L. CHARIN

ELECTRONIQUE

Initiation au calcul
et à l'expérimentation

Tubes à vide
du type « Réception B.F. »
Tubes à gaz

EDITIONS CENTREX – EINDHOVEN

Cet ouvrage est destiné à initier et efficacement les lecteurs au calcul et à l'expérimentation d'équipements électroniques simples utilisant surtout des tubes à vide du type «réception B.F.». Il a une portée pédagogique expérimentale et aussi pratique.

L'auteur a évité d'exposer des solutions toutes faites. Chaque fois, la méthode logique de travail est indiquée aux techniciens et aux étudiants, aux non-spécialistes en particulier, qui désirent savoir pourquoi et comment choisir tel ou tel schéma, tube, élément ou valeur.

Dans cet ouvrage, le rappel théorique est limité aux propriétés et phénomènes essentiels; par contre, l'auteur a traité ces bases théoriques restreintes le plus rigoureusement possible.

L'électronique est une science et une technique et, là comme ailleurs, il faut souvent prédéterminer, limiter les domaines d'utilisation et savoir ce que l'on peut négliger dans les prévisions théoriques, suivant le problème posé.

A la fin de chaque chapitre, le lecteur trouvera un ensemble d'exercices et de travaux pratiques variés, présentés d'une façon détaillée avec schémas, valeurs numériques, mode opératoire, précautions et impératifs.

ELECTRONIQUE

Tome I

Du même auteur :

Introduction à l'étude des systèmes asservis.

Dunod

92, rue Bonaparte, Paris 6e

En préparation :

Tome II. Transistors

Dépositaire Général pour la France et la Communauté Française

DUNOD
PARIS

92, Rue Bonaparte — PARIS — 6e

ELECTRONIQUE

INITIATION AU CALCUL ET A L'EXPERIMENTATION

Tome I

TUBES A VIDE DU TYPE „RECEPTION B.F.";
TUBES A GAZ

PAR

L. CHARIN

INGENIEUR I.E.N.
CHEF DU LABORATOIRE D'ELECTRONIQUE A L'E.N.I.A.M. DE PARIS

PREFACE DE

R. DECHENE

INSPECTEUR GENERAL DE L'INSTRUCTION PUBLIQUE

1962

EDITIONS CENTREX — EINDHOVEN

Note de l'éditeur:
Ce livre comporte 203 pages et 102 illustrations
Il sera publié en allemand, en anglais, en espagnol et en français

C.D.U. No 621.375/376:621.385

© N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven, Pays-Bas, 1962
Tous droits de reproduction, de traduction et d'adaptation
réservés pour tous pays

Imprimé aux Pays-Bas
Edité par le N.V. Uitgeversmaatschappij Centrex, Eindhoven (Pays-Bas)

Les textes et schémas figurant
dans le présent ouvrage sont donnés sans aucune garantie
quant aux droits de brevets

PREFACE

L'électronique, dont les origines sont déjà anciennes, a évolué, au départ, dans un domaine très restreint. Depuis quelques années, elle s'est développée considérablement tant au point de vue de l'appareillage que des applications.

En ce qui concerne les appareils, elle a utilisé les tubes à vide, à l'intérieur desquels le courant est dû uniquement à un mouvement d'eléctrons; puis, sont apparus les tubes à gaz où, non seulement les électrons, mais encore les ions jouent un rôle; aujourd'hui, elle en est arrivée à des équipements où interviennent des solides tels que les semi-conducteurs et les transistors.

Quant aux applications, le champ d'action de l'électronique, initialement limité au domaine des courants faibles, s'est rapidement étendu, d'une part en raison de l'accroissement des puissances mises en jeu, d'autre part, grâce au facile contrôle des courants électriques intenses par une faible dépense d'énergie, enfin grâce à l'instantanéité de la réponse.

Ajourd'hui l'électronique est partout: elle a pénétré toutes les sciences, elle a envahi toutes les techniques et, dans les unes comme dans les autres, il nous est impossible de prévoir jusqu'où s'étendront ses applications. Elle devient de plus en plus la partie essentielle de notre vie de chaque jour.

C'est pourquoi le physicien et l'ingénieur — quelle que soit leur spécialité — doivent avoir des connaissances de plus en plus vastes et de plus en plus précises en cette matière.

Voilà ce qui explique la floraison des traités d'électronique au cours de ces dernières années. Il en est de purement théoriques; d'autres, au contraire sont empiriques. Celui que M. CHARIN vient d'écrire est basé sur le fait indéniable qu'une question ne peut être connue que si elle a donné lieu à une expérimentation.

Tout aspect théorique est d'ailleurs loin d'être exclu: après une description des appareils, une explication de leur fonctionnement, le plus souvent traduite par des équations mathématiques, et les conséquences que l'on peut déduire d'une «première approximation» chaque chapitre se termine par une application expérimentale sans laquelle aucun enseignement ne peut être efficace.

C'est ainsi que l'on propose au lecteur le calcul et l'expérimentation d'équipements électroniques simples, la réalisation de maquettes d'étude, la prédétermination d'appareils, la recherche ou le contrôle de leurs qualités . . .

Guidés par tous conseils utiles, les lecteurs n'auront aucune peine à traiter ces problèmes fondamentaux.

Cette méthode de travail, d'une valeur pédagogique certaine, en même temps que d'une présentation originale, est appliquées depuis plusieurs années par l'auteur dans son enseignement aux Elèves d'une grande Ecole d'Ingénieurs. Elle a déjà porté ses fruits.

Le livre de M. CHARIN est une initiation rationnelle à la pratique de l'électronique: il vise à donner aux ingénieurs et aux physiciens non spécialistes de cette discipline un fil conducteur solide et une connaissance concrète des possibilités de leurs appareils:

Il leur permet de s'adapter à de nombreux problèmes au moment où, grâce à l'électronique, s'ouvre une ère nouvelle dans tous les domaines de la technique.

Cet ouvrage mérite de connaitre un vif succès.

R. DECHENE

Inspecteur Général de l'Instruction Publique

«Toute connaissance qui ne repose pas
sur une mesure est de très piètre valeur»
Lord Kelvin

AVANT-PROPOS

Il existe actuellement de très nombreux ouvrages d'Electronique. Il nous paraît utile d'indiquer pourquoi nous en publions un de plus.

L'électronique conditionne maintenant tout progrès technique et pénètre dans tous les domaines, de sorte qu'un technicien, quelle que soit sa spécialité (mécanicien ou électricien, chimiste ou autre), a ou aura affaire aux appareils électroniques.

En particulier, tout praticien (surtout s'il poursuit un travail de mise au point ou de recherche) aura à insérer dans ses montages des équipements électroniques et souvent à concevoir et à réaliser des maquettes d'étude bien adaptées à son travail.

L'ouvrage que nous présentons est destiné à initier rapidement et efficacement les lecteurs *au calcul et à l'expérimentation* d'équipements électroniques simples utilisant surtout des tubes à vide du type «réception BF». Il a une portée pédagogique, expérimentale et aussi pratique.

Mais nous avons évité de donner des recettes; nous avons voulu chaque fois indiquer *la méthode de travail* aux techniciens et aux étudiants, aux non spécialistes en particulier, qui désirent savoir pourquoi et comment choisir tels ou tels schéma, tube, élément, valeur . . .

Dans cet ouvrage le rappel théorique est limité aux phénomènes et propriétés essentiels; par contre nous nous sommes efforcés de traiter cette base théorique restreinte le plus rigoureusement possible.

Nous en avons profité pour rompre avec certaines légendes tenaces perpetuées encore par des catalogues et des ouvrages sérieux par ailleurs.

Nous pensons qu'une ossature même très limitée mais solide permet de compléter aisément et rapidement les connaissances dont un praticien peut avoir besoin. Quand on a compris clairement l'essentiel, quand on a pris l'habitude de l'écriture et du calcul corrects ainsi que de la vérification expérimentale et de ses difficultés on est bien armé pour s'attaquer, s'il y a lieu, à la bibliographie très vaste et très variée dont on dispose actuellement; notre expérience pédagogique nous a montré qu'elle n'est utilisable qu'à cette condition.

Comme dans tous les domaines scientifiques, il n'est pas possible, là non plus, de trouver des formules universelles. Cela est pourtant encore plus vrai

en Electronique où le nombre et l'importance des phénomènes connexes et parasites par rapport aux phénomènes étudiés sont très grands.

Mais ce n'est pas une raison, croyons nous, pour livrer en vrac des renseignements et des recettes.

Nous pensons qu'au contraire, c'est une raison supplémentaire pour présenter d'une façon rigoureuse ce qui peut l'être, pour bien indiquer les hypothèses et dans la mesure du possible les moyens de cerner mieux la réalité.

Il faut reconnaîte que dans le domaine des récepteurs de son et des émetteurs du type «amateur radio», si nombreux au début de l'ère électronique, il y avait surtout tâtonnement et bricolage souvent astucieux et heureux. Mais quand, dans un poste radio courant, un tube change de caractéristiques ou s'éteint cela n'est guère dramatique. Il n'en est pas du tout de même si cela arrive dans un équipement électronique qui contrôle une installation importante et dont dépend souvent la sécurité des hommes. Là il faut pouvoir compter sur les tubes d'une façon sûre comme on compte sur les organes mécaniques ou électriques. Un tube récepteur courant de fabrication actuelle dure normalement 10.000 heures si on le fait travailler dans des conditions convenables qu'il faut connaître et *savoir réaliser*; pour plus de sécurité on peut le remplacer au bout de 5000 heures, par exemple, et on doit pouvoir éviter ainsi toute surprise (sauf accident imprévisible, bien entendu). Nous pensons que cet aspect du problème n'est pas assez souligné dès le début de la formation de nos techniciens.

L'électronique est une science et une technique et là comme ailleurs il faut souvent prédéterminer, *limiter les zones d'utilisation* et savoir ce que l'on peut négliger, dans les prévisions théoriques, suivant le problème posé

Enfin nous avons insisté beaucoup sur la partie expérimentale. A la fin de chaque chapitre le lecteur trouvera un ensemble d'exercices et de travaux pratiques variés, présentés d'une façon détaillée: schémas, valeurs numériques, mode opératoire, précautions et consignes. Il nous a paru utile de rappeler à cette occasion (et dès le début) qu'un appareil de mesure (même électronique) peut modifier sensiblement la grandeur à mesurer et parfois même le phénomène que l'on étudie.

Dans le dernier chapitre de ce volume nous avons rappelé les points essentiels qui ont trait aux éléments de circuit, aux montages et aux mesures.

Nous exprimons notre vive reconnaissance à Monsieur l'Inspecteur Général Dechene pour ses précieux conseils.

NOVEMBRE 1961 L'AUTEUR

TABLE DES MATIÈRES

Preface V

Avant-propos VII

Chapitre I. EMISSION THERMOELECTRONIQUE, DIODE, REDRESSEMENT, FILTRAGE 1

I.1. Electron, Emission thermoélectronique. Diode à vide . . . 1

I.2. Caratéristique statique. Résistance interne 3

I.3. Redressement. Angle d'ouverture. Caractéristique de fonctionnement 6

I.4. Filtrage et taux d'ondulation; calcul d'une alimentation . . 10

I.5. Travaux pratiques et exercices 16

Chapitre II. TRIODE. PROPRIETES ET CARACTERISTIQUES 20

II.1. Caractéristiques statiques et coefficients de la triode; équation caractéristique 20

II.2. Droite de charge, caractéristique dynamique, pente dynamique 24

II.3. Equation caractéristique et circuit équivalent en régime sinusoïdal établi; lieu géométrique du point figuratif ($v_p i_p$) dans le cas d'une charge ohmique 25

II.4. Polarisation automatique; montage «cathode à la masse» . 28

II.5. Travaux pratiques et exercices 29

Chapitre III. OSCILLOSCOPE CATHODIQUE OSCILLOGRAPHIE 32

III.1. Tube cathodique. Réalisation d'un faisceau filiforme . . . 32

III.2. Oscillographe 33

III.3. Etude de l'allure $y = f(x)$ quand y et x sont des fonctions périodiques du temps. Mesure de déphasage, comparaison des fréquences 34

III.4. Etude du déroulement dans le temps d'un phénomène périodique $y = f(t)$. 36

III.5. Travaux pratiques 37

Chapitre IV. AMPLIFICATION 42

IV.1. Fonction d'amplification. Gain en régime harmonique établi; charge complexe et distorsion linéaire. Distorsion non linéaire 42

IV.2. Calcul d'un amplificateur de tension par triode à vide à charge anodique ohmique ou complexe en classe A . . . 45

IV.3. Travaux pratiques et exercices 53

Chapitre V. CONTRE-REACTION; PRINCIPE DE L'ASSERVISSEMENT PAR CONTRE-REACTION DE TENSION; PERFORMANCES 57
V.1. Chaîne directe, chaîne de retour, gain en boucle fermée . . 57
V.2. Contre-réaction de tensoin non sélective et constance relative de gain. Atténuation de la distorsion linéaire et de la distorsion de phase 59
V.3. Impédance d'entrée et impédance interne d'un amplificateur à contre-réaction de tension; charge cathodique . . . 62
V.4. Travaux pratiques et exercices 66

Chapitre VI. TETRODE, PENTODE ET TETRODE A FAISCEAUX DIRIGES 74
VI.1. Influence génante des capacités parasites interélectrodes C_{GK} (capacité grille-cathode) et C_{GA} (capacité grille-anode) dans une triode; impedance d'entrée et distorsion aux fréquences élevées de la bande d'utilisation 74
VI.2. Tétrode et effet dynatron 78
VI.3. Pentode; tétrode à faisceaux dirigés 79
VI.4. Travaux pratiques et exercices 82

Chapitre VII. AMPLIFICATION DE TENSION PAR TUBE PENTODE; CHARGE ACCORDEE 86
VII.1. Calcul d'un amplificateur de tension par tube pentode à charge anodique ohmique en classe A 86
VII.2. Charge accordée; sélectivité 88
VII.3. Classe A - B - C, A′ et AB 90
VII.4. Travaux pratiques et exercices 91

Chapitre VIII. GENERALITES SUR L'OSCILLATION SINUSOIDALE, LA MODULATION D'AMPLITUDE ET LA DETECTION LINEAIRE PAR TUBE A VIDE 95
VIII.1. Principe d'un oscillateur par tube à vide à charge accordée; résistance négative 95
VIII.2. Principe de la modulation sinusoïdale d'amplitude 99
VIII.3. Principe de la détection d'une onde modulée en amplitude 102
VIII.4. Illustration expérimentale d'un oscillateur sinusoïdal, de la modulation d'amplitude et de la détection 103

Chapitre IX. DISTORSION NON LINEAIRE 105
IX.1. Distorsion non linéaire et facteur de distorsion; prédétermination graphique 105
IX.2. Intermodulation, modulation de ronflement, distorsiomètres (principe) 108
IX.3. Travaux pratiques 109

Chapitre X. TUBE DE PUISSANCE CHARGE PAR TRANSFORMATEUR DE SORTIE BF 110
X.1. Expression de la charge anodique et courbe de réponse; Transformateur peu chargé 111
X.2. Calcul de l'étage de sortie d'un amplificateur BF 117
X.3. Travaux pratiques 119

Chapitre XI. AMPLIFICATEUR BF A CONTRE-REACTION SUR DEUX ETAGES; PERFORMANCES 124
XI.1. Constance relative de gain et performances qui en résultent; atténuation de la distorsion non linéaire et des bruits internes 125
XI.2. Travaux pratiques et exercices 128

Chapitre XII. AMPLIFICATEURS SYMETRIQUES 133
XII.1. Définitions et fonctionnement en classe A; push-pull . . . 133
XII.2. Fonctionnement en zone non linéaire 136
XII.3. Charge par transformateur à point milieu; calcul d'un push-pull 140
XII.4. Inverseur de phase pour attaque symétrique 144
XII.5. Travaux pratiques et exercices 146

Chapitre XIII. TUBES A GAZ 149
XIII.1. Phanotron; propriétés générales des tubes à gaz 149
XIII.2. Thyratron; caractéristique de commande et propriétés . . 152
XIII.3. Commande «horizontale» et commande «verticale» par thyratrons; principe de la commande par impulsions . . . 155
XIII.4. Stabilisation de tension, oscillation de relaxation et temporisation de relais par tubes à gaz 158
XIII.5. Travaux pratiques et exercices 160

Chapitre XIV. ANNEXE. GENERALITES SUR LES ELEMENTS PASSIFS LINEAIRES, LES PONTS D'IMPEDANCES, LES MESURES ET LES PARASITES 167
XIV.1. Eléments de circuits 167
XIV.2. Ponts d'impédances. 174
XIV.3. Phénomènes parasites, montages sur table, câblage des châssis 181
XIV.4. Mesure des courants et tensions 184
XIV.5. Travaux pratiques illustrant le principe des mesures au pont d'impédances 188
XIV.6. Théorème de Thévenin 189

NOTATIONS

v, i en caractères minuscules italiques désigneront les valeurs instantanées fonctions quelconques du temps.

$\boldsymbol{v}$, $\boldsymbol{i}$ en caractères gras italiques désigneront les valeurs instantanées des fonctions sinusoïdales dont:

V_m, I_m en caractères majuscules italiques seront les amplitudes,

$\vec{V}$, $\vec{I}$ les expressions complexes (ou vectorielles) et

V, I les valeurs efficaces.

U, J en lettres de ronde désigneront les grandeurs constantes dans le temps, tensions et courants continus, valeurs continues de support...

Z le module de l'impédance complexe $\vec{Z}$

Nous supposons que le lecteur est familiarisé avec la représentation complexe (vectorielle) des fonctions sinusoïdales.

Le rappel complet de ces notions, qu'il est nécessaire de bien connaître a été donné au chapitre I de notre ouvrage signalé en 1ère page.

CHAPITRE I

Emission thermoélectronique. Diode. Redressement. Filtrage

§ I - 1. Electron. Emission thermoélectronique. Diode à vide

Un corps solide est considéré actuellement comme un ensemble régulier d'atomes.

Chaque atome comprend un noyau composé de particules lourdes (la masse de l'atome est pratiquement concentrée dans son noyau) et de particules légères appelées *électrons*. Les électrons portent chacun une charge négative dite «élémentaire» (parce que la plus petite décelée jusqu'à présent); le noyau est chargé positivement.

Certains de ces électrons sont liés fortement au noyau, d'autres — périphériques — appelés souvent «de valence» servent à assurer la liaison avec les atomes voisins; l'ensemble de ces électrons (de même vitesse ou de même «niveau énergétique») forment la «*bande de valence*». Une bande voisine comprenant des électrons de niveau énergétique inférieur est appelée «*bande de conduction*».

Les propriétés électriques des solides dépendent de la facilité avec laquelle les électrons peuvent se libérer de la bande de valence pour passer dans celle de conduction, se déplacer entre atomes et même sortir du solide dans certaines conditions.

Ainsi un *filament métallique* fortement chauffé (*incandescent*) placé dans un *vide poussé émet des électrons.*

Pour permettre à l'électron de sortir du métal il faut lui fournir une certaine quantité d'énergie (dans le cas du filament chauffé elle est fournie sous forme calorifique) et le travail d'extraction ainsi effectué s'appelle «travail de sortie ϕ_0». On exprime ce travail en «électrons-volts» en lui faisant correspondre un *potentiel en volts* qui s'applique à la quantité élémentaire d'électricité que porte l'électron: $\varepsilon = 4{,}8 \cdot 10^{-10}$ Unités électrostatiques c.g.s. On désigne souvent ce potentiel par «barrière de potentiel». Pour le tungstène (wolfram) employé presque exclusivement au début de l'ère électronique, la barrière de potentiel est de l'ordre de 4,5 volts.

Disposons dans une ampoule dans laquelle on a fait *un vide poussé* (de l'ordre de 10^{-6} mm de mercure) un filament de tungstène entouré par un cylindre conducteur. Rendons accessible de l'extérieur (passages parfaitement étanches) les 2 extrémités du filament ainsi que le cylindre et chauffons le filament. Si nous réunissons à l'extérieur de l'ampoule le filament au cylindre par un appareil de mesure sensible nous constatons qu'un faible courant s'établit (de l'ordre d'une centaine de microampères). Ce courant est dû à *l'émission thermo-électronique* du filament; l'électrode émissive s'appelle «*cathode*» et l'électrode *collectrice* (le cylindre): «*anode*». L'ensemble constitue un tube électronique *diode* (ou diode à vide appelée aussi «Kenotron»). Fig. I-1-1.

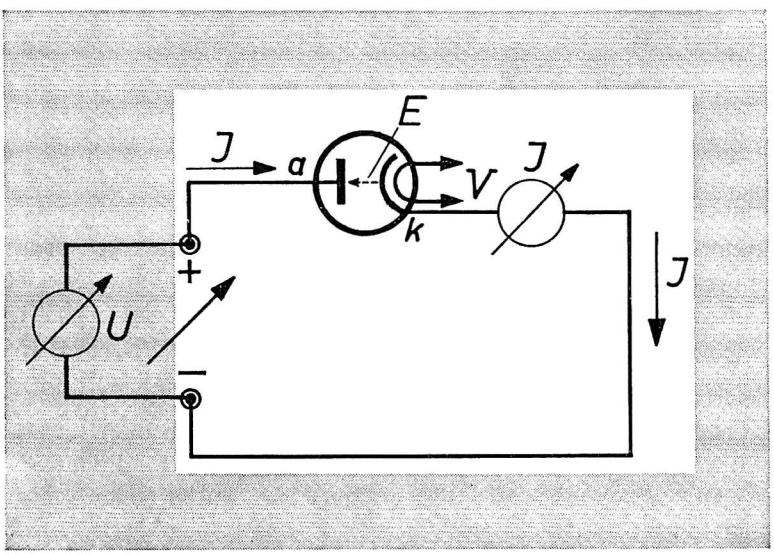


Fig. I - 1 - 1. Diode à vide à cathode chauffée.
k - cathode, *a* - anode, *V* - tension de chauffage,
E - sens du parcours des électrons.
J - sens conventionnel du courant *J*.

Les électrons émis forment un nuage autour de la cathode et ce nuage de charges élémentaires négatives crée un champ (dit «champ spatial») *répulsif* qui limite le phénomène d'émission; seuls les électrons suffisamment rapides peuvent atteindre l'anode et donner lieu à un faible courant en l'absence de toute autre source d'énergie électrique.

L'existence du *champ spatial dû au nuage d'électrons* qui entourent la cathode est la caractéristique essentielle des *tubes électroniques à vide.*

§ I - 2. Caractéristique statique. Résistance interne

Si dans le circuit extérieur anode-cathode nous insérons une source à courant continu (à tension réglable) avec pôle positif branché à l'anode nous établissons dans le tube, entre l'anode et la cathode, un champ *accélérateur* qui permettra le passage d'électrons moins rapides et le courant va croître avec la différence de potentiel. Les électrons quittant le nuage qui entoure la cathode pour atterrir sur l'anode seront remplacés au fur et à mesure par d'autres venant de la cathode.

A une température de chauffage donnée correspond une quantité maximale d'électrons — *courant* dit «*de saturation*» — et si nous continuons à augmenter la d. de pot. entre les électrodes les vitesses des électrons (et l'énergie dissipée par choc sur l'anode) vont croître mais le courant n'augmentera plus pratiquement.

Richardson a établi une formule évaluant l'intensité maximale (dite «de saturation») qu'un corps émissif chauffé à la température absolue T peut émettre:

$$J = A \cdot T^2 \cdot e^{-\frac{\Phi_0}{KT}} \text{ amp/cm}^2$$

où A (constante universelle) est de l'ordre de 120 et K est la constante de Boltzmann.

Pour augmenter le courant des tubes à vide les recherches se sont rapidement orientées vers les corps émissifs correspondant à un travail de sortie ϕ_0 plus faible que le tungstène et on a abouti (en passant par le tungstène thorié) à *l'oxyde de baryum* qui constitue la matière émissive de la plupart des tubes à vide récepteurs; la barrière de potentiel de l'oxyde de baryum est de l'ordre de 1 volt.

Child (pour les électrodes planes) et Langmuir (pour les électrodes cylindriques) ont établi une *relation théorique* entre le courant débité (J) par une diode à vide et la tension (U) appliquée entre les électrodes:

$$J = K \cdot U^{\frac{3}{2}}$$

où K est une constante pour un tube donné (matière émissive, géométrie du tube . . .)

La relation a été établie en écrivant:

1. $i_x = -\rho_x \cdot V_x$: «i_x» courant par unité de surface
   ρ_x densité d'électrons
   V_x leur vitesse à la distance x de la cathode
2. $\mathrm{d}(\frac{1}{2}mV_x^2) = \varepsilon \cdot \mathrm{d}U_x$: «$m$»-masse de l'électron
   ε sa charge et U_x potentiel au point x considéré.
3. la loi de Poisson:

$$\frac{\mathrm{d}^2 U_x}{\mathrm{d}x^2} + 4\pi\rho_x = 0,$$

et en posant pour les conditions initiales:

$$U_{x=0} = 0 \qquad \left(\frac{\mathrm{d}U}{\mathrm{d}x}\right)_{x=0} = 0 \qquad V_0 = 0.$$

Le courant $J = \mathrm{f}(U)$ *observé* expérimentalement *ne suit pas* tout à fait cette loi théorique et on ne s'en sert pas pratiquement; par contre la loi de Richardson donne sensiblement la valeur du courant de saturation (qui augmente en réalité légèrement avec la tension — effet Schottky).

La relation graphique (établie expérimentalement) entre le courant débité par la diode J et la d.d.p. U appliquée entre l'anode et la cathode: $J = \mathrm{f}(U)$ s'appelle: *caractéristique statique* (Fig. I-2-1).

Pour une température déterminée et maintenue constante elle présente trois zones:

1. une courbure (sensiblement parabolique) pour des valeurs faibles de la tension,
2. une partie *rectiligne* beaucoup plus importante qui se raccorde par un coude à
3. une partie à courant sensiblement constant (saturation).

La tangente tracée en un point quelconque de la caractéristique détermine un angle θ avec l'axe des J et

$$\mathrm{tg}\ \theta \left[= \lim \frac{\Delta U}{\Delta J} \left(\frac{\text{volts}}{\text{amp.}} = \text{ohms}\right) \quad \text{quand} \quad \Delta J \to 0 \right]$$

s'appelle «*résistance interne* (ρ)» du tube.

Dans la partie linéaire de la caractéristique (entre les deux coudes) ce coefficient est une constante; sa valeur augmente très rapidement quand le courant devient faible et tend vers zéro.

Le dessin no. I-2-1 indique l'allure de la caractéristique statique autour de l'origine du système d'axes J, U; la diode à vide est ainsi une source de courant (très faible) dont la force électromotrice est de l'ordre de 2 volts.

Pour annuler le courant c'est à dire bloquer complètement le faisceau électronique, déjà limité fortement par le champ spatial, il faut appliquer entre l'anode et la cathode une tension extérieure inverse de l'ordre de 2 volts.

En ce qui concerne la saturation il est à signaler que pour les cathodes à oxyde de baryum (soit pour la plupart des tubes récepteurs actuels), *on ne doit pas dépasser une certaine valeur maximum de courant que le constructeur indique toujours;* cette valeur se situe bien avant le coude supérieur de saturation et l'utilisation du tube au dessus de cette limite peut endommager gravement la matière émissive.

Il est à signaler également que les cathodes des tubes récepteurs actuels exigent *une température de chauffage bien déterminée et qu'il faut également respecter la tension de chauffage indiquée par le constructeur; un sous-chauffage de la cathode est nuisible et peut aussi endommager la matière émissive.*

Quand le tube diode est employé à tension relativement élevée (et travaille pratiquement dans la zone linéaire) on peut simplifier souvent la caractéristique en la remplaçant par une *droite* (caractéristique idéalisée) qui donne ainsi une relation commode: $U = \rho \cdot J$ avec ρ ayant pratiquement la valeur de la zone linéaire. (Fig. I-2-1).

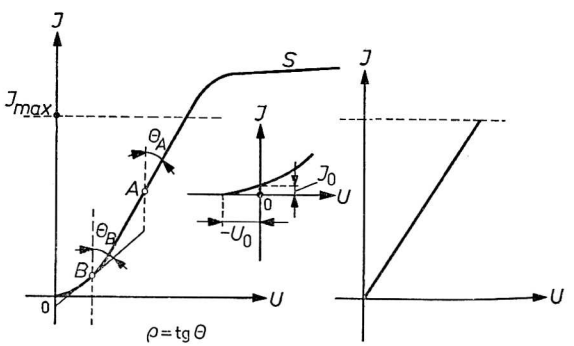


Fig. I - 2 - 1. Caractéristique statique d'une diode à vide:
$J = f(U)$.
J_{max}: valeur maximum à ne pas dépasser (oxyde de baryum),
S - zone dite de ≪ saturation ≫,
J_0 - courant à tension appliquée nulle
U_0 - Tension inverse à appliquer pour bloquer complètement le faisceau.
A droite: caractéristique *idéalisée*: $U = \rho.J$.

§ I - 3. Redressement. Angle d'ouverture. Caractéristique de fonctionnement

Si nous insérons un tube diode dans un circuit comprenant une source à courant alternatif cette dernière ne pourra débiter que si l'anode est positive par rapport à la cathode c'est à dire, dans le cas où le récepteur est une résistance pure, pendant une alternance sur deux; le courant ne pourra passer que *dans un sens* (de la cathode à l'anode dans le circuit extérieur) et on dit qu'il y a *redressement*. Fig. I-3-1.

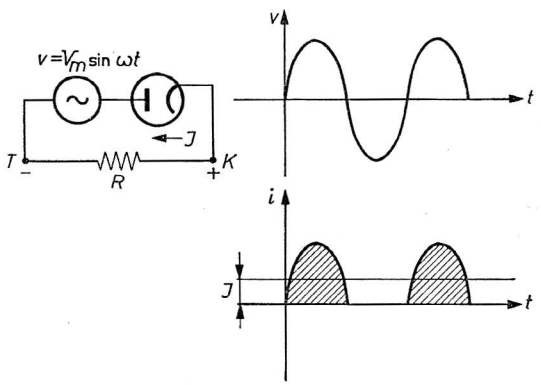


Fig. I - 3 - 1. Redressement monovalve.
i: courant dans la résistance R.
J: valeur moyenne du courant redressé $= V_m/\pi.R$.

On appelle «*redresseurs*» les tubes diodes qui servent à transformer le courant alternatif (industriel à 25 - 50 - 60 . . . Hz) en courant ondulé dont la valeur moyenne peut être utilisée comme du courant continu.

On appelle «*détecteurs*» les diodes qui, par le redressement des courants H.F. modulés, servent à extraire le signal modulateur B.F. c'est à dire à *démoduler* (voir chap. VIII)

La tension à redresser étant sinusoïdale: $v = V_m \sin \omega t$ nous avons dans le récepteur ohmique R un courant périodique:

de $\quad 0 \quad$ à $\quad \frac{T}{2} : i = \frac{V_m}{R} \sin \omega t$

et de $\quad \frac{T}{2}$ à $T : i = 0$

«T» étant la période de la source $\left(T = \frac{2\pi}{\omega}\right)$.

Cette fonction périodique développée en série de Fourier nous donne, en posant $I_m = V_m/R$:

$$i = \frac{I_m}{\pi} + \frac{I_m}{2} \sin \omega t - \frac{3I_m}{2\pi} \cos 2\omega t + \ldots$$

Le terme constant I_m/π correspond au courant continu, les autres aux courants sinusoïdaux dont

le premier	(à ω)	s'appelle «fondamental»
le second	(à 2ω)	harmonique 2
le troisième	(à 3ω)	harmonique 3 etc.

Le terme constant $\frac{I_m}{\pi} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} I_m \sin \omega t \cdot dt$ (soit la surface de l'alternance positive divisée par T) s'appelle aussi: *courant moyen.* Aux bornes de R nous aurons ainsi une tension continue $= V_m/\pi$ (si nous négligeons les chutes dans le tube, les connexions etc.) avec + coté cathode, bien entendu. Fig. I-3-1.

Si nous remplaçons R par une batterie (Fig. I-3-2) dont la force électromotrice est U (avec $V_m > U$), la batterie sera chargée grâce à la valeur moyenne du courant (les alternances positives et négatives des termes sinusoïdaux — charge, décharge — se compensant.) Mais, comme le tube ne peut conduire que si le potentiel de l'anode est positif par rapport à la cathode ($v_{\text{diode}} > 0$) soit $v(t) > U$, une partie seulement de l'alternance positive sera redressée.

Soient: $i_d = f(v_d)$: caractéristique statique du tube diode considéré.
J: courant moyen de charge.
Comme le montre le graphique no. I-3-2 le tube ne conduira à l'intérieur d'une période que pendant 2 t_0. On appelle $\theta_0 = t_0 \cdot \omega$:
«*angle d'ouverture*»; il sera d'autant plus grand que V_m sera plus grand par rapport à U.

Les pulsations de courant ne seront plus représentées par des arches de sinusoïde; la valeur moyenne (J - courant de charge) ainsi que les termes sinusoïdaux dépendront du rapport entre V_m et U.

Il est souvent plus commode et plus rapide de prédéterminer la valeur moyenne du courant par une construction graphique que par un calcul mathématique rigoureux (en planimétrant les pulsations du courant).

Pour un tube diode donné on peut tracer une courbe exprimant la relation entre le courant de charge (J) et la tension de la batterie U pour une

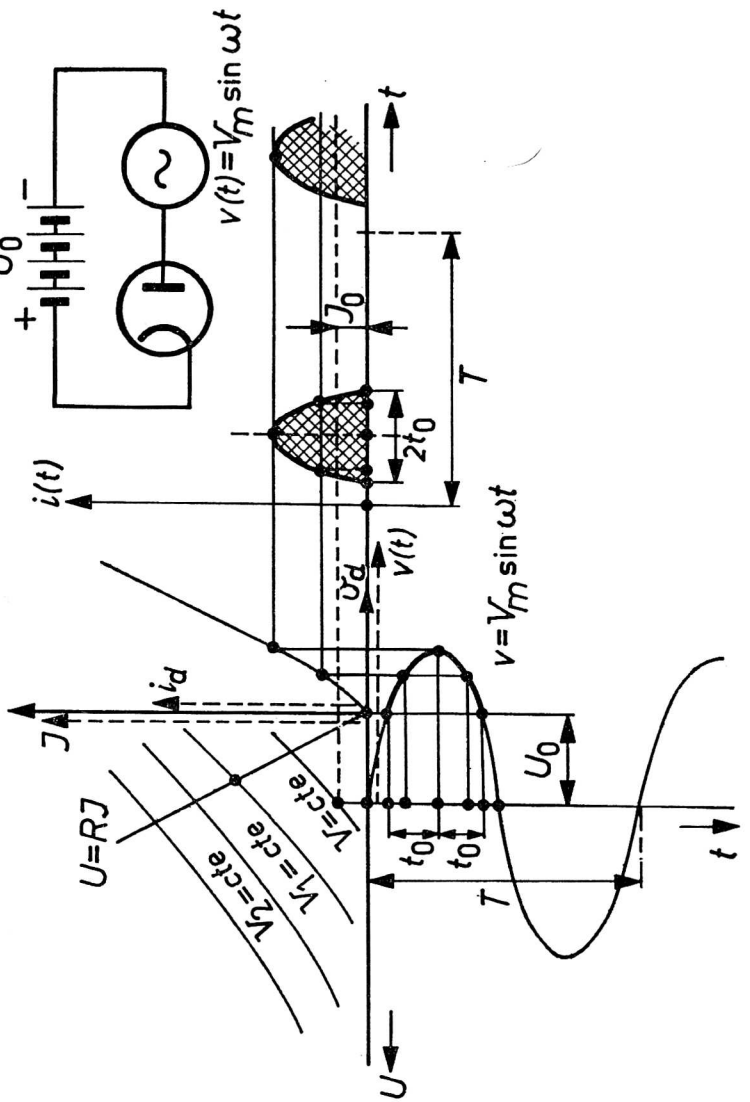


Fig. I - 3 - 2. Charge d'une batterie.
$J = f(U)$ à V = cte: caractéristique de fonctionnement J_0: courant moyen de charge
$i_d = f(V_d)$: caractéristique statique réelle + cote' cathode
$i(t)$: courant de charge (correspondant à U_0 et V) — cote' source (~)
.... construction graphique permettant de prédéterminer les pulsations de courant de charge et le courant moyen pour U_0 de la batterie et V de la source sinusoïdale données.

tension de la source à courant alternatif V = cte; on l'appele: «*caractéristique de fonctionnement*».

Quand on dispose d'un réseau de caractéristiques de fonctionnement (tracées pour différentes valeurs de V) il est possible de résoudre graphiquement certains problèmes, qu'il serait difficile et long de traiter par un calcul rigoureux.

Très souvent le récepteur que l'on alimente par un redresseur présente une tension de support et le mécanisme de redressement est analogue à celui exposé plus haut (force contre-électromotrice d'un moteur à courant continu, condensateur shuntant un récepteur ohmique etc.)

Si nous branchons aux bornes d'une résistance R un condensateur de capacité C et si nous alimentons l'ensemble par un redresseur (Fig. I-3-3)

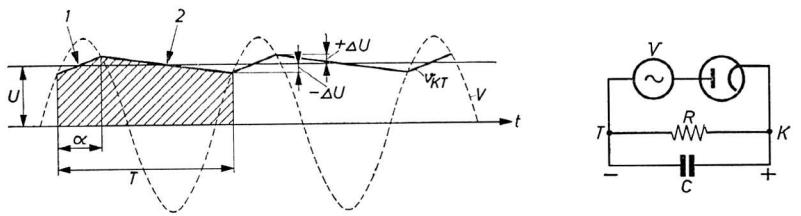


Fig. I - 3 - 3.
- - - - - - - - - tension sinusoïdale à redresser : $v = V_m \sin \omega t$
———————— tension aux bornes de la résistance R shuntée par une capacité C: $V_{KT}(t)$.
1 : charge, 2 : décharge.
α : angle d'ouverture.

la capacité va se charger (à travers la résistance interne du tube majorée de la résistance interne de la source) pendant la conduction et se déchargera à travers la résistance R durant la période de non conduction; elle va jouer ainsi le rôle de «*réservoir*». Si la capacité est importante et la résistance R suffisamment grande (c'est à dire si la constante de temps du circuit fermé formé par R et C est assez grande) le courant dans la résistance variera peu autour de sa valeur moyenne et cette dernière sera sensiblement augmentée (surface hachurée Fig. I-3-3); le courant débité par la source (courant diode i_d) restera pulsatoire et les pointes seront aussi plus importantes. La figure I-3-4 montre les trois courants: i_R — courant dans la résistance R (qui a bien entendu la même allure que v_R), i_c — courant de charge et de décharge, i_d courant débité par la diode (et qui est la somme de i_R et i_c).

La tension aux bornes de la résistance R variera de $U - \Delta U$ à $U + \Delta U$ et, pour une valeur de RC (constante de temps) suffisamment importante, on peut considérer en première approximation qu'il existe une tension de support $U \simeq$ cte. La caractéristique de fonctionnement permet alors d'apprécier le courant moyen (à R donnée) par l'intersection avec la droite $U = R \cdot J$ (Fig. I-3-2 et I-3-3).

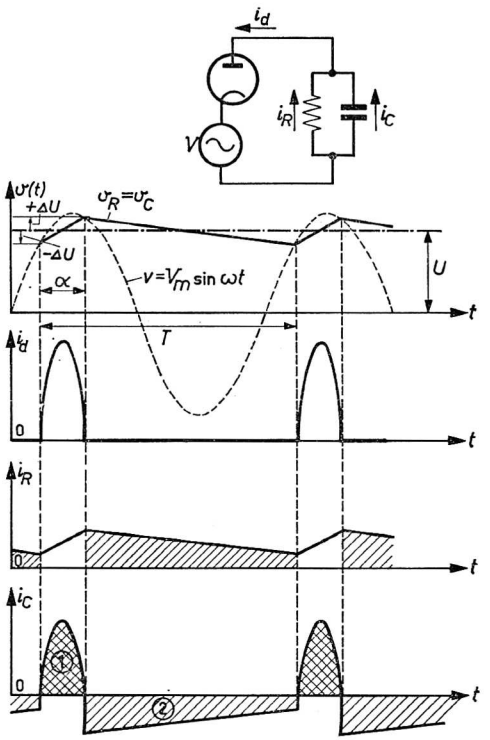


Fig. I - 3 - 4.
Forme des courants dans le redressement monovalve à travers une résistance shuntée par un condensateur.
i_d = courant débité par la diode.
i_r - courant traversant la résistance
i_c - courant de charge (1) et de décharge (2) du condensateur:
$i_d = i_r + i_c$.

§ I - 4. Filtrage et taux d'ondulation; calcul d'une alimentation

La présence d'une capacité aux bornes d'un récepteur ohmique limite beaucoup les variations de la tension redressée autour de sa valeur moyenne et, par là même, l'importance des termes sinusoïdaux du développement en série de Fourier de la fonction périodique qui représente cette tension (Fig. I-3-3). On appelle «*résiduelle*» la valeur de ΔU et «*taux d'ondulation*» le rapport $\Delta U/U = \tau$.

L'existence de la résiduelle (même quand elle est importante) ne trouble pas beaucoup le fonctionnement de certains récepteurs tels que batteries, moteurs à courant continu (dont la partie tournante du fait de son inertie ne répond pas aux fréquences industrielles) etc . . .

Il n'en est pas du tout de même quand il s'agit d'alimenter les tubes électroniques dont le faisceau à inertie extrêmement faible reste sensible aux fréquences très élevées. Il devient alors indispensable de se débarrasser de la résiduelle constituée par la somme des termes sinusoïdaux du développement en série de Fourier.

La capacité qui shunte le récepteur permet d'améliorer très sensiblement la régularité de la tension redressée par rapport à la tension que l'on obtient sans capacité (voir allure de $v(t)$ et $i(t)$. Fig. I-3-1 et I-3-3), mais son emploi est rapidement limité. A partir d'une certaine valeur il faut des capacités très importantes pour gagner peu de régularité (encombrement et prix inacceptables) et d'autre part la pointe de courant que doit fournir la diode lors de l'application brutale de v peut endommager le tube; le constructeur indique souvent la valeur maximum d'un tel condensateur dit «en tête». Il indique également la *pointe inverse maximum* admissible entre l'anode et la cathode; cette pointe est égale à $U + V \cdot \sqrt{2}$ pendant la non conduction, comme il est facile de le vérifier.

On peut apprécier (à 20 % près environ) la valeur de $\Delta U/U$ en écrivant que la quantité d'électricité apportée par la charge est égale à celle de la décharge (principe de la conservation):

$$C \cdot 2\Delta U = J(T - \alpha) \quad \text{Fig. I-3-3.}$$

En négligeant α devant T pour C courant (suffisamment grand), il vient:

$$\tau = \frac{\Delta U}{U} \simeq \frac{1}{2C \cdot R \cdot f}$$ où R est la résistance du récepteur

ohmique et f la fréquence de la tension alternative que l'on redresse (redressement monovalve); cette formule donne une valeur de 20 % environ plus forte que la valeur mesurée.

Il est facile de vérifier qu'avec des valeurs usuelles de capacités «en tête» ce taux est très important. Prenons comme exemple une tension de 300 volts débitant 100 mA ($R = 3000$ ohms); avec 16 μF

$$\tau = \frac{10^6}{2 \cdot 16 \cdot 3000 \cdot 50} \simeq 20\%.$$

On peut améliorer la qualité du courant redressé en utilisant un ensemble «inductance capacité» appelé «filtre en L» ou en complétant la capacité «en tête» par une cellule en L — ensemble appelé «filtre en π». (voir Fig. I-4-1).

Le problème des filtres est complexe mais on peut apprécier l'amélioration obtenue moyennant quelques simplifications.

Décomposons la tension v_{ET} (à l'entrée du filtre en L — Fig. I-4-1) en série de Fourier et considérons le $n^{\text{ème}}$ terme *sinusoïdal* de la série soit $v_n = V_{m(n)} \sin n \cdot \omega \cdot t$. Il est facile de calculer le rapport de la tension

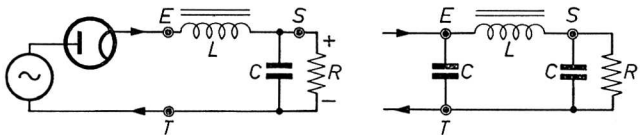


Fig. I - 4 - 1.
à gauche: filtre en L; à droite; filtre en π.

d'entrée du filtre $V_{(n)ET}$ à la tension de sortie $V_{(n)ST}$:

$$\frac{V_{(n)ET}}{V_{(n)ST}} = k_{(n)} \text{ que l'on appelle: «}\textit{facteur de filtrage}\text{»}$$

$$\frac{\vec{V}_{ET}}{\vec{V}_{ST}} = \frac{\vec{Z}_{ES} + \vec{Z}_{ST}}{\vec{Z}_{ST}}; \quad \vec{Z}_{ES} = \mathrm{j}L \cdot n\omega;$$

$$\frac{1}{\vec{Z}_{ST}} = \mathrm{j}Cn\omega + \frac{1}{R} = \frac{1 + \mathrm{j}RCn\omega}{R}$$

$$\frac{\vec{V}_{ET}}{\vec{V}_{ST}} = 1 + \frac{\mathrm{j}Ln\omega}{R}(1 + \mathrm{j}RCn\omega) = [1 - LC(n\omega)^2] + \mathrm{j}\frac{Ln\omega}{R}$$

$$K_{(n)} = \frac{V_{ET}}{V_{ST}} = \sqrt{\left[1 - LC(n\omega)^2\right]^2 + \left(\frac{Ln\omega}{R}\right)^2}.$$

Dans les cas usuels (il est prudent d'ailleurs de le vérifier chaque fois)

$$\left(\frac{Ln\omega}{R}\right)^2 \ll \left[LCn\omega)^2 - 1\right]^2$$

de sorte que l'on peut très souvent admettre $K_{(n)} \simeq LC(n\omega)^2 - 1$ et même, si $LC(n\omega)^2 \gg 1$:

$$\boxed{K_{(n)} \simeq LC(n\omega)^2.}$$

En première approximation nous nous bornons au I^{er} terme sinusoïdal de la série de Fourier; dans le cas de redressement monovalve (§ I-3) n du premier terme $=1$ et $K \simeq LC\omega^2$.

Pour le second terme, dont l'amplitude est un peu plus faible, le coefficient de filtrage sera multiplié par 4 ($n = 2$).

On préfère souvent redresser les deux alternances (redressement *bivalve*)

soit en utilisant un transformateur avec secondaire à point milieu associé à 2 redresseurs, soit en utilisant le montage en pont et 4 redresseurs (voir Fig. I-4-2 et I-4-3).

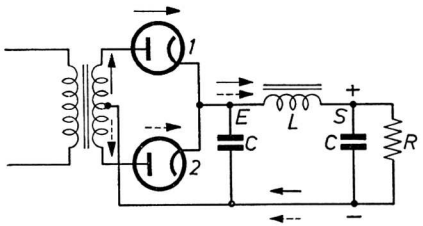


Fig. I - 4 - 2.
Redressement bivalve par transformateur « à point milieu »; (2 redresseurs).

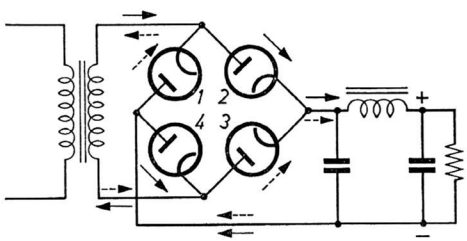


Fig. I - 4 - 3.
Redressement bivalve par pont; (4 redresseurs).

Dans le cas du transformateur à point milieu, comme l'indiquent les flèches, une demi-tension secondaire débite par période, l'autre étant bloquée. Si l'on pose pour la tension secondaire $2 \times V$, le développement en série de Fourier de la tension redressée débitant dans une résistance pure (sans capacité ni filtre; voir Fig. I-4-4), donne:

$$v(t) = \frac{2V_m}{\pi} + \frac{4V_m}{3\pi} \sin 2\omega t + \frac{4V_m}{15\pi} \sin 4\omega t + \ldots$$

la tension aux bornes d'un demi secondaire étant: $v = V_m \sin \omega t$. La tension moyenne est égale à $2V \cdot \sqrt{2}/\pi$, le terme fondamental est à 2ω et il n'y a que des termes harmoniques pairs.

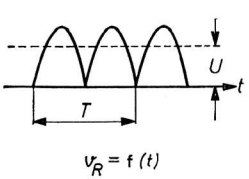


Fig. I - 4 - 4.
Redressement bivalve; débit dans une résistance.

Si nous nous bornons au terme fondamental:

$$\boxed{K = 4LC\omega^2}$$

pour un filtre en L.

Il est possible d'apprécier ainsi le taux d'ondulation en prenant pour ΔU l'amplitude maximum du premier terme qui est

$$\frac{4V \cdot \sqrt{2}}{3\pi} \cdot \frac{1}{K}$$

à la sortie du filtre en L. Si nous négligeons la chute de tension dans l'inductance du filtre:

$$\tau = \frac{\Delta U}{U} \simeq \frac{1}{6LC\omega^2}.$$

Pour un filtre en π on peut considérer tout d'abord la capacité «en tête» et évaluer, comme nous l'avons indiqué pour le redressement monovalve: $\Delta U = U \cdot \frac{1}{2RCF}$. Les calculs montrent que l'amplitude du premier terme de la série de Fourier de la résiduelle est bien de l'ordre de ΔU ainsi calculé de sorte que, pour un filtre en π, on peut écrire pratiquement:

$$\tau \simeq \frac{1}{2RCF} \cdot \frac{1}{LC\omega^2}.$$

Il est facile de trouver pour le redressement bivalve (Fig. I-4-5):

$$\tau \simeq \frac{1}{4RCF} \cdot \frac{1}{4LC\omega^2}.$$

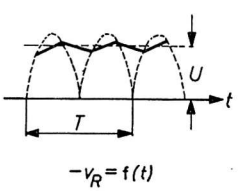


Fig. I - 4 - 5.
Redressement bivalve; débit dans une résistance shuntée par une capacité.

Pour calculer le transformateur à point milieu permettant le redressement bivalve il faut d'abord remarquer qu'avec une seule capacité aux bornes de la résistance d'utilisation R (capacité dite «tampon») et pour la tension $2 \times V$ donnée, la valeur U de la tension redressée dépendra: d'une part de la charge à travers la résistance de la valve majorée de la résistance des enroulements du transformateur (soit r_t au total) et d'autre part de la décharge à travers la résistance d'utilisation R.

Le calcul exact est possible mais il est long et il nous paraît disproportionné par rapport au problème posé quand il s'agit d'une alimentation courante.

En admettant que la capacité aux bornes de R est infinie et en simplifiant les calculs on peut trouver une relation graphique entre $\frac{U}{V \cdot \sqrt{2}}$ et $\frac{r_t}{R}$; nous l'avons representée sous forme d'une courbe Fig. I-4-6.

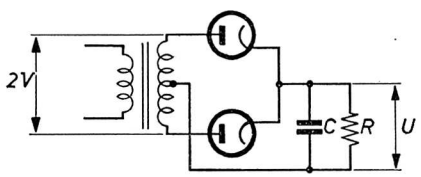


Fig. I - 4 - 6.
Redressement bivalve (forte capacité tampon) par transformateur à point milieu.
La courbe $U/(V.\sqrt{2})=f(r_t/R)$ est presentée sur une planche dépliante au fin du livre.

Connaissant la tension U et le débit J que l'on veut réaliser on connaît $R(= U/J)$; il suffira alors d'évaleur $r_t = \rho + \frac{r_s + n^2 r_p}{2}$ où ρ est la résistance interne de la valve (en général dans la partie linéaire de sa caractéristique statique), r_s la résistance du secondaire, r_p la résistance du primaire et n le rapport de transformation du transformateur.

Pratiquement on peut se servir de la courbe Fig. I-4-6 à partir d'une capacité tampon de l'ordre de 8 à 10 μF.

