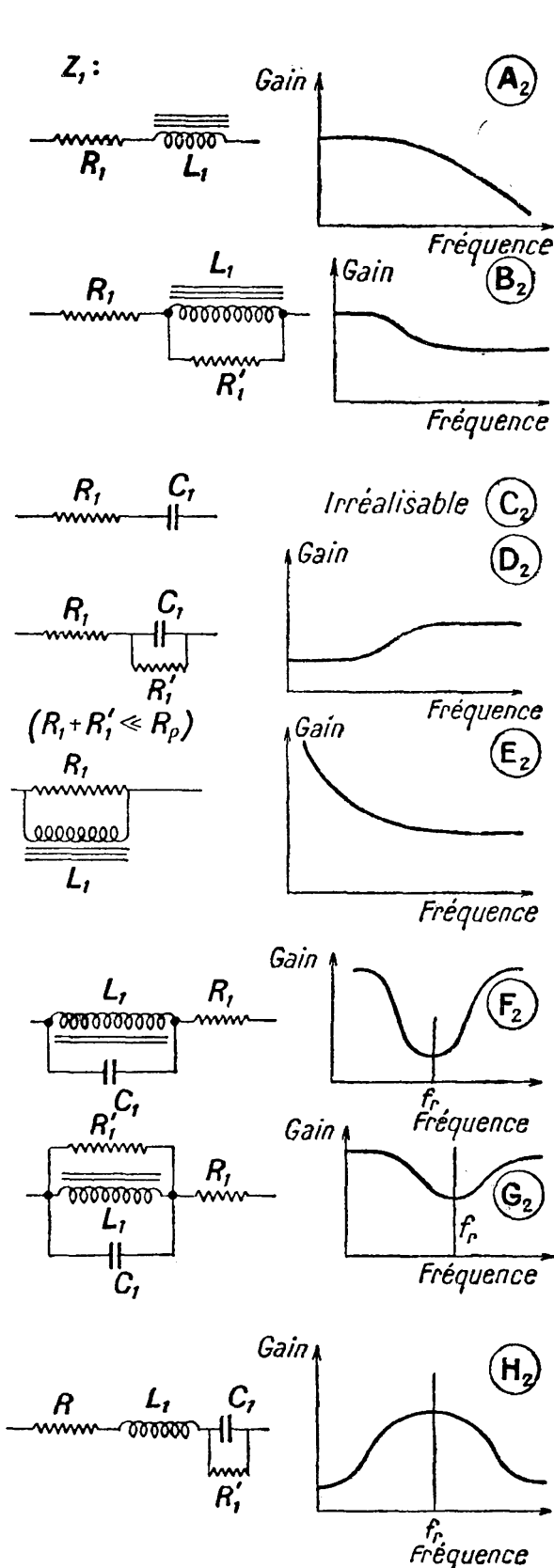


FIG. 5-27. — Modifications apportées à la nature de la courbe de réponse de l'amplificateur de la figure 5-26 quand Z_1 ou Z_2 n'est pas une résistance pure.

Dans le cas de trois étages identiques, on doit avoir $\mu\beta' \leq 8$, $1 + \mu\beta' \leq 9$. Si on veut augmenter $1 + \mu\beta'$, on devra prévoir un étage ayant une caractéristique de réponse en fréquence plus plate que les deux autres. Si, pour les fréquences élevées, n est le quotient de la fréquence f_{α_0} correspondant à une diminution du gain de 3 dB pour l'étage à courbe de réponse plate, par la fréquence f_{α_p} correspondant à -3 dB pour les deux autres ($n = f_{\alpha_0}/f_p$), on peut admettre :

$$\mu\beta' \leq \frac{2(n+1)^2}{n}. \quad (27)$$

Si, pour les basses fréquences, on a de même $n' = f'_p/f'_{\alpha_0}$ et f'_p et f'_{α_0} étant, respectivement, les fréquences à -3 dB pour les étages à courbe de réponse moins plate, et plate, on devra, si $n \neq n'$, porter la plus petite de ces deux valeurs dans (27).

Les figures 5-23 à 5-26 ci-dessus représentent quelques schémas pratiques d'amplificateurs à contre-réaction à 1, 2 et 3 étages.

5.54 Utilisation pratique de la contre-réaction pour modifier la courbe de réponse d'un amplificateur.

Cette application est très courante dans la réalisation de postes récepteurs de radiodiffusion, et permet d'obtenir plusieurs tonalités.

On traitera ici le cas le plus fréquemment rencontré en pratique : amplificateur BF avec contre-réaction en *tension* entre la cathode de la lampe préamplificatrice et l'enroulement secondaire du transformateur de sortie ; on utilise, en général, dans ces amplificateurs, la CR en tension pour diminuer la résistance de sortie de la pentode finale, et améliorer la reproduction, en amortissant les résonances parasites du haut-parleur.

On rappelle que le gain G d'un amplificateur à contre-réaction, dont le gain, *sans* CR est égal à μ , et dans lequel on réinjecte une fraction β de la tension de sortie est :

$$G = \frac{\mu}{1 + \mu\beta} \approx \frac{1}{\beta} \quad \text{si} \quad \mu\beta \gg 1. \quad (1)$$

Si on utilise le schéma de la figure 5-26, et si Z_1 et Z_2 représentent des résistances ou des impédances, on a :

$$\beta = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} \quad (2)$$

et:

$$G \approx \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right). \quad (3)$$

Il résulte de (3) que :

a) Si Z_1 est ohmique ($Z_1 = R_1 = C^{te}$), le gain g augmentera ou diminuera avec Z_2 ; b) si Z_2 est ohmique ($Z_2 = R_2 = C^{te}$), le gain g augmentera quand Z_1 diminuera et diminuera quand Z_1 augmentera. La *figure 5-27* représente d'une manière explicite ce qui se produit quand Z_1 ou Z_2 varie.

Les formules (1), (2) et (3) ci-dessus permettent de préciser l'allure des courbes, les valeurs des impédances Z_1 ou Z_2 étant données par des formules classiques. On notera qu'en faisant varier à l'aide d'un contacteur, etc. les valeurs de L , R ou C , on peut modifier l'allure des courbes de réponse (contrôle de tonalité).

CHAPITRE 6

ANTENNES ET AÉRIENS

CONSIDÉRATIONS PRATIQUES

6.1 GÉNÉRALITÉS SUR LES ANTENNES

6.11 Hauteur effective (ou de rayonnement) d'une antenne.

La hauteur effective d'une antenne A est la longueur h_{eff} d'une antenne équivalente, verticale, qui serait parcourue sur toute sa hauteur par un courant égal à celui existant I_0 au ventre d'intensité de l'antenne A , et qui produirait le même champ que la première à la surface d'un sol parfaitement conducteur (MESNY).

Si dZ est un élément de l'antenne A parcouru par un courant I , on a :

$$I_0 \cdot h_{\text{eff}} = \int_0^h I \cdot dZ.$$

La hauteur effective dépend des dimensions géométriques de l'antenne (en fonction de la longueur d'onde λ).

Une antenne composée d'un *fil rectiligne* vertical a une hauteur effective :

$h_{\text{eff}} = h/2$ si $h \ll \lambda$, et si l'antenne n'est pas chargée ;

$h_{\text{eff}} = h$ si $h \ll \lambda$ et si l'antenne est chargée par une *forte capacité* (antenne en nappe, en parapluie, etc.).

Quand h/λ augmente, les valeurs précédentes ne sont plus valables et la hauteur effective, toujours comprise, en général entre $h/2$ et h doit être calculée par une formule plus complexe, tenant compte de la répartition du courant.

Dans le cas de l'adjonction d'une *nappe horizontale* à une antenne, cette nappe rayonne. Si les dimensions de cette nappe sont grandes par rapport à la hauteur h de l'antenne, elle contribue au champ

rayonné par l'émetteur, et sa hauteur effective h'_{eff} est donnée par :

$$h'_{\text{eff}} = \frac{\lambda}{2\pi} \left(1 - \cos 2\pi \frac{h}{\lambda} \right)^{-1/2} \quad \text{si} \quad \frac{h}{\lambda} \ll 1, \quad h'_{\text{eff}} \approx \frac{2\pi h^2}{\lambda},$$

pour $h = 10 \text{ m}, \quad \lambda = 3\,000 \text{ m}, \quad h'_{\text{eff}} = 0,21 \text{ m}.$

Pratiquement, dans le cas d'une antenne complexe, on détermine la hauteur effective soit par comparaison avec des aériens déjà existants, soit par la détermination du champ rayonné. Les indications ci-après, empruntées à RIGAL (*Cours de radioélectricité générale*, éditions Eyrolles), serviront utilement de guide au lecteur.

6.111 HAUTEUR EFFECTIVE D'UNE ANTENNE DANS QUELQUES CAS SIMPLES.

Si on pose, pour simplifier, $\gamma = 2\pi/\lambda$, la hauteur effective d'une antenne verticale de longueur h est donnée par :

$$h_{\text{eff}} = \frac{1 - \cos \gamma h}{\gamma \sin \gamma h} = \frac{\text{tg} \frac{\pi h}{\lambda}}{\frac{2\pi}{\lambda}} \approx \frac{h}{2} \quad \text{si} \quad \frac{h}{\lambda} \ll 1. \quad (1)$$

si on prend la valeur du courant à la base.

Si $h > \lambda/4$, et si l'on prend la valeur de l'intensité en un ventre de courant, on peut écrire :

$$h_{\text{eff}}^{\text{M}} = \frac{1 - \cos \gamma h}{\gamma}, \quad (2)$$

pour $h = \lambda/2, \quad h_{\text{eff}}^{\text{M}} = 0,64 h.$

On a déjà indiqué que la présence d'une nappe augmente sensiblement la hauteur effective d'une antenne, non pas par son rayonnement propre mais parce qu'elle augmente sa *capacité* comme on le verra ci-dessous ; en attendant, voici un tableau donnant les valeurs de h_{eff} ou de $h_{\text{eff}}^{\text{M}}$ dans quelques cas simples [d'après (1) et (2)] :

$h \ll \lambda$	$h_{\text{eff}} \approx 0,5 h$
$h = \frac{\lambda}{4}$	$h_{\text{eff}}^{\text{M}} = 0,64 h$
$h \approx \frac{7\lambda}{18}$	$h_{\text{eff}}^{\text{M}} = 0,72 h$ (maximum)
$h = \frac{\lambda}{2}$	$h_{\text{eff}}^{\text{M}} = 0,64 h$
$h = \lambda$	$h_{\text{eff}}^{\text{M}} = 0$
$h = 1,5 \lambda$	$h_{\text{eff}}^{\text{M}} = 0,21$

6.12 Résistance de rayonnement d'une antenne R_R .

Elle correspond à la puissance réellement émise dans l'espace par l'aérien. Pour $h \leq \lambda/4$, on a, à $\pm 5\%$ près :

$$R_R = 765 \left(\frac{h_{\text{eff}}}{\lambda} \right)^2 \text{ ohms.} \quad (3)$$

6.13 Calcul des constantes d'une antenne.

Ce calcul est assez complexe. On donnera ci-dessous quelques indications (cas simples) empruntées à VEAUX, *Étude des circuits* éditions Eyrolles.

6.131 CAPACITÉS.

1) Capacité C_1 par rapport au sol d'un seul fil de diamètre $d \ll h$, h étant sa hauteur au-dessus du sol. On a :

$$C_1 \approx \frac{0,24}{\log \frac{4h}{d}}, \quad (4)$$

en pF/cm.

2) Capacité C_1 par rapport au sol de deux fils parallèles entre eux et parallèles — à la même hauteur — au sol. Si D est la distance des deux fils, on a, avec $D \ll h$ et $d \ll h$:

$$C_1 \approx \frac{0,483}{\log \frac{4h}{d} + \log \frac{2h}{D}}, \quad (5)$$

en pF/cm.

3) Capacité par rapport au sol d'une nappe de n fils équidistants :

$$C_{1(\text{pF/cm})} = \frac{10}{9 \left[\frac{p_{11} + (n-1)p_{12}}{n} - k \right]}, \quad (6)$$

avec :

$$p_{11} \approx 4,6 \lg \frac{4h}{d},$$

$$p_{12} \approx 4,6 \lg \frac{2h}{D},$$

$l \gg 4h$ (l longueur de la nappe).

k est fonction de n :

TABLEAU 1.

n	k	n	k	n	k
2	0,000	8	1,66	14	2,63
3	0,308	9	1,86	15	2,74
4	0,621	10	2,05	16	2,85
5	0,906	11	2,22	17	2,95
6	1,18	12	2,37	18	3,04
7	1,43	13	2,51	19	3,14
				20	3,24

A titre d'exemple, la capacité totale d'une nappe de 10 fils de 2 mm de diamètre, à 21 m au-dessus du sol est d'environ 2 400 pF.

6.132 IMPÉDANCES.

6.1321 *Cas d'un fil vertical.* — On la calcule à partir des grandeurs unitaires L_1 et C_1 données par RIGAL (fig. 6-1), on a :

$$Z_c = \sqrt{L_1/C_1}, \quad (7)$$

Z_c en ohms si L_1 en henrys, C_1 en farads.

6.1322 *Cas d'un fil horizontal.* — L'impédance Z_c est encore donnée par (7) mais avec :

$$L_1 = 4,6 \times 10^{-3} \lg \frac{4h}{d} \mu\text{H/cm}, \quad (8)$$

C_1 est donné par (4).

6.1323 *Cas de plusieurs fils.* — C_1 est donné par (5) (deux fils) ou (6) (> 2 fils) et le tableau 1. Si h est la hauteur de la nappe, et l sa longueur, l'inductance L_1 est donnée par :

a) Si $\frac{2h}{l} \leq 1$:

$$L_1 = \left[4,6 \lg \frac{4h}{d} - 2P \right] \cdot 10^{-3} \mu\text{H/cm}. \quad (9)$$

b) Si $\frac{l}{2h} \leq 1$:

$$L_1 = \left[4,6 \lg \frac{4l}{d} - 2Q \right] \cdot 10^{-3} \mu\text{H/cm}, \quad (9 \text{ bis})$$

P et Q étant donnés par le tableau 2.

De même, on obtiendra les coefficients d'induction mutuelle

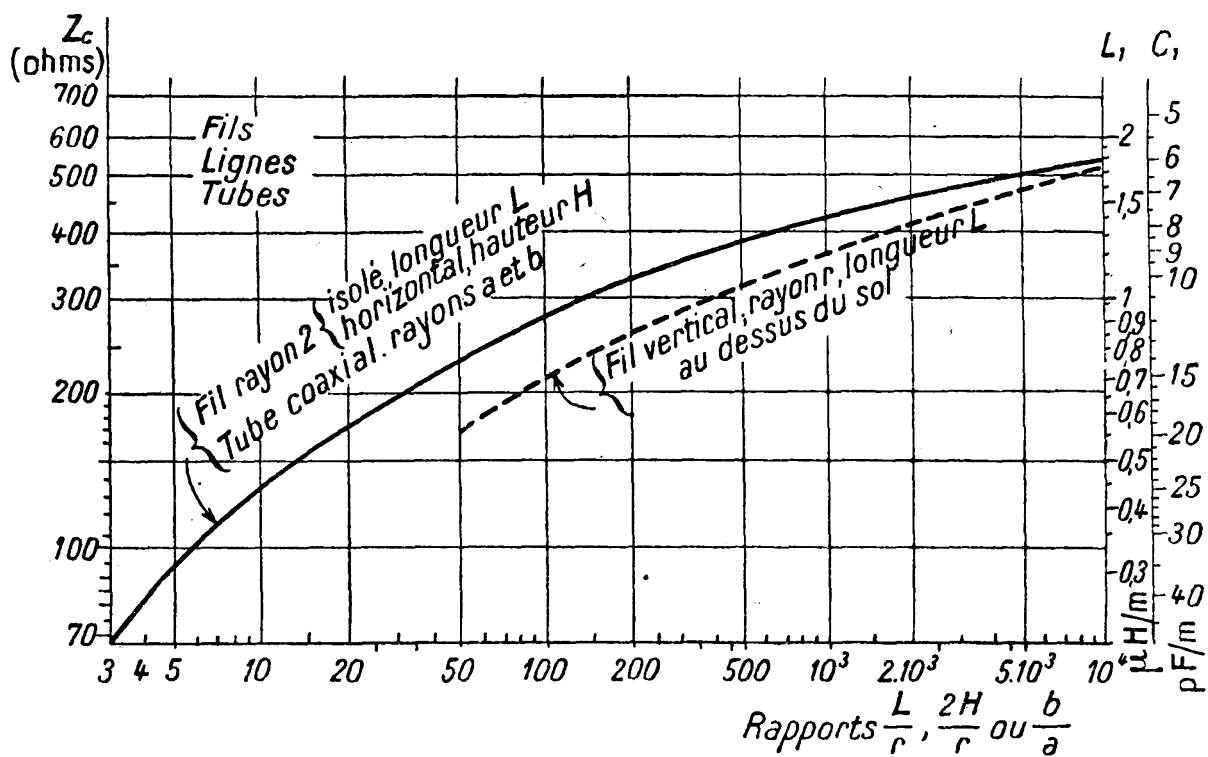


FIG. 6-1. — Fils, antennes, pylônes, tubes, lignes, feeders.

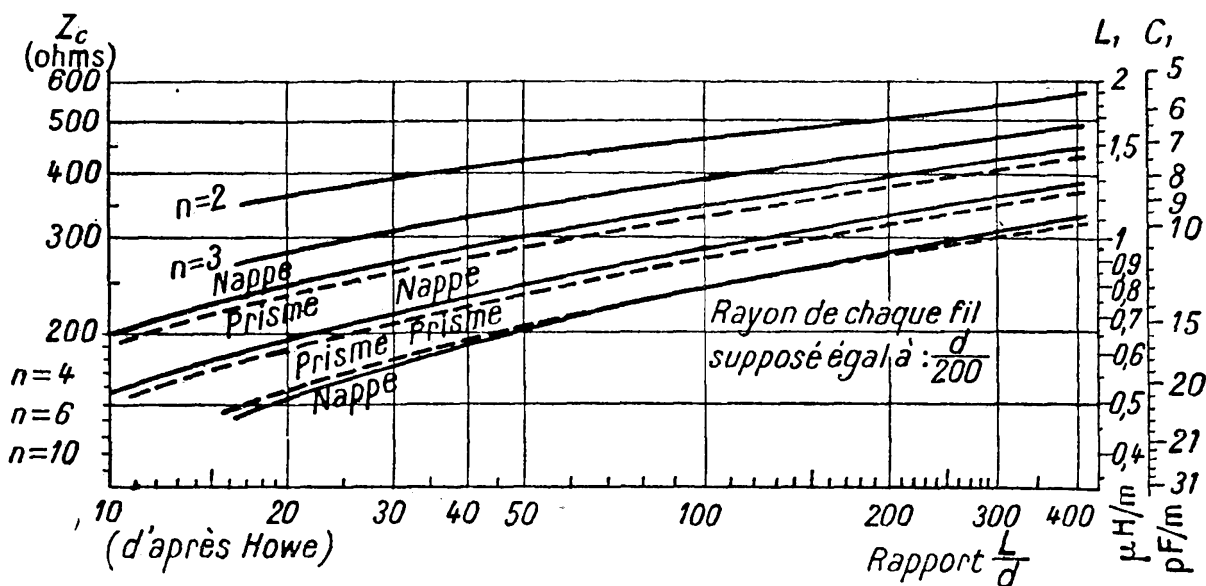


FIG. 6-2. — Nappes, prismes.

n : fils ; d : écartement ; L : longueur.

entre deux fils de la nappe, parallèles, horizontaux, et parcourus par des courants égaux et de même sens, à la distance D :

a) Si $\frac{2h}{l} \leq 1$:

$$M_1 = \left[4,6 \log \frac{2h}{D} - 2P + 2 \frac{D}{l} \right] 10^{-3} \mu\text{H/cm.} \quad (10)$$

b) Si $\frac{l}{2h} \leq 1$:

$$M_1 = \left[4,6 \log \frac{2l}{D} - 2Q + 2 \frac{D}{l} \right] 10^{-3} \mu\text{H/cm,} \quad (10 \text{ bis})$$

P et Q sont encore donnés par le tableau 2.

TABLEAU 2.

$\frac{2h}{l}$ ou $\frac{l}{2h}$	P	Q	$\frac{2h}{l}$ ou $\frac{l}{2h}$	P	Q
0,0	0	1,000			
0,1	0,0975	1,050	0,6	0,514	1,292
0,2	0,190	1,100	0,7	0,584	1,337
0,3	0,278	1,149	0,8	0,651	1,382
0,4	0,361	1,198	0,9	0,714	1,425
0,5	0,439	1,245	1,0	0,774	1,467

Pour l'ensemble de la nappe, on calcule d'abord l'inductance propre L_1 de chaque conducteur par (9) ou (9 bis), puis M_1 par (10) ou (10 bis). L'inductance linéique L_1^N de la nappe est donnée par (11), la quantité k' étant une fonction de n donnée par le tableau 1 :

$$L_1^N = \left[\frac{L_1 + (n-1)M_1}{n} - 0,001 k \right] \mu\text{H/cm} \quad (11)$$

et l'impédance de la nappe, toujours donnée par (7), fait intervenir C_1 donnée par (6).

Remarque. — On peut résoudre beaucoup plus facilement ce problème en utilisant les courbes données dans l'ouvrage de RIGAL (fig. 6-2).

6.1324 *Types d'antennes plus complexes.* — Ce calcul est compliqué et le lecteur est prié de se reporter aux formules d'ALBAGLI et GAUTHIER (Aide-mémoire d'Électronique).

On se bornera ici à quelques indications d'ordre pratique.

Antenne pylône de radiodiffusion : antenne de 100 m environ de hauteur ; pylône carré de 4×4 m : $Z_c = 200 \Omega$.

Antenne pour $\lambda = 255$ m, $h = 155$ m : conducteur vertical dans une tour de bois : $Z_c = 540 \Omega$.

Aérien Chireix-Mesny en dents de scie.

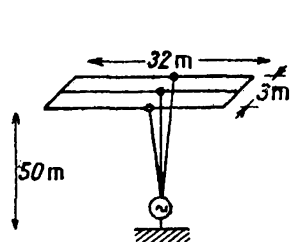
L'impédance Z_c d'un fil est comprise entre 350 et 400 Ω .

6.133 LONGUEURS D'ONDES FONDAMENTALES λ_1 ET CAPACITÉS D'ANTENNES DIVERSES.

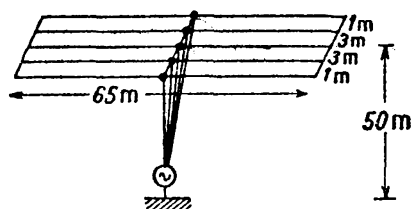
Ces quantités sont données, dans le tableau 3, à titre d'exemple, pour les antennes de la figure 6-3. Elles varieraient proportionnellement au rapport d'homothétie pour des antennes rigoureusement semblables (y compris les diamètres des conducteurs).

TABLEAU 3.

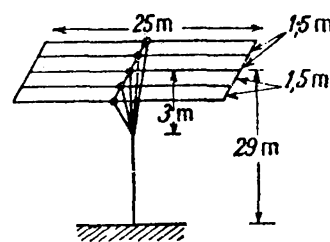
TYPE D'ANTENNE							λ_1 (mètres)	C TOTALE (picofarads)
<i>Antenne en T (fig. 6-3 A)</i>							335	850
— <i>(fig. 6-3 B).....</i>							500	1 340
— <i>(fig. 6-3 C)</i>							427	630
<i>Antenne en parapluie (fig. 6-3 D et 6-3 G) avec contrepoids :</i>								
l_1	n_1	l_2	n_2	h	l_3	l_4		
25	12	60	12	1,2	30	8	415	700
25	6	60	6	1,2	30	8	385	350
25	3	60	3	1,2	30	8	310	200
<i>Antenne en double cône (fig. 6-3 E) :</i>								
l_1	n_1	l_2	n_2	h	l_3	l_4		
7,25	4	24	4	1,5	2	2	135	180
<i>Antenne réceptrice 2 fils parallèles horizontaux espacés de 1 m, avec une descente de 10 m (fig. 6-3 E)</i>							120	230



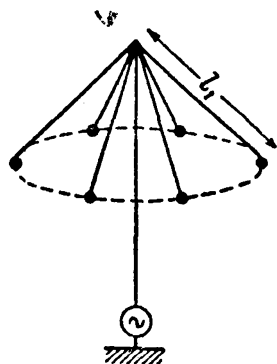
A) Aérien en T.



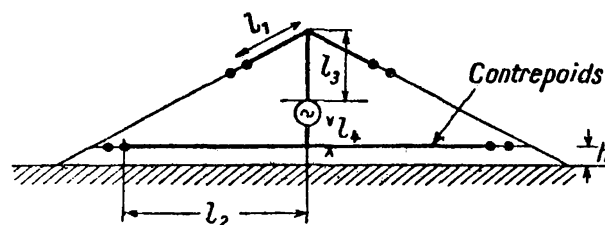
B) Aérien en T.



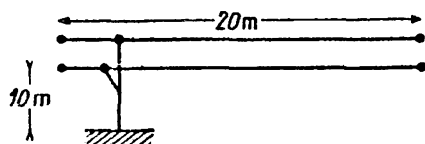
C) Antenne en T.



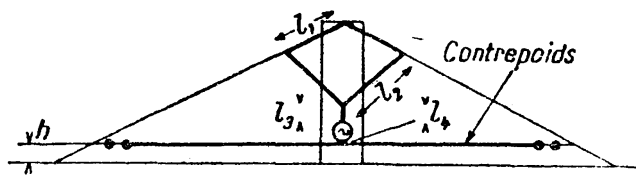
D) Antenne parapluie
• = isolateur.



G) Antenne parapluie avec contrepoids
(vue schématique) • = isolateur.
(Les brins du contrepoids sont au-dessous de chaque brin de l'aérien).



F) Antenne de réception.



E) Antenne en double cône ; • = isolateur
(Vue schématique. Les brins du contrepoids sont au-dessous de chaque couple de brins de longueurs l_1 et l_2 .)

FIG. 6-3. — Types divers d'aériens.

6.2 ANTENNES A LARGE BANDE (POUR TÉLÉVISION, etc.)

Les antennes à large bande sont, outre les antennes hélicoïdales et diélectriques étudiées par ailleurs (chap. 6, Aide-mémoire n° 1), des aériens ayant des dimensions transversales importantes ; leur capacité est ainsi augmentée, leur inductance et leur coefficient de surtension Q réduits, au contraire, d'où augmentation de la largeur de bande.

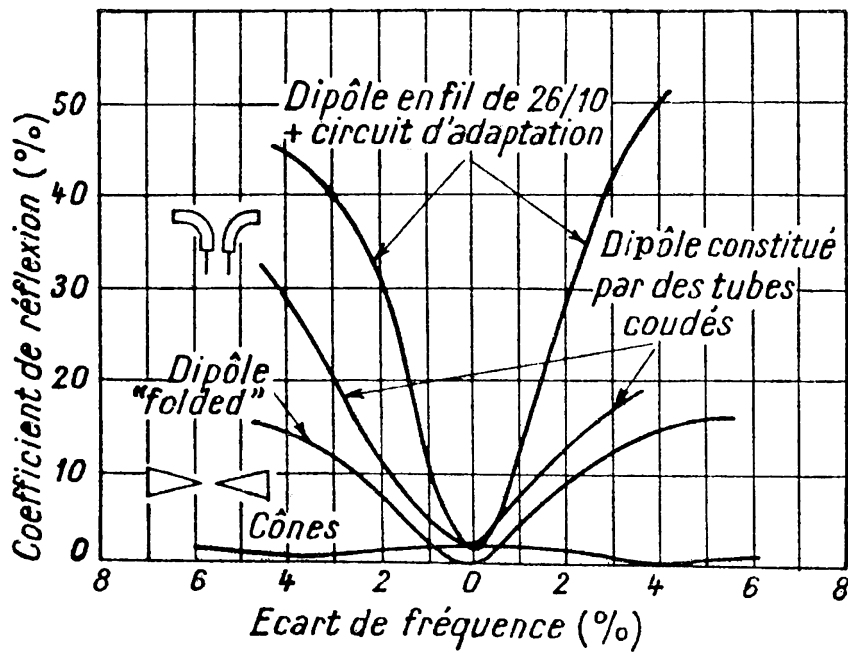


FIG. 6-4.

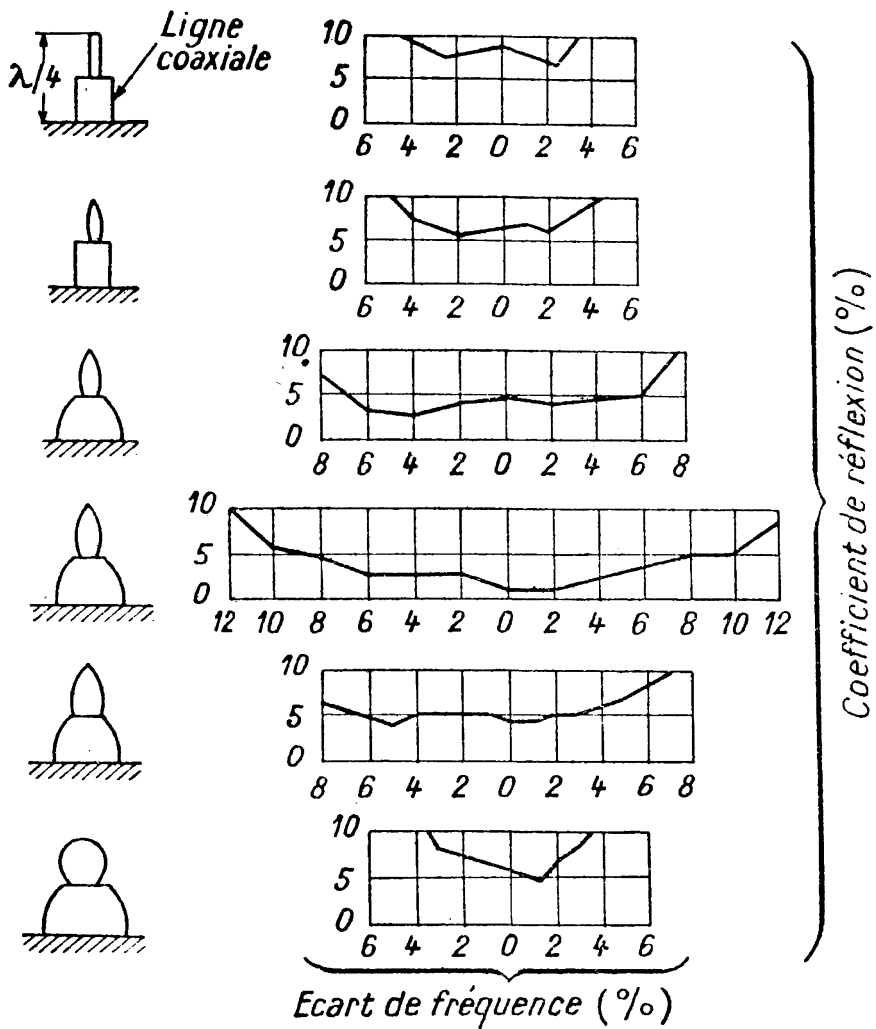


FIG. 6-5.

Les antennes utilisées sont cylindriques, coniques, cylindro-ogivales ou coniques, etc., ou composées de plusieurs éléments épais différents, tels que cylindre + cône, ogive + cône, etc. Les figures 6-4 et 6-5 ci-contre indiquent les coefficients de réflexion (en %) pour les écarts en fréquence (en %) indiqués.

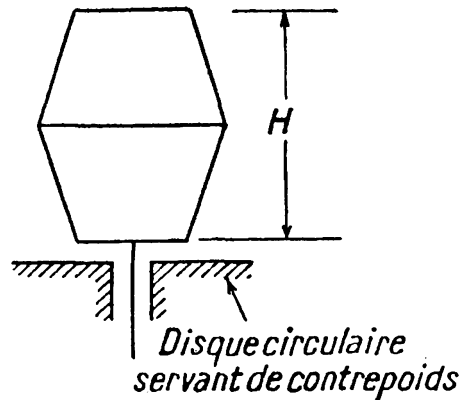


FIG. 6-6. — Antenne biconique de Zincke.

L'antenne « folded » ou « trombone », étudiée par ailleurs, permet d'obtenir un taux d'ondes stationnaires $T \leq 2$ pour λ_1/λ_2 compris entre 1,25 et 1,49.

Signalons enfin l'ensemble bicône + disque (fig. 6-6) de ZINCKE qui, avec $\mathcal{C} \leq 2$ autorise, avec un feeder de $Z_c = 35 \Omega$, un rapport de longueurs d'ondes λ_2/λ_1 voisin de 1,50, avec $\lambda_2 = 3,05 H$.

6.21 Antenne pour télévision.

Les antennes pour télévision doivent, pour assurer une qualité acceptable de l'image, satisfaire à des conditions beaucoup plus rigoureuses. Un TOST de 2, correspondant à un coefficient de réflexion ρ de 33,3 % est inadmissible. Dans le cas présent, $\rho \leq 5 \%$ et :

$$|dZ/Z_0| \leq \pm 0,1,$$

Z_0 étant la valeur moyenne de l'impédance d'antenne dans la bande considérée. Les réflexions entre l'antenne et le feeder tendent, non seulement à atténuer les fréquences élevées, correspondant aux détails fins de l'image, mais à produire, à la réception, des images « fantômes » faibles, décalées par rapport à l'image principale. Les antennes des figures 6-4 et 6-5 conviennent, par conséquent, particulièrement bien dans le cas présent. Toutefois le dipôle replié (trombone) qui isolément ne convient pas, donne de bons résultats en tant qu'« élément d'un aérien » tourniquet, du fait que les deux moitiés d'un élément du tourniquet sont alimen-

tées avec un déphasage de $\pi/2$, par des lignes de longueurs inégales : il se produit alors, dans ces conditions, une certaine compensation des désadaptations des deux éléments en quadrature, qui augmente sensiblement la largeur de bande utilisable.

En ce qui concerne les antennes *réceptrices* de télévision, les conditions sont moins rigoureuses. Il est plus important d'adapter correctement le feeder au récepteur que l'antenne au feeder. Toutefois, une désadaptation excessive de l'aérien peut provoquer des déformations de certaines parties de l'image.

Les désadaptations à l'entrée du récepteur donneront, par contre, facilement lieu à des images fantômes. On aura intérêt, pour adapter le récepteur sur une large bande, à rendre son impédance à peu près purement ohmique dans la dite bande ; ce procédé présente toutefois l'inconvénient de réduire le gain réalisable entre l'entrée et la grille du premier tube.

Un autre problème délicat est celui de l'orientation de l'antenne pour éviter de capter les ondes réfléchies par les obstacles voisins, qui donnent également lieu à des images fantômes. On ne peut procéder qu'*empiriquement* en faisant varier l'emplacement et l'orientation de l'antenne jusqu'à ce que la visibilité de ces images fantômes soit réduite au minimum. On peut faciliter parfois la mise en place de l'antenne en mesurant la distance entre l'image utile et l'image fantôme. Si l'on tient compte de ce qu'une ligne horizontale d'un récepteur 819 lignes est parcourue en 48,8 microsecondes, si L est la longueur d'une ligne, d la distance entre les deux images, la distance D de l'obstacle réfléchissant est donnée par :

$$D_{\text{mètres}} \approx \frac{7\,320 \cdot d}{L}$$

Si $d = 0,1$ cm, $L = 29$ cm, on a :

$$D \approx \frac{7\,320 \times 0,1}{29} \approx 25 \text{ m.}$$

Pratiquement on utilisera un dipôle $\lambda/2$ ($2 \times \lambda/4$) de 1 cm de diamètre, éventuellement complété par des éléments directeurs et réflecteurs (antenne YAGI), qui augmentent l'intensité de la réception, tout en réduisant fréquemment l'influence des réflexions parasites. On amènera l'énergie HF au récepteur par une ligne bifilaire, adaptée à l'antenne par une ligne bifilaire longue de $\lambda/4$, en conducteurs de grand diamètre. Les résultats, à la réception, seront tout à fait satisfaisants.