Pour prédéterminer la valeur nécessaire de $2 \times V$ on peut aussi se servir des graphiques donnés par le constructeur des tubes et qui indiquent la valeur de U, pour la valve choisie, en fonction de la résistance des enroulements du transformateur.

Dans le cas d'un filtre en π et pour des valeurs usuelles ces graphiques ainsi que la courbe Fig. I-4-6 peuvent encore servir pratiquement si la capacité «en tête» est égale ou supérieure à 8 ou 10 μF; la présence de la self de filtrage et de la seconde capacité ne modifie pas beaucoup la valeur de la tension redressée. Par contre il faudra tenir compte de la chute de tension dans l'inductance de filtrage. Si r_L est la résistance (en continu) de l'inductance et J le débit c'est $U_0 = U + r_L \cdot J$ qu'il faudra réaliser aux bornes de la capacité «en tête» et c'est U_0 qui servira au calcul de V.

Le mécanisme du montage en pont est expliqué par les flèches de la Fig. I-4-3; deux redresseurs sur quatre (2 et 4 ou 1 et 3) conduisent pendant chaque alternance et le courant qui traverse le récepteur garde le même sens.

§ I - 5. Travaux pratiques et exercices

Avant la mise sous tension du montage lire attentivement le texte de la manipulation, l'ordre des manoeuvres et les mises en garde . . . Il serait également utile de prendre connaissance du contenu du chapitre XIV pour pouvoir retrouver chaque fois les détails concernant les éléments de circuit, les mesures et les consignes qui ont trait aux montages sur table.

a) Caractéristique statique de la diode à vide

La Fig. I-5-1 indique les principaux éléments d'un tube à vide à oxyde de baryum à chauffage indirect.

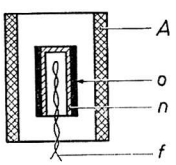


Fig. I - 5 - 1.
Diode. Cathode à chauffage indirecte à oxyde de baryum.
A - anode (plaque),
f - filament de chauffage,
n - cylindre de nickel,
o - couche d'oxyde de Ba (matière émissive).

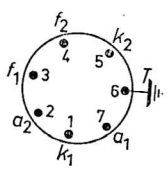


Fig. I - 5 - 2.
Duodiode à vide 6AL5 W; Miniature, 7 broches.
Diodes: K_1A_1 et K_2A_2 à cathode séparées.
Entre 3 et 4: filament de chauffage commun aux deux cathodes.
Tension de chauffage: 6,3 V, 0,3 A.
Valeurs à ne pas dépasser:
courant moyen: 9 mA.
courant de crête: 50 mA.
tension entre filament et cathode: 330 V.
tension inverse: 330 V.

Le tube utilisé: 6AL5 duo-diode; la Fig. I-5-2 donne ses caractéristiques principales.

On utilisera la diode 7-1 et on réalisera le schéma de la Fig. I-5-3. Un transformateur d'alimentation ou un bloc d'alimentation courant fournira

la tension de chauffage 6,3 V (à brancher entre les bornes 3 et 4). *Commencer par chauffer la cathode* et ne pas mettre l'anode sous tension avant 30 secondes.

Une batterie (pile ou source de polarisation) 10 V - 10 mA fournira la tension continue U. Pour pouvoir la régler on passera par un potentiomètre «p». *On partira de* $U_{1ue} = 0$ (mesurer si possible J à tension appliquée nulle) et on relèvera les points 0,5 - 1 - 2 - 3 - 4 et 5 V; ne pas dépasser 10 mA.

Garder la même sensibilité des appareils de mesure.

La résistance du milliampèremètre courant étant souvent (à la sensibilité utilisée) du même ordre de grandeur que la résistance interne du tube une correction est nécessaire pour retrouver la d.d.p. entre l'anode et la cathode soit: U_{AK}.

Si ρ_{mA} est la résistance du milliampèremètre (il suffit de mesurer la tensions aux bornes pour la calculer)

$$U_{AK} = U_{1ue} - J \cdot \rho_{mA}$$

Tracer $J = f(U_{AK})$ sur papier millimétrique
Echelles: 1 volt — 4 cm.
1 mA — 1 cm.

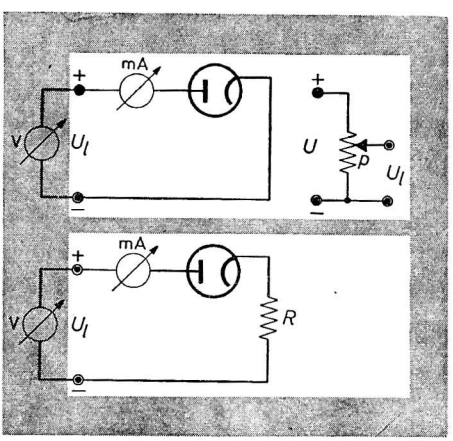


Fig. I - 5 - 3 et
Fig. I - 5 - 4
$U_l = U_{1ue}$

b) *Caractéristique dynamique:* J traversant le tube *chargé* en fonction de la tension d'alimentation: $J = f(U_{1ue})$ schéma de la Fig. I-5-4. $R = 2000$ ohms, 2 W.

c) *Résistance interne de la diode*:

Appécier ρ en partant de la caractéristique tracée et tracer $\rho = f(J)$ pour 1,2,4 et 6 mA.

d) *Redressement monovalve.* Schémas I-3-1 et I-3-3.

Tension à redresser de l'ordre de 20 V - 50 Hz.
La charge R de 10 à 50 kΩ.
Mesurer V à redresser (valeur efficace)
U redressée aux bornes de R
1⁰ sans capacité
2⁰ R shuntée par une capacité de 0,25 puis 0,5 puis 8 μF.

Pour visualiser la forme du courant redressé sans capacité, avec capacité et filtres, voir § III-5-

e) *Redressement bivalve.* Schéma I-4-2

Un petit transformateur 110/2×20 permet de le réaliser. Mêmes mesures qu'en d).

f) *Réseau de caractéristiques de fonctionnement:* $J = f(U)$ pour $V =$ cte. Schéma I-3-2. Tracer le réseau pour V (valeur efficace) = 6, 8 et 10 V (auto-transformateur à curseur par exemple) en prenant pour chaque valeur de V: 1, 2, 3, 4, et 5 élements de batterie. Ne relever que les points: $10 > J \geqslant 2$ mA et $U > 1$ volt; garder la même sensibilité des appareils de mesure.

Les appareils courants ne permettent pas de relever directement $J = f(U)$ du fait de la résistance relativement importante du milliampèremètre par rapport à la résistance interne du tube. Connaissant ρ_{diode} et ρ_{mA} il est facile d'apprécier la correction. Si nous remarquons qu'à l'instant t, pendant la période de conduction, la loi d'Ohm appliquée au circuit donne (en valeurs instantanées):
$v(t) - U = v(t)_{\text{diode}} + \rho_{mA} \cdot i_1(t)$ (voir schéma I-3-2), en considérant la caractéristique statique idéalisée de la diode $v_d = \rho_d \cdot i_1$ (en première approxiomation),
il vient:

$$i_1 = \frac{v - U}{\rho_{mA} + \rho_d}.$$

Si ρ_{mA} était négligeable devant ρ_d nous écririons $i = \dfrac{v - U}{\rho_d}$; si ρ_{mA} n'est pas négligeable i que nous cherchons $= i_1$ (mesuré) $\cdot \dfrac{\rho_{mA} + \rho_d}{\rho_d}$.

En admettant que $\frac{\rho_d}{\rho_{mA} + \rho_d}$ est une constante nous aurons la même relation pour la valeur moyenne et J à porter sur le graphique sera = J mesuré. $(1 + \rho_{mA}/\rho_d)$.

Mesurer ρ_{mA}, apprécier la valeur de ρ_d de la partie linéaire de la caractéristique et apporter la correction.

Dans toutes les mesures qui suivront il faudra chaque fois apprécier rapidement l'importance de l'élément introduit par l'appareil de mesure pour savoir si l'on peut le négliger ou s'il faut en tenir compte et apporter la correction.

g) En considérant la caractéristique réelle de la diode étudiée et, en s'inspirant de la Fig. I-3-2, apprécier par la méthode graphique pour $V = 8$ V et $U =$ à la tension aux bornes de 3 éléments de la batterie utilisée:
1° l'angle d'ouverture
2° le courant de charge.

Comparer avec les valeurs relevées expérimentalement; indiquer l'écart en %.

h) La batterie étant remplacée par un milliampèremètre et une résistance de 150 ohms en série ($R = \rho_{mA} + 150$), l'ensemble shunté par un condensateur de 100 μF (condensateur de polarisation: attention au branchement: + à la cathode), prédéterminer graphiquement le courant débité avec $V = 8$ V. Comparer avec la valeur mesurée; indiquer l'écart en %.

k) Un bloc d'alimentation contient une cellule de filtrage en π avec $C = 32$ μF et $L = 10$ H.

Apprécier par le calcul le taux d'ondulation et la résiduelle pour $U =$ 300 volts et $J = 50$ mA.

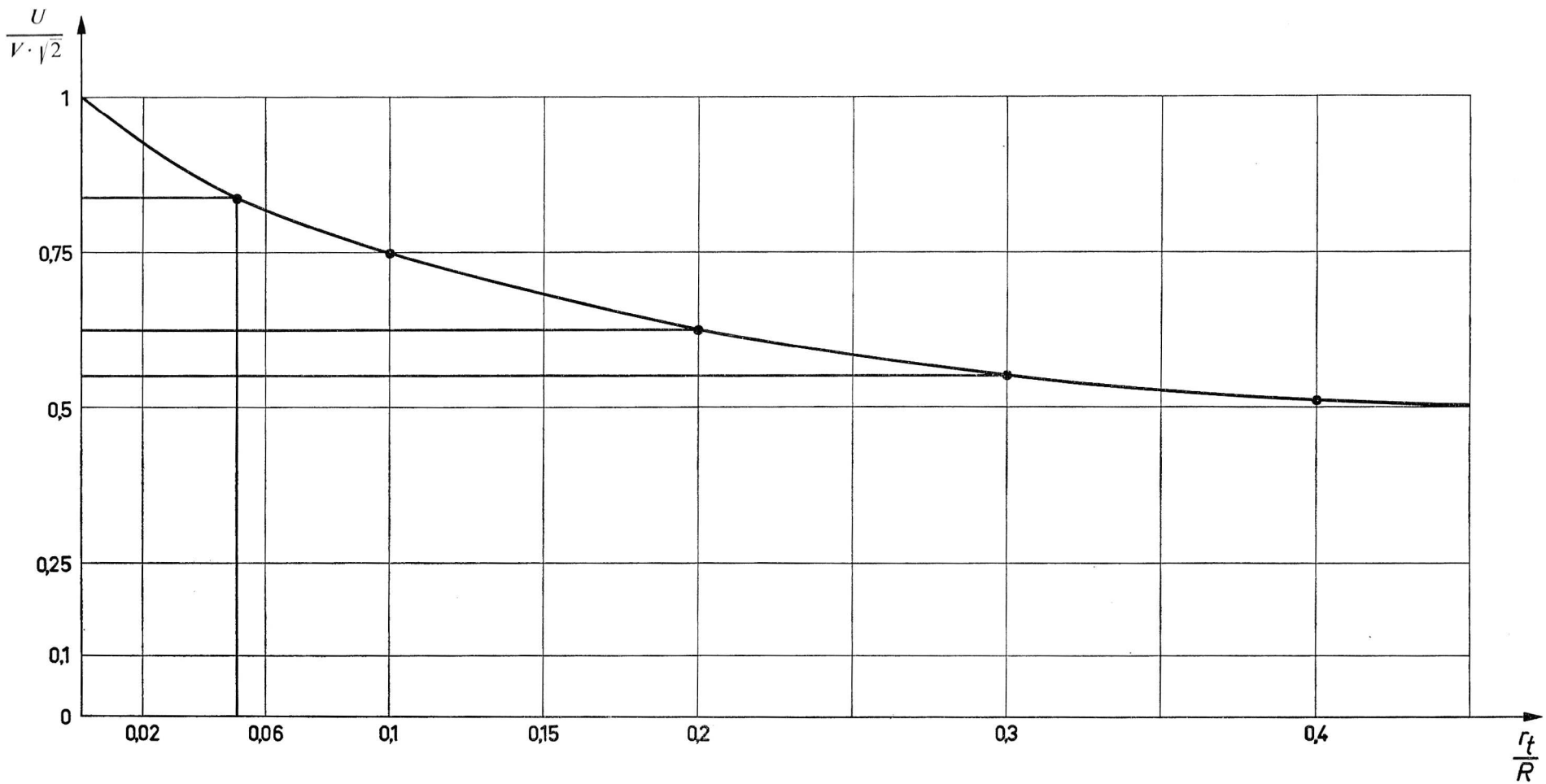


Fig. I-4-6. Redressement bivalve (forte capacité tampon) par transformateur à point milieu; une relation graphique entre $U/(V \cdot \sqrt{2})$ et rt/R.

CHAPITRE II

Triode. Propriétés et caractéristiques

§ II - 1. Caractéristiques statiques et coefficients de la triode; équation caractéristique

C'est l'introduction, par Lee de Forest, dans la diode à vide de la troisième électrode appelée «*grille*» qui a donné naissance au développement prodigieux de la Radio et de l'Electronique.

La grille est une électrode «à claire voie» (une spirale par exemple) intercalée entre l'anode et la cathode; elle *laisse passer les électrons vers la plaque*, mais en *contrôle* le nombre (c'est à dire l'intensité du faisceau) par le potentiel auquel elle est portée par rapport à la cathode. (Fig. II-1-1).

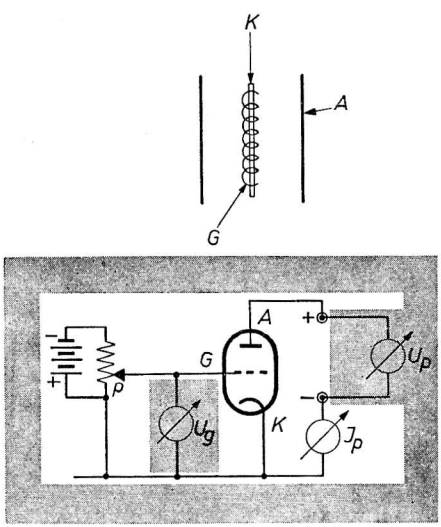


Fig. II-1-1. Triode à vide. *A*: anode (plaque), *K*: cathode, *G*: grille.

Le tube ainsi constitué s'appelle *triode à vide*. Le champ crée par le potentiel de grille (potentiel négatif le plus souvent) renforce plus ou moins l'action du champ spatial et règle ainsi le nombre des électrons qui peuvent quitter le nuage entourant la cathode. La grille étant négative le *contrôle*

de l'intensité du faisceau électronique cathode → anode (c'est à dire, par convention, du courant anode → cathode) peut se faire uniquement par la tension grille (sans courant grille → cathode) donc *pratiquement sans dépense d'énergie.*

Cette commande se fait d'autre part par l'intermédiaire d'un champ électrique de sorte que la *réponse est extrêmement rapide* (pratiquement instantanée) et le tube *triode* est un *relais idéal* dont l'homme à toujours rêvé.

Si la grille est rendue positive des électrons peuvent atterrir sur la grille (même si l'anode est portée à un potentiel positif et supérieur) et un courant grille (en général faible) peut s'établir. D'une façon générale nous sommes en présence de 2 circuits:

1. *circuit anodique* ou *circuit plaque* (appelé souvent circuit «de *travail*» parce-qu'il comporte une source d'énergie et un récepteur); $A \rightarrow K \rightarrow$ tronçon extérieur,

2. *circuit grille* (appelé circuit de *commande*): $G \rightarrow K \rightarrow$ tronçon extérieur.

Nous appelons $U_{AK} = U_p$: tension «plaque» et $U_{GK} = U_g$: tension «grille»,

J_p: courant «plaque»; ce dernier dépend à la fois de U_p et de U_g.

La caractéristique statique $J_p = f(U_p)$ à $U_g = \text{cte}$ a l'allure de la caractéristique statique de la diode. Le réseau de ces caractéristiques statiques tracées pour différentes valeurs de U_g est le plus précieux; on l'appelle souvent «réseau Kellog». (Fig. II-1-2). Aux valeurs déterminées de U_g et U_p correspondra une valeur déterminée de J_p et un point représentatif (J_p, U_p).

Il est facile, en partant de ce réseau, de tracer le réseau $J_p = f(U_g)$ à $U_p = \text{cte}$ qui est également utilisé; il suffira de tracer une verticale partant de U_p considérée pour retrouver les points (J_p, U_g) à $U_p = \text{cte}$.

Si nous considérons un point figuratif A (J_p, U_p) (Fig. II-1-2) sur la caractéristique à $U_g = \text{cte}$ ($= -2$ V par exemple) nous pouvons réaliser un accroissement $+\Delta J_p$ en nous déplaçant sur cette caractéristique ($A \rightarrow B$) c'est à dire en agissant uniquement sur U_p par un accroissement $+\Delta U_p$.

Nous pouvons obtenir *le même* accroissement $+\Delta J_p$ en maintenant $U_p = \text{cte}$ (en nous déplaçant sur la verticale $U_p = \text{cte}$ de $A \rightarrow C$) par un accroissement de U_g : $+\Delta U_g$.

Il suffit en général d'un ΔU_g beaucoup plus petit que ΔU_p ($\frac{\Delta Up}{\Delta U_g}$ de l'ordre de 20 à 100) pour réaliser le même ΔJ_p; d'autre part, si U_g reste négatif, il n'y a pas de courant grille et seule la variation de la tension grille, pratiquement sans dépense énergétique, met en jeu une puissance U_p.

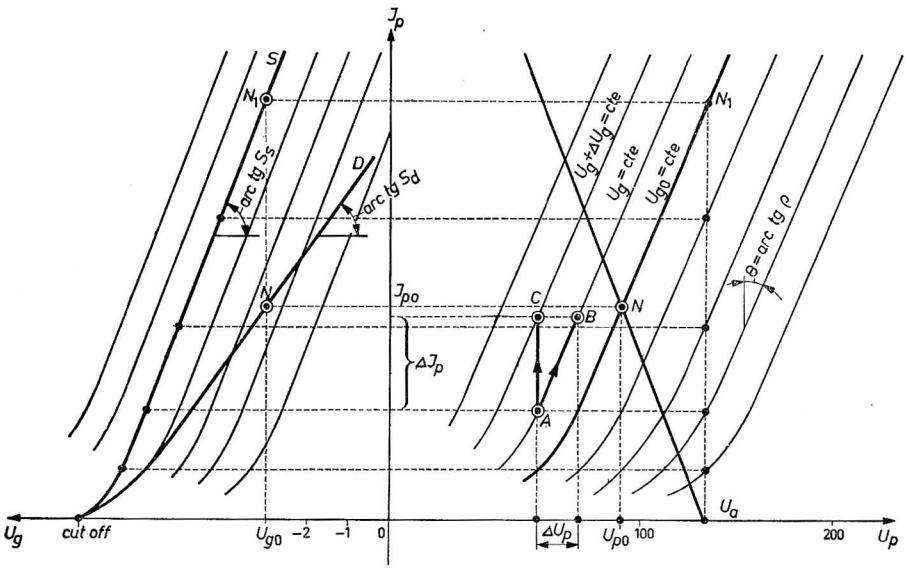


Fig. II-1-2 Caractéristiques statiques d'une triode à vide.
Droite de charge; caractéristique dynamique.
A droite: Réseau Kellog J_p=f(U_p) à U_g=cte. Droite U_a/—N: droite de charge J_p=(U_p) à U_a = cte et R_p donnée (U_g variable).
A gauche: Réseau J_p = f(U_g) à U_p = cte. S: caractéristique statique J_p = f(U_g) à U_p = U_a = cte. D: caractéristique dynamique J_p = f(U_g) à U_a = cte et R_p donnée.

ΔJ_p déjà appréciable dans le circuit plaque. Comme nous le verrons plus loin il en résulte un pouvoir amplificateur très intéressant.

Nous constatons d'une façon générale que

$$J_p = f(U_p, U_g),$$

$$dJ_p = \frac{\partial J_p}{\partial U_p}\, dU_p + \frac{\partial J_p}{\partial U_g}\, dU_g. \qquad (1)$$

Appelons, comme dans le cas de la diode, $\frac{\partial Up}{\partial J_p} = \rho$

«*résistance interne de la triode*».

On appelle

$$\frac{\partial J_p}{\partial U_g} = S$$

«*pente statique*»; ce coefficient sera déterminé (comme «ρ») par la tangente à la caractéristique statique $J_p = f(U_g)$ pour $U_p = \text{cte}$ au point considéré J_p, U_p (voir Fig. II-1-2).

L'équation (1) peut s'écrire (en multipliant par ρ):

$$\rho \cdot S \cdot dU_g = -dU_p + \rho \cdot dJ_p .$$

D'autre part

$$\rho \cdot S = \left(\frac{\partial U_p}{\partial J_p}\right) \cdot \left(\frac{\partial J_p}{\partial U_g}\right) = -\frac{\partial U_p}{\partial U_g} .$$

On pose $\mu = -\dfrac{\partial U_p}{\partial U_g}$ et on appelle ce coefficient «*facteur d'amplification*».

Il signifie lim de $-\left|\dfrac{\Delta U_p}{\Delta U_g}\right|$ à $J_p = \text{cte}$ quand $\Delta U_g \to 0$. En passant aux accroissements finis: si $+\Delta U_g$ a provoqué un accroissement $+\Delta J_p$, pour annuler ce dernier (et maintenir $J_p = \text{cte}$) il faut *baisser* U_p de $\Delta U_p = \mu \cdot \Delta U_g$.

En remplaçant $\rho \cdot S$ par μ il vient:

$$\mu \cdot dU_g = -dU_p + \rho \cdot dJ_p \quad \text{et si} \quad U_p,\ U_g,\ J_p$$

sont des fonctions du temps, en respectant notre notation:

$$\boxed{\mu \cdot dv_g = -dv_p + \rho \cdot di_p.} \tag{2}$$

Cette relation, très importante, est l'*équation caractéristique* de la triode *au point considéré* (U_{p0} J_{p0} U_{g0}) sous la forme différentielle, toujours valable.

Le réseau $J_p = f(U_p)$ présente une zone assez vaste où les caractéristiques statiques sont des *droites parallèles et équidistantes* et où les coefficients ρ, S et μ sont *des constantes:* on appelle cette zone «zone centrale» et très souvent «zone linéaire».

On s'arrange souvent pour que le fonctionnement de la triode ait lieu dans cette région (le point figuratif ne quitte pas la zone linéaire — fonctionnement en *classe A*).

Très souvent les grandeurs qui nous intéressent (v_g, v_p et i_p) varient dans

le temps autour d'un point représentatif U_{g0}, U_{p0}, J_{p0} que l'on appelle: «*point de repos*» et les valeurs constantes U_{g0}, U_{p0}, J_{p0}: «*grandeurs de support*»; U_{g0} porte aussi le nom de «*tension de polarisation*».

En passant aux accroissements finis l'équation (2) conduit à: $\mu \cdot \Delta U_g = -\Delta U_p + \rho \cdot \Delta J_p$ (3); pour des accroissements suffisamment petits on peut considérer les coefficients μ, ρ et S comme des constantes même en dehors de la zone linéaire.

§ II - 2. Droite de charge, caractéristique dynamique, pente dynamique

Insérons dans le circuit plaque une résistance R_p (récepteur) en maintenant la tension de la source d'alimentation U_a = cte; le débit J_p et de ce fait le potentiel U_p vont varier si nous faisons varier U_g. (Fig. II-2-1).

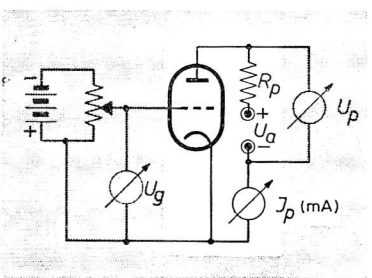


Fig. II-2-1.

Dans le circuit anodique les grandeurs J_p et U_p seront liées par la loi d'Ohm: $U_p = U_a - R_p \cdot J_p$ soit

$$J_p = -\frac{1}{R_p} U_p + \frac{U_a}{R_p}.$$

$J_p = f(U_p)$ est une droite; on l'appelle «*droite de charge*» (voir Fig. II-1-2).

Mais J_p et U_p sont liés également, pour U_g donné, par la relation que représente graphiquement la caractéristique statique $Jp = f(U_p)$ à U_g donné = cte, de sorte que, pour U_a = cte (cas le plus général) et U_{g0} *choisie*, le point d'intersection de la droite de charge et de la caractéristique statique du réseau $J_p = f(U_p)$ à U_{g0} = cte déterminera les valeurs de J_{p0} et U_{p0}. (Point N sur la Fig. II-1-2 — on l'appelle «*point de support*» ou «*point de repos*».)

On appelle «*caractéristique dynamique*»: $J_p = f(U_g)$ pour U_a donnée = cte et R_p donnée; il est facile de la tracer en partant de la droite de charge

et des points d'intersection qu'elle détermine avec les caractéristiques du réseau $J_p = f(U_p)$ (Fig. II-1-2).

Les deux caractéristiques, la dynamique et la statique (sans R_p) à $U_a =$ cte se rencontrent bien entendu, sur l'axe des U_g (le courant étant nul il n'y a pas de chute de tension $R_p \cdot J_p$). On appelle «*cut-off*» la valeur (négative) de U_g annulant le courant plaque pour U_p donnée ($= U_a$).

Comme il est facile de le constater (Fig. II-1-2) la pente de la caractéristique dynamique que nous désignerons par S_d est plus faible que la pente statique S_s (designé jusqu'à présent par S sans indice).

Le tube étant chargé par R_p et les grandeurs v_g, v_p et i_p fonctions du temps nous aurons:

$$v_p = U_a - R_p \cdot i_p \quad \text{et} \quad dv_p = -R_p \cdot di_p .$$

L'équation (2) devient:

$$\boxed{\mu \cdot dv_g = (\rho + R_p) \cdot di_p}$$

$$S_d = \frac{di_p}{dv_g} = \frac{\mu}{\rho + R_p} \quad \text{et} \quad S_s = \frac{\mu}{\rho}$$

d'où

$$S_d = S_s \frac{\rho}{\rho + R_p} .$$

En passant aux accroissements finis l'équation (3) du § II-1 s'écrit:

$$\mu \cdot \Delta U_g = (\rho + R_p) \cdot \Delta J_p .$$

§ II - 3. Equation caractéristique et circuit équivalent en régime sinusoïdal établi; lieu géométrique du point figuratif (v_p,i_p) dans le cas d'une charge ohmique

Reprenons le tube triode chargé par R_p, alimenté par U_a et polarisé par U_{g0}. Le point de repos N (J_{p0}, U_{p0}) sera déterminé (comme nous l'avons indiqué au § II-2) par l'intersection de la droite de charge et de la caractéristique statique à U_{g0} choisie = cte.

Appliquons à la grille (*c'est à dire entre la grille et la cathode*) en plus de la tension de support U_{g0} une tension sinusoïdale $v_g = V_{gm} \sin \omega t$ que l'on représente par $\vec{V}_g = V_m e^{j\omega t}$. Voir schéma Fig. II-3-1.

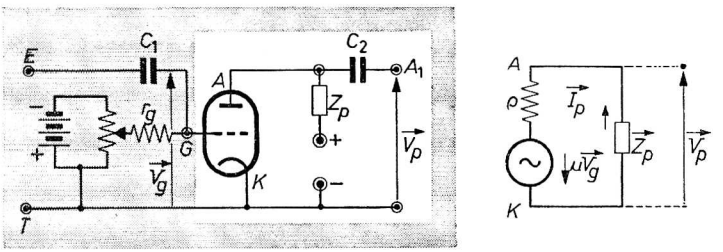


Fig. II-3-1. Triode à vide à charge anodique en régime sinusoïdal établi.
Schéma d'un tube triode à polarisation par source extérieure à charge anodique Z_p. Entre E et T: source fournissant la tension sinusoïdale d'entrée (à amplifier).
Circuit équivalent: source de force électromotrice sinusoïdale $\mu.\vec{V_g}$ et de résistance interne ρ; charge extérieure $\vec{Z_p}$.

La relation (2) nous montre que le courant anodique que fait naître la tension sinusoïdale v_g ne peut être qu'également sinusoïdal: $\mu dv_g = (\rho + R_p)\, di_p$

d'où $$\mu\vec{V_g} = (\rho + R_p) \cdot \vec{I_p} = \rho\vec{I_p} + R_p\vec{I_p} \qquad (4)$$

$\vec{I_p}$ représentant $i_p = I_{pm} \sin \omega t$.

En régime sinusoïdal établi cette relation exprime la loi d'Ohm appliquée à un circuit comprenant: *une source de force électromotrice* $\mu\vec{V_g}$ *de résistance interne* ρ *débitant dans un récepteur ohmique* R_p.

Si le récepteur omhique R_p est remplacé par un ensemble de résistances, inductances et capacités d'impédance Z_p nous écrirons:

$$\boxed{\mu\vec{V_g} = \rho \cdot \vec{I_p} + \vec{Z_p} \cdot \vec{I_p}} \qquad (5)$$

forme générale de l'équation caractéristique de la triode *en régime sinusoïdal établi.*

Nous pouvons ainsi représenter l'action de la *tension grille* sur le *courant anodique* (l'action d'un circuit sur un autre) par *un seul circuit «équivalent»* comme sur la figure II-3-1.

En régime sinusoïdal établi, nous pouvons écrire d'une façon très simple la relation *entre les grandeurs sinusoïdales mises en jeu* sans nous préoccuper des grandeurs de support (qui fixent simplement les constantes du système) et sans tenir compte de l'impédance de la source d'alimentation continue qui est presque toujours négligeable (portant aux bornes + et — une forte capacité).

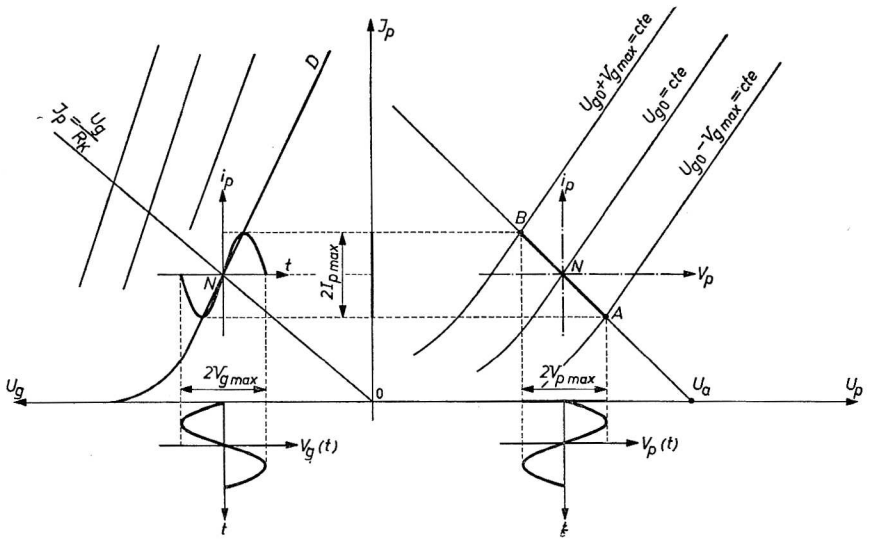


Fig. II-3-2. Triode à vide à charge anodique *ohmique.*
$N(U_{go},J_{po},U_{po})$: point de repos du tube triode alimenté par U_a, polarisé par U_{go} et chargé par R_p.
D: caractéristique dynamique. Le tube étant charge par R_p et excité par $v_g = V_{gm} \sin \omega t$ *le segment BA* (sur la droite de charge) est *le lieu géométrique du point figuratif* i_p,v_p avec $i_p = J_{po} + i_p$ et $v_p = U_{po} + v_p$; c'est aussi le lieu géométrique du point figuratif i_p, v_p dans le système d'axes i_p, v_p avec N comme origine.

Le montage de la Fig. II-3-1 est souvent appelé «cathode à la masse»; c'est le potentiel de la cathode qui est pris pour référence. L'équation caractéristique que nous avons établie *n'est valable* que pour V_g prise *entre la grille et la cathode.*

La figure II-3-2 montre comment se déplacent les points figuratifs dans les réseaux de caractéristiques statiques dans le cas d'une tension grille sinusoïdale et d'un *récepteur ohmique.*

L'équation du lieu géométrique (v_p, i_p) dans le réseau Kellog, en prenant le point de repos, $N(J_{p0}, U_{p0})$ comme origine des axes v_p et i_p, c'est à dire, $i_p(t) = f[v_p(t)]$ avec $i_p = I_{pm} \sin \omega t$ et $v_p = -R_p I_{pm} \sin \omega t$, *sera:* $i_p = -\frac{1}{R_p} \cdot v_p$.

Le lieu géométrique du point figuratif sera représenté, pour v_g donnée par le segment AB placé sur la droite de charge (tracée pour R et U_a données § II-3, Fig. II-3-2).

L'équation caractéristique $\mu\vec{V}_g = (\rho + R_p)\vec{I}_p$ nous permet de calculer I_p et ensuite V_p.

Le courant anodique $\vec{I}_p$ étant en phase avec la tension grille $\vec{V}_g$ la tension plaque $\vec{V}_p = -R_p\vec{I}_p$ sera en opposition de phase avec la tension grille.

La chute de tension aux bornes du récepteur R_p (Fig. II-3-1) $= \vec{V}_K - \vec{V}_A = \vec{V}_{KA} = R_p\vec{I}_p$ et la tension plaque $\vec{V}_p = \vec{V}_A - \vec{V}_K = -R_p \cdot \vec{I}_p$; comme la tension V_g, la tension V_p est considérée *par rapport à la cathode*.

§ II - 4. Polarisation automatique; montage «cathode à la masse»

La polarisation par source extérieure exige une batterie, des piles ou une tension redressée très bien filtrée et stabilisée. Dans les équipements courants on utilise le courant de support J_{p0} pour polariser la grille en intercalant une résistance R_K (shuntée par une forte capacité) entre la cathode et le point *au potentiel de référence* (m) relié normalement au chassis métallique (on dit «à la masse») ce dernier étant relié souvent à la terre. Voir Fig. II-4-1.

Le courant de support J_{p0} crée une chute de tension aux bornes R_K : $U_{KM} = J_{p0} \cdot R_K$, ce qui porte la grille par rapport à la cathode à un potentiel négatif:

$$U_{g0} = U_{GK} = U_{MK} = -J_{p0} \cdot R_K.$$

La forte capacité C_K est pratiquement un court-circuit pour le courant sinusoïdal $i_p(1/C_K\omega \ll R_K)$ de sorte que la tension sinusoïdale qui se développe entre M et K est négligeable et on n'en tient pas compte.

Ainsi:

«*en continu*» la grille est «à la masse» et la cathode est portée à un potentiel positif $+R_K \cdot J_{p0}$ par rapport à la masse;

en «*alternatif*» (C'est à dire en «*sinusoidal établi*») la cathode est à la masse et la grille est excitée par V_g par rapport à la masse. On appelle ce montage: «*cathode à la masse*».

Pour limiter le débit de la source V_g que l'on insère entre G et M (c'est à dire pratiquement entre G et K étant donné la très forte capacité C_K) on relie G à M par une *forte* résistance r_g appelée «*résistance grille*»; on la prend la plus forte possible sans dépasser toutefois la valeur maximum indiquée par le constructeur du tube.

Dans le cas de la polarisation par source extérieure (Fig. II-3-1) il faut insérer entre la «source V_g» et la grille un condensateur pour éviter le débit

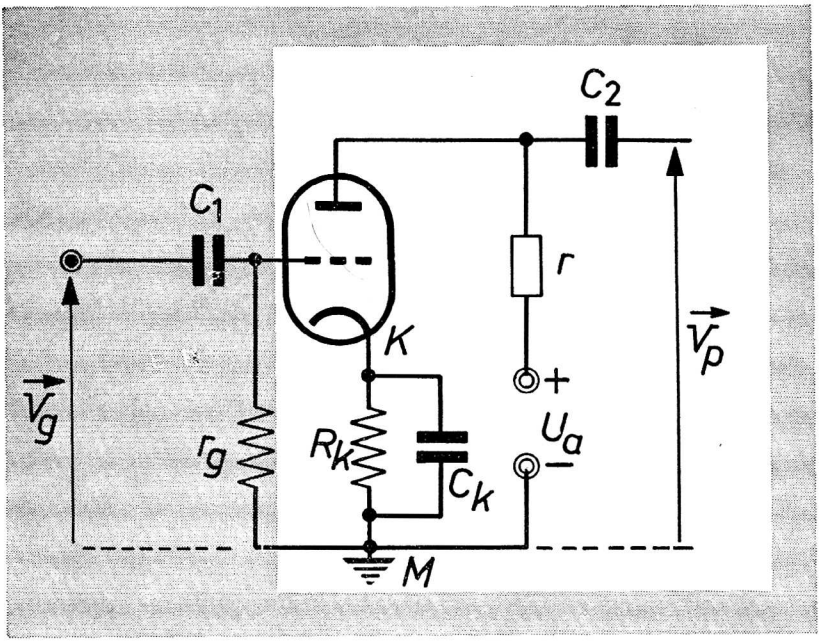


Fig. II-4-1. r - récepteur (charge).

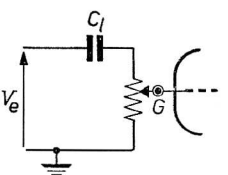


Fig. II-4-2.

de la source de polarisation à travers la résistance interne de la «source V_g» ce qui pourrait annuler la polarisation si, comme cela est souvent le cas, cette résistance interne était bien inférieure à r_g.

Il faut également, bien entendu, un condensateur de liaison entre la grille du tube attaqué et la tension d'attaque V_g si cette dernière présente une tension continue de support par rapport à la cathode; le voltmètre (ou l'oscillographe), destiné à mesurer la tension alternative amplifiée devra aussi être branché à la plaque à travers un condensateur de liaison.

§ II - 5. Travaux pratiques et exercices

a) Tracé des caractéristiques statiques

Réaliser le schéma de la Fig. II-1-1.

On utilisera la double triode Noval 12 AX 7 (voir Fig. II-5-1). Un bloc d'alimentation à tension continue réglable (U_a) fournira également la tension de chauffage 6,3 V; on réunira F_1 et F_2 pour brancher les deux filaments de

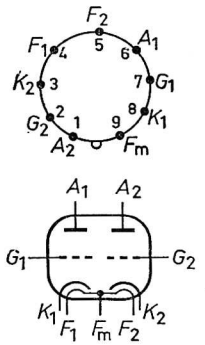


Fig. II-5-1. Double triode Noval 12 A×7, 9 broches (ECC 83), à cathodes séparées. Chauffage: 6,3 V, les filaments F_1F_m et F_2F_m étant reliés en paralléle (C'est à dire la tension de chauffage branchée entre F_m et les broches F_1 et F_2 reliées.)

Valeurs à ne pas dépasser: Tension de l'anode: 300 V. Puissance dissipée sur l'anode: 1W, Courant cathodique: 8 mA, Résistance grille en polarisation automatique: 2 MΩ, Tension entre filament et cathode: 180 V. Capacité grille-cathode et capacité grille-anode: de l'ordre de 2 pF. Dans la zone linéaire: ρ de l'ordre de: 50 KΩ, μ de l'ordre de: 100.

chauffage en parallèle et la tension de chauffage de 6,3 V sera connectée entre F_m et les bornes 4 et 5 ainsi réunies. Une batterie de 10 V (ou deux piles de lampes de poche) et un potentiomètre «p» permettront de faire varier U_g.

Attention: Afficher d'abord U_g; la grille doit être au potentiel *négatif* par rapport à la cathode; *s'en assurer.* Chauffer ensuite la cathode (30 secondes au moins) et en partant de zéro augmenter progressivement U_a tout en contrôlant J_p qui ne doit pas dépasser 5 mA.

Garder la même sensibilité des appareils pour toutes les mesures, J_p : 5, 10 ou 15 mA U_p: 300 V U_g: 3 V
Réseau $J_p = f(U_p)$ à U_g = cte.

On prendra:
$U_g = -3, -2{,}5, -2, -1{,}5, -1, -0{,}5$ et 0 volts
$U_p = U_a$ variant de 20 à 300 V (de 40 en 40 volts)
Apprécier le cut-off pour $U_a = 100$ V

Le réseau $J_p = f(U_g)$ pour U_p = cte sera tracé en partant du réseau $J_p = f(U_p)$.

Les deux réseaux seront tracés soigneusement sur la même feuille de papier millimètre. (Fig. II-1-2) pliée en 2; échelles:

U_p: 1 cm — 20 V
U_g: 3 cm — 1 V
J_p: 1 cm — 0,25 mA

Avant de couper le chauffage du tube débrancher U_a

b) Tracer l'allure des valeurs moyennes des coefficients ρ, μ et S_s en fonction de J_p; ρ et S_s seront appréciés graphiquement et on prendra $\mu = \rho \cdot S_s$.

Pour apprécier ρ on se servira de $J_p = f(U_p)$ pour $U_g = -1$ volt; pour apprécier S_s on retrouvera les points correspondants dans le réseau $J_p = f(U_g)$ sur la verticale $U_g = -1$ volt (en interpolant s'il y a lieu).

La zone comprise entre 1,5 et 5 mA est sensiblement linéaire de sorte qu'il suffira d'évaluer les constantes pour un point (J_p=2,5 mA par exemple). Pour apprécier l'allure des coefficients entre 0,1 et 1,5 mA les évaleur, par exemple, pour $J_p = 0{,}25$ et 1 mA.

c) Autour d'un point figuratif $U_{g0} = -1$ V et $J_{p0} = 2{,}5$ mA vérifier la relation $\mu \Delta U_g \simeq -\Delta U_p + \rho \cdot \Delta J_p$ en donnant un accroissement de 0,5 V à U_g et en prenant pour ΔU_p successivement 0 — 20 et 40 V. Interpoler s'il y a lieu; indiquer l'écart en %.

d) Caractéristique dynamique

On prendra $U_a = 260$ V = cte. $R_p = 30$ kΩ, 2 W (mesurer la valeur exacte de la résistance employée). Tracer sur le graphique des réseaux relevés la droite de charge et la caractéristique dynamique déduite graphiquement.

Réaliser le schéma de la Fig. II-2-1, relever la caractéristique dynamique expérimentalement et la reporter sur le graphique des réseaux (couleur différente si possible); comparer les deux courbes (la courbe relevée directement et la courbe déduite). Interpréter l'écart s'il y a lieu.

Autour du point $U_{g0} = -1$ V. vérifier la relation:

$$\mu \cdot \Delta U_g \simeq (R_p + \rho) \cdot \Delta J_p$$

en donnant un accroissement de 0,5 V à U_g et en relevant ΔJ_p sur le graphique; écart en %.

Calculer et relever sur le graphique $S_{\text{dynamique}}$; déterminer l'écart en %. (zone linéaire).

e) Calculer R_K permettant de polariser le tube à -1 V, choisir parmi les valeurs disponibles la plus rapprochée et apprécier la polarisation réelle que l'on obtiendra en considérant la caractéristique dynamique et la droite $J_p = \dfrac{1}{R_{K\text{utilisée}}} \cdot U_g$. Prédéterminer le nouveau point de repos et vérifier expérimentalement; déterminer l'écart en %.

CHAPITRE III

Oscilloscope cathodique
Oscillographie

§ III - 1. Tube cathodique. Réalisation d'un faisceau filiforme

Pour visualiser (oscilloscopie) et pour enregistrer (oscillographie) le déroulement des phénomènes rapides on a utilisé tout d'abord des appareils électro-mécaniques construits d'après le principe du galvanomètre à cadre avec un équipage mobile très léger. Toutefois l'inertie de ces équipages limite leur emploi à des fréquences de l'ordre de 5000 Hz. Pour étudier des phénomènes plus rapides il faut avoir recours au faisceau électronique du *tube cathodique* qui permet de dépasser des fréquences très élevées de l'ordre de 100 mégahertz.

Certaines formes de milieux réfringents (lentilles) permettent d'obtenir en un point déterminé de l'espace l'image d'une source lumineuse.

De même, certaines formes de champs électrostatiques jouent vis à vis des faisceaux d'électrons le rôle des «lentilles» et permettent de réaliser l'image d'une source d'électrons. On montre que le chemin suivi par un électron se déplaçant dans un champ électrostatique est analogue au parcours d'un rayon lumineux à travers un milieu *d'indice variable d'une façon continue.*

Comme dans une triode à vide le faisceau électronique est obtenu par l'émission thermo-électronique (cathode chauffée) et son intensité est commandée par la polarisation de la grille. La tension anodique est *fixe* et assez élevée pour obtenir de grandes vitesses des électrons (de l'ordre de 1000 V dans les appareils courants).

Au départ de la cathode (Fig. III-1-1) le faisceau est divergent et pour le rendre sensiblement cylindrique (et très fin, presque filiforme) on crée un champ électrostatique approprié en installant une *seconde anode* à tension *réglable* (de l'ordre de 250 volts, par exemple) que l'on appelle: «*anode de concentration*» réservant à l'anode principale portée à un potentiel très élevé le nom de «*l'anode d'accélération*».

C'est le champ résultant, bien entendu, qui accélère les électrons et imprime sa forme au faisceau, qui, devenu très dense et très fin, frappe l'écran *luminescent* du tube et rend visible le point d'impact appelé «*spot*».

L'énergie cinétique du faisceau se transforme ainsi partiellement, au moment du choc, en énergie lumineuse.

Comme l'indique la figure III-1-1 la cathode est entourée par une électrode cylindrique («grille» appelée *Wehnelt*) et le faisceau électronique s'échappe par un petit trou du Wehnelt (trou, qui constitue le premier «diaphragme»).

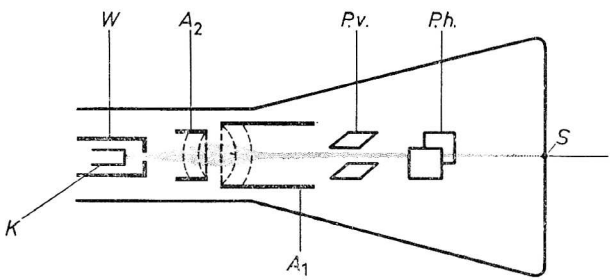


Fig. III-1-1. Tube cathodique.
K - cathode, *W* - Wehnelt, A_2 - anode de concentration (250 volts environ - réglable), A_1 - anode d'accélération (1000 volts environ - fixe), *P.v* et *P.h.* - plaques de travail verticales et horizontales, *S* - spot. En pointillé - les équipotentielles.

Le bouton «Luminosité» (ou «Brillance» suivant les appareils) commande l'intensité du faisceau par la polarisation du Wehnelt. Le bouton «Concentration» règle la tension de «l'anode de concentration» c'est à dire la *forme des lignes de force* (avant tout) et de ce fait *la convergence* de la lentille électrostatique constituée par les deux anodes.

§ III - 2. Oscillographe

Dans la partie du tube (côté écran) où le faisceau est devenu horizontal et rectiligne on interpose 2 paires de plaques (Fig. III-2-1) faisant passer le faisceau entre deux plans horizontaux et puis entre deux plans verticaux. Une différence de potentiel appliquée entre les plaques parallèles crée un champ dont les lignes de forces sont parallèles, normales aux plaques et analogues à celles de la pesanteur.

Comme le montre la figure III-2-1 l'électron animé d'une vitesse élevée

et arrivant dans un champ normal à sa trajectoire se comporte comme en obus sortant d'un canon. Sa trajectoire rectiligne se raccorde par un arc de parabole à un nouveau tronçon rectiligne aboutissant à l'écran et on s'arrange pour que le déplacement du spot soit proportionnel à la différence de potentiel appliquée aux plaques.

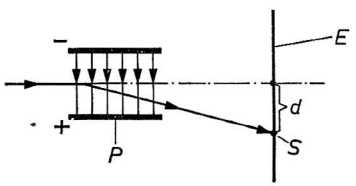


Fig. III-2-1. *E* - écran, *d* - déplacement du spot, *S* - spot, *P* - plaques de travail.

Il est ainsi possible de déplacer le spot verticalement et horizontalement (suivant les coordonnées *XX* et *YY* Fig. III-3-1) par des tensions appliquées aux plans horizontaux (appelés «*plaques verticales*») et aux plans verticaux (appelés «*plaques horizontales*»).

Le faisceau électronique ayant une inertie extrêmement faible et l'action sur le faisceau s'effectuant par l'intermédiaire d'un champ électrique, l'appareil se prête à l'étude des phénomènes très rapides. D'autre part, les tensions qui attaquent les plaques ne débitent pratiquement pas et l'utilisation de l'appareil peut être étendue à l'étude des phénomènes qui mettent en jeu de très faibles puissances et des sources à grande impédance interne.

Les tensions dont on dispose pour l'attaque des plaques d'oscillographe sont souvent très faibles et l'appareil contient couramment un amplificateur «vertical» et souvent un autre «horizontal».

Comme nous le verrons plus loin l'appareil contient aussi une source de tension dite «*de balayage*» pour l'étude du déroulement des phénomènes dans le temps.

§ III - 3. Etude de l'allure $y = f(x)$ quand y et x sont des fonctions périodiques du temps. Mesure de déphasage, comparaison des fréquences

Une tension continue appliquée aux plaques déplace le spot suivant les axes *XX* ou *YY* (Fig. III-3-1) vers le haut ou vers le bas, à gauche ou à droite suivant la polarité. On appelle «sensibilité» le déplacement du spot en *mm* par volt appliqué aux plaques.

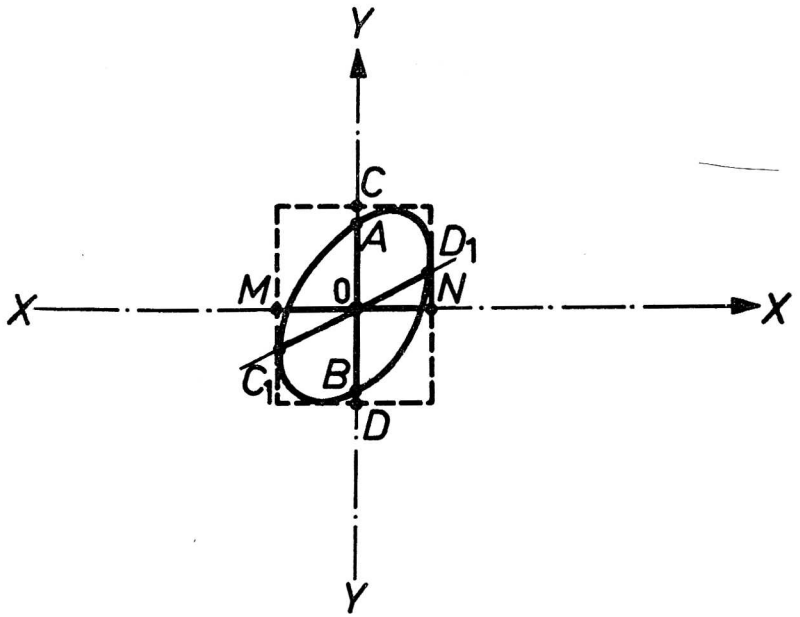


Fig. III-3-1.

Une tension continue réglable fournie par l'alimentation de l'appareil permet de «cadrer» ainsi le spot (voir Fig. III-5-3); boutons «cadrage vertical» et «cadrage horizontal».

En manoeuvrant les boutons de cadrage plaçons le spot au centre de l'écran (origine 0 de notre système d'axes $XX - YY$; Fig. III-3-1). Appliquons ensuite aux plaques verticales une tension périodique $v(t)$; nous verrons le spot décrire un segment de droite CD correspondant à la valeur dite «crête à crête» de la tension appliquée.

Si la tension est sinusoïdale à fréquence industrielle $v = V_m \sin \omega t$ nous verrons sur l'écran un segment $CD = 2V_m$.

Si nous appliquons une tension sinusoïdale aux plaques verticales et une autre tension sinusoïdale à la même fréquence et en phase aux plaques horizontales:

$$y = a \sin \omega t$$

$$\text{et } x = b \sin \omega t$$

nous verrons sur l'écran $y = f(x) = x \cdot a/b$ c'est à dire un segment de droite passant par 0 et incliné (comme C_1D_1 Fig. III-3-1).

Appliquons maintenant aux plaques horizontales $x(t) = a \sin \omega t$ (1) et aux plaques verticales $y(t) = b \sin (\omega t + \phi)$ (2).

Le spot décrira $y = f(x)$ qui sera une ellipse, les relations (1) et (2) étant des équations paramétriques de l'ellipse, qui sera inscrite dans un rectangle dont les cotés seront égaux respectivement à $2a$ et $2b$.

Si nous remarquons qu'à $t = 0$ $x(0) = 0$ et $y(0) = b \sin \phi = OA$ nous pourrons écrire $\sin \phi = \dfrac{AB}{CD}$ et mesurer ainsi le déphasage entre les deux tensions.

Lorsqu'on attaque les 2 paires de plaques par des tensions sinusoïdales de fréquence f_x et f_y le spot trace une figure mouvante qui s'incrit dans un rectangle et que l'on appelle: «figure de Lissajous».

Si le rapport entre les fréquences est le rapport de 2 nombres entiers on obtient une figure fermée (aussi stable que l'est le rapport des fréquences).

Soit «p» le nombre des points de contact avec la tangente horizontale et «q» avec la tangente verticale; on démontre que:

$$\frac{f_x}{f_y} = \frac{p}{q}.$$

Il est ainsi possible de mesurer une fréquence inconnue quand on dispose d'un générateur *BF* étalonné à fréquence réglable (d'une façon continue).

Le procédé le plus simple (et le plus sûr) est la recherche de l'ellipse indiquant l'identité des fréquences.

§ III - 4. Etude du déroulement dans le temps d'un phénomène périodique $y = f(t)$

Pour que le spot visualise la variation *dans le temps* d'une tension périodique $y = f(t)$ il faut appliquer cette dernière aux plaques verticales *YY*, les plaques *XX* étant attaquées par une tension proportionnelle au temps de forme $X = K \cdot t$. Comme l'écran est petit et les fréquences élevées, pour voir l'allure d'une ou de plusieurs périodes il faut laisser revenir le spot à son point de départ (après une ou plusieurs périodes) et superposer très exactement les images obtenues. L'allure de la tension qu'il faudra appliquer aux plaques horizontales sera celle des dents de scie (Fig. III-4-1); Proportionnelle au temps elle devra s'annuler périodiquement (et brusquement) à

la fréquence de la tension étudiée (et l'on verra une période) ou à une fréquence qui devra être en sous-multiple exact de la fréquence étudiée (et l'on verra plusieurs périodes).

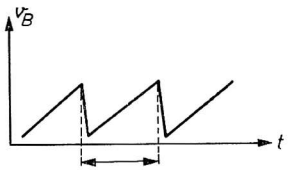


Fig. III-4-1. v_B - tension de balayage.

Les oscillographes courants contiennent une telle source de tension appelée «*tension de balayage*» à fréquence réglable; un cavalier ou un commutateur permettent de la brancher aux plaques *XX*.

Comme la fréquence de cette tension obtenue par oscillation de relaxation (voir chapitre XIII) n'est pas stable, ce qui déplace l'image, on la synchronise (bouton de synchronisation) pour la rendre plus ou moins fixe.

§ III - 5. Travaux pratiques

La première consigne à respecter: *ne pas laisser le spot immobile.*

Les réglages préliminaires:
Consulter la notice de l'appareil utilisé. Brancher la tension de balayage aux plaques *XX*, brancher l'appareil au réseau et fermer le bouton «Marche».

Régler la *finesse* du trait horizontal, qui apparaîtra si la fréquence de balayage est suffisamment grande, en manoeuvrant les boutons «Luminosité» (Wehnelt) et «Concentration».

Ne pas trop pousser la brillance (sauf éventuellement pour une prise de photo); le trait doit être fin, net et normalement visible. Relever la sensibilité des plaques en appliquant des tensions sinusoïdales directement aux plaques *XX* et *YY* (si cela est possible; lire la suite en «$A - a$» de ce paragraphe avant de procéder à cette mesure).

Pour appliquer des tensions aux plaques *XX* (directement ou en passant par l'amplificateur horizontal *H*) on débranchera auparavant, bien entendu, la tension de balayage.

Il ne faudra pas oublier que l'oscillographe, comme tous les appareils de mesure, peut aussi modifier les grandeurs et même le phénomène que l'on étudie.

En particulier les amplificateurs H et V dits «de mesure» ne doivent théoriquement ni déformer ni déphaser dans la bande d'utilisation mais, pratiquement, ils ne possèdent pas tous cette qualité.

A. Visualisation de $y = f(x)$, y et x étant des fonctions périodiques

a) *Mesure de déphasage de deux fonctions sinusoïdales*

Réaliser le schéma Fig. III-5-1 permettant de faire varier le déphasage du courant par rapport à la tension V_{AT} de l'ordre de 20 à 50 volts. Pour mesurer ce déphasage il faut appliquer V_{AT} aux plaques horizontales, par exemple, et ensuite disposer d'une tension en phase avec le courant pour l'appliquer aux plaques YY. La tension V_{BT} prise aux bornes de la résistance R est en phase avec le courant.

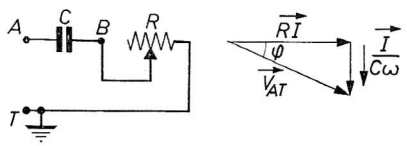


Fig. III-5-1. $v_{AT} = V_m \sin\omega t$, $i = I_m \sin(\omega t + \varphi)$

Les alimentations des équipements électroniques ont habituellement leur «$-HT$» reliée au chassis (que l'on met souvent à la terre); dans les oscillographes c'est l'anode d'accélération ($+HT$ du tube cathodique) qui est reliée au chassis (mis à la terre très souvent).

En général (Fig. III-5-2) on relie une plaque horizontale et une plaque verticale au chassis et on attaque les autres plaques par rapport au chassis (par rapport au potentiel du chassis qui est nul s'il est mis à la terre).

Dans le cas (habituel) du schéma de la Fig. III-5-2 l'attaque directe des plaques doit se faire à travers des capacité (on peut utiliser 0,5 ou 0,25 μF par exemple) pour ne pas modifier, par le branchement des «sources» étudiées, les tensions continues de support des plaques X_2 ou Y_2 par rapport au chassis (c'est à dire pour ne pas modifier le *cadrage* du spot qui pourrait être déplacé en dehors de l'écran). Les résistances du diviseur de tension et des potentiomètres de cadrage sont en général très importantes par rapport aux résistances internes des sources que l'on étudie.

Pour mesurer correctement le déphasage, il est préférable d'attaquer les plaques directement sans passer par les amplificateurs V et H qui peuvent introduire un déphasage supplémentaire. On peut le vérifier d'ailleurs en appliquant aux amplificateurs les mêmes tensions en phase. Si le spot décrit

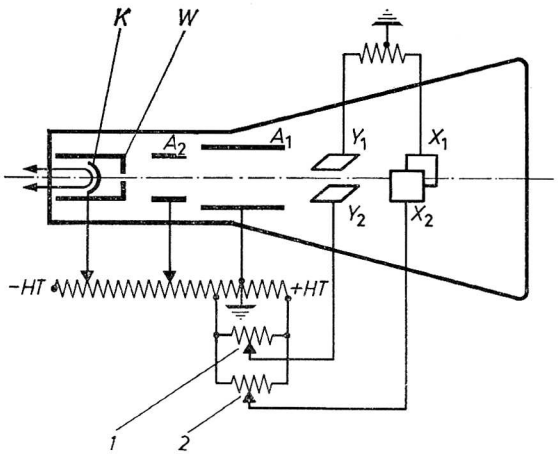


Fig. III-5-2. K - cathode, W - Wehnelt, A_2 - anode de concentration, 1 - cadrage verticale, 2 - cadrage horizontal.

une droite les amplificateurs ne déphasent pas (ou déphasent de la même façon ce qui est rare, ou bien l'un déphase par rapport à l'autre de 180°) s'il décrit une ellipse, il y a déphasage et la mesure sera erronée.

La mesure de déphasage par l'ellipse de Lissajous a une portée bien limitée car elle ne donne que la valeur absolue du sinus et il n'est pas toujours facile de déterminer dans quel quadrant du cercle trigonométrique on se trouve. Voir éventuellement: «mesure de déphasage par modulation du Wehnelt» au § VII-4 de l'ouvrage cité en 1ère page.

Pour réaliser le schéma de la Fig. III-5-1, on peut prendre la tension directement au réseau lumière, mais alors il faut repérer »la phase mise à la terre« qui deviendra la borne T. Si on utilise un auto-transformateur à curseur il faut également repérer la borne commune à laquelle sera branchée la phase «mise à la terre» (borne T).

On peut aussi utiliser le secondaire d'un petit transformateur $110/2\times20$ (commode pour les montages sur table et que nous avons déjà signalé à propos des manipulations au chapitre I).

On prendra $C = 0{,}25$ μF et R de l'ordre de 10 k.ohms de façon à avoir AB et CD dans un rapport de l'ordre de 2 à 3 ou 1 à 2, par exemple. Mesurer le déphasage par l'ellipse de Lissajous.

Vérifier la valeur de sin ϕ par le diagramme de Fresnel: $\sin\phi = \dfrac{V_{AB}}{V_{AT}}$ (schéma de la Fig. III-5-1).

b) Mesurer la fréquence du réseau en utilisant un générateur BF étalonné; visualiser les figures de Lissajous en réglant la fréquence du BF à 100, 75 et 150 Hz et vérifier la relation: $\frac{f_x}{f_y} = \frac{p}{q}$.

c) *Trace d'un cycle d'hystérésis:* $B = f(H)$.
En utilisant le petit transformateur (110/2×20) ou un transformateur d'alimentation courant, réaliser le schéma de la Fig. III-5-3. Dans le cas d'un

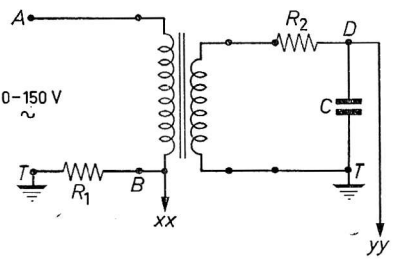


Fig. III-5-3.

transformateur 110/2×20 volts alimenté au primaire par un auto-transformateur à curseur 0 à 150 volts on prendra:

$R_1 = 50$ ohms, 2 watts. $R_2 = 1$ MΩ.
$C = 0{,}25$ ou $0{,}5$ μF.

Soient i_1 — courant primaire, i_2 — courant secondaire, e_2 — force électromotrice induite au secondaire par la variation du flux primaire (le secondaire étant pratiquement à circuit ouvert étant donné la forte résistance de 1 MΩ).

La trés faible résistance R_1 nous permet d'obtenir une tension proportionnelle au champ sans modifier pratiquement le courant à vide et $i_1 \simeq i_0$ avec $H = \frac{4\pi n_1}{10} i_1$.

Nous avons aussi $v_{BT} = K_1 H$.

K_1, K_2, K_3 ... des constantes.

Au secondaire: $e_2 = -K_2 \frac{d\phi}{dt}$ et $\phi = K_3 \int e_2 \, dt$ avec $B = K_4 \int e_2 \, dt$.

D'autre part $e_2(t) = R_2 \, i_2(t) + \frac{1}{c} \int i_2(t) \, dt$.

Au secondaire les tensions et les courants sont périodiques et le terme fondamental est à 50 Hz.

Nous avons pour ce terme:

$$\vec{E}_2 = R_2 \vec{I}_2 - j \frac{1}{c\omega} \vec{I}_2.$$

Si $R_2 \gg \frac{1}{c\omega}$ avec $\omega = 2\pi \cdot 50$ nous pouvons écrire $I_2 \simeq \frac{E_2}{R_2}$ et $i_2 \simeq \frac{e_2}{R_2}$

$$v_{DT} \simeq \frac{1}{R_2 C} \int e_2 \, dt .$$

Cela sera vrai pour les harmoniques (avec beaucoup plus de précision encore puisque nous avons 2ω, 3ω . . . au lieu de ω) de sorte que nous pourrons écrire pour v_{DT}:

$$v_{DT} \simeq \frac{1}{RC} \int e_2 \, dt = K_5 B .$$

En appliquant aux plaques YY la tension $v_{DT} = K_5 . B$ et aux plaques XX: $v_{BT} = K_1 . H$ nous verrons le spot décrire le cycle d'hystérésis $B = f(H)$. Commencer par une tension V_{AT} assez faible et pousser jusqu'à 150 volts (saturation).

En passant par les amplificateurs V et H et en réglant leurs niveaux d'entrée on peut modifier à volonté les échelles de B et de H et donner l'allure courante au cycle tracé.

B. Visualisation du déroulement des phénomènes périodiques dans le temps $y = f(t)$.

On branchera aux plaques XX la tension de balayage; les plaques YY étant attaquées (directement ou par l'intermédiaire de l'amplificateur V) par la tension traduisant la grandeur étudiée.

On visualisera la forme du courant redressé (monovalve ou bivalve) sans capacité ni filtre et ensuite avec capacité seule, filtre en L et filtre en π.

Réaliser les schémas et prendre les valeurs des §§ I-5 (d, et e); visualiser les tensions v_{KT}.

Voir au § III-5-A-a la façon de brancher la source par rapport au chassis de l'oscillographe.

Relever les oscillogrammes.

Même travail en réalisant les schémas des figures I-4-1 et I-4-2 (visualiser v_{ST}, bien entendu).

Nota. Si le branchement des tensions v_{KT} ou v_{ST} est effectué à travers une capacité (on peut prendre 0,25 ou 0,5 μF) seule la résiduelle sera appliquée aux plaques. Dans le cas du branchement direct il faut veiller à ce que la tension importante de support ne déplace pas le spot en dehors de l'écran.

CHAPITRE IV

Amplification

§ IV - 1. Fonction d'amplification. Gain en régime harmonique établi; charge complexe et distorsion linéaire. Distorsion non linéaire

Considérons un tube triode alimenté par U_a, polarisé par U_g, chargé par R_p (comme au § II-3 Fig. II-3-1) et qui, attaqué par $\vec{V}_g$, délivre $\vec{V}_p = -R_p \cdot \vec{I}_p$.

On appelle «Gain» du tube l'expression complexe:

$$\vec{G} = \frac{\vec{V}_p}{\vec{V}_g}.$$

En tirant $\vec{I}_p$ de l'équation caractéristique il vient dans le cas d'une charge ohmique R_p:

$$|G| = \mu \frac{1}{1 + \rho/R_p}. \qquad (1)$$

On peut exprimer le gain en fonction de la pente (§ II-2)

$$|G| = R_p \cdot \frac{I_p}{V_g} = R_p \cdot S_d = R_p \cdot S_s \cdot \frac{1}{1 + R_p/\rho}$$

si $\rho \gg R_p \quad |G| \simeq R_p \cdot S_s$.

La relation (1) nous montre que le gain augmente avec R_p mais qu'il sera toujours inférieur à μ; comme nous le verrons plus loin le fonctionnement du tube *impose des limites à la valeur de* R_p.

Si la charge anodique est complexe, il est facile d'établir en partant de l'équation caractéristique (comme pour R_p):

$$\vec{G} = -\mu \frac{1}{1 + \rho/\vec{Z}_p} = G_r + j \cdot G_i = G \cdot e^{j\alpha}. \qquad (2)$$

Le gain sera une expression complexe comme l'impédance $\vec{Z}_p$ et, comme elle, il sera *fonction de la fréquence* et variera avec cette dernière en module (G) et en phase (α).

S'il s'agit d'un récepteur de son, la tension à amplifier est une *fonction périodique* qui, développée en série de Fourier, comprend n termes sinusoïdaux:

$$v_g(t) = \sum V_{mK} \sin (K\omega t + \alpha_K).$$

A chaque terme de l'ordre K, correspondra une impédance $\vec{Z}_K(K\omega)$ et un gain $\vec{G}_K(K\omega)$.

Les termes du développement de v_g ne seront pas amplifiés de la même façon et la forme du signal d'entrée ne sera pas conservée à la sortie; il y aura une déformation du signal que l'on appelle *distorsion linéaire* (ce qui veut dire que le signal non sinusoïdal est déformé par l'amplification bien que le tube fonctionne dans la zone linéaire où les coefficients ρ, s et μ *sont des constantes*). On appelle souvent cette distorsion: «distorsion de fréquence».

Quand il s'agit d'un récepteur de son, il est utile de connaître les variations du module G du gain en fonction de la fréquence; le graphique donnant $G = f(\omega)$ s'appelle «*courbe de réponse*». La tension $\vec{V}_g$ est souvent désignée par $\vec{V}_e$: *tension d'entrée* et la tension amplifiée $\vec{V}_p$ par $\vec{V}_s$: *tension de sortie*; $\vec{V}_e$ étant considérée comme «sollicitant» l'amplificateur de gain $\vec{G}$ qui délivre en réponse $\vec{V}_s = \vec{G} \cdot \vec{V}_e$.

Pour tracer $G = f(\omega)$ en régime harmonique établi on exprime généralement le module du gain en «*décibels*» et on le trace en fonction du *logarithme de la pulsation.*

Le «*décibel*» (1/10 de «bel») a été crée pour les besoins de l'acoustique. Au rapport direct des gains dans la comparaison des récepteurs de son, on a préféré substituer le logarithme du rapport en s'inspirant de la loi de Fechner qui admet que «la sensation varie comme le logarithme de l'excitation». Dans le domaine du son l'excitation correspond à la puissance mise en jeu et on remplace ainsi, dans une certaine mesure, le rapport des causes par celui des effets (sensations).

Si les puissances à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur sont respectivement P_e et P_s on dit que l'amplificateur a un gain «en puissance» de

$$G_{\text{décibels}} = G_{\text{dB}} = 10 \log_{10} P_s/P_e.$$

On a étendu cette expression au rapport des tensions (soit au gain «en

tension») mais pour tenir compte du fait qu'à impédance égale les puissances sont dans le rapport des carrés des tensions, on a remplacé P_s/P_e par V_s^2/V_e^2 et *on est convenu* d'exprimer le gain «en tension» par:

$$G_{dB} = 20 \log_{10} V_s/V_e.$$

Pour couvrir plus facilement la bande sonore soit 30 à 20000 Hz environ on trace la courbe G dB en fonction du logarithme de la pulsation.

La figure IV-1-1 donne l'exemple d'une courbe de $G_{dB} = f(\log \omega)$; on indique habituellement sur l'axe des abscisses ($\log \omega$) les points correspondant aux fréquences 100, 1000, 10000 etc.

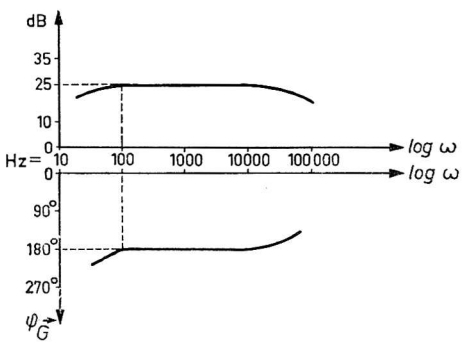


Fig. IV-1-1. Courbe de réponse (diagramme de gain): $G_{dB} = f(\log \omega)$ et diagramme de phase: $\varphi_{\overrightarrow{G}} = f(\log \omega)$.

La courbe de réponse nous montre que l'amplificateur correspondant a un gain constant entre 100 et 10000 Hz environ; on appelle souvent cet intervalle «bande passante». Cela signifie que tous les termes de la série de Fourier de fréquence comprise entre 100 et 10000 Hz seront amplifiés de la même façon: *il n'y aura pas de distorsion linéaire dans cet intervalle.*

La «*bande passante*» désigne aussi fréquemment l'intervalle où l'affaiblissement (par rapport à un niveau de référence considéré comme 0 dB) ne dépasse pas 3 dB (demi-puissance) ou 6 dB (demi-tension).

Si le point figuratif pénètre dans la *zone non linéaire* les coefficients «μ» «ρ» et «S» ne seront plus des constantes et le gain G dépendra de *l'amplitude* du signal d'entrée. Il en résultera une *déformation* du signal de sortie par rapport au signal d'entrée même sinusoïdal (*changement de forme en fonction du temps*) que l'on appelle *distorsion non linéaire* (voir chapitre IX).

§ IV - 2. Calcul d'un amplificateur de tension par triode à vide á charge anodique ohmique ou complexe en classe A

a) *Choix du tube et zone de fonctionnement possible*

Calculer un amplificateur de tension signifie souvent: choisir un tube et prédéterminer les grandeurs de support et les élements de circuit pour répondre au problème posé.

Il n'est pas possible, bien entendu, de donner une formule universelle pour le calcul d'un amplificateur, même le plus simple; le problème posé de même que les qualités exigées peuvent être très variés.

Les formules que nous avons établies (comme toutes les formules d'ailleurs) permettent de dégrossir le problème et il faut ensuite avoir recours aux réseaux des caractéristiques statiques (le réseau J_p, U_p suffit pour une triode) et étudier d'une façon plus précise le fonctionnement du tube.

Les constructeurs des tubes indiquent souvent les «conditions nominales» d'emploi mais dans certains cas (en particulier quand il ne s'agit pas d'un récepteur de son courant) ces renseignements présentent très peu d'intérêt.

Le cas le plus courant que nous étudions ci-dessous indiquera *la méthode à suivre.*

Quand il s'agit de réaliser un amplificateur de tension on connaît en général *la tension d'entrée* (ou les limites entre lesquelles elle pourra varier), le gain que l'on veut obtenir et la fréquence ou la bande de fréquence d'utilisation. En partant de ces données il faut choisir le tube, déterminer la charge et ensuite choisir les grandeurs de support (U_a et U_{g0}) de façon à ce que le tube *dure et conserve ses caractéristiques* tout en assurant l'amplification demandée avec la plus faible distorsion possible.

Si dans le cas d'un récepteur de son les conditions de *bonne conservation* du tube peuvent être considérées éventuellement comme secondaires, dans certains équipements électroniques ce point est *primordial* car il faut pouvoir compter sur le tube d'une façon *sûre*; le fonctionnement d'installations très importantes et souvent la sécurité des hommes en dépend.

La durée normale d'un tube récepteur actuel est de l'ordre de 10000 heures si le tube fonctionne dans les limites indiquées par le constructeur. Souvent pour plus de sécurité, on remplacera le tube après 5000 heures de fonctionnement et on pourra compter sur lui (sauf accidents imprévisibles).

Supposons que nous ayons un gain $|G|$ à réaliser et que la tension d'entrée soit V_e.

Nous considérons tout d'abord le cas de la charge anodique *ohmique* (schéma Fig. IV-2-1 R_p, résistance pure) et, en première approximation, nous ne nous occuperons pas de la fréquence; le gain $|G| = \mu \dfrac{R_p}{\rho + R_p}$ ne dépend pas de ω.

Dans le choix du tube récepteur, amplificateur de tension, il faudra donc considérer tout d'abord le facteur d'amplification «μ»; il devra être plus grand que G demandé (de l'ordre de 1,5 G à 2 G, par exemple).

Il faudra ensuite délimiter sur le réseau (J_p, U_p de préférence) la *zone de fonctionnement possible* en consultant *les valeurs limites à ne pas dépasser* que chaque constructeur indique:

Tension de l'anode $U_{a\ \max} =$

Puissance dissipée sur l'anode $W_{a\ \max} =$

Courant cathodique max: $J_{K\ \max} =$

Les valeurs limites ainsi indiquées pourraient être interpretées de différentes façons. Sauf dans le cas des tubes spéciaux, pour lesquels on peut demander directement au constructeur certaines garanties à propos d'un fontionnement bien déterminé, les feuilles des caractéristiques ne précisent pas s'il s'agit là de valeurs moyennes, efficaces ou de crête; cela ne serait guère facile.

Si l'on admet que ces limites correspondent aux essais de durée en *continu* (en fonctionnement statique, c'est à dire, à alimentation et à polarisation constantes et sans excitation de la grille de commande), cela n'autorise pas automatiquement un dépassement déterminé de ces limites, en valeur de crête, quand il s'agit d'un fonctionnement dynamique où, en plus des grandeurs constantes de support, d'autres grandeurs fonctions du temps prennent naissance.

En particulier, en ce qui concerne le courant émis par une cathode à oxyde de baryum, la valeur de ce courant doit être limitée non seulement du fait de la température moyenne à ne pas dépasser (qui est liée à la valeur efficace du courant) mais aussi du fait des modifications possibles de la matière émissive, modifications qui peuvent résulter des dépassements, même de courte durée, mais relativement importants. Nous allons adopter l'interprétation *la plus favorable* à la *bonne conservation du tube* car elle permet une marge confortable de sécurité tout en simplifiant le déroule-

ment de la première étude. Nous limiterons la zone de fonctionnement possible de façon à ce que les valeurs limites ne soient dépassées *à aucun moment.* La zone de fonctionnement dans laquelle pourra évoluer le point figuratif J_p, U_p sera limitée (Fig. IV-2-2):

1°. par la droite $J_p = J_{p\,\max}$ (comme nous le verrons plus loin $J_g = 0$ et $J_p = J_K$); cette limite permettra d'éviter une modification et une usure trop rapide de la matière émissive.

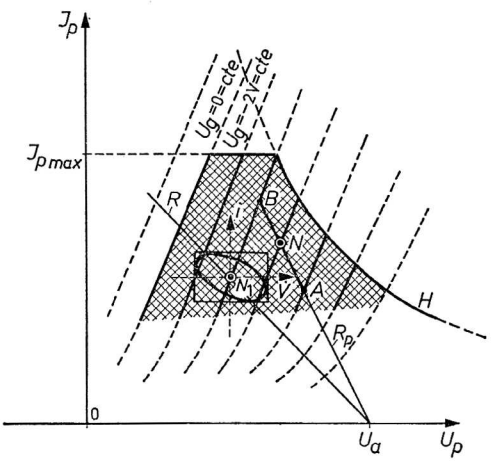


Fig. IV-2-1. Réseau Kellog: $J_p = f(U_p)$ à U_g = cte. H - hyperbole d'isopuissance maximum: $U_p.J_p = W_a$ max = cte.

2°. par l'hyperbole d'isopuissance maximum $U_p \cdot J_p \cdot = W_a$ maxi = cte. évitant l'échauffement nuisible de l'anode.

Dans les amplificateurs de tension on s'arrange pour que le courant grille $J_g = 0$; toutes les formules que nous avons établies *ne sont valables qu'à cette condition.* Certains tubes amplificateurs de tension ne sont pas construits pour fonctionner avec le courant grille qui peut alors endommager la grille. D'une façon générale l'apparition du courant grille entraîne une distorsion non linéaire; le courant plaque n'est plus égal au courant cathodique et la résistance interne grille-cathode n'est plus infinie.

Pour éviter l'apparition du courant grille le point figuratif ne devra pas dépasser *la caractéristique à* $U_g = 0$ qui délimitera à gauche la zone de fonctionnement (3°).

Enfin, (4°), pour éviter la *distorsion non linéaire et rester en classe A,* le point figuratif ne devra pas pénétrer dans la zone ou les caractéristiques statiques cessent d'être des droites parallèles et équidistantes (J_p faibles).

b) *Droite de charge, point de repos, lieu géométrique du point de fonctionnement, rendement*

Le constructeur du tube indique les valeurs de μ et de ρ dans la zone centrale et la formule:

$$|G| = \mu \cdot \frac{R_p}{R_p + \rho}$$

nous permettra de calculer R_p; pour conserver une marge nous prendrons une valeur supérieure de l'ordre de 20%, par exemple.

Pour ajuster exactement la tension de sortie V_s, s'il y a lieu, il sera facile de remplacer la résistance de grille r_g par un potentiomètre (ou par un potentiomètre de faible valeur en série avec une forte résistance, suivant la marge de réglage nécessaire et les caractéristiques de l'appareil fournissant V_e).

En prélevant une partie plus ou moins grande de V_e (Fig. II-4-2) on réglera ainsi *le niveau d'entrée* de l'amplificateur.

Il nous faudra ensuite tracer *la direction de la droite de charge* qui est déterminée par: $-1/R_p$.

Si la source d'alimentation U_a est imposée (elle ne doit pas dépasser la valeur limite indiquée par le constructeur) la position de la droite de charge sera fixée. On choisira alors U_{g_0} suivant l'importance de V_e de façon que le segment $V_e \cdot \sqrt{2}$, de part et d'autre *du point de repos* $N(J_{p_0}, U_{p_0})$ reste dans la zone délimitée; en effet *le lieu géométrique du point figuratif* i_p, v_p (appelé aussi «*point de fonctionnement*») *sera représenté par le segment AB situé sur la droite de charge* ($v_p = -R_p \cdot i_p$). Fig. IV-2-1.

Le choix de U_{g_0} déterminera la valeur de J_{p_0} (donnée par le réseau) et nous savons comment calculer R_K pour réaliser la polarisation automatique (§ II-4).

Le rendement joue un rôle tout à fait effacé tout au moins dans le cas des tubes récepteurs amplificateurs de tension; on le définit par:

$$\eta = \frac{V_p \cdot I_p}{J_{p_0} \cdot U_{p_0}}$$

ou $I_p \cdot V_p$ représente la puissance «*modulée*» (ou «utile» — mise en jeu en «alternatif» dans le récepteur R_p) et $J_{p_0} \cdot U_{p_0}$ représente la puissance fournie à la plaque par la source H.T.

Si nous remarquons que les valeurs $I_p \cdot \sqrt{2}$ et $V_p \sqrt{2}$ doivent être bien

inférieures respectivement à J_{p0} et U_{p0} pour que le tube travaille en classe A nous pourrions dire *qu'à la limite* (à partir de laquelle le courant plaque s'annulle pendant une partie de l'alternance négative de v_e et en supposant que les caractéristiques statiques sont des droites jusqu'à leur intersection avec l'axe de U_p):

$$\eta = \frac{\frac{U_{p_0}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{J_{p_0}}{\sqrt{2}}}{J_{p_0} \cdot U_{p_0}} = 0{,}5 .$$

En classe A, avec un tube réel, le rendement sera donc bien inférieur à 0,5; il sera de l'ordre de 0,25 si nous n'admettons pas de distorsion non linéaire.

La formule qui exprime la puissance utile $W_u = V_p \cdot I_p$ avec

$$I_p = \frac{\mu V_e}{R_p + \rho} \quad \text{et} \quad V_p = \frac{\mu V_e \cdot R_p}{R_p + \rho}$$

peut s'écrire

$$W_u = \frac{(\mu \cdot V_e)^2}{(\sqrt{R_p} + \rho/\sqrt{R_p})^2} .$$

Il est facile de montrer que pour *un tube donné* et V_e *donnée*, W_u et, *pour le point de support déterminé*, η sont maxima pour $R_p = \rho$; c'est en général pour R_p proche de ρ qu'il est facile de rester en classe A.

Les puissances mises en jeu dans ce genre d'amplificateurs étant faibles le problème de rendement est tout à fait secondaire. Ce qui compte avant tout ce sont les deux préoccupations essentielles: *réaliser le gain demandé* et faire travailler le tube *dans des conditions de bonne conservation et sans trop de distorsion.*

Comme nous le verrons plus loin, il est possible de travailler dans certaines conditions bien déterminées en débordant largement la zone linéaire vers les courants J_p faibles c'est à dire avec un rendement plus élevé tout en évitant la distorsion (voir § XII-3).

c) *Lieu géométrique du point figuratif* $i_p = \mathrm{f}(\mathrm{v}_p)$ *dans le cas d'une charge complexe; distorsion de phase*

Le point de repos (ou de support) J_{p0}, U_{p0} sera toujours déterminé par la *résistance en continu du récepteur.* Si la charge est constituée par une impédance complexe $\vec{Z}_p$ qui représente une résistance R pour une tension

continue appliquée à ses bornes, il faudra tracer une *droite de charge* correspondant à R pour choisir le point de support N_1 (Fig. IV-2-1).

En régime sinusoïdal établi, à une tension sinusoïdale V_e correspondra:

$$i_p = I_p \sqrt{2} \cdot \cos \omega t \tag{1}$$

et

$$v_p = V_p \sqrt{2} \cdot \cos (\omega t + \phi) \tag{2}$$

et *le lieu géométrique du point de fonctionnement* $v_p = f(i_p)$ *sera représenté par une ellipse* dont les équations paramétriques sont les relations (1) et (2). Cette ellipse sera inscrite dans un rectangle $2I_p\sqrt{2}$ et $2V_p\sqrt{2}$ et ϕ sera déterminé par l'expression de

$$\vec{Z}_p = A + jB; \quad \phi = \text{arc tg } B/A.$$

Connaissant le module de $\vec{G} = C + jD$ il nous sera facile de calculer

$$V_p = G \cdot V_e \quad \text{et} \quad I_p = \frac{V_p}{Z_p}.$$

Trés souvent l'emplacement du rectangle (Fig. IV-2-2) dans la zone de fonctionnement délimitée suffit largement mais l'on peut déteminer rapidement quelques points particuliers de l'ellipse pour connaître mieux son allure.

Ces points sont donnés par les intersections avec les axes v_p et i_p ayant N_1 comme origine [en calculant «ωt» tirés de $v_p(t) = 0$ et de $i_p(t) = 0$] ainsi que par les tangences verticales et horizontales («ωt» tirés de $v_p(t) = \pm V_p\sqrt{2}$ et $i_p(t) = \pm I_p\sqrt{2}$).

Si l'ellipse correspondant à la charge complexe se trouve dans la zone linéaire (classe A) *il n'y aura pas de distorsion non linéaire* puisque le gain ne dépendra pas de l'amplitude du signal d'entrée (μ, ρ et S sont des constantes). Certains confondent la «distorsion non linéaire» et le déphasage. Du fait du déphasage, aux mêmes valeurs de v_e (dans le temps) ne correspondront plus les mêmes valeurs de i_p et v_p, suivant que v_e croît ou décroît, mais, si v_e *est sinusoïdal,* i_p *et* v_p *resteront sinusoïdaux,* c'est à dire, *la forme dans le temps du signal sera conservée*.

Par contre, comme nous l'avons vu, le gain sera fonction de la fréquence et nous aurons une *distorsion linéaire* (voir § IV-1). Nous aurons également une «*distorsion de phase*».

A une charge *ohmique* (R_p) correspond, comme nous l'avons vu, un déphasage fixe de 180° entre la tension d'entrée et la tension de sortie. A une

charge complexe correspondra un déphasage fonction de la fréquence:

$\phi_{\vec{G}} = \text{arc tg } D/C$ si $\vec{G} = C + jD$ avec C et D fonctions de ω.

Ainsi les termes sinusoïdaux d'un *signal périodique* ne seront *ni amplifiés, ni déphasés* de la même façon et il y aura, en plus de la distorsion linéaire une distorsion de phase. Cette dernière n'est pas bien gênante dans les récepteurs de son mais elle peut avoir une importance très grande dans d'autres équipements (asservissement, correction de stabilité etc . . .). Le diagramme de gain (courbe de réponse) doit être souvent compléte par le *diagramme de phase:* $\phi_{\vec{G}} = f(\log \omega)$.

Dans tous les équipements d'ailleurs (y compris les récepteurs de son où les charges sont pratiquement ohmiques dans la bande d'utilisation) l'instabilité peut être favorisée par un déphasage apparaissant même très loin de la bande d'utilisation (voir l'ouvrage signalé en page 1).

d) *Résistance grille* r_g (dite «résistance de fuite») *et condensateur de liaison* C_L

Le tube amplificateur de tension s'insère souvent entre deux autres tubes et, d'une façon générale, on ne peut pas se désintéresser systématiquement de ce qui précède (ou attaque) le tube et de ce qui suit le tube (ou se branche aux bornes de sa charge).

Pour influencer le moins possible la charge du tube qui attaque le tube considéré et, d'une façon générale, pour réduire au minimum le débit de la source V_e qui attaque l'amplificateur, nous avons intérêt à adopter de fortes résistances r_g; toutefois, il ne faudra *pas dépasser la valeur* r_g *max. indiquée par le constructeur du tube.*

Si la tension d'entrée comporte une tension continue de support, il faudra prévoir un *condensateur de liaison* C_l (comme dans le schéma Fig. VI-1-1 représentant un amplificateur à 2 étages); ce condensateur devra être de qualité excellente (résistance de fuite pratiquement infinie — voir § XIV-1) pour ne pas modifier la polarisation continue de la grille attaquée.

Si la capacité de liaison n'est pas suffisamment grande par rapport à la résistance grille r_{g2}, elle peut entraîner une *distorsion linéaire et une distorsion de phase,* en particulier *aux basses fréquences.*

Considérons le circuit équivalent d'une triode à charge anodique ohmique attaquant un autre étage (fig. IV-2-2).

Si V_{A_1T} est la tension de sortie «V_{S_1}» c'est V_{G_2T} qui sera transmis au

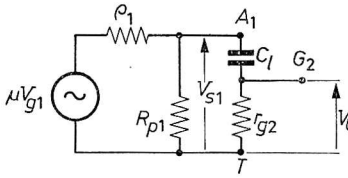


Fig. IV-2-2. $\vec{G} = \vec{V}_{S1}/\vec{V}_{g1}$ pour $r_{g2} \gg R_{p1}$; $G' = \vec{V}_{g2}/\vec{V}_{g1}$.

tube suivant et on écrira:

$$\frac{\vec{V}_{G_2T}}{\vec{V}_{S_1}} = \frac{r_{g_2}}{r_{g_2} + \dfrac{1}{\mathrm{j} \cdot C_{l_2}\omega}} = \frac{1}{1 + \dfrac{1}{\mathrm{j} \cdot r_{g_2} \cdot C_{l_2}\omega}}.$$

D'autre part, aux bornes de R_{p_1} sera branché l'ensemble de C_1 et r_g et la charge du tube devient Z_p avec

$$\frac{1}{\vec{Z}_p} = \frac{1}{R_{p_1}} + \frac{1}{r_{g_2} + \dfrac{1}{\mathrm{j} \cdot C_{l_2} \cdot \omega}}.$$

Toutefois, si $r_{g_2} \gg R_{p_1}$ (cas général), on pourra écrire $Z_p \simeq R_{p_1}$ quelle que soit la fréquence.

Pour une valeur déterminée de C_{l_2} mais à une fréquence *suffisamment élevée* ($r_{g_2} \cdot C_{l_2}\omega \gg 1$),

$$\vec{V}_{G_2T} \simeq \vec{V}_{S_1}.$$

Par contre, *aux basses fréquences*, V_{G_2T} peut être bien plus faible que V_{S_1}. Si nous posons

$$\frac{\vec{V}_{S_1}}{\vec{V}_{g_1}} = \vec{G} = \mu_1 \frac{R_{p_1}}{\rho_1 + R_{p_1}},$$

et $r_{g_2} \cdot C_{l_2} \cdot \omega = a$,

$$\vec{G}' = \frac{\vec{V}_{G_2T}}{\vec{V}_{g_1}} = \frac{\vec{V}_{S_1}}{\vec{V}_{g_1}} \cdot \frac{1}{1 + 1/\mathrm{j}a} = \vec{G}\frac{a}{1+a^2}(a + \mathrm{j});$$

G et G' désignant les modules:

$$G' = G \frac{1}{\sqrt{1 + 1/a^2}}$$

et si nous désignons par ϕ le déphasage de $\vec{G}'$ sur $\vec{G}$,

$$\text{arc tg } \phi = +\, 1/a; \; \phi_{\vec{G}'} > +\, 180°.$$

Le condensateur de liaison entraîne un abaissement relatif de la courbe de réponse *aux basses fréquences;* le circuit équivalent de la Fig. II-3-1 ne représente la réalité qu'en première approximation.

Cette première approximation est suffisante si l'on peut adopter une résistance de grille r_{g2} suffisamment importante par rapport à R_{p1} et une capacité de liaison suffisamment importante pour que sa capacitance soit négligeable devant r_g, même au début de la bande d'utilisation. Toutefois, une trop grande capacité et une trop grande résistance de grille constituent une forte constante de temps $r_g C_l$; le temps nécessaire pour charger (ou décharger) le condensateur C_l (à travers r_g) et pour transmettre ainsi le signal devient relativement important, d'où retard et déformations des signaux apparaissant brutalement.

Il sera donc parfois nécessaire d'accepter un compromis et d'évaluer la distorsion due au condensateur de liaison pour la corriger éventuellement (voir § V-2-c par exemple).

Nous verrons plus loin (§ VI-1) que dans un amplificateur par triodes d'autres éléments (capacités interélectrodes) entraînent une distorsion linéaire et une distorsion de phase aux fréquences élevées. L'exemple du § VI-4-a permettra d'apprécier l'importance des distorsions qui apparaissent ainsi aux deux extrémités de la bande d'utilisation.

§ IV - 3. Travaux pratiques et exercices

A. Réaliser le schéma de la Fig. II-3-1 en utilisant une des 2 triodes du tube 12AX7 étudié au par. II-5.

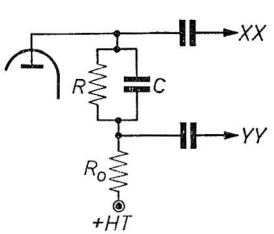


Fig. IV-3-1.

On prendra: $U_a = 260$ V, $U_{g0} = -1$ V, $R_p \simeq 30$ KΩ, $r_g = 0{,}5$ MΩ, $C_1 = C_2 \simeq 0{,}25$ μF.

En utilisant les réseaux tracés au par. II-5:

a) Délimiter la zone de fonctionnement en prenant: $J_{p\max} = 4$ mA et $W_{a\,\max} = 1$ watt (voir § IV-2).

b) Indiquer le point de repos, le lieu géométrique du point de fonctionnement pour $V_e = 0{,}3$ V et calculer le gain en considérant la valeur réelle de R_p utilisée.

c) Appliquer à la grille du tube une tension $V_e = 0{,}3$ V - 1000 Hz, mesurer V_S et indiquer la valeur expérimentale du gain; écart en %.

d) Visualiser la forme de V_e et la forme de V_S et vérifier que ces deux tensions sont en opposition de phase (figure de Lissajous à l'oscillographe ou oscillographe à deux voies).

e) Tracer expérimentalement la courbe de réponse de l'amplificateur $G_{dB} = f(\log \omega)$ pour $V_e = 0{,}3$ V; on notera les points pour f = 100, 400, 1000, 4000 et 10 000 Hz. Elle devrait être représentée sensiblement, par une droite horizontale; commenter les écarts s'il y a lieu. Echelles conseillées: 1 cm = 4 dB. 10 cm = log 10 avec f = 100 Hz à l'origine.

Nota. Le voltmètre mesurant V_S devra être prévu pour ces fréquences; les contrôleurs courants cessent d'être valables à partir de 3000 à 5000 Hz (voir § XIV-4).

f) En gardant le même point de repos ($U_a = 260$ V, $U_g = -1$ V, $R_p = 30$ KΩ) apprécier à partir de quelle valeur de V_e apparaîtra la distorsion non linéaire. Vérifier expérimentalement en visualisant l'allure de V_S, V_e variant de 0,3 à 1,5 V, 1000 Hz (mesures rapides à partir de $V_e = 1/\sqrt{2}$ volt).

g) Hachurer légèrement la zone que le point de repos ne devrait pas franchir pour assurer une amplification sans distorsion ($V_e = 0{,}3$ V, $U_a = 260$ V, $R_p = 30$ KΩ).

h) En consultant le réseau $J_p = f(U_p)$ (interpoler ou extrapoler légèrement si nécessaire), dites si l'on peut trouver un point de repos permettant d'admettre des tensions $V_e \geqslant 1{,}2$ volt. Dans l'affirmative indiquez le (U_a = ?, U_{g0} = ?) ainsi que la valeur maximum admissible pour V_e sans distorsion appréciable. Vérifiez expérimentalement (1000 Hz). $U_a \leqslant 300$ V.

k) Calculer R_p permettant d'augmenter le gain de 50% environ, choisir une résistance disponible la plus rapprochée et en consultant le réseau $J_p = f(U_p)$ apprécier rapidement le point de repos à fixer (U_a = ? ⩽ 300 volts, U_{g0} = ?) pour admettre $V_e = 0{,}3$ V sans distorsion avec la nouvelle charge (réelle). Réaliser le nouveau point de repos et vérifier expérimentalement la valeur de G et l'allure de V_S (1000 Hz).

l) Calculer R_K pour assurer une polarisation automatique. ($U_a = 260$ V, $U_{g0} = -1$ V, $R_p = 30$ K ohms). Choisir dans le matériel disponible la valeur la plus rapprochée et déterminer la valeur exacte de U_{g0}. Vérifier expérimentalement (schéma de la fig. II-4-1) la valeur de U_{g0} et le gain (1000 Hz).

Nota. Le condensateur électrolytique C_K (100 à 500 μF miniature) doit être branché *en respectant les polarités:* + (souvent de couleur rouge) à la cathode obligatoirement (voir chapitre XIV).

B. En utilisant le matériel de la manipulation précédente on remplacera la charge ohmique R_p par une charge complexe comprenant une résistance R de 60 kΩ, et une capacité de 0,005 μF en parallèle.

B1.

a) Indiquer le point de repos ($U_a = 260$ V, et $U_{g0} = -1$ V); indiquer la valeur de J_{p0}; attention: c'est la droite de charge en continu (correspondant à la résistance en continu du récepteur) qui détermine le point de repos N (§ IV-2-c).

b) Indiquer les expressions de:

$$\vec{Z_p}(\omega) = A + jB, \quad \phi_{\vec{Z}}(\omega) = \text{arc tg } B/A, \quad \vec{G}(\omega) = C + jD$$
$$\text{et} \quad \phi_{\vec{G}}(\omega) = \text{arc tg } D/C.$$

c) Indiquer sous forme d'un tableau les valeurs de A, B, C et D pour les fréquences: 100, 400, 1000 et 4000 Hz permettant de calculer rapidement et de tracer:

1) la courbe de réponse (ou «diagramme de gain»):

$$G_{dB} = f(\log \omega)$$

2) le diagramme de phase:

$$\phi_{\vec{G}} = \text{arc tg } D/C = f(\log \omega).$$

Prendre comme référence ($G_{dB} = 0$) le gain à 400 Hz et tracer les deux diagrammes sur le même graphique (en les décalant verticalement).

Echelles conseillées: 1 cm = 2 dB
1 cm = 30°
10 cm = 1 pour le log ω.

en prenant f = 100 à l'origine.

*B*2

Pour $V_e = 0{,}3$ V, 400 Hz:

a) Indiquer les valeurs de Z_p, $\phi_{\vec{Zp}}$, G, V_S et I_p.

b) Indiquer sur le réseau $J_p = f(U_p)$ l'allure du lieu géométrique du point figuratif soit $v_p = f(i_p)$ en prenant pour l'origine des axes (v_p, i_p) le point de repos et en considerant par période les points particuliers les plus rapides à déterminer (coupures avec les axes et tangences verticales et horizontales soit 2×4 points — voir § IV-2-b).

B 3

Constituer la charge anodique complexe comme indiqué plus haut, monter l'amplificateur à polarisation automatique (comme prévu à B 1) et vérifier expérimentalement: ($V_e = 0{,}3$ V = cte):

a) le point de repos prédéterminé,

b) le diagramme de gain (en le portant sur le graphique théorique — couleur différente si possible),

c) la phase ($\phi_{\vec{G}}$) à 400 Hz,

d) l'allure du lieu géométrique du point figuratif en le visualisant à l'oscillographe (voir nota plus bas),

e) la valeur de $\phi_{\vec{Z}}$ à 400 Hz.

Nota. Pour réaliser les mesures proposées en B 3 - *d* et *e* il faut disposer des tensions en phase avec $v_p(t)$ et $i_p(t)$; la tension en phase avec $i_p(t)$ peut être obtenue, par une faible résistance, de l'ordre de 500 ohms, insérée entre la charge complexe et +HT (voir schéma de la fig. IV-3-1). Si la capacité en tête de la HT utilisée est de l'ordre de 16 μF, par exemple, on peut la négliger devant 500 ohms et on peut prélever les tensions par rapport à la masse.

La tension représentant i_p étant relativement faible, il est nécessaire de faire travailler l'amplificateur de l'oscillographe à niveau d'entrée élevé. Certains réseaux subissent de faibles et *lentes* fluctuations qui se transmettent à travers la HT du tube étudié et il en résulte, à fort niveau d'entrée, un déplacement continuel de l'image. Pour éviter cette instabilité gênante il faut adjoindre à l'alimentation du tube un stabilisateur au néon (voir chap. XIII).

Il faut aussi soigner les liaisons entre le tube et l'oscillographe pour éviter l'influence des parasites extérieurs (voir chapitre XIV-4).

CHAPITRE V

Contre-réaction; principe de l'asservissement par contre-réaction, contre-réaction de tension, performances

§ V - 1. Chaîne directe, chaîne de retour, gain en boucle fermée

Soit une chaîne d'amplification de *gain réel* α sollicitée par une tension d'entrée V_e et délivrant une tension V_s à la sortie:

$$V_s = \alpha \cdot V_e. \quad \text{(Fig. V-1-1)}$$

Réalisons une liaison, dite chaîne de retour «β», entre la sortie S et l'entrée E de la chaîne «α» permettant d'appliquer à l'entrée conjointement *avec* V_e une tension $= -\beta \cdot V_s$; *en retranchant* de la sollicitation extérieure V_e une tension proportionnelle à la tension de sortie, nous réalisons une *contre-réaction* (dite aussi «réaction négative»). *La boucle fermée* comprenant les 2 chaînes «α» et «β» constitue un système asservi: l'action de la sollicitation extérieure est modifiée automatiquement en fonction de la réponse du système.

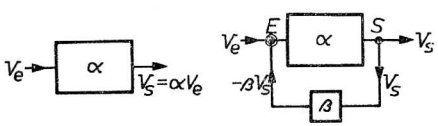


Fig. V-I-I.

Après la fermeture de la boucle, si la sollicitation extérieure est toujours V_e, la tension à la sortie S de la chaîne directe ne sera plus la même; appelons la V_s'.

En ce qui concerne *la chaîne directe* «α», nous sommes en présence à l'entrée E d'une tension d'attaque:

$$V_g = V_e - \beta V_s'$$

avec

$$V_s' = \alpha(V_e - \beta V_s').$$

Si nous considérons le système à boucle fermée, sollicité par V_e et délivrant

V_s', le gain en boucle fermée (c'est à dire le gain avec une *contre-réaction* de tension de taux «β») sera:

$$\alpha' = \frac{V_s'}{V_e} = \frac{\alpha}{1 + \alpha \cdot \beta}.$$

Le gain α' sera plus faible que le gain sans contre-réaction.

Si au lieu de retrancher $\beta \cdot V_s'$ de V_e nous l'ajoutons:

$$\alpha' = \frac{\alpha}{1 - \alpha \cdot \beta}$$

et on dit qu'il y a «réaction» ou réaction positive.

Le gain est plus grand; la formule n'est valable que pour $\alpha\beta < 1$. Pour $\alpha\beta \geqslant 1$, il y a instabilité; le système entre en oscillation auto-entretenue, ne peut pas remplir son rôle et risque même la destruction.

En régime sinusoïdal établi, si α et β sont complexes:

$$\vec{\alpha'} = \frac{\vec{\alpha}}{1 + \vec{\alpha} \cdot \vec{\beta}}.$$

Supposons que la chaîne de retour réalise une contre-réaction dans *une bande de fréquences déterminée* (c'est à dire qu'elle diminue, en module, la sollicitation extérieure);

$$\vec{\alpha'} = \frac{\vec{\alpha}}{1 + \vec{\alpha} \cdot \vec{\beta}}.$$

Il est possible qu'en dehors de cette bande de fréquences le produit $\vec{\alpha} \cdot \vec{\beta}$ devienne *réel* et *négatif* et la contre-réaction devienne une réaction:

$$\vec{\alpha'} = \frac{\vec{\alpha}}{1 - \alpha \cdot \beta}.$$

Si, pour une certaine fréquence $\vec{\alpha} \cdot \vec{\beta} = -1$, l'amplificateur devient instable et inutilisable, même si cette relation se réalise pour une fréquence qui se trouve tout à fait en dehors de la bande d'utilisation de l'amplificateur.