6.3 RADIOGONIOMÉTRIE

6.31 Principe.

La radiogoniométrie est basée sur le fait que les ondes radio-électriques se propagent à la surface de la terre en suivant (en principe) un arc de grand cercle. On utilise dans cette technique des antennes directionnelles (en général à la réception plutôt qu'à l'émission) et, le plus souvent, des *cadres* récepteurs qu'on oriente à l'extinction du signal reçu, l'émetteur étant alors dans une direction perpendiculaire à leur plan. Si l'on utilise la radiogoniométrie pour déterminer la position d'un navire, d'un avion, etc., il est indifférent que le navigateur détermine les relèvements d'ondes émises par des émetteurs connus, ou fasse relever la position de son émetteur de bord par des récepteurs terrestres situés en des emplacements déterminés. La précision du procédé n'est pas absolue, les relèvements pouvant être affectés d'erreurs de l'ordre de 1° à 10° , suivant la longueur d'onde utilisée et dont l'importance croît quand le trajet de l'onde suit à peu près une côte et est long. Il en est de même dans les régions montagneuses quand le trajet de l'onde passe par une vallée ou des crêtes. De même l'ionosphère perturbe la propagation des ondes courtes. Pour cette raison, alors que deux relèvements suffiraient théoriquement à localiser un émetteur, on en utilise au moins 3, dont les trois points d'intersection 2 à 2, matérialisent un *triangle d'erreur* donnant un ordre de grandeur de la précision.

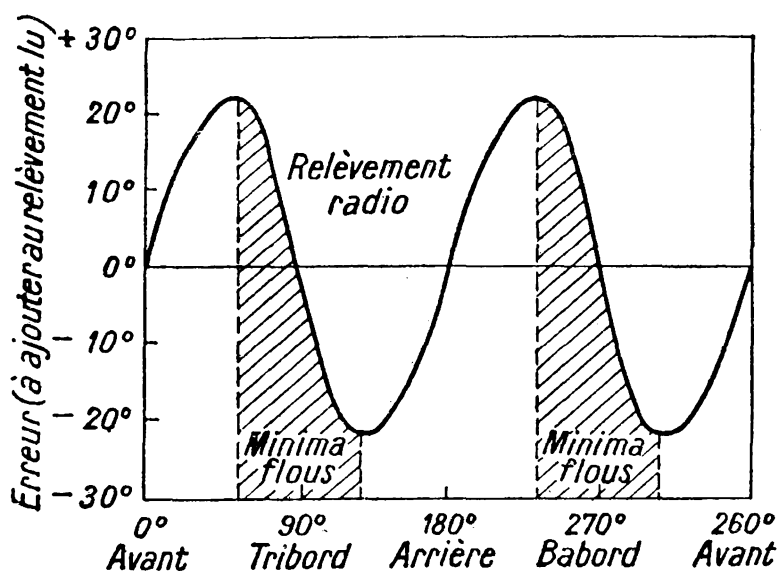


FIG. 6-7. — Erreur quadrantale de relèvement à bord d'un navire.

Les objets métalliques voisins du récepteur introduisent des erreurs assez importantes (navires, etc.), et souvent rendent le minimum peu net. Pour une fréquence donnée, l'erreur de relèvement sur un navire est donnée par une courbe du type de celle de la figure 6-7 (erreur quadrantale), et les minima sont flous ; de plus les déplacements de gros objets métalliques tels que canons, antennes radar, etc., peuvent influencer sur l'erreur quadrantale.

On peut diminuer les erreurs de ce genre en modifiant l'emplacement du collecteur d'ondes, ainsi qu'en disposant, en des points judicieusement choisis, des boucles de fil court-circuitées pour annuler l'influence de certaines masses métalliques. Si l'on opère que sur des fréquences bien déterminées, on tracera des courbes d'erreur quadrantales précises pour ces fréquences.

6.32 Radiogoniomètre à cadre.

Cet instrument a déjà été étudié ci-dessus.

On complète souvent le cadre par une petite antenne de hauteur effective légèrement inférieure, dite *lever de doute*, qui déforme le diagramme du cadre de manière à lever toute ambiguïté sur la position de l'émetteur qui, autrement, ne serait connue qu'à 180° près. La figure 6-8 a représente un diagramme normal de cadre, et la figure 6-8 b un diagramme de cadre auquel on a adjoint une

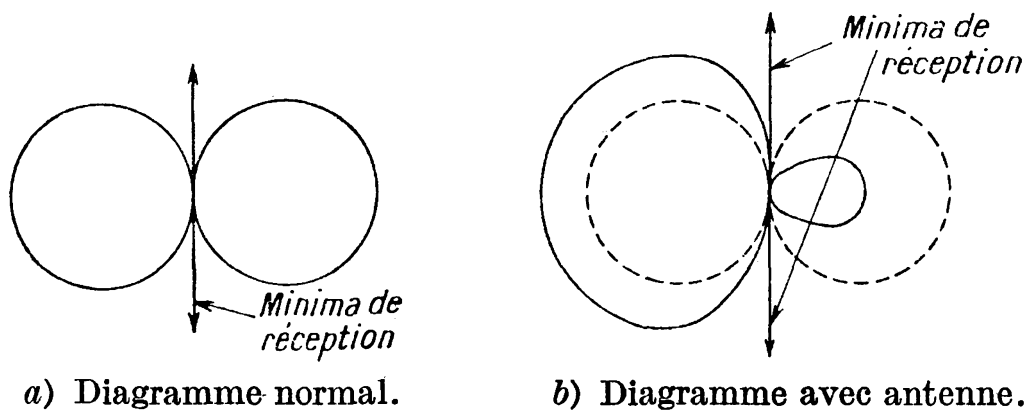


FIG. 6-8. — Cadre et antenne « lever de doute ».

antenne de hauteur effective un peu inférieure. Suivant la manière (phase) dont on couple ensemble l'antenne et le cadre, le maximum de réception se produit quand le côté droit ou le côté gauche du cadre est orienté vers l'émetteur (à déterminer par exemple empiriquement).

6.321 COMPENSATION ET BLINDAGE D'UN CADRE.

Le cadre, lorsqu'il n'est pas compensé électrostatiquement par rapport à la masse, se comporte comme si on lui avait ajouté une

antenne. On réalise cette compensation par divers procédés, dont le plus simple est celui de la *figure 6-9 a* ; on utilise parfois un condensateur à 3 armatures (*fig. 6-9 b*) et 2 stators. On améliore considérablement la compensation en enfermant le cadre dans un blindage électrostatique, en général un tube métallique de section circulaire, lui-même recourbé en forme de cercle mais *interrompu*

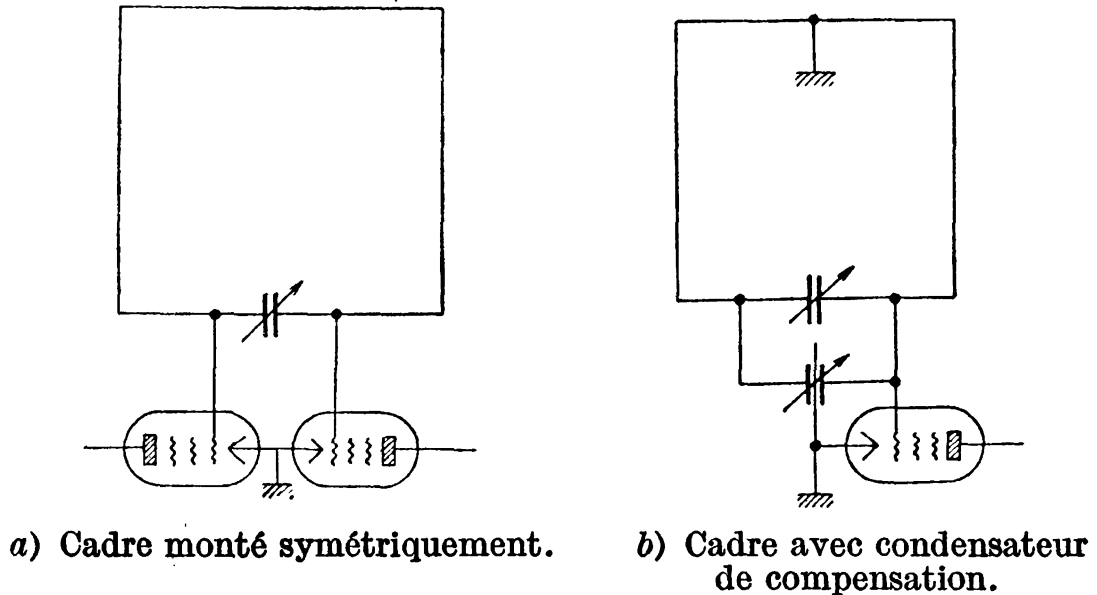


FIG. 6-9. — Modes de compensation des cadres radiogonométriques.

par un joint isolant, pour éviter qu'il ne forme écran électromagnétique. Ce montage supprime en outre les parasites par induction électrostatique, le blindage étant relié à la terre ou à la masse. Ces parasites sont très gênants sur les avions. L'emploi d'un cadre monospire à basse impédance réduit aussi considérablement l'effet *antenne*, mais protège moins bien contre certains parasites.

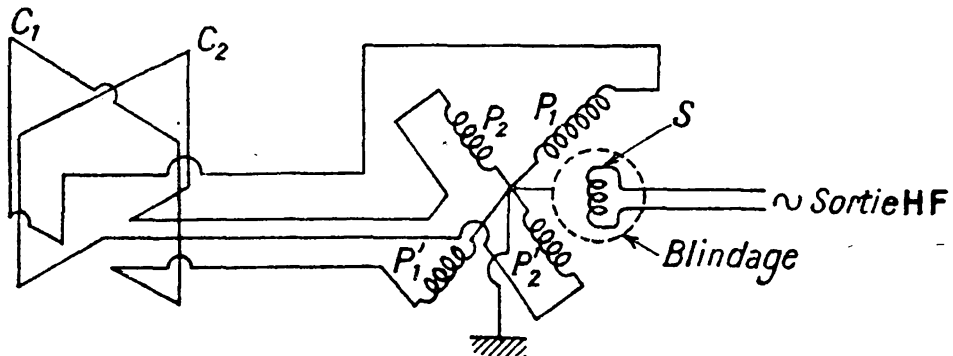


FIG. 6-10. — Radiogoniomètre à cadres croisés.

De plus, les cadres radiogonométriques sont affectés d'erreurs de nuit ou de polarisation, et d'erreurs liées à leur emplacement sur l'avion ou erreurs d'avion. On peut améliorer quelque peu les résul-

tats en utilisant des aériens type *radiogoniomètres à cadres croisés* (genre BELLINI-TOSI) du type représenté *figure 6-10*, et aussi en utilisant des fréquences très élevées (de l'ordre de 50 MHz) non sujettes à réflexion par l'ionosphère.

Résultats. — En général, un cadre bien compensé permet de jour des relèvements satisfaisants jusqu'à 80 à 320 km sur 500 kHz, et à plusieurs milliers de kilomètres sur des fréquences de l'ordre de 30 à 100 kHz. Au-delà de 1,5 ou 2 MHz, les indications des cadres ne sont plus sûres, mais au-delà de 50 MHz, l'onde réfléchie par l'ionosphère disparaît, et un cadre bien compensé et blindé donne, dans la limite de portée de ces ondes, des résultats satisfaisants.

6.33 Radiogoniomètre à cadres croisés.

6.331 RADIOGONIOMÈTRE BELLINI-TOSI.

Ces appareils évitent d'avoir à faire tourner le cadre collecteur d'ondes dont on peut alors augmenter sans inconvénients les dimensions et la *hauteur effective*. Ils se composent, en principe (*fig. 6-10*), de deux couples de bobines primaires P_1, P'_1 et P_2, P'_2 perpendiculaires et reliées respectivement aux deux grands cadres perpendiculaires C_1, C_2 , ces bobines sont elles-mêmes couplées à un secondaire S . Si la mutuelle entre chaque paire de bobines et le secondaire S est élevée et, en même temps, proportionnelle au cosinus de l'angle que fait leur axe avec celui de S , la rotation de S équivaut rigoureusement à la rotation d'un cadre. Tout l'ensemble, cadres croisés C_1, C_2 , bobines P_1, P'_1, P_2, P'_2 doit être parfaitement symétrique, mécaniquement et électriquement.

6.332 RADIOGONIOMÈTRES ADCOCK (*fig. 6-11*).

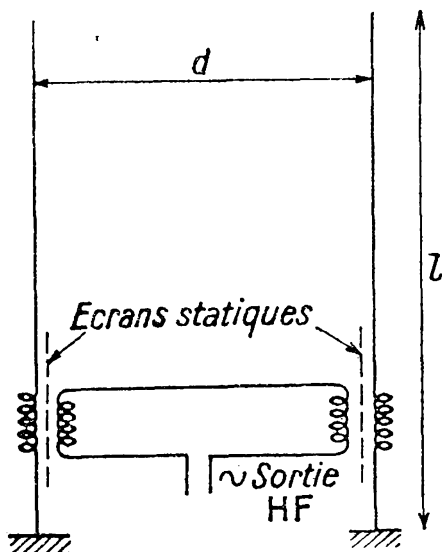


FIG. 6-11. — Aérien Adcock (radiogoniomètre).

Le radiogoniomètre Adcock se compose de 2 antennes verticales montées de façon spéciale, et qui se comportent de la même manière qu'un cadre, hormis qu'elles ne sont pas affectées par des ondes polarisées horizontalement. Leur hauteur effective est faible par rapport à leurs dimensions géométriques, et leur seul intérêt est la réduction des erreurs de polarisation, pratiquement supprimées dans le montage représenté. En principe l'aérien Adcock doit tourner comme un cadre classique, mais on peut utiliser deux antennes Adcock dans des plans perpendiculaires, et utiliser un montage très

analogue à celui de la *figure 6-10* avec le système de bobines P_1 , P'_1 , P_2 , P'_2 et S .

Si l est la longueur totale des brins verticaux et d leur distance, la hauteur effective de l'aérien ADcock est :

$$h_{\text{eff}} = \frac{2\pi \cdot l \cdot d}{\lambda}$$

Si le montage de la *figure 6-11* est réalisé de manière bien symétrique, son erreur moyenne est de 1° environ.

6.34 Aides diverses à la navigation aérienne.

Les deux aides les plus importantes sont, outre la chaîne de navigation européenne DECCA dont la description nous entraînerait trop loin, la « radiorange » (ou « radioalignement ») et l'altimètre absolu.

6.341 RADIORANGE.

Les caractéristiques d'un radiorange sont, par exemple, les suivantes. L'aérien de l'émetteur se compose de 2 groupes d'antennes ADcock à 90° plus une antenne centrale. L'émetteur émet dans la gamme 200-400 kHz, et comporte 2 canaux HF distincts espacés de 1 020 Hz, commandés par quartz à faible dérive thermique. La sortie d'un oscillateur est envoyée sur l'aérien central, celle de l'autre alternativement sur l'un ou l'autre des 2 groupes d'aériens, l'un émettant par exemple des A (· —) tandis que l'autre émet la lettre de code N (— ·) complémentaire. Quand un récepteur radio classique reçoit ces signaux, on entend une note de battement de fréquence 1 020 hertz, dont l'intensité est proportionnelle à celle du rayonnement émis à l'instant considéré par une des antennes ADcock, et dépend de la position du récepteur par rapport à ces antennes dont la directivité est du même ordre que celle d'un cadre. Du fait de la commutation d'un aérien sur l'autre, ce sont tantôt les signaux A , tantôt les signaux N qui sont entendus, avec des intensités relatives fonctions de la position du récepteur par rapport à une des 4 bissectrices des aériens, qui sont elles-mêmes des droites (ou des caps) équisignal, le long desquelles on entend un son parfaitement continu de fréquence 1 020 Hz. En général la navigation doit suivre des droites équisignal de ce genre. Mais le radiorange est sujet à l'effet de nuit tout comme un radiogoniomètre récepteur, et pour la même raison.

On a réalisé des radioranges UHF à commutation de lobes, à cadres émetteurs, qui ont donné de bons résultats sur 63 et surtout sur 125 MHz. Ils sont peu affectés par les erreurs de nuit et la

ligne équisignal est déterminée avec une grande précision, tout en évitant les routes de guidage parasites. Mais sa portée est très limitée, surtout pour les avions volant à basse altitude.

6.342 ALTIMÈTRE ABSOLU.

Cet appareil permet à un avion de déterminer sa hauteur *réelle* au-dessus du sol, ce qui est très important pour un atterrissage. Il fonctionne par modulation de fréquence, utilisant un récepteur et un émetteur séparés par une distance d et ayant chacun leur aérien propre. Le récepteur reçoit d'une part *directement* la fréquence émise au temps t , par l'émetteur, d'autre part la fréquence émise par ce dernier à l'instant $t - \Delta t$, Δt correspondant au temps mis par l'onde pour effectuer le trajet ESR (fig. 6-12 a). La fréquence varie suivant la loi de la figure 6-12 b, à savoir :

$$F = F_0 \pm \Delta f \cdot \frac{t - kT}{T},$$

k étant tel que :

$$\frac{t - kT}{T} < \frac{1}{2}$$

(on peut aussi poser $1/T = \varphi_m$, fréquence de modulation).

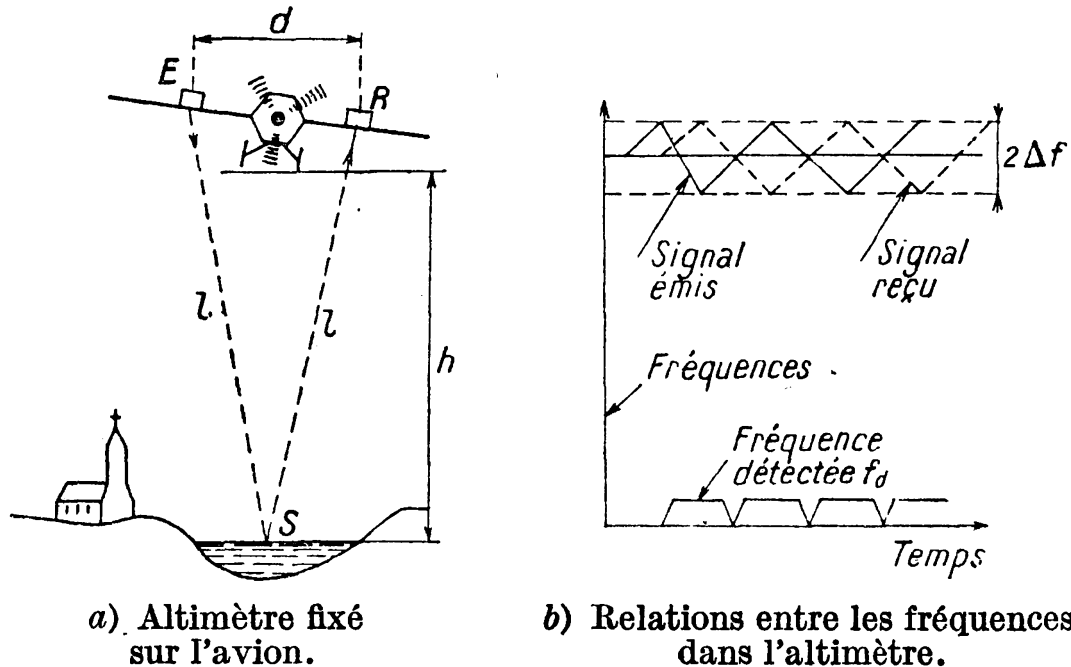


FIG. 6-12. — Altimètre absolu à modulation de fréquence.

Si h est grand par rapport à d , on a, en première approximation, pour la fréquence f_d perçue par battement entre l'onde directe et l'onde réfléchie reçues en R :

$$f_d \approx \Delta f \cdot \frac{\Delta t}{T} \approx \frac{2h}{C} \cdot \Delta f;$$

si h est en mètres, $c = 3 \times 10^8$ m/s ; Δf est en général de l'ordre de 50 MHz, et $F_0 \geq 500$ MHz. On peut alors déjà obtenir une lecture sur le cadran de l'appareil, constitué par un fréquencemètre à lecture directe, pour $h \geq 3$ m. Il faut, de plus, que $f_a > 2\Phi_m$, ou $f_a > 2/T$ pour que l'indication de l'appareil ait un sens, donc pour $h = 3$ m,

$$\Delta f = 50 \text{ MHz}, \quad \varphi_m < \frac{1}{2}, \quad \text{ou} \quad T > 2 \text{ s.}$$

6.4 ADAPTATION DES FEEDERS (LIGNES D'ALIMENTATION) AUX ANTENNES

6.41 Notions sur les feeders.

On peut utiliser comme feeders :

α) Une ligne coaxiale constituée par un tube plein à l'intérieur d'un tube creux de cuivre, l'écartement des deux conducteurs étant maintenu par des pièces isolantes.

β) Une ligne coaxiale constituée par un câble dont le conducteur extérieur est en plomb ; on maintient l'écartement par des couronnes ou des perles isolantes en stéatite, etc.

γ) Des lignes à fils parallèles à écartement maintenu par des pièces isolantes ou enrobées dans un isolant plastique (câbles Amphénol, etc.) tel que le polythène, etc.

δ) Pour les émetteurs d'amateurs, ou portatifs, simples, on peut utiliser un fil unique, le retour se fait alors par le sol et la capacité antenne-terre.

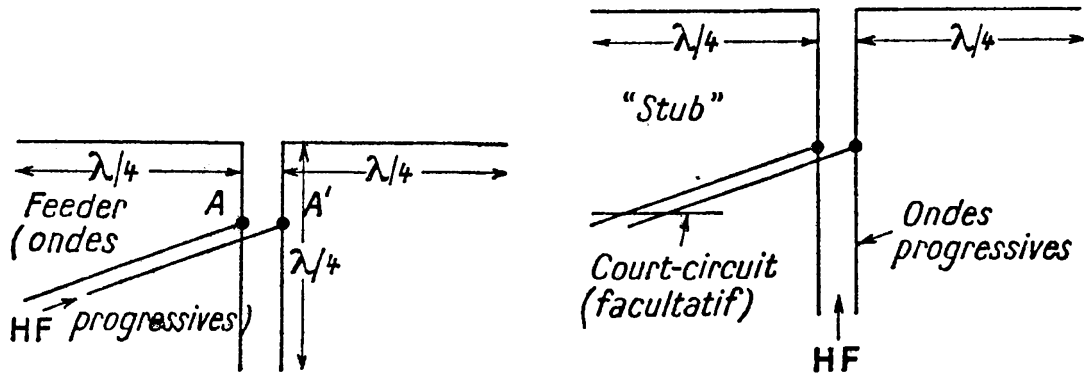
Le rayonnement extérieur des feeders doit être aussi réduit que possible ; les dispositifs α) et β) conviennent très bien (rayonnement ≈ 0). Le feeder γ , *bien équilibré*, rayonne peu ; mal équilibré, son rayonnement peut devenir comparable à celui d'une antenne de même longueur. Le rayonnement du feeder unifilaire est important ; ce dispositif est peu recommandé.

6.42 Adaptation à l'antenne.

Elle est nécessaire pour éviter la formation d'ondes stationnaires sur le feeder, qui réduisent l'énergie émise ou reçue, et augmentent les pertes en ligne.

6.421 FEEDERS A CIRCUIT ACCORDÉ.

On peut utiliser un feeder terminé par un circuit LC , dont le coefficient de couplage par rapport à une antenne de résistance



A) Réglage par choix du point d'attaque.

B) Réglage par tronçon de ligne d'adaptation (« Stub »).

FIG. 6-13. — Adaptation d'un feeder à une antenne (dipôle).

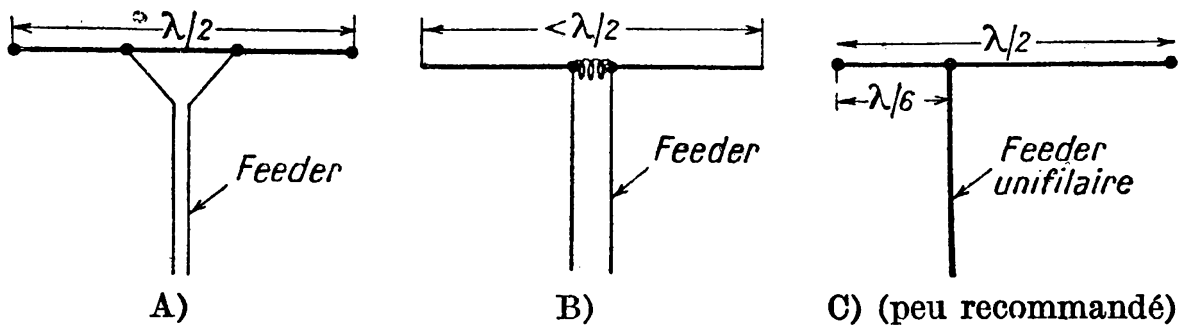
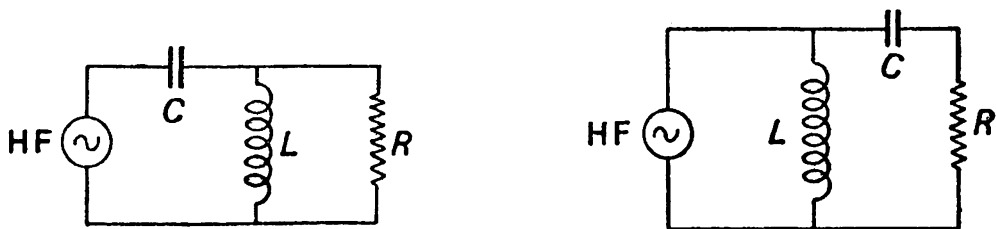


FIG. 6-14. — Dispositifs d'adaptation simples à une antenne de longueur voisine de $\lambda/2$.



A) Transformateur élévateur.

B) Transformateur abaisseur.

FIG. 6-15. — Transformateur d'adaptation.

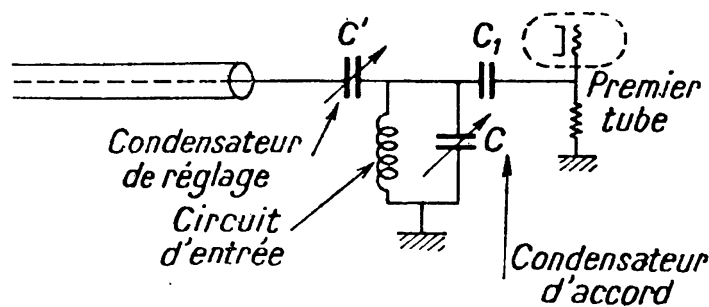


FIG. 6-16. — Adaptation d'un coaxial au circuit d'entrée d'un récepteur.

équivalente $R_{\text{éq}}$. Si Z_c est l'impédance caractéristique du feeder, $F = \Omega/2\pi$ la fréquence émise, les conditions d'adaptation sont :

$$Z_c = \frac{M^2 \Omega^2}{R_{\text{éq}} (1 - LC \Omega^2)} \quad (1)$$

et :

$$Z_c = \frac{L}{C} \frac{R_{\text{éq}}}{M^2 \Omega^2}. \quad (2)$$

On peut déterminer deux des quantités L , C , M à l'aide de (1) et (2). La troisième est arbitraire. On choisit, en général, L grand pour faciliter le couplage.

6.422 LIGNE QUART D'ONDE.

Une ligne $\lambda/4$, d'impédance caractéristique Z_c et fermée sur une impédance Z_s , a une impédance d'entrée Z_e donnée par :

$$Z_e = \frac{Z_c^2}{Z_s}, \quad (3)$$

ce qui permet des adaptations assez simples (*fig. 6-13 A*).

Le réglage s'effectue par déplacement de A et A' .

6.423 TRONÇON DE LIGNE D'ADAPTATION.

(Voir *fig. 6-13 B*.)

6.424 DISPOSITIFS SIMPLES (mais manquant de souplesse).

(Voir *fig. 6-14 A à C*.)

6.425 TRANSFORMATEURS ÉLÉVATEURS OU ABAISSEURS

(*fig. 6-15 A et 6-15 B*).

Dans le cas du transformateur élévateur (le cas du transformateur abaisseur est analogue), le gain g en tension est donné par :

$$g = \frac{\sqrt{R_A^2 + L^2 \Omega^2}}{L \Omega} = \sqrt{1 + \frac{R_A^2}{L^2 \Omega^2}}. \quad (4)$$

R_A résistance de l'antenne.

La condition d'adaptation exprimant que l'impédance ramenée au primaire est une résistance pure s'écrit :

$$L^2 \Omega^2 = R_A^2 (LC \Omega^2 - 1). \quad (5)$$

La *figure 6-16* montre l'application du dispositif de la *figure 6-15* à l'adaptation d'un coaxial de 75Ω provenant de l'aérien au circuit accordé d'entrée d'un récepteur. On effectue le réglage à l'aide du condensateur variable C' . (Quand le circuit accordé est légèrement dérégulé, il a une réactance inductive en parallèle avec la résistance du circuit antirésonant — on retrouve la *figure 6-15 A*.)

Remarque. — Dans le cas d'antennes apériodiques (ou recevant une bande de fréquences), on doit utiliser des adaptateurs plus ou moins apériodiques, tels que la ligne exponentielle.

6.426 LIGNE EXPONENTIELLE.

C'est une ligne bifilaire (fig. 6-17) dont les constantes linéiques C

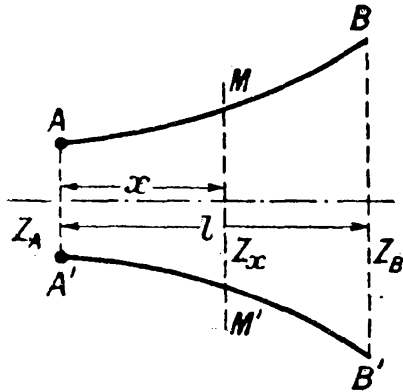


FIG. 6-17. — Transformateur d'adaptation constitué par une ligne exponentielle.

$$Z_A = \sqrt{\frac{L_A}{C_A}} \quad Z_M = \sqrt{\frac{L_M}{C_M}} = Z_A \cdot e^{\alpha x}$$

$$Z_B = \sqrt{\frac{L_B}{C_B}} = Z_A \cdot e^{\alpha l}$$

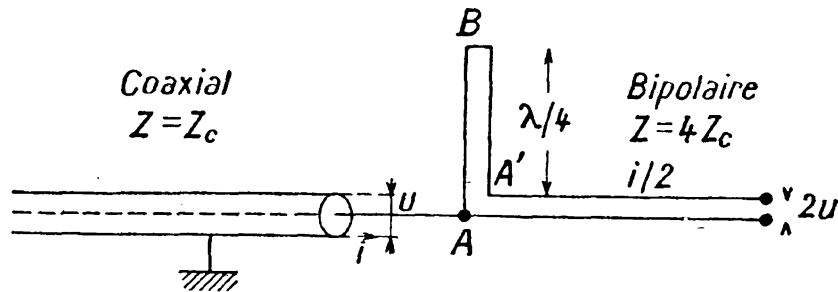


FIG. 6-18. — Dispositif permettant d'adapter deux impédances dans le rapport 4.

et L , et par suite l'impédance caractéristique $\sqrt{\frac{L}{C}}$ varient suivant une loi exponentielle :

$$L_M = L_A \cdot e^{\alpha x}, \quad C_M = C_A \cdot e^{-\alpha x}; \quad (6)$$

$$Z_A = \sqrt{\frac{L_A}{C_A}}, \quad Z_M = \sqrt{\frac{L_M}{C_M}} = Z_A \cdot e^{\alpha x}, \quad Z_B = Z_A \cdot e^{\alpha l}. \quad (7)$$

La ligne exponentielle se comporte comme un filtre *passé-haut*, et permet d'adapter des impédances dans le rapport $e^{\alpha l}$; en pratique, on ne peut dépasser $Z_B/Z_A = 4$. D'autre part, au voisinage de la fréquence de coupure, la ligne présente une réactance complexe, que l'on doit compenser par des dispositifs correcteurs appropriés

6.4261 *Fréquence de coupure de la ligne exponentielle.* — La

ligne exponentielle constitue un filtre passe-haut, dont la fréquence de coupure f_0 est donnée par la formule :

$$f_0 = \frac{\alpha}{2\pi \sqrt{L_A C_A}}. \quad (8)$$

Pour deux fils de 2 mm de diamètre, à l'écartement initial de 10 cm, α étant égal à 0,01 (L et $1/C$ sont multipliés par 2,72 au bout d'un mètre), on trouve :

$$f_0 \approx 23,9 \text{ MHz.}$$

6.427 DISPOSITIF PERMETTANT D'ADAPTER UN COAXIAL A UNE LIGNE BIFILAIRE D'IMPÉDANCE QUADRUPLE.

(Par exemple $Z_{\max} = 75 \Omega$, $Z_{\text{bif}} = 300 \Omega$ — fréquent en pratique.)

Le dispositif en question est représenté sur la *figure 6-18*, l'élément de ligne ABA' ne devant pas rayonner est constitué par un fil replié sur lui-même ou, mieux, par un élément de ligne blindée.

ANNEXE

FORMULAIRE GÉNÉRAL

Arithmétique-Algèbre.....	I
Carrés, cubes, racines, inverses, logarithmes, périmètre et surface des cercles.....	III
Intérêts composés, calculs d'annuités.....	XXIII
Trigonométrie.....	XXVI
Table trigonométrique de 1/10 de degré en 1/10 de degré.....	XXVII
Géométrie.....	XXXII
Surfaces et volumes.....	XXXIII
Unités de mesure.....	XXXIV
Unités anglaises et américaines.....	XXXVIII
Densités.....	XXXIX

FORMULAIRE GÉNÉRAL

ARITHMÉTIQUE - ALGÈBRE

Progression arithmétique. $a_1 \quad a_1 + r \quad \dots \quad a_1 + (n - 1) r \quad \dots$
 Premier terme a_1 Raison r n^{e} terme $a_n = a_1 + (n - 1) r$.
 Somme des n premiers termes :

$$S = \frac{n}{2} (a_1 + a_n) = \frac{n}{2} [2a_1 + (n - 1) r]$$

Insertion de m moyens entre a et b : $r = \frac{b - a}{m + 1}$.

Progression géométrique. $a_1 \quad a_1 q \quad \dots \quad a_1 q^{n-1} \quad \dots$

Premier terme a_1 Raison q n^{e} terme $a_n = a_1 q^{n-1}$.

Somme des n premiers termes : $S = a_1 \frac{q^n - 1}{q - 1} = \frac{a_n q - a_1}{q - 1}$.

Si $q < 1$ et $n \rightarrow \infty$ $\lim S = \frac{a}{1 - q}$.

Insertion de m moyens géométriques entre a et b : $q = \sqrt[m+1]{\frac{b}{a}}$.

Série de Renard (nombres normaux).

C'est une série géométrique approchée (à moins de 1/100) de raison $1,25 \approx \sqrt[3]{2} \approx \sqrt[10]{10}$. Certains de ses termes ont des valeurs remarquables :

	$\sqrt[3]{2}$	$\frac{\pi}{2}$		$\frac{\text{mm}}{\text{in}}$	π	$\frac{\text{in}}{\text{dm}}$		2π		$\frac{g}{\pi^2}$
1	1,25	1,6	2	2,5	3,15	4	5	6,3	8	10
	12,5	16	20	25	31,5	40	50	63	80	100
	125	160	200	250	315	400	500	630	800	1000
lg \approx	,1	,2	,3	,4	,5	,6	,7	,8	,9	,0

Le produit de deux termes de la série est un autre terme de la série. On peut prolonger celle-ci indéfiniment, ne prendre qu'un terme sur 2, sur 3..., y insérer des termes intermédiaires; la raison devient 1,12 (1 intermédiaire), 1,08 (2 intermédiaires), 1,06 (3 intermédiaires)...

Équation du second degré. $ax^2 + bx + c = 0$.

Discriminant $\Delta = b^2 - 4ac$ $x' + x'' = -b/a$ $x' x'' = c/a$.

Si $\Delta > 0$, 2 racines x' et $x'' = (b^2 \pm \sqrt{\Delta})/2a$.

Intérêts composés. Capital initial A Taux r .

Capital après n années = $A(1+r)^n$.