Par contre, on peut utiliser une réaction avec β complexe pour obtenir

une oscillation sinusoïdale entretenue: c'est le cas des générateurs BF du type *R*, *C*, par exemple.

Nota. La stabilité des amplificateurs à contre-réaction (critère de Nyquist) à été traitée dans l'ouvrage signalé en 1ère page.

§ V - 2. Contre-réaction de tension non sélective et constance relative de gain. Atténuation de la distorsion linéaire et de la distorsion de phase

Nous disons que la contre-réaction est *non sélective* quand la chaîne de contre-réaction est constituée par des résistances de sorte que «β» est pratiquement *une constante* (et ne dépend pas de ω).

La performance principale et *très recherchée* qu'apporte la contre-réaction de tension non sélective est une *constance relative de gain.*

Soit un amplificateur de tension (chaîne directe) de gain «$\vec{a}$»;
Sans contreréaction $\vec{V}_s = \vec{a} \cdot \vec{V}_e$ et

$$\frac{\mathrm{d}\vec{V}_s}{\vec{V}_s} = \frac{\mathrm{d}\vec{a}}{\vec{a}} \quad \text{si} \quad V_e = c^{te}.$$

Avec une contre-réaction de taux β, le nouveau gain $\vec{a}'$ sera plus faible mais, si $\vec{a}$ varie ($V_e = c^{te}$ et $\beta = c^{te}$);

$$V_s' = V_e \cdot \frac{\vec{a}}{1 + \vec{a} \cdot \beta}$$

$$\mathrm{d}\vec{V}_s' = \vec{V}_e \frac{(1 + \vec{a} \cdot \beta)\,\mathrm{d}\vec{a} - \vec{a} \cdot \beta \cdot \mathrm{d}\vec{a}}{(1 + \vec{a} \cdot \beta)^2} = \vec{V}_e \frac{\mathrm{d}\vec{a}}{(1 + \vec{a} \cdot \beta)^2}$$

$$\frac{\mathrm{d}V_s'}{V_s'} = \frac{\mathrm{d}\vec{a}}{\vec{a}} \cdot \frac{1}{1 + \vec{a} \cdot \beta} \quad \text{et} \quad \frac{\mathrm{d}\vec{a}'}{\vec{a}'} = \frac{\mathrm{d}\vec{a}}{\vec{a}} \cdot \frac{1}{1 + \vec{a} \cdot \beta}.$$

La variation relative de la tension de sortie, si $\vec{a}$ varie est divisée par $1 + \vec{a} \cdot \beta$.

En passant aux accroissements finis *suffisamment faibles:*

$$\frac{\Delta a'}{a'} \simeq \frac{\Delta a}{a} \cdot \frac{1}{1 + a \cdot \beta}.$$

Pour des écarts $\Delta\alpha = \alpha_1 - \alpha_2$ plus importants la formule reste valable à condition de prendre α_2 pour calculer l'atténuation si l'on rapporte $\Delta\alpha$ à α_1. En effet:

$$\text{soit} \quad \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{\alpha_1} = \gamma \quad \text{et} \quad \frac{\alpha_1' - \alpha_2'}{\alpha_1'} = \gamma'$$

$$\gamma' = \frac{\dfrac{\alpha_1}{1 + \alpha_1\beta} - \dfrac{\alpha_2}{1 + \alpha_2\beta}}{\dfrac{\alpha_1}{1 + \alpha_1\beta}} = \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{\alpha_1} \cdot \frac{1}{1 + \alpha_2\beta} = \gamma \cdot \frac{1}{1 + \alpha_2\beta}.$$

Si $\alpha \cdot \beta$ est suffisamment grand devant 1, $\alpha' \simeq 1/\beta$ et le gain en boucle fermée reste sensiblement constant (dans la mesure où β reste constant).

Comme le montre la formule générale, la constance de gain est améliorée quelles que soient les raisons de la variation de α: modification des éléments de circuit de la chaîne directe, variations des tensions de support, vieillissement des tubes, c'est-à-dire, changement de leurs caractéristiques etc. Cette performance est obtenue par une baisse de gain mais l'on peut toujours adjoindre un étage pour compenser la baisse et nous verrons au chapitre XI que l'opération se solde, en définitive, par un bénéfice considérable sur le plan de la fidélité et de la stabilité en particulier.

a) *Distorsion linéaire*

Le calcul de l'atténuation de la distorsion linéaire est direct puisque la variation relative du gain est divisée par $1 + \vec{\alpha} \cdot \beta$. L'importance de cette atténuation ne peut pas échapper dans tous les cas où on désire réaliser une courbe de réponse horizontale.

Une charge ohmique en classe *A* donnerait une courbe de réponse parfaitement horizontale s'il n'y avait pas de liaisons parasites qui transforment souvent la charge ohmique en charge complexe aux deux extrémités de la bande d'utilisation. Nous avons vu l'influence de la capacité de liaison qui abaisse le gain aux faibles fréquences; nous verrons que les capacités parasites inter-électrodes abaissent le gain aux fréquences élevées (§ IV-1). Nous verrons aussi (chapitre X) que le transformateur de sortie abaisse le gain aux deux extrémités de la bande d'utilisation.

b) *Distorsion de phase*

L'atténuation de déphasage entre la tension de sortie et la tension d'entrée peut être calculée rapidement.

Soit $\vec{\alpha} = a + jb$ le gain de la chaîne directe;

$$\phi_{\vec{\alpha}} = \text{arc tg } b/a.$$

En boucle fermée (amplificateur à contre-réaction de taux β)

$$\vec{\alpha'} = \frac{a + jb}{1 + \beta(a + jb)} = \frac{a + jb}{(1 + \beta a) + j\beta b} =$$

$$= \frac{1}{(1 + a\beta)^2 + b^2\beta^2} \{[\, a + \beta(a^2 + b^2)] + jb\}.$$

$$\phi_{\vec{\alpha'}} = \text{arc tg } \frac{b}{a + \beta(a^2 + b^2)}.$$

Si, pour les récepteurs de son, comme nous l'avons déjà dit, le déphasage n'est pas très gênant, il joue par contre un rôle très important dans les chaînes d'asservissement et de correction de la stabilité.

c) *Contre-réaction sélective*

Si la chaîne de retour est constituée par un ensemble de résistances et de capacités, par exemple, «β» sera complexe et l'atténuation du gain sera fonction de la fréquence. Cela permet de modifier la courbe de réponse en baissant le gain davantage dans une certaine bande de fréquences, ce qui relève automatiquement le gain de la bande voisine par rapport à la première. Cela permet aussi de modifier d'une certaine façon le déphasage dans une bande de fréquences déterminée.

La contre-réaction sélective peut être employée avec succès, dans les amplificateurs qui constituent les chaînes d'asservissement et de correction de la stabilité. On l'emploie également dans les récepteurs de son pour relever les extrémités de la courbe de réponse par rapport à la bande passante; elle est souvent réglable et on l'appelle «contre-réaction compensée», car elle est destinée à compenser les effets de la réception en renforçant les aigus et les graves.

§ V - 3. Impédance d'entrée et impédance interne d'un amplificateur à contre-réaction de tension; charge cathodique

a) *L'impédance d'entrée* $\vec{Z}_e = \dfrac{\partial \vec{V}_e}{\partial \vec{I}_e}$ est pratiquement égale à $\dfrac{\Delta \vec{V}_e}{\Delta \vec{I}_e}$ et, pour une sollicitation V_e suffisamment faible à $\vec{V}_e/\vec{I}_e$ (au point considéré).

Soit, pour un amplificateur sans contre-réaction, c'est-à-dire, pour la chaîne directe «α»:

$$\frac{\vec{V}_e}{\vec{Z}_e} = \vec{I}_e \quad \text{et} \quad \vec{V}_s = \vec{\alpha} \cdot \vec{V}_e .$$

Pour un système à boucle fermée et pour la même sollicitation extérieure V_e nous retrouvons à l'entrée de la chaîne directe une tension:

$$\vec{V}_e' = \vec{V}_e - \vec{\beta} \cdot \vec{V}_s' \quad \text{avec} \quad \vec{V}_s' = \vec{\alpha}' \cdot \vec{V}_e \quad \text{et} \quad \vec{\alpha}' = \frac{\vec{\alpha}}{1 + \vec{\alpha} \cdot \vec{\beta}}$$

d'où

$$\vec{V}_e' = \vec{V}_e \left[1 - \frac{\vec{\alpha} \cdot \vec{\beta}}{1 + \vec{\alpha} \cdot \vec{\beta}} \right] = \vec{V}_e \frac{1}{1 + \vec{\alpha} \cdot \vec{\beta}} .$$

Le courant débité sera:

$$I_e' = \frac{\vec{V}_e'}{\vec{Z}_e} = \frac{\vec{V}_e}{\vec{Z}_e (1 + \vec{\alpha} \cdot \vec{\beta})} .$$

Pour la sollicitation extérieure V_e (source V_e) tout se passera comme si *l'impédance était multipliée* par $1 + \vec{\alpha} \cdot \vec{\beta}$.

b) *L'impédance interne* (ou «de sortie» $\vec{Z}_i = \dfrac{\partial \vec{V}_s}{\partial \vec{I}_s}$ est pratiquement égale à $\dfrac{\Delta \vec{V}_s}{\Delta \vec{I}_s}$ pour une variation suffisamment faible de la charge (au point considéré).

On peut définir l'impédance interne d'un système comme «*vue des bornes de sortie*» et l'impédance d'entrée comme «*vue des bornes d'entrée*».

Dans le cas d'un système *linéaire* (ou dans la zone que l'on peut considérer comme linéaire autour du point de fontionnement déterminé) l'expression de l'impédance interne peut être confondue avec celle que donne le théorème de Thévenin (voir § XIV-6) en faisant le rapport de *la tension à vide au courant en court-circuit du système.*

En effet (Fig. XIV-6-1), en court-circuit (les bornes 1 et 2 reliées directement sans passer par Z qui est la charge extérieure du système) $E = Z_i \cdot I_{cc}$.

Si V_{e0} est la sollicitation extérieure nécessaire pour réaliser un courant de court-circuit égal au courant normal $= I_{cc}$ et, si cette tension V_e donne à vide (les bornes de sortie débranchées) une tension V_{s0} à la sortie,

$$\vec{Z}_i = \frac{\vec{V}_{s0}}{\vec{I}_{cc}}$$

pour la chaîne directe avec $\vec{V}_{s0} = \vec{\alpha}_0 \cdot \vec{V}_e$ où α_0 *est le gain à vide.*

Avec la contre-réaction de taux β:

1° $\vec{V}_{e0}$ sollicitant le système en court-circuit ($V_s = 0$), nous aurons toujours le même courant I_{cc}($\beta V_s = 0$ et il n'y a pas de contre-réaction.)

2° V_{e0} sollicitant le même système à vide

$$\vec{V}_{s0} = \vec{V}_{e0} \frac{\vec{\alpha}_0}{1 + \vec{\alpha}_0 \cdot \vec{\beta}} = \frac{\vec{V}_{s0}}{1 + \vec{\alpha}_0 \cdot \vec{\beta}}$$

et

$$Z_i' = \frac{\vec{V}_{s0}'}{\vec{I}_{cc}} = \frac{\vec{V}_{s0}}{\vec{I}_{cc}} \cdot \frac{1}{1 + \vec{\alpha}_0 \cdot \vec{\beta}} = \frac{\vec{Z}_i}{1 + \vec{\alpha}_0 \cdot \vec{\beta}}$$

La contre-réaction de tension permet une diminution de l'impédance interne dans le rapport de 1 sur $1 + \vec{\alpha}_0 \cdot \vec{\beta}$.

Nous verrons au § XI la qualité importante qui en résulte pour le dernier étage d'un récepteur de son.

D'une façon générale, on a souvent intérêt à disposer des maillons à forte impédance d'entrée et à faible impédance interne; l'amplificateur à contre-réaction de tension peut être employé avec succès comme adaptateur d'impédances.

Les amplificateurs dits «de mesure» (destinés aux voltmètres électroni-

ques, oscillographes etc . . .) doivent avoir une impédance d'entrée très élevée par rapport aux impédances aux bornes desquelles la tension est à mesurer ou à prélever.

Pour effectuer la mesure (il faut bien aboutir le plus souvent à un cadre mobile) on a intérêt à ce que l'impédance interne de l'amplificateur soit la plus faible possible, car il s'agira en fin de compte de mesurer la force électromotrice d'une source et la lecture sera d'autant plus précise que l'impédance interne de la source sera plus faible (voir exemple numérique au paragraphe suivant).

c) *Charge cathodique* (dite «cathode Follower»).

Au lieu de placer le récepteur R entre la plaque et +H.T. (charge anodique) plaçons le entre la cathode et la masse (reliée, comme avant, à —HT) voir Fig. V-3-1.

On appelle souvent ce montage: «*plaque à la masse*»; en alternatif, la plaque est effectivement à la masse.

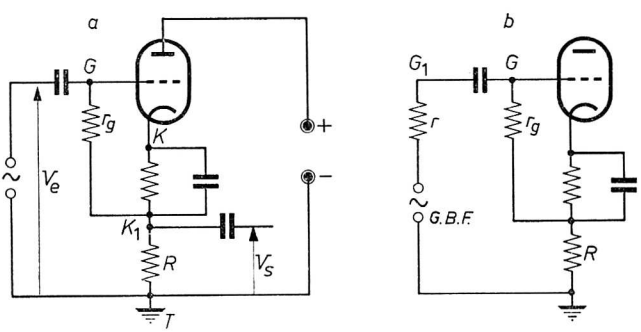


Fig. V-3-1. Charge cathodique.

Pour assurer une polarisation automatique de la grille par rapport à la cathode, il faut relier la résistance de fuite r_g non pas à la masse mais, comme le montre le schéma de la Fig. V-3-1, au point K_1. La tension d'attaque sera appliquée, comme toujours, par rapport à la masse et la tension de sortie sera prélevée aux bornes de la charge R entre K_1 et la masse.

Nous avons ainsi:

$$V_{GT} = V_e \quad \text{et} \quad V_{K_1T} = V_s.$$

La tension qui attaque *la grille* de notre tube *par rapport* à la cathode:

$$V_g = V_{GK} = V_e - V_s.$$

Nous réalisons ainsi une *contre-réaction «totale»* de taux $\beta = 1$;

$$\alpha' = \frac{V_s}{V_e} \simeq \frac{\alpha}{1 + \alpha}$$

ou α est le gain correspondant à la charge anodique R (voir nota au § V-4-C).

Pour «α» suffisamment grand devant 1, le gain est sensiblement égal à 1 (légèrement inférieur à 1) et la tension de sortie est en phase avec la tension d'entrée (ces tensions étant prises par rapport à la terre).

La charge cathodique permet de réaliser un excellent adaptateur d'impédances puisque son impédance d'entrée sera multipliée par $\alpha + 1$ et son impédance interne sera divisée par $\alpha + 1$.

On peut montrer que l'impédance interne dans un tel montage sera sensiblement égale à l'inverse de la pente statique S (si $\mu \gg 1$ et R de l'ordre de ρ).

En appliquant *le théorème de Thévenin* (voir Fig. XIV-6-3) au circuit équivalent d'un tube à charge anodique R (et en considérant qu'une impédance extérieure Z peut être branchée aux bornes de sortie 1 et 2 du système) nous avons:

$$Z_i = \frac{R\rho}{R + \rho}$$

avec ρ désignant la résistance interne du tube,

$$E' = \mu V_e \cdot \frac{R}{R + \rho} \quad \text{et} \quad \alpha = \mu \cdot \frac{R}{R + \rho}.$$

Pour l'amplificateur à charge cathodique, nous écrirons ($C \cdot R$ de tension avec $\beta = 1$)

$$Z_i \simeq \frac{R\rho}{R + \rho} \cdot \frac{1}{1 + \alpha} = \frac{R \cdot \rho}{R + \rho + \mu R} = \frac{1}{1/\rho + 1/R + S} \simeq \frac{1}{S} \quad \text{si} \quad \frac{1}{\rho} + \frac{1}{R}$$

est négligable devant la pente statique S.

Si nous ne disposons que d'un voltmètre du type «contrôleur universel», même de très bonne qualité (20.000 ohms par volt), il ne nous sera pas possible souvent de mesurer les tensions aux bornes des impédances de l'ordre de 100 kΩ.

S'il s'agit de mesurer une tension de l'ordre de quelques volts aux bornes d'unc charge anodique de 100.000 ohms, la sensibilité «10 volts» de notre contrôleur correspondant à 200.000 ohms, le branchement d'un tel voltmètre modifiera complètement la charge du tube et la mesure ne sera pas possible.

Si entre la sortie du tube étudié et le même voltmètre nous intercalons un tube à charge cathodique la mesure devient non seulement possible, mais souvent suffisamment précise pour négliger les corrections habituelles.

A faible fréquence, l'impédance d'entrée d'un tube se ramène pratiquement à la résistance de grille r_g. A fréquence élévée et pour une triode en particulier, comme nous le verions au paragraphe suivant, l'impédance d'entrée devient complexe et son module baisse beaucoup; une contre-réaction de tension peut améliorer d'une façon notable la liaison entre étages.

Dans le cas de la charge accordée (voir § VII-2), la contre-réaction de l'étage suivant peut améliorer le gain et la sélectivité.

§ V - 4. Travaux pratiques et exercices

a) *Contre-réaction non sélective sur un tube; atténuation de la distorsion linéaire et de la distorsion de phase*

Reprendre le schéma de la 12 AX 7 (du chapitre IV) montée en amplificateur à charge anodique ohmique $U_a \simeq 260$ V, $U_{g0} \simeq -1$ polarisation automatique, $R_p \simeq 30$ kΩ.

Pour constituer la chaîne de contre-réaction, le générateur BF sera branché comme sur le schéma de la Fig. V-4-1. On prendra r_1 et r_g de l'ordre de 250 kΩ. La plaque sera reliée à la grille (à travers une capacité de l'ordre de 0,25 μF) par une résistance $r \simeq 1$ MΩ. La chaîne comprenant $r \simeq 1$ MΩ

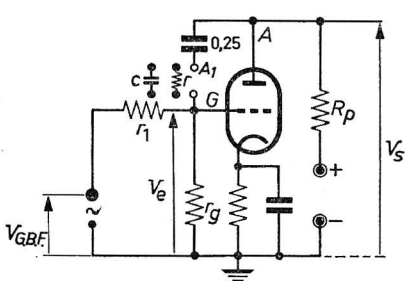


Fig. V-4-1.

et l'ensemble des 2 résistances r_1 et r_g en parrallèle (la résistance interne d'un générateur BF courant de sensibilité 0,1 à 1 volt est de l'ordre de quelques ohms et l'on peut la négliger devant 250 kΩ) permet de transmettre à la grille G (soit à l'entrée de la chaîne directe α) une fraction de la tension de sortie qui *est en opposition de phase* avec V_e. On réalise ainsi une contre-réaction de tension de β de l'ordre de 0,11.

On admettra pour la sollicitation extérieure V_e: 0,3 V à 1000 Hz et on négligera la capacité de 0,25 μF devant 1 MΩ. La sollicitation extérieure ne représentera qu'une partie (moitié environ) de la tension du générateur BF; *il faudra la régler et la mesurer en G (à la grille) à boucle ouverte (en enlevant la résistance de 1 MΩ, par exemple).*

Voir nota «§ a-b» à la fin du chapitre. Dans tous les exercices de ce paragraphe, c'est *la tension à la grille en l'absence de la tension de retour* qui sera considérée comme signal d'entrée; il faudra la régler pour chaque point relevé.

1. Mesurer le gain sans contre-réaction (α) pour

$$R_p \simeq 30 \text{ k}\Omega \quad \text{et puis} \quad R_p \simeq 50 \text{ k}\Omega.$$

Calculer β. Prédéterminer, en partant de α mesuré, les gains avec la contre-réaction et la variation relative du gain quand on passe de $R_p = 30$ kΩ à $R_p = 50$ kΩ sans et avec la contre-réaction. Vérifier expérimentalement; ndiquer les écarts en %.

2. Remplacer la charge ohmique par une charge complexe comme au § IV-3-B. Mesurer le gain à 400 Hz, puis à 4000 Hz sans contre-réaction et prédéterminer l'atténuation de la distorsion linéaire et de la distorsion de phase apportée par la contre-réaction. Vérifier expérimentalement l'atténuation de la distorsion linéaire; écart en %. Si la mesure de phase présente des difficultés (voir éventuellement Nota 3 au § VII-4 de l'ouvrage signalé en 1ère page) on peut se contenter de prédéterminer les rapports α_2/α_1 et les vérifier expérimentalement.

b) *Contre-réaction sélective sur un tube*

1. Réaliser le même montage qu'en «*a*» mais remplacer la résistance de 1 MΩ par une capacité de 150 pF environ. Indiquer l'expression de $\vec{\beta}$ La charge anodique restant ohmique ($R_p = 30$ kΩ) prédéterminer la courbe de réponse de l'amplificateur à contre-réaction (3 points: 250, 1000 et 4000 Hz). Vérifier expérimentalement.

2. En gardant toujours la même charge anodique ohmique ($R_p = 30$ kΩ) modifier la chaîne de contre-réaction de la façon suivante:

entre G et A_1 de nouveau 1 MΩ;

à la place de r_1 (entre le générateur BF et la grille) une capacité de 500 pF environ.

Indiquer l'expression de $\vec{\beta}$. Prédéterminer la courbe de réponse (3 points: 250, 1000 et 4000 Hz); vérifier expérimentalement.

3. En gardant $R_p = 30$ kΩ constituer la chaîne de contre-réaction de la façon suivante:

— entre G et A: une résistance de 1 MΩ avec une capacité de 150 pF en série.

— à la place de r_1: une capacité de 500 pF

— prendre pour r_g: 250 KΩ.

Indiquer l'expression de $\vec{\beta}$. Prédéterminer la courbe de réponse (3 points: 250, 1000 et 4000 Hz). Vérifier expérimentalement.

Dans tous les cas envisagés ci dessus il faudra régler, pour chaque point relevé (pour chaque fréquence), la tension *à la grille du tube* $V_g = 0{,}3$ V = cte (à boucle ouverte — voir aussi nota «a-b» à la fin du chapitre — voltmètre à trés grande résistance interne).

La chaîne (3) permet d'abaisser le gain des fréquences médianes (appelées aussi «médium») par rapport aux extrémités; elle permet ainsi de «creuser le médium» pour renforcer les graves et les aigus.

Pour pouvoir illustrer le principe de cette correction en n'employant qu'un seul tube nous *considérons comme tension d'attaque*, celle qui arrive à la grille en l'absence de la tension de retour et nous sommes obligés ainsi de régler la tension du générateur BF pour chaque fréquence. Bien entendu, en réalité, on dispose d'une *tension d'attaque déterminée* et c'est par rapport à cette tension qu'il faut considérer la tension de sortie et le gain de la boucle fermée. Pratiquement, on réalise de telles contre-réactions sur plusieurs étages et on sépare le circuit d'attaque (apportant V_e à la grille) de la chaîne de contre-réaction. On insère, le plus souvent, la tension de retour entre la cathode et la masse (voir chap. XI) par une résistance de l'ordre de R_k polarisant le tube.

Dans le cas d'un seul tube cela n'est pas pratique, mais l'on peut toujours ajouter un adaptateur d'impédances qui autorise une chaîne de retour d'impédance relativement faible et permet ainsi de séparer les circuits.

Ajoutons qu'en remplaçant les résistances fixes de la chaîne de retour par des éléments variables, on peut réaliser une correction réglable.

c) *Résistance de polarisation sans capacité aux bornes*

L'absence de la capacité aux bornes de R_k introduit une légère contre-réaction d'intensité.

Dans le schèma de la Fig. II-4-1 enlever C_k, calculer le nouveau gain (en *partant de la valeur mésurée* avec C_k c'est-à-dire sans contre-réaction) et vérifier expérimentalement ($V_e = 0{,}3$ V — 1000 Hz).

Nota. On ne peut pas, bien entendu, appliquer directement la formule établie plus haut pour une contre-réaction de tension.
D'après la definition le gain en tension $= V_s/V_e$.

Dans nos montages V_e et V_s sont pris (jusqu'à présent) par rapport à la masse; la formule:

$$\vec{G} = -\mu \frac{\vec{Z_p}}{\rho + \vec{Z_p}}$$

a été établie en considérant *les tensions par rapport à la cathode* et cette dernière n'est à la masse, en alternatif, qu'avec C_k suffisamment grand par rapport à R_k.

Exprimer α (avec C_k) et le gain α' sans C_k et montrer qu'en désignant $R_k/R_p = \beta$, on peut employer pratiquement (pour $\mu \gg 1$), en partant de α (sans C.R.), la formule établie pour la contre-réaction de tension de taux β.

d) *Charge cathodique*

Le gain du tube à charge cathodique étant de l'ordre de 1 (légèrement inférieur à 1), sa qualité essentielle est de constituer un excellent *adaptateur d'impédances;*

$$Z_i' = Z_{K1-T} \quad \text{et} \quad Z_e' \simeq Z_{GT} \qquad \text{(voir Fig. V-3-1).}$$

L'appréciation expérimentale de l'impédance interne (dite aussi «de sortie») peut s'inspirer du théorème de Thévenin (voir § XIV-6).

On considère le tube chargé par R et excité par V_g comme une source de force électromotrice:

$$\mu \cdot V_g \cdot \frac{R}{\rho + R} = V_{s0}$$

(tension de sortie, «à vide»)

et de résistance interne $\quad Z_i = \dfrac{\rho \cdot R}{R + \rho}$.

Il suffira de «charger» cette source par une résistance R_1 étalonnée (de l'ordre de 2 fois la valeur de Z_i prédéterminée, par exemple, pour ne pas déplacer trop la zone de fonctionnement, même si l'on croît travailler dans la région linéaire); on la branchera en parallèle aux bornes de R, comme nous avons branché Z sur la Fig. XIV-6-3.

Nous pouvons écrire: $V_{s0} = (Z_i + R_1) \cdot I$,
I étant le courant dans la résistance R_1.

Nous mesurerons V_{s0} (tube chargé par R sans R_1)

et $V_1 = R_1 I$ (tube chargé par R avec R_1 en parallèle),

d'où $$Z_i = \frac{V_{s0} - V_1}{V_1} \cdot R_1 .$$

Si nous employons le tube 12AX7 (étudié précédemment) avec des éléments de circuit de valeur normale, la mesure de l'impédance d'entrée, à charge cathodique, exige des appareils et des méthodes qui sortent du cadre de notre exposé.

En effet, aux fréquences faibles, l'effet de la capacité «grille-plaque» étant négligeable (*voir* § *VI-1*), l'impédance d'entrée se ramène pratiquement à la résistance de grille r_g. Si cette dernière est de l'ordre de 1 MΩ, la charge de l'ordre de 50 kΩ et le gain de l'ordre de 50, nous sommes en présence, à charge cathodique, d'une impédance d'entrée de l'ordre de 50 MΩ. L'impédance d'entrée d'un bon voltmètre électronique courant à faible fréquence étant de l'ordre de 1 à 4 MΩ, son branchement à la grille du tube modifie complètement les données du problème. Aux fréquences élevées, l'impédance d'entrée du tube diminue beaucoup, mais la capacitance d'entrée du voltmètre électronique aussi et leur rapport rend toujours la mesure délicate.

Mais, pour illustrer le problème, on peut se placer dans des conditions particulières pour rendre acceptable l'appréciation expérimentale de l'impédance d'entrée par une simple mesure de tension, tout en utilisant des appareils courants.

Il suffira d'opérer à faible fréquence (pour rendre la capacitance d'entrée du voltmètre la plus élevée possible) et d'adopter pour la résistance de grille r_g et pour la charge R du tube des valeurs suffisamment faibles de façon que la valeur de l'impédance d'entrée du tube Z_e, à charge cathodique, ne représente qu'une faible fraction de l'impédance d'entrée du voltmètre utilisé. On pourra alors attaquer le tube à travers une résistance étalonnée r

(de l'ordre de r_g, par exemple) et mesurer la chute de tension aux bornes de cette résistance pour apprécier le débit du générateur BF excitant le tube.

Dans le montage à charge cathodique (Fig. V-3-1), la grille du tube est portée à un potentiel continu ($= R \cdot J_0$) par rapport à la masse; il faudra donc intercaler entre r et la grille G du tube un condensateur de liaison de forte capacité devant la valeur des résistances r et r_g ($1/C\omega = 1$ à 2% de $r + r_g$, par exemple). Il faudra aussi, suivant le cas, tenir compte de la résistance interne ($\rho_{G.BF}$) du générateur BF.

Monter la triode 12 AX 7 étudiée auparavant. $U_a \simeq 250$ volts (stabilisée par tubes au néon, si possible). $R = 5000$ ohms. $R_k \simeq 600$ ohms et $C_k = 500$ μF (si possible), ce qui conduit à $U_{g0} \simeq -1{,}5$ volts environ.

On réglera le générateur BF *à vide* (*non branché*) à $V_e = 0{,}3$ V $=$ cte. à $f = 400$ Hz. $r_g = 0{,}5$ à 1 MΩ.

I) Appréciation expérimentale de Z_i.

A charge anodique: Vérifier les valeurs de ρ et S du tube dans la zone de fonctionnement. Brancher le générateur et vérifier que $V_g = V_e = 0{,}3$ V. (V_g étant mesurée à la grille du tube). Prédéterminer a (par le calcul). Mesurer V_s ($= V_{s0}$) et noter la valeur expérimentale de a (de l'ordre de 10); écart en $\%$. Vérifier la valeur de U_{g0}.

Brancher en parallèle aux bornes de R une résistance R_1 de l'ordre de 10.000 ohms (vérifier la valeur exacte au pont). Mesurer V_1. Indiquer la valeur expérimentale de Z_i; la valeur calculée de $Z_i = \dfrac{R \cdot \rho}{R + \rho}$. Indiquer l'écart en $\%$.

A charge cathodique. Réaliser le schéma de la Fig. V-3-1a.
La grille sera attaquée par le générateur BF à travers un condensateur au papier (0,25 μF suffit).

Prédéterminer le nouveau gain a'. Mesurer V_s' et indiquer a' expérimental; écart en $\%$.

Prédéterminer la valeur de $Z_i' = \dfrac{Z_i}{1 + a}$ (on prendra pour Z_i la valeur expérimentale).

Prendre pour R_1 une résistance de 1000 ohms environ; vérifier sa valeur exacte au pont.

Brancher R_1 en parallèle aux bornes de R et mesurer V_1. Indiquer la valeur expérimentale de Z_i'; écart en %.

II) Appréciation expérimentale de Z_e.

On prendra $r_g = r = 10.000$ ohms environ (vérifier les valeurs exactes au pont).

Soit $\rho_{G.BF}$ la résistance interne du générateur BF à la sensibilité utilisée; nous avons ainsi une source de tension de force électromotrice $V_e = 0{,}3$ volts et de résistance interne $\rho_0 = r + \rho_{G.BF}$ ($\simeq 10$ kΩ) débitant sur r_g qui constitue, pratiquement, l'impédance d'entrée du tube. On réglera toujours le générateur pour avoir *à vide* (*non branché*) 0,3 volt - 400 Hz. La valeur de r_g étant faible, le condensateur de liaison (entre r et la grille) devra être de l'ordre de 2 à 4 μF (au papier) — voir Fig. V-3-1-b. Pour mesurer V_g brancher le voltmètre en G_1.

A charge anodique:
Le débit du générateur sera prédéterminé en écrivant;

$$I_e = \frac{V_e}{\rho_0 + r_g} = \frac{0{,}3}{\rho_0 + r_g} \quad \text{avec} \quad Z_e = r_g .$$

Mesurer V_g et vérifier que $I_e = \dfrac{0{,}3 - V_g}{\rho_0}$.

Vérifier U_{g0} et α expérimental ($= V_s/V_g \simeq$ à la valeur trouvée précedemment)

A charge cathodique;
$Z_e' = Z_e(1 + \alpha)$ Prédéterminer la valeur de Z_e' en prenant pour Z_e la valeur de r_g et pour α le gain expérimental.

La force électromotrice $V_e = 0{,}3$ V du générateur débite maintenant dans un circuit comprenant ρ_0, Z_e' et aussi la résistance R (qui n'était pas dans ce circuit dans le montage à charge anodique).

Le nouveau débit prédéterminé sera:

$$I_e' = \frac{0{,}3}{\rho_0 + Z_e' + R} ;$$

indiquer sa valeur.

Mesurer V_g et en déduire $I_e' = \dfrac{0{,}3 - V_g}{\rho_0}$

$$Z_e' \text{ expérimentale} = \frac{0{,}3}{I \text{ exp}} - (\rho_0 + R); \quad \text{écart en } \%.$$

Nota «a-b»
La fermeture de la boucle modifie légèrement la sollicitation *extérieure* par rapport à celle qui existe à boucle ouverte. Il est possible de mesurer sa valeur exacte et de la régler exactement en fermant la boucle, le tube étant éteint (HT et *chauffage* de la cathode coupés).

La charge anodique varie aussi très légèrement; un calcul rapide permet d'apprécier, éventuellement, la correction à apporter; on peut la négliger si elle est de l'ordre de 2 ou 3%.

CHAPITRE VI

Tétrode, pentode et tétrode á faisceaux dirigés

§ VI - 1. Influence gênante des capacités parasites interélectrodes C_{GK} (capacité grille-cathode) et C_{GA} (capacité grille-anode) dans une triode; impédance d'entrée et distorsion aux fréquences élevées de la bande d'utilisation

Jusqu'à présent, nous avons considéré la grille comme *isolée* de la cathode à l'intérieur du tube (vide poussé, $J_g = 0$); en réalité, l'ensemble des 3 électrodes forme un double condensateur. Les capacités de ces condensateurs sont très faibles (de l'ordre de quelques pF soit 10^{-12} F); leur influence peut être négligeable en BF (en particulier en ce qui concerne C_{GK}) mais devient très importante en HF.

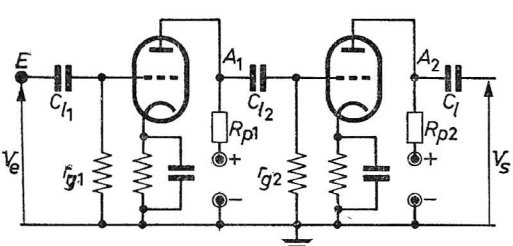


Fig. VI-1-1. Amplificateur de tension à 2 étages: $\vec{G} = \vec{V_s}/\vec{V_e}$.

La capacité parasite grille-anode, par le couplage entre l'entrée et la sortie qu'elle introduit, peut rendre instable («accrochage») le fonctionnement de l'amplificateur quelle que soit la bande d'utilisation.

Un calcul rapide permet de montrer l'influence gênante de cette capacité parasite, même en BF.

Considérons un amplificateur à 2 étages (Fig. VI-1-2-circuit équivalent sans tensions de support). En première approximation (dans la mesure où

on peut négliger C_{GK} et C_{GA}) seule la résistance grille r_{g2} se branche en parallèle aux bornes de la charge du premier tube et l'on peut choisir la capacité de liaison C_l pour que $1/C\omega \ll r_{g2}$ même pour les basses fréquences de la bande d'utilisation.

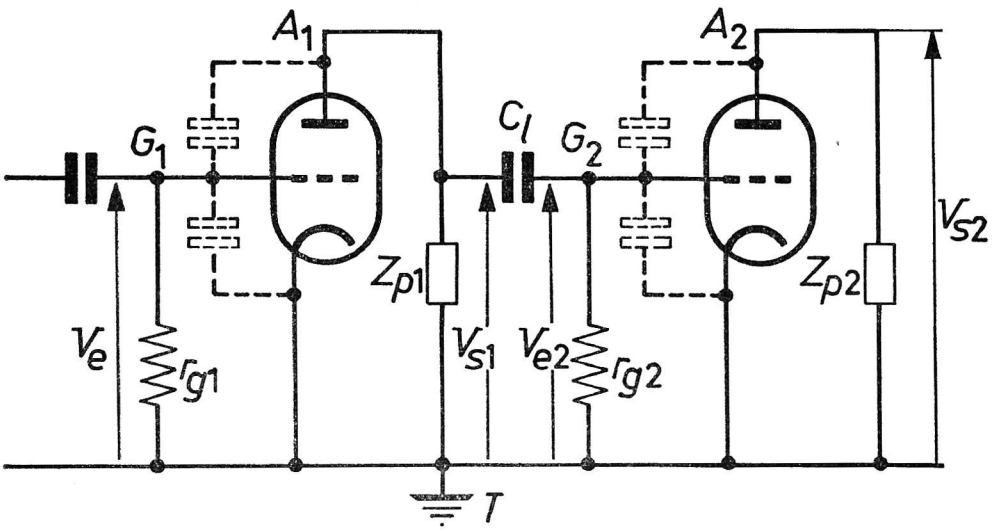


Fig. VI-1-2.

Mais en réalité, du fait des capacités parasites inter-électrodes, *l'impédance d'entrée* du 2ème tube ne se réduit pas à r_{g2}; il y a aussi deux dérivations, d'une part C_{G2K2} et d'autre part C_{G2A2} avec, en série, Z_p du 2ème tube. Le circuit équivalent de la Fig. II-3-1 n'est qu'une première approximation; il faut le compléter par les dérivations parasites comme sur la Fig. VI-1-3.

En négligeant C de liaison nous aurons pour le IIe tube:

$$\vec{V}_{s2} = \vec{G} \cdot V_{e2} = \vec{G} \cdot \vec{V}_{G2-T} \quad \text{et} \quad \vec{V}_{e2} = \vec{V}_{G2-A2} + \vec{V}_{A2-T}$$

$$\vec{V}_{e2} = \vec{V}_{G2A2} + \vec{G} \cdot V_{e2} \qquad \text{d'où} \qquad \vec{V}_{G2-A2} = \vec{V}_{e2}(1 - \vec{G})$$

Le courant dans la dérivation $G_2 - A_2 - T$ sera:

$$\vec{I} = \mathrm{j} \cdot C_{G2-A2} \cdot \omega \cdot \vec{V}_{e2}(1 - \vec{G}) .$$

Aux bornes d'entrée du tube nous trouvons une impédance:

$$\vec{Z} = \frac{\vec{V}_{e2}}{\vec{I}} = \frac{1}{\mathrm{j} \cdot C_{G2-A2}(1 - \vec{G}) \cdot \omega} .$$

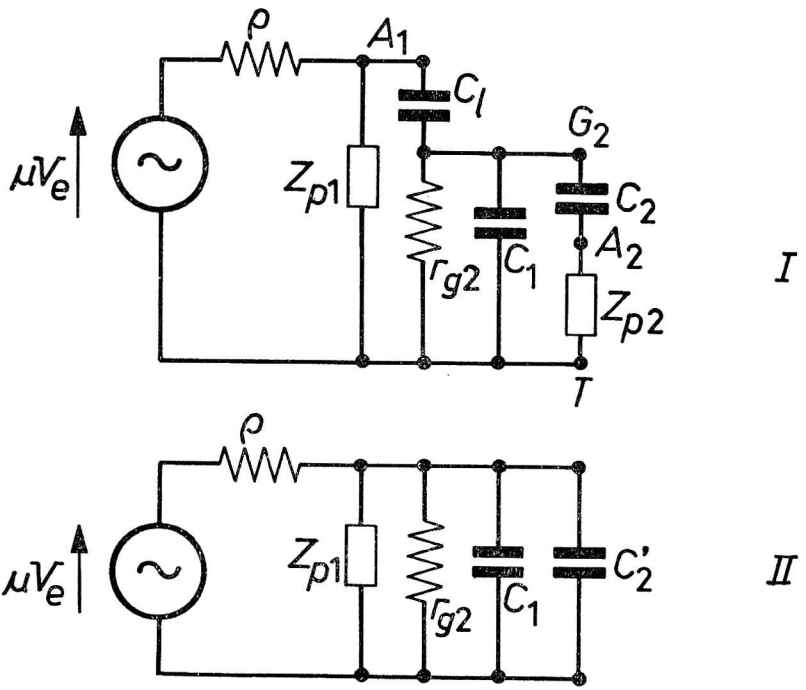


Fig. VI-1-3.

I. Circuit équivalent du Ier tube; $C_1 = C_{K2G2}$, $C_2 = C_{G2A2}$.

II. Circuit équivalent du Ier tube quand la charge anodique du IIème tube est ohmique (fréquences élevées); $C_2' = (1 + G).C_{G2A2}$.

Si la charge anodique du IIème tube est ohmique, $\vec{G}$ devient *réel et négatif* et nous trouvons aux bornes d'entrée une capacité:

$$C = C_{G2-A2}(1 + G), \quad \text{où} \quad G \text{ est le module de } \vec{G}.$$

Aux fréquences élevées, si le gain est important la capacitance $1/C \cdot \omega$ peut devenir *suffisamment faible* pour que les autres dérivations, comme r_g, par exemple, ne comptent plus et l'impédance d'entrée du tube se réduit à la *capacité d'entrée* $C_e \simeq C_{GA}(1 + G)$. A cette capacité s'ajoutent d'ailleurs la capacité C_{GK} et *les capacités parasites des connexions.* C'est évidemment la capacité parasite, majorant C_{GA}, qui compte le plus;

$$C_e = C_{GA}(1 + G) + C_{GK}\,.$$

Aux bornes de la charge R_p du *premier tube* nous trouverons ainsi une capacité C_e et il en résultera une *distorsion linéaire* et une *distorsion de phase* aux fréquences élevées.

La charge R_p deviendra Z_p avec:

$$\frac{1}{\vec{Z}_p} = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{r_g} + \mathrm{j} \cdot C_e \cdot \omega$$

$$\vec{G'} = -\frac{\mu}{1 + \rho/\vec{Z}_p} = -\frac{\mu}{(1 + \rho/R_p + \rho/r_g) + \mathrm{j}\,\rho\, C_e\, \omega}.$$

Posons: $\rho C_e \omega = a$ et $1 + \frac{\rho}{R_p} + \frac{\rho}{r_g} = b$; $\vec{G'} = -\frac{\mu}{b^2 + a^2}(b - \mathrm{j}a)$

et $G' = \frac{\mu}{\sqrt{b^2 + a^2}}$ avec $\phi_{\vec{G'}} = -\text{arc tg}\,\frac{a}{b}$; $(\phi_{\vec{G'}} < +180°)$.

En général $\rho/r_g \ll 1$ et ρ/R_p de l'ordre de 1 (de 0,5 à 1,5 par exemple). Aux fréquences suffisamment basses:

$$\omega \ll \frac{1}{\rho \cdot C_e}; \quad (\rho \cdot C_e \cdot \omega \ll 1)$$

$$G' \simeq G = -\frac{\mu}{1 + \rho/R_p} \qquad \phi_{\vec{G'}} \simeq \phi_{\vec{G}} = 180°.$$

Il est facile de constater que pour $\rho \cdot C_e \cdot \omega = 0{,}2$, par exemple, $\left(f = \frac{0{,}2}{2\pi \cdot C_e \cdot \rho}\right)$ la distorsion linéaire serait encore négligeable (de l'ordre de 1 à 2%); pour $\rho \cdot C_e \cdot \omega = 1$, le gain ne serait réduit que de 10% environ.

Si nous reprenons le tube étudié, 12AX7: $C_{GA} \simeq 2$ pF $\rho \simeq 50$ kΩ et $\mu = 100$, nous aurons $G \simeq 50$, $C_{GK} \simeq 2$ pF, $C_e \simeq 100$ pF. Une distorsion linéaire de 10% environ n'aurait lieu qu'à $f = \frac{10^{12}}{2\pi \cdot 100 \cdot 5 \cdot 10^4} = 30000$ Hz; à 10000 Hz elle serait négligeable. A partir de 30.000 Hz (dans notre cas) la baisse de gain s'accélère rapidement et bien que la charge du tube soit ohmique, une distorsion linéaire et une distorsion de phase deviennent importantes.

L'influence des capacités de liaison, aux fréquences faibles, et des capacités inter-électrodes, aux fréquences élevées, imprime à la courbe de réponse des amplificateurs de tension à charge anodique ohmique l'allure de la Fig. IV-1-1.

L'action de la capacité inter-électrode grille-plaque est, bien entendu, d'autant plus imporante que le gain du tube est plus grand.

Si la charge anodique est *inductive* il est facile de vérifier que dans l'impédance de la dérivation considérée:

$$\vec{Z}_e = \frac{\vec{V}_e}{\vec{I}_e} = X(\omega) + jY(\omega)$$

le terme réel X fonction de ω (qui représente la résistance et correspond à la consommation wattée) peut devenir *négatif* ce qui signifie toujours (voir chap. VIII-1) possibilité d'auto-oscillation c'est-à-dire d'instabilité (d'accrochage).

En effet la liaison C_{GA} entre la grille et la plaque (entre l'entrée et la sortie) introduit une chaîne d'asservissement qui, pour une certaine fréquence, peut assurer *un taux de réaction* suffisant pour qu'il y ait auto-oscillation empêchant le tube de remplir sa fonction d'amplification (et pouvant présenter, comme toute instabilité, des dangers pour le système).

§ VI - 2. Tétrode et effet dynatron

L'introduction dans la triode d'une quatrième électrode qui, à claire-voie, placée entre la grille et la plaque, est portée à un potentiel de support proche de celui de la plaque, a permis de diminuer très sensiblement la valeur de la capacité entre la grille et la plaque. Cette électrode forme un *écran électrostatique* et on l'appelle «*grille-écran*», réservant à la première l'appelation «grille de commande».

Bien qu'à claire voie et laissant ainsi passer les électrons vers l'anode, la grille-écran qui est portée à un potentiel élevé captera des électrons et nous aurons: $J_K = J_p + J_e$ en supposant $J_g = 0$.

D'autre part, si nous traçons pour une tension U *écran fixe* (et suffisamment élevée) le courant plaque en fonction de la tension plaque (à $U_{g0} = \text{cte}$), nous constatons un crochet qui limite l'emploi des tétrodes (Fig. VI-2-1).

Il existe ainsi une zone relativement importante qui n'est pas du tout linéaire et qui ne se prête pas à l'amplification. Cette zone contient d'autre part un segment de caractéristique $J_p = f(U_p)$ à pente inverse ce qui signifie qu'à une augmentation de la tension plaque correspond une diminution du courant plaque; la *résistance* interne ρ devient *négative* dans cette portion de la caractéristique d'où possibilité d'auto-oscillation. (Voir Chap. VIII). La région où ρ devient négatif s'appelle «*zone à effet dynatron*».

La tétrode peut «accrocher» soit à la mise en route soit si un trouble ramène son point de fonctionnement accidentellement dans cette région.

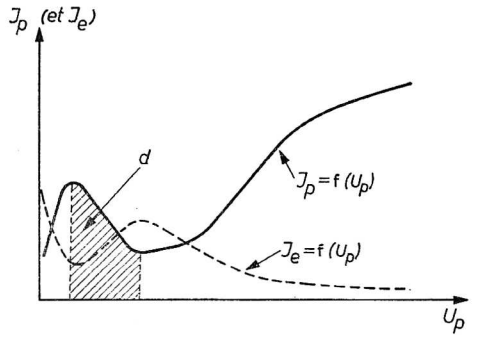


Fig. VI-2-1. Caractéristique statique $I_p = f(U_p)$ d'un tube tétrode à U_e = cte et U_g = cte; *d* - zone «dynatron».

L'effet dynatron est facile à expliquer si l'on remarque que tout bombardement électronique est accompagné par une *émission secondaire* de l'électrode bombardée.

Lorsqu'un électron libre, animé d'une grande vitesse, heurte une molécule gazeuse ou un conducteur (même froid) il peut communiquer, par le choc, assez d'énergie pour libérer un ou plusieurs électrons qui repartent à leur tour mais à une vitesse bien plus faible que l'électron primaire (principe de la conservation de l'énergie).

Les vitesses des électrons secondaires étant faibles et le champ fortement accélérateur autour de la plaque dans une triode, ils reviennent tous à la plaque et il n'y a aucun effet sur l'intensité du courant.

Dans la tétrode, quand le potentiel plaque est plus faible que celui de l'écran, ce dernier collecte les électrons secondaires en plus des primaires qui y viennent en plus grand nombre. Il arrive un moment où, pour une augmentation de la tension plaque, l'accroissement du nombre des électrons secondaires qui quittent la plaque dépasse l'accroissement du nombre des électrons qui y aboutissent; le courant plaque peut d'ailleurs s'inverser. Dans la zone à effet dynatron, le courant écran devient relativement très important.

§ VI - 3. Pentode; tétrode à faisceaux dirigés

Pour éliminer l'effet dynatron on a introduit une 5ème électrode qui, à claire voie également, placée entre la plaque et l'écran et *reliée à la cathode*

laisse passer les électrons primaires rapides et repousse les électrons secondaires très lents qui reviennent ainsi à la plaque; cette cinquième électrode s'appelle «grille de suppression» ou «grille d'arrêt» et le tube à 5 électrodes: «tube pentode».

La Fig. VI-3-1 montre l'allure des caractéristiques statiques d'un tube pentode à U écran déterminée et constante.

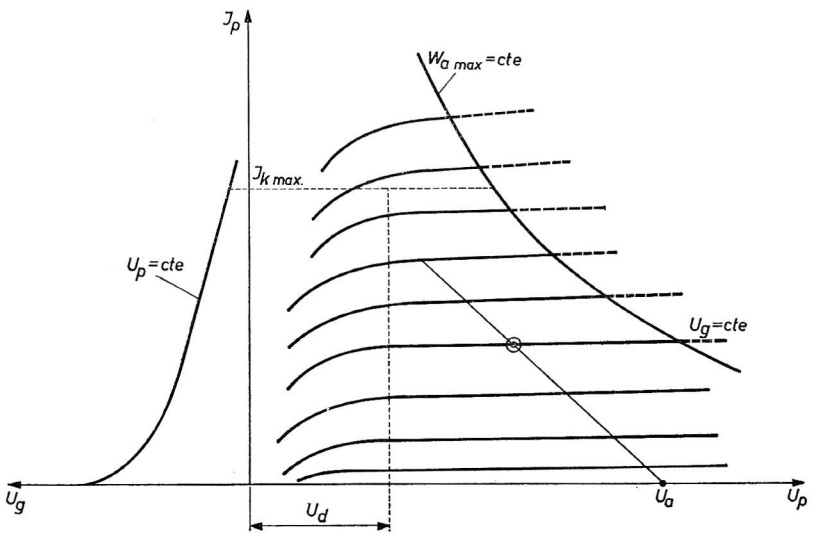


Fig. VI-3-1. Réseau Kellog: $J_p = f(U_p)$ à U_g = cte d'un tube pentode, tracé pour U_e déterminée = cte. U_d - tension de déchet.

Pour une tension plaque donnée, la tension de la grille de commande contrôle le courant plaque comme dans une triode; la pente est du même ordre de grandeur. Par contre, à partir d'une certaine tension plaque (et très rapidement) c'est la tension écran qui contrôle le courant plaque (à *tension de la grille de commande = cte.*), car c'est elle qui commande le champ accélérateur, de sorte que les variations de la tension plaque auront peu d'influence sur le courant plaque; les caractéristiques $J_p = f(U_p)$ pour U_e et U_g données sont presque horizontales, ce qui signifie que la résistance interne ρ du tube est très importante.

Pour une tension écran déterminée et fixe, et en l'absence du courant grille (grille de commande négative), on peut ne considérer que les 3 électrodes (cathode, grille de commande et anode), introduire comme pour la triode les coefficients ρ, s et μ et établir l'équation caractéristique comme au § II-3.