Capital résultant de n placements annuels a effectués au début de chaque année : à la fin de la n^e année

$$C = a \frac{1+r}{r} [(1+r)^n - 1].$$

Cumul des déductions, remises, escomptes...

$$\begin{aligned} 20\% + 10\% &\rightarrow 28\% && \text{coeff. } 0,72 \\ x\% + y\% &\rightarrow \left(x + y - \frac{xy}{100}\right)\% && \text{coeff. } \frac{(100-x)}{100} \frac{(100-y)}{100} \dots \end{aligned}$$

Cumul des majorations.

$$\begin{aligned} 20\% + 10\% &\rightarrow 32\% && \text{coeff. } 1,32 \\ x\% + y\% &\rightarrow \left(x + y + \frac{xy}{100}\right)\% && \text{coeff. } \frac{(100+x)}{100} \frac{(100+y)}{100} \dots \end{aligned}$$

Calcul des taxes.

Pourcentage global (sur prix net)	Pourcentage réel (sur prix brut)	Coeff. à appliquer au prix brut
20 %	25 %	1,25
x %	$\frac{100x}{100-x}$ %	$\frac{100}{100-x}$

Nombre de permutations de m objets.

$$\begin{aligned} P_m &= 1 \times 2 \times \dots \times m = m! \text{ (factorielle } m) \\ P_{10} &= 10! = 3\,628\,800 && 15! \approx 1,31 \times 10^{12} && 20! \approx 2,43 \times 10^{18}. \end{aligned}$$

Nombre d'arrangements de m objets p à p .

$$A_m^p = m(m-1)(m-2)\dots(m-p+1) = \frac{m!}{(m-p)!}$$

Nombre de combinaisons de m objets p à p .

$$C_m^p = \frac{m!}{p!(m-p)!}$$

Deux arrangements peuvent différer par la nature ou par l'ordre des objets, mais deux combinaisons ne diffèrent que par la nature.

Facteurs numériques usuels.

e = base des logarithmes népériens. $\ln x = \lg x / \lg e$

$e = 2,718282$	$\lg e = 0,43429$	$1/e = 0,367879$	$\text{colog } e = 2,30259$
$\pi = 3,141592$	$\lg \pi = 0,49715$	$1/\pi = 0,318310$	$\text{colog } \pi = 1,50285$
$\pi^2 = 9,869604$	$\lg \pi^2 = 0,99430$	$1/\pi^2 = 0,101321$	$\text{colog } \pi^2 = 1,00570$
$\sqrt{\pi} = 1,772454$	$\lg \sqrt{\pi} = 0,24857$	$\sqrt[3]{\pi} = 1,464592$	$\lg \sqrt[3]{\pi} = 0,16572$
$g = 9,80665$	$\lg g = 0,99152$	$1/g = 0,10197$	$\text{colog } g = 1,00848$

(g , accélération normale de la pesanteur.)

**Carrés, cubes, racines, inverses,
logarithmes, périmètre et surface des cercles.**

n	n^2	n^3	\sqrt{n}	$\sqrt[3]{n}$	$\frac{1}{n}$	$\lg n$	$d =$ 0,1 n	πd	$\frac{1}{4} \pi d^2$
0	0	0	0,0000	0,0000	∞	$-\infty$	0,0	0,000	0,0000
1	1	1	1,0000	1,0000	1,00000	0,0000	0,1	0,314	0,0079
2	4	8	1,4142	1,2599	0,50000	0,3010	2	0,628	0,0314
3	9	27	1,7321	1,4422	0,33333	0,4771	3	0,942	0,0707
4	16	64	2,0000	1,5874	0,25000	0,6021	4	1,257	0,1257
5	25	125	2,2361	1,7100	0,20000	0,6989	5	1,571	0,1964
6	36	216	2,4495	1,8171	0,16667	0,7781	6	1,885	0,2827
7	49	343	2,6458	1,9129	0,14286	0,8451	7	2,199	0,3848
8	64	512	2,8284	2,0000	0,12500	0,9031	8	2,513	0,5026
9	81	729	3,0000	2,0801	0,11111	0,9542	9	2,827	0,6362
10	100	1000	3,1623	2,1544	0,10000	1,0000	1,0	3,142	0,7854
11	121	1331	3,3166	2,2240	0,09091	1,0414	1	3,456	0,9503
12	144	1728	3,4641	2,2894	0,08333	1,0792	2	3,770	1,1310
13	169	2197	3,6056	2,3513	0,07692	1,1139	3	4,084	1,3273
14	196	2744	3,7417	2,4101	0,07143	1,1461	4	4,398	1,5394
15	225	3375	3,8730	2,4662	0,06667	1,1761	5	4,712	1,7671
16	256	4096	4,0000	2,5198	0,06250	1,2041	6	5,027	2,0106
17	289	4913	4,1231	2,5713	0,05882	1,2304	7	5,341	2,2698
18	324	5832	4,2426	2,6207	0,05556	1,2553	8	5,655	2,5447
19	361	6859	4,3589	2,6684	0,05263	1,2788	9	5,969	2,8353
20	400	8000	4,4721	2,7144	0,05000	1,3010	2,0	6,283	3,1416
21	441	9261	4,5826	2,7589	0,04762	1,3222	1	6,597	3,4636
22	484	10648	4,6904	2,8020	0,04545	1,3424	2	6,912	3,8013
23	529	12167	4,7958	2,8439	0,04348	1,3617	3	7,226	4,1548
24	576	13824	4,8990	2,8845	0,04167	1,3802	4	7,540	4,5239
25	625	15625	5,0000	2,9240	0,04000	1,3979	5	7,854	4,9087
26	676	17576	5,0990	2,9625	0,03846	1,4149	6	8,168	5,3093
27	729	19683	5,1962	3,0000	0,03704	1,4314	7	8,482	5,7256
28	784	21952	5,2915	3,0366	0,03571	1,4472	8	8,796	6,1575
29	841	24389	5,3852	3,0723	0,03448	1,4624	9	9,111	6,6052
30	900	27000	5,4772	3,1072	0,03333	1,4771	3,0	9,425	7,0686
31	961	29791	5,5678	3,1414	0,03226	1,4914	1	9,739	7,5477
32	1024	32768	5,6569	3,1748	0,03125	1,5051	2	10,05	8,0425
33	1089	35937	5,7446	3,2075	0,03030	1,5185	3	10,37	8,5530
34	1156	39304	5,8310	3,2396	0,02941	1,5315	4	10,68	9,0792
35	1225	42875	5,9161	3,2711	0,02857	1,5441	5	11,00	9,6211
36	1296	46656	6,0000	3,3019	0,02778	1,5563	6	11,31	10,179
37	1369	50653	6,0828	3,3322	0,02703	1,5682	7	11,62	10,752
38	1444	54872	6,1644	3,3620	0,02632	1,5798	8	11,94	11,341
39	1521	59319	6,2450	3,3912	0,02564	1,5911	9	12,25	11,946
40	1600	64000	6,3246	3,4200	0,02500	1,6021	4,0	12,57	12,566
41	1681	68921	6,4031	3,4482	0,02439	1,6128	1	12,88	13,203
42	1764	74088	6,4807	3,4760	0,02381	1,6232	2	13,19	13,854
43	1849	79507	6,5574	3,5034	0,02326	1,6335	3	13,51	14,522
44	1936	85184	6,6332	3,5303	0,02273	1,6434	4	13,82	15,205
45	2025	91125	6,7082	3,5569	0,02222	1,6532	5	14,14	15,904
46	2116	97336	6,7823	3,5830	0,02174	1,6628	6	14,45	16,619
47	2209	103823	6,8557	3,6088	0,02128	1,6721	7	14,77	17,349
48	2304	110592	6,9282	3,6342	0,02083	1,6812	8	15,08	18,096
49	2401	117649	7,0000	3,6593	0,02041	1,6902	9	15,39	18,857
50	2500	125000	7,0711	3,6840	0,02000	1,6990	5,0	15,71	19,635

n	n^2	n^3	\sqrt{n}	$\sqrt[3]{n}$	$\frac{1}{n}$	$\lg n$	$d =$ 0,1 n	πd	$\frac{1}{4} \pi d^2$
51	2601	132651	7,1414	3,7084	0,01961	1,7070	1	16,02	20,428
52	2704	140608	7,2111	3,7325	0,01923	1,7160	2	16,34	21,237
53	2809	148877	7,2801	3,7562	0,01887	1,7243	3	16,65	22,062
54	2916	157464	7,3485	3,7798	0,01852	1,7324	4	16,96	22,902
55	3025	166375	7,4162	3,8030	0,01818	1,7404	5	17,28	23,758
56	3136	175616	7,4833	3,8259	0,01786	1,7482	6	17,59	24,630
57	3249	185193	7,5498	3,8485	0,01754	1,7559	7	17,91	25,518
58	3364	195112	7,6158	3,8709	0,01724	1,7634	8	18,22	26,421
59	3481	205379	7,6811	3,8930	0,01695	1,7708	9	18,54	27,340
60	3600	216000	7,7460	3,9149	0,01667	1,7781	6,0	18,85	28,274
61	3721	226981	7,8102	3,9365	0,01639	1,7853	1	19,16	29,225
62	3844	238328	7,8740	3,9579	0,01613	1,7924	2	19,48	30,191
63	3969	250047	7,9373	3,9791	0,01587	1,7993	3	19,79	31,172
64	4096	262144	8,0000	4,0000	0,01563	1,8062	4	20,11	32,170
65	4225	274625	8,0623	4,0207	0,01538	1,8129	5	20,42	33,183
66	4356	287496	8,1240	4,0412	0,01515	1,8195	6	20,73	34,212
67	4489	300763	8,1854	4,0615	0,01493	1,8261	7	21,05	35,257
68	4624	314432	8,2462	4,0817	0,01471	1,8325	8	21,36	36,317
69	4761	328509	8,3066	4,1016	0,01449	1,8388	9	21,68	37,393
70	4900	343000	8,3666	4,1213	0,01429	1,8451	7,0	21,99	38,485
71	5041	357911	8,4261	4,1408	0,01408	1,8512	1	22,31	39,592
72	5184	373248	8,4853	4,1602	0,01389	1,8573	2	22,62	40,715
73	5329	389017	8,5440	4,1793	0,01370	1,8633	3	22,93	41,854
74	5476	405224	8,6023	4,1983	0,01351	1,8692	4	23,25	43,008
75	5625	421875	8,6603	4,2172	0,01333	1,8751	5	23,56	44,179
76	5776	438976	8,7178	4,2358	0,01316	1,8808	6	23,88	45,365
77	5929	456533	8,7750	4,2543	0,01299	1,8865	7	24,19	46,566
78	6084	474552	8,8318	4,2727	0,01282	1,8921	8	24,50	47,784
79	6241	493039	8,8882	4,2908	0,01266	1,8976	9	24,82	49,017
80	6400	512000	8,9443	4,3089	0,01250	1,9031	8,0	25,13	50,265
81	6561	531441	9,0000	4,3267	0,01235	1,9085	1	25,45	51,530
82	6724	551368	9,0554	4,3445	0,01220	1,9138	2	25,76	52,810
83	6889	571787	9,1104	4,3621	0,01205	1,9191	3	26,08	54,106
84	7056	592704	9,1652	4,3795	0,01190	1,9243	4	26,39	55,418
85	7225	614125	9,2195	4,3968	0,01176	1,9294	5	26,70	56,745
86	7396	636056	9,2736	4,4140	0,01163	1,9345	6	27,02	58,088
87	7569	658503	9,3274	4,4310	0,01149	1,9395	7	27,33	59,447
88	7744	681472	9,3808	4,4480	0,01136	1,9445	8	27,65	60,821
89	7921	704969	9,4340	4,4647	0,01124	1,9494	9	27,96	62,211
90	8100	729000	9,4868	4,4814	0,01111	1,9542	9,0	28,27	63,617
91	8281	753571	9,5394	4,4979	0,01099	1,9590	1	28,59	65,039
92	8464	778688	9,5917	4,5144	0,01087	1,9638	2	28,90	66,476
93	8649	804357	9,6437	4,5307	0,01075	1,9685	3	29,22	67,929
94	8836	830584	9,6954	4,5468	0,01064	1,9731	4	29,53	69,398
95	9025	857375	9,7468	4,5629	0,01053	1,9777	5	29,85	70,882
96	9216	884736	9,7980	4,5789	0,01042	1,9823	6	30,16	72,382
97	9409	912673	9,8489	4,5947	0,01031	1,9868	7	30,47	73,898
98	9604	941192	9,8995	4,6104	0,01020	1,9912	8	30,79	75,430
99	9801	970299	9,9499	4,6261	0,01010	1,9956	9	31,10	76,977
100	10000	1000000	10,0000	4,6416	0,01000	2,0000	10,0	31,42	78,540

n	n^2	n^3	\sqrt{n}	$\sqrt[3]{n}$	$\frac{1}{n}$	$\lg n$	$d =$ $0,1n$	πd	$\frac{1}{4} \pi d^2$
101	10201	1030301	10,0499	4,6570	0,00990	2,0043	1	31,73	80,118
102	10404	1061208	10,0995	4,6723	0,00980	2,0086	2	32,04	81,713
103	10609	1092727	10,1489	4,6875	0,00971	2,0128	3	32,36	83,323
104	10816	1124864	10,1980	4,7027	0,00962	2,0170	4	32,67	84,949
105	11025	1157625	10,2470	4,7177	0,00952	2,0212	5	32,99	86,590
106	11236	1191016	10,2956	4,7326	0,00943	2,0253	6	33,30	88,247
107	11449	1225043	10,3441	4,7475	0,00935	2,0294	7	33,62	89,920
108	11664	1259712	10,3923	4,7622	0,00926	2,0334	8	33,93	91,609
109	11881	1295029	10,4403	4,7769	0,00917	2,0374	9	34,24	93,313
110	12100	1331000	10,4881	4,7914	0,00909	2,0414	11,0	34,56	95,033
111	12321	1367631	10,5357	4,8059	0,00901	2,0453	1	34,87	96,769
112	12544	1404928	10,5830	4,8203	0,00893	2,0492	2	35,19	98,520
113	12769	1442897	10,6301	4,8346	0,00885	2,0531	3	35,50	100,287
114	12996	1481544	10,6771	4,8488	0,00877	2,0569	4	35,81	102,070
115	13225	1520875	10,7238	4,8629	0,00870	2,0607	5	36,13	103,869
116	13456	1560896	10,7703	4,8770	0,00862	2,0645	6	36,44	105,683
117	13689	1601613	10,8167	4,8910	0,00855	2,0682	7	36,76	107,513
118	13924	1643032	10,8628	4,9049	0,00847	2,0719	8	37,07	109,359
119	14161	1685159	10,9087	4,9187	0,00840	2,0755	9	37,38	111,220
120	14400	1728000	10,9545	4,9324	0,00833	2,0792	12,0	37,70	113,097
121	14641	1771561	11,0000	4,9461	0,00826	2,0828	1	38,01	114,990
122	14884	1815848	11,0454	4,9597	0,00820	2,0864	2	38,33	116,899
123	15129	1860867	11,0905	4,9732	0,00813	2,0899	3	38,64	118,823
124	15376	1906624	11,1355	4,9866	0,00806	2,0934	4	38,96	120,763
125	15625	1953125	11,1803	5,0000	0,00800	2,0969	5	39,27	122,719
126	15876	2000376	11,2250	5,0133	0,00794	2,1004	6	39,58	124,690
127	16129	2048383	11,2694	5,0265	0,00787	2,1038	7	39,90	126,677
128	16384	2097152	11,3137	5,0397	0,00781	2,1072	8	40,21	128,680
129	16641	2146689	11,3578	5,0528	0,00775	2,1106	9	40,53	130,698
130	16900	2197000	11,4018	5,0658	0,00769	2,1139	13,0	40,84	132,733
131	17161	2248091	11,4455	5,0788	0,00763	2,1173	1	41,15	134,782
132	17424	2299968	11,4891	5,0916	0,00758	2,1206	2	41,47	136,848
133	17689	2352637	11,5326	5,1045	0,00752	2,1238	3	41,78	138,929
134	17956	2406104	11,5758	5,1172	0,00746	2,1271	4	42,10	141,026
135	18225	2460375	11,6190	5,1299	0,00741	2,1303	5	42,41	143,139
136	18496	2515456	11,6619	5,1426	0,00735	2,1335	6	42,73	145,267
137	18769	2571353	11,7047	5,1551	0,00730	2,1367	7	43,04	147,412
138	19044	2628072	11,7473	5,1676	0,00725	2,1399	8	43,35	149,572
139	19321	2685619	11,7898	5,1801	0,00719	2,1430	9	43,67	151,747
140	19600	2744000	11,8322	5,1925	0,00714	2,1461	14,0	43,98	153,938
141	19881	2803221	11,8743	5,2048	0,00709	2,1492	1	44,30	156,145
142	20164	2863288	11,9164	5,2171	0,00704	2,1523	2	44,61	158,368
143	20449	2924207	11,9583	5,2293	0,00699	2,1553	3	44,92	160,606
144	20735	2985984	12,0000	5,2415	0,00694	2,1584	4	45,24	162,861
145	21025	3048625	12,0416	5,2536	0,00690	2,1614	5	45,55	165,130
146	21316	3112136	12,0830	5,2656	0,00685	2,1643	6	45,87	167,415
147	21609	3176523	12,1244	5,2776	0,00680	2,1673	7	46,18	169,717
148	21904	3241792	12,1655	5,2896	0,00676	2,1703	8	46,50	172,034
149	22201	3307949	12,2066	5,3015	0,00671	2,1732	9	46,81	174,367
150	22500	3375000	12,2474	5,3133	0,00667	2,1761	15,0	47,42	176,715

n	n^2	n^3	\sqrt{n}	$\sqrt[3]{n}$	$\frac{1}{n}$	$\lg n$	$d =$ 0,1 n	πd	$\frac{1}{4} \pi d^2$
151	22801	3442951	12,2882	5,3251	0,00662	2,1790	1	47,44	179,079
152	23104	3511808	12,3288	5,3368	0,00658	2,1818	2	47,75	181,459
153	23409	3581577	12,3693	5,3485	0,00654	2,1847	3	48,07	183,854
154	23716	3652264	12,4097	5,3601	0,00649	2,1875	4	48,38	186,265
155	24025	3723875	12,4499	5,3717	0,00645	2,1903	5	48,69	188,692
156	24336	3796416	12,4900	5,3832	0,00641	2,1931	6	49,01	191,13
157	24649	3869893	12,5300	5,3947	0,00637	2,1959	7	49,32	193,59
158	24964	3944312	12,5698	5,4061	0,00633	2,1987	8	49,64	196,07
159	25281	4019679	12,6095	5,4175	0,00629	2,2014	9	49,95	198,56
160	25600	4096000	12,6491	5,4288	0,00625	2,2041	16,0	50,27	201,06
161	25921	4173281	12,6886	5,4401	0,00621	2,2068	1	50,58	203,58
162	26244	4251528	12,7279	5,4514	0,00617	2,2095	2	50,89	206,12
163	26569	4330747	12,7671	5,4626	0,00613	2,2122	3	51,21	208,67
164	26896	4410944	12,8062	5,4737	0,00610	2,2148	4	51,52	211,24
165	27225	4492125	12,8452	5,4848	0,00606	2,2175	5	51,84	213,82
166	27556	4574296	12,8841	5,4959	0,00602	2,2201	6	52,15	216,42
167	27889	4657473	12,9228	5,5069	0,00599	2,2227	7	52,46	219,04
168	28224	4741632	12,9615	5,5178	0,00595	2,2253	8	52,78	221,67
169	28561	4826809	13,0000	5,5288	0,00592	2,2279	9	53,09	224,32
170	28900	4913000	13,0384	5,5397	0,00588	2,2304	17,0	53,41	226,98
171	29241	5000211	13,0767	5,5505	0,00585	2,2330	1	53,72	229,66
172	29584	5088448	13,1149	5,5613	0,00581	2,2355	2	54,04	232,35
173	29929	5177717	13,1529	5,5721	0,00578	2,2380	3	54,35	235,06
174	30276	5268024	13,1909	5,5828	0,00575	2,2405	4	54,66	237,79
175	30625	5359375	13,2288	5,5934	0,00571	2,2430	5	54,98	240,53
176	30976	5451776	13,2665	5,6041	0,00568	2,2455	6	55,29	243,28
177	31329	5545233	13,3041	5,6147	0,00565	2,2480	7	55,61	246,06
178	31684	5639752	13,3417	5,6252	0,00562	2,2504	8	55,92	248,85
179	32041	5735339	13,3791	5,6357	0,00559	2,2528	9	56,23	251,65
180	32400	5832000	13,4164	5,6462	0,00556	2,2553	18,0	56,55	254,47
181	32761	5929741	13,4536	5,6567	0,00552	2,2577	1	56,86	257,30
182	33124	6028568	13,4907	5,6671	0,00549	2,2601	2	57,18	260,16
183	33489	6128487	13,5277	5,6774	0,00546	2,2624	3	57,49	263,02
184	33856	6229504	13,5647	5,6877	0,00543	2,2648	4	57,81	265,90
185	34225	6331625	13,6015	5,6980	0,00541	2,2672	5	58,12	268,80
186	34596	6434856	13,6382	5,7083	0,00538	2,2695	6	58,43	271,72
187	34969	6539203	13,6748	5,7185	0,00535	2,2718	7	58,75	274,65
188	35344	6644672	13,7113	5,7287	0,00532	2,2742	8	59,06	277,59
189	35721	6751269	13,7477	5,7388	0,00529	2,2765	9	59,38	280,55
190	36100	6859000	13,7840	5,7489	0,00526	2,2787	19,0	59,69	283,53
191	36481	6967871	13,8203	5,7590	0,00524	2,2810	1	60,00	286,52
192	36864	7077888	13,8564	5,7690	0,00521	2,2833	2	60,32	289,53
193	37249	7189057	13,8924	5,7790	0,00518	2,2856	3	60,63	292,55
194	37636	7301384	13,9284	5,7890	0,00515	2,2878	4	60,95	295,59
195	38025	7414875	13,9642	5,7989	0,00513	2,2900	5	61,26	298,65
196	38416	7529536	14,0000	5,8088	0,00510	2,2923	6	61,58	301,72
197	38809	7645373	14,0357	5,8186	0,00508	2,2945	7	61,89	304,81
198	39204	7762392	14,0712	5,8285	0,00505	2,2967	8	62,20	307,91
199	39601	7880599	14,1067	5,8383	0,00503	2,2989	9	62,52	311,03
200	40000	8000000	14,1421	5,8480	0,00500	2,3010	20,0	62,83	314,16

n	n^2	n^3	\sqrt{n}	$\sqrt[3]{n}$	$\frac{1}{n}$	$\lg n$	$d =$ 0,1 n	πd	$\frac{1}{4} \pi d^2$
201	40401	8120601	14,1774	5,8578	0,00498	2,3032	1	63,15	317,31
202	40804	8242408	14,2127	5,8675	0,00495	2,3053	2	63,46	320,47
203	41209	8365427	14,2478	5,8771	0,00493	2,3075	3	63,77	323,65
204	41616	8489664	14,2829	5,8868	0,00490	2,3096	4	64,09	326,85
205	42025	8615125	14,3178	5,8964	0,00488	2,3117	5	64,40	330,06
206	42436	8741816	14,3527	5,9059	0,00485	2,3139	6	64,72	333,29
207	42849	8869743	14,3875	5,9155	0,00483	2,3160	7	65,03	336,54
208	43264	8998912	14,4222	5,9250	0,00481	2,3181	8	65,35	339,79
209	43681	9129329	14,4568	5,9345	0,00478	2,3202	9	65,66	343,07
210	44100	9261000	14,4914	5,9439	0,00476	2,3222	21,0	65,97	346,36
211	44521	9393931	14,5258	5,9533	0,00474	2,3243	1	66,29	349,67
212	44944	9528128	14,5602	5,9627	0,00472	2,3263	2	66,60	352,99
213	45369	9663597	14,5945	5,9721	0,00469	2,3284	3	66,92	356,33
214	45796	9800344	14,6287	5,9814	0,00467	2,3304	4	67,23	359,68
215	46225	9938375	14,6629	5,9907	0,00465	2,3324	5	67,54	363,05
216	46656	10077696	14,6969	6,0000	0,00463	2,3344	6	67,86	366,44
217	47089	10218313	14,7309	6,0092	0,00461	2,3365	7	68,17	369,84
218	47524	10360232	14,7648	6,0185	0,00459	2,3385	8	68,49	373,25
219	47961	10503459	14,7986	6,0277	0,00457	2,3404	9	68,80	376,68
220	48400	10648000	14,8324	6,0368	0,00455	2,3424	22,0	69,12	380,13
221	48841	10793861	14,8661	6,0459	0,00452	2,3444	1	69,43	383,60
222	49284	10941048	14,8997	6,0550	0,00450	2,3464	2	69,74	387,08
223	49729	11089567	14,9332	6,0641	0,00448	2,3483	3	70,06	390,57
224	50176	11239424	14,9666	6,0732	0,00446	2,3502	4	70,37	394,08
225	50625	11390625	15,0000	6,0822	0,00444	2,3522	5	70,69	397,61
226	51076	11543176	15,0333	6,0912	0,00442	2,3541	6	71,00	401,15
227	51529	11697083	15,0665	6,1002	0,00441	2,3560	7	71,31	404,71
228	51984	11852352	15,0997	6,1091	0,00439	2,3579	8	71,63	408,28
229	52441	12008989	15,1327	6,1180	0,00437	2,3598	9	71,94	411,87
230	52900	12167000	15,1658	6,1269	0,00435	2,3617	23,0	72,26	415,48
231	53361	12326391	15,1987	6,1358	0,00433	2,3636	1	72,57	419,10
232	53824	12487168	15,2315	6,1446	0,00431	2,3655	2	72,88	422,73
233	54289	12649337	15,2643	6,1534	0,00429	2,3674	3	73,20	426,38
234	54756	12812904	15,2971	6,1622	0,00427	2,3692	4	73,51	430,05
235	55225	12977875	15,3297	6,1710	0,00426	2,3711	5	73,83	433,74
236	55696	13144256	15,3623	6,1797	0,00424	2,3729	6	74,14	437,44
237	56169	13312053	15,3948	6,1885	0,00422	2,3748	7	74,46	441,15
238	56644	13481272	15,4272	6,1972	0,00420	2,3766	8	74,77	444,88
239	57121	13651919	15,4596	6,2058	0,00418	2,3784	9	75,08	448,63
240	57600	13824000	15,4919	6,2145	0,00417	2,3802	24,0	75,40	452,39
241	58081	13997521	15,5242	6,2231	0,00415	2,3820	1	75,71	456,17
242	58564	14172488	15,5563	6,2317	0,00413	2,3838	2	76,03	459,96
243	59049	14348907	15,5885	6,2403	0,00412	2,3856	3	76,34	463,77
244	59536	14526784	15,6205	6,2488	0,00410	2,3874	4	76,65	467,59
245	60025	14706125	15,6525	6,2573	0,00408	2,3892	5	76,97	471,44
246	60516	14886936	15,6844	6,2658	0,00407	2,3909	6	77,28	475,29
247	61009	15069223	15,7162	6,2743	0,00405	2,3927	7	77,60	479,16
248	61504	15252992	15,7480	6,2828	0,00403	2,3945	8	77,91	483,05
249	62001	15438249	15,7797	6,2912	0,00402	2,3962	9	78,23	486,95
250	62500	15625000	15,8114	6,2996	0,00400	2,3979	25,0	78,54	490,87

n	n^2	n^3	\sqrt{n}	$\sqrt[3]{n}$	$\frac{1}{n}$	$\lg n$	$d =$ $0,1 n$	πd	$\frac{1}{4} \pi d^2$
251	63001	15813251	15,8430	6,3080	0,00398	2,3997	1	78,85	494,81
252	63504	16003008	15,8745	6,3164	0,00397	2,4014	2	79,17	498,76
253	64009	16194277	15,9060	6,3247	0,00395	2,4031	3	79,48	502,73
254	64516	16387064	15,9374	6,3330	0,00394	2,4048	4	79,80	506,71
255	65025	16581375	15,9687	6,3413	0,00392	2,4065	5	80,11	510,71
256	65536	16777216	16,0000	6,3496	0,00391	2,4082	6	80,42	514,72
257	66049	16974593	16,0312	6,3579	0,00389	2,4099	7	80,74	518,75
258	66564	17173512	16,0624	6,3661	0,00388	2,4116	8	81,05	522,79
259	67081	17373979	16,0935	6,3743	0,00386	2,4133	9	81,37	526,85
260	67600	17576000	16,1245	6,3825	0,00385	2,4150	26,0	81,68	530,93
261	68121	17779581	16,1555	6,3907	0,00383	2,4166	1	82,00	535,02
262	68644	17984728	16,1864	6,3988	0,00382	2,4183	2	82,31	539,13
263	69169	18191447	16,2173	6,4070	0,00380	2,4200	3	82,62	543,25
264	69696	18399744	16,2481	6,4151	0,00379	2,4216	4	82,94	547,39
265	70225	18609625	16,2788	6,4232	0,00377	2,4233	5	83,25	551,55
266	70756	18821096	16,3095	6,4312	0,00376	2,4249	6	83,57	555,72
267	71289	19034163	16,3401	6,4393	0,00375	2,4265	7	83,88	559,90
268	71824	19248832	16,3707	6,4473	0,00373	2,4281	8	84,19	564,10
269	72361	19465109	16,4012	6,4553	0,00372	2,4298	9	84,51	568,32
270	72900	19683000	16,4317	6,4633	0,00370	2,4314	27,0	84,82	572,56
271	73441	19902511	16,4621	6,4713	0,00369	2,4330	1	85,14	576,80
272	73984	20123648	16,4924	6,4792	0,00368	2,4346	2	85,45	581,07
273	74529	20346417	16,5227	6,4872	0,00366	2,4362	3	85,77	585,35
274	75076	20570824	16,5529	6,4951	0,00365	2,4378	4	86,08	589,65
275	75625	20796875	16,5831	6,5030	0,00364	2,4393	5	86,39	593,96
276	76176	21024576	16,6132	6,5108	0,00362	2,4409	6	86,71	598,28
277	76729	21253933	16,6433	6,5187	0,00361	2,4425	7	87,02	602,63
278	77284	21484952	16,6733	6,5265	0,00360	2,4440	8	87,34	606,99
279	77841	21717639	16,7033	6,5343	0,00358	2,4456	9	87,65	611,36
280	78400	21952000	16,7332	6,5421	0,00357	2,4472	28,0	87,96	615,75
281	78961	22188041	16,7631	6,5499	0,00356	2,4487	1	88,28	620,16
282	79524	22425768	16,7929	6,5577	0,00355	2,4503	2	88,59	624,58
283	80089	22665187	16,8226	6,5654	0,00353	2,4518	3	88,91	629,02
284	80656	22906304	16,8523	6,5731	0,00352	2,4533	4	89,22	633,47
285	81225	23149125	16,8819	6,5808	0,00351	2,4548	5	89,54	637,94
286	81796	23393656	16,9115	6,5885	0,00350	2,4564	6	89,85	642,42
287	82369	23639903	16,9411	6,5962	0,00348	2,4579	8	90,16	646,92
288	82944	23887872	16,9706	6,6039	0,00347	2,4594	8	90,48	651,44
289	83521	24137569	17,0000	6,6115	0,00346	2,4609	9	90,79	655,97
290	84100	24389000	17,0294	6,6191	0,00345	2,4624	29,0	91,11	660,52
291	84681	24642171	17,0587	6,6267	0,00344	2,4639	1	91,42	665,08
292	85264	24897088	17,0880	6,6343	0,00342	2,4654	2	91,73	669,66
293	85849	25153757	17,1172	6,6419	0,00341	2,4669	3	92,05	674,26
294	86436	25412184	17,1464	6,6494	0,00340	2,4684	4	92,36	678,87
295	87025	25672375	17,1756	6,6569	0,00339	2,4698	5	92,68	683,49
296	87616	25934336	17,2047	6,6644	0,00338	2,4713	6	92,99	688,13
297	88209	26198073	17,2337	6,6719	0,00337	2,4728	7	93,31	692,79
298	88804	26463592	17,2627	6,6794	0,00336	2,4742	8	93,62	697,46
299	89401	26730899	17,2916	6,6869	0,00334	2,4757	9	93,93	702,15
300	90000	27000000	17,3205	6,6943	0,00333	2,4771	30,0	94,25	706,86

n	n^2	n^3	\sqrt{n}	$\sqrt[3]{n}$	$\frac{1}{n}$	$\lg n$	$d =$ 0,1 n	πd	$\frac{1}{4} \pi d^2$
301	90601	27270901	17,3494	6,7018	0,00332	2,4786	1	94,56	711,58
302	91204	27543608	17,3781	6,7092	0,00331	2,4800	2	94,88	716,31
303	91809	27818127	17,4069	6,7166	0,00330	2,4814	3	95,19	721,07
304	92416	28094464	17,4356	6,7240	0,00329	2,4829	4	95,50	725,83
305	93025	28372625	17,4642	6,7313	0,00328	2,4843	5	95,82	730,62
306	93636	28652616	17,4929	6,7387	0,00327	2,4857	6	96,13	735,42
307	94249	28934443	17,5214	6,7460	0,00326	2,4871	7	96,45	740,23
308	94864	29218112	17,5499	6,7533	0,00325	2,4886	8	96,76	745,06
309	95481	29503629	17,5784	6,7606	0,00324	2,4900	9	97,08	749,91
310	96100	29791000	17,6068	6,7679	0,00323	2,4914	31,0	97,39	754,77
311	96721	30080231	17,6352	6,7752	0,00322	2,4928	1	97,70	759,64
312	97344	30371328	17,6635	6,7824	0,00321	2,4942	2	98,02	764,54
313	97969	30664297	17,6918	6,7897	0,00319	2,4955	3	98,33	769,45
314	98596	30959144	17,7200	6,7969	0,00318	2,4969	4	98,65	774,37
315	99225	31255875	17,7482	6,8041	0,00317	2,4983	5	98,96	779,31
316	99856	31554496	17,7764	6,8113	0,00316	2,4997	6	99,27	784,27
317	100489	31855013	17,8045	6,8185	0,00315	2,5011	7	99,59	789,24
318	101124	32157432	17,8326	6,8256	0,00314	2,5024	8	99,90	794,23
319	101761	32461759	17,8606	6,8328	0,00313	2,5038	9	100,2	799,23
320	102400	32768000	17,8885	6,8399	0,00313	2,5051	32,0	100,5	804,25
321	103041	33076161	17,9165	6,8470	0,00312	2,5065	1	100,8	809,28
322	103684	33386248	17,9444	6,8541	0,00311	2,5079	2	101,2	814,33
323	104329	33698267	17,9722	6,8612	0,00310	2,5092	3	101,5	819,40
324	104976	34012224	18,0000	6,8683	0,00309	2,5106	4	101,8	824,48
325	105625	34328125	18,0278	6,8753	0,00308	2,5119	5	102,1	829,58
326	106276	34645976	18,0555	6,8824	0,00307	2,5132	6	102,4	834,69
327	106929	34965783	18,0831	6,8894	0,00306	2,5145	7	102,7	839,82
328	107584	35287552	18,1108	6,8964	0,00305	2,5159	8	103,0	844,96
329	108241	35611289	18,1384	6,9034	0,00304	2,5172	9	103,4	850,12
330	108900	35937000	18,1659	6,9104	0,00303	2,5185	33,0	103,7	855,30
331	109561	36264691	18,1934	6,9174	0,00302	2,5198	1	104,0	860,49
332	110224	36594368	18,2209	6,9244	0,00301	2,5211	2	104,3	865,70
333	110889	36926037	18,2483	6,9313	0,00300	2,5224	3	104,6	870,92
334	111556	37259704	18,2757	6,9382	0,00299	2,5238	4	104,9	876,16
335	112225	37595375	18,3030	6,9451	0,00299	2,5250	5	105,2	881,41
336	112896	37933056	18,3303	6,9521	0,00298	2,5263	6	105,6	886,68
337	113569	38272753	18,3576	6,9589	0,00297	2,5276	7	105,9	891,97
338	114244	38614472	18,3848	6,9658	0,00296	2,5289	8	106,2	897,27
339	114921	38958219	18,4120	6,9727	0,00295	2,5302	9	106,5	902,59
340	115600	39304000	18,4391	6,9795	0,00294	2,5315	34,0	106,8	907,92
341	116281	39651821	18,4662	6,9864	0,00293	2,5328	1	107,1	913,27
342	116964	40001688	18,4932	6,9932	0,00292	2,5340	2	107,4	918,63
343	117649	40353607	18,5203	7,0000	0,00292	2,5353	3	107,8	924,01
344	118336	40707584	18,5472	7,0068	0,00291	2,5366	4	108,1	929,41
345	119025	41063625	18,5742	7,0136	0,00290	2,5378	5	108,4	934,82
346	119716	41421736	18,6011	7,0203	0,00289	2,5391	6	108,7	940,25
347	120409	41781923	18,6279	7,0271	0,00288	2,5403	7	109,0	945,69
348	121104	42144192	18,6548	7,0338	0,00287	2,5416	8	109,3	951,15
349	121801	42508549	18,6815	7,0406	0,00287	2,5428	9	109,6	956,62
350	122500	42875000	18,7083	7,0473	0,00286	2,5441	35,0	110,0	962,11

n	n^2	n^3	\sqrt{n}	$\sqrt[3]{n}$	$\frac{1}{n}$	$\lg n$	$d =$ $0,1n$	πd	$\frac{1}{4} \pi d^2$
351	123201	43243551	18,7350	7,0540	0,00285	2,5453	1	110,3	967,62
352	123904	43614208	18,7617	7,0607	0,00284	2,5465	2	110,6	973,14
353	124609	43986977	18,7883	7,0674	0,00283	2,5478	3	110,9	978,68
354	125316	44361864	18,8149	7,0740	0,00282	2,5490	4	111,2	984,23
355	126025	44738875	18,8414	7,0807	0,00282	2,5502	5	111,5	989,80
356	126736	45118016	18,8680	7,0873	0,00281	2,5514	6	111,8	995,38
357	127449	45499293	18,8944	7,0940	0,00280	2,5527	7	112,2	1000,98
358	128164	45882712	18,9209	7,1006	0,00279	2,5539	8	112,5	1006,60
359	128881	46268279	18,9473	7,1072	0,00279	2,5551	9	112,8	1012,23
360	129600	46656000	18,9737	7,1138	0,00278	2,5563	36,0	113,1	1017,87
361	130321	47045881	19,0000	7,1204	0,00277	2,5575	1	113,4	1023,54
362	131044	47437928	19,0263	7,1269	0,00276	2,5587	2	113,7	1029,21
363	131769	47832147	19,0526	7,1335	0,00275	2,5599	3	114,0	1034,91
364	132496	48228544	19,0788	7,1400	0,00275	2,5611	4	114,4	1040,62
365	133225	48627125	19,1050	7,1466	0,00274	2,5623	5	114,7	1046,35
366	133956	49027896	19,1311	7,1531	0,00273	2,5635	6	115,0	1052,09
367	134689	49430863	19,1572	7,1596	0,00272	2,5647	7	115,3	1057,84
368	135424	49836032	19,1833	7,1661	0,00272	2,5659	8	115,6	1063,62
369	136161	50243409	19,2094	7,1726	0,00271	2,5670	9	115,9	1069,40
370	136900	50653000	19,2354	7,1791	0,00270	2,5682	37,0	116,2	1075,21
371	137641	51064811	19,2614	7,1855	0,00270	2,5694	1	116,6	1081,03
372	138384	51478848	19,2873	7,1920	0,00269	2,5705	2	116,9	1086,87
373	139129	51895117	19,3132	7,1984	0,00268	2,5717	3	117,2	1092,71
374	139876	52313624	19,3391	7,2048	0,00267	2,5729	4	117,5	1098,58
375	140625	52734375	19,3649	7,2112	0,00267	2,5740	5	117,8	1104,46
376	141376	53157376	19,3907	7,2177	0,00266	2,5752	6	118,1	1110,4
377	142129	53582633	19,4165	7,2240	0,00265	2,5763	7	118,4	1116,3
378	142884	54010152	19,4422	7,2304	0,00265	2,5775	8	118,8	1122,2
379	143641	54439939	19,4679	7,2368	0,00264	2,5786	9	119,1	1128,1
380	144400	54872000	19,4936	7,2432	0,00263	2,5798	38,0	119,4	1134,1
381	145161	55306341	19,5192	7,2495	0,00262	2,5809	1	119,7	1140,1
382	145924	55742968	19,5448	7,2558	0,00262	2,5821	2	120,0	1146,1
383	146689	56181887	19,5704	7,2622	0,00261	2,5832	3	120,3	1152,1
384	147456	56623104	19,5959	7,2685	0,00260	2,5843	4	120,6	1158,1
385	148225	57066625	19,6214	7,2748	0,00260	2,5855	5	121,0	1164,2
386	148996	57512456	19,6469	7,2811	0,00259	2,5866	6	121,3	1170,2
387	149769	57960603	19,6723	7,2874	0,00258	2,5877	7	121,6	1176,3
388	150544	58411072	19,6977	7,2936	0,00258	2,5888	8	121,9	1182,4
389	151321	58863869	19,7231	7,2999	0,00257	2,5899	9	122,2	1188,5
390	152100	59319000	19,7484	7,3061	0,00256	2,5911	39,0	122,5	1194,6
391	152881	59776471	19,7737	7,3124	0,00256	2,5922	1	122,8	1200,7
392	153664	60236288	19,7990	7,3186	0,00255	2,5933	2	123,2	1206,9
393	154449	60698457	19,8242	7,3248	0,00254	2,5944	3	123,5	1213,0
394	155236	61162984	19,8494	7,3310	0,00254	2,5955	4	123,8	1219,2
395	156025	61629875	19,8746	7,3372	0,00253	2,5966	5	124,1	1225,4
396	156816	62099136	19,8997	7,3434	0,00253	2,5977	6	124,4	1231,6
397	157609	62570773	19,9249	7,3496	0,00252	2,5988	7	124,7	1237,9
398	158404	63044792	19,9499	7,3558	0,00251	2,5999	8	125,0	1244,1
399	159201	63521199	19,9750	7,3619	0,00251	2,6010	9	125,3	1250,4
400	160000	64000000	20,0000	7,3681	0,00250	2,6021	40,0	125,7	1256,6

n	n^2	n^3	\sqrt{n}	$\sqrt[3]{n}$	$\frac{1}{n}$	$\lg n$	$d =$ $0,1 n$	πd	$\frac{1}{4} \pi d^2$
401	160801	64481201	20,0250	7,3742	0,00249	2,6031	1	126,0	1262,9
402	161604	64964808	20,0499	7,3803	0,00249	2,6042	2	126,3	1269,2
403	162409	65450827	20,0749	7,3864	0,00248	2,6053	3	126,6	1275,6
404	163216	65939264	20,0998	7,3925	0,00248	2,6064	4	126,9	1281,9
405	164025	66430125	20,1246	7,3986	0,00247	2,6075	5	127,2	1288,2
406	164836	66923416	20,1494	7,4047	0,00246	2,6085	6	127,5	1294,6
407	165649	67419143	20,1742	7,4108	0,00246	2,6096	7	127,9	1301,0
408	166464	67917312	20,1990	7,4169	0,06245	2,6107	8	128,2	1307,4
409	167281	68417929	20,2237	7,4229	0,00244	2,6117	9	128,5	1313,8
410	168100	68921000	20,2485	7,4290	0,00244	2,6128	41,0	128,8	1320,3
411	168921	69426531	20,2731	7,4350	0,00243	2,6138	1	129,1	1326,7
412	169744	69934528	20,2978	7,4410	0,00243	2,6149	2	129,4	1333,2
413	170569	70444997	20,3224	7,4470	0,00242	2,6160	3	129,7	1339,6
414	171396	70957944	20,3470	7,4530	0,00242	2,6170	4	130,1	1346,1
415	172225	71473375	20,3715	7,4590	0,00241	2,6181	5	130,4	1352,7
416	173056	71991296	20,3961	7,4650	0,00240	2,6191	6	130,7	1359,2
417	173889	72511713	20,4206	7,4710	0,00240	2,6201	7	131,0	1365,7
418	174724	73034632	20,4450	7,4770	0,00239	2,6212	8	131,3	1372,3
419	175561	73560059	20,4695	7,4829	0,00239	2,6222	9	131,6	1378,9
420	176400	74088000	20,4939	7,4889	0,00238	2,6233	42,0	131,9	1385,4
421	177241	74618461	20,5183	7,4948	0,00238	2,6243	1	132,3	1392,0
422	178084	75151448	20,5426	7,5007	0,00237	2,6253	2	132,6	1398,7
423	178929	75686967	20,5670	7,5067	0,00236	2,6263	3	132,9	1405,3
424	179776	76225024	20,5913	7,5126	0,00236	2,6274	4	133,2	1412,0
425	180625	76765625	20,6155	7,5185	0,00235	2,6284	5	133,5	1418,6
426	181476	77308776	20,6398	7,5244	0,00235	2,6294	6	133,8	1425,3
427	182329	77854483	20,6640	7,5302	0,00234	2,6304	7	134,1	1432,0
428	183184	78402752	20,6882	7,5361	0,00234	2,6314	8	134,5	1438,7
429	184041	78953589	20,7123	7,5420	0,00233	2,6325	9	134,8	1445,5
430	184900	79507000	20,7364	7,5478	0,00233	2,6335	43,0	135,1	1452,2
431	185761	80062991	20,7605	7,5537	0,00232	2,6345	1	135,4	1459,0
432	186624	80621568	20,7846	7,5595	0,00231	2,6355	2	135,7	1465,7
433	187489	81182737	20,8087	7,5654	0,00231	2,6365	3	136,0	1472,5
434	188356	81746504	20,8327	7,5712	0,00230	2,6375	4	136,3	1479,3
435	189225	82312875	20,8567	7,5770	0,00230	2,6385	5	136,7	1486,2
436	190096	82881856	20,8806	7,5828	0,00229	2,6395	6	137,0	1493,0
437	190969	83453453	20,9045	7,5886	0,00229	2,6405	7	137,3	1499,9
438	191844	84027672	20,9284	7,5944	0,00228	2,6415	8	137,6	1506,7
439	192721	84604519	20,9523	7,6001	0,00228	2,6425	9	137,9	1513,6
440	193600	85184000	20,9762	7,6059	0,00227	2,6435	44,0	138,2	1520,5
441	194481	85766121	21,0000	7,6117	0,00227	2,6444	1	138,5	1527,5
442	195364	86350888	21,0238	7,6174	0,00226	2,6454	2	138,9	1534,4
443	196249	86938307	21,0476	7,6232	0,00226	2,6464	3	139,2	1541,3
444	197136	87528384	21,0713	7,6289	0,00225	2,6474	4	139,5	1548,3
445	198025	88121125	21,0950	7,6346	0,00225	2,6484	5	139,8	1555,3
446	198916	88716536	21,1187	7,6403	0,00224	2,6493	6	140,1	1562,3
447	199809	89314623	21,1424	7,6460	0,00224	2,6503	7	140,4	1569,3
448	200704	89915392	21,1660	7,6517	0,00223	2,6513	8	140,7	1576,3
449	201601	90518849	21,1896	7,6574	0,00223	2,6523	9	141,1	1583,4
450	202500	91125000	21,2132	7,6631	0,00222	2,6532	45,0	141,4	1590,4

n	n^2	n^3	\sqrt{n}	$\sqrt[3]{n}$	$\frac{1}{n}$	$\lg n$	$d =$ 0,1 n	πd	$\frac{1}{4} \pi d^2$
451	203401	91733851	21,2368	7,6688	0,00222	2,6542	1	141,7	1597,5
452	204304	92345408	21,2603	7,6744	0,00221	2,6551	2	142,0	1604,6
453	205209	92959677	21,2838	7,6801	0,00221	2,6561	3	142,3	1611,7
454	206116	93576664	21,3073	7,6857	0,00220	2,6571	4	142,6	1618,8
455	207025	94196375	21,3307	7,6914	0,00220	2,6580	5	142,9	1626,0
456	207936	94818816	21,3542	7,6970	0,00219	2,6590	6	143,3	1633,1
457	208849	95443993	21,3776	7,7026	0,00219	2,6599	7	143,6	1640,3
458	209764	96071912	21,4009	7,7082	0,00218	2,6609	8	143,9	1647,5
459	210681	96702579	21,4243	7,7138	0,00218	2,6618	9	144,2	1654,7
460	211600	97336000	21,4476	7,7194	0,00217	2,6628	46,0	144,5	1661,9
461	212521	97972181	21,4709	7,7250	0,00217	2,6637	1	144,8	1669,1
462	213444	98611128	21,4942	7,7306	0,00216	2,6646	2	145,1	1676,4
463	214369	99252847	21,5174	7,7362	0,00216	2,6656	3	145,5	1683,7
464	215296	99897344	21,5407	7,7418	0,00216	2,6665	4	145,8	1690,9
465	216225	100544625	21,5639	7,7473	0,00215	2,6675	5	146,1	1698,2
466	217156	101194696	21,5870	7,7529	0,00215	2,6684	6	146,4	1705,5
467	218089	101847563	21,6102	7,7584	0,00214	2,6693	7	146,7	1712,9
468	219024	102503232	21,6333	7,7639	0,00214	2,6703	8	147,0	1720,2
469	219961	103161709	21,6564	7,7695	0,00213	2,6712	9	147,3	1727,6
470	220900	103823000	21,6795	7,7750	0,00213	2,6721	47,0	147,7	1734,9
471	221841	104487111	21,7025	7,7805	0,00212	2,6730	1	148,0	1742,3
472	222784	105154048	21,7256	7,7860	0,00212	2,6739	2	148,3	1749,7
473	223729	105823817	21,7486	7,7915	0,00211	2,6749	3	148,6	1757,2
474	224676	106496424	21,7715	7,7970	0,00211	2,6758	4	148,9	1764,6
475	225625	107171875	21,7945	7,8025	0,00211	2,6767	5	149,2	1772,1
476	226576	107850176	21,8174	7,8079	0,00210	2,6776	6	149,5	1779,5
477	227529	108531333	21,8403	7,8134	0,00210	2,6785	7	149,9	1787,0
478	228484	109215352	21,8632	7,8188	0,00209	2,6794	8	150,2	1794,5
479	229441	109902239	21,8861	7,8243	0,00209	2,6803	9	150,5	1802,0
480	230400	110592000	21,9089	7,8297	0,00208	2,6812	48,0	150,8	1809,6
481	231361	111284641	21,9317	7,8352	0,00208	2,6822	1	151,1	1817,1
482	232324	111980168	21,9545	7,8406	0,00207	2,6831	2	151,4	1824,7
483	233289	112678587	21,9773	7,8460	0,00207	2,6840	3	151,7	1832,2
484	234256	113379904	22,0000	7,8514	0,00207	2,6849	4	152,1	1839,8
485	235225	114084125	22,0227	7,8568	0,00206	2,6857	5	152,4	1847,5
486	236196	114791256	22,0454	7,8622	0,00206	2,6866	6	152,7	1855,1
487	237169	115501303	22,0681	7,8676	0,00205	2,6875	7	153,0	1862,7
488	238144	116214272	22,0907	7,8730	0,00205	2,6884	8	153,3	1870,4
489	239121	116930169	22,1133	7,8784	0,00204	2,6893	9	153,6	1878,1
490	240100	117649000	22,1359	7,8837	0,00204	2,6902	49,0	153,9	1885,7
491	241081	118370771	22,1585	7,8891	0,00204	2,6911	1	154,3	1893,4
492	242064	119095488	22,1811	7,8944	0,00203	2,6920	2	154,6	1901,2
493	243049	119823157	22,2036	7,8998	0,00203	2,6929	3	154,9	1908,9
494	244036	120553784	22,2261	7,9051	0,00202	2,6937	4	155,2	1916,7
495	245025	121287375	22,2486	7,9105	0,00202	2,6946	5	155,5	1924,4
496	246016	122023936	22,2711	7,9158	0,00202	2,6955	6	155,8	1932,2
497	247009	122763473	22,2935	7,9211	0,00201	2,6964	7	156,1	1940,0
498	248004	123505992	22,3159	7,9264	0,00201	2,6972	8	156,5	1947,8
499	249001	124251499	22,3383	7,9317	0,00200	2,6981	9	156,8	1955,6
500	250000	125000000	22,3607	7,9370	0,00200	2,6990	50,0	157,1	1963,5

n	n^2	n^3	\sqrt{n}	$\sqrt[3]{n}$	$\frac{1}{n}$	$\lg n$	$d =$ $0,1 n$	πd	$\frac{1}{4} \pi d^2$
501	251001	125751501	22,3830	7,9423	0,00200	2,6998	1	157,4	1971,4
502	252004	126506008	22,4054	7,9476	0,00199	2,7007	2	157,7	1979,2
503	253009	127263527	22,4277	7,9528	0,00199	2,7016	3	158,0	1987,1
504	254016	128024064	22,4499	7,9581	0,00199	2,7024	4	158,3	1995,0
505	255025	128787625	22,4722	7,9634	0,00198	2,7033	5	158,7	2003,0
506	256036	129554216	22,4944	7,9686	0,00198	2,7042	6	159,0	2010,9
507	257049	130323843	22,5167	7,9739	0,00197	2,7050	7	159,3	2018,9
508	258064	131096512	22,5389	7,9791	0,00197	2,7059	8	159,6	2026,8
509	259081	131872229	22,5610	7,9843	0,00196	2,7067	9	159,9	2034,8
510	260100	132651000	22,5832	7,9896	0,00196	2,7076	51,0	160,2	2042,8
511	261121	133432831	22,6053	7,9948	0,00196	2,7084	1	160,5	2050,8
512	262144	134217728	22,6274	8,0000	0,00195	2,7093	2	160,8	2058,9
513	263169	135005697	22,6495	8,0052	0,00195	2,7101	3	161,2	2066,9
514	264196	135796744	22,6716	8,0104	0,00195	2,7110	4	161,5	2075,0
515	265225	136590875	22,6936	8,0156	0,00194	2,7118	5	161,8	2083,1
516	266256	137388096	22,7156	8,0208	0,00194	2,7127	6	162,1	2091,2
517	267289	138188413	22,7376	8,0260	0,00193	2,7135	7	162,4	2099,3
518	268324	138991832	22,7596	8,0311	0,00193	2,7143	8	162,7	2107,4
519	269361	139798359	22,7816	8,0363	0,00193	2,7152	9	163,0	2115,6
520	270400	140608000	22,8035	8,0415	0,00192	2,7160	52,0	163,4	2123,7
521	271441	141420761	22,8254	8,0466	0,00192	2,7168	1	163,7	2131,9
522	272484	142236648	22,8473	8,0517	0,00192	2,7177	2	164,0	2140,1
523	273529	143055667	22,8692	8,0569	0,00191	2,7185	3	164,3	2148,3
524	274576	143877824	22,8910	8,0620	0,00191	2,7193	4	164,6	2156,5
525	275625	144703125	22,9129	8,0671	0,00190	2,7202	5	164,9	2164,8
526	276676	145531576	22,9347	8,0723	0,00190	2,7210	6	165,2	2173,0
527	277729	146363183	22,9565	8,0774	0,00190	2,7218	7	165,6	2181,3
528	278784	147197952	22,9783	8,0825	0,00189	2,7226	8	165,9	2189,6
529	279841	148035889	23,0000	8,0876	0,00189	2,7235	9	166,2	2197,9
530	280900	148877000	23,0217	8,0927	0,00189	2,7243	53,0	166,5	2206,2
531	281961	149721291	23,0434	8,0978	0,00188	2,7251	1	166,8	2214,5
532	283024	150568768	23,0651	8,1028	0,00188	2,7259	2	167,1	2222,9
533	284089	151419437	23,0868	8,1079	0,00188	2,7267	3	167,4	2231,2
534	285156	152273304	23,1084	8,1130	0,00187	2,7275	4	167,8	2239,6
535	286225	153130375	23,1301	8,1180	0,00187	2,7284	5	168,1	2248,0
536	287296	153990656	23,1517	8,1231	0,00187	2,7292	6	168,4	2256,4
537	288369	154854153	23,1733	8,1281	0,00186	2,7300	7	168,7	2264,8
538	289444	155720872	23,1948	8,1332	0,00186	2,7308	8	169,0	2273,3
539	290521	156590819	23,2164	8,1382	0,00186	2,7316	9	169,3	2281,7
540	291600	157464000	23,2379	8,1433	0,00185	2,7324	54,0	169,6	2290,2
541	292681	158340421	23,2594	8,1483	0,00185	2,7332	1	170,0	2298,7
542	293764	159220088	23,2809	8,1533	0,00185	2,7340	2	170,3	2307,2
543	294849	160103007	23,3024	8,1583	0,00184	2,7348	3	170,6	2315,7
544	295936	160989184	23,3238	8,1633	0,00184	2,7356	4	170,9	2324,3
545	297025	161878625	23,3452	8,1683	0,00183	2,7364	5	171,2	2332,8
546	298116	162771336	23,3666	8,1733	0,00183	2,7372	6	171,5	2341,4
547	299209	163667323	23,3880	8,1783	0,00183	2,7380	7	171,8	2350,0
548	300304	164566592	23,4094	8,1833	0,00182	2,7388	8	172,2	2358,6
549	301401	165469149	23,4307	8,1882	0,00182	2,7396	9	172,5	2367,2
550	302500	166375000	23,4521	8,1932	0,00182	2,7404	55,0	172,8	2375,8

n	n^2	n^3	\sqrt{n}	$\sqrt[3]{n}$	$\frac{1}{n}$	$\lg n$	$d =$ 0,1 n	πd	$\frac{1}{4} \pi d^2$
551	303601	167284151	23,4734	8,1982	0,00181	2,7412	1	173,1	2384,5
552	304704	168196608	23,4947	8,2031	0,00181	2,7419	2	173,4	2393,1
553	305809	169112377	23,5160	8,2081	0,00181	2,7427	3	173,7	2401,8
554	306916	170031464	23,5372	8,2130	0,00181	2,7435	4	174,0	2410,5
555	308025	170953875	23,5584	8,2180	0,00180	2,7443	5	174,4	2419,2
556	309136	171879616	23,5797	8,2229	0,00180	2,7451	6	174,7	2427,9
557	310249	172808693	23,6008	8,2278	0,00180	2,7459	7	175,0	2436,7
558	311364	173741112	23,6220	8,2327	0,00179	2,7466	8	175,3	2445,4
559	312481	174676879	23,6432	8,2377	0,00179	2,7474	9	175,6	2454,2
560	313600	175616000	23,6643	8,2426	0,00179	2,7482	56,0	175,9	2463,0
561	314721	176558481	23,6854	8,2475	0,00178	2,7490	1	176,2	2471,8
562	315844	177504328	23,7065	8,2524	0,00178	2,7497	2	176,6	2480,6
563	316969	178453547	23,7276	8,2573	0,00178	2,7505	3	176,9	2489,5
564	318096	179406144	23,7487	8,2621	0,00177	2,7513	4	177,2	2498,3
565	319225	180362125	23,7697	8,2670	0,00177	2,7521	5	177,5	2507,2
566	320356	181321496	23,7908	8,2719	0,00177	2,7528	6	177,8	2516,1
567	321489	182284263	23,8118	8,2768	0,00176	2,7536	7	178,1	2525,0
568	322624	183250432	23,8328	8,2816	0,00176	2,7544	8	178,4	2533,9
569	323761	184220009	23,8537	8,2865	0,00176	2,7551	9	178,8	2542,8
570	324900	185193000	23,8747	8,2913	0,00175	2,7559	57,0	179,1	2551,8
571	326041	186169411	23,8956	8,2962	0,00175	2,7566	1	179,4	2560,7
572	327184	187149248	23,9165	8,3010	0,00175	2,7574	2	179,7	2569,7
573	328329	188132517	23,9374	8,3059	0,00175	2,7582	3	180,0	2578,7
574	329476	189119224	23,9583	8,3107	0,00174	2,7589	4	180,3	2587,7
575	330625	190109375	23,9792	8,3155	0,00174	2,7597	5	180,6	2596,7
576	331776	191102976	24,0000	8,3203	0,00174	2,7604	6	181,0	2605,8
577	332929	192100033	24,0208	8,3251	0,00173	2,7612	7	181,3	2614,8
578	334084	193100552	24,0416	8,3300	0,00173	2,7619	8	181,6	2623,9
579	335241	194104539	24,0624	8,3348	0,00173	2,7627	9	181,9	2633,0
580	336400	195112000	24,0832	8,3396	0,00172	2,7634	58,0	182,2	2642,1
581	337561	196122941	24,1039	8,3443	0,00172	2,7642	1	182,5	2651,2
582	338724	197137368	24,1247	8,3491	0,00172	2,7649	2	182,8	2660,3
583	339889	198155287	24,1454	8,3539	0,00172	2,7657	3	183,2	2669,5
584	341056	199176704	24,1661	8,3587	0,00171	2,7664	4	183,5	2678,6
585	342225	200201625	24,1868	8,3634	0,00171	2,7672	5	183,8	2687,8
586	343396	201230056	24,2074	8,3682	0,00171	2,7679	6	184,1	2697,0
587	344569	202262003	24,2281	8,3730	0,00170	2,7686	7	184,4	2706,2
588	345744	203297472	24,2487	8,3777	0,00170	2,7694	8	184,7	2715,5
589	346921	204336469	24,2693	8,3825	0,00170	2,7701	9	185,0	2724,7
590	348100	205379000	24,2899	8,3872	0,00169	2,7709	59,0	185,4	2734,0
591	349281	206425071	24,3105	8,3919	0,00169	2,7716	1	185,7	2743,2
592	350464	207474688	24,3311	8,3967	0,00169	2,7723	2	186,0	2752,5
593	351649	208527857	24,3516	8,4014	0,00169	2,7731	3	186,3	2761,8
594	352836	209584584	24,3721	8,4061	0,00168	2,7738	4	186,6	2771,2
595	354025	210644875	24,3926	8,4108	0,00168	2,7745	5	186,9	2780,5
596	355216	211708736	24,4131	8,4155	0,00168	2,7753	6	187,2	2789,9
597	356409	212776173	24,4336	8,4202	0,00168	2,7760	7	187,6	2799,2
598	357604	213847192	24,4540	8,4249	0,00167	2,7767	8	187,9	2808,6
599	358801	214921799	24,4745	8,4296	0,00167	2,7774	9	188,2	2818,0
600	360000	216000000	24,4949	8,4343	0,00167	2,7782	60,0	188,5	2827,4

n	n^2	n^3	\sqrt{n}	$\sqrt[3]{n}$	$\frac{1}{n}$	$\lg n$	$d =$ $0,1 n$	πd	$\frac{1}{4} \pi d^2$
601	361201	217081801	24,5153	8,4390	0,00166	2,7789	1	188,8	2836,9
602	362404	218167208	24,5357	8,4437	0,00166	2,7796	2	189,1	2846,3
603	363609	219256227	24,5561	8,4484	0,00166	2,7803	3	189,4	2855,8
604	364816	220348864	24,5764	8,4530	0,00166	2,7810	4	189,8	2865,3
605	366025	221445125	24,5967	8,4577	0,00165	2,7818	5	190,1	2874,8
606	367236	222545016	24,6171	8,4623	0,00165	2,7825	6	190,4	2884,3
607	368449	223648543	24,6374	8,4670	0,00165	2,7832	7	190,7	2893,8
608	369664	224755712	24,6577	8,4716	0,00164	2,7839	8	191,0	2903,3
609	370881	225866529	24,6779	8,4763	0,00164	2,7846	9	191,3	2912,9
610	372100	226981000	24,6982	8,4809	0,00164	2,7853	61,0	191,6	2922,5
611	373321	228099131	24,7184	8,4856	0,00164	2,7860	1	192,0	2932,1
612	374544	229220928	24,7386	8,4902	0,00163	2,7868	2	192,3	2941,7
613	375769	230346397	24,7588	8,4948	0,00163	2,7875	3	192,6	2951,3
614	376996	231475544	24,7790	8,4994	0,00163	2,7882	4	192,9	2960,9
615	378225	232608375	24,7992	8,5040	0,00163	2,7889	5	193,2	2970,6
616	379456	233744896	24,8193	8,5086	0,00162	2,7896	6	193,5	2980,2
617	380689	234885113	24,8395	8,5132	0,00162	2,7903	7	193,8	2989,9
618	381924	236029032	24,8596	8,5178	0,00162	2,7910	8	194,2	2999,6
619	383161	237176659	24,8797	8,5224	0,00162	2,7917	9	194,5	3009,3
620	384400	238328000	24,8998	8,5270	0,00161	2,7924	62,0	194,8	3019,1
621	385641	239483061	24,9199	8,5316	0,00161	2,7931	1	195,1	3028,8
622	386884	240641848	24,9399	8,5362	0,00161	2,7938	2	195,4	3038,6
623	388129	241804367	24,9600	8,5408	0,00161	2,7945	3	195,7	3048,4
624	389376	242970624	24,9800	8,5453	0,00160	2,7952	4	196,0	3058,2
625	390625	244140625	25,0000	8,5499	0,00160	2,7959	5	196,3	3068,0
626	391876	245314376	25,0200	8,5544	0,00160	2,7966	6	196,7	3077,8
627	393129	246491883	25,0400	8,5590	0,00159	2,7973	7	197,0	3087,6
628	394384	247673152	25,0599	8,5635	0,00159	2,7980	8	197,3	3097,5
629	395641	248858189	25,0799	8,5681	0,00159	2,7987	9	197,6	3107,4
630	396900	250047000	25,0998	8,5726	0,00159	2,7993	63,0	197,9	3117,2
631	398161	251239591	25,1197	8,5772	0,00158	2,8000	1	198,2	3127,1
632	399424	252435968	25,1396	8,5817	0,00158	2,8007	2	198,5	3137,1
633	400689	253636137	25,1595	8,5862	0,00158	2,8014	3	198,9	3147,0
634	401956	254840104	25,1794	8,5907	0,00158	2,8021	4	199,2	3157,0
635	403225	256047875	25,1992	8,5952	0,00157	2,8028	5	199,5	3166,9
636	404496	257259456	25,2190	8,5997	0,00157	2,8035	6	199,8	3176,9
637	405769	258474853	25,2389	8,6043	0,00157	2,8041	7	200,1	3186,9
638	407044	259694072	25,2587	8,6088	0,00157	2,8048	8	200,4	3196,9
639	408321	260917119	25,2784	8,6132	0,00156	2,8055	9	200,7	3206,9
640	409600	262144000	25,2982	8,6177	0,00156	2,8062	64,0	201,1	3217,0
641	410881	263374721	25,3180	8,6222	0,00156	2,8069	1	201,4	3227,1
642	412164	264609288	25,3377	8,6267	0,00156	2,8075	2	201,7	3237,1
643	413449	265847707	25,3574	8,6312	0,00156	2,8082	3	202,0	3247,2
644	414736	267089984	25,3772	8,6357	0,00155	2,8089	4	202,3	3257,3
645	416025	268336125	25,3969	8,6401	0,00155	2,8096	5	202,6	3267,5
646	417316	269586136	25,4165	8,6446	0,00155	2,8102	6	202,9	3277,6
647	418609	270840023	25,4362	8,6490	0,00155	2,8109	7	203,3	3287,7
648	419904	272097792	25,4558	8,6535	0,00154	2,8116	8	203,6	3297,9
649	421201	273359449	25,4755	8,6579	0,00154	2,8122	9	203,9	3308,1
650	422500	274625000	25,4951	8,6624	0,00154	2,8129	65,0	204,2	3318,3

n	n^2	n^3	\sqrt{n}	$\sqrt[3]{n}$	$\frac{1}{n}$	$\lg n$	$d =$ $0,1n$	πd	$\frac{1}{4} \pi d^2$
651	423801	275894451	25,5147	8,6668	0,00154	2,8136	1	204,5	3328,5
652	425104	277167808	25,5343	8,6713	0,00153	2,8143	2	204,8	3338,8
653	426409	278445077	25,5539	8,6757	0,00153	2,8149	3	205,1	3349,0
654	427716	279726264	25,5734	8,6801	0,00153	2,8156	4	205,5	3359,3
655	429025	281011375	25,5930	8,6845	0,00153	2,8162	5	205,8	3369,6
656	430336	282300416	25,6125	8,6890	0,00152	2,8169	6	206,1	3379,9
657	431649	283593393	25,6320	8,6934	0,00152	2,8176	7	206,4	3390,2
658	432964	284890312	25,6515	8,6978	0,00152	2,8182	8	206,7	3400,5
659	434281	286191179	25,6710	8,7022	0,00152	2,8189	9	207,0	3410,8
660	435600	287496000	25,6905	8,7066	0,00152	2,8195	66,0	207,3	3421,2
661	436921	288804781	25,7099	8,7110	0,00151	2,8202	1	207,7	3431,6
662	438244	290117528	25,7294	8,7154	0,00151	2,8209	2	208,0	3442,0
663	439569	291434247	25,7488	8,7198	0,00151	2,8215	3	208,3	3452,4
664	440896	292754944	25,7682	8,7241	0,00151	2,8222	4	208,6	3462,8
665	442225	294079625	25,7876	8,7285	0,00150	2,8228	5	208,9	3473,2
666	443556	295408296	25,8070	8,7329	0,00150	2,8235	6	209,2	3483,7
667	444889	296740963	25,8263	8,7373	0,00150	2,8241	7	209,5	3494,2
668	446224	298077632	25,8457	8,7416	0,00150	2,8248	8	209,9	3504,6
669	447561	299418309	25,8650	8,7460	0,00149	2,8254	9	210,2	3515,1
670	448900	300763000	25,8844	8,7503	0,00149	2,8261	67,0	210,5	3525,7
671	450241	302111711	25,9037	8,7547	0,00149	2,8267	1	210,8	3536,2
672	451584	303464448	25,9230	8,7590	0,00149	2,8274	2	211,1	3546,7
673	452929	304821217	25,9422	8,7634	0,00149	2,8280	3	211,4	3557,3
674	454276	306182024	25,9615	8,7677	0,00148	2,8287	4	211,7	3567,9
675	455625	307546875	25,9808	8,7721	0,00148	2,8293	5	212,1	3578,5
676	456976	308915776	26,0000	8,7764	0,00148	2,8299	6	212,4	3589,1
677	458329	310288733	26,0192	8,7807	0,00148	2,8306	7	212,7	3599,7
678	459684	311665752	26,0384	8,7850	0,00147	2,8312	8	213,0	3610,3
679	461041	313046839	26,0576	8,7893	0,00147	2,8319	9	213,4	3621,0
680	462400	314432000	26,0768	8,7937	0,00147	2,8325	68,0	213,6	3631,7
681	463761	315821241	26,0960	8,7980	0,00147	2,8332	1	213,9	3642,4
682	465124	317214568	26,1151	8,8023	0,00147	2,8338	2	214,3	2653,1
683	466489	318611987	26,1343	8,8066	0,00146	2,8344	3	214,6	3663,8
684	467856	320013504	26,1534	8,8109	0,00146	2,8351	4	214,9	3674,5
685	469225	321419125	26,1725	8,8152	0,00146	2,8357	5	215,2	3685,3
686	470596	322828856	26,1916	8,8194	0,00146	2,8363	6	215,5	3696,1
687	471969	324242703	26,2107	8,8237	0,00146	2,8370	7	215,8	3706,8
688	473344	325660672	26,2298	8,8280	0,00145	2,8376	8	216,1	3717,6
689	474721	327082769	26,2488	8,8323	0,00145	2,8382	9	216,5	3728,5
690	476100	328509000	26,2679	8,8366	0,00145	2,8389	69,0	216,8	3739,3
691	477481	329939371	26,2869	8,8408	0,00145	2,8395	1	217,1	3750,1
692	478864	331373888	26,3059	8,8451	0,00145	2,8401	2	217,4	3761,0
693	480249	332812557	26,3249	8,8493	0,00144	2,8407	3	217,7	3771,9
694	481636	334255384	26,3439	8,8536	0,00144	2,8414	4	218,0	3782,8
695	483025	335702375	26,3629	8,8578	0,00144	2,8420	5	218,3	3793,7
696	484416	337153536	26,3818	8,8621	0,00144	2,8426	6	218,7	3804,6
697	485809	338608873	26,4008	8,8663	0,00143	2,8432	7	219,0	3815,5
698	487204	340068392	26,4197	8,8706	0,00143	2,8439	8	219,3	3826,5
699	488601	341532009	26,4386	8,8748	0,00143	2,8445	9	219,6	3837,5
700	490000	343000000	26,4575	8,8790	0,00143	2,8451	70,0	219,9	3848,5