La pente S de la pentode étant du même ordre que celle de la triode et la résistance interne ρ bien plus élevée, nous aurons un coefficient d'amplification μ également bien plus élevé (égal de 20 à 100 environ pour la triode, il atteint 1000 à 5000 pour la pentode avec une capacité grille-plaque de l'ordre du millième de pF soit 10^{-15} F).

Il est possible de prévoir qu'une pentode aura un facteur d'amplification «μ» bien plus important qu'une triode en considérant l'aspect électrostatique du phénomène. Nous avons vu que le courant cathodique i_K était fonction à la fois de v_p et de $\mu \cdot v_g$ soit: $i_K = f(v_p + \mu v_g)$, que l'on peut aussi écrire $i_K = \phi(v_g + \frac{1}{\mu} \cdot v_p)$; l'école allemande (Barkhausen) préfère utiliser le coefficient $D = \frac{1}{\mu}$ («Durchgriff» en allemand) .

Si au lieu du courant cathodique i_K nous considerons la charge de la cathode:

$$q_K = C_{AK} \cdot v_p + C_{GK} \cdot v_g$$
$$= C_{GK} (v_g + \frac{C_{AK}}{C_{GK}} v_p) ,$$

ce qui fait apparaître une relation entre la valeur de μ et le rapport $\frac{C_{GK}}{C_{AK}}$.

Or, ce rapport est bien plus grand dans une pentode que dans une triode, puisque C_{AG} devient très faible devant C_{GK}.

Pour diminuer le courant écran trop important à faible tension plaque (en particulier dans les tubes de puissance) et pour restreindre la zone non linéaire (dont l'importance est exprimée par la valeur de la tension plaque à partir de laquelle les caractéristiques deviennent des droites parallèles et équidistantes — tension appelée «*tension de déchet*») on a recours aux *tétrodes à faisceaux dirigés.*

Dans ces tubes, la grille d'arrêt reliée à la cathode est remplacée par une *concentration importante et convenable d'électrons* entre la grille écran et la plaque. Comme le montre la Fig. VI-3-2, *des plaques déviatrices et l'alignement convenable* des grilles écran et de commande (la première *dans l'ombre* de la seconde) permettent de découper le faisceau en le concentrant près de la plaque. Cette concentration de charges négatives joue le rôle de la grille d'arrêt, mais d'une façon plus souple puisque son pouvoir *répulsif* augmente ici avec l'intensité du courant. D'autre part, les trajec-

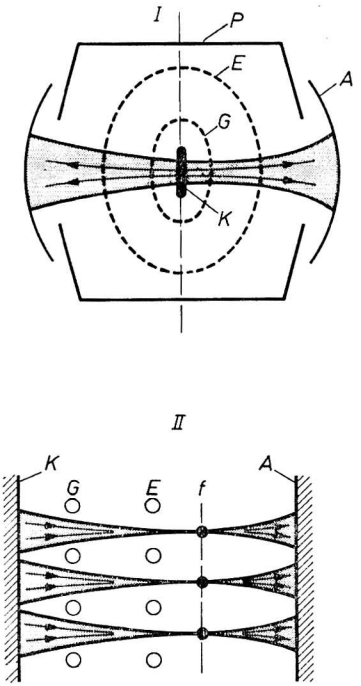


Fig. VI-3-2.
Tétrode à *faisceaux dirigés*. *K* - cathode, G - grille de commande, *E* - grille écran, *A* - anode.
I. Coupe normale à l'axe du tube; *p* - plaques déviatrices.
II. Coupe suivant un plan contenant l'axe du tube; *f* - forte concentration d'électrons jouant le rôle de la grille d'arrêt.

toires des faisceaux dirigés permettent de mieux éviter la grille écran et de diminuer le courant écran, en particulier pour les tensions plaque faibles. La zone de déchet qui est la zone non linéaire à courant écran élevé est ainsi fortement diminuée et le rendement du tube (qui commence à compter pour les tubes de puissance) bien amélioré.

§ VI - 4. Travaux pratiques et exercices

a) *Amplificateur par triodes à charge anodique ohmique, à deux étages*
Utiliser les deux triodes du tube 12 AX 7 étudié au chapitre IV pour constituer un amplificateur à deux étages de gain total de l'ordre de 1500 environ; Fig. VI-1-1.

$U_a \simeq 250$ volts (stabilisée si possible)

$$R_{p1} = R_{p2} \simeq 30 \text{ k}\Omega, \; V_e = 0{,}01 \text{ volt} = \text{cte},$$
$$r_{g1} = r_{g2} = 0{,}5 \text{ M}\Omega, \; C_{11} = C_{12} = 0{,}01 \; \mu\text{F}.$$

Prévoir (et indiquer) les valeurs de R_{K1} et R_{K2} permettant de rester dans la zone linéaire; vérifier les valeurs de ρ et de S dans la zone de fonctionnement pour chaque triode.

On admettra pour les capacités interélectrodes:
$C_{GA} = C_{GK} = 2$ pF

En tenant compte des capacités de liaison, des résistances de grille et des capacités interélectrodes *prédéterminer et tracer:*

1) la courbe de réponse,

2) le diagramme de phase

de l'amplificateur.

On prendra: $f = 30$, 100, 1000, 10 000, 30 000 Hz.
(5 points), 0 dB à 1000 Hz, 1 dB = 1 cm, 10 Hz à l'origine, log 10 = 1 = 5 cm, 30° = 1 cm, voir Fig. IV-1-1.

Monter l'amplificateur. Soigner le montage (voir § XIV-4); ne pas laisser la grille du premier tube sans la connecter au générateur B.F.

Tracer expérimentalement la courbe de réponse; 5 points comme ci-dessus.

Toutefois, la vérification expérimentale n'est pas facile en général; la capacité parasite apportée par le support du tube et par les liaisons est relativement importante.

Dans le cas d'un montage volant avec des éléments de circuits dispersés, la capacité parasite supplémentaire qui se greffe entre la grille et l'anode peut atteindre 10 pF et plus; l'allure générale de la courbe de réponse reste sensiblement la même, mais la distorsion commence plus tôt et l'écart entre les deux diagrammes peut atteindre plusieurs décibels.

b) *Réseaux des caractéristiques statiques d'une pentode*

On utilisera le tube Noval EF86; brochage et caractéristiques générales Fig. VI-4-1. S sera relié à K.

On prendra U *écran* = 160 volts = cte. par source extérieure séparée; $r_g = 1$ MΩ.

On tracera, comme pour la triode, sur la même feuille de papier millimétrique:

le réseau Kellog $J_p = f(U_p)$ à U_g = cte

et on en déduira le réseau $J_p = f(U_g)$ à U_p = cte.

L'anode et l'écran seront alimentés par sources extérieures séparées (—HT commun relié à la cathode) à travers des milliampèremètres permettant de contrôler pour chaque point relevé J_p et J_e ($J_k = J_p + J_e$).

On vérifiera pour chaque point que $U_e = 160$ V = cte. Mise en marche: Afficher d'abord U_g (fortement *négative*, égale à —4 V, par exemple, chauffer la cathode et porter ensuite U_a à 300 volts; en dernier lieu, faire croître U écran de 0 à 160 volts tout en *surveillant* J_p *et* J_e pour ne pas dépasser trop les limites indiquées Fig. VI-4-1.

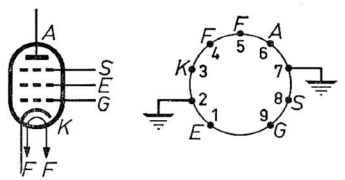


Fig. VI-4-1. Tube pentode EF 86, Noval 9 broches. *E* - grille écran, *S* - grille d'arrêt. Tension de chauffage: 6,3 (aux broches 4 et 5).

Valeurs à ne pas dépasser:
Tension de l'anode: 300 V.
Tension écran: 200 V.
Courant cathodique: 6mA.
Puissance dissipée sur l'anode: $W_a = 1$ W.
Puissance dissipée sur l'écran: $W_e = 0{,}2$ W.

Résistance grille max:
pour $W_a \leqslant 0{,}2$W: 10 MΩ
pour $W_a > 0{,}2$W: 3 MΩ
Capacité grille-anode: de l'ordre de 0,05 pF.
Dans la zone linéaire: ρ de l'ordre de 2,5 MΩ
S de l'ordre de 2 mA/V.

On prendra pour U_g: —4, —3,5, —3, —2,5, —2 et —1,5 volt et pour U_p: 300 - 250 - 200 - 150 - 100 - 50 - 20 et 10 volts;
pour les trois dernières: mesures rapides, le courant écran étant très élevé.

Echelles conseillées: 1 cm — 20 volts.

Les voltmètres mesurant U écran (à vérifier pour chaque point relevé) et U_p seront branchés directement aux bornes des sources pour que la consommation de ces appereils ne fausse par la mesure des courants qui sont relativement faibles.

J_p: 3 cm — 1 mA
U_g: 3 cm — 1 V en prenant —1 V à l'origine.

Calculer J_e max et le tracer (couleur différente) dans le réseau $J_p = f(U_p)$. Tracer $J_p = J_k$ max. (en fait J_p doit être $< J_{K\max} - J_e$). Tracer l'hyperbole d'isopuissance maximum $U_p \cdot J_p = W_a$ max.
Apprécier la tension de cut-off pour $U_p = 100$ volts.

Tracer (dans le réseau $J_p = f(U_p)$, couleur ou trait différents) $J_e = f(U_p)$ pour $U_g = -3$ volts et dans l'autre réseau $J_e = f(U_g)$ pour $U_p = 200$ volts:

Apprécier et indiquer la tension de déchet.

Montrer que les caractéristiques $J_p = f(U_g)$ pour $U_p = cte$ se confondent pratiquement dans la zone d'utilisation normale ($U_p > U_p$ déchet).

Apprécier et indiquer la pente statique moyenne et l'ordre de grandeur de ρ pour $U_g = -2$ V (dans la région linéaire).

c) *Fonctionnement en tétrode; effet dynatron*

Monter le tube EF 86 en tétrode en reliant *le suppresseur* non à la cathode mais *à l'écran.*

On prendra $U_e = 80$ volts = cte. (par source séparée)
$U_g = -1{,}5$ V = cte. (par source séparée)

Indiquer la valeur maximum de J_e.

Tracer sur une feuille séparée — (échelles conseillées:
U_p: 1 cm — 10 volts
J_p et J_e: 1 cm = 0,1 mA):
$J_p = f(U_p)$, $J_e = f(U_p)$ et $J_K = J_p + J_e = f(U_p)$
pour U_p variant de 250 à 0 volts: 250 - 200 - 150 - 100 - 70 - 50 - 30 - 20- 10 - 5 - 0.

Indiquer la zone à effet dynatron. Apprécier l'ordre de grandeur de la résistance interne du tube dans cette zone.

CHAPITRE VII

Amplification de tension par tube pentode; charge accordée

§ VII - 1. Calcul d'un amplificateur de tension par tube pentode à charge anodique ohmique en classe A

Les considérations que nous avons évoquées à propos de la triode (§ IV-2) dicteront ici également le choix du tube et de ses grandeurs de support. La formule de gain établie pour la triode reste valable dans la zone linéaire à condition que l'écran ne prenne pas part au fonctionnement du tube (c'est-à-dire qu'aucune tension, sauf celle de support, ne vienne se greffer sur cette électrode).

Toutefois, comme en général la résistance interne de la pentode est bien plus grande que la charge anodique, S_d est sensiblement égal à S_s et on préfère utiliser la formule: $\vec{G} \simeq -S \cdot \vec{Z}_p$.

En effet $\vec{G} = -\mu \dfrac{\vec{Z}_p}{\rho + \vec{Z}_p}$ et en divisant par ρ le numérateur et le dénominateur $\vec{G} = -S \cdot \vec{Z}_p \cdot \dfrac{1}{1 + \vec{Z}_p/\rho}$, ce qui donne $\vec{G} \simeq -S \cdot \vec{Z}_p$ si l'on peut négliger Z_p/ρ devant 1.

Supposons que nous ayons choisi la tension écran U_e (nous parlerons plus loin de ce choix), le problème est alors, à peu de chose près, le même que pour une triode.

On délimitera la zone de fonctionnement: hyperbole d'isopuissance maximum, caractéristique à $U_g = 0$ et tension de déchet. Toutefois, en ce qui concerne J_p à ne pas dépasser, il y aura une petite difficulté; J_p devra être $\leqslant (J_{K\max} - J_e)$ et J_e est fonction de U_g pour U_e donnée.

On peut prendre une marge largement suffisante mais la mesure directe de J_e après le choix de U_{g0} est plus sûre; elle rend aussi plus précis le calcul d'autres élements, comme nous le verrons plus loin.

Dans une pentode il est aussi *très important de ne pas dépasser la puissance limite dissipée à l'écran:* « W_e» que le constructeur du tube indique également.

Si la tension écran, U_e est constante, cela se traduit par la condition à respecter:

$$J_{e\max} = \frac{W_e \max}{U_e}.$$

La vérification s'impose, surtout si l'on déborde la zone de déchet à polarisation faible.

Comme pour la triode, on tracera la droite de charge correspondant à la résistance en continu du récepteur et on choisira le point de repos U_{g0}. On tracera ensuite le lieu géométrique du point de fonctionnement (son allure ou même le rectangle où il sera inscrit) pour V_g donné et on vérifiera si l'on ne déborde pas la zone linéaire délimitée.

Pour réaliser la polarisation automatique la valeur de R_k sera calculée en tenant compte, bien entendu, du courant écran ($J_K = J_p + J_e$: $U_{g0} = -R_K \cdot J_K$).

Pour pouvoir utiliser une seule alimentation, il faudra relier +HT à l'écran par une résistance «r_e» telle que $U_e = U_a - J_e \cdot r_e$; connaissant U_a, U_e et J_e, on calculera r_e. Voir schéma de la Fig. VII-1-1.

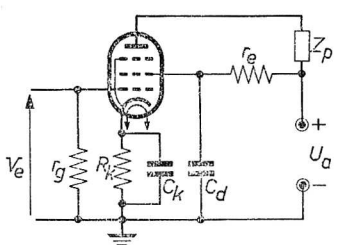


Fig. VII-1-1.

Pour que l'écran ne prenne pas part au fonctionnement du tube, il faudra annuler la tension alternative qui résulte du courant alternatif écran i_e fonction de v_g et qui s'ajoute à J_e (comme v_g s'ajoute à U_{g0}).

Une capacité C_d (suffisamment importante pour que $1/C_d \cdot \omega \ll r_e$, même pour les basses fréquences de la bande d'utilisation) branchée entre l'écran et la cathode permet de réduire la tension alternative apparaissant aux bornes de $r_e (= r_e I_e)$ sensiblement dans la proportion de $1/C_d \cdot \omega \cdot r_e$. On appelle cette capacité: «*capacité de découplage*».

En ce qui concerne le choix de U écran, c'est en général la pente et l'importance du courant écran qui nous guident. Pour U_e donnée, la pente $S = \frac{\partial J_p}{\partial U_g}$ au point U_{g0} déterminé, est pratiquement constante pour $U_p > U$ déchet; de sorte qu'un réseau $J_p = f(U_g)$ tracé à $U_p = \text{cte}$ (= à la valeur moyenne de U_p dans la zone linéaire, par exemple) pour *différentes valeurs de la tension écran* nous apporte un élément intéressant pour le choix de cette dernière.

Il est à remarquer que, dans la majorité des cas, quand il s'agit d'un projet d'amplificateur, il est inutile de tracer les réseaux d'une façon serrée; il suffit de délimiter rapidement la zone de fonctionnement et de tracer quelques caractéristiques dans la zone linéaire où l'interpolation et même une légère extrapolation sont possibles et suffisent amplement (3 points par caractéristique par exemple).

§ VII - 2. Charge accordée; sélectivité

On utilise souvent en HF des amplificateurs de tension à circuit accordé (inductance L et capacité C en parallèle — ensemble appelé aussi «circuit anti-résonnant»).

Ce circuit constitue une charge très élevée et pratiquement ohmique à la fréquence de résonance $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$; sa valeur décroit rapidement quand on s'éloigne de la fréquence de résonance.

Le gain d'une pentode étant $\simeq S \cdot \vec{Z}_p$, la courbe de réponse a l'allure de la charge (Fig. VII-2-1) et l'on peut ainsi réaliser une amplification *sélective*, c'est-à-dire amplifier la tension à la fréquence bien déterminée en évitant de transmettre les tensions parasites dont les fréquences diffèrent de la fréquence d'accord.

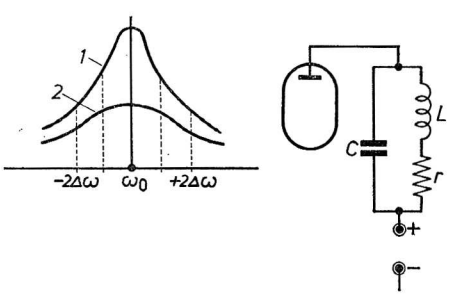


Fig. VII-2-1. Courbe de réponse d'un amplificateur à charge accordée.
1: faible amortissement, 2: fort amortissement.

En première approximation, l'expression de la charge $\vec{Z}_p$ devient:

$$\frac{1}{\vec{Z}_p} = \frac{1}{r + jL\omega} + jC\omega = \frac{1 - LC\omega^2 + jrC\omega}{r + jL\omega}$$

où r est la résistance de l'inductance réelle.

A la résonance (ω_0) $LC\omega_0^2 = 1$, et pour $r \ll L\omega$ (ce qui est vrai en général en HF):

$\vec{Z}_p \simeq \dfrac{L}{r \cdot C}$; la charge devient réelle, c'est-à-dire ohmique. On la désigne souvent par R_ω.

Pour les fréquences différentes de f_0, la charge devient complexe et son module beaucoup plus faible que R_ω.

Appelons G_0 le gain à la pulsation ω_0; $G_0 \simeq S \cdot R_\omega$.

Il est intéressant d'évaluer le rapport de ce gain à celui qui existe à la pulsation ω (différente de ω_0) soit:

$\dfrac{G_0}{\vec{G}} = \vec{\sigma}$, appelé «Sélectivité», en fonction de $\Delta\omega = |\omega_0 - \omega|$ pour des valeurs relativement faibles de $\Delta\omega$ (faibles par rapport à la valeur de ω_0).

$$\vec{G} \simeq S \cdot \vec{Z}$$

et

$$\frac{1}{\vec{Z}} = \frac{jrC\omega + 1 - LC\omega^2}{jL\omega} = \frac{r + j(L\omega - 1/C\omega)}{L/C}.$$

En écrivant

$$L\omega - \frac{1}{C\omega} = L\left(\omega - \frac{1}{LC\omega}\right) = L\left(\omega - \frac{\omega_0^2}{\omega}\right) = \frac{L}{\omega}(\omega + \omega_0)(\omega - \omega_0)$$

et, si $\Delta\omega$ est négligeable devant ω_0:

$$L\omega - \frac{1}{C\omega} \simeq 2 \cdot L \cdot \Delta\omega,$$

il vient

$$\frac{1}{\vec{Z}} \simeq \frac{r + j \cdot 2L\Delta\omega}{L/C}$$

et

$$\vec{\sigma} = \frac{G_0}{\vec{G}} = \frac{R_\omega}{\vec{Z}} \simeq \frac{L}{r \cdot C} \cdot \frac{C(r + j2L\Delta\omega)}{L} \simeq 1 + j \cdot 2\frac{L}{r}\Delta\omega;$$

$$\sigma = \sqrt{1 + \frac{4L^2}{r^2}(\Delta\omega)^2}.$$

Cette relation permet de prédéterminer rapidement l'allure de la courbe de réponse autour de la fréquence d'accord quand on connaît le rapport L/r.

Cette allure ne dépend pas de la capacité et pour L donnée elle est d'autant plus aplatie que r de l'inductance est plus grande (c'est-à-dire le circuit plus amorti).

A la fréquence d'accord la charge étant sensiblement *ohmique* (R_ω) le lieu géométrique du point figuratif (du «point de fonctionnement») sera représenté par un *segment de droite* de pente $-\frac{1}{R_\omega}$; cette droite sera tracée en partant du point de repos déterminé, comme toujours, par la droite de charge en continu (r) et par la polarisation choisie (Fig. VII-4-1). Pour une fréquence différente de la fréquence d'accord, le point figuratif décrira une ellipse comme nous l'avons vu au § IV-2-c.

§ VII - 3. Classe A - B - C, A′ et AB

On dit que le tube travaille en *classe A* quand le point figuratif reste dans *la zone linéaire.*

Les tubes récepteurs amplificateurs de tension travaillent normalement *en classe A.*

On dit que le tube travaille *en classe B* quand le point de repos est au cut-off; le tube ne travaille qu'une alternance sur deux et son courant de repos $J_{p0} = 0$.

En classe C, la tension de support grille est inférieure à celle de cut-off; le tube ne travaille que pendant une partie de l'alternance positive de v_g par période.

Bien entendu, le rendement du tube est très amélioré en classe B et C mais *la distorsion non linéaire est inacceptable* sauf dans le cas des montages spéciaux (montage symétrique ou charge accordée, par exemple, comme nous le verrons plus loin).

Dans certains cas, quand on peut admettre une faible distorsion non linéaire, on déborde légèrement la zone linéaire et on dit que le tube travaille en classe A′ ou A_1 (voir chapitre IX).

Quand, pendant une partie de l'alternance négative de la tension d'attaque, le courant plaque s'annule, l'alternance inférieure du courant plaque et l'alternance correspondante de la tension de sortie deviennent tronquées

et cela entraîne, bien entendu, une distorsion non linéaire importante qui se traduit par l'apparition d'harmoniques à la sortie (voir chap. IX).

La charge accordée permet de corriger ces déformations, car elle assure une amplification sélective et supprime pratiquement les harmoniques; le courant plaque restera déformé mais *la tension aux bornes du circuit anti-résonnant ainsi que le courant interne resteront sensiblement sinusoïdaux.* Nous ne donnons pas ici le calcul des paramètres d'un tel fonctionnement, car il est surtout employé en HF.

On dit que le tube travaille en classe AB quand le point de repos est légèrement au dessus du cut-off, c'est-à-dire quand il existe un courant de support mais très faible; pratiquement, le tube travaille comme en classe B mais cela permet de réduire sensiblement la distorsion des amplificateurs symétriques push-push comme nous le verrons au § XIII-2.

§ VII - 4. Travaux pratiques et exercices

A) Constituer un amplificateur de tension, *linéaire*, de *gain maximum* possible pour $V_e = 0{,}3$ volt, 1000 Hz en utilisant le tube pentode EF86 étudié au chapitre précédent. U_a maxi = 300 volts.

Une seule source HT; polarisation automatique.

On tracera d'abord rapidement le réseau $J_p = f(U_g)$ à $U_a = 250$ volts = cte pour $U_e = 100$, 150, 200 volts. U_g: —4, —3, —2 soit 9 points à relever. Ce réseau permettra d'apprécier U_e autorisant une pente intéressante. On calculera J_e maximum correspondant à U_e choisi.

On tracera ensuite rapidement une partie du réseau $J_p = f(U_p)$ qui paraît intéressante pour U_e choisie en délimitant d'abord la zone de fonctionnement possible. On appréciera ensuite R_p maximum possible, on choisira la valeur disponible la plus rapprochée et on déterminera en conséquence le point de repos et le lieu géométrique du point de fonctionnement.

On calculera R_k et r écran; on prendra pour C_k: 100 μF, pour C_d: 0,25 ou 0,5 μF et pour r_g: 1 MΩ.

On calculera le gain en partant de la formule:

$$|G| = S_d \cdot R_p \quad \text{en relevant } S_s$$

au point de repos [réseau $J_p = f(U_p)$]; on indiquera en % l'écart entre S_d et S_s.

On choisira R_k et r_e les plus proches des valeurs calculées et on montera l'amplificateur.

Vérifier expérimentalement *le gain* et l'allure de la tension de sortie pour $V_e = 0{,}3$ V, 1000 Hz; écart en % et commentaires s'il y a lieu.

B) Constituer un amplificateur à circuit accordé en utilisant le même tube EF86 avec $U_a = 200$ V et $U_e = 160$ V (source HT unique — consulter le réseau $J_p = f(U_p)$ tracé au chapitre précédent).

a) Le circuit accordé sera constitué par une bobine sur air de 2000 spires environ (en fil émaillé de = 0,2 mm) de L de l'ordre de 50 mH, Q = 20 à 40 (voir chapitre XIV) avec une capacité de l'ordre de 5000 pF en parallèle, ce qui permet de transposer le problème, dans une certaine mesure, en BF la fréquence de résonance étant de l'ordre de 10000 Hz. Evidemment, le problème n'est pas tout à fait le même qu'en HF et si certains phénomènes parasites peuvent avoir plus d'importance qu'en HF par contre le montage, les mesures et *l'illustration du principe* sont bien plus faciles.

Mesurez (au pont d'impédances par exemple) les constantes L et r (résistance en continu) de la bobine dont, vous disposez et calculez la valeur de la capacité C_0 permettant d'obtenir une fréquence d'accord $f_0 = 10000$ Hz.

Choisir une capacité disponible C la plus rapprochée et calculer la valeur de f_0 qu'elle permettra d'obtenir.

On admettra en première approximation à la fréquence d'accord:

$$\vec{Z}_p = R_\omega = \frac{L}{r \cdot C} \quad \text{et} \quad |G| = S \cdot R_\omega .$$

Choisir un point de repos permettant un fonctionnement *en classe A* avec $V_e = 0{,}25$ volt, indiquer le lieu géométrique du point de fonctionnement (Fig. VII-4-1 et IV-2), apprécier la pente et calculer le gain à la fréquence d'accord. Calculer R_k et r_e et indiquer le schéma complet de l'amplifica-

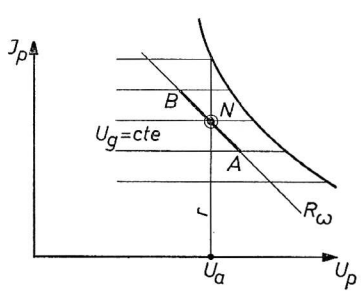


Fig. VII-4-1. Charge accordée: $R\omega$,.
r - droite de charge déterminant le point de repos N, AB - lieu géométrique du point de fonctionnement.

teur (on prendra toujours $C_k = 100$ µF et $C_d = 0{,}25$ ou 0,5 µF). En partant de la formule indiquée au § VII-2, tracer la courbe de réponse $G = f$ (fréquence) [et non pas en dB c'est-à-dire non pas $G_{dB} = f(\log \omega)$] pour $f = f_0$, $f_0 \pm 250$ et $f_0 \pm 500$; graduez l'axe des f en partant de f_0.

b) Vérification expérimentale

Tracer G exp. $= f$ (fréquence) pour f comme indiqué au paragraphe précédent. Toutefois, on prendra pour f_0 non pas la valeur prédéterminée plus haut, mais celle qui correspond au maximum de gain; indiquer cette valeur ainsi que le gain maximum expérimental.

L'écart constaté entre les deux valeurs du gain est important car non seulement la résistance interne ρ du tube et celle du voltmètre se branchent en parallèle aux bornes de la charge accordée, mais les réactances utilisées ne sont pas pures et dissipent une puissance active non négligeable (voir chap. XIV). Cela est bien moins marqué en HF, le facteur de qualité des bobines utilisées étant bien meilleur.

D'autre part, dans C figurant dans la formule $LC\omega_0^2 = 1$, il faut tenir compte de *la capacité répartie* C_1 de la bobine, qui est de l'ordre de 500 pF.

Pour apprécier la valeur plus exacte de R_ω du circuit anti-résonnant employé, on peut effectuer un montage simple en insérant entre ce circuit et la +HT une résistance étalonnée R_0 de l'ordre de 2% par exemple de la valeur calculée de R_ω. Il suffira de mesurer (à f_0 expérimentale pour $V_e =$ 0,25 V) la tension plaque V_p et la tension aux bornes de R_0, soit V_1 (par rapport à la terre bien entendu et avec un voltmètre électronique à grande résistance d'entrée) pour évaluer l'impédance réelle:

$$R_\omega \text{ (mesurée)} = \frac{V_p - V_1}{V_1} \cdot R_0 .$$

La sélectivité étant surtout fonction du rapport L/r, l'écart entre l'allure de la courbe de réponse théorique et la courbe expérimentale est dû aux pertes wattées que l'on pourrait représenter, en première approximation, par:

$$r' \simeq \frac{L}{(C + C_1) \cdot R_\omega \text{ mesurée}} .$$

Quand on peut mesurer la capacité répartie C_1, il est intéressant de retracer la courbe de réponse théorique, en partant de $C + C_1$ et de r' évaluée comme ci dessus, et de la porter (couleur différente si possible) sur le diagramme expérimental.

c) Fonctionnement en classe AB et B.

Reprendre le montage avec tension écran et polarisation par sources extérieures réglables.

$$U_a = 200 \text{ volts} = \text{cte}, \quad U_e = 160 \text{ volts} = \text{cte}.$$

Mesurer le gain et visualiser V_s à f_0 expérimental.

1° U_{g0} placée dans la zone non linéaire.
(J_p faibles: $U_{g0} = -4$ V par exemple).
$V_e = 0{,}25 - 0{,}5 - 1$ V.

2° $U_{g0} = U_g$ cut-off
$V_e = 0{,}5 - 1 - 2 - 3$ V.

Conclusions.

CHAPITRE VIII

Généralités sur l'oscillation sinusoïdale, la modulation d'amplitude et la détection linéaire par tube à vide

§ VIII - 1. Principe d'un oscillateur par tube à vide à charge accordée; résistance négative

L'entretien d'oscillations périodiques (sinusoïdales ou non) est la seconde fonction importante des tubes.

Considérons tout d'abord une source de courant sinusoïdal $v = V_m \sin \omega t$ débitant dans un circuit comprenant une inductance L, une résistance «r» et une capacité «C». La loi l'Ohm en valeurs instantanées s'écrira:

$$v(t) = r \cdot i(t) + L \cdot \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int i(t)\, dt. \qquad (1)$$

L'expression de $i(t)$ sera donnée par la somme de:

1° la solution «*particulière*» de l'équation différentielle ci-dessus avec second membre; c'est la réponse *établie* qui nous conduit à un courant sinusoïdal et à la notion d'impédance complexe.

2° la solution *générale* de l'équation ci-dessus *sans second membre;* c'est la réponse *transitoire.*

L'équation $L \frac{di}{dt} + ri + \frac{1}{C} \int i dt = 0$ fournit par dérivation:

$$L \frac{d^2i}{dt^2} + r \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i = 0$$

dont l'équation caractéristique est: $Lp^2 + rp + 1/C = 0$ avec

$$p_1 \quad \text{et} \quad p_2 = -\frac{r}{2L} \pm \sqrt{\frac{r^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}}.$$

Comme $r > 0$ (tous les circuits réels sont plus ou moins dissipatifs) les racines p_1 et p_2 sont ou bien réelles et *négatives* ou bien complexes avec les

parties réelles *négatives* et les solutions possibles de forme:

$$i_{\text{trans.}} = A\,e^{p_1 t} + B\,e^{p_2 t} \quad \text{ou} \quad (A + Bt)\cdot e^{-\frac{r}{2L}t}$$

ou $A \cdot e^{-\frac{r}{2L}t} \sin(\omega t + \phi)$
s'annulent (rapidement en général).

Si nous intercalons dans notre circuit L, r, C un organe produisant *une force électromotrice proportionnelle au courant* qui le traverse de forme «*ai*» (a — une constante) nous aurons:

$$L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + ri + \frac{1}{C}\int i\cdot \mathrm{d}t = v + ai$$

ou bien

$$L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + ri - ai + \frac{1}{C}\int i\cdot \mathrm{d}t = v.$$

Cela correspond à l'introduction d'une *résistance négative* = «$-a$» dans notre circuit; force électromotrice = chute de tension négative.

L'équation différentielle sans second membre aura la forme:

$$L\frac{\mathrm{d}^2 i}{\mathrm{d}t^2} + (r-a)\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{C}i = 0$$

et si $a = r$, la réponse transitoire devient:

$$\begin{aligned} i_{\text{transitoire}} &= A\,e^{0t}\sin(\omega_0 \cdot t + \phi) \\ &= A\cdot\sin(\omega_0 \cdot t + \phi) \text{ avec } \omega_0{}^2 = 1/LC. \end{aligned}$$

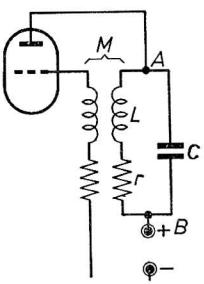
La réponse transitoire est *sinusoïdale et entretenue;* le systéme entre en oscillation (même sans sollicitation extérieure) dès qu'un trouble quelconque et passager fait apparaître i, par exemple.

Normalement l'énergie communiquée au système au moment du trouble finit par se dissiper (r représente la consommation wattée dès que le courant apparaît) et les oscillations (s'il y en a) finissent par *s'amortir* si l'on abandonne le système à lui-même.

Mais si le système contient *une source d'énergie et un organe* permettant de puiser dans cette source, pour compenser automatiquement l'énergie dissipée (c'est cela que signifie l'expression «*résistance négative*») nous aurons *une oscillation sinusoïdale entretenue* comme nous le montrent nos formules.

Les montages permettant l'entretien des oscillations sinusoïdales sont très nombreux; on se sert le plus souvent des amplificateurs à charge ohmique à *réaction* par chaîne $R \cdot C$.

Nous nous bornerons ici à l'exemple classique d'une triode à vide à charge accordée avec couplage électromagnétique entre la plaque et la grille, car ce montage permet un calcul très simple.



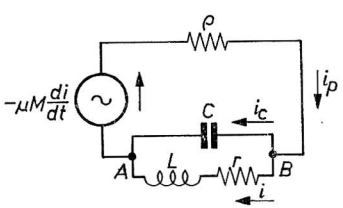


Fig. VIII-1-1. Tube oscillateur *à charge accordée*; couplage électromagnétique entre l'anode et la grille. Circuit équivallent.

Considérons le schéma de la Fig. VIII-1-1 qui représente une triode alimentée et polarisée mais non excitée (sans tension d'entrée). Supposons qu'à un moment donné (du fait d'un trouble quelconque apparaissant et disparaissant aussitôt) un courant i prenne naissance dans l'inductance L (en plus du courant de support J_{p0} qui la parcourt au repos). L'apparition du courant i entraînera celle de i_c (charge ou décharge du condensateur), celle de i_p et celle de $v_g = -M\dfrac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$ à la grille, si M est le coefficient d'induction mutuelle des enroulements. Nous pouvons écrire, en considérant les mailles du réseau constitué par le tube et le récepteur plaque BA, après avoir chosi le sens des courants:

① $i_p = i + i_c$ et pour le récepteur BA: $L\dfrac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + ri - \dfrac{1}{C}\int i_c \mathrm{d}t = 0.$ ②

L'équation caractéristique appliquée à la triode chargée par le récepteur BA s'exprime par:

$$\mu \mathrm{d}v_g = \rho \mathrm{d}i_p + \mathrm{d}v_{BA} \quad \text{où} \quad v_g = -M\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$$

et v_{BA} est la *chute de tension* aux bornes du récepteur $BA = \left(ri + L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}\right)$.

Il vient ainsi:

$$-\mu M\frac{\mathrm{d}^2 i}{\mathrm{d}t^2} = \rho\frac{\mathrm{d}i_p}{\mathrm{d}t} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(ri + L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}\right)$$

et

$$-\mu M\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} = \rho i_p + ri + L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + A \quad ③$$

(où A est la constante d'intégration). En éliminant i_c et i_p [tirés des équations (1) et (3)] il vient:

$$L\frac{\mathrm{d}^2 i}{\mathrm{d}t} + \left(r + \frac{\mu M + L}{\rho \cdot C}\right)\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{C}\left(1 + \frac{r}{\rho}\right) i = -\frac{A}{C \cdot \rho}.$$

En régime établi (avant le trouble) $i = J_{p0}$ ce qui nous donne la constante d'intégration $A = -(r + \rho) \cdot J_{p0}$.

La solution générale sera donnée par:

$$L\frac{\mathrm{d}^2 i}{\mathrm{d}t^2} + \left(r + \frac{\mu M + L}{\rho \cdot C}\right)\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{C}\left(1 + \frac{r}{\rho}\right) i = 0.$$

Si le sens de couplage des enroulements est tel que $M < 0$, le coefficient du terme en $\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$: $r - \frac{\mu|M| - L}{\rho \cdot C}$ peut devenir nul pour une certaine valeur de M et nous serons en présence d'une oscillation sinusoïdale entretenue; le couplage (qui est une réaction) introduit dans le circuit plaque L, r, C une *résistance négative* (c'est-à-dire permet au tube de puisser dans la source HT l'énergie nécessaire pour compenser automatiquement la puissance dissipée par r).

Le tube peut ainsi devenir *générateur de courant sinusoïdal de pulsation* $\omega \simeq \frac{1}{\sqrt{LC}}$ (r/ρ étant généralement négligeable devant 1).

Un tel couplage peut être obtenu par d'autres moyens. D'une façon générale, un amplificateur à réaction peut devenir générateur d'oscillations (voir l'ouvrage signalé en page 1).

La chaîne d'asservissement (de réaction) utilisée souvent en BF comprend des résistances et des capacités comme dans les générateurs BF du type «RC».

§ VIII - 2. Principe de la modulation sinusoïdale d'amplitude

Il n'est pas possible, pratiquement, de transmettre directement par T.S.F. à de grandes distances les signaux BF (la bande sonore par exemple).

Par contre, il est relativement facile de réaliser de telles transmissions quand il 's'agit des signaux HF.

On incorpore alors le signal BF dans un signal HF (*onde porteuse*) pour la transmission: *c'est la modulation;* après la réception on l'extrait de l'onde porteuse: *c'est la détection* ou la *démodulation.*

Un signal étant déterminé par son amplitude, sa fréquence et sa phase on peut faire varier une quelconque de ces grandeurs par le signal BF que l'on veut transmettre.

Nous nous bornerons ici au principe général de la modulation d'amplitude,

$$v_H = V_{H\mathrm{m}} \sin \Omega t \,.$$

Moduler en amplitude un signal (appelé: «onde porteuse»). à la pulsation Ω par un autre signal $v_B = V_{B\mathrm{m}} \sin \omega t$ (appelé «signal modulateur») à la pulsation ω (généralement *bien plus basse que* Ω) consiste à *faire varier dans le temps son amplitude* «$V_{H\mathrm{m}}$» proportionnellement au signal modulateur c'est-à-dire à transformer $V_{H\mathrm{m}} \sin \Omega t$ en:

$$v'_H = V_{H\mathrm{m}}(1 + m \sin \omega t). \sin \Omega t$$

où «m» est le *taux de modulation* pratiquement égal à

$$\frac{v'_{H\,\mathrm{maxi}} - v'_{H\,\mathrm{mini}}}{2v'_{H\,\mathrm{moyenne}}}$$

v'_H moyenne étant égale à $V_{H\mathrm{m}}$ (Fig. VIII-2-1).

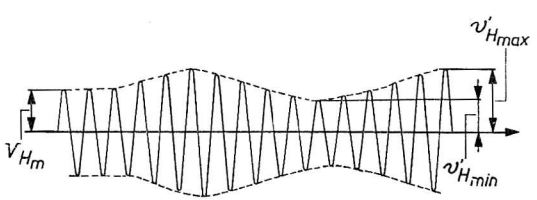


Fig. VIII-2-1. Onde modulée; en pointillé: l'enveloppe.

Le taux de modulation «m» doit rester inférieur à 1 sous peine de distorsion inadmissible.

En décomposant un signal modulé en amplitude, il vient:

$$v'_H = V_{Hm} \sin \Omega t + \frac{m \cdot V_{Hm}}{2} [\cos (\Omega - \omega)t - \cos (\Omega + \omega)t].$$

On trouve ainsi la somme de:

$$V_{Hm} \sin \Omega t \rightarrow \textit{onde porteuse} \text{ (de fréquence } F)$$

et la somme de

$$\frac{mV_{Hm}}{2} \cos (\Omega - \omega)t \quad \text{et} \quad -\frac{mV_{Hm}}{2} \cos (\Omega + \omega)t$$

que l'on appelle: *ondes latérales* (de fréquence $F-f$ et $F+f$).

Pour pouvoir transmettre et reconstituer fidèlement un signal sonore par exemple, il faut donc amplifier, recevoir et de nouveau amplifier une bande de fréquences comprises entre $F-f$ et $F+f$ soit 30 kHz environ. La transmission de la télévision exige des bandes bien plus larges (de l'ordre de 15 MHz pour la définition de 819 lignes).

Nous ne parlerons pas ici des procédés de modulation; les manipulations qualitatives que nous proposons à la fin du chapitre en transposant le problème en BF permettent simplement d'illustrer le principe de l'oscillation sinusoïdale entretenue, de la modulation sinusoïdale d'amplitude et de la détection linéaire d'une onde modulée en amplitude.

Nous signalerons toutefois qu'il ne suffit pas d'ajouter simplement les 2 signaux pour moduler l'un par l'autre. Si nous sommes en présence des signaux $v_{HF} = V_{Hm} \sin \Omega t$ et $v_{BF} = V_{Bm} \sin \omega t$ qui attaquent la grille d'un tube amplificateur à charge accordée à Ω et si le fonctionnement a lieu en classe A, il n'y aura pas de modulation.

On peut représenter le mécanisme du phénomène en considérant le point figuratif correspondant au signal HF (Fig. VIII-2-2).

En l'absence du signal BF le point figuratif (v_{HF}, i_{HF}) décrit très rapidement (à la fréquence $F = \Omega/2\pi$ et sur la droite R_Ω) de part et d'autre du point de support U_{p0}, J_{p0} un segment correspondant à $V_{gHF\,max}$. Si la grille du tube est attaquée en même temps par le signal BF, on peut encore considérer le même déplacement très rapide (à Ω) du point figuratif mais avec un déplacement trés lent (à ω) du point de support U_{p0}, J_{p0} entraîné par la variation de v_g qui, de U_{g0}, passe à $U_{g0} \pm V_{BF}$. Si en définitive le point

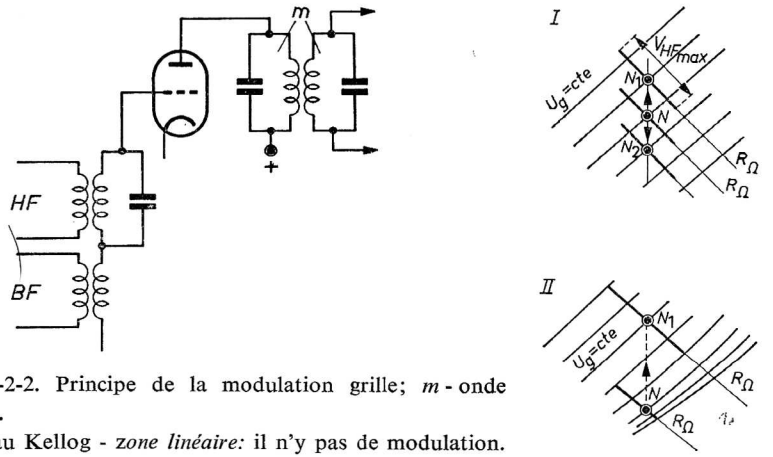


Fig. VII-2-2. Principe de la modulation grille; *m* - onde modulée.
I: Réseau Kellog - *zone linéaire:* il n'y pas de modulation.
II: il y a modulation.

figuratif (v_{HF}, i_{HF}) ne déborde pas la zone linéaire, la longueur du segment décrit et les amplitudes de i_{HF} et de v_{HF} ne changeront pas; il n'y aura pas de modulation, la valeur de V_{HF} restera constante quelle que soit la valeur de l'amplitude de v_{gBF} [pourvu que le point figuratif (v_{HF}, i_{HF}) ne quitte pas la zone linéaire].

Mais si le point de repos U_{p0}, J_{p0} et les amplitudes des signaux ont été choisis pour que le fonctionnement ait lieu en régime variable (souvent de la classe A à l'extrême de la classe C) les amplitudes de v_{HF} et de i_{HF} dépendront de la position du point de support c'est-à-dire de la valeur de $v_{BF}(t)$ et il y aura modulation (Fig. VIII-2-2).

Autrement dit, du fait de la courbure des caractéristiques (zone non linéaire — voir § IX-1) v_s est de la forme:

$$a_0 + a_1 v_e + a_2 v_e^2 + \ldots$$

Pour $v_e = V_{HF} \cos \Omega t + V_{BF} \cos \omega t$, il apparaît dans l'expression de v_s, entre autres, le terme du type:

$$a\, V_{HF}\, V_{BF} \cdot \cos \omega t \cdot \cos \Omega t$$

à la pulsation Ω, qui sera la seule pratiquement amplifiée par le circuit *accordé*, donc la seule pratiquement transmise après la détection.

On conçoit facilement qu'avec des caractéristiques de forme quelconque cette variation recherchée de V_{Hm} ne soit pas obligatoirement proportionnelle à $v_{BF}(t)$. Nous renvoyons le lecteur aux ouvrages techniques spécialisés en HF où ils trouveront l'étude plus détaillée du problème.

La Fig. VIII-2-3 donne le schéma de principe de la modulation «grille» dont nous avons parlé plus haut; le point de support dans ce cas là est déplacé à ω par la variation de U_{g0}.

Dans la modulation «plaque» le signal BF déplace le point de support par la variation de U_{p0}.

§ VIII - 3. Principe de la détection d'une onde modulée en amplitude

On extrait le signal BF par le *redressement* du signal modulé à travers une *résistance shuntée par un condensateur* comme le montre le schéma classique, très souvent employé, de la Fig. VIII-3-1.

La présence du circuit accordé à Ω impose une résistance R assez importante (évitant l'amortissement trop grand du circuit anti-résonnant). L'ensemble RC doit être choisi convenablement de façon que les décharges du condensateur se confondent le plus possible avec l'enveloppe de l'onde

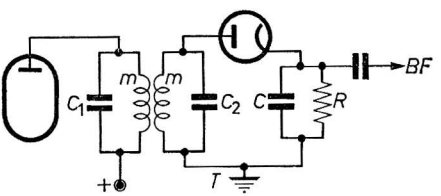


Fig. VIII-3 1. Principe de la détection d'une onde modulée en amplitude; *m* - onde modulée, *BF* - signal basse fréquence extrait de l'onde modulée.

modulée (l'enveloppe qui, réunissant sensiblement les maxima des alternances positives, représente le signal BF). Voir Fig. VIII-3-2.

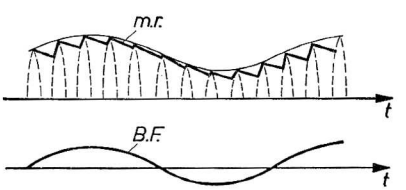


Fig. VIII-3-2. *mr* - signal modulé redressé (et integré par la capacité *C* qui shunte *R*) *B.F.*: signal *B.F.* extrait (après filtrage des harmoniques *H.F.*)

Pour une résistance de détection R donnée, il faut que C soit suffisamment grand pour que la capacité puisse fournir les pointes de courant HF avec une chute négligeable dans la résistance R; il faut que;

$$\frac{1}{C\Omega} \ll R.$$

Mais, d'autre part, C doit être suffisamment faible pour que la dérivation

qu'il présente aux bornes de R en basse fréquence ait une impédance importante:

$$\frac{1}{C\omega} \gg R.$$

Ces deux conditions ne sont pas contradictoires, en principe, puisque $\Omega \gg \omega$.

Comme pour l'oscillation et la modulation, nous renvoyons le lecteur aux ouvrages techniques spécialisés traitant du calul des systèmes détecteurs.

§ VIII - 4. Illustration expérimentale d'un oscillateur sinusoïdal, de la modulation d'amplitude et de la détection

a) *Générateur d'oscillations sinusoïdales*

Reprendre l'amplificateur à charge accordée du § VII-4-B, polarisation automatique, source HT unique, $U_a = 200$ V, U écran $= 160$ V.

Insérer dans le circuit grille une bobine (1500 spires en fil émaillé $\phi = 0{,}2$) de diamètre suffisamment faible pour être placée à l'intérieur de la bobine qui fait partie du circuit anti-résonnant, ce qui permet de coupler la plaque à la grille.

Régler le couplage (enfoncer plus ou moins une bobine dans l'autre, inverser et recommencer) pour obtenir *une oscillation sinusoïdale entretenue;* visualiser la tension plaque.

Mesurer f_0 et comparer à la valeur donnée par la formule $LC\omega_0^2 = 1$.

b) *Modulation d'amplitude*

Reprendre le montage du paragraphe précédent mais sans la bobine intérieure de couplage avec une polarisation par source extérieure de $-2{,}5$ V environ et la tension écran par source séparée; $U_e = 160$ V, $U_a = 200$ volts, r_g de l'ordre de 200 kΩ.

La grille de l'amplificateur à charge accordée sera attaquée (comme l'indique le schéma de la Fig. VIII-4-1) par deux générateurs BF, l'un fournissant l'onde porteuse (à $f = 10\,000$ Hz environ) l'autre délivrant le signal modulateur ($\omega = 100$ Hz environ).

Expliquer l'utilité du condensateur de liaison de 100 pF et de la résistance de liaison de 200 kΩ environ.

Régler la fréquence du générateur fournissant l'onde porteuse de façon

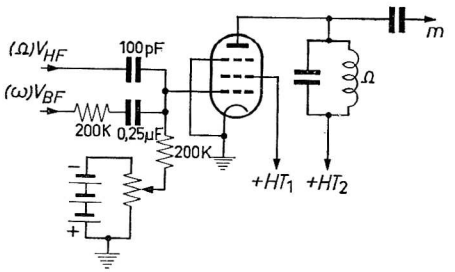


Fig. VIII-4-1. *m*: onde modulée.

à avoir le gain maximum ($V_{gH} \simeq 6$ à 8 volts). Afficher ensuite le signal V_{gB} à 100 Hz environ et régler son amplitude pour réaliser un taux de modulation de l'ordre de 0,3 (apprécié à l'oscillographe); visualiser l'onde porteuse seule, et ensuite l'onde modulée.

c) *Détection*

Le signal modulé sera fourni par le montage du paragraphe précédent; il sera transmis au circuit de détection par la bobine intérieure introduite dans celle qui fait partie de la charge accordée (schéma de la Fig. VIII-3-1).

Le réglage de la fréquence de l'onde porteuse se fera comme plus haut mais avec la bobine intérieure en place. On visualisera la tension démodulée aux bornes de la résistance de détection $R = 30$ kΩ et on la comparera au signal modulateur V_{gB}. On prendra pour C: 0,01 μF et on utilisera la diode 6 AL 5, étudiée au chapitre I, comme redresseur.

CHAPITRE IX

Distorsion non linéaire

§ IX - 1. Distorsion non linéaire et facteur de distorsion; prédétermination graphique

La distorsion non linéaire est due au fonctionnement non linéaire des équipements c'est-à-dire au fonctionnement dans les zones où les caractéristiques dites «statiques» (exprimant les relations entre deux grandeurs quand les autres sont constantes) ne sont plus des *droites parallèles* et *équidistantes* mais des courbes quelconques.

Dans ce cas, un *signal d'entrée sinusoïdal* de fréquence f se déforme et on retrouve à la sortie, en régime établi, un signal périodique contenant, en plus du terme fondamental, des harmoniques à $2f$, $3f$ etc . . .

Considérons la caractéristique dynamique d'un tube monté en amplificateur à charge anodique ohmique:
$J_p = f(U_g)$ à U_a = cte. et pour R_p donnée.

Choisissons dans *le coude* inférieur un point de repos (à $V_e = 0$): J_{p0}, U_{g0}. (Fig. IX-1-1).