n	n^2	n^3	\sqrt{n}	$\sqrt[3]{n}$	$\frac{1}{n}$	$\lg n$	$d =$ 0,1 n	πd	$\frac{1}{4} \pi d^2$
701	491401	344472101	26,4764	8,8833	0,00143	2,8457	1	220,2	3859,5
702	492804	345948408	26,4953	8,8875	0,00142	2,8463	2	220,5	3870,5
703	494209	347428927	26,5141	8,8917	0,00142	2,8470	3	220,9	3881,5
704	495616	348913664	26,5330	8,8959	0,00142	2,8476	4	221,2	3892,6
705	497025	250402625	26,5518	8,9001	0,00142	2,8482	5	221,5	3903,6
706	498436	351895816	26,5707	8,9043	0,00142	2,8488	6	221,8	3914,7
707	499849	353393243	26,5895	8,9085	0,00141	2,8494	7	222,1	3925,8
708	501264	354894912	26,6083	8,9127	0,00141	2,8500	8	222,4	3936,9
709	502681	356400829	26,6271	8,9169	0,00141	2,8506	9	222,7	3948,0
710	504100	357911000	26,6458	8,9211	0,00141	2,8513	71,0	223,1	3959,2
711	505521	359425431	26,6646	8,9253	0,00141	2,8519	1	223,4	3970,4
712	506944	360944128	26,6833	8,9295	0,00140	2,8525	2	223,7	3981,5
713	508369	362467097	26,7021	8,9337	0,00140	2,8531	3	224,0	3992,7
714	509796	363994344	26,7208	8,9378	0,00140	2,8537	4	224,3	4003,9
715	511225	365525875	26,7395	8,9420	0,00140	2,8543	5	224,6	4015,2
716	512656	367061696	26,7582	8,9462	0,00140	2,8549	6	224,9	4026,4
717	514089	368601813	26,7769	8,9503	0,00139	2,8555	7	225,3	4037,6
718	515524	370146232	26,7955	8,9545	0,00139	2,8561	8	225,6	4048,9
719	516961	371694959	26,8142	8,9587	0,00139	2,8567	9	225,9	4060,2
720	518400	373248000	26,8328	8,9628	0,00139	2,8573	72,0	226,2	4071,5
721	519841	374805361	26,8514	8,9670	0,00139	2,8579	1	226,5	4082,8
722	521284	376367048	26,8701	8,9711	0,00139	2,8585	2	226,8	4094,2
723	522729	377933067	26,8887	8,9752	0,00138	2,8591	3	227,1	4105,5
724	524176	379503424	26,9072	8,9794	0,00138	2,8597	4	227,5	4116,9
725	525625	381078125	26,9258	8,9835	0,00138	2,8603	5	227,8	4128,2
726	527076	382657176	26,9444	8,9876	0,00138	2,8609	6	228,1	4139,6
727	528529	384240583	26,9629	8,9918	0,00138	2,8615	7	228,4	4151,1
728	529984	385828352	26,9815	8,9959	0,00137	2,8621	8	228,7	4162,5
729	531441	387420489	27,0000	9,0000	0,00137	2,8627	9	229,0	4173,9
730	532900	389017000	27,0185	9,0041	0,00137	2,8633	73,0	229,3	4185,4
731	534361	390617891	27,0370	9,0082	0,00137	2,8639	1	229,7	4196,9
732	535824	392223168	27,0555	9,0123	0,00137	2,8645	2	230,0	4208,4
733	537289	393832837	27,0740	9,0164	0,00136	2,8651	3	230,3	4219,9
734	538756	395446904	27,0924	9,0205	0,00136	2,8657	4	230,6	4231,4
735	540225	397065375	27,1109	9,0246	0,00136	2,8663	5	230,9	4242,9
736	541696	398688256	27,1293	9,0287	0,00136	2,8669	6	231,2	4254,5
737	543169	400315553	27,1477	9,0328	0,00136	2,8675	7	231,5	4266,0
738	544644	401947272	27,1662	9,0369	0,00136	2,8681	8	231,8	4277,6
739	546121	403583419	27,1846	9,0410	0,00135	2,8686	9	232,2	4289,2
740	547600	405224000	27,2029	9,0450	0,00135	2,8692	74,0	232,5	4300,8
741	549081	406869021	27,2213	9,0491	0,00135	2,8698	1	232,8	4312,5
742	550564	408518488	27,2397	9,0532	0,00135	2,8704	2	233,1	4324,1
743	552049	410172407	27,2580	9,0572	0,00135	2,8710	3	233,4	4335,8
744	553536	411830784	27,2764	9,0613	0,00134	2,8716	4	233,7	4347,5
745	555025	413493625	27,2947	9,0654	0,00134	2,8722	5	234,0	4359,2
746	556516	415160936	27,3130	9,0694	0,00134	2,8727	6	234,4	4370,9
747	558009	416832723	27,3313	9,0735	0,00134	2,8733	7	234,7	4382,6
748	559504	418508992	27,3496	9,0775	0,00134	2,8739	8	235,0	4394,3
749	561001	420189749	27,3679	9,0816	0,00134	2,8745	9	235,3	4406,1
750	562500	421875000	27,3861	9,0856	0,00133	2,8751	75,0	235,6	4417,9

n	n^2	n^3	\sqrt{n}	$\sqrt[3]{n}$	$\frac{1}{n}$	$\lg n$	$d =$ $0,1n$	πd	$\frac{1}{4} \pi d^2$
751	564001	423564751	27,4044	9,0896	0,00133	2,8756	1	235,9	4429,7
752	565504	425259008	27,4226	9,0937	0,00133	2,8762	2	236,2	4441,5
753	567009	426957777	27,4408	9,0977	0,00133	2,8768	3	236,6	4453,3
754	568516	428661064	27,4591	9,1017	0,00133	2,8774	4	236,9	4465,1
755	570025	430368875	27,4773	9,1057	0,00132	2,8780	5	237,2	4477,0
756	571536	432081216	27,4955	8,1098	0,00132	2,8785	6	237,5	4488,8
757	573049	433798093	27,5136	9,1138	0,00132	2,8791	7	237,8	4500,7
758	574564	435519512	27,5318	9,1178	0,00132	2,8797	8	238,1	4512,6
759	576081	437245479	27,5500	8,1218	0,00132	2,8802	9	238,4	4524,4
760	577600	438976000	27,5681	9,1258	0,00132	2,8808	76,0	238,8	4536,5
761	579121	440711081	27,5862	9,1298	0,00131	2,8814	1	239,1	4548,4
762	580644	442450728	27,6043	9,1338	0,00131	2,8820	2	239,4	4560,4
763	582169	444194947	27,6225	9,1378	0,00131	2,8825	3	239,7	4572,3
764	583696	445943744	27,6405	9,1418	0,00131	2,8831	4	240,0	4584,3
765	585225	447697125	27,6586	9,1458	0,00131	2,8837	5	240,3	4596,3
766	586756	449455096	27,6767	9,1498	0,00131	2,8842	6	240,6	4608,4
767	588289	451217663	27,6948	9,1537	0,00130	2,8848	7	241,0	4620,4
768	589824	452984832	27,7128	9,1577	0,00130	2,8854	8	241,3	4632,5
769	591361	454756609	27,7308	9,1617	0,00130	2,8859	9	241,6	4644,5
770	592900	456533000	27,7489	9,1657	0,00130	2,8865	77,0	241,9	4656,6
771	594441	458314011	27,7669	9,1696	0,00130	2,8870	1	242,2	4668,7
772	595984	460099648	27,7849	9,1736	0,00130	2,8876	2	242,5	4680,8
773	597529	461889917	27,8029	9,1775	0,00129	2,8882	3	242,8	4693,0
774	599076	463684824	27,8209	9,1815	0,00129	2,8887	4	243,2	4705,1
775	600625	465484375	27,8388	9,1855	0,00129	2,8893	5	243,5	4717,3
776	602176	467288576	27,8568	9,1894	0,00129	2,8899	6	243,8	4729,5
777	603729	469097433	27,8747	9,1933	0,00129	2,8904	7	244,1	4741,7
778	605284	470910952	27,8927	9,1973	0,00129	2,8910	8	244,4	4753,9
779	606841	472729139	27,9106	9,2012	0,00128	2,8915	9	244,7	4766,1
780	608400	474552000	27,9285	9,2052	0,00128	2,8921	78,0	245,0	4778,4
781	609961	476379541	27,9464	9,2091	0,00128	2,8926	1	245,4	4790,6
782	611524	478211768	27,9643	9,2130	0,00128	2,8932	2	245,7	4802,9
783	613089	480048687	27,9821	9,2170	0,00128	2,8938	3	246,0	4815,2
784	614656	481890304	28,0000	9,2209	0,00128	2,8943	4	246,3	4827,5
785	616225	483736625	28,0179	9,2248	0,00127	2,8949	5	246,6	4839,8
786	617796	485587656	28,0357	9,2287	0,00127	2,8954	6	246,9	4852,2
787	619369	487443403	28,0535	9,2326	0,00127	2,8960	7	247,2	4864,5
788	620944	489303872	28,0713	9,2365	0,00127	2,8965	8	247,6	4876,9
789	622521	491169069	28,0891	9,2404	0,00127	2,8971	9	247,9	4889,3
790	624100	493039000	28,1069	9,2443	0,00127	2,8976	79,0	248,2	4901,7
791	625681	494913671	28,1247	9,2482	0,00126	2,8982	1	248,5	4914,1
792	627264	496793088	28,1425	9,2521	0,00126	2,8987	2	248,8	4926,5
793	628849	498677257	28,1603	9,2560	0,00126	2,8993	3	249,1	4939,0
794	630436	500566184	28,1780	9,2599	0,00126	2,8998	4	249,4	4951,4
795	632025	502459875	28,1957	9,2638	0,00126	2,9004	5	249,8	4963,9
796	633616	504358336	28,2135	9,2677	0,00126	2,9009	6	250,1	4976,4
797	635209	506261573	28,2312	9,2716	0,00125	2,9015	7	250,4	4988,9
798	636804	508169592	28,2489	9,2754	0,00125	2,9020	8	250,7	5001,4
799	638401	510082399	28,2666	9,2793	0,00125	2,9026	9	251,0	5014,0
800	640000	512000000	28,2843	9,2832	0,00125	2,9031	80,0	251,3	5026,5

n	n^2	n^3	\sqrt{n}	$\sqrt[3]{n}$	$\frac{1}{n}$	$\lg n$	$d =$ $0,1n$	πd	$\frac{1}{4} \pi d^2$
801	641601	513922401	28,3019	9,2870	0,00125	2,9036	1	251,6	5039,1
802	643204	515849608	28,3196	9,2909	0,00125	2,9042	2	252,0	5051,7
803	644809	517781627	28,3373	9,2948	0,00125	2,9047	3	252,3	5064,3
804	646416	519718464	28,3549	9,2986	0,00124	2,9053	4	252,6	5076,9
805	648025	521660125	28,3725	9,3025	0,00124	2,9058	5	252,9	5089,6
806	649636	523606616	28,3901	9,3063	0,00124	2,9063	6	253,2	5102,2
807	651249	525557943	28,4077	9,3102	0,00124	2,9069	7	253,5	5114,9
808	652864	527514112	28,4253	9,3140	0,00124	2,9074	8	253,8	5127,6
809	654481	529475129	28,4429	9,3179	0,00124	2,9080	9	254,2	5140,3
810	656100	531441000	28,4605	9,3217	0,00123	2,9085	81,0	254,5	5153,0
811	657721	533411731	28,4781	9,3255	0,00123	2,9090	1	254,8	5165,7
812	659344	535387328	28,4956	9,3294	0,00123	2,9095	2	255,1	5178,5
813	660969	537367797	28,5132	9,3332	0,00123	2,9101	3	255,4	5191,2
814	662596	539353144	28,5307	9,3370	0,00123	2,9106	4	255,7	5204,0
815	664225	541343375	28,5482	9,3408	0,00123	2,9112	5	256,0	5216,8
816	665856	543338496	28,5657	9,3447	0,00123	2,9117	6	256,4	5229,6
817	667489	545338513	28,5832	9,3485	0,00122	2,9122	7	256,7	5242,4
818	669124	547343432	28,6007	9,3523	0,00122	2,9128	8	257,0	5255,3
819	670761	549353259	28,6182	9,3561	0,00122	2,9133	9	257,3	5268,1
820	672400	551368000	28,6356	9,3599	0,00122	2,9138	82,0	257,6	5281,0
821	674041	553387661	28,6531	9,3637	0,00122	2,9143	1	257,9	5293,9
822	675684	555412248	28,6705	9,3675	0,00122	2,9149	2	258,2	5306,8
823	677329	557441767	28,6880	9,3713	0,00122	2,9154	3	258,6	5319,7
824	678976	559476224	28,7054	9,3751	0,00121	2,9159	4	258,9	5332,7
825	680625	561515625	28,7228	9,3789	0,00121	2,9164	5	259,2	5345,6
826	682276	563559976	28,7402	9,3827	0,00121	2,9170	6	259,5	5358,6
827	683929	565609283	28,7576	9,3865	0,00121	2,9175	7	259,8	5371,6
828	685584	567663552	28,7750	9,3902	0,00121	2,9180	8	260,1	5384,6
829	687241	569722789	28,7924	9,3940	0,00121	2,9186	9	260,4	5397,6
830	688900	571787000	28,8097	9,3978	0,00120	2,9191	83,0	260,8	5410,6
831	690561	573856191	28,8271	9,4016	0,00120	2,9196	1	261,1	5423,7
832	692224	575930368	28,8444	9,4053	0,00120	2,9201	2	261,4	5436,7
833	693889	578009537	28,8617	9,4091	0,00120	2,9206	3	261,7	5449,8
834	695556	580093704	28,8791	9,4129	0,00120	2,9212	4	262,0	5462,9
835	697225	582182875	28,8964	9,4166	0,00120	2,9217	5	262,3	5476,0
836	698896	584277056	28,9137	9,4204	0,00120	2,9222	6	262,6	5489,1
837	700569	586376253	28,9310	9,4241	0,00119	2,9228	7	263,0	5502,3
838	702244	588480472	28,9482	9,4279	0,00119	2,9232	8	263,3	5515,4
839	703921	590589719	28,9655	9,4316	0,00119	2,9238	9	263,6	5528,6
840	705600	592704000	28,9828	9,4354	0,00119	2,9243	84,0	263,9	5541,8
841	707281	594823321	29,0000	9,4391	0,00119	2,9248	1	264,2	5555,0
842	708964	596947688	29,0172	9,4429	0,00119	2,9253	2	264,5	5568,2
843	710649	599077107	29,0345	9,4466	0,00119	2,9258	3	264,8	5581,4
844	712336	601211584	29,0517	9,4503	0,00118	2,9263	4	265,2	5594,7
845	714025	603351125	29,0689	9,4541	0,00118	2,9269	5	265,5	5607,9
846	715716	605495736	29,0861	9,4578	0,00118	2,9274	6	265,8	5621,2
847	717409	607645423	29,1033	9,4615	0,00118	2,9279	7	266,1	5634,5
848	719104	609800192	29,1204	9,4652	0,00118	2,9284	8	266,4	5647,8
849	720801	611960049	29,1376	9,4690	0,00118	2,9289	9	266,7	5661,2
850	722500	614125000	29,1548	9,4727	0,00118	2,9294	85,0	267,0	5674,5

n	n^2	n^3	\sqrt{n}	$\sqrt[3]{n}$	$\frac{1}{n}$	$\lg n$	$d =$ 0,1 n	πd	$\frac{1}{4} \pi d^2$
851	724201	616295051	29,1719	9,4764	0,00118	2,9299	1	267,3	5687,9
852	725904	618470208	29,1890	9,4801	0,00117	2,9304	2	267,7	5701,2
853	727609	620650477	29,2062	9,4838	0,00117	2,9309	3	268,0	5714,6
854	729316	622835864	29,2233	9,4875	0,00117	2,9315	4	268,3	5728,0
855	731025	625026375	29,2404	9,4912	0,00117	2,9320	5	268,6	5741,5
856	732736	627222016	29,2575	9,4949	0,00117	2,9325	6	268,9	5754,9
857	734449	629422793	29,2746	9,4986	0,00117	2,9330	7	269,2	5768,3
858	736164	631628712	29,2916	9,5023	0,00117	2,9335	8	269,5	5781,8
859	737881	633839779	29,3087	9,5060	0,00117	2,9340	9	269,9	5795,3
860	739600	636056000	29,3258	9,5097	0,00116	2,9345	86,0	270,2	5808,8
861	741321	638277381	29,3428	9,5134	0,00116	2,9350	1	270,5	5822,3
862	743044	640503928	29,3598	9,5171	0,00116	2,9355	2	270,8	5835,9
863	744769	642735647	29,3769	9,5207	0,00116	2,9360	3	271,1	5849,4
864	746496	644972544	29,3939	9,5244	0,00116	2,9365	4	271,4	5863,0
865	748225	647214625	29,4109	9,5281	0,00116	2,9370	5	271,7	5876,5
866	749956	649461896	29,4279	9,5317	0,00115	2,9375	6	272,1	5890,1
867	751689	651714363	29,4449	9,5354	0,00115	2,9380	7	272,4	5903,8
868	753424	653972032	29,4618	9,5391	0,00115	2,9385	8	272,7	5917,4
869	755161	656234909	29,4788	9,5427	0,00115	2,9390	9	273,0	5931,0
870	756900	658503000	29,4958	9,5464	0,00115	2,9395	87,0	273,3	5944,7
871	758641	660776311	29,5127	9,5501	0,00115	2,9400	1	273,6	5958,4
872	760384	663054848	29,5296	9,5537	0,00115	2,9405	2	273,9	5972,0
873	762129	665338617	29,5466	9,5574	0,00115	2,9410	3	274,3	5985,7
874	763876	667627624	29,5635	9,5610	0,00114	2,9415	4	274,6	5999,5
875	765625	669921875	29,5804	9,5647	0,00114	2,9420	5	274,9	6013,2
876	767376	672221376	29,5973	9,5683	0,00114	2,9425	6	275,2	6027,0
877	769129	674526133	29,6142	9,5719	0,00114	2,9430	7	275,5	6040,7
878	770884	676836152	29,6311	9,5756	0,00114	2,9435	8	275,8	6054,5
879	772641	679151439	29,6479	9,5792	0,00114	2,9440	9	276,1	6068,3
880	774400	681472000	29,6648	9,5828	0,00114	2,9445	88,0	276,5	6082,1
881	776161	683797841	29,6816	9,5865	0,00114	2,9450	1	276,8	6096,0
882	777924	686128968	29,6985	9,5901	0,00113	2,9455	2	277,1	6109,8
883	779689	688465387	29,7153	9,5937	0,00113	2,9460	3	277,4	6123,7
884	781456	690807104	29,7321	9,5973	0,00113	2,9465	4	277,7	6137,5
885	783225	693154125	29,7489	9,6010	0,00113	2,9469	5	278,0	6151,4
886	784996	695506456	29,7658	9,6046	0,00113	2,9474	6	278,3	6165,3
887	786769	697864103	29,7825	9,6082	0,00113	2,9479	7	278,7	6179,3
888	788544	700227072	29,7993	9,6118	0,00113	2,9484	8	279,0	6193,2
889	790321	702595369	29,8161	9,6154	0,00112	2,9489	9	279,3	6207,2
890	792100	704969000	29,8329	9,6190	0,00112	2,9494	89,0	279,6	6221,1
891	793881	707347971	29,8496	9,6226	0,00112	2,9499	1	279,9	6235,1
892	795664	709732288	29,8664	9,6262	0,00112	2,9504	2	280,2	6249,1
893	797449	712121957	29,8831	9,6298	0,00112	2,9509	3	280,5	6263,1
894	799236	714516984	29,8998	9,6334	0,00112	2,9513	4	280,9	6277,2
895	801025	716917375	29,9166	9,6370	0,00112	2,9518	5	281,2	6291,2
896	802816	719323136	29,9333	9,6406	0,00112	2,9523	6	281,5	6305,3
897	804609	721734273	29,9500	9,6442	0,00111	2,9528	7	281,8	6319,4
898	806404	724150792	29,9666	9,6477	0,00111	2,9533	8	282,1	6333,5
899	808201	726572699	29,9833	9,6513	0,00111	2,9538	9	282,4	6347,6
900	810000	729000000	30,0000	9,6549	0,00111	2,9542	90,0	282,7	6361,7

n	n^2	n^3	\sqrt{n}	$\sqrt[3]{n}$	$\frac{1}{n}$	$\lg n$	$d =$ 0,1 n	πd	$\frac{1}{4} \pi d^2$
901	811801	731432701	30,0167	9,6585	0,00111	2,9547	1	283,1	6375,9
902	813604	733870808	30,0333	9,6620	0,00111	2,9552	2	283,4	6390,0
903	815409	736314327	30,0500	9,6656	0,00111	2,9557	3	283,7	6404,2
904	817216	738763264	30,0666	9,6692	0,00111	2,9562	4	284,0	6418,4
905	819025	741217625	30,0832	9,6727	0,00110	2,9567	5	284,3	6432,6
906	820836	743677416	30,0998	9,6763	0,00110	2,9571	6	284,6	6446,8
907	822649	746142643	30,1164	9,6799	0,00110	2,9576	7	284,9	6461,1
908	824464	748613312	30,1330	9,6834	0,00110	2,9581	8	285,3	6475,3
909	826281	751089429	30,1496	9,6870	0,00110	2,9586	9	285,6	6489,6
910	828100	753571000	30,1662	9,6905	0,00110	2,9590	91,0	285,9	6503,9
911	829921	756058031	30,1828	9,6941	0,00110	2,9595	1	286,2	6518,2
912	831744	758550528	30,1993	9,6976	0,00110	2,9599	2	286,5	6532,5
913	833569	761048497	30,2159	9,7012	0,00110	2,9605	3	286,8	6546,8
914	835396	763551944	30,2324	9,7047	0,00109	2,9609	4	287,1	6561,2
915	837225	766060875	30,2490	9,7082	0,00109	2,9614	5	287,5	6575,5
916	839056	768575296	30,2655	9,7118	0,00109	2,9619	6	287,8	6589,9
917	840889	771095213	30,2820	9,7153	0,00109	2,9624	7	288,1	6604,3
918	842724	773620632	30,2985	9,7188	0,00109	2,9628	8	288,4	6618,7
919	844561	776151559	30,3150	9,7224	0,00109	2,9633	9	288,7	6633,2
920	846400	778688000	30,3315	9,7259	0,00109	2,9638	92,0	289,0	6647,6
921	848241	781229961	30,3480	9,7294	0,00109	2,9643	1	289,3	6662,1
922	850084	783777448	30,3645	9,7329	0,00108	2,9647	2	289,7	6676,5
923	851929	786330467	30,3809	9,7364	0,00108	2,9652	3	290,0	6691,0
924	853776	788889024	30,3974	9,7400	0,00108	2,9657	4	290,3	6705,5
925	855625	791453125	30,4138	9,7435	0,00108	2,9661	5	290,6	6720,1
926	857476	794022776	30,4302	9,7470	0,00108	2,9666	6	290,9	6734,6
927	859329	796597983	30,4467	9,7505	0,00108	2,9671	7	291,2	6749,2
928	861184	799178752	30,4631	9,7540	0,00108	2,9675	8	291,5	6763,7
929	863041	801765089	30,4795	9,7575	0,00108	2,9680	9	291,9	6778,3
930	864900	804357000	30,4959	9,7610	0,00108	2,9685	93,0	292,2	6792,9
931	866761	806954491	30,5123	9,7645	0,00107	2,9689	1	292,5	6807,5
932	868624	809557568	30,5287	9,7680	0,00107	2,9694	2	292,8	6822,2
933	870489	812166237	30,5450	9,7715	0,00107	2,9699	3	293,1	6836,8
934	872356	814780504	30,5614	9,7750	0,00107	2,9704	4	293,4	6851,5
935	874225	817400375	30,5778	9,7785	0,00107	2,9708	5	293,7	6866,1
936	876096	820025856	30,5941	9,7819	0,00107	2,9713	6	294,1	6880,8
937	877969	822656953	30,6105	9,7854	0,00107	2,9717	7	294,4	6895,6
938	879844	825293672	30,6268	9,7889	0,00107	2,9722	8	294,7	6910,3
939	881721	827936019	30,6431	9,7924	0,00106	2,9727	9	295,0	6925,0
940	883600	830584000	30,6594	9,7959	0,00106	2,9731	94,0	295,3	6939,8
941	885481	833237621	30,6757	9,7993	0,00106	2,9736	1	295,6	6954,6
942	887364	835896888	30,6920	9,8028	0,00106	2,9740	2	295,9	6969,3
943	889249	838561807	30,7083	9,8063	0,00106	2,9745	3	296,3	6984,1
944	891136	841232384	30,7246	9,8097	0,00106	2,9750	4	296,6	6999,0
945	893025	843908625	30,7409	9,8132	0,00106	2,9754	5	296,9	7013,8
946	894916	846590536	30,7571	9,8167	0,00106	2,9759	6	297,2	7028,7
947	896809	849278123	30,7734	9,8201	0,00106	2,9763	7	297,5	7043,5
948	898704	851971392	30,7896	9,8236	0,00105	2,9768	8	297,8	7058,4
949	900601	854670349	30,8058	9,8270	0,00105	2,9773	9	298,1	7073,3
950	902500	857375000	30,8221	9,8305	0,00105	2,9777	95,0	298,5	7088,2

n	n^2	n^3	\sqrt{n}	$\sqrt[3]{n}$	$\frac{1}{n}$	$\lg n$	$d =$ 0,1 n	πd	$\frac{1}{4} \pi d^2$
951	904401	860085351	30,8383	9,8339	0,00105	2,9782	1	298,8	7103,1
952	906304	862801408	30,8545	9,8374	0,00105	2,9786	2	299,1	7118,1
953	908209	865523177	30,8707	9,8408	0,00105	2,9791	3	299,4	7133,1
954	910116	868250664	30,8869	9,8443	0,00105	2,9796	4	299,7	7148,0
955	912025	870983875	30,9031	9,8477	0,00105	2,9800	5	300,0	7163,0
956	913936	873722816	30,9192	9,8511	0,00105	2,9805	6	300,3	7178,0
957	915849	876467493	30,9354	9,8546	0,00104	2,9809	7	300,7	7193,1
958	917764	879217912	30,9516	9,8580	0,00104	2,9814	8	301,0	7208,1
959	919681	881974079	30,9677	9,8614	0,00104	2,9818	9	301,3	7223,2
960	921600	884736000	30,9839	9,8648	0,00104	2,9823	96,0	301,6	7238,2
961	923521	887503681	31,0000	9,8683	0,00104	2,9827	1	301,9	7253,3
962	925444	890277128	31,0161	9,8717	0,00104	2,9832	2	302,2	7268,4
963	927369	893056347	31,0322	9,8751	0,00104	2,9836	3	302,5	7283,5
964	929296	895841344	31,0483	9,8785	0,00104	2,9841	4	302,8	7298,7
965	931225	898632125	31,0644	9,8819	0,00104	2,9845	5	303,2	7313,8
966	933156	901428696	31,0805	9,8854	0,00104	2,9850	6	303,5	7329,0
967	935089	904231063	31,0963	9,8888	0,00103	2,9854	7	303,8	7344,2
968	937024	907039232	31,1127	9,8922	0,00103	2,9859	8	304,1	7359,4
969	938961	909853209	31,1288	9,8956	0,00103	2,9863	9	304,4	7374,6
970	940900	912673000	31,1448	9,8990	0,00103	2,9868	97,0	304,7	7389,8
971	942841	915498611	31,1609	9,9024	0,00103	2,9872	1	305,0	7405,1
972	944784	918330048	31,1769	9,9058	0,00103	2,9877	2	305,4	7420,3
973	946729	921167317	31,1929	9,9092	0,00103	2,9881	3	305,7	7435,6
974	948676	924010424	31,2090	9,9126	0,00103	2,9886	4	306,0	7450,9
975	950625	926859375	31,2250	9,9160	0,00103	2,9890	5	306,3	7466,2
976	952576	929714176	31,2410	9,9194	0,00102	2,9895	6	306,6	7481,5
977	954529	932574833	31,2570	9,9227	0,00102	2,9899	7	306,9	7496,9
978	956484	935441352	31,2730	9,9261	0,00102	2,9903	8	307,2	7512,2
979	958441	938313739	31,2890	9,9295	0,00102	2,9908	9	307,6	7527,6
980	960400	941192000	31,3050	9,9329	0,00102	2,9912	98,0	307,9	7543,0
981	962361	944076141	31,3209	9,9363	0,00102	2,9917	1	308,2	7558,4
982	964324	946966168	31,3369	9,9396	0,00102	2,9921	2	308,5	7573,8
983	966289	949862087	31,3528	9,9430	0,00102	2,9925	3	308,8	7589,2
984	968256	952763904	31,3688	9,9464	0,00102	2,9930	4	309,1	7604,7
985	970225	955671625	31,3847	9,9497	0,00102	2,9934	5	309,4	7620,1
986	972196	958585256	31,4006	9,9531	0,00101	2,9939	6	309,8	7635,6
987	974169	961504803	31,4166	9,9565	0,00101	2,9943	7	310,1	7651,1
988	976144	964430272	31,4325	9,9598	0,00101	2,9948	8	310,4	7666,6
989	978121	967361669	31,4484	9,9632	0,00101	2,9952	9	310,7	7682,1
990	980100	970299000	31,4643	9,9666	0,00101	2,9956	99,0	311,0	7697,7
991	982081	973242271	31,4802	9,9699	0,00101	2,9961	1	311,3	7713,2
992	984064	976191488	31,4960	9,9733	0,00101	2,9965	2	311,6	7728,8
993	986049	979146657	31,5119	9,9766	0,00101	2,9969	3	312,0	7744,4
994	988036	982107784	31,5278	9,9800	0,00101	2,9974	4	312,3	7760,0
995	990025	985074875	31,5436	9,9833	0,00101	2,9978	5	312,6	7775,6
996	992016	988047936	31,5595	9,9866	0,00100	2,9983	6	312,9	7791,3
997	994009	991026973	31,5753	9,9900	0,00100	2,9987	7	313,2	7806,9
998	996004	994011992	31,5911	9,9933	0,00100	2,9991	8	313,5	7822,6
999	998001	997002999	31,6070	9,9967	0,00100	2,9996	9	313,8	7838,3
1000	1000000	1000000000	31,6228	10,0000	0,00100	3,0000	100,0	314,2	7854,0

Intérêts composés.

Valeur, à la fin de n années, de 1 F placé à intérêt composé.

Nombre d'années n	TAUX DE L'INTÉRÊT				
	$T = 5$	$T = 6$	$T = 7$	$T = 8$	$T = 10$
1	1,050	1,060	1,070	1,080	1,100
2	1,102	1,123	1,144	1,166	1,210
3	1,157	1,191	1,225	1,259	1,331
4	1,215	1,262	1,310	1,360	1,464
5	1,276	1,338	1,402	1,469	1,610
6	1,340	1,418	1,500	1,586	1,771
7	1,407	1,503	1,605	1,713	1,948
8	1,477	1,593	1,718	1,850	2,143
9	1,551	1,689	1,838	1,999	2,357
10	1,628	1,790	1,967	2,158	2,593
11	1,710	1,898	2,104	2,331	2,853
12	1,795	2,012	2,252	2,518	3,138
13	1,885	2,132	2,409	2,719	3,452
14	1,979	2,260	2,578	2,937	3,797
15	2,078	2,396	2,759	3,172	4,177
16	2,182	2,540	2,952	3,425	4,954
17	2,292	2,692	3,158	3,700	5,054
18	2,406	2,854	3,379	3,996	5,559
19	2,526	3,025	3,616	4,315	6,115
20	2,653	3,207	3,869	4,660	6,727
21	2,785	3,399	4,140	5,033	7,400
22	2,925	3,603	4,430	5,436	8,140
23	3,071	3,819	4,740	5,871	8,954
24	3,225	4,048	5,072	6,341	9,849
25	3,386	4,291	5,247	6,848	10,834
26	3,555	4,549	5,807	7,396	11,918
27	3,733	4,822	6,213	7,988	13,109
28	3,920	5,111	6,648	8,627	14,420
29	4,116	5,418	7,114	9,317	15,863
30	4,321	5,743	7,612	10,062	17,449
31	4,538	6,088	8,145	10,867	19,194
32	4,764	6,453	8,715	11,737	21,113
33	5,003	6,840	9,325	12,676	23,225
34	5,253	7,251	9,978	13,690	25,547

EXEMPLE. — Capital produit par 1 200 francs en 22 ans, au taux de 6 % par an.

1 franc au bout de 22 ans, pour $T = 6$, devient 3,603 F.

1 200 francs deviennent :

$$1\ 200\ \text{F} \times 3,603 = 4\ 323,60\ \text{F}.$$

Temps nécessaire pour constituer un capital au moyen de versements annuels.

Taux du versement	TAUX DE L'INTÉRÊT							
	$T = 5$		$T = 6$		$T = 8$		$T = 10$	
	a	j	a	j	a	j	a	j
0,001	80	214	70	201	57	36	48	152
0,002	66	284	58	341	48	91	41	91
0,0025	62	146	55	88	45	156	38	347
0,003	58	317	52	91	43	51	37	36
0,004	53	126	47	213	39	201	34	66
0,005	49	54	44	7	36	293	31	340
0,006	45	285	41	56	34	215	30	47
0,007	42	359	38	279	32	268	28	220
0,0075	41	273	37	259	31	322	27	337
0,008	40	220	36	266	31	57	27	110
0,009	38	197	34	350	29	278	26	61
0,01	36	265	33	144	28	201	25	58
0,011	35	40	32	1	27	164	24	92
0,012	33	241	30	274	26	169	23	156
0,0125	32	361	30	61	26	2	23	19
0,013	32	126	29	224	25	120	22	257
0,014	31	55	28	210	24	182	22	12
0,015	30	20	27	227	23	354	21	134
0,016	29	16	26	271	23	101	20	284
0,017	28	40	25	338	22	228	20	90
0,0175	27	244	25	197	22	115	19	352
0,018	27	88	25	60	22	7	19	262
0,019	26	158	24	167	21	164	19	85
0,02	25	247	23	289	20	329	18	288
0,0225	23	359	22	109	19	253	17	281
0,025	22	189	21	1	18	233	16	319
0,0275	21	86	19	316	17	257	16	34
0,03	20	38	18	312	16	318	15	139
0,0325	19	34	17	347	16	82	14	296
0,035	18	68	17	50	15	208	14	95
0,0375	17	133	16	145	14	334	13	254
0,04	16	227	15	265	14	100	13	52

EXEMPLE. — Quel est le temps nécessaire pour constituer un capital, le taux du versement étant de 2 % ou 0,02, et le taux de l'intérêt T , 5 %.

L'indication qui se trouve dans la colonne verticale $T = 5$ et dans la colonne horizontale 0,02 est 25 ans 247 jours.

Valeur actuelle de 1 franc payable à la fin de n années.