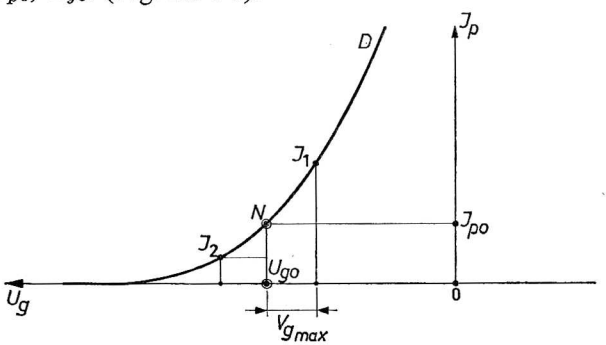


Fig. IX-1-1. D - caractéristique dynamique.

Si nous appliquons à la grille une tension sinusoïdale $v_g = V_{gm} \cos \omega t$, il en résultera un courant plaque $i_p = f(v_g)$, le point figuratif v_g, i_p se déplaçant sur la caractéristique dynamique de part et d'autre du point de repos.

On aura $i_p = f(U_{g0} + v_g)$

$i_p - J_{p0} = f(U_{g0} + v_g) - f(U_{g0})$, ce qui, développé en série de Taylor, nous donne:

$$i_p = J_{p0} + f'_{(Ug0)} \cdot v_g + \frac{1}{2!} f''_{(Ug0)} \cdot v_g^2 + \frac{1}{3!} f'''_{(Ug0)} \cdot v_g^3 + \dots .$$

En s'arrêtant à ces 3 termes on assimile la courbe $i_p = J_p = f(v_g)$ à une cubique.

On s'en tient d'ailleurs là dans la pratique et on a ainsi:

$$i_p = a_0 + a_1 v_g + a_2 v_g^2 + a_3 v_g^3 .$$

Remplaçons v_g par $V_{gm} \cos \omega t$ et

$$\cos^m (\omega t) \quad \text{par} \quad \phi(\cos \omega t, \cos 2\omega t, \cos 3\omega t \dots)$$

(formule de Moivre).

On a pour $m = 2$ et $m = 3$;

$$\cos^2 \omega t = \frac{1 + \cos 2\omega t}{2} \quad \text{et} \quad \cos^3 \omega t = \frac{3 \cos \omega t + \cos 3 \omega t}{4} .$$

Le courant plaque i_p prendra la forme:

$$i_p = A_0 + A_1 \cos \omega t + A_2 \cos 2 \omega t + A_3 \cos 3 \omega t$$

avec $$A_0 = J_{p0} + \frac{a_2}{2} V_{gm}^2 = a_0 + \frac{a_2}{2} V_{gm}^2 \text{ (courant moyen)}$$

$$A_1 = (a_1 + \frac{3a_3}{4} V_{gm}^2) V_{gm};$$

le terme $\frac{3a_3}{4} V_{gm}^2$

étant généralement négligeable devant a_1 nous écrirons:

$$A_1 \simeq a_1 V_{gm} \quad \text{(fondamental)}$$

a_1 étant la pente de la caractéristique dynamique au point de repos considéré.

$$A_2 = \frac{a_2}{2} V_{gm}^2 \quad \text{(harmonique 2)}$$

$$A_3 = \frac{a_3}{4} V_{gm}^3 \quad \text{(harmonique 3).}$$

On appelle: «facteur de distorsion harmonique» le quotient

$$D = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 \ldots}}{A_1}.$$

On peut d'ailleurs distinguer un facteur de distorsion relatif à chaque harmonique:

$$D_n = \frac{A_n}{A_1}.$$

Il est possible d'apprécier D_2 et D_3 assez facilement en partant du tracé de la caractéristique dynamique; il suffit pour cela de considérer les deux valeurs limites du courant J_p correspondant à $U_{g0} + V_{gm}$ (soit J_1) et $U_{g0} - V_{gm}$ (soit J_2).

Comme nous l'avons dit plus haut, le terme $\frac{3a_3}{4} V_{gm}^2$ est généralement trés faible par rapport à a_1 (a_3/a_1 de 1 à 5% et V_{gm}^2 très infèrieur à 1 couramment).

Ainsi on peut écrire:

$$J_1 = J_{p0} + a_1 V_{gm} + a_2 V_{gm}^2$$

$$J_2 = J_{p0} - a_1 V_{gm} + a_2 V_{gm}^2$$

d'où l'on tire:

$$D_2 \simeq \frac{a_2}{2a_1} V_{gm} = \tfrac{1}{2} \frac{J_1 + J_2 - 2J_{p0}}{J_1 - J_2}.$$

Pour calculer D_3 il faut des nouvelles équations.

Pratiquement il est intéressant de relever les points 3 et 4 tels que:

$$U_g = U_{g0} \pm \frac{V_{g\,max}}{\sqrt{2}},$$

ce qui donne

$$D_3 = \frac{(J_1 - J_2) - (J_3 - J_4)\sqrt{2}}{J_1 - J_2 + (J_3 - J_4)\sqrt{2}}.$$

Comme on le voit, le terme harmonique 2 (les harmoniques pairs d'une façon générale) *augmente* le *courant moyen* qui devient:

$$J_{p0} + \frac{a_2}{2} V_{gm}^2$$

ce qui peut modifier la polarisation par résistance cathodique. Pratiquement

le point de support J_{p0}, U_{g0} ne se déplace guère, car l'augmentation du courant moyen entraîne une polarisation négative plus forte qui fait baisser à son tour le courant débité.

Toutefois, on ne peut pas le négliger systématiquement.

§ IX - 2. Intermodulation, modulation de ronflement, distorsiomètres (principe)

a) *Intermodulation*

On dit qu'il y a *intermodulation* quand, du fait de la courbure des caractéristiques ($v_s = a_0 + a_1 v_e + a_2 v_e^2 + \ldots$) deux fréquences en présence (ω et ω') donnent naissance à une fréquence du type: $p\omega \pm q\omega'$ (p et q entiers). Dans le cas le plus simple soit $p = q = 1$, par exemple, il apparaît des termes de la forme $A \cos \omega t \cdot \cos \omega' t$, c'est-à-dire le phénomène de modulation d'une fréquence par l'autre, ce qui se traduit par la naissance des fréquence correspondant *à* $\omega + \omega'$ et à $\omega - \omega'$ (comme nous l'avons vu au chapitre VIII).

Dans le cas d'un amplificateur de son, ce phénomène peut être gênant. Ainsi, par exemple, pour les fréquences $f = 6000$ Hz et $f' = 7000$ Hz, les harmoniques de ces fréquences (s'il y a distorsion non linéaire) restent dans une bande où l'oreille est peu sensible (12000 — 14000 etc); par contre, la fréquence $= 7000 - 6000 = 1000$ Hz se trouve dans la bande de sensibilité maximum. Il y a ainsi *création de nouvelles fréquences* qui peuvent se trouver dans une bande très gênante.

b) *Modulation de ronflement*

Dans un récepteur de son, par exemple, si à l'onde porteuse Ω (ou à l'onde intermédiaire HF) s'ajoute un signal à basse fréquence ω, nous sommes en présence de

$$v_e = V_{\mathrm{HF}} \cos \Omega t + V_{\mathrm{BF}} \cos \omega t$$

et

$$i_p = a_0 + a_1(V_{\mathrm{HF}} \cos \Omega t + V_{\mathrm{BF}} \cos \omega t) + a_2(V_{\mathrm{HF}} \cos \Omega t + V_{\mathrm{BF}} \cos \omega t)^2 + \ldots .$$

Si nous nous arrêtons au second terme $a_2 v_g^2$ correspondant au terme du second dégré de la caractéristique, nous retrouverons un terme:

$$2 a_2 V_{\mathrm{HF}} V_{\mathrm{BF}} \cos \omega t \cdot \cos \Omega t$$

montrant qu'il y a modulation de la HF (Ω) par la BF(ω).

Comme nous sommes en présence de l'amplification HF sélective il ne

restera que les termes en Ω c'est à dire:

$$a_1 V_{HF} \cos \Omega t$$

et le terme ci dessus; le taux de modulation sera égal à $\frac{2a_2}{a_1} V_{BF}$.

En réalité au terme dû à la courbure du second dégré (f'') s'ajoutent les termes dûs à f''' etc . . . , de sorte que des modulations à 2ω, 3ω . . . . peuvent apparaître également, mais d'amplitudes rapidement décroissantes, elles sont souvent négligables.

Si nous ne regardons que la modulation à ω due au 2ème terme de la courbure, le taux de modulation sera:

$$2 \frac{a_2}{a_1} V_{BF}.$$

Cette expression, pour un rapport donné et constant de $\frac{V_{BF}}{V_{HF}}$ est en relation bien déterminée avec $D_2 = a_2/a_1$.

L'importance de la modulation due aux autres termes de la courbure dépendra des rapports a_3/a_1 . . . etc . . . , de sorte qu'il y aura une certaine relation entre la valeur de D et le taux total de modulation de ronflement.

Certains appareils américains dits «distorsiomètres d'intermodulation» utilisent en vérité la modulation de ronflement pour apprécier le facteur de distorsion suivant une convention déterminée.

Le plus souvent le distorsiomètre comprend essentiellement un filtre qui arrête le fondamental et permet d'apprécier en % (par rapport à ce dernier) *la résiduelle.*

§ IX - 3. Travaux pratiques

Reprendre le réseau $J_p = f(U_p)$ du tube 12 AX 7 étudié au chapitre II. En gardant la même tension d'alimentation ($U_a = 260$ V.) et la même charge ($R_p \simeq 30$ kΩ) fixer la polarisation à -3 volts et prédéterminer graphiquement le facteur de distorsion pour $V_e = 0{,}3$ V; au besoin, retracer avec plus de précision la caractéristique dynamique dans la zone de travail.

Mesurer le facteur de distorsion en employant un «distorsiomètre»; comparer à la valeur prédéterminée; écart en %. Visualiser la tension de sortie à l'oscillographe.

Nota. Les distorsiomètres courants (bon marché) ont une résistance d'entrée relativement faible; il faut en tenir compte dans l'évaluation de la résistance de charge R_p.

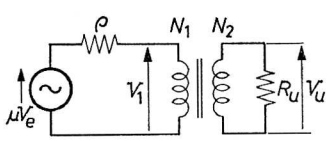
CHAPITRE X

Tube de puissance chargé par transformateur de sortie BF

Le haut-parleur présente souvent une impédance de l'ordre de quelques ohms (sensiblement ohmique dans la bande sonore) et nécessite ainsi un débit relativement important pour mettre en jeu une puissance de l'ordre de 0,5 à 10 watts, par exemple. Le tube de puissance courant exige une charge bien plus élevée et ne peut débiter pratiquement que des intensités de l'ordre de 20 à une centaine de mA. Il n'est donc pas possible de charger le tube directement par le H.P. et il faut passer par un transformateur abaisseur de tension (à tension primaire élevée et à courant primaire faible) qui est un *adaptateur d'impédance* et s'appelle *transformateur de sortie.*

Soit R_u — la charge ohmique à alimenter; elle correspond à la consommation wattée totale du H.P. dans le cas d'un récepteur de son (la puissance sonore fournie par le H.P. ne représente, bien entendu, qu'une faible fraction de cette consommation wattée).

Soit «n» — le rapport de transformation du transformateur de sortie (Fig. X-1-1).



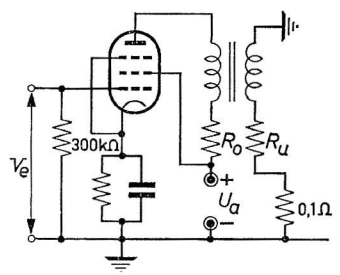


Fig. X-1-1. Pentode de puissance chargée par transformateur B.F.

Pour calculer le tube et le transformateur, on admet, en première approximation, que le tube est chargé par une résistance $R_p = n^2 \cdot R_u$.

Le transformateur de sortie destiné à un H.P. doit transmettre (contrairement au transformateur industriel) une *large bande de fréquences* sans affaiblissement ou tout ou moins avec un affaiblissement acceptable.

Nous montrerons dans ce chapitre:

1. quelles sont les hypothèses permettant les simplifications courantes,
2. quelles sont les raisons de l'allure réelle de la courbe de réponse d'un amplificateur B.F,
3. quelle est l'expression de la charge anodique du tube de sortie quand le transformateur n'est pas chargé,
4. comment calculer l'étage de sortie d'un amplificateur BF.

§ X - 1. Expression de la charge anodique et courbe de réponse; transformateur peu chargé

Soient (voir Fig. X-1-1).

N_1 et N_2 — le nombre de spires au primaire et au secondaire.
r_1 et r_2 — les résistances des enroulements (primaire et secondaire)
$n = \dfrac{N_1}{N_2}$ — le rapport de transformation
Φ — le flux par spire (commun aux deux enroulements)
$l_1\omega$ et $l_2\omega$ — les inductances de fuite (primaire et secondaire)
$L_1\omega$ — l'inductance primaire
R_u — la charge utile (aux bornes du secondaire)
$\vec{V}_u$ — la tension aux bornes de la charge utile R_u
$\vec{V}_e = \vec{V}_g$ — la tension d'attaque du tube
ρ et μ — la résistance interne et le facteur d'amplification du tube
$\vec{V}_1$ — la tension aux bornes du primaire.

En régime sinusoïdal établi:

$$\mu\vec{V}_e = -\vec{V}_1 + \rho\vec{I}_1$$

où I_1 et V_1 sont: courant primaire et tension alimentant le primaire (soit la tension plaque V_p).

La charge anodique $\vec{Z}_p$ sera donnée par la relation:

$$-\vec{V}_1 = \vec{Z}_p \cdot \vec{I}_1 .$$

Si nous négligeons: les pertes dans le fer (Foucault et hystéresis) et les capacités parasites, il vient

$$-\vec{V}_1 = r_1\vec{I}_1 + \mathrm{j}\, l_1\omega\vec{I}_1 + \mathrm{j}\,\omega N_1\vec{\Phi} \tag{1}$$

pour le primaire.

En posant $r_2 + R_u = R_2$.

(2) $$-\mathrm{j}\omega N_2\vec{\Phi} = (R_2 + \mathrm{j}\omega l_2)\cdot\vec{I_2}$$

pour le secondaire.

(3) $$N_1\vec{I_0} = N_1\vec{I_1} + N_2\vec{I_2}$$

et si nous appliquons au primaire la tension V_1 à vide (circuit secondaire ouvert):

(4) $$-\vec{V_1} = (r_1 + \mathrm{j}\omega L_1)\vec{I_0}.$$

En éliminant $\vec{I_0}$, $\vec{I_2}$ et $\vec{\Phi}$ pour trouver la relation entre $\vec{V_1}$ et $\vec{I_1}$, soit la charge du tube «$\vec{Z_p}$», il vient:

$$-\vec{V_1}\left(1 + \frac{\mathrm{j}\omega l_2 n^2}{r_1 + \mathrm{j}\omega L_1} + \frac{R_2 n^2}{r_1 + \mathrm{j}\omega L_1}\right) = (n^2R_2 + r_1 + \mathrm{j}\omega l_f')I_1,$$

$l_f' = l_1 + n^2 l_2$ (inductance de fuite ramenée au primaire).

Le terme $\dfrac{\mathrm{j}\omega l_2 n^2}{r_1 + \mathrm{j}\omega L_1}$ peut être négligé devant 1; il est en effet plus petit que $\dfrac{\mathrm{j}\omega l_2 n^2}{\mathrm{j}\omega L_1} = \dfrac{l_2 n^2}{L_1} < \dfrac{l_f'}{L_1} < 0{,}01$, même pour les transformateurs médiocres.

Ainsi $$-\frac{\vec{V_1}}{\vec{I_1}} = \vec{Z_p} \simeq \frac{(n^2R_2 + r_1) + \mathrm{j}\omega l_f'}{1 + \dfrac{n^2R_2}{r_1 + \mathrm{j}\omega L_1}}.$$

Géneralement r_1 est négligeable devant ωL_1 (erreur $\ll 1\,\%$ déjà à 50 Hz pour les bons transformateurs) et *en première approximation* on peut aussi négliger r_1 devant n^2R_2 (erreur de 1 à 3 %) pour simplifier l'expression de Z_p qui devient:

$$\vec{Z_p} = \frac{n^2R_2 + \mathrm{j}\omega l_f'}{1 + \dfrac{n^2R_2}{\mathrm{j}\omega L_1}}.$$

Nous ne pouvons ainsi considérer n^2R_2 comme expression de la charge anodique du tube que si

(1°) $l_f'\omega$ est négligeable devant n^2R_2 (cela est *vrai* surtout *pour les fréquences basses*) et si

(2°) $L_1\omega$ est suffisamment grand devant n^2R_2 (cela est *vrai* surtout *aux fréquences élevées*).

Nous appelons *bande passante* la bande de fréquences où ces deux influences sont négligeables à 3 dB près et nous admettons dans cette bande $\vec{Z}_p = n^2(R_u + r_2)$ qui devient ainsi une *charge ohmique.*

Cela nous conduit au circuit équivalent de la Fig. X-1-2.

$$\mu V_e = \rho I_1 + n^2(R_u + r_2) I_1 .$$

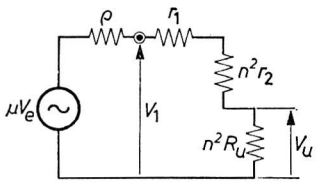


Fig. X-1-2. Circuit équivalent dans la bande passante.

Nous pourrons d'ailleurs introduire r_1 que nous avons d'abord négligé en le bloquant avec ρ du tube (r_1 est en général de l'ordre de 1 % de ρ) soit $\rho_1 = \rho + r_1$

$$\mu V_e = \rho_1 I_1 + n^2 r_2 I_1 + n^2 R_u I_1 .$$

Soit «G_0» le gain dans la bande passante que nous prendrons comme référence (0 dB).

$$G_0 = \frac{V_u}{V_e} .$$

Le gain ramené au primaire:

$$G_0' = \frac{V_u'}{V_e} \qquad V_u' = n^2 R_u I_1$$

d'où

$$G_0' = \mu \cdot n^2 \cdot R_u \frac{1}{\rho_1 + n^2 R_2}$$

et

$$G_0 = \mu \cdot n \cdot R_u \frac{1}{\rho_1 + n^2 R_2} .$$

a) *Fréquences basses*

Le terme $l_f'\omega$ étant négligeable devant $n^2 R_2$ nous aurons

$$\vec{Z}_p = \frac{n^2 R_2}{1 + \dfrac{n^2 R_2}{\mathrm{j} L_1 \omega}} = \frac{n^2 R_2 \cdot \mathrm{j} L_1 \omega}{\mathrm{j} L_1 \omega + n^2 R_2}$$

ce qui nous conduit à représenter la charge anodique comme une résistance n^2R_2 et une inductance L_1 branchée en parallèle (voir schéma Fig. X-1-3)

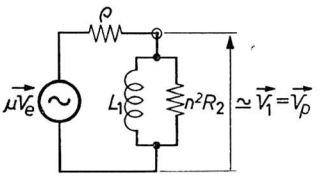


Fig. X-1-3. Circuit équivalent aux basses fréquences.

$$\vec{Z}_p = A + j\omega B \qquad \text{est } \textit{inductive}.$$

Le schéma équivalent courant représente le tube chargé par Z_p sous forme d'un dipôle actif alimenté par une force électromotrice $\mu \cdot V_g$ (tension).

En divisant l'équation caractéristique

$$\mu\vec{V}_g = \rho_1\vec{I}_p + \vec{Z}_p\,\vec{I}_p \qquad \text{par } \rho_1 \text{ il vient} \qquad \frac{\mu\vec{V}_g}{\rho_1} = \vec{I}_p - \frac{\vec{V}_p}{\rho_1}$$

ce qui conduit à représenter le tube comme un dipôle actif alimenté par un *courant* $\dfrac{\mu\vec{V}_g}{\rho_1}$ (dit «courant en court circuit»). Voir Fig. X-1-4.

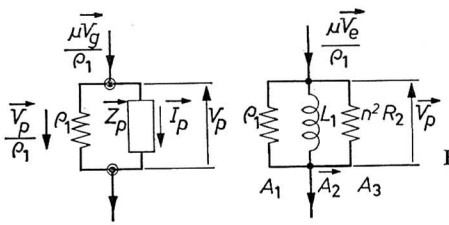


Fig. X-1-4.

Dans notre cas cette dernière représentation est beaucoup plus commode.

En désignant par A_1, A_2 et A_3 les trois admittances en parallèle il vient:

$$\mu\vec{V}_e \cdot A_1 = -\vec{V}_p(A_1 + \vec{A}_2 + A_3)$$

d'où $\dfrac{\vec{V}_p}{\vec{V}_e} = -\mu \cdot \dfrac{A_1}{A_1 + A_3 + \vec{A}_2}$ et $\vec{G} = \dfrac{\vec{V}_u}{\vec{V}_e} = \mu \cdot n \cdot R_u \dfrac{A_1 \cdot A_3}{A_1 + A_3 + \vec{A}_2}$

et avec $G_0 = \mu \cdot n \cdot R_u \dfrac{1}{\rho_1 + n^2R_2} = \mu \cdot n \cdot R_u \dfrac{A_1 \cdot A_3}{A_1 + A_3}$

$$\vec{G} = G_0 \frac{1}{1 + \dfrac{\vec{A}_2}{A_1 + A_3}} = G_0 \frac{1}{1 - \mathrm{j}\dfrac{1/L_1\omega}{A_1 + A_3}}.$$

Soit f_1 la fréquence à laquelle $1/L_1\omega_1 = A_1 + A_3$ (l'inductance $L_1\omega_1$ équivalente à l'ensemble de ρ_1 et n^2R_2 en parallèle)

$$\vec{G}(f) = G_0 \frac{1}{1 - \mathrm{j}\, f_1/f}$$

et le module

$$G(f) = G_0 \frac{1}{\sqrt{1 + (f_1/f)^2}}.$$

Pour $f = f_1$: $G = -3$ dB et la fréquence f_1 limitera (par convention) la bande passante du coté des *fréquences basses.*

b) *Fréquences élevées*

En négligeant l'influence de $L_1\omega$ (qui devient très grand)

$$\vec{Z}_p \simeq n^2R_2 + \mathrm{j}l_f' \cdot \omega;$$

la charge est de nouveau inductive. En considérant le schéma de la Fig. X-1-5:

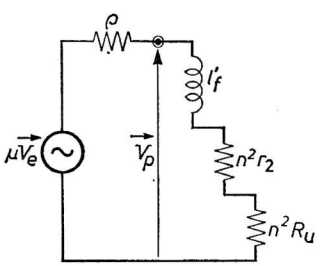


Fig. X-1-5. Circuit équivalent aux féquences élevées.

$$\frac{\vec{V}_p}{\vec{V}_e} = -\mu \frac{\vec{Z}_p}{\vec{Z}_p + \rho_1} = -\mu \frac{n^2R_2 + \mathrm{j} \cdot l_f' \cdot \omega}{(\rho_1 + n^2R_2) + \mathrm{j} \cdot l_f'\omega}$$

$$\vec{G} = \frac{\vec{V}_u}{\vec{V}_e} = \frac{1}{n} \cdot \frac{n^2R_u}{n^2 \cdot R_2 + \mathrm{j} \cdot l_f' \cdot \omega} \cdot \frac{\vec{V}_p}{\vec{V}_e}$$

$$= \mu \cdot n \cdot R_u \frac{1}{(\rho_1 + n^2R_2) + \mathrm{j}l_f' \cdot \omega} = G_0 \frac{1}{1 + \mathrm{j}\dfrac{l_f' \cdot \omega}{\rho_1 + n^2R_2}}.$$

Soit f_2 la fréquence pour laquelle $l_f' \cdot \omega_2 = \rho_1 + n^2 R_2$

$$G(f) = G_0 \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_2)^2}}.$$

La fréquence f_2 limite à 3 dB la bande passante du coté des fréquences élevées (Fig. X-1-6).

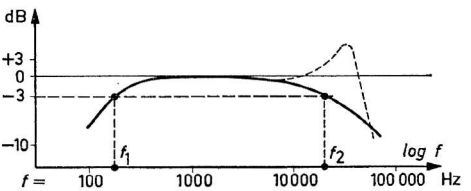


Fig. X-1-6. Coubre de réponse d'un tube de puissance chargé par transformateur B.F.

Le principe de la superposition des états d'équilibre nous conduit (en complétant par les pertes dans le fer: «r_f» et les capacités parasites réparties), au schéma équivalent de la Fig. X-1-7.

En première approximation (pour les transformateurs courants utilisés normalement) r_{fer} et les capacités réparties peuvent être négligées.

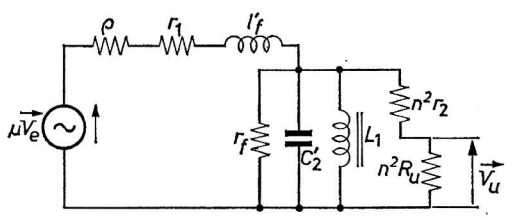


Fig. X-1-7. Circuit équivalent complet; r_f - représente les pertes dans le fer.

Le schéma équivalent de la Fig. X-1-7 nous permet de retrouver rapidement nos formules:
dans la bande passante en négligeant $l_f'\omega$ et en supprimant $L_1\omega$,
pour les fréquences basses en négligeant $l_f'\omega$ mais en tenant compte de $L_1\omega$,
pour les fréquences élevées, en tenant compte de $l_f'\omega$ et en suprimant $L_1\omega$.

Ce schéma nous permet également de tenir compte éventuellement des éléments normalement négligeables.

Dans les transformateurs de mauvaise qualités r_{fer} abaisse légèrement le gain (et le rendement).

La résonance série due à l_f' et C_2' se manifeste souvent en relevant la courbe de réponse du transformateur aux fréquences élevées (et peut affecter même une partie de la bande passante). Fig. X-1-6: traits en pointillé.

La résonance parallèle entre L_1 et C_2 n'a guère d'effet sensible du fait de l'amortissement normalement très élevé dans un transformateur de sortie chargé.

c) *L'expression de la charge anodique du tube dans le cas d'un transformateur peu chargé*

Si nous considérons l'expression de la charge anodique

$$\vec{Z}_p \simeq \frac{n^2 R_2 + \mathrm{j} l_f' \omega}{1 + \dfrac{n^2 R_2}{\mathrm{j}\omega L_1}}$$

dans la bande passante, l'influence des fuites magnétiques (l_f') peut être d'autant plus négligée que le transformateur est moins chargé (R_u grand). Mais il n'en est pas du tout de même en ce qui concerne l'influence de l'inductance primaire L_1.

Quand R_u, et par conséquent R_2, deviennent grandes on ne peut plus négliger la présence de $L_1\omega$ et la charge anodique devient *inductive* même dans la bande passante. Ainsi dans le cas des transformateurs de sortie courants pour $R_u = 5$ à 10 fois la valeur normale (c'est-à-dire très peu chargés) dans l'expression $\vec{Z}_p = A + \mathrm{j}B$, B devient du même ordre de grandeur que A à la fréquence de 1000 Hz.

§ X - 2. Calcul de l'étage de sortie d'un amplificateur BF

Si, dans le calcul d'un tube de puissance, les conditions de bonne conservation sont également primordiales, les données ne sont pas les mêmes que dans le cas d'un amplificateur de tension. Ici le problème consiste à mettre en jeu la puissance demandée dans le récepteur et, le préamplificateur (amplificateur de tension qui précède le tube de puissance) fournissant la tension d'entrée «sur demande», la question du gain en tension (G) devient secondaire.

On cherche souvent une charge permettant d'obtenir *un maximum de puissance modulée* ($W_u = I_p \cdot V_p$) compatible avec le bon fonctionnement du tube (*charge optimum*); c'est en partant de cette valeur (soit, par exemple, R_p dans la bande passante) que l'on calculera le transformateur de sortie, la charge utile (R_u) étant habituellement imposée.

On aura: $n \simeq \sqrt{\dfrac{R_p}{R_u}}$, en négligeant r_1 et r_2 (si sela est possible).

Comment procéder pour choisir R_p optimum?

Il faut encore avoir recours au réseau J_p, U_p tracé pour U écran choisie, *délimiter la zone de fonctionnement possible* (voir § VII-1), noter soigneusement la valeur *de J écran à ne pas dépasser* et placer, d'une part *le point de support* et d'autre part *la direction de la droite de pente* $= -1/R_p$ de façon à obtenir le produit $I_p \cdot V_p$ le plus grand possible.

C'est un tâtonnement, bien entendu, mais il peut être très rapide comme le montrera l'exemple numérique ci dessous.

Prenons la pentode de puissance EL 84 (voir § X-3 et Fig. X-2-1). Le réseau J_p, U_p pour $U_e = 250$ volts $=$ cte nous montre que pour augmenter la valeur possible de W_u nous avons intérêt à utiliser la tension d'alimentation

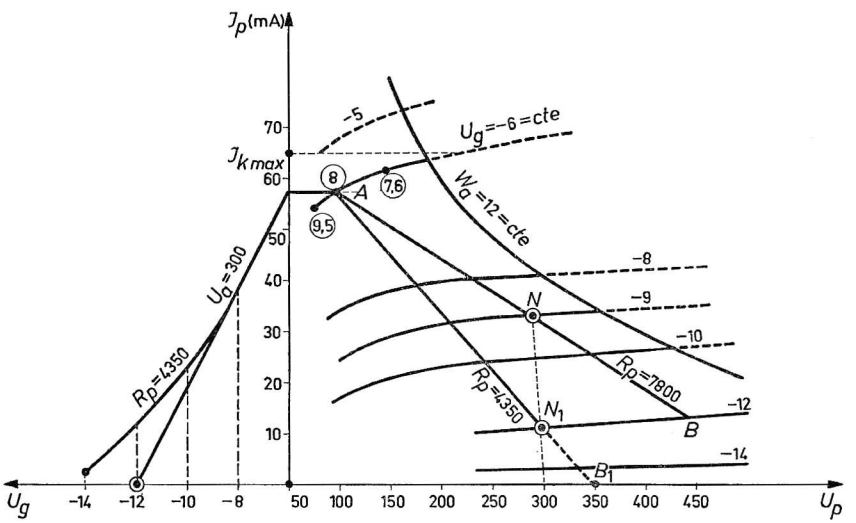


Fig. X-2-1. Tube pentode EL 84. $U_e = 250$ V $=$ cte. W_a max.: 12 W. W_e max.: 2 W, d'où I_e max.: 8 mA. I_K max.: 65 mA. Les chiffres cerclés comme 9,5 signifient $I_{\text{écran}} =$ 9,5 mA.

U_a la plus forte possible. La limite indiquée étant de 300 volts, c'est cette valeur que nous adopterons.

La résistance r_1 du primaire étant en général faible par rapport à R_p, la droite de charge sera sensiblement une verticale passant par $U_a = 300$ V. Pour avoir $W_u = I_p \cdot V_p$ la plus grande possible, nous avons intérêt à choisir le point de support (N sur la Fig. X-2-1) le plus près possible de l'hyperbole d'isopuissance maximum mais, bien entendu, nous sommes limités par la valeur de $J_{k\,\max}$.

Si nous admettons J écran $= J_{e\,\max} /= 2/250 = 8$ mA *il ne faudra pas dépasser* $J_{p\,\max} = 65 - 8 = 57$ mA.

Ainsi, d'une part, nous ne pouvons pas déborder trop la zone de déchet et la caractéristique à $U_g \simeq -6$ volts et, d'autre part, nous ne pouvons guère dépasser, dans l'autre sens, la caractéristique à $U_g \simeq -12$ volts à cause de la distorsion non linéaire trop importante.

Si nous vérifions la valeur de J_e aux extrémités A des segments NA possibles nous aboutissons vite *aux positions optima de N et du lieu géométrique A B* et nous en déduisons la valeur limite admissible pour V_e.

En prenant pour U_{g0}: -9 volts, R_p optimum est de 7800 ohms environ et la valeur limite pour $V_e/\sqrt{2}$: 3 volts environ.

La puissance utile maximum compatible avec la bonne conservation du tube et une distorsion acceptable à la rigueur (ici de 5% environ) est de l'ordre de 1,9 W. Les indications des constructeurs des tubes («valeurs nominales») sont plus optimistes.

Comme nous l'avons dit à propos de la triode (§ IV-2-a) nous interprétons les valeurs limites de la façon la plus favorable à la conservation du tube. Nous aurons ainsi une puissance dissipée à l'écran nettement inférieure à la valeur maximum indiquée par le constructeur et les valeurs, moyenne et efficace, du courant cathodique également inférieures à la valeur limite.

Bien entendu, dans un poste radio courant on peut admettre, éventuellement, des tensions d'entrée bien plus élevées pour aboutir à des puissances utiles plus grandes, quitte à remplacer le tube le jour où on s'apercevra du changement trop important de ses caractéristiques ou de son usure précoce.

Il n'est pas recommandé de raisonner ainsi dans le cas d'un grand nombre d'équipements électroniques; pour mettre en jeu une puissance utile plus élevée (que le tube devrait pouvoir supporter normalement), il faut obtenir l'accord du constructeur à qui on précisera le fonctionnement et le rôle exact du tube.

§ X - 3. Travaux pratiques

On utilisera le tube pentode EL84 (voir brochage et caractéristiques Fig. X-3-1).

On peut employer un transformateur 7000/3, puissance nominale 3 W

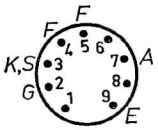


Fig. X-3-1. Pentode de puissance EL 84, Noval, 9 broches. Chauffage 6,3 V. Valeurs à ne pas dépasser: Tension de l'aonde: 300 V. Puissance dissipée sur l'anode: 12 W. Puissance dissipée sur l'écran: 2 W. Courant cathodique: 65 mA. Résistance grille: 1 MΩ en polarisation automatique, 300 KΩ en polarisation par source extérieure Dans la zone linéaire: ρ de l'ordre de 40 KΩ. S de l'ordre de 9 mA/V.

(7000/3 signifie: charge du secondaire 3 ohms et charge rapportée au primaire 7000 ohms soit $n^2 \simeq 7000/3$).

A titre indicatif $r_1 = 400$ ohms, $r_2 = 0{,}8$ ohms, $L_1 = 7$ à 10 henrys $l_f' \simeq 0{,}1$ H, $n \simeq 45$. Valeurs à mesurer; voir plus loin, mesures de n,L_1 et l_f'.

On prendra pour R_u: 2,3 ohms et on se limitera à la puissance utile au secondaire de 0,5 watt environ à 1000 Hz (*point de référence*). On prendra $U_a = U_e = 250$ volts = cte.

L'étude sera faite en négligeant les pertes dans le fer et les capacités parasites.

On tracera rapidement la partie intéressante du réseau J_p, U_p pour évaluer les valeurs de ρ et s et en déduire la valeur de μ.

Mesurer, si nécessaire, les valeurs exactes de r_2, r_1 et R_u.

A.

En négligeant l'influence des fuites magnétiques (l_f') et sans tenir compte de l'inductance primaire L_1, dans les conditions de référence précisées plus haut: $R_u = 2{,}3$ Ω $W_{\text{uuile}} = 0{,}5$ W à 1000 Hz (*bande passante*)

a) Calculer V_u, prédéterminer la charge anodique et le gain et indiquer la valeur de la tension d'entrée nécessaire.

b) Choisir la polarisation pour assurer un bon fonctionnement du tube et un minimum de distorsion non linéaire; indiquer sur le réseau tracé le point de support et le lieu géométrique du point de fonctionnement. Apprécier la valeur de R_k et choisir une résistance de valeur la plus rapprochée possible.

Monter l'amplificateur et vérifier expérimentalement les valeurs prédéterminées; choisir le bloc d'alimentation avec une capacité en tête de 16 μF au moins. *On partira de* $V_e = 0$. Attention: laisser le transformateur *chargé*; pour couper ou modifier la charge ramener V_e à zéro. On peut d'une

façon générale, par précaution, ramener la tension d'entrée V_e à zéro après chaque mesure et repartir ensuite en contrôlant toujours V_u

La tension de sortie sera mesurée aux bornes du secondaire. On indiquera le gain expérimental G_0.

c) Mesures de n, L_1 et l_f'.

1. La mesure de $n = N_1/N_2$ se fera avec le courant de support J_{p0} prédéterminé en «b», *secondaire ouvert* à très basse fréquence (100 Hz par exemple).

Attention: Commencer par une *tension d'entrée nulle* augmenter progressivement jusqu'à la valeur de V_u (aux bornes du secondaire) correspondant au point de référence.

Si à la fréquence utilisée $r_1^2 \ll L_1^2\omega^2$

$$n = \frac{V_1}{V_u \text{ à vide}} \text{ (secondaire ouvert)} .$$

Si r_1 n'est pas négligeable («self» primaire faible — mauvais transformateur) il faut apporter une correction à cette mesure. En effet:

$-\vec{V_1} = \mathrm{j}\omega L_1\vec{I_0} + r_1\vec{I_0} + \mathrm{j}\omega l_1 I_0$; nous négligerons les fuites magnétiques

$\simeq \mathrm{j}L_1\omega\vec{I_0} + r_1\vec{I_0}$

$\vec{V_2} \simeq -\mathrm{j}\omega N_2\vec{\Phi}$ ($V_2 = V_u$ tension au bornes du secondaire ouvert)

$\mathrm{j}\omega N_1\vec{\Phi} \simeq \mathrm{j}\omega L_1\vec{I_0}$ En éliminant Φ il vient:

$$\frac{N_1}{N_2}\cdot\vec{V_2} \simeq -\mathrm{j}L_1\omega\vec{I_0}$$

et d'autre part

$$\vec{V_1} \simeq -(\mathrm{j}L_1\omega\vec{I_0} + r_1\vec{I_0})$$

et

$$n = \frac{N_1}{N_2} = \frac{V_1}{V_2}\cdot\frac{L_1\omega}{\sqrt{L_1^2\omega^2 + r_1^2}} .$$

2. La mesure de L_1 se fera comme celle de n à très basse fréquence (100 Hz par exemple), secondaire ouvert, avec le courant de support (*attention:* comme pour n: partir de V_e *nulle* etc . . .)

$$-\vec{V_1} = (r_1 + \mathrm{j}L_1\omega)\vec{I_0};$$

l'appréciation du courant primaire peut se faire en intercalant dans le

circuit anodique (voir schéma de la Fig. X-3-2) une résistance étalonnée suffisamment faible devant $L_1\omega$ présumée et en mesurant la tension aux bornes de cette résistance par un millivoltmètre électronique.

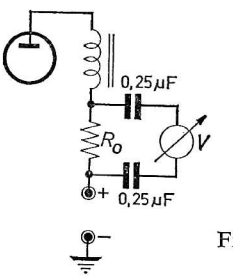


Fig. X-3-2.

Il est plus facile de faire cette mesure directement au pont d'impédances mais il faut la faire avec J_{p0} et à fréquence assez basse pour pouvoir négliger r_{fer} et C_2'.

3. La mesure de l_f' se fera avec le secondaire en court circuit (diagramme de Kapp) loin de la fréquence de résonance (2000 Hz par exemple dans notre cas); elle peut se faire sans J_{p0}.

La mesure au pont d'impédances peut se faire à 1000 Hz.
Attention: Pour la mesure directe (diagramme de Kapp) *commencer* par V_e *nulle* pour arriver *progressivement* à I_2 correspondant sensiblement au point de référence $\left(= \frac{V_u}{R_u}\right)$. L'appréciation de I_2 peut être faite en court-circuitant le secondaire à travers une faible résistance étalonnée (de l'ordre de 0,1 Ω par exemple) et en mesurant la tension aux bornes de cette résistance par un millivoltmètre.

B.

En tenant compte des fuites magnétiques (l_f') et de l'inductance primaire (L_1) à V_e = cte (= à la valeur correspondant aux conditions de référence).

a) Prédéterminer par le calcul f_1 et f_2 et tracer la courbe de réponse de l'amplificateur: G dB = f(log f) entre 100 et 80000 Hz (points: 100 - 400 - 1000 - 4000 - 10000 - 40000 - 80000) en indiquant les valeurs de f_1 et f_2 sur l'axe des abscisses (gradué en fréquences); échelles conseillées: 1 cm = 2 dB et 10 cm pour le log 10 en prenant le point à $f = 100$ à l'origine, $G_0 = 0$ dB.

b) Relever et tracer (sur le même graphique) la courbe de réponse expérimentale (mêmes points, mêmes échelles; $G_0 = 0$ dB).

La *tension de sortie* sera mesurée aux bornes du *secondaire*.

C.

En déchargeant le transformateur (on prendra pour R_u: 15 ohms par exemple) à 1000 Hz, en négligeant les fuites magnétiques et les capacités parasites:

a) Indiquer l'expression de la charge anodique

$$\vec{Z}_p = A + jB,$$

la valeur de la tension de sortie au primaire (V_1) pour $V_e = 0{,}4$ V ainsi que $\phi_Z^{\rightarrow} = \text{arc tg } B/A$.

Situer sur le réseau $J_p = f(U_p)$ le lieu géométrique du point de fonctionnement.

b) Vérifier expérimentalement la valeur de V_1, le lieu géométrique du point de fonctionnement et la valeur de $\phi_Z^{\rightarrow}$. Comparer aux valeurs prédéterminées par le calcul; écart en % (voir nota § IV-3-B3).

CHAPITRE XI

Amplificateur BF à contre-réaction sur deux étages; Performances

L'étage de sortie d'un amplificateur classique BF de faible puissance comprend un tube de puissance chargé par transformateur nécessaire pour attaquer un Haut Parleur à faible impédance (de l'ordre de 3 à 5 ohms dans la plupart des cas).

Comme nous l'avons vu au chapitre X, la courbe de réponse d'un tel ensemble montre une distorsion linéaire assez importante.

La contre-réaction de tension (voir chapitre V) atténue sensiblement cette distorsion linéaire et permet d'améliorer d'autres caractéristiques, comme nous le verrons dans ce chapitre. Mais comme elle abaisse fortement le gain, il faut faire précéder l'étage de sortie par un ou deux étages d'amplification de tension.

Le schéma de la Fig. XI-1-1 montre un amplificateur BF à deux étages

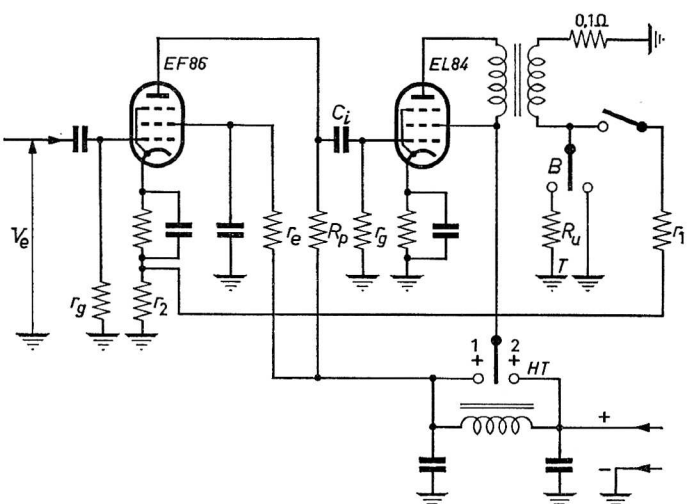


Fig. XI-1-1. Position 1: tension filtrée pour les deux étages. Position 2: tension mal filtrée pour le second étage.

avec contre-réaction de tension non sélective réalisée par une chaîne comprenant 2 résistances r_1 et r_2 branchées aux bornes de la charge utile R_u.

On choisit les valeurs de r_1 et de r_2 de façon à ne pas modifier la charge R_u du transformateur; r_2 reste, malgré cela, assez faible devant R_p du premier tube et l'on peut négliger la contre-réaction d'intensité dans le premier étage.

Par contre, on peut tenir compte de r_2 dans le calcul de la polarisation automatique du Ier tube.

Il est à signaler que, du fait de la capacité répartie du transformateur et, d'une façon générale, du fait des liaisons parasites, il est possible que, pour certaines fréquences (souvent tout à fait en dehors de la bande d'utilisation), le gain α de la chaîne directe ou le taux de contre-réaction β (et même α et β à la fois) deviennent complexes. Cela n'a aucune importance si à l'intérieur de la bande d'utilisation β et α ne sont pas sensiblement modifiés. Par contre, cela peut devenir catastrophique si pour une fréquence, même très éloignée de la bande d'utilisation, le module de $\vec{\alpha} \cdot \vec{\beta}$ devient égal ou supérieur à 1 et sa phase égale à 180°. Nous pouvons avoir alors l'instabilité («l'accrochage»), une oscillation plus ou moins dangereuse mais qui rend l'amplificateur inutilisable, comme nous l'avons déjà dit au § V-1.

Il ne suffit pas toujours de diminuer légèrement le taux de contre-réaction ou de reprendre la disposition des éléments, le câblage et les liaisons extérieures pour supprimer l'instabilité quand elle se manifeste. Souvent la solution la plus rapide et la plus sûre est d'intercaler dans la chaîne de contre-réaction un correcteur destiné à compenser la rotation de phase ou à diminuer le module de $\vec{\beta}$ aux fréquences dangereuses (sans modifier sensiblement la courbe de réponse dans la bande d'utilisation — voir l'exemple au § XI-2 et éventuellement l'ouvrage signalé en Ière page).

§ XI - 1. Constance relative de gain et performances qui en résultent; atténuation de la distorsion non linéaire et des bruits internes

Nous avons vu au § V-2 qu'une contre-réaction de tension non sélective permet d'obtenir une plus grande constance de gain quelles que soient les raisons des variations du gain α de la chaîne directe.

En atténuant la distorsion linéaire, la contre-réaction permettra de relever

les extrémités de la courbe de réponse normale (Fig. X-1-6) et de la rendre presque horizontale dans la bande d'utilisation (et souvent, avec un taux suffisant, bien au-delà).

La contre-réaction permettra ainsi l'emploi des transformateurs de qualité inférieure (plus faible inductance primaire et plus forte inductance de fuite) donc moins chers et moins encombrants.

Sélective et réglable elle permettra de renforcer les graves et les aigus en relevant à volonté les deux extrémités (ou une extrémité sur deux) de la courbe de réponse par rapport à la bande moyenne (dite «médium»); en réalité, c'est un abaissement du «médium» que l'on opère par rapport aux extrémités et on relève ensuite l'ensemble d'une façon uniforme par un préamplificateur soigné à charge ohmique pure.

La diminution de l'impédance interne du dernier étage est également très précieuse, car elle permet d'amortir notablement les effets de la résonance propre du Haut Parleur qui se trouve ainsi branché sur une très faible charge.

a) *Distorsion non linéaire et facteur de distorsion harmonique*

On peut montrer que le facteur de distorsion harmonique est également divisé, sensiblement, par $1 + \alpha \cdot \beta$.

Considérons un amplificateur en zone non linéaire (voir chapitre IX);

Sans contre-réaction: à une tension sinusoïdale $v_e = v_g = V_e\sqrt{2} \cos \omega t$ à l'entrée de la chaîne directe «α» correspondra, à la sortie:

$$v_s = A_1 \cos \omega t + \ldots A_n \cos n\, \omega t + \ldots$$

Avec une contre-réaction de taux β: à la même sollicitation *extérieure* V_e correspondra une tension de sortie plus faible. Augmentons V_e de façon à obtenir à la sortie *la même valeur du terme fondamental* $A_1 \cos \omega t$ et la tension de sortie v_s' s'écrira (V_e' étant la nouvelle sollicitation extérieure):

$$v_s' = A_1 \cos \omega t + \ldots A_n' \cos n\, \omega t + \ldots$$

L'existance à la sortie du même terme $A_1 \cos \omega t$ entraîne l'existance à la grille du tube (à l'entrée de la chaîne directe) d'une tension résultante égale sensiblement à

$$V_e' - \beta \cdot \frac{A_1}{\sqrt{2}} = V_e$$

qui entraîne à son tour la naissance à l'intérieur de la chaîne directe, d'une distorsion donnant lieu aux mêmes termes $\ldots A_n \cos n\omega t \ldots$ Si nous con-

statons un terme différent (plus faible) $A_n' \cos n\omega t$ à la sortie de la boucle fermée c'est parce que du terme $A_n \cos n\omega t$ va se retrancher automatiquement β. $A_n' \cos n\omega t$ retransmis par la chaîne de contre-réaction et amplifié α fois par la chaîne directe.

Nous pourrons écrire ainsi:

$$A_n' \cos n\omega t = A_n \cos n\omega t - \alpha \cdot \beta \cdot A_n' \cos n\omega t$$

ce qui donne

$$A_n' = \frac{A_n}{1 + \alpha \cdot \beta}.$$

La réamplification des harmoniques (de la tension de distorsion) peut amener une nouvelle distorsion mais, en général, l'atténuation du facteur de distorsion sera bien de l'ordre que donne la formule ci dessus.

Cette qualité de la contre-réaction est également précieuse; elle permet de déborder la zone linéaire et d'utiliser mieux le tube. Cela est surtout intéressant dans le cas d'un *tube de puissance* qui travaille à niveau d'entrée élevé; pour augmenter la puissance utile, on est d'ailleurs tenté d'admettre des tensions les plus élevées possibles.

b) *Parasites internes (ou «bruits internes»)*

La contre-réaction atténue aussi les effets perturbateurs des parasites *internes*: ronflement du secteur, mauvais filtrage, harmoniques qui prennent naissance du fait des signaux parasites apparaissant *à l'intérieur* de la chaîne directe (voir § IX-2) etc.

Si nous considérons un amplificateur à 2 étages α_1, α_2 (schéma Fig. XI-1-1) et une tension parasite V attaquant l'étage α_2:

1° Sans contre-réaction la tension V_s qui apparaîtra à la sortie sera égale à $\alpha_2 \cdot V$.

2° Avec contre-réaction, si nous considérons l'étage α_2, la tension V est une sollicitation extérieure et la chaîne de contre-réaction est constituée par β et α_1, de sorte que:

$$V_s' = V \cdot \frac{\alpha_2}{1 + \beta\alpha_1 \cdot \alpha_2}.$$

Ce raisonnement n'est valable, bien entendu, que si l'on considère la même tension utile à la sortie et le parasite introduit à l'entrée du 2ème étage.

La contre-réaction permet ainsi de filtrer moins bien la HT, attaquant le dernier étage, et de la prélever avant l'inductance de filtrage, par exemple.

Comme l'étage de sortie consomme un courant plus élevé que les étages qui le précèdent, on évite ainsi, souvent, une forte chute de tension aux bornes de l'inductance de filtrage et on rend plus faible la résistance interne de la source H.T. alimentant le dernier étage (voir § XII-3).

§ XI - 2. Travaux pratiques et exercices

L'amplificateur BF à deux étages à contre-réaction de la Fig. XI-1-1 comprend:

Ier etage constitué par une pentode EF 86 à charge anodique ohmique, polarisation automatique,

II. étage constitué par une EL 84 chargée par transformateur (*comme* au § X-3),
et une chaîne de contre-réaction $r_1 = 450$ ohms et $r_2 = 50$ ohms (soit $\beta = 0{,}1$).

a) Calculer la charge R_p du Ier tube ($U_a = 250$ volts, $U_e = 160$ V - voir § VII-1) pour assurer une puissance de sortie de 0,5 watt *en boucle fermée* avec $V_e \simeq 0{,}15$ volt *à 1000 Hz.*

Choisir la résistance disponible la plus proche et prédéterminer le gain total à boucle fermée ainsi que la tension d'entrée nécessaire pour assurer une puissance de sortie de 0,5 watt environ. Choisir U_{g0} qui convient le mieux, calculer R_k (en tenant compte de la présence de r_2) et r écran.

b) Constituer l'amplificateur; on prendra pour r_g du Ier tube: 2 à 3 MΩ.

Suivant l'extrémité du secondaire mis à la masse, la tension de sortie est sensiblement en phase ou en opposition de phase avec la tension d'entrée V_e. Pour réaliser une *contre-réaction*, il faut que la tension retransmise à l'entrée (c'est-à-dire à la grille du Ier tube) soit en *opposition* de phase avec la tension d'entrée V_e.

Comme la chaîne de retour transmet une partie de la tension de sortie en l'insérant *entre la cathode et la masse*, il faut qu'elle soit *en phase* avec V_e pour avoir en définitive entre la grille et la cathode: $V_e - \beta V_s$.

Il est nécessaire de le vérifier avant de brancher la chaîne de retour sous peine de réaliser une réaction qui pourrait présenter des dangers pour les tubes; un oscillographe courant permet cette vérification. Le gain sans

contre-réaction étant relativement élevé on prendra la précaution *de commencer à* $V_0 = 0$ en surveillant « *V*» *utile* dont on connaît la valeur normale (correspondant à *0,5 watt à la sortie à 1000 Hz* — conditions de référence que nous avons précisées à propos du tube EL 84 seul au § X-3).

Vérifier les valeurs prédéterminées (toujours à 1000 Hz). Régler éventuellement V_e pour réaliser les conditions de référence; on indiquera sa valeur. A $V_e = \text{cte}$ (= à la valeur reglée comme ci dessus) tracer expérimentalement la courbe de réponse de l'amplificateur à 2 étages à contre-réaction (mêmes points que pour la courbe tracée au § X-3 — pour les comparer reporter les deux courbes sur le même graphique).

En considérant les valeurs mesurées du gain à 100 et à 1000 Hz du tube de sortie seul (réalisant 0,5 W à 1000 Hz au § X-3) et la variation relative du gain quand on passe de 1000 Hz à 100 Hz, prédéterminer l'atténuation de cette variation rélative du gain dans le cas de l'amplificateur à 2 étages à contre-réaction; comparer aux valeurs expérimentales.

c) Pour illustrer l'atténuation de la *distorsion non linéaire*, on procédera comme suit.

En gardant la même valeur de R_u et à 1000 Hz.

(1°) Sans contre-réaction (*attention:* gain très élevé, ramener V_e à 0 avant de couper la chaîne) augmenter progressivement V_e jusqu'à une déformation nettement appréciable de la tension v_u visualisée à l'oscillographe. Noter l'indication du voltmètre branché aux bornes de R_u (indication qui correspond encore, sensiblement, au terme fondamental de v_u si la déformation n'est pas trop prononcée). Mesurer si possible le facteur de distorsion au distorsiomètre.

(2°) *Avec contre-réaction:*

Régler la tension d'entrée V_e pour réaliser la même indication du voltmètre branché aux bornes de R_u (c'est à dire pour obtenir sensiblement la même puissance de sortie). Visualiser l'allure de v_u et comparer avec celle qui a été observée précédemment.

Mesurer le facteur de distorsion au distorsiomètre.

Partant de la mesure précédente apprécier l'atténuation de la distorsion non linéaire (apportée par la contre-réaction) et comparer avec la valeur expérimentale.

d) Pour montrer l'atténuation de l'effet des *parasites internes* visualiser

l'allure de la tension de sortie (dans les conditions de référence: 0,5 W et 1000 Hz) en alimentant le Ier étage par la tension normalement filtrée et le 2ème étage par une HT mal fitrée (voir Fig. XI-1-1).

Nota. Si la tension avant l'inductance de filtrage était trop élevée, on pourrait créer une chute artificielle (comme sur la Fig. XI-2-1).

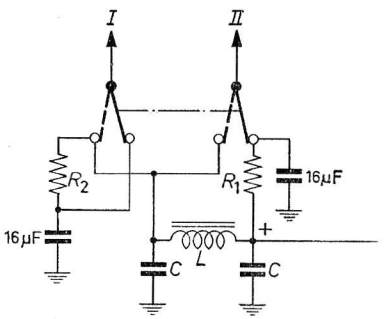


Fig. XI-2-1. I. à brancher au premeir étage
II: à brancher au second étage

Indiquer le taux de ronflement dans chaque cas (c'est-à-dire avec et puis sans contre-réaction) le dernier étage étant toujours alimenté par la HT mal filtrée.

Nota. Le taux de ronflement est défini par le quotient, exprimé en dB, du produit: «tension de sortie par courant de sortie» = «$V_s \cdot I_s$» (exprimé en mV · A) en l'absence du signal d'entré ($V_e = 0$) divisé par 50,

$$\tau = \frac{V_s \cdot I_s}{50}.$$

On le définit, souvent, par le rapport, exprimé en dB, de «la puissance de ronflement (en mW), à $V_e = 0$, à la puissance normalisée de 50 mW».

Il faut considérer cette définition comme une convention permettant une comparaison commode de l'importance relative des bruits internes des amplificateurs.

Le produit «$V_s \cdot I_s = \frac{V_s^2}{R_u}$» à $V_e = 0$, déduit de l'indication du voltmètre courant branché aux bornes de R_u, n'a pas de signification physique bien déterminée car $v_s(t)$ n'est pas du tout sinusoïdale (voir § XIV-4).

e) En partant du théorème de Thèvenin (voir § XIV-6 et § V-3) apprécier par le calcul l'impédance interne de l'amplificateur sans et avec contre-réaction.

Toutefois, comme il ne s'agit pas là d'un étage intermédiaire, aux bornes duquel se branche l'impédance d'entrée de l'étage suivant, mais d'un étage final, on considère la charge du tube de sortie comme *charge externe Z du système*. Ce dernier se présente comme sur la Fig. X-1-7; les bornes *B* et *T* et la charge n^2R_2 correspondent respectivement aux bornes (1) et (2) et à la charge Z de la Fig. XIV-6-1.

Ainsi l'impédance interne de l'amplificateur sans contre-réaction, *vue du primaire*, se réduit pratiquement, dans la bande passante, à la résistance interne du tube ρ avec l'inductance primaire branchée en parallèle; il suffira de diviser cette valeur par n^2 pour connaître, pratiquement, l'impédance interne vue du secondaire. Pour vérifier expérimentalement les valeurs prédéterminées, on peut effectuer la mesure de la tension à vide V_{s0} correspondant à V_e qui, en court-circuit, donne lieu à I_2 normal (voir § V-3).

Pour éviter une tension à circuit de sortie ouvert (et une distorsion trés forte qui en résulterait) on ne fera pas la mesure à I_2 normal, mais pour une valeur beaucoup plus faible.

On peut procéder de la façon suivante: sans contre-réaction et à vide (secondaire ouvert) on notera (en partant de $V_e = 0$) *la valeur* qui donne, à la sortie, V_2 de l'ordre de V_u normal (ou un peu plus grande). On appliquera ensuite la tension V_{e0}, le secondaire étant court-circuité à travers une très faible résistance étalonnée (0,1 ohm par exemple) et on notera la tension aux bornes de cette résistance pour en déduire le courant en court-circuit I_{cc}. C'est pour cette valeur de courant que la mesure de Z_i sera faite. Il suffira alors de noter V_{s0} correspondant à V_{e0} à vide pour écrire

$$Z_i = \frac{V_{s0}}{I_{cc}}.$$

On branchera la chaîne de contre-réaction, on appliquera de nouveau la tension V_{e0} (déterminée plus haut) à secondaire ouvert, et on notera V_{s0}'

$$Z_i' = \frac{V_{s0}'}{I_{cc}}.$$

On calculera $\alpha_0 = \dfrac{V_{s0}}{V_{e0}}$ (gain à vide sans contre-réaction) et on vérifiera que

$$Z_i \cdot \frac{1}{1 + \alpha_0 \beta}$$

est bien de l'ordre de Z_i' mesurée.

Ces mesures peuvent se faire normalement, comme les autres mesures, à 1000 Hz. Toutefois, dans le cas d'un transformateur médiocre en particulier, le fonctionnement à vide peut être instable. A secondaire ouvert, la charge du tube de sortie devient fortement inductive (voir § X-1) et la contre-réaction peut se transformer plus facilement en réaction si une chaîne parasite le favorise; l'oscillation qui peut en résulter est, en général, à fréquence très élevée, et une capacité assez faible branchée aux bornes de r_2 peut réduire suffisamment le gain de la chaîne à la fréquence dangereuse pour supprimer l'oscillation et pour permettre d'effectuer la mesure.

Bien entendu il ne faut pas que cette capacité modifie sensiblement le taux de la contre-réaction à la fréquence à laquelle on fait la mesure. On pourrait se limiter, par exemple, à la valeur de $1/C \cdot \omega$ de l'ordre de 100 à 20 r_2 quitte à effectuer la mesure à une fréquence plus basse (400 à 200 Hz à la rigueur.)

Toutefois la valeur de Z_i dépend de la fréquence, en particulier si le transformateur est médiocre.

CHAPITRE XII

Amplificateurs symétriques

§ XII - 1. Définitions et fonctionnement en classe A; push-pull

Considérons le schéma de principe du montage symétrique de la Fig. XII-1-1 comprenant deux tubes identiques.

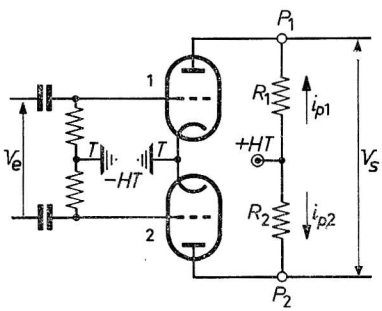


Fig. XII-1-1.

Soient:

R_1 et R_2: les charges anodiques ohmiques par tube $R_1 = R_2 = R_p$

R_{pp}: la résistance plaque - plaque.

$= 2R_p$

V_{G1G2} (et U_{G1G2}) la tension entre les grilles G_1 et G_2

$= V_e$ (ou U_e)

$V_{G1T} = V_{GT} = V_e/2$ la tension «grille» par tube

V_{P1P2} = la tension entre les plaques P_1P_2

$= V_s$.

L'amplificateur monté suivant le schéma de la Fig. XII-1-1 est dit *symétrique* quand les tensions «grille» appliquées aux tubes (1) et (2) sont égales et en opposition de phase:

$$V_{G1T} = V_{G2T}$$

et

$$\phi(\vec{V}_{G1T}, \vec{V}_{G2T}) = 180°$$

ou $\Delta U_{g1} = -\Delta U_{g2}$.

$$G \text{ de l'amplificateur} = \frac{V_s}{V_e} = \frac{V_{P_1P_2}}{V_{G_1G_2}}.$$

Polarisons par une source extérieure réglable les deux tubes à U_{g0}; le montage de la Fig. XII-1-2 permet en outre d'appliquer à chaque grille un $\pm\Delta U_g$.

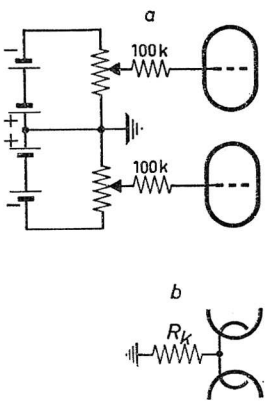


Fig. XII-1-2. *a*: polarisation par source extérieure. *b*: polarisation automatique.

Traçons la caractéristique dynamique du tube (1) dont la charge anodique est $R_p = \dfrac{R_{pp}}{2}$ et symétriquement par rapport à l'axe des U_g la caractéristique dynamique identique du tube (2) en prenant U_{g0} comme point commun et origine des axes (Fig. XII-1-3).

A $U_g = U_{g0}$, $J_{p1} = J_{p2} = J_{p0}$ et, si nous considérons le sens des courants dans les résistances R_p, la différence de potentiel $U_{p1p2} = 0$. La source HT fournira $J_{p1} + J_{p2} = 2J_{p0}$.

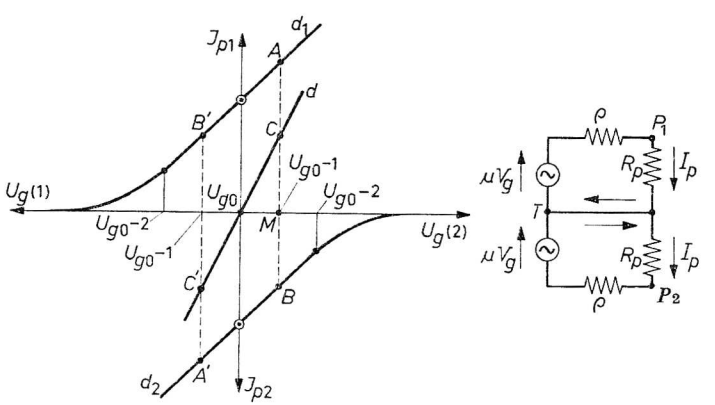


Fig. XII-1-3. 1. tube 1, d_1 - caractéristique dynamique du tube 1 tracée pour $R_p = R_{pp}/2$.

Si nous appliquons (autour de U_{g0}) $+\Delta U_g$ à la grille du tube (1) et $-\Delta U_g$ à la grille du tube (2), les ordonnées AM et BM de l'abscisse ΔU_g représentent les courants J_{p1} et J_{p2} de chaque tube.

Si nous travaillons *en classe A* et si à ΔU_g correspond un ΔJ_p dans chaque tube nous aurons:

$$J_{p1} = J_{p0} + \Delta J_p \quad \text{et}$$

$$J_{p2} = J_{p0} - \Delta J_p$$

$J_p = J_{p1} - J_{p2} = 2 \cdot \Delta J_p$ et tout se passe comme si $R_{pp}/2$ était parcourue par $J_p = 2 \cdot \Delta J_p$

$$U_{p1p2} = 2\Delta U_p = 2 \cdot \frac{R_{pp}}{2} \cdot \Delta J_p = \frac{R_{pp}}{2} \cdot J_p = R_{pp} \cdot \Delta J_p.$$

Les points C tels que $MC = MA - MB$ (et les points symétriques par rapport à U_{g0}: C' telsque $M'C' = M'A' - M'B'$) indiqueront $J_{p1} - J_{p2}$ correspondants aux $\Delta U_g = \frac{U_{G_1G_2}}{2}$.

$J_p = f(\Delta U_g)$ (dans notre cas la droite CC') s'appelle *caractéristique différentielle* (ou dynamique) du montage symétrique qui en classe A prend le nom de «push-pull».

La source HT fournira toujours un courant *constant* $= J_{p1} + J_{p2} = 2J_{p0}$.

Au lieu d'appliquer aux grilles des tubes (1) et (2) des tensions $\pm\Delta U_g$ branchons entre les grilles G_1 et G_2 de nos tubes une tension sinusoïdale $v_e = V_{G_1G_2\max} \cdot \sin \omega t$ *symétrique* par rapport à la cathode; nous sommes en présence des tensions sinusoïdales v_{G_1T} et v_{G_2T} attaquant les grilles (par rapport aux cathodes) des tubes (1) et (2), tensions qui sont *égales* et *en opposition de phase* et dont les amplitudes $= \frac{V_{e\max}}{2}$.

On retrouve ainsi le mécanisme de fonctionnement décrit plus haut (en suivant les déplacements des points figuratifs sur les caractéristiques respectives).

Il suffira de remplacer $\frac{U_{G_1G_2}}{2}$ par $\frac{V_{G_1G_2\max}}{2}$ et ΔJ_p par $I_{p\max}$ par tube (chaque tube étant sollicité par $V_g = \frac{V_{G_1G_2}}{2}$). Il circule dans le charge

$R_{pp}/2$ de chaque tube un courant sinusoïdal I_p et $I_{p\max}$ correspond à ΔJ_p, de sorte que:

$$V_{p_1p_2} = \frac{R_{pp}}{2} \cdot 2I_p = \frac{R_{pp}}{2} \cdot \frac{J_p}{\sqrt{2}}$$

avec J_p *donné par la différentielle du push-pull pour* $\Delta U_g = \dfrac{V_e \cdot \sqrt{2}}{2}$.

Si nous regardons la charge R_{pp}, tout se passe comme si elle était parcourue par un courant *sinusoïdal* I_p avec

$$I_p = \frac{J_p}{2\sqrt{2}} \qquad \text{et} \qquad V_{p_1p_2} = R_{pp} \cdot I_p .$$

Le schéma équivalent de la Fig. XII-1-3 résume nos conclusions. Nous sommes en précence de *deux sources identiques* $\mu V_e/2$ *en série* débitant *sur une charge* R_{pp}.

$$2 \cdot \frac{\mu \cdot V_e}{2} = \mu V_e = (R_{pp} + 2\rho) I_p ; \; V_{p_1p_2} = R_{pp} \cdot I_p$$

$$G = \frac{V_{p_1p_2}}{V_e} = \mu \frac{R_{pp}}{R_{pp} + 2\rho} = \mu \frac{1}{1 + \dfrac{2\rho}{R_{pp}}} = \mu \frac{1}{1 + \dfrac{\rho}{R_p}} .$$

Le gain est le même que peut donner *un seul tube* chargé par $R_{pp}/2$.

Toutefois si $V_e/2$ était la valeur limite acceptable pour un tube c'est une tension double (V_e) que nous pourrions amplifier.

Comme nous le verrons dans le paragraphe suivant, l'intérêt essentiel du montage symétrique réside dans la possibilité de déborder la zone linéaire.

§ XII - 2. Fonctionnement en zone non linéaire

Si les tensions d'entrée par tube $V_e^{①}$ et $V_e^{②}$ sont sinusoïdales, égales et en opposition de phase, mais si la zone de fonctionnement n'est pas linéaire, les courants anodiques par tube ne sont plus sinusoïdaux mais restent périodiques (voir § IX-1).

On peut écrire pour le tube (1):

$$i_1(t) = J_0 + I_1 \cos(\omega t + \phi_1) + I_2 \cos(2\omega t + \phi_2) + I_3 \cos(3\omega t + \phi_3) + \ldots$$

Les tubes (1) et (2) et les éléments de circuit supposés identiques, les tensions d'entrée par tube égales et en opposition de phase, nous obtiendrons i_2 en remplaçant ωt par $\omega t + \pi$, ce qui donne pour le tube (2):

$$i_2(t) = J_0 - I_1 \cos(\omega t + \phi_1) + I_2 \cos(2\omega t + \phi_2) - I_3 \cos(3\omega t + \phi_3) + \ldots$$

le courant différentiel $i(t) = i_1(t) - i_2(t) =$

$$2I_1 \cos(\omega t + \phi_1) + 2I_3 \cos(3\omega t + \phi_3) +$$

D'où les avantages du montage symétrique:

(1°) *Elimination des harmoniques pairs* du circuit *d'utilisation* et de ce fait:

(2°) *Possibilité de déborder la zone linéaire*; possibilité d'admettre un courant de repos plus faible, rendement plus élevé. La distorsion non linéaire qui résulte du fait que l'on déborde la zone linéaire vers les courants faibles donne lieu surtout aux harmoniques pairs (voir § IX-1).

(3°) Elimination de la tension continue de support aux bornes de la charge. Dans le cas le plus général où la charge est constituée par un transformateur il n'y a *pas d'effet magnétique sur le noyau au repos*; cela permet de réaliser des courants bien plus élevés sans atteindre la saturation qui entraîne une distorsion *non linéaire.*

(4°) Elimination de la composante à la fréquence fondamentale dans le courant débité par la source HT: i *débité* $= i_1 + i_2$. Ainsi on évite une réaction possible avec les étages précédents alimentés par la même source.

En cas de polarisation automatique, il devient inutile de brancher un condensateur de polarisation C_k aux bornes de R_k (Fig. XII-1-2), car il ne subsiste qu'une légère contre-réaction d'intensité pour les *harmoniques pairs* qui seuls traversent R_k (ce qui peut même être bénéfique).

(5°) Dans l'amplification des tensions continues (et à T.B.F.) les fluctuations de la tension d'alimentation n'ont pas d'influence *directe* sur la tension de sortie.

a) Classe B (push-push).

Soit $J_p = f(U_g)$ la caractéristique dynamique par tube dans le réseau idéalisé (Fig. XII-2-1).

Choisissons $U_{g0} = cut\text{-}off$ ($J_{p0} = 0$).

La caractéristique dynamique symétrique tracée comme au § XII-1 sera le prolongement de la première.

La caractéristique différentielle sera confondue avec les caractéristiques dynamiques par tube.

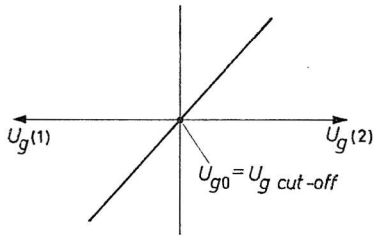


Fig. XII-2-1. Classe *B*, réseau *idéalisé*. Caractéristiques dynamiques des tubes tracées pour $R_p = R_{pp}/2$ et caractéristique différenteille.

En fonctionnement symétrique ($\pm\Delta U_g$) *ne travaillera qu'un seul tube sur deux.*

à $U_{G_1G_2} = 0, \quad J_p = J_{p1} - J_{p2} = 0$

à $+\Delta U_g$ pour le premier tube $J_{p1} = \Delta J_p$

et à $-\Delta U_g$ pour le second tube $J_{p2} = 0$

mais $J_p = J_{p1} - J_{p2} = \Delta J_p$ et nous aurons en définitive:

$$U_{p_1p_2} = \frac{R_{pp}}{2} \cdot J_p .$$

A une tension sinusoïdale V_e appliquée entre G_1 et G_2 et symétrique par rapport aux cathodes correspondront des tensions grille par tube comme sur la Fig. XII-2-2.

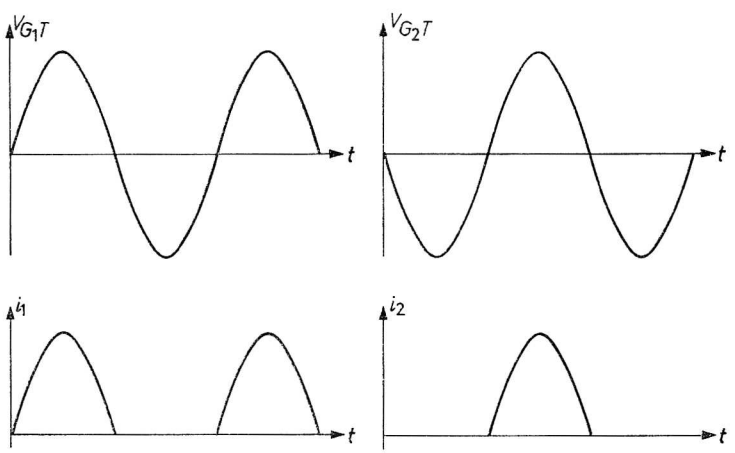
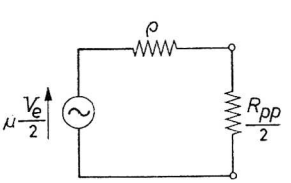


Fig. XII-2-2.
$V_{G1T} = V_{G2T} = V_e/2$
i_1 - courant dans le tube 1 (parcourant $R_{pp}/2$)
i_2 - courant dans le tube 2 (parcourant $R_{pp}/2$)
Circuit équivalent de l'ensemble.



Chaque tube ne travaillera qu'une alternance sur deux d'où l'allure du courant dans chaque tube (même figure). Etant donné le sens des courants dans la charge plaque-plaque R_{pp} (voir Fig. XII-1-1) les 2 alternances des courants s'emboîtent dans les demi-charges et tout se passe comme si nous avions un courant sinuoïdal dans une demi-charge $R_{pp}/2$: $I_{p\max} \sin \omega t$ avec $I_{p\max} = J_p$ de la caractéristique différentielle (ou dynamique par tube) correspondant à $\Delta U_g = V_e\sqrt{2}/2$

$$V_{p_1p_2} = \frac{R_{pp}}{2} \cdot \frac{J_p}{\sqrt{2}} .$$

Nous pourrons utiliser une zone de fonctionnement beaucoup plus grande qu'en classe A et mettre ainsi en jeu *une puissance par tube* plus *élevée* (voir le calcul numérique au paragraphe suivant).

Le montage symétrique est utilisé souvent comme étage de sortie, quand, en partant d'une tension sans support énergétique (c'est à dire, d'un signal qui ne peut pas débiter), il faut commander un récepteur qui consomme de l'énergie. Un étage, amplificateur de tension («préamplificateur»), qui précède souvent l'étage de sortie, fournit à ce dernier la tension d'entrée nécessaire; le gain, en tension de l'étage de sortie ne joue ainsi qu'un rôle secondaire.

b) *Classe AB*

Pour éviter la distorsion due à *la courbure des caractéristiques réelles* on travaille pratiquement en classe AB en admettant un léger courant de repos.

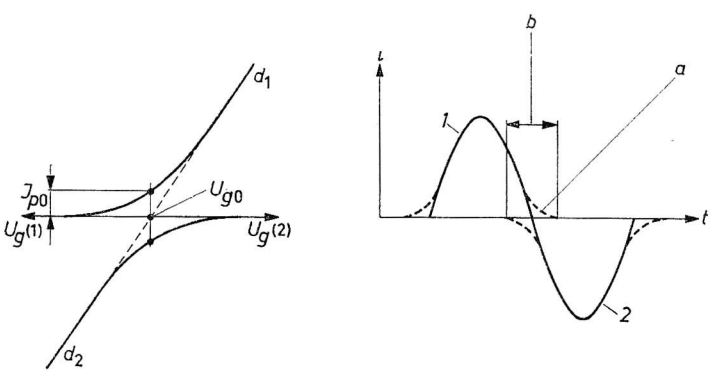


Fig. XII-2-3. Class *AB*, réseau *réel.*
d_1 - caractéristique du dynamique *réelle* du premier tube tracée pour $R_p = R_{pp}/2$.
d_2 - caractéristique dynamique *réelle* du second tube.
U_{g_0} - polarisation commune à déterminer. 1 - courant du premier tube. 2 - courant du second tube. *a* - déformation par tube. *b* - les deux tubes fonctionnent en même temps.

On choisit pour U_{g0} la valeur donnée par l'intersection avec l'axe des U_g de la partie droite prolongée de la caractéristique dynamique, tracée par tube pour une charge $R_{pp}/2$ (voir Fig. XII-2-3).

Le graphique de droite de la figure ci-dessus permet de voir que le *courant différentiel reste pratiquement sinusoïdal* si on travaille en classe AB où le tube fonctionne un peu plus d'une demi période par période et le courant *par tube* est déformé autour du cut-off.

Le tracé de la caractéristique différentielle *reélle* après le choix de U_{g0} permet d'apprécier l'importance de la distorsion qui subsistera aussi bien dans la région des valeurs faibles que dans celle qui correspond aux valeurs extrêmes.

§ XII - 3. Charge par transformateur à point milieu; calcul d'un push-push

Voir la Fig. XII-3-1 et le chapitre X.

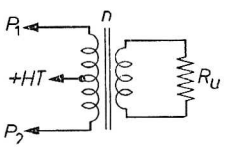


Fig. XII-3-1.

En considérant les réseaux idéalisés, nous retrouvons le fonctionnement décrit à propos de la charge ohmique.

Pour apprécier la valeur de U_{g0} en classe AB et tracer la caractéristique dynamique, quelle charge faut-il considérer par tube?

La charge du secondaire ramenée au primaire (charge plaque-plaque) pour un transformateur, en régime sinusoïdal établi et dans la bande passante, étant $n^2R_2 + r_1$, pour tracer la *caractéristique dynamique par tube*, $J_p = f(U_g)$, il faut prendre:

$$R_p = \frac{R_{pp}}{2} = \frac{n^2R_2 + r_1}{2}.$$

Dans beaucoup de catalogues et d'ouvrages consacrés à l'amplification de puissance BF l'on considère qu'en montage symétrique, chaque tube ne débitant que dans un demi-enroulement ($N_1/2$ spires), il faut, pour calculer la charge par tube, ramener la charge du secondaire au demi-primaire ce qui donne:

$$R_2\left(\frac{n}{2}\right)^2 = \frac{n^2R_2}{4} \quad \text{(en négligeant } r_1\text{)}.$$

Le problème n'est pas si simple et ce raisonnement n'est pas exact; pour s'en convaincre, il suffit de mesurer V_1 (aux bornes du primaire) et de comparer la valeur mesurée à la valeur prédéterminée basée sur cette hypothèse.

En effet, *tout ne se passe pas comme s'il n'y avait qu'un transformateur avec* $N_1/2$ *spires au primaire et* N_2 *spires au secondaire.*

Classe A

Le régime étant *sinusoïdal* aussi bien pour le transformateur que pour chaque tube il suffit de remarquer que:

V_1 (aux bornes du primaire) $= V_{pp} = 2V_p$ où V_p est la tension plaque par tube, pour retrouver (transformateur dans la bande passante §§ X-1 et XII-1 Fig. XII-1-3); $I_1 = I_p$

$$R_p \text{ (par tube)} = \frac{V_p}{I_p} = \frac{V_1}{2 \cdot I_p} = \frac{V_1}{2 \cdot I_1} = \frac{n^2 R_2 + r_1}{2}.$$

Classe B (ou AB)

Le régime *par tube* étant *périodique*, il faut développer i_p et v_p en série de Fourier qui donne pour le terme fondamental (comme en redressement monovalve):

$$i_p = I_p \sqrt{2} \cos \omega t = \frac{I}{2} \sqrt{2} \cos \omega t$$

où I est le courant *sinusoïdal* dans un *enroulement primaire équivalent (fictif)* alimenté pendant une alternance par un tube et pendant l'alternance suivante par l'autre tube. La valeur de I correspond à $J_p/\sqrt{2}$, J_p étant le courant de la caractéristique différentielle (toujours à $U_g = \frac{V_e \cdot \sqrt{2}}{2}$) tracée pour R_p par tube, R_p dont nous cherchons la valeur.

Revenons au terme fondamental; nous avons affaire à un fonctionnement *sinusoïdal* par tube comme en classe A. Il en est de même pour tous les termes harmoniques.

Dans le *transformateur réel* les termes harmoniques pairs s'annulent et pour chaque terme impair nous avons affaire au fonctionnement normal du transformateur en régime sinusoïdal établi, comme en classe A.

Nous pouvons donc écrire pour chaque terme sinusoïdal:

$$V_p = R_p I_p = \frac{R_{pp}}{2} \cdot I_p \simeq \frac{n^2 R_2 + r_1}{2} \cdot I_p.$$

En classe B (ou AB) *en ce qui concerne le transformateur* nous pouvons nous arrêter pratiquement au terme fondamental et nous retrouvons; V_1 (aux bornes P_1 P_2 du primaire) $\simeq 2\,V_p$ et I_1 (sinusoïdal parcourant le primaire entier) $\simeq I_p = \frac{I}{2} = \frac{J_p}{\sqrt{2} \cdot 2}$.

Nous retrouvons au secondaire (les pertes wattées, les fuites et l'inductance primaire étant négligées):

$$V_2 \simeq \frac{V_1}{n} \quad \text{et} \quad I_2 \simeq n \cdot \frac{I}{2} = n \cdot \frac{J_p}{\sqrt{2} \cdot 2}.$$

Ainsi la charge du tube $R_p = \frac{n^2 R_2 + r_1}{2}$.

C'est bien pour cette charge qu'il faudra tracer la *caractéristique dynamique par tube* pour calculer le push-push; l'expérience le confirme car les écarts entre les valeurs prédéterminées ainsi et les mesures effectuées sont du même ordre que dans le cas d'un tube unique chargé par transformateur. Il est étonnant de voir la légende de «$R_{pp}/4$» se perpétuer avec autant de ténacité.

Pour calculer les tubes dans le montage symétrique on peut suivre la méthode indiquée au § X-2 en interprétant toujours les valeurs limites de la façon la plus favorable à la conservation des tubes.

En général, la charge utile au secondaire, R_u est imposée et il nous faut déterminer *la charge optimum* pour les tubes, R_{pp}, et en déduire le rapport de transformation:

$$n \simeq \sqrt{\frac{R_{pp}}{R_u}} \quad \text{(si nous négligeons } r_1 \text{ et } r_2\text{)}.$$

Reprenons la pentode de puissance EL 84 et adoptons comme dans l'exemple numérique du § X-2:

$$U_{\text{écran}} = 250 \text{ volts} = \text{cte} \quad U_a = 300 \text{ volts (Fig. X-2-1)}.$$

Si nous voulons réaliser un *push-push* (classe AB) qui est la solution la plus avantageuse, car elle permet de réaliser le meilleur rendement compatible

avec un minimum de distorsion, il nous faut *choisir la polarisation commune des tubes* U_{g0} (*soit* N_1 sur la Fig. X-2-1) *et la position du segment* AB_1 (lieu géométrique du point de fonctionnement par tube).

La courbure des caractéristiques J_p, U_p (à U_p = cte) paraissant nette (en considérant les distances entre les caractéristiques J_p, U_p) pour $U_g \simeq -12$ volts, c'est cette valeur que nous prendrons *d'abord* pour U_{g0} ce qui déterminera le point de support (par tube): N_1. Les mêmes considérations qu'au § X-2 (valeurs limites pour J_p et J_e) présideront au choix de la position des «N_1 A possibles», c'est à dire, de la charge optimum par tube. Il suffira ensuite, de tracer la caractéristique dynamique correspondant à la charge déterminée par $A\,N_1\,B_1$ pour vérifier si la polarisation U_{g0} choisie (ici -12 V) permet d'obtenir une *caractéristique différentielle suffisamment rectiligne*. Une légère modification apportée éventuellement à U_{g0} ne nécessite pas, en général, un nouveau tracé de N_1' A (ou de $N_1'A'$) et de la nouvelle caractéristique dynamique (cette dernière, comme d'ailleurs la valeur de la charge, ne variant pas suffisamment).

Nous aboutissons ainsi à la charge optimum par tube $R_p = 4350$ ohms ce qui nous donne pour la valeur de R_{pp}: 8700 ohms avec la valeur maximum pour $V_e = V_{G_1G_2} = \dfrac{2{\cdot}6}{\sqrt{2}} \simeq 8{,}5$ V.

Dans ce montage (classe AB) la valeur moyenne du courant fourni par la source HT (consommation des tubes) *est fonction de l'amplitude de la tension d'entrée* V_e ($2\,J_0$, voir § XII-2). Cette particularité, qui n'est pas toujours bien gênante, mérite au moins deux remarques;

(1°) Des variations notables dans la consommation peuvent provoquer des fluctuations non négligeables de la tension d'alimentation U_a si sa résistance interne est importante; il y a intérêt à utiliser, éventuellement une partie d'alimentation à faible résistance interne.

(2°) La polarisation automatique peut donner lieu également à des fluctuations non négligeables.

On peut alors recourir à la polarisation fixe par source extérieure qui nécessite un petit circuit redresseur séparé.

La polarisation fixe présente certains dangers pour le tube; la condition $J_g = 0$ devient encore plus impérative et il faudrait que la demi-amplitude de la tension d'entrée V_{G1G2} (soit l'amplitude de la tension d'attaque par tube) ne dépasse jamais la valeur de $|U_{g0}|$.

Les tolérances, en particulier en ce qui concerne la valeur maximum de la résistance grille r_g, sont bien plus sévères et il est très important de respecter les consignes du constructeur du tube.

Si l'amplificateur n'est pas destiné à travailler dans une bande de fréquences mais *à fréquence fixe* bien déterminée comme, par exemple, dans le cas où le récepteur est un enroulement d'une petite machine (synchrodétecteurs, excitation d'amplidyne, etc . . .), il est possible de compenser l'inductance de l'enroulement (et celle du primaire) en branchant une capacité convenable aux bornes du primaire.

Cela permet, bien entendu, d'augmenter sensiblement la *puissance wattée utile* de l'amplificateur.

Pour prédéterminer la valeur de cette capacité, on se sert du circuit équivalent (Fig. X-1-7); on représente l'enroulement à commander $L_{2(S)}$ et $R_{2(S)}$ (*voir* § *XIV*-1-*A-Inductances*) en *notation parallèle:* $L_{2(p)}$ et $R_{2(p)}$ et on les rapporte au primaire ce qui donne: $n^2 \cdot R_{2(p)}$ d'une part et $n^2 \cdot L_{2(p)}$ avec L_1 en parallèle d'autre part.

Soit $L_{(p)}$ l'inductance équivalente à L_1 et $n^2 \cdot L_{2(p)}$; la capacité C cherchée sera donnée par $L_{(p)} \cdot C \cdot \omega^2 = 1$ et la charge sera ramenée à $n^2 \cdot R_{2(p)}$. Souvent L_1 est suffisamment grand pour pouvoir le négliger devant $n^2 \cdot L_{2(p)}$.

De toutes façons, un tâtonnement rapide permet d'ajuster la valeur de C ($\phi = 0$ à l'oscillographe, par exemple). A la fréquence de travail il ne restera, pratiquement, que «$n^2 R_{2(P)}$», l'impédance du circuit antirésonnant (L_p, C), qui se trouve en parallèle, étant très grande par rapport à la charge utile.

§ XII - 4. Inverseur de phase pour attaque symétrique

Pour attaquer un amplificateur symétrique, il faut disposer de deux tensions identiques et en opposition de phase par rapport à une référence commune (la masse mise à la terre le plus souvent). Comme habituellement le signal n'est pas symétrique et représente le plus souvent une certaine tension par rapport à la masse, il faut en partant de cette tension en fabriquer une autre égale et en opposition de phase. Le tube qui permet de l'obtenir est appelé le plus souvent: «inverseurs de phase». Dans le cas d'une large bande d'utilisation, il faut que la valeur et la phase de cette tension ne varient pas avec la fréquence ou l'amplitude du signal à amplifier.

Il existe actuellement de nombreux schémas (proposés par des ouvrages et des revues, schémas plus ou moins heureux) permettant une inversion de phase sans distorsion. Nous nous bornerons aux solutions classiques les plus simples, qui conviennent très bien généralement.

On peut tout d'abord utiliser un simple tube amplificateur à charge anodique ohmique qui délivre une tension de sortie en opposition de phase avec la tension d'entrée. Si le gain du tube est α il suffit de prélever une fraction $1/\alpha$ à la sortie; un potentiomètre à l'entrée d'un tube du push permet un réglage précis.

On peut aussi utiliser un tube à contre-réaction de taux $\beta = \frac{1}{2}$ (voir Fig. XII-4-1). Le montage que nous indiquons est appelé «*montage* cathodyne»; comme le montre le schéma, ce montage ne permet la polarisation automatique qui si l'on prend certaines précautions, étant donné la présence d'une forte charge cathodique R.

Pour assurer la polarisation automatique, il suffira de relier r_g non pas directement à la masse mais au point K_1 (comme sur le schéma de la Fig. XII-4-1). Nos formules (équation caractéristique etc.) ont été établies pour une charge *anode* $\rightarrow$ *cathode* qui est ici 2 R. D'autre part à la tension d'entrée V_e s'ajoute ici celle qui apparaît aux bornes de R cathodique ($V_{MK1} = V_{AM}$ en opposition de phase avec V_e) de sorte que nous sommes en présence

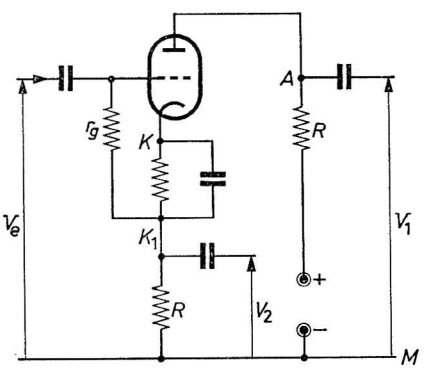


Fig. XII-4-1. Déphaseur.

d'une contre-réaction que l'on peut considérer pour le calcul du gain (en partant des formules établies précédemment) comme une contre-réaction de tension de taux $\beta = \dfrac{V_{MK1}}{V_{AK1}} = 0{,}5$.

Considérées par rapport à la masse $\vec{V_1} = -\vec{V_2}$; le gain du tube (si α est le gain à charge anodique 2 R sans contre-réaction)

$$a' = \frac{2V_1}{V_e} \simeq \frac{a}{1 + 0{,}5a} \simeq 2$$

pour a suffisamment grand devant 2; d'où $V_1 \lesssim V_e$.

Le *montage cathodyne* permet ainsi d'inverser la phase mais les tensions qu'il délivre sont légèrement inférieures à la tension d'entrée.

Dans certains ouvrages, on le préconise pour économiser le tube supplémentaire (le préamplificateur) en réalisant à la fois une amplification du signal (sans *CR*) et les deux tensions égales et en opposition de phase. Cela est théoriquement possible si la tension d'entrée est appliquée entre *la grille et la cathode* et non pas entre la grille et la masse; ce montage n'est pas réalisable pratiquement, sauf dans des cas tout à fait exceptionnels.

§ XII - 5. Travaux pratiques et exercices

Utiliser deux tubes identiques si possible.

Nous indiquerons les valeurs numériques pour les tubes 675 - 6L6 monté en triode et EL 84 pentode de puissance.

Réaliser les schémas des Figures XII-1-1 et XII-1-2.

a) *Classe A, charge ohmique*

En partant du réseau $J_p = f(U_p)$ tracer pour chaque tube la droite de charge ($U_a = \ldots$ $U_{g0} = \ldots$ $R_p = R_{pp}/2 = \ldots$ *voir tableau plus loin*) et la caractéristique dynamique.

Tracer la caractéristique différentielle.

Prédéterminer le gain pour $U_e = U_{G_1G_2} = \ldots$ *voir tableau plus loin*
et pour $V_e = V_{G_1G_2} = \ldots$ „ „ „ „
$f = 1000$ Hz.

Monter le push-pull (polarisation par source extérieure comme l'indique le schéma XI-1-2) et vérifier expérimentalement; écart en %? Visualiser l'allure de V_s.

Même vérification pour V_e comme ci-dessus à 1000 Hz avec polarisation automatique.

On utilisera pour l'attaque du push-pull un générateur BF délivrant une tension symétrique par rapport à la masse; vérifier l'égalité et le déphasage (180°) des tensions par rapport à la masse pour la sensibilité utilisée.

	Valeurs numériques conseillées		
	6 J 5	6 L 6 en triode	EL 84 en pentode
U_a	200 V	250 V	250 V
U_{g0}	—3 V	—10 V	—10 V
R_{pp}	10000 Ω	6000 Ω	8000 Ω
U_e	2 V	3 V	2 V
V_e	1,5 - 3 V	5 - 10 V	2 - 4 V

b) *Classe AB, charge ohmique*

Pour les mêmes valeurs de U_a, U_e, R_{pp} qu'en «*a*»: Apprécier U_{g0}

pour $V_e = \ldots$ 1000 Hz.

Tracer la caractéristique différentielle et prédéterminer la valeur du gain pour

$$V_e' = \ldots \quad \text{et} \quad |U_{g0}| \cdot \sqrt{2}.$$

Monter l'amplificateur et vérifier expérimentalement le gain pour les valeurs V_e' ci dessous (tableau suivant):

(1°) avec polarisation U_{g0} par source extérieure,

(2°) avec polarisation automatique, R_k étant évaluée pour $V_e'' = \ldots$; le courant moyen débité par la source dépend en classe AB de la tension d'entrée, sa prédétermination n'est pas facile et il est préférable de le mesurer si l'on veut réaliser exactement la polarisation désirée.

Visualiser V_s pour chaque V_e' affichée (et pour la polarisation automatique indiquer en plus la valeur mesurée de U_{g0}).

Les valeurs prédéterminées et mesurées, les écarts en % et l'allure de V_s seront indiqués sous forme d'un tableau.

On indiquera en plus la valeur de V_e à partir de laquelle la distorsion de V_s est nettement visible à l'oscillographe.

	Valeurs numériques conseillées		
	6 J 5	6 L 6	EL 84
V_e	6 à 8 V	17 à 30 V	4 à 8 V
V_e'	4-7 et 10 V	8-17 et 30 V	4 et 8 V
V_e''	7 V	20 V	6 V
U_{g0}	—10 V	—28 V	—12 V

c) *Classe AB, charge par transformateur*

Il faut un transformateur avec primaire à point milieu appelé souvent «transfo push-pull». Mêmes consignes et précautions qu'au § XI-4: laisser le transformateur normalement chargé; pour couper ou modifier la charge ramener au préalable V entrée à zéro. Noter la valeur normale de R_u. Vérifier éventuellement les valeurs de n, r_1, r_2.

Calculer R_{pp}, tracer la caractéristique dynamique, choisir U_{g0} pour assurer un fonctionnement convenable pour $V_e = \ldots$ et tracer la différentielle. Prédéterminer les valeurs de la tension au primaire V_1, de la tension au secondaire V_u et du gain total, V_e variant de 2 à $U_{g0}\sqrt{2}$ volts (3 à 5 points englobant les valeurs V_e pour lesquelles U_{g0} a été choisie).

Vérifier expérimentalement les valeurs prédéterminées plus haut (1000 Hz); visualiser chaque fois l'allure de V_u à l'oscillographe et indiquer à partir de quelle valeur de V entrée commence une distorsion appréciable nettement à l'oscillographe:

(1°) polarisation par source extérieure,

(2°) polarisation automatique avec R_k calculée pour $V_e' = \ldots$ (voir au paragraphe «*b*»). Indiquer la valeur de U_{g0} mesurée pour chaque valeur de V_e.

Les valeurs prédéterminées et mesurées, les écarts en % et l'allure de V_s seront indiqués comme au § «*b*» sous forme d'un tableau.

Valeurs numériques conseillées (pour les valeurs de R_{pp} de l'ordre des charges ohmiques en «*a*» et «*b*»)

	6 J 5	6 L 6	EL 84
V_e	6 à 8	17 à 30	4 à 7
V_e'	7	20	6

d) *Inverseur de phase.* En utilisant le tube 12 AX 7.

1° triode montée en amplificatrice α, en prélevant $1/\alpha$ à la sortie;

2° cathodyne.

Verifier expérimentalement pour 100, 400, 1000, 4000, et 10000 Hz.

CHAPITRE XIII

Tubes à gaz

§ XIII - 1. Phanotron; propriétés générales des tubes à gaz

Quand on dépasse une intensité de l'ordre de 250 mA, la nécessité de refroidir l'anode et le mauvais rendement (résistance interne) rendent les tubes à vide pratiquement inutilisables pour transmettre de la puissance.

Sauf pour assurer les émissions de radio ou de télévision (et là on est obligé d'accepter l'encombrement et les prix très élevés) on réserve les tubes à vide aux récepteurs et aux équipements de commande, de contrôle, d'asservissement, etc . . . n'exigeant qu'une faible puissance.

Par contre, on utilise les tubes à gaz à cathode chauffée jusqu'aux puissances de l'ordre de 25 kW; on leur préfère d'ailleurs maintenant les amplificateurs magnétiques, mais il faut noter que ce sont les tubes à gaz qui ont amorcé le développement prodigieux de l'électronique industrielle.

Si, dans une diode à vide, nous introduisons une petite quantité de gaz (vapeur de mercure pour les tubes de puissance et gaz inertes: argon, néon, etc. pour les puissances faibles), le mécanisme de son fonctionnement change du tout au tout à partir d'une certaine tension relativement faible (de l'ordre de 10 V dans le cas de la vapeur de mercure).

Prenons une diode à gaz remplie de vapeur de mercure (à très faible pression: 10^{-1} mm de mercure environ) et relevons $J = f(U)$ c'est-à-dire le courant qui la traverse en fonction de la tension appliquée entre les électrodes (voir Fig. XIII-1-1).

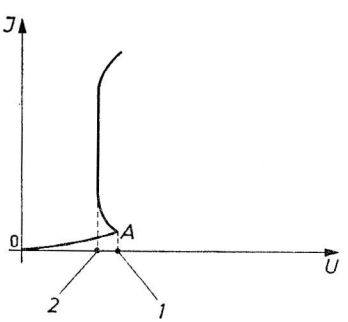


Fig. XIII-1-1. Phanotron,
1 - tension d'amorçage,
2 - tension aux bornes de l'arc.

Le chauffage de la cathode provoque une émission électronique et la formation d'un nuage d'électrons autour de la cathode et, tant que la tension entre les électrodes restera inférieure à une dizaine de volts environ, le phénomène sera tout à fait comparable à celui qui a lieu dans les tubes à vide; le tronçon *OA* de la caractéristique sera sensiblement identique au tronçon correspondant d'une diode à vide. Tant que la tension reste inférieure à une dizaine de volts, la vitesse des électrons est faible et les chocs contre les atomes libres du gaz sont «mous».

Mais, à partir d'une certaine tension, la vitesse est suffisante pour que les *chocs* deviennent «*élastiques*» et provoquent l'expulsion des électrons qui quittent leurs atomes à une vitesse du même ordre de grandeur et qui percutent à leur tour d'autres atomes rencontrés et ainsi de suite. On appelle ce phénomène: «*ionisation par choc*».

Brusquement (le phénomène se produit en une dizaine de micro-secondes), l'espace *anode-cathode* se remplit *d'ions positifs* qui aboutissent jusqu'à la cathode *neutralisant le nuage d'électrons* qui l'entourent et *annulant ainsi le champ spatial* qui limite le phénomène d'émission thermo-électronique dans les tubes à vide (mais qui permet un réglage très souple de l'intensité du faisceau électronique). Il n'y a plus de frein pour les électrons que la cathode peut émettre et le courant croît très rapidement à tension constante; il ne reste *limité* que *par la chute de tension aux bornes du récepteur* interposé en série avec la source et le tube.

Il n'est donc pas possible de tracer la caractéristique statique de la diode à gaz comme nous l'avons fait pour la diode à vide; il faut prévoir toujours une charge (résistance de sécurité) qui limite le courant à la valeur indiquée par le constructeur *sous peine de détériorer le tube.*

La tension qui provoque le phénomène d'ionisation s'appelle: «*tension d'amorçage*»; sa valeur ne dépend que de la *nature du gaz*, de sa *pression* et de la *distance des électrodes.* L'amorçage est accompagné par une émission de lumière d'où le nom de «*phanotron*» donné à la diode à gaz.

La tension d'amorçage est parfois un peu plus forte que la différence de potentiel aux bornes de l'arc (c'est-à-dire entre les électrodes — tension qui correspond au potentiel nécessaire pour entretenir l'arc amorcé). La tension aux bornes de l'arc reste *constante* et *ne dépend pas pratiquement du débit;* on exploite cette propriétée des tubes à gaz pour stabiliser les alimentations radio qui présentent de fortes résistances internes et dont les tensions varient beaucoup avec le débit.

Si nous supprimons la tension anodique d'un phanatron amorcé (ou si nous l'abaissons au-dessous de la tension nécessaire pour entretenir l'arc), la vitesse des électrons n'étant plus suffisante, les chocs cessent d'être élastiques, les ions positifs et les électrons se recombinent et il y a «*désionisation*» du gaz ou «*désamorçage*»; le phénomène de «*désionisation*» est plus long et exige une centaine de micro-secondes ou plus.

Le nuage d'électrons entourant la cathode dans un tube à vide interdit d'augmenter la surface de la cathode en lui donnant une forme en accordéon ou en spirale, car le champ anodique serait nul dans les parties rentrantes à cause de la charge d'espace. Quand le tube à gaz est amorcé, le champ anodique s'étend jusqu'à la surface de la cathode, et il est possible de construire cette dernière sous forme ondulée, gaufrée, etc . . . ce qui permet des intensités beaucoup plus fortes.

D'autre part, les électrons arrivant à la plaque ont des vitesse très faibles; elles correspondent à la faible tension entre l'anode et la cathode et la quantité d'énergie cédée par choc à l'anode ainsi que l'échauffement de cette dernière qui en résulte, sont beaucoup plus faibles.

C'est la raison principale qui permet d'augmenter notablement la puissance d'utilisation des tubes à gaz tout en conservant relativement faibles leur volume et leur prix.

Le phanatron comme la diode à vide est *un redresseur* mais, du fait de son fonctionnement, il ne peut pas être employé comme détecteur.

Par contre, permettant des débits relativement importants et d'un prix de revient intéressant, il est employé comme redresseur industriel de moyenne puissance.

Si, dans un tube à vide, le passage du courant n'est possible que dans un sens (anode $\rightarrow$ cathode à l'intérieur du tube) l'arc peut s'amorcer dans un tube à gaz même si son établissement n'est pas favorisé par l'émission électronique de la cathode à condition que la *tension inverse* appliquée aux électrodes soit suffisamment grande.

Le constructeur indique la valeur maximum à ne pas dépasser pour la tension inverse sous peine de provoquer „un allumage en retour" destructeur le plus souvent.

Cette condition limite d'ailleurs l'emploi des tubes à gaz.