Nombre d'années n	TAUX DE L'INTÉRÊT				
	$T=5$	$T=6$	$T=8$	$T=10$	$T=12$
1	0,952	0,943	0,926	0,909	0,893
2	0,907	0,889	0,857	0,826	0,797
3	0,863	0,839	0,793	0,751	0,712
4	0,822	0,792	0,735	0,683	0,636
5	0,783	0,747	0,680	0,620	0,567
6	0,746	0,704	0,630	0,564	0,507
7	0,710	0,665	0,583	0,513	0,452
8	0,676	0,627	0,540	0,466	0,404
9	0,644	0,591	0,500	0,424	0,361
10	0,613	0,558	0,463	0,385	0,322
11	0,584	0,526	0,428	0,350	0,287
12	0,556	0,496	0,397	0,318	0,257
13	0,530	0,468	0,367	0,289	0,229
14	0,505	0,442	0,340	0,263	0,205
15	0,481	0,417	0,315	0,239	0,183
16	0,458	0,393	0,291	0,217	0,163
17	0,436	0,371	0,270	0,197	0,146
18	0,415	0,350	0,250	0,179	0,130
19	0,395	0,330	0,231	0,163	0,116
20	0,376	0,311	0,214	0,148	0,104
21	0,358	0,294	0,198	0,135	0,093
22	0,341	0,277	0,183	0,122	0,083
23	0,325	0,261	0,170	0,111	0,074
24	0,310	0,246	0,157	0,101	0,066
25	0,295	0,232	0,146	0,092	0,059
26	0,281	0,219	0,135	0,083	0,053
27	0,267	0,207	0,125	0,076	0,047
28	0,255	0,195	0,115	0,069	0,042
29	0,242	0,184	0,107	0,063	0,039
30	0,231	0,174	0,099	0,057	0,033
31	0,220	0,164	0,092	0,052	0,030
32	0,209	0,154	0,085	0,047	0,027
33	0,199	0,146	0,078	0,043	0,024
34	0,190	0,137	0,073	0,039	0,021
35	0,181	0,130	0,067	0,035	0,019

EXEMPLE. — Somme à payer actuellement pour se libérer de 4 000 francs exigibles dans 25 ans (taux 6 %).

0,232 est la valeur de 1 franc payable dans 25 ans, la somme cherchée est :

$$4\ 000 \times 0,232 = 928 \text{ francs.}$$

Taux des versements nécessaires pour constituer un capital dans un nombre n d'années.

Nombre d'années n	TAUX DE L'INTÉRÊT				
	$T=5$	$T=6$	$T=8$	$T=10$	$T=12$
1	1	1	1	1	1
2	0,487	0,485	0,480	0,476	0,472
3	0,317	0,314	0,308	0,302	0,296
4	0,232	0,228	0,221	0,215	0,209
5	0,180	0,177	0,170	0,163	0,157
6	0,147	0,143	0,136	0,129	0,123
7	0,122	0,119	0,112	0,105	0,099
8	0,104	0,101	0,094	0,087	0,081
9	0,090	0,087	0,080	0,073	0,068
10	0,079	0,075	0,069	0,062	0,057
11	0,070	0,066	0,060	0,053	0,048
12	0,062	0,059	0,052	0,048	0,041
13	0,056	0,052	0,046	0,040	0,036
14	0,051	0,047	0,041	0,035	0,031
15	0,046	0,042	0,036	0,031	0,027
16	0,042	0,038	0,032	0,027	0,023
17	0,038	0,035	0,029	0,024	0,020
18	0,035	0,032	0,026	0,021	0,018
19	0,032	0,029	0,024	0,019	0,016
20	0,030	0,027	0,021	0,017	0,014
21	0,027	0,025	0,019	0,015	0,012
22	0,025	0,023	0,018	0,014	0,011
23	0,024	0,021	0,016	0,012	0,010
24	0,022	0,019	0,015	0,011	0,008
25	0,020	0,018	0,013	0,010	0,007
26	0,019	0,016	0,012	0,009	0,007
27	0,018	0,015	0,011	0,008	0,006
28	0,017	0,014	0,010	0,007	0,005
29	0,016	0,013	0,009	0,006	0,005
30	0,015	0,012	0,008	0,006	0,004
31	0,014	0,011	0,008	0,005	0,004
32	0,013	0,011	0,007	0,005	0,003
33	0,012	0,010	0,006	0,004	0,003
34	0,011	0,009	0,006	0,004	0,003
35	0,011	0,008	0,005	0,003	0,002

EXEMPLE. — Taux des versements nécessaires pour constituer un capital dans 30 ans au taux de 5 %.

Pour $n = 30$, et $T = 5$ on trouve 0,015, le taux cherché est donc 1,50 % du capital.

**Annuités au moyen desquelles l'on peut amortir
un capital de 1 franc.**

Nombre d'années <i>n</i>	TAUX DE L'INTÉRÊT									
	3	3,5	4	4,5	5	6	7	8	10	12
1	1,030	1,035	1,040	1,045	1,050	1,060	1,070	1,080	1,100	1,120
2	0,522	0,526	0,530	0,533	0,537	0,545	0,553	0,560	0,576	0,592
3	0,353	0,356	0,360	0,363	0,367	0,374	0,381	0,388	0,402	0,416
4	0,269	0,272	0,275	0,278	0,282	0,288	0,295	0,301	0,315	0,329
5	0,218	0,221	0,224	0,227	0,230	0,237	0,243	0,250	0,263	0,277
6	0,184	0,187	0,190	0,193	0,197	0,203	0,209	0,216	0,229	0,243
7	0,160	0,163	0,166	0,169	0,172	0,179	0,185	0,192	0,205	0,219
8	0,142	0,145	0,148	0,151	0,154	0,161	0,167	0,174	0,187	0,201
9	0,128	0,131	0,134	0,137	0,140	0,147	0,153	0,160	0,173	0,188
10	0,117	0,120	0,123	0,126	0,129	0,135	0,142	0,149	0,162	0,177
11	0,108	0,111	0,114	0,117	0,120	0,126	0,133	0,140	0,153	0,168
12	0,100	0,103	0,106	0,109	0,112	0,119	0,125	0,132	0,146	0,161
13	0,0940	0,0970	0,100	0,103	0,106	0,112	0,119	0,126	0,140	0,156
14	0,0885	0,0915	0,0946	0,0978	0,101	0,107	0,114	0,121	0,135	0,151
15	0,0837	0,0868	0,0899	0,0931	0,0963	0,102	0,109	0,116	0,121	0,147
16	0,0796	0,0826	0,0858	0,0890	0,0922	0,0989	0,105	0,112	0,127	0,143
17	0,0759	0,0790	0,0821	0,0854	0,0886	0,0954	0,102	0,109	0,124	0,140
18	0,0727	0,0758	0,0789	0,0822	0,0855	0,0923	0,099	0,106	0,121	0,138
19	0,0698	0,0729	0,0761	0,0794	0,0827	0,0896	0,0967	0,104	0,119	0,136
20	0,0672	0,0603	0,0735	0,0768	0,0802	0,0871	0,0943	0,101	0,117	0,134
21	0,0648	0,0680	0,0712	0,0746	0,0779	0,0850	0,0922	0,099	0,115	0,132
22	0,0627	0,0659	0,0691	0,0725	0,0759	0,0830	0,0904	0,0980	0,114	0,131
23	0,0608	0,0640	0,0673	0,0706	0,0741	0,0812	0,0887	0,0964	0,112	0,130
24	0,0590	0,0622	0,0655	0,0689	0,0724	0,0796	0,0796	0,0949	0,111	0,128
25	0,0574	0,0606	0,0640	0,0674	0,0709	0,0782	0,0858	0,0936	0,110	0,127
26	0,0559	0,0592	0,0625	0,0660	0,0695	0,0769	0,0845	0,0925	0,109	0,127
27	0,0545	0,0578	0,0612	0,0647	0,0682	0,0756	0,0834	0,0914	0,108	0,126
28	0,0532	0,0566	0,0600	0,0635	0,0671	0,0745	0,0823	0,0904	0,107	0,125
29	0,0521	0,0554	0,0588	0,0624	0,0660	0,0735	0,0814	0,0896	0,106	0,125
30	0,0510	0,0543	0,0578	0,0613	0,0650	0,0726	0,0805	0,0888	0,106	0,124
31	0,0499	0,0533	0,0568	0,0604	0,0641	0,0717	0,0797	0,0881	0,104	0,124
32	0,0490	0,0524	0,0559	0,0595	0,0632	0,0710	0,0790	0,0874	0,104	0,123
33	0,0481	0,0515	0,0551	0,0587	0,0624	0,0702	0,0784	0,0868	0,104	0,123
34	0,0473	0,0507	0,0543	0,0579	0,0617	0,0695	0,0777	0,0863	0,104	0,123
35	0,0465	0,0499	0,0535	0,0572	0,0610	0,0689	0,0772	0,0858	0,103	0,122

EXEMPLE. — Avec quelle annuité pourra-t-on amortir en 30 ans un capital placé à 5 %.

Le nombre qui correspond à $n = 30$ et à $T = 5$ dans le tableau ci-dessus est 0,065; donc on devra payer 0,065 du capital pour l'amortir en 30 ans. Ce nombre correspond exactement à l'exemple de la page précédente.

TRIGONOMÉTRIE

FORMULES GÉNÉRALES

$$\begin{array}{l} \sin^2 a + \cos^2 a = 1 \qquad \operatorname{tg} a = \frac{\sin a}{\cos a} \qquad \cot a = \frac{\cos a}{\sin a} \\ \sin(a+b) = \sin a \cos b + \sin b \cos a \qquad \sin 2a = 2 \sin a \cos a \\ \sin(a-b) = \sin a \cos b - \sin b \cos a \qquad \cos 2a = \cos^2 a - \sin^2 a \\ \cos(a+b) = \cos a \cos b - \sin a \sin b \qquad \operatorname{tg} 2a = \frac{2 \operatorname{tg} a}{1 - \operatorname{tg}^2 a} \\ \cos(a-b) = \cos a \cos b + \sin a \sin b \\ \operatorname{tg}(a+b) = \frac{\operatorname{tg} a + \operatorname{tg} b}{1 - \operatorname{tg} a \operatorname{tg} b} \qquad \sin \frac{a}{2} = \sqrt{\frac{1 - \cos a}{2}} \\ \operatorname{tg}(a-b) = \frac{\operatorname{tg} a - \operatorname{tg} b}{1 + \operatorname{tg} a \operatorname{tg} b} \qquad \cos \frac{a}{2} = \sqrt{\frac{1 + \cos a}{2}} \\ \cos a + \cos b = 2 \cos \frac{a+b}{2} \cos \frac{a-b}{2} \qquad \cos a - \cos b = -2 \sin \frac{a+b}{2} \sin \frac{a-b}{2} \\ \sin a + \sin b = 2 \sin \frac{a+b}{2} \cos \frac{a-b}{2} \qquad \sin a - \sin b = 2 \cos \frac{a+b}{2} \sin \frac{a-b}{2} \end{array}$$

RÉSOLUTION DES TRIANGLES

Triangles rectangles

$$\begin{array}{l} A = 90^\circ \\ b = a \sin B, \quad c = a \sin C \\ a = \sqrt{b^2 + c^2} \end{array} \quad \left| \begin{array}{l} \log b = \log a + \log \sin B \\ \log c = \log a + \log \sin C \\ B = 90^\circ - C \end{array} \right.$$

Triangles quelconques

$$a = \frac{b \sin A}{\sin B} = \frac{c \sin A}{\sin C}, \quad b = \frac{a \sin B}{\sin A} = \frac{c \sin B}{\sin C}, \quad c = \frac{a \sin C}{\sin A} = \frac{b \sin C}{\sin B}$$

Premier cas. — On donne a, B et A .

$$C = 180 - (A + B) \quad \log c = \log a + \log \sin C - \log \sin A \\ \log b = \log a + \log \sin B - \log \sin A$$

Deuxième cas. — On donne a, b et C : $\frac{A+B}{2} = 90^\circ - \frac{C}{2}$

$$\log \operatorname{tg} \frac{(A-B)}{2} = \log(a-b) + \log \cot \frac{C}{2} - \log(a+b) \\ \log c = \log a + \log \sin C - \log \sin A$$

Troisième cas. — On donne a, b et c . [$a + b + c = 2p$]

$$\log \operatorname{tg} \frac{A}{2} = \frac{1}{2} [\log(p-b) + \log(p-c) - \log p - \log(p-a)]$$

$$\log \operatorname{tg} \frac{B}{2} = \frac{1}{2} [\log(p-a) + \log(p-c) - \log p - \log(p-b)]$$

$$\log \operatorname{tg} \frac{C}{2} = \frac{1}{2} [\log(p-a) + \log(p-b) - \log p - \log(p-c)]$$

Table trigonométrique de 1/10 de degré en 1/10 de degré.

Degrés	Sinus	Cosinus	Tangente	Cotangente	Degrés	Degrés	Sinus	Cosinus	Tangente	Cotangente	Degrés
0°	0,00000	1,00000	0,00000	∞	90°	4,5	0,07846	0,99692	0,07870	12,706	85,5
0,1	0,00175	0,99999	0,00175	572,957	89,9	4,6	0,08020	0,99678	0,08046	12,429	85,4
0,2	0,00349	0,99999	0,00349	286,478	89,8	4,7	0,08194	0,99664	0,08222	12,163	85,3
0,3	0,00524	0,99999	0,00524	190,984	89,7	4,8	0,08368	0,99649	0,08397	11,909	85,2
0,4	0,00698	0,99998	0,00698	143,237	89,6	4,9	0,08542	0,99635	0,08573	11,664	85,1
0,5	0,00873	0,99996	0,00873	114,589	89,5	5°	0,08716	0,99619	0,08749	11,430	85°
0,6	0,01047	0,99995	0,01047	95,489	89,4	5,1	0,08889	0,99604	0,08925	11,205	84,9
0,7	0,01222	0,99993	0,01222	81,847	89,3	5,2	0,09063	0,99588	0,09101	10,988	84,8
0,8	0,01396	0,99990	0,01396	71,615	89,2	5,3	0,09237	0,99572	0,09277	10,780	84,7
0,9	0,01571	0,99988	0,01571	63,657	89,1	5,4	0,09411	0,99556	0,09453	10,579	84,6
1°	0,01745	0,99985	0,01746	57,290	89°	5,5	0,09585	0,99540	0,09629	19,385	84,5
1,1	0,01920	0,99982	0,01920	52,081	88,9	5,6	0,09758	0,99523	0,09805	10,199	84,4
1,2	0,02094	0,99978	0,02095	47,739	88,8	5,7	0,09932	0,99506	0,09981	10,019	84,3
1,3	0,02269	0,99974	0,02269	44,066	88,7	5,8	0,10106	0,99488	0,10158	9,845	84,2
1,4	0,02443	0,99970	0,02444	40,917	88,6	5,9	0,10279	0,99470	0,10334	9,677	84,1
1,5	0,02618	0,99966	0,02619	38,188	88,5	6°	0,10453	0,99452	0,10510	9,514	84°
1,6	0,02792	0,99961	0,02793	35,801	88,4	6,1	0,10626	0,99434	0,10687	9,357	83,9
1,7	0,02967	0,99956	0,02968	33,694	88,3	6,2	0,10800	0,99415	0,10863	9,205	83,8
1,8	0,03141	0,99951	0,03143	31,821	88,2	6,3	0,10973	0,99396	0,11040	9,058	83,7
1,9	0,03316	0,99945	0,03317	30,145	88,1	6,4	0,11147	0,99377	0,11217	8,915	83,6
2°	0,03489	0,99939	0,03492	28,636	88°	6,5	0,11320	0,99357	0,11394	8,777	83,5
2,1	0,03664	0,99933	0,03667	27,271	87,9	6,6	0,11494	0,99337	0,11570	8,643	83,4
2,2	0,03839	0,99926	0,03842	26,031	87,8	6,7	0,11667	0,99317	0,11747	8,513	83,3
2,3	0,04013	0,99919	0,04016	24,898	87,7	6,8	0,11840	0,99297	0,11924	8,386	83,2
2,4	0,04188	0,99912	0,04191	23,859	87,6	6,9	0,12014	0,99276	0,12101	8,264	83,1
2,5	0,04362	0,99905	0,04366	22,904	87,5	7°	0,12187	0,99255	0,12278	8,144	83°
2,6	0,04536	0,99897	0,04541	22,022	87,4	7,1	0,12360	0,99233	0,12456	8,028	82,9
2,7	0,04711	0,99889	0,04716	21,205	87,3	7,2	0,12533	0,99211	0,12633	7,916	82,8
2,8	0,04885	0,99881	0,04891	20,446	87,2	7,3	0,12706	0,99189	0,12810	7,806	82,7
2,9	0,05059	0,99872	0,05066	19,740	87,1	7,4	0,12880	0,99167	0,12988	7,700	82,6
3°	0,05234	0,99863	0,05241	19,081	87°	7,5	0,13053	0,99144	0,13165	7,596	82,5
3,1	0,05408	0,99854	0,05416	18,464	86,9	7,6	0,13226	0,99122	0,13343	7,495	82,4
3,2	0,05582	0,99844	0,05591	17,886	86,8	7,7	0,13399	0,99098	0,13520	7,396	82,3
3,3	0,05756	0,99834	0,05766	17,343	86,7	7,8	0,13572	0,99075	0,13698	7,300	82,2
3,4	0,05931	0,99824	0,05941	16,832	86,6	7,9	0,13744	0,99051	0,13876	7,207	82,1
3,5	0,06105	0,99813	0,06116	16,350	86,5	8°	0,13917	0,99027	0,14054	7,115	82°
3,6	0,06279	0,99803	0,06291	15,895	86,4	8,1	0,14090	0,99002	0,14232	7,026	81,9
3,7	0,06453	0,99792	0,06467	15,464	86,3	8,2	0,14263	0,98978	0,14410	6,940	81,8
3,8	0,06627	0,99780	0,06642	15,056	86,2	8,3	0,14436	0,98953	0,14588	6,855	81,7
3,9	0,06801	0,99768	0,06817	14,669	86,1	8,4	0,14608	0,98927	0,14767	6,772	81,6
4°	0,06976	0,99756	0,06993	14,301	86°	8,5	0,14781	0,98902	0,14945	6,691	81,5
4,1	0,07150	0,98744	0,07168	13,951	85,9	8,6	0,14954	0,98876	0,15124	6,612	81,4
4,2	0,07324	0,99731	0,07344	13,617	85,8	8,7	0,15126	0,98849	0,15302	6,535	81,3
4,3	0,07498	0,99719	0,07519	13,300	85,7	8,8	0,15299	0,98823	0,15481	6,460	81,2
4,4	0,07672	0,99705	0,07695	12,996	85,6	8,9	0,15471	0,98796	0,15660	6,386	81,1
4,5	0,07846	0,99692	0,07870	12,706	85,5	9°	0,15643	0,98769	0,15838	6,314	81°
Degrés	Cosinus	Sinus	Cotangente	Tangente	Degrés	Degrés	Cosinus	Sinus	Cotangente	Tangente	Degrés

Degrés	Sinus	Cosinus	Tangente	Cotangente	Degrés	Degrés	Sinus	Cosinus	Tangente	Cotangente	Degrés
9°	0,15643	0,98769	0,15838	6,31375	81°	13,5	0,23345	0,97237	0,24008	4,16530	76,5
9,1	0,15816	0,98741	0,16017	6,24321	80,9	13,6	0,23514	0,97196	0,24193	4,13350	76,4
9,2	0,15988	0,98714	0,16196	6,17419	80,8	13,7	0,23684	0,97155	0,24377	4,10216	76,3
9,3	0,16160	0,98686	0,16376	6,10664	80,7	13,8	0,23853	0,97113	0,24562	4,07127	76,2
9,4	0,16333	0,98657	0,16555	6,04051	80,6	13,9	0,24023	0,97072	0,24747	4,04081	76,1
9,5	0,16505	0,98629	0,16734	5,97576	80,5	14°	0,24192	0,97030	0,24933	4,01078	76°
9,6	0,16677	0,98600	0,16914	5,91235	80,4	14,1	0,24361	0,96987	0,25118	3,98117	75,9
9,7	0,16849	0,98570	0,17093	5,85024	80,3	14,2	0,24531	0,96945	0,25304	3,95196	75,8
9,8	0,17021	0,98541	0,17273	5,78938	80,2	14,3	0,24700	0,96902	0,25490	3,92316	75,7
9,9	0,17193	0,98511	0,17453	5,72974	80,1	14,4	0,24869	0,96859	0,25676	3,89474	75,6
10°	0,17365	0,98481	0,17633	5,67128	80°	14,5	0,25038	0,96815	0,25862	3,86671	75,5
10,1	0,17537	0,98450	0,17813	5,61397	79,9	14,6	0,25207	0,96771	0,26048	3,83906	75,4
10,2	0,17708	0,98420	0,17993	5,55777	79,8	14,7	0,25376	0,96727	0,26235	3,81177	75,3
10,3	0,17880	0,98389	0,18173	5,50264	79,7	14,8	0,25545	0,96682	0,26421	3,78485	75,2
10,4	0,18052	0,98357	0,18353	5,44857	79,6	14,9	0,25713	0,96638	0,26608	3,75828	75,1
10,5	0,18224	0,98325	0,18534	5,39552	79,5	15°	0,25882	0,96593	0,26795	3,73205	75°
10,6	0,18395	0,98294	0,18714	5,34345	79,4	15,1	0,26050	0,96547	0,26982	3,70616	74,9
10,7	0,18567	0,98261	0,18895	5,29235	79,3	15,2	0,26219	0,96502	0,27169	3,68061	74,8
10,8	0,18738	0,98229	0,19076	5,24218	79,2	15,3	0,26387	0,96456	0,27357	3,65538	74,7
10,9	0,18910	0,98196	0,19257	5,19293	79,1	15,4	0,26556	0,96410	0,27545	3,63048	74,6
11°	0,19081	0,98163	0,19438	5,14455	79°	15,5	0,26724	0,96363	0,27732	3,60588	74,5
11,1	0,19252	0,98129	0,19619	5,09704	78,9	15,6	0,26892	0,96316	0,27920	3,58160	74,4
11,2	0,19423	0,98096	0,19801	5,05037	78,8	15,7	0,27060	0,96269	0,28109	3,55761	74,3
11,3	0,19595	0,98061	0,19982	5,00451	78,7	15,8	0,27228	0,96222	0,28297	3,53393	74,2
11,4	0,19766	0,98027	0,20164	4,95945	78,6	15,9	0,27396	0,96174	0,28486	3,51053	74,1
11,5	0,19937	0,97992	0,20345	4,91516	78,5	16°	0,27564	0,96126	0,28675	3,48741	74°
11,6	0,20108	0,97958	0,20527	4,87162	78,4	16,1	0,27731	0,96078	0,28864	3,46458	73,9
11,7	0,20279	0,97922	0,20709	4,82882	78,3	16,2	0,27899	0,96029	0,29053	3,44202	73,8
11,8	0,20450	0,97887	0,20891	4,78673	78,2	16,3	0,28067	0,95981	0,29242	3,41973	73,7
11,9	0,20620	0,97851	0,21073	4,74534	78,1	16,4	0,28234	0,95931	0,29432	3,39771	73,6
12°	0,20791	0,97815	0,21256	4,70463	78°	16,5	0,28402	0,95882	0,29621	3,37594	73,5
12,1	0,20962	0,97778	0,21438	4,66458	77,9	16,6	0,28569	0,95832	0,29811	3,35443	73,4
12,2	0,21132	0,97742	0,21621	4,62518	77,8	16,7	0,28736	0,95782	0,30001	3,33317	73,3
12,3	0,21303	0,97705	0,21804	4,58641	77,7	16,8	0,28903	0,95732	0,30192	3,31216	73,2
12,4	0,21474	0,97667	0,21986	4,54826	77,6	16,9	0,29070	0,95681	0,30382	3,29139	73,1
12,5	0,21644	0,97630	0,22169	4,51071	77,5	17°	0,29237	0,95630	0,30573	3,27085	73°
12,6	0,21814	0,97592	0,22353	4,47374	77,4	17,1	0,29404	0,95579	0,30764	3,25055	72,9
12,7	0,21985	0,97553	0,22536	4,43735	77,3	17,2	0,29571	0,95528	0,30955	3,23048	72,8
12,8	0,22155	0,97515	0,22719	4,40152	77,2	17,3	0,29737	0,95476	0,31147	3,21063	72,7
12,9	0,22325	0,97476	0,22903	4,36623	77,1	17,4	0,29904	0,95424	0,31338	3,19100	72,6
13°	0,22495	0,97437	0,23087	4,33148	77°	17,5	0,30071	0,95372	0,31530	3,17159	72,5
13,1	0,22665	0,97398	0,23271	4,29724	76,9	17,6	0,30237	0,95319	0,31722	3,15240	72,4
13,2	0,22835	0,97358	0,23455	4,26352	76,8	17,7	0,30403	0,95266	0,31914	3,13341	72,3
13,3	0,23005	0,97318	0,23639	4,23030	76,7	17,8	0,30570	0,95213	0,32107	3,11464	72,2
13,4	0,23175	0,97278	0,23823	4,19756	76,6	17,9	0,30736	0,95159	0,32299	3,09606	72,1
13,5	0,23345	0,97237	0,24008	4,16530	76,5	18°	0,30902	0,95106	0,32492	3,07768	72°

Degrés	Cosinus	Sinus	Cotangente	Tangente	Degrés	Degrés	Cosinus	Sinus	Cotangente	Tangente	Degrés
--------	---------	-------	------------	----------	--------	--------	---------	-------	------------	----------	--------

Degrés	Sinus	Cosinus	Tangente	Cotangente	Degrés	Degrés	Sinus	Cosinus	Tangente	Cotangente	Degrés
18°	0,30902	0,95106	0,32492	3,07768	72°	22,5	0,38268	0,92388	0,41421	2,41422	67,5
18,1	0,31068	0,95052	0,32685	3,05950	71,9	22,6	0,38430	0,92321	0,41626	2,40235	67,4
18,2	0,31233	0,94997	0,32878	3,04152	71,8	22,7	0,38591	0,92254	0,41831	2,39058	67,3
18,3	0,31399	0,94943	0,33072	3,02372	71,7	22,8	0,38752	0,92186	0,42036	2,37891	67,2
18,4	0,31565	0,94888	0,33266	3,00611	71,6	22,9	0,38912	0,92119	0,42242	2,36733	67,1
18,5	0,31730	0,94832	0,33460	2,98869	71,5	23°	0,39073	0,92050	0,42447	2,35585	67°
18,6	0,31896	0,94777	0,33654	2,97144	71,4	23,1	0,39234	0,91982	0,42654	2,34447	66,9
18,7	0,32061	0,94721	0,33848	2,95437	71,3	23,2	0,39394	0,91914	0,42860	2,33317	66,8
18,8	0,32227	0,94665	0,34043	2,93748	71,2	23,3	0,39555	0,91845	0,43067	2,32197	66,7
18,9	0,32392	0,94609	0,34238	2,92076	71,1	23,4	0,39715	0,91755	0,43274	2,31086	66,6
19°	0,32557	0,94552	0,34433	2,90421	71°	23,5	0,39875	0,91706	0,43481	2,29984	66,5
19,1	0,32722	0,94495	0,34628	2,88783	70,9	23,6	0,40035	0,91636	0,43689	2,28871	66,4
19,2	0,32887	0,94438	0,34824	2,87161	70,8	23,7	0,40195	0,91566	0,43897	2,27806	66,3
19,3	0,33051	0,94380	0,35019	2,85555	70,7	23,8	0,40355	0,91496	0,44105	2,26730	66,2
19,4	0,33216	0,94322	0,35216	2,83965	70,6	23,9	0,40514	0,91425	0,44314	2,25663	66,1
19,5	0,33381	0,94264	0,35412	2,82391	70,5	24°	0,40674	0,91355	0,44523	2,24604	66°
19,6	0,33545	0,94206	0,35608	2,80833	70,4	24,1	0,40833	0,91283	0,44732	2,23553	65,9
19,7	0,33710	0,94147	0,35805	2,79289	70,3	24,2	0,40992	0,91212	0,44942	2,22510	65,8
19,8	0,33874	0,94088	0,36002	2,77761	70,2	24,3	0,41151	0,91140	0,45152	2,21475	65,7
19,9	0,34038	0,94029	0,36199	2,76247	70,1	24,4	0,41310	0,91068	0,45362	2,20449	65,6
20°	0,34202	0,93969	0,36397	2,74748	70°	24,5	0,41469	0,90996	0,45573	2,19430	65,5
20,1	0,34366	0,93909	0,36595	2,73263	69,9	24,6	0,41628	0,90924	0,45784	2,18419	65,4
20,2	0,34530	0,93849	0,36793	2,71792	69,8	24,7	0,41787	0,90851	0,45995	2,17416	65,3
20,3	0,34694	0,93789	0,36991	2,70335	69,7	24,8	0,41945	0,90778	0,46206	2,16420	65,2
20,4	0,34857	0,93728	0,37190	2,68892	69,6	24,9	0,42104	0,90704	0,46418	2,15432	65,1
20,5	0,35021	0,93667	0,37388	2,67462	69,5	25°	0,42262	0,90631	0,46631	2,14451	65°
20,6	0,35184	0,93606	0,37588	2,66046	69,4	25,1	0,42420	0,90557	0,46843	2,13477	64,9
20,7	0,35347	0,93544	0,37787	2,64642	69,3	25,2	0,42578	0,90483	0,47056	2,12511	64,8
20,8	0,35511	0,93483	0,37986	2,63252	69,2	25,3	0,42736	0,90408	0,47270	2,11552	64,7
20,9	0,35674	0,93420	0,38186	2,61874	69,1	25,4	0,42894	0,90334	0,47483	2,10600	64,6
21°	0,35837	0,93358	0,38386	2,60509	69°	25,5	0,43051	0,90259	0,47698	2,09654	64,5
21,1	0,36000	0,93295	0,38587	2,59156	68,9	25,6	0,43209	0,90183	0,47912	2,08716	64,4
21,2	0,36162	0,93232	0,38787	2,57815	68,8	25,7	0,43366	0,90108	0,48127	2,07785	64,3
21,3	0,36325	0,93169	0,38988	2,56487	68,7	25,8	0,43523	0,90032	0,48342	2,06860	64,2
21,4	0,36488	0,93106	0,39190	2,55170	68,6	25,9	0,43680	0,89956	0,48557	2,05942	64,1
21,5	0,36650	0,93042	0,39391	2,53865	68,5	26°	0,43837	0,89879	0,48773	2,05030	64°
21,6	0,36812	0,92978	0,39593	2,52571	68,4	26,1	0,43994	0,89803	0,48989	2,04125	63,9
21,7	0,36975	0,92913	0,39795	2,51289	68,3	26,2	0,44151	0,89726	0,49206	2,03227	63,8
21,8	0,37137	0,92849	0,39997	2,50018	68,2	26,3	0,44307	0,89649	0,49423	2,02335	63,7
21,9	0,37299	0,92784	0,40200	2,48758	68,1	26,4	0,44464	0,89571	0,49640	2,01449	63,6
22°	0,37461	0,92718	0,40403	2,47509	68°	26,5	0,44620	0,89493	0,49858	2,00569	63,5
22,1	0,37622	0,92653	0,40606	2,46270	67,9	26,6	0,44776	0,89415	0,50076	1,99695	63,4
22,2	0,37784	0,92587	0,40809	2,45043	67,8	26,7	0,44932	0,89337	0,50295	1,98828	63,3
22,3	0,37946	0,92521	0,41013	2,43825	67,7	26,8	0,45088	0,89259	0,50514	1,97966	63,2
22,4	0,38107	0,92455	0,41217	2,42618	67,6	26,9	0,45243	0,89180	0,50733	1,97111	63,1
22,5	0,38268	0,92388	0,41421	2,41422	67,5	27°	0,45399	0,89101	0,50953	1,96261	63°
Degrés	Cosinus	Sinus	Cotangente	Tangente	Degrés	Degrés	Cosinus	Sinus	Cotangente	Tangente	Degrés

Degrés	Sinus	Cosinus	Tangente	Cotangente	Degrés	Degrés	Sinus	Cosinus	Tangente	Cotangente	Degrés
27°	0,45399	0,89101	0,50953	1,96261	63°	31,5	0,52250	0,85264	0,61280	1,63185	58,5
27,1	0,45554	0,89021	0,51173	1,95417	62,9	31,6	0,52399	0,85173	0,61520	1,62548	58,4
27,2	0,45710	0,88942	0,51393	1,94579	62,8	31,7	0,52547	0,85081	0,61761	1,61914	58,3
27,3	0,45865	0,88862	0,51614	1,93746	62,7	31,8	0,52696	0,84989	0,62003	1,61283	58,2
27,4	0,46020	0,88782	0,51835	1,92920	62,6	31,9	0,52844	0,84897	0,62245	1,60657	58,1
27,5	0,46175	0,88701	0,52057	1,92098	62,5	32°	0,52992	0,84805	0,62487	1,60033	58°
27,6	0,46330	0,88620	0,52279	1,91282	62,4	32,1	0,53140	0,84712	0,62730	1,59414	57,9
27,7	0,46484	0,88539	0,52501	1,90472	62,3	32,2	0,53288	0,84619	0,62973	1,58797	57,8
27,8	0,46639	0,88458	0,52724	1,89667	62,2	32,3	0,53435	0,84526	0,63217	1,58184	57,7
27,9	0,46793	0,88377	0,52947	1,88867	62,1	32,4	0,53583	0,84433	0,63462	1,57575	57,6
28°	0,46947	0,88295	0,53171	1,88073	62°	32,5	0,53730	0,84339	0,63707	1,56969	57,5
28,1	0,47101	0,88213	0,53395	1,87283	61,9	32,6	0,53877	0,84245	0,63953	1,56366	57,4
28,2	0,47255	0,88130	0,53620	1,86499	61,8	32,7	0,54024	0,84151	0,64199	1,55766	57,3
28,3	0,47409	0,88048	0,53844	1,85720	61,7	32,8	0,54171	0,84057	0,64446	1,55170	57,2
28,4	0,47562	0,87965	0,54070	1,84946	61,6	32,9	0,54317	0,83962	0,64693	1,54576	57,1
28,5	0,47716	0,87882	0,54296	1,84177	61,5	33°	0,54464	0,83867	0,64941	1,53986	57°
28,6	0,47869	0,87798	0,54522	1,83413	61,4	33,1	0,54610	0,83772	0,65189	1,53400	56,9
28,7	0,48022	0,87715	0,54748	1,82654	61,3	33,2	0,54756	0,83676	0,65438	1,52816	56,8
28,8	0,48175	0,87631	0,54975	1,81899	61,2	33,3	0,54902	0,83581	0,65688	1,52235	56,7
28,9	0,48328	0,87546	0,55203	1,81149	61,1	33,4	0,55048	0,83485	0,65938	1,51658	56,6
29°	0,48481	0,87462	0,55431	1,80405	61°	33,5	0,55194	0,83389	0,66189	1,51084	56,5
29,1	0,48634	0,87377	0,55659	1,79665	60,9	33,6	0,55339	0,83292	0,66440	1,50512	56,4
29,2	0,48786	0,87292	0,55888	1,78929	60,8	33,7	0,55484	0,83195	0,66692	1,49944	56,3
29,3	0,48938	0,87207	0,56117	1,78198	60,7	33,8	0,55630	0,83098	0,66944	1,49378	56,2
29,4	0,49090	0,87121	0,56347	1,77471	60,6	33,9	0,55775	0,83001	0,67197	1,48816	56,1
29,5	0,49242	0,87036	0,56577	1,76749	60,5	34°	0,55919	0,82904	0,67451	1,48256	56°
29,6	0,49394	0,86949	0,56808	1,76032	60,4	34,1	0,56064	0,82806	0,67705	1,47699	55,9
29,7	0,49546	0,86863	0,57039	1,75319	60,3	34,2	0,56208	0,82708	0,67960	1,47146	55,8
29,8	0,49697	0,86777	0,57271	1,74610	60,2	34,3	0,56353	0,82610	0,68215	1,46595	55,7
29,9	0,49849	0,86690	0,57503	1,73905	60,1	34,4	0,56497	0,82511	0,68471	1,46046	55,6
30°	0,50000	0,86603	0,57735	1,73205	60°	34,5	0,56641	0,82413	0,68728	1,45501	55,5
30,1	0,50151	0,86515	0,57968	1,72509	59,9	34,6	0,56784	0,82314	0,68985	1,44958	55,4
30,2	0,50302	0,86427	0,58201	1,71817	59,8	34,7	0,56928	0,82214	0,69243	1,44418	55,3
30,3	0,50453	0,86340	0,58435	1,71129	59,7	34,8	0,57071	0,82115	0,69502	1,43881	55,2
30,4	0,50603	0,86251	0,58670	1,70446	59,6	34,9	0,57215	0,82015	0,69761	1,43347	55,1
30,5	0,50754	0,86163	0,58904	1,69766	59,5	35°	0,57358	0,81915	0,70021	1,42815	55°
30,6	0,50904	0,86074	0,59140	1,69091	59,4	35,1	0,57501	0,81815	0,70281	1,42286	54,9
30,7	0,51054	0,85985	0,59376	1,68419	59,3	35,2	0,57643	0,81714	0,70542	2,41759	54,8
30,8	0,51204	0,85896	0,59612	1,67752	59,2	35,3	0,57786	0,81614	0,70804	1,41235	54,7
30,9	0,51354	0,85806	0,59849	1,67088	59,1	35,4	0,57928	0,81513	0,71066	1,40714	54,6
31°	0,51504	0,85717	0,60086	1,66428	59°	35,5	0,58070	0,81412	0,71329	1,40195	54,5
31,1	0,51653	0,85627	0,60324	1,65772	58,9	35,6	0,58212	0,81310	0,71593	1,39679	54,4
31,2	0,51803	0,85536	0,60562	1,65120	58,8	35,7	0,58354	0,81208	0,71857	1,39165	54,3
31,3	0,51952	0,85446	0,60801	1,64471	58,7	35,8	0,58496	0,81106	0,72122	1,38654	54,2
31,4	0,52101	0,85355	0,61040	1,63826	58,6	35,9	0,58637	0,81004	0,72388	1,38145	54,1
31,5	0,52250	0,85264	0,61280	1,63185	58,5	36°	0,58779	0,80902	0,72654	1,37638	54°
Degrés	Cosinus	Sinus	Cotangente	Tangente	Degrés	Degrés	Cosinus	Sinus	Cotangente	Tangente	Degrés

Degrés	Sinus	Cosinus	Tangente	Cotangente	Degrés	Degrés	Sinus	Cosinus	Tangente	Cotangente	Degrés
36°	0,58779	0,80902	0,72654	1,37638	54°	40,5	0,64945	0,76041	0,85408	1,17085	49,5
36,1	0,58920	0,80799	0,72921	1,37134	53,9	40,6	0,65077	0,75927	0,85710	1,16672	49,4
36,2	0,59061	0,80696	0,73189	1,36633	53,8	40,7	0,65210	0,75813	0,86014	1,16261	49,3
36,3	0,59201	0,80593	0,73457	1,36133	53,7	40,8	0,65342	0,75699	0,86318	1,15851	49,2
36,4	0,59342	0,80489	0,73726	1,35647	53,6	40,9	0,65474	0,75585	0,86623	1,15443	49,1
36,5	0,59482	0,80386	0,73996	1,35142	53,5	41°	0,65606	0,75471	0,86929	1,15037	49°
36,6	0,59622	0,80282	0,74267	1,34650	53,4	41,1	0,65738	0,75356	0,87236	1,14632	48,9
36,7	0,59763	0,80178	0,74538	1,34160	53,3	41,2	0,65869	0,75241	0,87543	1,14229	48,8
36,8	0,59902	0,80073	0,74810	1,33673	53,2	41,3	0,66000	0,75126	0,87852	1,13828	48,7
36,9	0,60042	0,79968	0,75082	1,33187	53,1	41,4	0,66131	0,75011	0,88162	1,13428	48,6
37°	0,60181	0,79864	0,75355	1,32704	53°	41,5	0,66262	0,74896	0,88473	1,13029	48,5
37,1	0,60321	0,79758	0,75629	1,32224	52,9	41,6	0,66393	0,74780	0,88784	1,12633	48,4
37,2	0,60460	0,79653	0,75904	1,31745	52,8	41,7	0,66523	0,74664	0,89097	1,12238	48,3
37,3	0,60599	0,79547	0,76180	1,31269	52,7	41,8	0,66653	0,74548	0,89410	1,11844	48,2
37,4	0,60738	0,79441	0,76456	1,30795	52,6	41,9	0,66783	0,74431	0,89725	1,11452	48,1
37,5	0,60876	0,79335	0,76733	1,30323	52,5	42°	0,66913	0,74314	0,90040	1,11061	48°
37,6	0,61015	0,79229	0,77010	1,29853	52,4	42,1	0,67043	0,74198	0,90357	1,10672	47,9
37,7	0,61153	0,79122	0,77289	1,29385	52,3	42,2	0,67172	0,74080	0,90674	1,10285	47,8
37,8	0,61291	0,79015	0,77568	1,28919	52,2	42,3	0,67301	0,73963	0,90993	1,09899	47,7
37,9	0,61429	0,78908	0,77848	1,28456	52,1	42,4	0,67430	0,73846	0,91313	1,09514	47,6
38°	0,61566	0,78801	0,78129	1,27994	52°	42,5	0,67559	0,73728	0,91633	1,09131	47,5
38,1	0,61704	0,78693	0,78410	1,27535	51,9	42,6	0,67688	0,73610	0,91955	1,08749	47,4
38,2	0,61841	0,78586	0,78692	1,27077	51,8	41,7	0,67816	0,73491	0,92277	1,08369	47,3
38,3	0,61978	0,78478	0,78975	1,26622	51,7	42,8	0,67944	0,73373	0,92601	1,07990	47,2
38,4	0,62115	0,78369	0,79259	1,26169	51,6	42,9	0,68072	0,73254	0,92926	1,07613	47,1
38,5	0,62251	0,78261	0,79544	1,25717	51,5	43°	0,68200	0,73135	0,93252	1,07237	47°
38,6	0,62388	0,78152	0,79829	1,25268	51,4	43,1	0,68327	0,73016	0,93578	1,06862	46,9
38,7	0,62524	0,78043	0,80115	1,24820	51,3	43,2	0,68455	0,72897	0,93906	1,06489	46,8
38,8	0,62660	0,77934	0,80402	1,24375	51,2	43,3	0,68582	0,72777	0,94235	1,06117	46,7
38,9	0,62796	0,77824	0,80690	1,23931	51,1	43,4	0,68709	0,72657	0,94565	1,05747	46,6
39°	0,62932	0,77715	0,80978	1,23490	51°	43,5	0,68835	0,72537	0,94896	1,05378	46,5
39,1	0,63068	0,77605	0,81268	1,23050	50,9	43,6	0,68962	0,72417	0,95229	1,05010	46,4
39,2	0,63203	0,77494	0,81558	1,22612	50,8	43,7	0,69088	0,72297	0,95562	1,04644	46,3
39,3	0,63338	0,77384	0,81849	1,22176	50,7	43,8	0,69214	0,72176	0,95897	1,04279	46,2
39,4	0,63473	0,77273	0,82141	1,21742	50,6	43,9	0,69340	0,72055	0,96232	1,03915	46,1
39,5	0,63608	0,77162	0,82434	1,21310	50,5	44°	0,69466	0,71934	0,96569	1,03553	46°
39,6	0,63742	0,77051	0,82727	1,20879	50,4	44,1	0,69591	0,71813	0,96907	1,03192	45,9
39,7	0,63877	0,76940	0,83022	1,20451	50,3	44,2	0,69717	0,71691	0,97246	1,02832	45,8
39,8	0,64011	0,76828	0,83317	1,20024	50,2	44,3	0,69842	0,71569	0,97586	1,02474	45,7
39,9	0,64145	0,76717	0,83613	1,19599	50,1	44,4	0,69966	0,71447	0,97927	1,02117	45,6
40°	0,64279	0,76604	0,83910	1,19175	50°	44,5	0,70091	0,71325	0,98270	1,01761	45,5
40,1	0,64412	0,76492	0,84208	1,18754	49,9	44,6	0,70215	0,71203	0,98613	1,01406	45,4
40,2	0,64546	0,76380	0,84507	1,18334	49,8	44,7	0,70339	0,71080	0,98958	1,01053	45,3
40,3	0,64679	0,76267	0,84806	1,17916	49,7	44,8	0,70463	0,70957	0,99304	1,00701	45,2
40,4	0,64812	0,76154	0,85107	1,17500	49,6	44,9	0,70587	0,70834	0,99652	1,00350	45,1
40,5	0,64945	0,76041	0,85408	1,17085	49,5	45°	0,70711	0,70711	1,00000	1,00000	45°

Degrés	Cosinus	Sinus	Cotangente	Tangente	Degrés	Degrés	Cosinus	Sinus	Cotangente	Tangente	Degrés
--------	---------	-------	------------	----------	--------	--------	---------	-------	------------	----------	--------

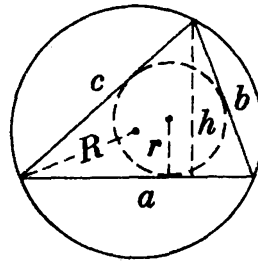
— XXXII —
GÉOMÉTRIE

Triangle

$$S = \frac{ah}{2} = \frac{abc}{4R} = pr$$

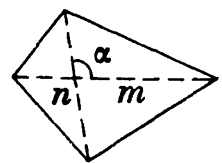
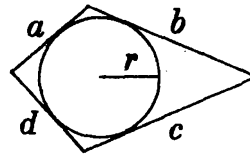
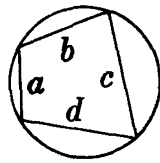
$$= \sqrt{p(p-a)(p-b)(p-c)}$$

$$p = \frac{a+b+c}{2}$$



Quadrilatères

inscrit	circonscrit	quelconque
$S = \sqrt{(p-a)(p-b)(p-c)(p-d)}$	$S = pr$	$S = \frac{mn \sin \alpha}{2}$

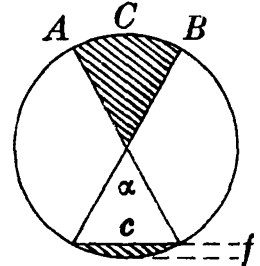


Cercle

$$S = \pi R^2 = \frac{\pi D^2}{4} \approx 0,785 D^2$$

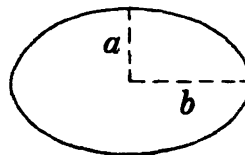
Secteur circulaire $S = \frac{\text{arc } ACB \times R}{2} = \frac{\pi R^2 \alpha^\circ}{360}$

Segment circulaire $S = \frac{\pi R^2 \alpha^\circ}{360} - \frac{c}{2} (R - f)$



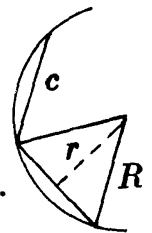
Ellipse

$$S = \pi ab$$



Polygones réguliers

n, nombre de côtés; *R*, rayon du cercle circonscrit; *c*, côté;
r, rayon du cercle inscrit (apothème); *S*, surface du polygone.
Somme des angles : 2 (*n* - 2) droits.

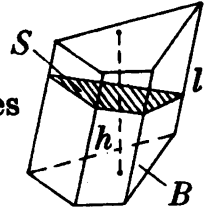


POLYGONES	<i>R</i>	<i>r</i>	<i>c</i>	<i>S</i>
Triangle	0,577 <i>c</i>	0,289 <i>c</i>	1,732 <i>R</i> ou 3,463 <i>r</i>	0,433 <i>c</i> ² ou 1,299 <i>R</i> ²
Carré.....	0,707 <i>c</i>	0,500 <i>c</i>	1,414 <i>R</i> » 2,000 <i>r</i>	1,000 <i>c</i> ² » 2,000 <i>R</i> ²
Pentagone ..	0,851 <i>c</i>	0,688 <i>c</i>	1,176 <i>R</i> » 1,453 <i>r</i>	1,721 <i>c</i> ² » 2,378 <i>R</i> ²
Hexagone ...	1,000 <i>c</i>	0,866 <i>c</i>	1,000 <i>R</i> » 1,155 <i>r</i>	2,598 <i>c</i> ² » 2,598 <i>R</i> ²
Heptagone..	1,152 <i>c</i>	1,038 <i>c</i>	0,868 <i>R</i> » 0,963 <i>r</i>	3,634 <i>c</i> ² » 2,736 <i>R</i> ²
Octogone....	1,307 <i>c</i>	1,208 <i>c</i>	0,765 <i>R</i> » 0,828 <i>r</i>	4,828 <i>c</i> ² » 2,828 <i>R</i> ²
Ennéagone:.	1,462 <i>c</i>	1,374 <i>c</i>	0,684 <i>R</i> » 0,728 <i>r</i>	6,182 <i>c</i> ² » 2,892 <i>R</i> ²
Décagone ...	1,618 <i>c</i>	1,540 <i>c</i>	0,618 <i>R</i> » 0,649 <i>r</i>	7,694 <i>c</i> ² » 2,939 <i>R</i> ²
Endécagone.	1,775 <i>c</i>	1,703 <i>c</i>	0,563 <i>R</i> » 0,587 <i>r</i>	9,366 <i>c</i> ² » 2,973 <i>R</i> ²
Dodécagone.	1,932 <i>c</i>	1,866 <i>c</i>	0,518 <i>R</i> » 0,536 <i>r</i>	11,196 <i>c</i> ² » 3,000 <i>R</i> ²

SURFACES ET VOLUMES

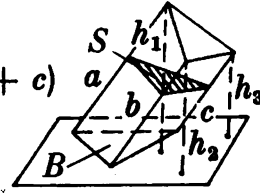
Prisme ou cylindre oblique

Aire latérale = Cl Volume = $Bh = Sl$
 C = périmètre de section droite l = longueur des génératrices
 S = aire de section droite B = surface de base



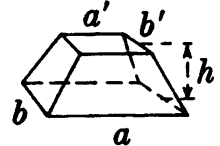
Tronc de prisme triangulaire

$V = (B/3) (h_1 + h_2 + h_3) = (S/3) (a + b + c)$



Tas de sable, trémie

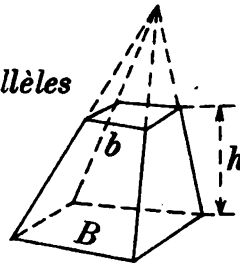
$V = (h/6) (2ab + 2a'b' + ab' + a'b)$



Pyramide ou cône $V = Bh/3$

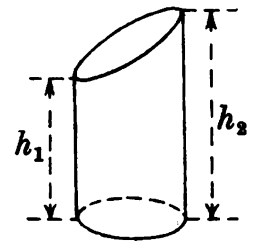
Tronc de pyramide ou de cône à bases parallèles

$V = (h/3) (B + b + \sqrt{Bb})$



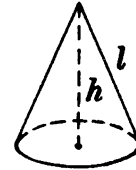
Cylindre circulaire droit

Aire latérale = $2\pi Rh$
 Volume = $\pi R^2 h$

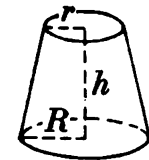


Tronc de cylindre circulaire

Aire latérale = $\pi R (h_1 + h_2)$
 Volume = $(\pi/3) R^2 (h_1 + h_2)$

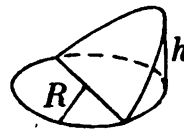


Cône circulaire Aire latérale = πRl
 Volume = $(\pi/3) R^2 h$

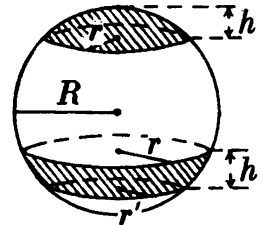


Tronc de cône circulaire

Aire latérale = $\pi l (R + r)$
 Volume = $(\pi/3) h (R^2 + r^2 + Rr)$



Onglet cylindrique $V = (2/3) R^2 h$



Sphère Surface = $4\pi R^2 = \pi D^2$
 Volume = $(4\pi/3) R^3 \approx 4,189 R^3$

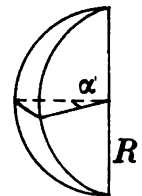
Zone, segment sphérique

Surface de zone = $2\pi Rh$
 Volume segment à 1 base = $(\pi/6) h (h^2 + 3r^2) = (\pi/3) h^2 (3R - h)$
 Volume segment à 2 bases = $(\pi/6) h (h^2 + 3r^2 + 3r'^2)$

Secteur sphérique Volume = $\frac{2}{3} \pi R^2 h$

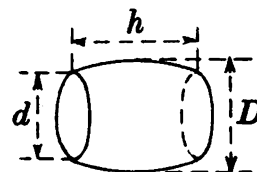


Onglet sphérique Volume = $\pi R^3 \frac{\alpha^{\circ}}{270^{\circ}}$



Tonneau (formule de Dhez)

Volume = $\pi h \left(\frac{5D + 3d}{16} \right)^2$



UNITÉS DE MESURE

Symb les des préfixes décimaux.

MULTIPLES			SOUS-MULTIPLES		
FACTEURS	NOMS	SYMBOLES	FACTEURS	NOMS	SYMBOLES
10 ¹	10	da	10 ⁻¹	déci	d
10 ²	100	h	10 ⁻²	centi	c
10 ³	1 000	k	10 ⁻³	milli	m
10 ⁶	1 000 000	M	10 ⁻⁶	micro	μ
10 ⁹	1 000 000 000	G	10 ⁻⁹	nano	n
10 ¹²	1 000 000 000 000	T	10 ⁻¹²	pico	p

Le système métrique à six unités de base, adopté par la Conférence générale des Poids et Mesures en octobre 1960 sous le nom de système international *SI*, est seul légal en France en application du décret du 3 mai 1961. Les unités qu'il rassemble étaient pour la plupart déjà définies dans le système transitoire *MKSA* ou Giorgi.

NATURE	UNITÉ <i>SI</i>		UNITÉ <i>MTS</i>		UNITÉ <i>CGS</i>		UNITÉS HORS SYSTÈME OU ANCIENNES			
	Nom	Symbole	Nom	Symbole	Nom	Symbole	Nom	Symbole		
Longueur	mètre	m	mètre	m	centimètre	cm	10 ⁻³ m	angström mille marin année-lumière parsec	A	10 ⁻¹⁰ m 1 852 m 9,5 × 10 ¹⁶ m 30,8 × 10 ¹⁶ m
							Valeur en <i>SI</i>	Valeur		

Unités géométriques

<i>Surface</i>	m ²	m ²	m ²	1 m ²	centimètre carré	cm ²	10 ⁻⁴ m ²	are	a	10 ² m ²
<i>Volume</i>	m ³	m ³	m ³	1 m ³	centimètre cube	cm ³	10 ⁻³ m ³	litre	l	10 ⁻³ m ³
<i>Angle</i>	rd	rd	rd					tonneau de jauge	st	1 m ³
<i>Angle solide</i>	sr	sr	sr					degré	°	2,83 m ³
								minute d'angle	'	0,017 4 rd
								seconde d'angle	"	294 × 10 ⁻⁶ rd
								grade	gr	4,8 × 10 ⁻⁶ rd
								tour	tr	0,015 7 rd
								spat*	sp	6,283 2 rd
										4 π sr
<i>Unités mécaniques</i>										
<i>Force</i>	kg	kg	kg	10 ³ kg	gramme	g	10 ⁻³ kg	carat métrique	q	0,2 g
<i>Énergie</i>	s	s	s	1 s	seconde	s	1 s	quintal	mn	100 kg
<i>Accélération</i>	Hz	Hz	Hz	1 m/s	centimètre par seconde	cm/s	10 ⁻³ m/s	minute	h	60 s
<i>Force ou travail</i>	m/s	m/s	m/s	1 m/s	seconde	cm/s	10 ⁻³ m/s	heure	c/s	3 600 s
	seconde	seconde	seconde	1 m/s ²	gal	cm/s ²	10 ⁻³ m/s ²	cycle par seconde	km/h	1 Hz
	seconde	seconde	seconde	1 m/s ²	dyne	dyn	10 ⁻⁵ N	km par heure		0,2767 m/s
	seconde	seconde	seconde	1 m/s ²	erg	cm/s ²	10 ⁻⁷ J	nœud		0,5144 m/s
	seconde	seconde	seconde	1 m/s ²	stène *	dyn	10 ⁻⁵ N	kilogramme-force*	kgf	9,8 N
	seconde	seconde	seconde	1 m/s ²	kilojoule	erg	10 ⁻⁷ J	kilogramme*	kgm	9,8 J
	seconde	seconde	seconde	1 m/s ²	kilowatt	kw	10 ³ W	chevalheure *	chh	2,65 × 10 ⁶ J
	seconde	seconde	seconde	1 m/s ²	kilowatt	kw	10 ³ W	kilowattheure	kWh	3,6 × 10 ⁶ J
	seconde	seconde	seconde	1 m/s ²	pieze *	pz	10 ³ Pa	électronvolt	eV	1,6 × 10 ⁻¹⁹ J
	seconde	seconde	seconde	1 m/s ²	myriapièze *	myPo	10 ⁸ Pa	cheval-vapeur *	ch	736 W
	seconde	seconde	seconde	1 m/s ²	myriastokes *	mySt	10 ⁸ Pa	poncelet *	hpz	980 W
	seconde	seconde	seconde	1 m/s ²	myriastokes *	mySt	10 ⁸ Pa	bar ou hectopieze*	atm	10 ⁵ Pa
	seconde	seconde	seconde	1 m/s ²	myriastokes *	mySt	10 ⁸ Pa	atmosphère	atm	10 ⁵ Pa
	seconde	seconde	seconde	1 m/s ²	myriastokes *	mySt	10 ⁸ Pa	kgf/cm ² *		101 325 Pa
	seconde	seconde	seconde	1 m/s ²	myriastokes *	mySt	10 ⁸ Pa	mm Hg		9,8 × 10 ⁴ Pa
	seconde	seconde	seconde	1 m/s ²	myriastokes *	mySt	10 ⁸ Pa			133 Pa

* Unités ou noms d'unités dont l'emploi est désormais interdit, ainsi que celui de leurs symboles.
 (1) Cette unité récente équivaut à 1 N/m².

NATURE	UNITÉ SI		UNITÉ MTS		UNITÉ CGS		UNITÉS HORS SYSTÈME OU ANCIENNES			
	Nom	Symbole	Nom	Valeur en SI	Nom	Symbole	Valeur en SI	Nom	Symbole	Valeur
Température	degré Kelvin	°K	degré centésimal	1 °C	degré Celsius	°C	1°K [— 273]	degré Celsius	°C	1°K [— 273]
	joule	J	thermie	4,18 × 10 ⁸ J	calorie (petite *)	cal	4,1855 J	degré centigrade *	°	1 °C
Quantité de chaleur								kilocalorie	kcal	4,1855 kJ
								ou grande calorie*	Cal	4,1855 kJ
								frigorie	fg	— 1 kcal
<i>Unités thermiques</i>										
Vergence lumineuse	dioptrie	δ	dioptrie	δ	bougie nouvelle *	B	1 cd	(anciennes unités)		
	candela	cd	lumen	lm	lumen nouveau *	lu	1 lm	violle *		20,4 cd
	lumen	lm	lux	lx	lux nouveau *	lx	1 lx	carcel *		9,8 cd
	lux	lx	candela par mètre carré	cd/m ²	nit *	nit	1 cd/m ²			
Éclairement Luminance								ph		10 ⁴ lx
								sb		10 ⁴ nit
<i>Unités optiques</i>										
NATURE	UNITÉ SI		U. É. M. CGS		U. É. S. CGS (2)		UNITÉS HORS SYSTÈME			
	Nom	Symbole	Nom (1)	Valeur en SI	Valeur en U. É. M.	Valeur en SI	Nom	Symbole	Valeur	
Intensité de courant	ampère	A	décaampère ou biot*	daA	10 A	3 ⁻¹ × 10 ⁻¹⁰	milliampère	mA	10 ⁻³ A	
	volt	V	centimicrovolt*	cμV	10 ⁻⁸ V	3 × 10 ¹⁰	microampère	μA	10 ⁻⁶ A	
Force électromotrice						300 V	kilovolt	kV	10 ³ V	
							millivolt	mV	10 ⁻³ V	
<i>Unités électriques</i>										

Résistance	ohm	Ω	nanohm	nΩ	10 ⁻⁹ Ω	9 × 10 ³⁰	9 × 10 ¹¹ Ω	mégohm microhm	MΩ μΩ	10 ⁶ Ω 10 ⁻⁶ Ω
Conductance	(siemens) *	(S)	gigasiemens *	Gs	10 ⁹ S	9 ⁻¹ × 10 ⁻³⁰	9 ⁻¹ × 10 ⁻¹¹ S	mho *	Ah	1 S
Quantité d'électricité	coulomb	C	décacoulomb	daC	10 C	3 ⁻¹ × 10 ⁻¹⁰	3 ⁻¹ × 10 ⁻⁹ C	ampèreheure électron	e	3 600 C 1,59 × 10 ⁻¹⁹ C
Capacité	farad	F	gigafarad	GF	10 ⁹ F	9 ⁻¹ × 10 ⁻³⁰	9 ⁻¹ × 10 ⁻¹¹ F	microfarad picofarad	μF pF	10 ⁻⁶ F 10 ⁻¹² F
Inductance	henry	H	nanohenry	nH	10 ⁻⁹ H	9 × 10 ³⁰	9 × 10 ¹¹ H			
Flux d'induction magnétique	weber	Wb	maxwell	M	10 ⁻⁸ Wb					
Induction magnétique	tesla (3)	T	gauss	G	10 ⁻⁴ T			weber par centimètre carré	Wb/cm ²	10 ⁴ T
Champ magnétique	ampère par mètre (4)	A/m	cersted	Oe	79,5 A/m (5)			ampère (tour) par centimètre	A/cm	10 ³ A/m
Force magnétomotrice	ampère (4)	A	gilbert	Gb	0,795 A (5)			kilovoltampère	kVA	10 ³ VA
Puissance apparente	voltampère	VA						kilovar	kvar	10 ³ var
Puissance réactive	voltampère réactif ou var	var								

* Unités dont l'emploi est désormais interdit, ainsi que celui de leurs symboles.

(1) Ces noms d'unités sont peu usités, on emploie habituellement la dénomination générale : U. É. M. C.G.S. Parfois (aux U. S. A. surtout) on les appelle abampère *, abvolt *, etc...

(2) Ces unités sont parfois appelées (aux U. S. A. surtout) statampère *, statvolt *, etc...

(3) Cette unité récente équivaut à 1 Wb/m².

(4) L'ampère par mètre est parfois appelé ampère-tour par mètre, et l'ampère, unité de F. M. M., ampère-tour. Le milliersted et le déci-gilbert étaient les unités MKSA non rationalisées des mêmes grandeurs.

(5) Plus exactement $1 \text{ Oe} = \frac{1000}{4\pi} \text{ A/m}$ et $1 \text{ Gb} = \frac{10}{4\pi} \text{ A}$.

NOTA. — Pour tous renseignements relatifs à la définition des unités, aux systèmes d'unités et aux équations de dimensions, se reporter à l'Aide-mémoire « Métrologie générale ».

Unités anglaises et américaines.

Abréviations usuelles	Nom	Valeur relative	Valeur en unités françaises
<i>Mesures de longueur.</i>			
in. ou "	inch (pouce).....		25,40 mm
ft. ou '	foot (pied).....	12 in.....	0,304 8 m
yd.	yard.....	3 ft.....	0,914 4 "
fm.	fathom (brasse).....	2 yd.....	1,828 8 "
po.	pole, rod, ou perch (perche).....	5,5 yd.....	5,029 2 "
	chain.....	4 po. = 66 ft.....	20,116 8 "
fur.	furlong.....	220 yd. = 40 po.....	201,168 "
ml.	statute mile (mille terrestre).....	8 fur.....	1 609,344 "
	nautical league (lieue marine).....	3,454 ml.....	5 559,55 "
<i>Mesures de superficie.</i>			
sq. in.	square inch (pouce carré).....		6,45 cm ²
sq. ft.	square foot (pied carré).....	144 sq. in.....	929 "
sq. yd.	square yard.....	9 sq. in.....	0,836 1 m ²
sq. po.	square pole.....	30,25 sq. yd.....	25,293 "
	rood.....	1 210 sq. yd.....	1 011,71 "
ac.	acre.....	4 840 sq. yd. = 4 roods.....	4 046,86 "
<i>Mesures de volumes.</i>			
cu. in.	cubic inch (pouce cube).....		16,387 cm ³
cu. ft.	cubic foot (pied cube).....	1 728 cu. in.....	0,028 317 m ³
cu. yd.	cubic yard.....	27 cu. ft.....	0,764 555 "
	shipping ton (tonneau de mer).....	40 cu. ft.....	1,132 7 "
<i>Mesures de capacité britanniques.</i>			
	gill.....		0,142 1 l
pt.	pint.....	4 gills.....	0,568 2 "
qt.	quart.....	2 pts.....	1,136 5 "
gal.	imperial gallon.....	4 qts = 8 pts.....	4,546 0 "
peck.	peck.....	2 gal.....	9,091 9 "
bu.	bushel.....	4 peck = 8 gal.....	36,367 7 "
	quarter.....	8 bu.....	290,941 6 "
<i>Mesures de capacité américaines</i>			
	U. S. gill.....		0,118 3 l
U. S. pt.	U. S. pint.....	2 U. S. gills.....	0,473 2 "
liq. qt.	liquid quart.....	2 U. S. pts.....	0,946 3 "
dry qt.	dry quart.....	1/4 Winchester gallon.....	1,101 2 "
U. S. gal.	U. S. gallon.....	4 U. S. liq. qts.....	3,785 4 "
	peck } mat. sèches.....	2 Winchester gallons.....	8,809 6 "
	bushel }	8 Winchester gallons.....	35,238 3 "
bbl.	barrel.....	42 U. S. gallons.....	158,987 "
<i>Mesures de masse et force.</i>			
<i>1° Mesures dites avoirdupois.</i>			
gr.	grain.....	1/7000 lb.....	0,065 g
dr.	dram ou drachm.....	1/16 oz.....	1,772 "
oz.	ounce.....	1/16 lb.....	28,350 "
lb.	avoirdupois pound (livre).....	16 oz.....	453,592 "
st.	stone.....	14 lbs.....	6,350 kg
qr.	quarter.....	2 st. = 28 lbs.....	12,700 "
cwt.	hundredweight.....	4 qr. = 112 lbs.....	50,802 "
ton	long ton (anglais).....	20 cwt. = 2 240 lbs.....	1 016,047 "
	short ton (américain).....	2 000 lbs.....	907,184 "
<i>2° Mesures dites troy (pour métaux précieux et pharmacies).</i>			
gr.	grain.....	1/5760 lb. troy.....	0,065 g
	carat.....	4 gr.....	0,259 "
dwt.	pennyweight.....	24 gr.....	1,555 "
oz.	ounce troy.....	20 dwt.....	31,103 "
lb.	pound troy.....	12 oz.....	373,242 "

Abréviations usuelles	Nom	Valeur relative	Valeur en unités françaises
<i>Mesures de force.</i>			
pdl.	pound weight (livre-poids).....	32,174 pdl ($g = 32,174 \text{ ft per sec}^2$).	4,448 N = 453,592 gf
	poundal.....	accélère 1 lb de 1 ft per sec ²	0,138 N = 14,098 gf
<i>Mesures de pression.</i>			
psi.	inch of water (pouce d'eau).....		249 P = 0,002 54 kgf/cm ²
	foot of water.....		2 989 P = 0,030 48 "
	pound per square inch.....		6 895 P = 0,070 31 "
	pound per square foot.....		47,88 P = 4,882 4 kgf/m ²
<i>Énergie, puissance.</i>			
ft. pdl.	foot poundal.....		0,042 14 J
lb. ft.	foot pound (livre-pied).....		1,335 82 J = 0,138 25 kgm
HP	horse power.....	550 lb. ft. par sec.....	745,7 W = 1,014 ch
<i>Température, chaleur.</i>			
° F	degré Fahrenheit.....		$T_C = (5/9) [T_F - 32]$
° R	degré Rankine.....		$1^\circ R = 5/9^\circ K = 0,5555^\circ K$
B. T. U.	British thermal unit.....		1 055 J = 252,00 cal.

Conversion des fractions de pouce en millimètres.

1/64	0,3969	17/64	6,7469	33/64	13,0969	49/64	19,4469
1/32	7937	9/32	7,1437	17/32	4937	25/32	8437
3/64	1,1906	19/64	5406	35/64	8906	51/64	20,2406
1/16	5875	5/16	9375	9/16	14,2875	13/16	6375
5/64	9844	21/64	8,3344	37/64	6864	53/64	21,0344
3/32	2,3812	11/32	7312	19/32	15,0812	27/32	4312
7/64	7781	23/64	9,1281	39/64	4781	55/64	8281
1/8	3,1750	3/8	5250	5/8	8750	7/8	22,2250
9/64	5719	25/64	9219	41/64	16,2719	57/64	6219
5/32	9687	13/32	10,3187	21/32	6687	29/32	23,0187
11/64	4,3656	27/64	7156	43/64	17,0656	59/64	4156
3/16	7625	7/16	11,1125	11/16	4625	15/16	8125
13/64	5,1594	29/64	5094	45/64	8594	61/64	24,2094
7/32	5562	15/32	9062	23/32	18,2562	31/32	6062
15/64	9531	31/64	12,3031	47/64	6531	63/64	25,0031
1/4	6,3500	1/2	7000	3/4	19,0500	1	25,4000

DENSITÉS

Densités des gaz par rapport à l'air.

$$d = M/29 \quad \text{Gaz d'éclairage } 0,4$$

Densités des liquides.

Acide acétique.....	1,06	Ether.....	0,73
Acide nitrique fumant.....	1,52	Full-oil.....	0,98
Acide nitrique NO ₂ H.....	1,42	Gas-oil léger.....	0,85
Acide chlorhydrique HCl, 3H ₂ O.....	1,269	Glycérine.....	1,260
Acide sulfurique monohydraté.....	1,84	Goudron.....	1,200
Alcool absolu.....	0,794	Huile de lin.....	0,94
Benzène.....	0,899	Huile d'olive.....	0,917
Benzol.....	0,88 à 0,882	Huile de ricin.....	0,962
Brome.....	3,18	Lait.....	1,03
Esprit de bois.....	0,798	Pétrole.....	0,80
Eau de mer.....	1,026	Sulfure de carbone.....	1,264
Essence de pétrole.....	0,68 à 0,72	Vin.....	0,99
Essence de térébenthine.....	0,868		

Densités des solides.

Métaux

Aluminium fondu.....	2,56
Aluminium forgé.....	2,67
Antimoine.....	6,69
Argent.....	10,53
Bismuth.....	9,80
Cadmium.....	8,60
Chrome.....	6,90
Cobalt.....	8,80
Cuivre.....	8,92
Étain.....	7,29
Fer.....	7,84
Glucinium.....	1,6
Iridium.....	22,40
Magnésium.....	1,74
Manganèse.....	7,39
Mercure à 20° C.....	13,55
Métal des cloches.....	8,80
Molybdène.....	9,00
Nickel.....	8,70
Or.....	19,32
Palladium.....	11,25
Platine.....	21,5
Plomb.....	11,37
Potassium.....	0,86
Rhodium.....	12,10
Ruthénium.....	12,26
Sodium.....	0,97
Tungstène.....	19,10
Uranium.....	18,70
Vanadium.....	5,50
Zinc.....	7,15

Alliages.

Acier.....	7,80
Bronze.....	8,40 à 9,20
Bronze d'aluminium.....	7,45
Dural.....	2,80
Elektron (Maxium).....	1,80
Ferro-nickel.....	8,90
Fonte blanche.....	7,40
Fonte grise.....	7,30
Laiton.....	7,30 à 8,40
Maillechort.....	8,30 à 8,60

Substances diverses.

Acide arsénieux As_2O_3	3,70
Albâtre et marbre.....	2,70
Amidon, fécule.....	1,50
Anthracite.....	1,40
Ardoise.....	2,90
Asphalte.....	1,06
Béton.....	1,9 à 2,8
Brique.....	2,20

Calcaires compacts.....	2,70
Caoutchouc, gutta-percha... ..	0,98
Celluloïd.....	1,50
Chlorure de potassium $CaCl_2$..	1,98
Chlorure de sodium $NaCl$	2,10
Céruse $PbCO_3$	6,43
Charbon de bois en poudre... ..	1,5
Charbon de chêne (mor- ceaux).....	0,45
Charbon de cornue.....	1,88
Charbon de peupliers.....	0,24
Chaux CaO	3,15
Cire.....	0,96
Corps humain.....	1,07
Coke.....	1,4
Craie.....	1,25
Cristal.....	2,96
Cuir sec.....	0,86
Cuir gras.....	1,02
Diamant.....	3,52
Farine.....	1,03
Feutre-pégamoïde.....	0,20
Ferodo, garniture de freins..	2,00
Fibre.....	1,45
Glace à 0° C,.....	0,918
Gomme.....	1,30
Graisse, Beurre.....	0,94
Granit.....	2,6 à 2,8
Grès.....	2,2 à 2,65
Gypse en poudre.....	2,27
Houille.....	1,30
Ivoire.....	1,83 à 1,92
Kaolin.....	2,26
Lignite.....	1,20
Litharge PbO	9,25
Marbre.....	2,80
Mica.....	2,71 à 3,13
Minium Pb_2O_3	9,07
Naphte liquide.....	0,7 à 0,84
Nitrate de potassium NO_3K ..	2,09
Nitrate de sodium NO_3Na	2,24
Oxyde de zinc ZnO	5,60
Oxyde rouge de merc. PbO_2 ..	11,14
Peroxyde de fer Fe_2O_3	5,12
Porcelaine.....	2,2 à 2,5
Poudre à canon.....	0,84
Quartz.....	2,65
Sable sec.....	1,64
Sel ammoniac NO_3NH_4	1,52
Sciure de bois.....	0,55
Soufre S.....	2,07
Sucre.....	1,606
Terre argileuse.....	1,3 à 2,00
Verre.....	2,50

EXTRAITS DU CATALOGUE GÉNÉRAL

DUNOD
É D I T E U R

92, rue Bonaparte, Paris (6^e)

*Le catalogue général est divisé en fascicules
spécialisés qui peuvent être
envoyés gratuitement sur demande*

MATHÉMATIQUES

Mathématiques modernes pour l'ingénieur, rédigé sous la direction de E. F. BECKENBACH.

TOME I. — 556 p. 16 × 25, avec 86 fig. 1965. Relié toile sous jaquette..... 88 F

Cours élémentaire de mathématiques supérieures. Calcul différentiel et intégral et géométrie analytique plane avec un grand nombre d'exemples et d'applications, par J. QUINET.

TOME I. — 214 p. 16 × 25, avec 73 fig. 3^e éd. N. T. 1964. Broché 11 F

TOME II. — 276 p. 16 × 25, avec 44 fig. 3^e éd. N. T. 1964. Broché..... 12 F

TOME III. — 256 p. 16 × 25, avec 81 fig. 3^e éd. N. T. 1964. Broché..... 12 F

TOME IV. — 192 p. 16 × 25, avec 98 fig. 3^e éd. N. T. 1963. Broché..... 9 F

TOME V. — 264 p. 16 × 25, avec 68 fig. 3^e éd. N. T. 1964. Broché..... 12 F

TOME VI. — 348 p. 16 × 25, avec 159 fig. 3^e éd. 1963. Broché..... 16 F

Solutions des exercices du « Cours élémentaire de mathématiques supérieures » (Tomes I à III de J. QUINET), par H. PERRAUDEAU. 264 p. 16 × 25, avec 91 fig. 1965. Broché..... 16 F

Cours de mathématiques supérieures, par A. DONEDDU.
TOME I. — *Algèbre et géométrie.* 600 p. 16 × 25, avec 57 fig. 1966. Broché..... 48 F

- Mathématiques de la physique appliquée, à l'usage des candidats au certificat de T. M. P., des élèves-ingénieurs et des ingénieurs**, par G. SÉRANE. 330 p. 16 × 25, avec 114 fig. 1965. Broché..... 34 F
- Géométrie euclidienne plane**, par A. DONEDDU. 360 p. 14 × 22, avec 61 fig. 1965. Relié toile sous jaquette.. 48 F
- Principes d'algèbre linéaire**, par J. LARRIEU. 184 p. 16 × 25. 1965. Broché..... 22 F
- Théorie des matrices**, par F. R. GANTMACHER.
TOME I. — *Théorie générale*. 384 p. 16 × 25, avec 5 fig. 1966. Relié toile sous jaquette..... 69 F
TOME II. — *Questions spéciales et applications*. 280 pages 16 × 25, avec 4 figures. 1966. Relié toile sous jaquette.. 56 F
- Introduction à la théorie des groupes**, par P. S. ALEXANDROFF. 140 p. 14 × 22, avec 17 fig. 1965. Broché... 13 F
- Catégories et structures**, par C. EHRESMANN. 374 p. 16 × 25, avec 58 fig. 1965. Relié toile sous jaquette..... 84 F
- Les distributions**, par I. M. GUELFAND et G. E. CHILOV.
TOME I. — 384 p. 16 × 25, avec 7 fig. 1962. Relié toile sous jaquette..... 48 F
TOME II. — *Espaces fondamentaux*. 274 p. 16 × 25, avec 5 fig. 1964. Relié toile sous jaquette..... 42 F
TOME III. — *Théorie des équations différentielles*. 250 p. 16 × 25. 1965. Relié toile sous jaquette..... 42 F
- Calcul imaginaire. Équations différentielles et aux dérivées partielles. Application aux circuits électriques fondamentaux, aux lignes et antennes**, par A. F. BISANTI. 328 p. 16 × 25, avec 94 fig. 1965. Broché..... 38 F
- Aléas numériques et distributions de probabilité usuelles**, par B. ROY. Fascicule I. — *Généralités sur les aléas numériques*. 134 p. 16 × 25, avec 25 fig. 1965. Broché..... 18 F
- Méthodes statistiques de l'ingénieur**, par A. H. BOWKER et G. J. LIEBERMANN. 530 p. 16 × 25, avec 160 fig. 1965. Relié toile sous jaquette..... 94 F
- Processus aléatoires**, par M. GIRAULT. 160 p. 16 × 25, avec 26 fig. 1965. Broché..... 22 F
- Cours de statistique descriptive**, par G. CALOT. 542 p. 16 × 25, avec 213 fig. et 2 hors-texte. 1965. Broché.. 58 F
- Cours d'automatique théorique**, par R. PALLU DE LA BARRIÈRE. 418 p. 16 × 25, avec 51 fig. 1966. Relié toile sous jaquette 68 F
- Abaques ou nomogrammes**, par A. GIET. 252 p. 16 × 25, avec 161 fig. 2^e éd. 1965. Broché..... 24 F

- Cours et exercices de calcul numérique**, à l'usage des candidats aux grandes écoles scientifiques et des étudiants de propédeutique, par J. LABORDE. 404 p. 16 × 25, avec 136 fig. dont 17 abaques et 69 tableaux. 1965. Broché..... 29 F
- Méthodes mathématiques pour calculateurs arithmétiques**, présentés par A. RALSTON et H. S. WILF. 492 p. 16 × 25, avec 20 fig. et 40 organigrammes. 1965. Rel. toile sous jaq. 96 F
- Algèbre de Boole**, par J. KUNTZMANN. 342 p. 16 × 25, avec 48 fig. 1965. Relié toile sous jaquette..... 58 F
- Tables de Barlow. Carrés, cubes, racines carrées, racines cubiques, inverses des nombres entiers de 1 à 12 500.** 272 p. 14 × 22. 4^e éd. 1966. Relié souple..... 14 F

PHYSIQUE

- Exercices de physique**, à l'usage des étudiants de S.P.C.N., par J. VALENTIN. 258 p. 16 × 25, avec 81 fig. 1965. Br. 22 F
- Éléments de statistique quantique appliquée à la thermodynamique isotherme**, par L. GODEFROY. 202 p. 11 × 16, avec 27 fig. 1965. Relié toile sous jaquette..... 19 F
- Les discontinuités du rayonnement électromagnétique**, par M. BOUX. 256 p. 16 × 25, avec 52 fig. 1966. Relié toile sous jaquette. 56 F
- Applications des ondes hyperfréquences et infrarouges à l'étude des plasmas**, par R. PAPOULAR et J. BALAZARD. 160 p. 16 × 25, avec 55 fig. 1965. Broché..... 19 F
- Thermodynamique**, par E. A. GUGGENHEIM. 456 p. 16 × 25, avec 42 fig. 1965. Relié toile sous jaquette..... 59 F
- Thermodynamique**, par E. FERMI. 150 p. 14 × 22, avec 22 fig. 1965. Broché..... 15 F
- Mécanique**, par M. ROY.
- VOLUME I. — *Corps rigides*. 450 p. 16 × 25, avec 202 fig. 1965. Relié toile sous jaquette..... 76 F
- VOLUME II. — *Milieux continus*. 504 p. 16 × 25, avec 241 fig. 1966. Relié toile sous jaquette..... 76 F
- Cours de mécanique générale. Propédeutique et licence**, par H. CABANNES. 454 p. 16 × 25, avec 169 fig. 2^e éd. 1966. Relié toile sous jaquette..... 42 F
- Problèmes de mécanique générale**, par H. CABANNES. 436 p. 16 × 25, avec 150 fig. 1966. Broché..... 38 F
- Construction, réglage et essais des instruments d'optique**, par M. LACHENAUD. 646 p. 16 × 25. 1966. Relié toile sous jaquette 98 F
- Les détecteurs de rayonnement infrarouge**, par G. CHOL, Y. MARFAING, M. MUNSCH, P. THOREL et P. COMBETTE. 260 p. 16 × 25. 1966. Broché..... 32 F
- Luminescence. L'électron et la lumière. Matière et photoluminescence**, par G. MONOD-HERZEN. 288 p. 16 × 25, avec 146 fig. 1966. Broché..... 39 F

STRUCTURE DE LA MATIÈRE

- Physique des semiconducteurs. Comptes rendus du 7^e congrès international. Physics of semiconductors. Proceedings of the 7th international Conference.** Paris 1964. 1388 p. 16 × 25, avec 497 fig. et 105 tables. 1965. Rel. toile sous jaq. 145 F
- Les matériaux semiconducteurs,** par M. RODOT. 304 p. 16 × 25, avec 134 fig. 1965. Broché..... 37 F
- Les rayons X et leurs applications,** par G. L. CLARK. 1004 p. 16 × 25, avec 415 fig. 1961. Relié toile sous jaquette.. 145 F

SCIENCES ET TECHNIQUES NUCLÉAIRES

- Economie et perspectives de l'énergie atomique,** par J. ANDRIOT, avec la collaboration de J. GAUSSENS. 288 p. 14 × 22, avec 50 fig. et 32 hors-texte. 1964. Broché... 18 F
- Les radioéléments, facteurs de progrès économique,** par A. NILS. 226 p. 16 × 25, avec 11 fig. 1966. Broché.... 32 F
- Introduction à la physique et la chimie nucléaires,** par B.-G. HARVEY. 360 p. 16 × 25, avec 148 fig. 1964. Broché..... 34 F; Relié toile sous jaquette..... 46 F
- La chimie nucléaire. Etude des noyaux radioactifs et des réactions nucléaires,** par M. LEFORT. 528 p. 16 × 25, avec 245 fig. 1966. Relié toile sous jaquette..... 68 F
- Chimie nucléaire et radiochimie,** par G. FRIEDLANDER et J. W. KENNEDY. 506 p. 16 × 25, avec 72 fig. 1960. Relié toile sous jaquette..... 58 F
- Cinématique des réactions nucléaires,** par A. MICHALOWICZ. 194 p. 11 × 16, avec 13 figures. 1964. Relié toile souple. 25 F
- Les modèles en spectroscopie nucléaire,** par R. NATAF. 256 p. 16 × 25, avec 66 fig. 1965. Broché..... 48 F
- Précis d'énergie nucléaire,** par G. CAHEN et P. TREILLE. 424 p. 16 × 25, avec 129 fig. 3^e éd. 1963. Broché..... 48 F
Relié toile sous jaquette..... 54 F

CHIMIE GÉNÉRALE - CHIMIE PHYSIQUE CHIMIE MINÉRALE, ORGANIQUE ANALYTIQUE

- Chimie. M.P.C. Préparation aux grandes écoles,** par H. GUÉRIN. 838 p. 16 × 25, avec 175 fig. N.T. 1965. Relié toile sous jaquette 68 F

- Exercices de chimie. M.P.C. Préparation aux grandes écoles,**
par P. DESCHAMPS. 128 p. 16 × 25, avec 2 fig. 1965.
Broché..... 11 F
- Chimie,** par M. J. SIENKO et R. A. PLANE. 610 p. 16 × 25.
1965. Relié toile sous jaquette..... 48 F
- Chimie théorique,** par A. JULG. 394 p. 16 × 25. 1964.
Broché..... 29 F; Relié toile sous jaquette..... 36 F
- Thermodynamique chimique,** par D. H. EVERETT. 270 p.
14 × 22, avec 83 fig. 1965. Broché..... 26 F
- Principes de chimie organique,** par T. A. GEISSMAN. 864 p.
16 × 25. 1965. Relié toile sous jaquette..... 68
- Les résines échangeuses d'ions,** par L. SAVIDAN. 176 p.
11 × 16, avec 33 fig. 1965. Relié toile souple..... 16 F
- Méthodes physiques de l'analyse chimique,** par H. H. WIL-
LARD, L. L. MERRITT et J. A. DEAN. 696 p. 16 × 25, avec
387 fig. 1965. Relié toile sous jaquette..... 115 F
- Les industries verrières, présentées** par P. PIGANIOL. 288 p.
16 × 25, avec 112 fig. 1966. Broché..... 35 F

MÉTALLURGIE

- Métallurgie physique,** par B. CHALMERS. 448 p. 16 × 25,
avec 423 fig. 1963. Relié toile sous jaquette..... 68 F
- Etude de la plasticité et application aux métaux,** par
B. JAOUËL. 616 p. 16 × 25, avec 457 fig. 1965. Relié toile
sous jaquette..... 138 F
- La dilatométrie différentielle appliquée à l'étude des aciers,**
par G. BERGER. 148 p. 14 × 22, avec 123 fig. 1965.
Broché..... 24 F
- Métallurgie de la soudure,** par D. SÉFÉRIAN. 412 p. 16 × 25.
avec 333 fig. N.T. 1965. Relié toile sous jaquette..... 64
- Aciers inoxydables, aciers réfractaires,** par L. COLOMBIER
et J. HOCHMANN. 636 p. 16 × 25, avec 250 fig. 2^e éd. 1965.
Relié toile sous jaquette..... 118

ÉLECTRICITÉ APPLIQUÉE ÉLECTROTECHNIQUE ÉLECTRONIQUE

- Protection cathodique dans la lutte contre la corrosion**
Théorie et pratique, par J. H. MORGAN. 420 p. 16 × 25, avec
238 fig. 1966. Relié toile sous jaquette..... 78
- Principes fondamentaux de la technique de l'éclairage**
par M. DÉRIBÉRE. 140 p. 14 × 22, avec 64 fig. 1965. Br. 15

- Lampes à iode, lampes à iodures**, par M. DÉRIBÉRÉ. 88 p. 14 × 22, avec 56 fig. 1965. Broché..... 14 F
- Applications des ferrites et céramiques**, par H. M. SCHLICHE. 278 p. 16 × 25, avec 125 fig. 1965. Relié toile sous jaquette. 58 F
- Hydraulique appliquée à l'exploitation des usines hydro-électriques**, par J. SALZARD. 176 p. 16 × 25, avec 161 fig. 2^e éd. 1965. Broché..... 22 F
- Circuit magnétique. Machines à courant continu** (*Théorie, fonctionnement et calcul des machines électriques-1*), par A. GUILBERT. 620 p. 16 × 25, avec 370 fig. 1951. Relié toile.. 37 F
- Machines synchrones** (*Théorie, fonctionnement et calcul des machines électriques-2*), par A. GUILBERT. 586 p. 16 × 25, avec 400 fig. 1965. Relié toile sous jaquette..... 118 F
- Clé des schémas électriques. Etude logique des circuits et des automatismes**, par P. CASTELLO. 224 p. 16 × 25, avec 259 fig. 2^e éd. 1965. Broché sous jaquette 29 F
- Théorie et pratique des circuits de l'électronique et des amplificateurs**, par J. QUINET.
TOME I. — 320 p. 16 × 25, avec 239 fig. 5^e éd. N. T. 1964. Broché..... 24 F
TOME II. — 416 p. 16 × 25, avec 175 fig. 5^e éd. N. T. 1964. Broché..... 29 F
TOME III. — 240 p. 16 × 25, avec 148 fig. et 1 hors-texte. 1963. Broché..... 19 F
- Manipulations et mesures électroniques**, par J. QUINET. 398 p. 16 × 25, avec 332 fig. 1965. Broché..... 29 F
- Calcul des circuits à transistors, rédigé par les ingénieurs de la Texas Instruments Incorporated.** 604 p. 16 × 25, avec 543 fig. 1965. Relié toile sous jaquette 75 F
- Tubes pour hyperfréquences** (*Microwave tubes — Mikrowellenröhren*). *Travaux du 5^e Congrès international*. Paris, 14-18 septembre 1964. *Organisé par la Société française des électroniciens et radio-électriciens et par la Société française des ingénieurs et techniciens du vide, sous le patronage de la Fédération nationale des industries électroniques.* 568 p. 21 × 30, avec 934 fig. 1965. Relié toile sous jaquette 260 F
- Technique des circuits à transistors**, par R. F. SHEA, avec la collaboration de WOO FOUNG CHOW, S. K. GHANDHI, E. KEONJIAN, V. P. MATHIS, D. A. PAYNTER, J. A. A. RAPER, A. P. STERN et J. J. SURAN. 512 p. 16 × 25, avec 336 fig. N. T. 1965. Relié toile sous jaquette..... 88 F
- La commutation télégraphique**, par E. ROSSBERG et H. KORTA. 352 p. 16 × 25, avec 208 fig. 1965. Relié toile sous jaquette 68 F
- Initiation à la composition musicale automatique**, par P. BARBAUD. 116 p. 16 × 25, avec 20 fig. 1966. Broché. 18 F

**TECHNIQUES MÉCANIQUES
ET THERMODYNAMIQUES**

- La science des matériaux de l'ingénieur**, par C. W. RICHARDS. 556 p. 16 × 25, avec 314 fig. 1965. Relié toile sous jaquette 88 F
- Construction mécanique. Eléments des projets**, par L. GÉMINARD et F. GROS LA FAIGE.
- TOME I. — *Matériaux, élaboration des pièces, lubrification, logique des fonctions techniques*. 292 p. 16 × 25, avec 205 fig. 1966. Relié toile sous jaquette..... 39 F
- TOME II. — *Etude de cas, bâtis, guidages. Transmission de puissance*. 324 p. 16 × 25, avec 359 fig. 1966. Relié toile sous jaquette. 48 F
- Manuel de base de l'ingénieur**, par S. H. : SON TIDESTRÖM.
- TOME I. — 678 p. 14 × 22, avec 497 fig. et 57 tableaux. 1959. Relié toile sous jaquette..... 58 F
- TOME II. — 656 p. 14 × 22, avec 548 fig. et 78 tableaux. 1961. Relié toile sous jaquette..... 58 F
- Manuel pratique des engrenages**, par G. HENRIOT. 244 p. 16 × 25, avec 319 fig. 1965. Broché..... 29 F
- Le soudage par résistance**, par G.-E. LHEUREUX et E.-J. BELLOTTE. 544 p. 16 × 25, avec 553 fig. 1965. Relié toile sous jaquette 78 F
- Pratique de la mesure et du contrôle dans l'industrie**, par J. BURTON.
- TOME I. — 554 p. 16 × 25. 2^e éd. 1965. Relié toile sous jaquette 76 F
- TOME II. — 408 p. 16 × 25, avec 289 fig. 2^e éd. Relié toile sous jaquette..... *A paraître en février 1966*
- TOME III. — 560 p. 16 × 25, avec 290 fig. 1964. Relié toile sous jaquette. 76 F
- Les compresseurs**, par P. CHAMBADAL. 202 p. 14 × 22, avec 77 fig. 1964. Broché..... 26 F
- Les bases de l'automatique industrielle**, par S. WEGRZYŃ, avec la collaboration de Z. POGODA et A. BUKOWY. 340 p. 16 × 25, avec 388 fig. 1965. Relié toile sous jaquette.. 58 F
- Théorie et calcul des asservissements**, par J. C. GILLE, P. DECAULNE et M. PÉLEGRIN. 336 p. 19 × 27, avec 365 fig. et 3 pl. hors-texte. 3^e éd. N. T. 1966. Broché..... 37 F
- Relié toile sous jaquette..... 45 F
- Méthodes modernes d'étude des systèmes asservis**, par J.-C. GILLE, P. DECAULNE et M. PÉLEGRIN. 468 p. 19 × 27, avec 435 fig. 1960. Broché.. 59 F; Relié toile sous jaq.. 64 F
- Dynamique statistique des systèmes linéaires de commande automatique**, par V. V. SOLODOVNIKOV. 646 p. 16 × 25, avec 226 fig. 1965. Relié toile sous jaquette.. 98 F

- Optimisation statistique des systèmes dynamiques.**
Compensation analogique ou arithmétique des systèmes quasi-linéaires, par P. LEFÈVRE. 228 p. 16 × 25, avec 90 fig. 1965. Relié toile sous jaquette..... 48 F
- Synthèse des systèmes de commande optimale**, par S. S. L. CHANG. 448 p. 16 × 25, avec 144 fig. 1966. Relié toile sous jaquette..... 88 F
- Commandes optimales par commutation**, par A. Ja. LERNER. 114 p. 16 × 25, avec 67 fig. 1965. Broché..... 24 F
- Logique binaire et commutation**, par J. BRUNIN. 564 p. 16 × 25, avec 400 fig. 1966. Relié toile sous jaquette. 128 F
- Dynamique statistique des circuits de régulation**, par J. BENES. 372 p. 16 × 25. 1965. Relié toile sous jaquette. 76 F
- Les éléments des systèmes hydrauliques**, par W. DIETER. 268 p. 16 × 25, avec 257 fig. 1965. Rel. toile sous jaq. 54 F
- Transmissions hydrostatiques**, par J. THOMA. 260 p. 14 × 22, avec 120 fig. 1965. Relié toile sous jaquette..... 39 F

MATÉRIELS ET MOYENS DE TRANSPORT

- Technique automobile**, par J. CHAGETTE.
TOME I. — 448 p. 16 × 25, avec 340 fig. 5^e éd. 1963. Relié toile sous jaquette..... 39 F
TOME II. — 380 p. 16 × 25, avec 383 fig. 5^e éd. 1965. Relié toile sous jaquette..... 39 F
- Fabrication des avions et missiles**, par M. GUIBERT. 868 p. 19 × 27, avec 693 fig. 1960. Rel. toile sous jaquette... 125 F
- Aérodynamique de l'avion**, par J. CHAFFOIS.
TOME I. — 246 p. 16 × 25, avec 330 fig. 1962. Broché 41 F
- Mécanique du vol.** *Les qualités de vol des avions et des engins. Cours professé à l'E. N. S. A.*, par P. LECOMTE. 420 p. 19 × 28, avec 280 fig. 1962. Relié toile sous jaquette..... 96 F
- Le vol dans l'espace.** *Systèmes de propulsion*, par W. R. CORLISS. 344 p. 16 × 25, avec 149 fig. 1963. Relié toile sous jaquette 66 F
- Astronautique et recherche spatiale.** *Publié sous les auspices du Centre national d'études spatiales et de la Société française d'aéronautique. Rédigé sous la direction de H. MOUREU et M. Y. BERNARD.* 350 p. 16 × 25, avec 140 fig. 1964. Broché 29 F
- Fusées françaises pour la recherche spatiale**, rédigé par le Centre national d'études spatiales (CNES). 116 p. 16 × 25, avec 50 fig. 1964. Broché..... 18 F

**TRAVAUX PUBLICS
ARCHITECTURE. BATIMENT**

- Résistance des matériaux**, par J. COURBON.
TOME I. — 808 p. 16 × 25. 2^e éd. 1964. Relié toile sous jaquette 115 F
TOME II. — 828 p. 16 × 25, avec 387 fig. 1965. Relié toile sous jaquette..... 135 F
- Calcul rapide des profils à âme pleine. Méthode des invariants de forme**, par P. MULTIN et L. ROUGEOT. 98 p. 21 × 27, avec 23 fig. et 16 abaques. 1965. Broché..... 25 F
- Mécanique des sols appliquée aux travaux publics et au bâtiment**, par K. TERZAGHI et R. B. PECK. 584 p. 16 × 25, avec 218 fig. N.T. 1965. Relié toile sous jaquette..... 84 F
- Le pénétromètre et la reconnaissance des sols. Interprétation des diagrammes de pénétration. Théorie et pratique**, par G. SANGLERAT. 244 p. 16 × 25, avec 110 fig. 1965. Relié toile sous jaquette..... 45 F
- Nouveau traité de matériaux de construction**, par M. DURIEZ et J. ARRAMBIDE.
TOME I. — 1522 p. 19 × 27, avec 392 fig. 2^e éd. 1961. Relié toile sous jaquette..... 225 F
TOME II. — 1402 p. 19 × 28, avec 365 fig. 2^e éd. 1962. Relié toile sous jaquette..... 210 F
TOME III. — 1588 p. 19 × 28, avec 538 fig. 2^e éd. 1962. Relié toile sous jaquette..... 245 F
- Modes opératoires du Laboratoire central des Ponts et Chaussées.**
Essai Los Angeles. Mode opératoire S. P. 1964. Un cahier de 16 p. 21 × 27, avec 5 fig. 1964..... 6 F
Essai Deval sec et humide. Mode opératoire S. P. I. 1964. Un cahier de 16 p. 21 × 27, avec 7 fig. 1964..... 6 F
Echantillonnage en laboratoire des sols et granulats. Mode opératoire S. I. — 1-1963. Un cahier de 12 p. 21 × 27, avec 4 fig. 1965..... 3 F
Essai de compressibilité à l'œdomètre. Mode opératoire S.M.S. — 2-1963. Un cahier de 36 p. 21 × 27, avec 22 fig. 1965.. 15 F
Limites d'Atterberg. Limite de liquidité. Limite de plasticité. Mode opératoire S.I. — 4-1963. Un cahier de 28 p. 21 × 27, avec 22 fig. 1965..... 8 F
Essai d'équivalent de sable. Mode opératoire S.I. — 5-1963. Un cahier de 36 p. 21 × 27, avec 14 fig. 1965..... 8 F
Bitumes et bitumes fluxés. Un cahier de 16 p. 21 × 27. 1965. 5 F
Goudrons. — R.L.G. 1 à 13. 1964. Un cahier de 32 p. 21 × 27, avec 11 fig. 1965..... 13 F
Analyse granulométrique par sédimentométrie. — Un cahier de 32 p. 21 × 27, avec 16 fig. 1965..... 7,50 F
Analyse granulométrique par tamisage. Mode opératoire S.I. — 2-1963. Un cahier de 32 p. 21 × 27, avec 14 fig. 1966.. 7,50 F
- Liants hydrauliques. Propriétés, choix, conditions d'emploi**, par H. LAFUMA. 160 p. 14 × 22, avec 15 fig. 3^e éd. 1965. Broché..... 22 F

- Traité de béton armé**, par A. GUERRIN.
TOME I. — 356 p. 16 × 25, avec 344 fig. 3^e éd. 1965. Br. 46 F
TOME II. — 376 p. 16 × 25. 3^e éd. 1963. Broché..... 39 F
TOME III. — 332 p. 16 × 25, avec 417 fig. 3^e éd. 1963.
Broché..... 36 F
TOME IV. — 384 p. 16 × 25, avec 482 fig. 3^e éd. 1963.
Broché..... 42 F
TOME V. — 478 p. 16 × 25, avec 660 fig. 1965. Broché. 66 F
TOME VI..... *En préparation.*
Le béton tendu dans la flexion simple et composée, par
S. CERVI. 102 p. 16 × 25, avec 25 fig. 1965. Broché..... 16 F
Progrès dans la construction de la maison économique,
*Études et projets de petites maisons à un étage et demi et deux
étages et des structures correspondantes*, par G. VINACCIA. 116
p. 24 × 32, avec 43 fig. 1964. Broché..... 24 F
Chauffage électrique des locaux, par P. BORSTELMANN.
Adaptation française par M. DESCARSIN. 368 p. 16 × 25,
avec 141 fig. 1966. Broché..... 56 F
Nous peignons et nous collons nos papiers peints, par
S. HAUERBACH. 168 p. 18 × 18, avec 118 illustr. en noir et
en couleurs. 1965. Broché..... 14 F

**MINES, CARRIÈRES
ET GISEMENTS**

- Exploitation des mines**, par V. VIDAL.
TOME II. — 626 p. 16 × 25, avec 592 fig. 1962. Relié toile
sous jaquette..... 84 F
TOME III. — 608 p. 16 × 25, avec 517 fig. 1962. Relié
toile sous jaquette..... 84 F
Le tome I est épuisé

- Électrification du fond des mines**, par C. BIHL.
TOME I. — 614 p. 16 × 25, avec 403 fig. et 3 tableaux.
1955. Relié toile..... 58 F
TOME II. — 582 p. 16 × 25, avec 688 fig. 1963. Relié toile
sous jaquette..... 94 F
TOME III. — 632 p. 16 × 25, avec 498 fig. 1963. Relié
toile sous jaquette..... 98 F

**SCIENCES ET TECHNIQUES AGRICOLES
AGRONOMIE
INDUSTRIES ALIMENTAIRES**

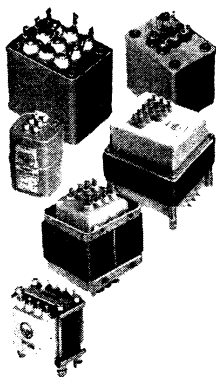
- Calcul économique en agriculture. Application des pro-
grammes linéaires et des jeux**, par P. MAINIÉ. 198 p. 16 × 25,
avec 25 fig. 1965. Broché..... 28 F
L'utilisation du froid dans les industries alimentaires,
par R. PLANK et divers co-auteurs. 664 p. 16 × 25, avec
259 fig. 1965. Relié toile sous jaquette..... 128 F

**ÉCONOMIE
ORGANISATION. GESTION
ET ÉCONOMIE DE L'ENTREPRISE**

- Les banques de développement dans le monde.**
TOME I. — Par A. BIZAGUET, CH. DUPONT, X. HERLIN,
A. POSTEL-VINAY et P. RIPOCHE. 528 p. 16 × 25, avec
19 fig. 1964. Relié toile sous jaquette..... 68 F
- TOME II. — Par R. BERTRAND, B. DAUDÉ, J.-J. JOUVIN,
F. PICK, M. PUGET, P. RIPOCHE, P. TABATONI et P. TUROT.
516 p. 16 × 25. 1965. Relié toile sous jaquette..... 68 F
- Les techniques modernes de gestion des entreprises,** par
un groupe de spécialistes sous la direction de H. HIERCHE.
664 p. 16 × 25, avec 122 fig. 1962. Relié toile sous jaquette.
68 F
- Les méthodes modernes de l'économie appliquée,** par
G. WORMS. 244 p. 16 × 25, avec 31 fig. 1965. Broché 27 F
Relié toile sous jaquette..... 34 F
- Problèmes d'économie de l'entreprise,** par H. LÉVY-LAM-
BERT. 182 p. 16 × 25, avec 21 fig. 1965. Broché..... 26 F
- Théorie et pratique des calculs d'investissement,** par
H. PEUMANS. 344 p. 14 × 22, avec 20 fig. 1965. Relié toile
sous jaquette..... 44 F
- La gestion des stocks. Théorie et pratique,** par M.-K. STARR
et D.-M. MILLER. 384 p. 16 × 25, avec 55 fig. 1966. Relié
toile sous jaquette..... 68 F
- Le choix des produits et la théorie de la décision,** par
M. K. STARR. 140 p. 16 × 25, avec 42 fig. 1965. Broché. 22 F
- Théorie de la valeur. Analyse axiomatique de l'équilibre éco-
nomique,** par G. DEBREU. 134 p. 16 × 25, avec 42 fig. 1966.
Broché..... 18 F
- Mathématiques de l'action. Langage des ensembles, des sta-
tistiques et des aléas,** par P. ROSENSTIEHL et J. MOTHE.
500 p. 16 × 25, avec 210 fig. 1965. Broché..... 55 F
Relié toile sous jaquette..... 62 F
- Leçons sur la programmation mathématique,** par S. VAJDA.
170 p. 14 × 22, avec 14 fig. 1965. Broché..... 19 F
- La programmation dynamique. Gestion scientifique séquen-
tielle,** par A. KAUFMANN et R. CRUON. 292 p. 16 × 25, avec
79 fig. 1965. Relié toile sous jaquette..... 58 F
- Troisième Congrès de calcul et de traitement de l'infor-
mation (AFCALTI). Toulouse 14-17 mai 1963. Publié
avec le concours du C. N. R. S. 418 p. 16 × 25, avec 52 fig. 1965.
Relié toile sous jaquette..... 48 F**
- Quatrième Congrès de calcul et de traitement de l'infor-
mation (AFIRO). Versailles 21-24 avril 1964. Publié avec
le concours du C. N. R. S. 424 p. 16 × 25. 1965. Relié toile
sous jaquette..... 60 F**

- Comprendre et organiser le traitement automatique de l'information**, par J. BERNARD. 424 p. 16 × 25, avec 193 fig. 1965. Broché..... 48 F
- Le langage Algol. Applications à des problèmes de recherche opérationnelle**, par P. BROISE. 114 p. 16 × 25, avec 7 fig. 1965. Broché..... 18 F
- Mathématiques et statistiques pour les économistes**, par G. TINTNER. Version française par J. de MARCILLAC.
TOME I. — *Méthodes élémentaires*. 508 p. 16 × 25, avec 52 fig. N. T. 1965. Relié toile sous jaquette..... 58 F
- Théorie et pratique des sondages**, par J. DESABIE. 500 p. 16 × 25, avec 14 fig. 1966. Broché..... 72 F
Relié toile sous jaquette..... 79 F
- Théorie des chaînes de Markov finies et ses applications**, par P. GORDON. 148 p. 16 × 25, avec 14 fig. 1965. Br..... 22 F
- Promotion des ventes. Clé du succès**, par F. NEPVEU-NIVELLE. 184 p. 16 × 25. 2^e éd. 1965. Broché..... 13 F
- Exercices de comptabilité nationale**, par G. VIBERT. 324 p. 16 × 25. 1965. Broché..... 32 F
- La fiscalité de l'industrie et du commerce**, par A. TURQ. 362 p. 16 × 25. 1965. Broché..... 35 F
Relié toile sous jaquette..... 42 F
- Comment lancer un produit nouveau. Conception. Développement. Commercialisation**, par R. LEDUC. 208 p. 14 × 22, avec 5 fig. 1965. Broché..... 14 F
- Techniques nouvelles du commerce de détail**, par J. TABOULET. 320 p. 16 × 25, avec 15 fig. 1966. Broché.... 28 F
- L'animation de l'équipe de vente. Une action prévue, organisée, contrôlée**, par B. KRIEF. 124 p. 14 × 22. 1965. Br. 12 F
- De l'étude de motivation à la création publicitaire et à la promotion des ventes**, par H. JOANNIS. 444 p. 16 × 25, avec 28 fig. et 12 pl. 1965. Relié toile sous jaquette..... 56 F
- Réseaux de communication et structures de groupe**, par C. FLAMENT. 212 p. 11 × 16, avec 68 fig. 1965. Relié toile souple..... 19 F
- L'orientation non-directive en psychothérapie et en psychologie sociale**, par M. PAGÈS. 200 p. 16 × 25. 1965. Broché 18 F
Relié toile sous jaquette..... 25 F
- Psychologie sociale. Textes fondamentaux anglais et américains, choisis, présentés et traduits**, par André LÉVY. 580 p. 16 × 25, avec 36 fig. 1965. Relié toile sous jaquette.... 49 F
Broché en 2 vol. TOME I..... 25 F; TOME II..... 19 F

TRANSFORMATEURS



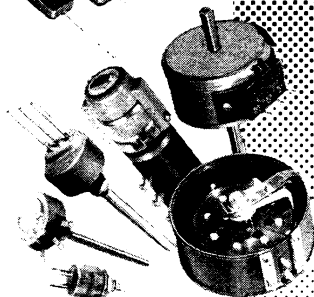
CONDENSATEURS



RESISTANCES

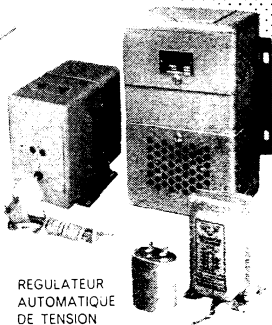


POTENTIOMETRES



**M.C.B
ET
VERITABLE ALTER**

11 rue Pierre Lhomme - Courbevoie
Tél. Défense 20-90



REGULATEUR
AUTOMATIQUE
DE TENSION

REGUVOLT