§ XIII - 2. Thyratron; caractéristique de commande et propriétés

Dans un phanotron, le phénomène d'ionisation n'apparaît que si la vitesse des électrons atteint une certaine valeur critique.

Si, en introduisant une certaine quantité de gaz à faible pression dans une triode à vide, nous réalisons une *triode* à gaz («*thyratron*»), la grille polarisée négativement par rapport à la cathode permettra de renforcer l'action de freinage du champ spatial et la vitesse critique des électrons ne sera pas atteinte, même si la tension anodique dépasse la valeur de la tension d'amorçage du phanotron. Tant qu'il n'y a pas d'ionisation, nous avons affaire, dans une certaine mesure, à un tube à vide et la grille dispose d'un pouvoir de contrôle très sensible et très efficace.

On appelle «*caractéristique de commande*» ou d'amorçage la courbe $U_p = f(U_g)$ exprimant la relation entre la tension de polarisation grille et la tension anodique correspondante qui suffit pour amorcer le thyratron (voir Fig. XIII-2-1).

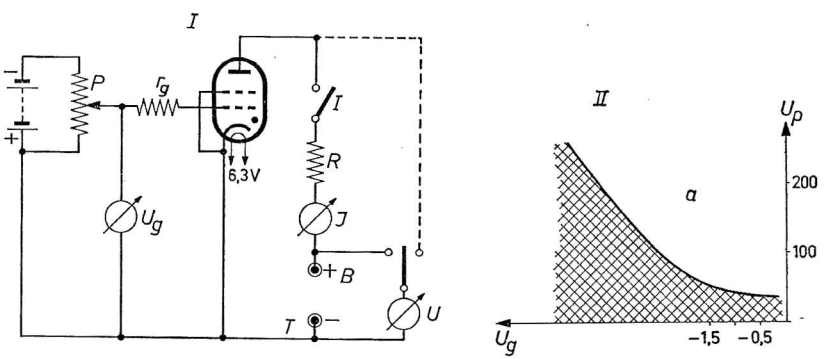


Fig. XIII-2-I. Tétrode à gaz 2D21 branchée en thyratron. Relevé de la caractéristique de commande. II. Caractéristique de commande d'un thyratron; *a* - zone d'amorçage.

Le thyratron reste bloqué (et le circuit dans lequel il est inséré reste coupé pratiquement) tant que le point figuratif U_p, U_g reste dans la partie inférieure délimitée par la caractéristique d'amorçage.

Mais dès que *l'arc s'amorce, la grille perd son pouvoir de contrôle* et le thyratron devient un phanotron; le nuage d'électrons et le champ spatial que ce dernier crée ayant disparu, l'espace anode-cathode est rempli d'ions positifs et *la grille est neutralisée.*

Une polarisation plus forte (négative et plus grande en valeur absolue) ne désamorce pas l'arc; le potentiel grille ne varie que très peu et reste

souvent nul ou légèrement positif, car la tension de polarisation affichée (par le circuit extérieur) demeure compensée par la chute de tension que le courant *ionique* crée aux bornes de la résistance grille *pendant la conduction.*

Pour couper l'arc, il faut *annuler (ou baisser suffisamment)* la tension anodique; dès que l'arc se désamorce, la grille retrouve son pouvoir de contrôle.

On appelle «facteur de commande» d'un thyratron le rapport $\frac{\Delta U_p}{\Delta U_g}$ dans la partie rectiligne de la caractéristique.

Il y a des tubes à gaz à commande dite «positive», c'est-à-dire à polarisation grille positive; la grille se comporte dans ce cas là plutôt comme une électrode d'allumage.

Le thyratron — *redresseur à grille commandée* — est en définitive, pratiquement, un *disjoncteur* unipolaire à fermeture *extrêmement rapide* (pas de pièces mécaniques à mettre en mouvement) doué d'une *commande très souple* et n'exigeant qu'une dépense d'énergie négligeable. Par surcroît, sa *fermeture* est *polarisée*; elle ne se fait que pour une tension positive entre l'anode et la cathode.

Les redresseurs industriels que l'on utilisait permettaient d'obtenir des tensions fixes. La commande des moteurs à courant continu par exemple, exigeant une tension réglable dans de très larges limites, n'était pas facile à réaliser. Il fallait ou bien dissiper et accepter un très mauvais rendement (solution inadmissible dès que la puissance commence à être compteé en kW) ou bien recourir aux groupes tournants (groupe Léonard) d'un rendement plus élevé, mais entraînant un investissement important.

Les thyratrons, permettant de prendre au réseau alternatif directement ce dont on a besoin en continu, conduisent à des *rendements excellents;* leur *réponse trés rapide* autorise des réglages, contrôles, asservissements, etc . . . irréalisables par l'intervention directe de l'homme et par les appareils mécaniques dont la réponse et beaucoup trop lente.

Pour chaque type de thyratron, le constructeur indique *la valeur maximum de la tension négative* que l'on peut appliquer à la grille *avant la conduction* pour ne pas provoquer des décharges grille-cathode entraînant des amorçages intempestifs qui rendent le tube inutilisable (elle est d'ailleurs assez élevée et dépasse souvent 100 volts en valeur absolue).

D'autre part, la grille d'un thyratron est toujours plus ou moins *souillée* par des *projections de matière émissive* et un courant électronique s'établit entre la cathode et la grille, modifiant son potentiel suivant la valeur de la résistance grille r_g.

Si-U_{g0} est la polarisation affichée et J_g le courant grille *avant la conduction*, la tension grille U_g est en réalité

$$= -U_{g0} + r_g J_g .$$

Il faut donc *limiter la valeur de* r_g qui, trop élevée, peut conduire à des allumages prématurés. Il est prudent de ne pas dépasser 0,1 à 0,2 MΩ, même si le constructeur est plus optimiste.

Mais la résistance grille *ne doit pas être trop faible non plus.*

Pendant la conduction, la grille étant *négative* (le plus souvent) capte des ions positifs et un *bombardement ionique* (particules très lourdes si on les compare aux électrons) peut échauffer la grille, provoquer l'adsorption du gaz par la grille, une forte émission grille et la destruction de cette dernière; il est donc *nécessaire de limiter la tension négative de la grille pendant la conduction* en créant une chute de tension $r_g J_g$.

La valeur minimum de r_g en dessous de laquelle il ne faut pas descendre en fonction de la polarisation affichée peut se calculer en admettant −10 V comme tension négative maximum («maximum» en valeur absolue) pendant la conduction; les constructeurs fournissent des réseaux J_g, U_g pour différentes valeurs du courant anodique. Pratiquement une résistance r_g de quelques kilo-ohms suffit amplement.

On utilise aussi parfois des tétrodes à gaz; la présence de la grille-écran permet de:

1° diminuer le courant grille de commande, ce qui permet d'augmenter la valeur de la résistance grille,

2° diminuer la capacité grille-anode, ce qui peut être intéressant aux fréquences élevées,

3° réaliser toute une gamme de caractéristiques de commande.

La grille-écran permet aussi de bloquer le tube indépendamment de la tension anodique et de la tension grille de commande, ce qui est intéressant dans les équipements à action différée.

§ XIII - 3. Commande «horizontale» et commande «verticale» par thyratrons; principe de la commande par impulsions

Supposons un récepteur (ohmique d'abord) inséré dans un circuit comprenant (Fig. XIII-3-1) une source à courant alternatif et un thyratron. Tra-

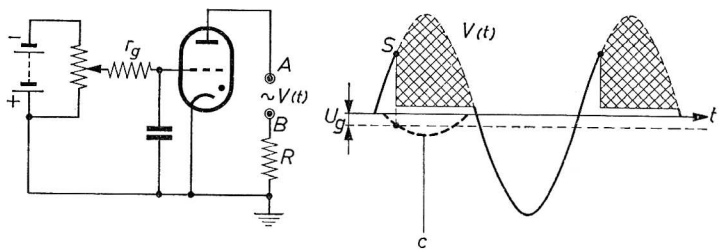


Fig. XIII-3-1. *C*: caractéristique de commande, *S*: amorçage.

çons la sinusoïde représentant la tension anodique V_a et, symétriquement par rapport à l'axe des temps (à une échelle bien plus grande), les tensions de polarisation qui commandent l'amorçage (soit la caractéristique d'amorçage).

Suivant la polarisation affichée, l'arc s'amorcera plus tôt ou plus tard et la tension redressée sera plus ou moins grande; la tension moyenne aux bornes du récepteur ohmique correspondra à la surface hachurée de la sinusoïde.

La Fig. XIII-3-2 nous donne l'allure de l'oscillogramme que l'on peut relever en visualisant la tension aux bornes du tube (entre *A* et *K* oscillogramme «*a*») et la tension aux bornes du récepteur (entre *B* et *K*-oscillogramme «*b*»).

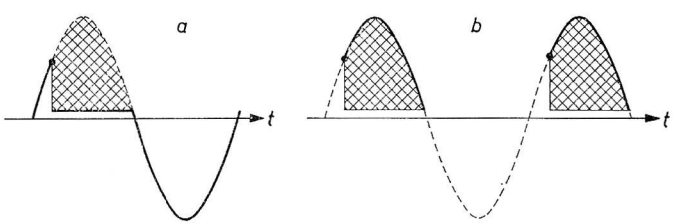


Fig. XIII-3-2.

En principe, il suffit que la tension de polarisation traduise le phénomène qui doit commander la tension aux bornes du récepteur pour réaliser réglage, contrôle ou asservissement désirés.

Toutefois, ce mode de commande n'est pas employé parce que tout d'abord il ne permet qu'un réglage restreint (allant de la valeur maximum du réglage à la moitié de cette valeur comme le montre la Fig. XIII-3-1). D'autre part, l'intersection de la droite U_g = cte (que l'on affiche) avec la caractéristique d'amorçage très aplatie (intersection qui commande le point d'amorçage)

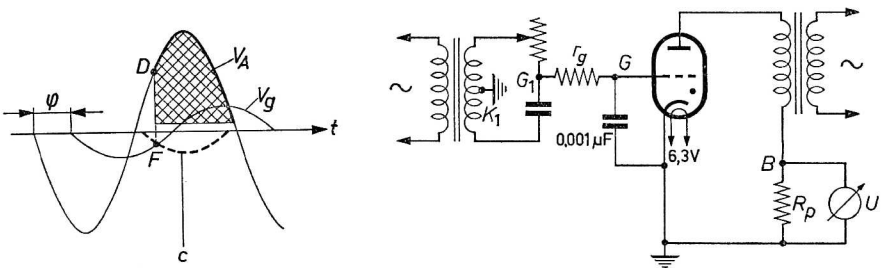


Fig. XIII-3-3. Commande horizontale; *C* - caractéristique d'amorçage, *D* - amorçage.

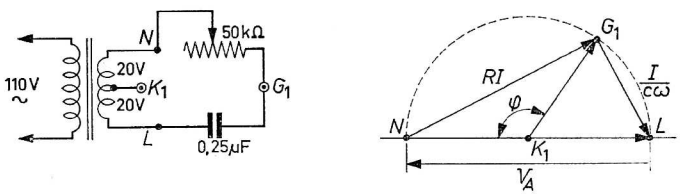


Fig. XIII-3-4. Circuit déphaseur.

ne se fait pas en un point mais sur un tronçon assez long pour rendre le fonctionnement irrégulier.

Pour pouvoir régler la tension dans les limites plus larges (pratiquement de 0 au maximum) et réaliser un «point de coupure» net et une marche régulière, on commande la grille:

(1°) Par une tension alternative déphasée *en arrière* par rapport à la tension anodique. Le déphasage étant réglable la commande correspond à un déplacement horizontal de la sinusoïde de grille. On appelle cette commande «*commande horizontale*»; voir Fig. XIII-3-3.

(2°) Par une tension alternative grille, comme ci-dessus, mais à *déphasage fixe* et à *polarisation* continue *variable;* la commande correspond à un déplacement vertical de la sinusoïde de grille et on l'appelle: «*commande verticale*». Fig. XIII-3-5.

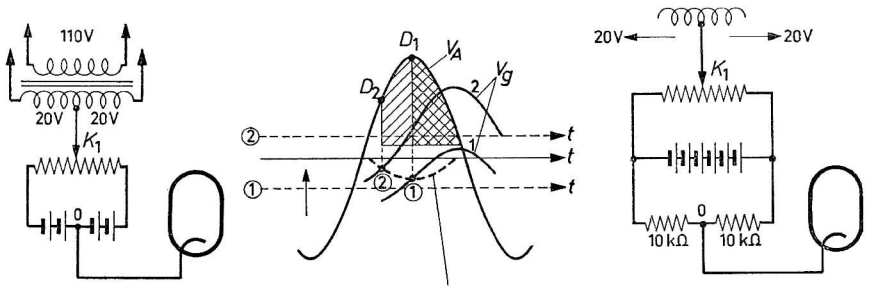


Fig. XIII-3-5. Commande verticale.

La commande horizontale est surtout réservée au réglage manuel.

La tension grille déphasée est fournie habituellement par un petit transformateur dont le primaire est alimenté par la source de courant alternatif; le secondaire à point milieu est branché, comme le montre la Fig. XIII-3-4, sur un circuit comprenant un petit rhéostat (R) et une capacité (C) et c'est la variation de la résistance R qui permet de régler le déphasage.

Dans la commande «verticale», on fixe le déphasage à 90° environ pour avoir une coupure nette avec la caractéristique d'amorçage.

Les commandes décrites ci-dessus ne sont pas les plus souples et les plus précises, car la caractéristique d'amorçage du thyratron dépend de la température et de l'âge du tube.

La *commande par impulsions*, par exemple, permettant de *régler l'amorçage dans le temps* par une forte impulsion positive (très courte voir Fig. XIII-3-6) qui se superpose à une polarisation bloquant normalement le tube, évite ces inconvénients.

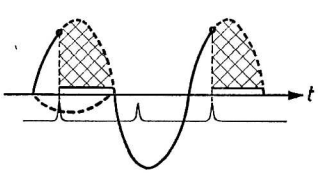


Fig. XIII-3-6.

Le récepteur ohmique peut être remplacé par d'autres récepteurs (batterie, moteurs à courant continu, etc.) mais alors nous sommes souvent en présence d'une tension de support qui commande l'angle d'ouverture (voir chapitre I et § XIII-5).

D'autre part, la présence d'une inductance dans le récepteur (induit de moteur) prolonge le courant au-delà de l'alternance positive.

C'est le redressement bivalve qui est le plus employé.

§ XIII - 4. Stabilisation de tension, oscillation de relaxation et temporisation de relais par tubes à gaz

Les tubes à gaz de faible puissance sont souvent employés pour la stabilisation des tensions redressées, la production d'oscillations de relaxation (tensions en dents de scie pour le «balayage» d'oscillographes par exemple), la temporisation de petits relais, etc . . .

La Fig. XIII-4-1 montre le schéma d'un *stabilisateur de tension par tube au néon.*

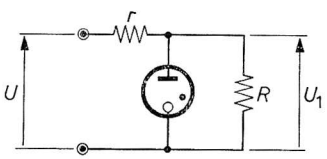


Fig. XIII-4-1. U: tension à stabiliser, R - récepteur, U_1 - tension stabilisée.

Prenons un tube au néon du type VR 150 (OD 3):
courant minimum pour entretenir l'arc: 5 mA
courant maximum: 40 mA
tension d'amorçage: 160 volts
tension aux bornes de l'arc: 150 volts.

La tension stabilisée sera de 150 volts, la tension minimum de la source: 185 volts, la consommation possible de 0 à 35 mA.

Le mécanisme de fonctionnement.

Supposons la tension redressée = 200 volts; la résistance r sera calculée pour une chute de tension de $200 - 150 = 50$ *volts sous 40 mA.* A vide (sans charge), le phanotron absorbera 40 mA. En charge $= J$mA (qui pourra varier de 0 à 35 mA) le phanotron absorbera $(40 - J)$ mA.

En fait, la tension aux bornes de l'arc varie légèrement en fonction du débit; cette variation est de l'ordre de 2% et plus, de sorte que le montage est surtout intéressant quand il s'agit d'un débit normalement fixe mais sus-

ceptible d'être troublé par des variations de l'ordre de 5 ou 10% autour de sa valeur normale.

Le montage permet aussi d'atténuer les variations de la tension redressée dues aux fluctuations du réseau alternatif.

Le schéma de la Fig. XIII-4-2 permet de réaliser une *oscillation de relaxation* délivrant une tension en dents de scie aux bornes de la capacité «C», grâce à la précence d'un thyratron.

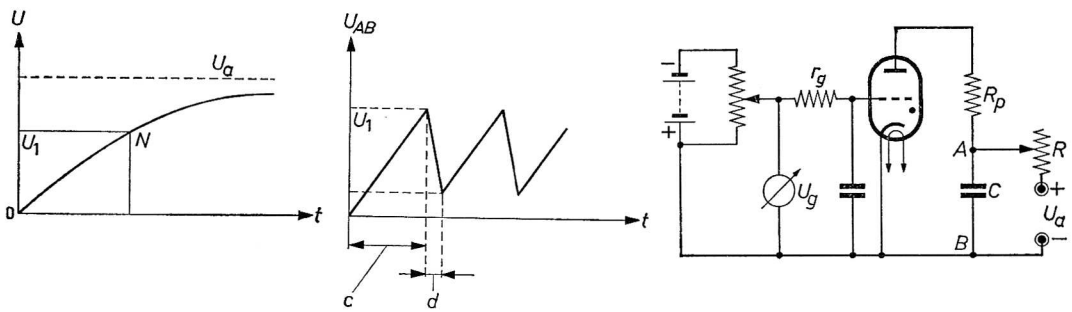


Fig. XIII-4-2. *c* - charge, *d* - décharge.

Les deux régimes distincts de fonctionnement sont ici, d'une part, la charge du condensateur C à travers une résistance et, d'autre part, la décharge brusque de ce condensateur à travers le *thyratron* au moment où la tension atteint la valeur qui permet l'amorçage; cette valeur peut être réglée par la polarisation du thyratron. Pour une tension d'amorçage déterminée, la durée de la charge dépendra des valeurs R et C.

Quand on charge un condensateur C à tension constante (U_a = cte) à travers une résistance R, la tension aux bornes du condensateur (v) est une fonction exponentielle du temps

$$v = U_a(1 - e^{-\frac{t}{RC}}).$$

La partie ON de la courbe qui représente cette fonction peut être assimilée à un segment de droite et, à condition que la tension d'amorçage ne soit pas trop élevée, la tension aux bornes AB du condensateur a l'allure des dents de scie de la Fig. XIII-4-2.

La Fig. XIII-4-3 indique le schéma de montage permettant de *temporiser l'enclenchement d'un relais* «L» alimenté (en continu ou en alternatif) à

travers *un thyratron*. Le tube est bloqué par le condensateur chargé normalement par une source auxiliaire à courant continu (position I relais non enclenché).

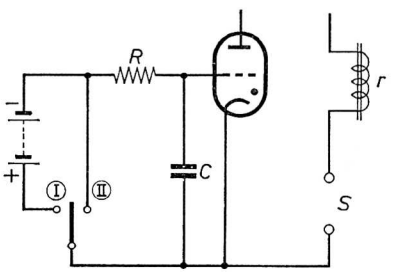


Fig. XIII-4-3. *S* - source, *r* - relais.

La commande du relais correspond à la position II; son enclenchement n'a lieu qu'après la décharge du condensateur à travers la résistance *R* amenant la tension grille à la valeur qui permet l'amorçage. Le temps de décharge (la temporisation) est fonction de la polarisation, de *R* et de *C*.

En alternatif, il n'y a qu'une alternance sur deux qui alimente le relais et pour éviter éventuellement les vibrations qui peuvent en résulter, on branche un condensateur à ses bornes.

§ XIII - 5. Travaux pratiques et exercices

a) *Relevé par points de la caractéristique de commande d'un thyratron:* $U_p = f(U_g)$.

On utilisera un petit thyratron 2 D 21; c'est en fait une tétrode à gaz (la Fig. XIII-5-1 donne le brochage et les caractéristiques du tube), mais nous la brancherons en thyratron en réunissant l'écran à la cathode comme sur le schéma XIII-2-1 qu'il faudra réaliser.

Le bloc d'alimentation fournira la tension de chauffage 6,3 volts et la source à tension variable de 0 à 400 volts. La fiche banane aboutissant à la douille «plaque» servira d'interrupteur; la tension de polarisation sera fournie par un accumulateur de 4 volts (ou une pile de lampe de poche)

$R_p \simeq 30$ kΩ, 6 W environ
$r_g \simeq 0{,}2$ puis 1, puis 10 MΩ
p: potentiomètre de polarisation de 10 kΩ.

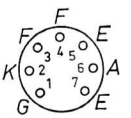


Fig. XIII-5-1. Tétrode à gaz 2D21, Miniature 7 broches. Montage en thyratron: *E relié à K*. Chauffage: 6,3 V, 0,6 A; tolérances: ± 5 à 10 %. Préchauffage: 10 secondes. Tems d'ionisation: de l'ordre de 0,5 μs Temps de désionisation: de l'ordre de 50 μs. Courant cathodique moyen: 100 mA (valeur à ne pas dépasser). Courant cathodique pointe max.: 0,5 Amp. (et jusqu'à 10 Amp. pendant un temps ne dépassant pas 0,1 seconde). Pointe de tension directe d'anode: 650 V max. Pointe de tension inverse d'anode: 1300 V max. Résistance grille: de l'ordre de 1 MΩ (à ne pas dépasser 10 MΩ).

On fera varier U_g de $-0{,}5$ à -2 volts, de 0,25 en 0,25 volts. Sensibilité du voltmètre: 3 V si possible.

Mode opératoire:

Au départ, l'interrupteur I ouvert, la tension U nulle, la grille polarisée à $-0{,}5$ V. Fermer l'interrupteur I et faire croître la tension U jusqu'à l'amorçage (avant l'amorçage $U_{AT} = U_{BT}$); noter la valeur de U au moment de l'amorçage (valeur maximum — lire la valeur mesurée, si possible, immédiatement avant l'amorçage).

L'amorçage sera décelé par l'apparition brutale du courant plaque (c'est-à-dire la déviation du milliampèremètre).

Pour chaque valeur de U_g ($-0{,}5$ $-0{,}75$ -1 $-1{,}25$ $-1{,}5$ $-1{,}75$ et -2) un premier essai sera fait pour évaluer la tension d'amorçage d'une façon approximative et une seconde mesure (grâce à un *accroissement lent et progressif* de U tout près de la valeur prédéterminée) permettra d'obtenir une valeur plus précise.

On relèvera 3 courbes, pour $r_g = 0{,}2$, puis 1, puis 10 MΩ. Apprécier le facteur de commande.

En conservant le montage précédent:

(1°) Vérifier que l'arc étant amorcé la grille perd son pouvoir de contrôle. Amorcer l'arc comme ci-dessus pour $U_g = -1$. Pousser ensuite la polarisation à $-1{,}75$ sans modifier la tension U de la source; *l'arc ne s'éteint pas.* Il suffira alors de couper l'arc (interrupteur I) pour constater qu'en refermant l'interrupteur I l'arc ne s'amorce plus à la tension affichée et qu'il faut porter cette dernière à une valeur bien plus grande (égale à celle relevée pour $-1{,}75$) pour que l'arc s'amorce; *la grille a retrouvé son pouvoir de contrôle.*

(2°) Vérifier que la chute de tension aux bornes de l'arc (U_{AT} après l'amorçage) se maintient sensiblement constante quand le courant débité et la tension de la source U_{TB} varient.

b) *Principe de la commande horizontale et de la commande verticale*

On utilisera le thyratron 2 D 21.

Réaliser le schéma de la Fig. XIII-3-3.

On peut prendre le secteur comme source de courant alternatif à redresser mais, pour faciliter la visualisation de la tension aux bornes de l'arc et de la tension aux bornes du récepteur, il est préférable de passer par un transformateur (transformateur d'alimentation ou le petit transformateur 110/2×20 dont nous avons déjà parlé au chapitre I en utilisant 40 V aux bornes du secondaire); on ne dépassera pas pour V à redresser: 350 volts.

$$R_p \simeq 30\ \text{k}\Omega,\ 6\ \text{W};\ r_g = 0{,}2 \text{ à } 1\ \text{M}\Omega.$$

On branchera entre la cathode et la grille de commande un condensateur de 0,001 à 0,0 1 μF qui, en augmentant très sensiblement la capacité grille-cathode C_{KG}, évitera des amorçages prématurés pouvant se produire du fait de la capacité grille-anode C_{GA} transmettant à la grille de commande une partie de la tension plaque.

Comme le diagramme de Fresnel de la Fig. XIII-3-3 l'indique, le vecteur G_1K représente la tension entre G_1 et K déphasée de ϕ par rapport à V. En faisant varier la résistance R (rhéostat de 50 kΩ) on fera varier ϕ et la tension aux bornes du récepteur R_p.

La tension V_g *doit être en retard* par rapport à V *à redresser* pour que le réglage de la tension aux bornes de R_p soit possible; pourquoi?

Pour une valeur de ϕ (de l'ordre de 90°) relever la valeur moyenne de la tension redressée aux bornes de R_p et les oscillogrammes visualisant l'allure dans le temps de cette dernière, de la tension aux bornes de l'arc, et si possible en même temps (oscillographe à deux voies) de la tension grille V_g.

Pour réaliser le réglage de la tension redressée par la commande verticale (déphasage fixe et polarisation continue variable), il suffira de connecter le point milieu K_1 du petit transformateur de déphasage non pas directement à la cathode K (comme sur le schéma de la Fig. XIII-3-3) *mais à travers une source continue variable à point milieu.*

Pour la manipulation, on règlera $\phi = 90°$ environ = cte et on utilisera une batterie (ou un ensemble de piles) de 20 à 40 volts et un potentiomètre de 10 kΩ environ suivant les schémas de la Fig. XIII-3-5. Si le point milieu de la source à courant continu est accessible, on fera le branchement suivant

le schéma «*a*»; s'il n'est pas accessible, on réalisera un point milieu artificiel suivant le schéma «*b*».

c) *Oscillation de relaxation par thyratron délivrant une tension en dents de scie*

Réaliser le schéma de la Fig. XIII-4-2.

On utilisera le thyratron 2 D 21. $U_a = 200$ à 300 volts. La résistance réglable R sera constituée par une résistance de 200 à 300 kΩ un et rhéostat de 500 kΩ. $R_p \simeq 500$ ohms pour éviter une décharge trop brutale, $r_g =$ 200 à 1000 kΩ, polarisation réglable comme en «*a*». $C = 0{,}01$ puis 0,1 μF.

Visualiser à l'oscilloscope la tension $v_{AB}(t)$; apprécier la fréquence de «la dent de scie» en associant un générateur BF étalonné à un oscillographe à deux voies. Régler la polarisation pour pouvoir utiliser la tension $v_{AB}(t)$ comme balayage sensiblement linéaire et substituer au balayage de l'oscilloscope le balayage réalisé. Connaissant C et R (mesurer éventuellement) ainsi que la caractéristique d'amorçage évaluer la fréquence de balayage et la comparer à la valeur appréciée expérimentalement.

d) *Commande temporisée d'un relais par thyratron*

Réaliser le schéma de la Fig. XIII-4-3.

Utiliser le 2 D 21 avec un relais Stomm (ou autre)
($R = 500$ à 10000 ohms, $J < 10$ mA par exemple)
$r_g = 0{,}5$ ou 1 MΩ, $C = 2$ à 8 μF.
Source de polarisation: 10 volts, potentiomètre 10 kΩ.

En utilisant la caractéristique de commande du thyratron, évaluer la temporisation correspondant aux tensions de blocage de −5 et −10 volts; comparer aux valeurs relevées expérimentalement.

Rappel: la tension aux bornes d'un condensateur C chargé à U et se déchargeant à travers un résistance R est au bout d'un temps t:

$$v(t) = U \cdot e^{-\frac{t}{RC}}.$$

e) *Stabilisateur de tension par tube au néon*

Réaliser le schéma de la Fig. XIII-4-1; utiliser un OD 3.

Tracer la tension aux bornes du récepteur R_u en fonction du courant absorbé par le récepteur (0, 10, 20, 30, et 35 mA) la tension de la source à stabiliser étant réglée à 200 volts à vide.

Pour un courant d'utilisation constant = 20 mA, tracer la tension aux

bornes du récepteur, la tension alternative d'alimentation du bloc redresseur variant de +5%, +10%, +15% et ensuite de −5%, −10% et −15%.

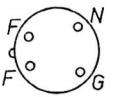


Fig. XIII-5-2. Thyratron de puissance Dario RL 5545. Chauffage direct: 2,5 V ±5%. *Préchauffage: 1 minute.* N: broche non connectée (Culot «Super Jumbo»).

Conditions *normales* d'empoi:
tension anodique: 500 V.
polarisation grille. - V5.
Courant moyen anodique: 6 A.
tension aux bornes de l'arc: 16 V environ.

Valeurs à ne pas dépasser:
tension d'anode (directe et inverse): 1500 V.
tension grille: - 250 V.
résistance grille: 100 KΩ.
température: 80°C.
courant anodique «pointe»: 80 Amp.

f) *Commande d'un petit moteur par thyratrons*

On utilisera deux thyratrons Dario RL 5545 et un petit moteur à courant continu 250 V, 3 A avec un frein de Prony; excitation séparée 250 volts (par exemple). Voir Fig. XIII-5-2.

1°) Tracer les caractéristiques de commande des thyratrons; ce tracé exige une tension continue variable de 0 à 300 volts et pouvant débiter 0,5 A. Se servir éventuellement de la caractéristique du constructeur.

2°) *Commande verticale*

Redressement monovalve.

Réaliser le schéma de la Fig. XIII-5-3. On utilisera un transformateur délivrant au secondaire 300 volts 3 ampères environ.

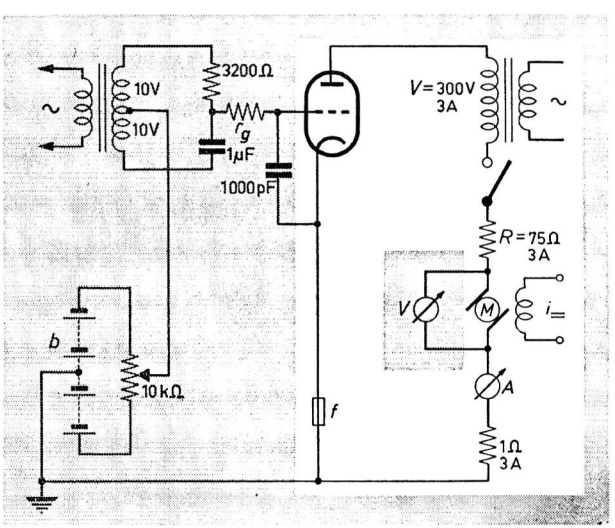


Fig. XIII-5-3. *b*: batterie de 40 V environ, (ou pile e.t.c.) *f*: fusible, *i*: inducteurs.

L'inducteur du moteur sera excité *séparément* (250 volts).

Mode opératoire et travail à faire;

Exciter le moteur. Le déphaseur du schéma permet de déphaser la tension grille de $\pi/2$ environ par rapport à la tension d'alimentation V. Vérifier le déphasage et repérer la polarisation permettant de bloquer le thyratron pour pouvoir court-circuiter la résistance (ou rhéostat) de protection R et démarrer à tension très faible par le réglage de la polarisation.

L'équation traduisant le fonctionnement électrique du moteur peut s'écrire, quand le tube conduit:

$$v = V_m \cos \omega t = K \cdot n \cdot \phi + R_i i + L \, \mathrm{d}i/\mathrm{d}t .$$

«R_i» résistance de l'induit, «L» inductance de l'induit.
n: tours/minute = cte et K: une constante.
i: courant traversant l'induit (non sinusoïdal bien entendu).
$K n \phi$: force contre-électromotrice du moteur (qui est la tension de support du récepteur).

1) *Visualiser et relever les oscillogrammes* pour deux ouvertures différentes (le moteur étant chargé à 1,5 puis 2,5 ampères et les ouvertures étant réglées pour $n = 1000$ t/m environ, puis 2000 t/m environ) de:

1° la tension aux bornes de l'arc et la tension aux bornes du moteur.

2° la tension aux bornes du moteur et le courant traversant l'induit.

On utilisera un oscilloscope à 2 voies; la résistance de 1 ohm permettra de visualiser le courant.

2) *Tracer la caractéristique «vitesse - couple»* soit N t/m = f(J induit) à exitation constante (et sur la même feuille):

a) *en continu:* alimenter l'induit *à tension continue constante* (on prendra U induit = 250 volts). Points: 1,5 - 2 - 2,5 - 3 ampères et à vide. Tableau et graphique.

b) *alimentation de l'induit par thyratron* (*en monovalve à* V = cte); *on réglera l'ouverture à vide* pour avoir *la même vitesse* à vide *qu'en «a»*.

Noter le courant induit à vide.

Relever les mêmes points, soit 1,5 - 2 - 2,5 et 3 ampères (en indiquant la tension aux bornes de l'induit pour chaque point) *sans toucher à l'ouverture du thyratron réglée à vide.* Tableau et graphique.

Conclusions.

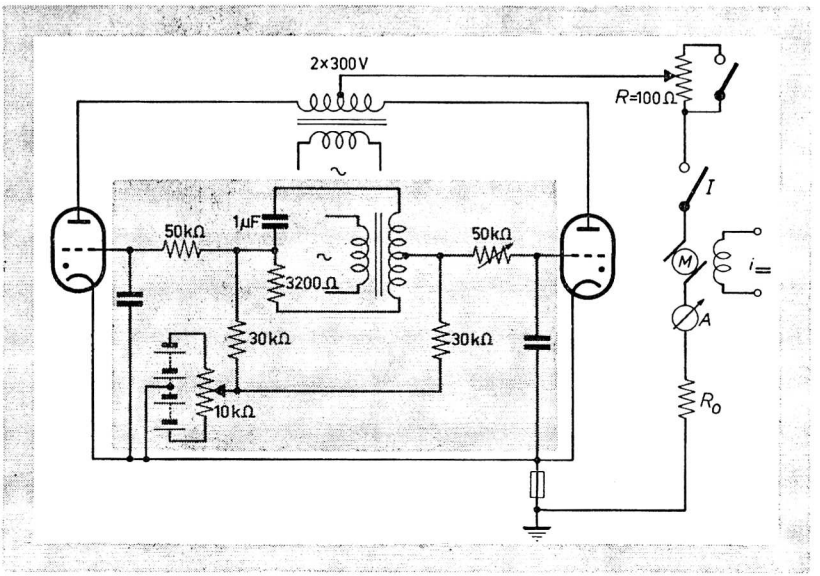


Fig. XIII-5-4. *i*: inducteurs, R_0: résistance de 1 à 2 ohms pour la visualisation du courant, R = 100 ohms: résistance de protection pour la vérification du réglage.

Redressement bivalve

On utilisera le même moteur et 2 thyratrons RL 5545 (Dario) identiques si possible. Transformateur à point milieu 2×300 V. Réaliser le schéma de la Fig. XIII-5-4.

Si les caractéristiques d'amorçage diffèrent légèrement, on peut les rapprocher en agissant sur les valeurs de r_g (réglage possible de 30 à 80 kΩ par exemple).

Même travail qu'en redressement mono-valve; l'ouverture sera réglée pour avoir la vitesse désirée à vide (ne pas dépasser 250 V aux bornes de l'induit).

Avant de fermer l'interrupteur, vérifier à l'oscillographe que les 2 tensions grilles sont bien en opposition de phase et déphasées de $\pi/2$ environ *en arrière* par rapport à V correspondants.

Ne pas débloquer complètement les thyratrons pour ne pas dépasser 250 volts et repérer le sens de réglage de la polarisation correspondant à la tension croissante avec R de protection en circuit (que l'on court-circuitera ensuite pour la commande du moteur). L'interrupteur I coupé et le fusible enlevé l'utilisation est isolée du réseau, même si le transformateur est sous tension.

CHAPITRE XIV;
ANNEXE

Généralités sur les éléments passifs linéaires, les ponts d'impédances, les mesures et les parasites

§ XIV - 1. Eléments de circuits

— A —

On distingue en général trois sortes d'éléments passifs linéaires qui constituent les circuits électriques;

résistance R,
inductance L,
et capacité C.

La résistance R a été définie tout d'abord par la puissance wattée dissipée par l'effet Joule.

En régime sinusoïdal établi à la pulsation ω:
l'inductance est représentée par la réactance $L\omega$
et la capacité est représentée par la réactance $\frac{1}{C\omega}$ (appelée aussi capacitance).

Un circuit établi entre 2 points P_1 te P_2 et comprenant un ensemble quelconque de résistances, inductances et capacités est représenté par une *impédance complexe:*

$$\vec{Z}_{p_1 p_2} = A + jB,$$

où A correspond à la puissance active dissipée par le circuit P_1P_2 et B correspond à la puissance réactive qu'il engendre.

Il n'existe pas d'éléments R, L ou C absolument purs et tout *élément réel* devrait être représenté par une *impédance complexe.*

On appelle:

(1°) Coefficient *de surtention* «K» d'une impédance $\vec{Z} = A + jB$ le rapport:

$$K = \frac{Z}{A} = \frac{\sqrt{A^2 + B^2}}{A} = \sqrt{1 + \frac{B^2}{A^2}}.$$

(2°) Coefficient de *qualité* « Q» le rapport:

$$Q = \frac{|B|}{A}.$$

On a donc $K = \sqrt{1 + Q^2}$ avec $Q > 0$ et $K > 1$.
Dès que Q est suffisamment grand (à partir de 5 ou 10 par exemple) $K \simeq Q$.

(3°) Angle de pertes ϑ avec tg $\vartheta = 1/Q$

$$\vartheta = \pi/2 - \phi_{\vec{Z}} \text{ soit tg } \vartheta = \text{cotg. } \phi_{\vec{Z}}.$$

Ces coefficients caractérisent bien la qualité des réactances pratiquement réalisables (K et $Q \to \infty$ pour des réactances pures).

Une bonne inductance a un $K \simeq Q = 100$ à 300,
une bonne capacité (au mica par exemple) $K \simeq Q = 1000$ à 2000.

a) *Inductance*

Si une inductance réelle, parcourue par un courant I, dissipe une puissance active W_a et consomme une puissance réactive W_r, elle peut être représentée par une résistance pure R_s en série avec une inductance pure L_s (voir Fig. XIV-1-1).

$$R_s I^2 = W_a \qquad L_s\omega I^2 = W_r$$

$$\vec{Z} = R_s + jL_s\omega \qquad Q = \frac{L_s\omega}{R_s}.$$

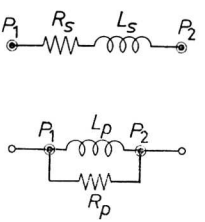


Fig. XIV-1-1.

Les formules d'équivalence entre les notations *série* et *parallèle* (on les obtient facilement en écrivant:

$$\frac{1}{R_s + \mathrm{j}L_s\omega} = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{\mathrm{j} \cdot L_p \cdot \omega})$$

nous donnent pour les inductances réelles le schéma parallèle possible de la Fig. XIV-1-1 avec

$$R_p = R_s \cdot (1 + Q^2)$$

$$L_p = L_s \cdot \left(1 + \frac{1}{Q^2}\right)$$

$$Q = \frac{L_p \cdot \omega}{R_p}.$$

Pour des inductances de bonne qualité: $L_p \simeq L_s$ et $R_p \simeq R_s \cdot Q^2$.

b) *Capacité*

Un condensateur réel dissipe également une puissance active (hystéresis diélectrique et effet Joule).

Pour les condensateurs à diélectrique solide, de bonne qualité, on peut considérer, en première approximation, que la puissance active est dissipée surtout par hystéresis diélectrique et qu'elle est proportionnelle à la pulsation et au carré de la tension aux bornes du condesnateur V:

$$W_a = K \cdot \omega \cdot V^2.$$

Comme, d'autre part, la puissance réactive fournie $W_r = C\omega \cdot V^2$

$$\operatorname{tg} \vartheta = \frac{W_a}{W_r} = \frac{K}{C}$$

ne dépend pas de la fréquence.

Si nous représentons le condensateur comme une capacité pure C et une résistance pure R_p branchée en parallèle (voir Fig. XIV-1-2)

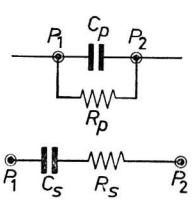


Fig. XIV-1-2.

$$\operatorname{tg} \vartheta = \frac{1}{R_p \cdot C_p \cdot \omega}.$$

Les formules d'équivalence nous donnent:

$$\operatorname{tg} \vartheta = R_s C_s \omega$$

$$C_s = \frac{C_p}{\cos^2 \vartheta} = C_p (1 + \operatorname{tg}^2 \vartheta)$$

$$R_s = R_p \sin^2 \vartheta = R_p \frac{\operatorname{tg}^2 \vartheta}{1 + \operatorname{tg}^2 \vartheta}.$$

Pour les condensateurs de bonne qualité:

$$C_s \simeq C_p$$

$$R_s \simeq R_p \cdot \operatorname{tg}^2 \vartheta .$$

— B —

a) *Résistances*

Il faut d'abord rappeler qu'une résistance n'est pas définie par une seule caractéristique, «*valeur en ohms*» (R) mais qu'il est *indispensable* de connaître également *la puissance wattée* qu'elle *peut dissiper* par l'effet Joule ($W = RI^2$) dans les conditions de refroidissement déterminées.

En électronique, on désigne ainsi une résistance par 2 chiffres; «10 KΩ et 2 W», par exemple, signifient: résistance de 10000 ohms pouvant dissiper *au maximum* 2 watts (dans les conditions normales de refroidissement).

Toutefois, ces indications «commerciales» ne donnent généralement qu'un ordre de grandeur (sauf précisions écrites du constructeur); la valeur en ohms peut être mesurée avec précision, mais, en ce qui concerne la puissance dissipée, il est prudent de se limiter à 50% de la valeur indiquée (et plus bas si possible).

Ce sont les résistances «*agglomérées*» et les résistances à *couche* qui sont les plus employées dans les équipements électroniques courants.

Les résistance «*agglomérées*» sont constituées par la *poudre de carbone* agglomérée par un *liant*; bon marché elles sont instables, non linéaires (mauvais contacts internes entre les grains) leur valeur varie avec la fréquence (capacités shuntant les résistances de contact entre les grains) et leur coefficient de température est fort et *négatif*.

Les *résistances à couche* sont constituées par un dépôt de métal (ou de carbone) en couche mince sur un bâton de stéatite. Les défauts signalés plus haut sont très atténués; elles sont plus chères.

Le schéma «imprimé» est l'aboutissement de la technique appliquée aux résistances à couche.

Les *résistances à fil* sont moins employées; constituées par des bobinages de fil métallique, elles sont sensibles à la fréquence du fait de «l'effet de peau», de l'inductance et de la capacité répartie. Quand ces deux dernières sont relativement faibles ($L\omega/R \ll 1$ et $RC\omega \ll 1$) on réussit une certaine compensation entre l'effet de L et de C dans une large bande de fréquences.

b) *Condensateurs*

Les condensateurs de très bonne qualité (mais de faible capacité en général, d'un prix élevé et réservés surtout à la HF) sont les condensateurs *céramiques. Le diélectrique est en matière céramique*, et les *armatures* sont *déposées par argenture.*

Les condensateurs moins chers (de qualité inférieure, mais de capacité couramment plus élevée) que l'on utilise souvent sont les condensateurs *bobinés* (dit souvent «*au papier*»). Ils sont constitués par un bobinage de rubans métalliques très fins (armatures) et de rubans de papier ou styroflex (diélectrique). Les deux difficultés de construction à signaler sont la réduction nécessaire de l'inductance parasite des armatures et la nécessité d'assurer des connexions solides. Les condensateurs *empilés* et à air (ces derniers de très faible capacité en général) sont également réservés plutôt à la HF.

Les condensateurs bon marché et de capacité importante sous faible volume sont les condensateurs *électrolytiques.*

Leur *diélectrique* est constitué par une couche (très mince — de l'ordre de 10^{-8} cm) *de polarisation* d'électrodes métalliques (armatures) plongeant dans une *solution saline* et portées par rapport à cette solution à une *tension continue de support.*

Ces condensateurs exigent *une tension continue supérieure* à la pointe maximum alternative superposée pour assurer la présence de la couche de polarisation.

La valeur de la capacité ainsi que l'angle de pertes doivent être mesurés sous la tension de support d'utilisation.

Dans ces condensateurs, il existe un *courant continu de fuite* et les pertes wattées en alternatif sont en général relativement élevées.

Ils ne doivent être employés qu'entre 0 et 50 °C.

c) *Inductances*

Les inductances sur air, de valeur faible, sont surtout employées en HF. Aux fréquences basses, les bobinages employés sont du type «nid d'abeilles» permettant de réduire l'encombrement et la capacité répartie; aux fréquences plus élevées, on préfère des bobinages en fil rangé et à une seule couche.

La détermination des éléments équivalents d'une *inductance sur fer* est, d'une façon générale, plus délicate et les méthodes dépendront de l'ordre de grandeur de l'induction et de la fréquence. En particulier aux fréquences intéressant les télécommunications, les effets parasites (fuites magnétiques, capacités réparties etc . . .) exigent des méthodes et des soins particuliers.

Si, pour simplifier le problème, nous négligeons les pertes par hystéresis (ce qui est souvent possible) et si nous représentons une inductance sur fer par la Fig. XIV-1-3:

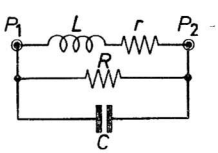


Fig. XIV-1-3.

— la résistance R (très grande en général) schématise bien les pertes wattées par courants de Foucault (proportionnelles à $\left(\frac{d\Phi}{dt}\right)^2$),

— la résistance r_s pertes par effet Joule

— la capacité C pertes par capacité répartie.

On mesure r_s en *continu* (en négligeant l'effet de peau),

L en *basse fréquence* (la plus basse possible), ce qui permet de négliger R et $1/C\omega$,

C par la fréquence de résonance avec L,

R par la mesure de l'impédance aux bornes à la résonance.

On admet que les pertes dans le fer pour les tôles de bonne qualité sont sensiblement proportionnelles à B^2 et à $f^{1,3}$; R dépendra donc de B (comme L, en dehors de la partie rectiligne de la courbe d'aimantation) et aussi de f.

d) *Q-mètres*

La méthode de résonance permet souvent une mesure rapide et commode n'exigeant qu'un voltmètre à grande impédance interne et, soit un condensateur et un générateur à fréquence variable, soit un condensateur variable et un générateur à fréquence fixe.

Le principe d'un Q-mètre est schèmatisé par la Fig. XIV-1-4. L'impédance inconnue, supposée inductive ($\vec{Z} = R + \mathrm{j}L\omega$) est branchée en série dans le circuit alimenté par une force électromotrice *de valeur connue* V_0 et comprenant un condensateur variable C. Le voltmètre à grande impédance d'entrée est branché aux bornes du condensateur. On règles la valeur de la capacité pour obtenir le maximum de déviation du voltmètre ce qui correspond à la résonance.

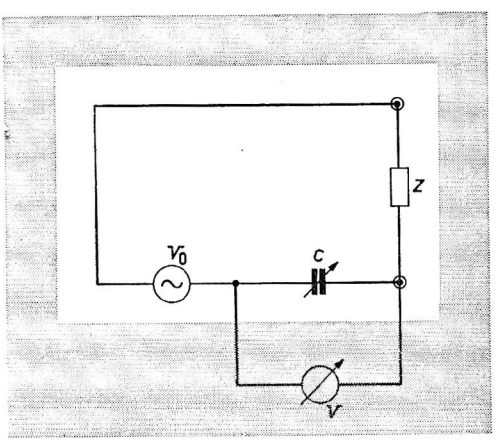


Fig. XIV. 1-4.

On a alors:

$$LC\omega^2 = 1 \qquad \text{et} \qquad \frac{V_0}{R} = V \cdot C \cdot \omega = \frac{V}{L\omega}$$

d'où on tire:

$$Q = \frac{L\omega}{R} = \boxed{\frac{V}{V_0}}.$$

Le voltmètre peut être gradué directement en coefficient de qualité Q.

La méthode de résonance est employée surtout en H.F. et en T.H.F. bien qu'elle soit utilisable en B.F. Pour les fréquences inférieures à 30 kHz on préfère souvent les méthodes de zéro.

§ XIV - 2. Ponts d'impédances

Les ponts d'impédances sont des circuit dérivés du pont de Wheatstone *alimentés en courant sinusoïdal* et utilisés le plus souvent pour la mesure des éléments passifs linéaires *réels* (employés couramment),
Voir Fig. XIV-2-1.

L'étude des conditions d'équilibre ($\vec{V}_A = \vec{V}_B$) s'effectue comme en courant continu, sous réserve d'utiliser la notation complexe:

$$\vec{Z}_1 \cdot \vec{Z}_3 = \vec{Z}_2 \cdot \vec{Z}_4 \text{ (à condition que } \vec{Z}_1 + \vec{Z}_2 \neq 0),$$

les «$\vec{Z}$» étant les impédances qui forment les branches du pont. En considérant les admittances, on écrit:

$$\vec{A}_1 \cdot \vec{A}_3 = \vec{A}_2 \cdot \vec{A}_4 .$$

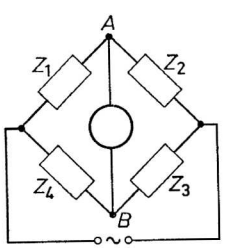


Fig. XIV-2 1.

Les impédances étant de forme $a + jb$, l'équilibre ne sera obtenu que par 2 réglages indépendants réalisant:

1° l'équilibre des termes réels (dits aussi «actifs»)

2° l'équilibre des termes imaginaires (dits aussi «réactifs»).

En courant alternatif (et déjà pour les fréquence de la bande sonore), les impédances dites «parasites» (inductances des connexions et capacités des éléments et des connexions par rapport à la masse) exigent des précautions particulières car les effets perturbateurs peuvent rendre l'équilibre impossible ou fausser complètement la mesure.

Il est donc toujours nécessaire de «*compenser*» le pont, c'est-à-dire d'éliminer l'influence d'impédances parasites par l'introduction d'autres impédances convenablement placées.

Le problème de compensation (très important pour ne pas dire «essentiel») sort du cadre de notre ouvrage et nous nous proposons simplement d'indiquer et d'illustrer (au § XIV-5) le principe des mesures que l'on effectue au pont d'impédances.

Comme dans le cas du pont de Wheatstone, on utilise (Fig. XIV-2-2) soit

a) le pont du type «p/q» où les résistances p et q de la tête de pont sont adjacentes:

$$x = \frac{p}{q} R.$$

soit

b) le pont du type $p \cdot q$ où les résistances p et q constituent deux branches opposées:

$$x = \frac{1}{R} p \cdot q.$$

I. *Mesure des capacités. Pont de Sauty* (schéma XIV-2-3.)

La capacité inconnue X est comparée à une capacité étalon; on emploie le pont p/q.

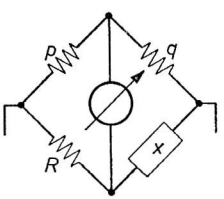
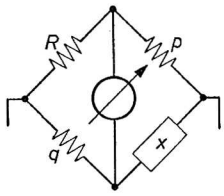
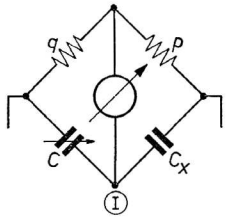
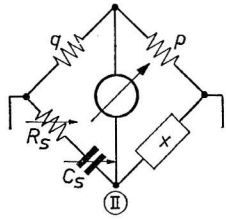


Fig. XIV-2-2.







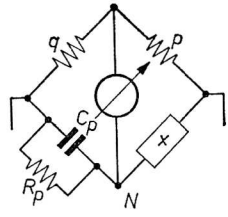


Fig. XIV-2-3. I et II: Série ou «Wien».
N: Parallèle ou «Nernst».

a) Condensateur usuel de bonne qualité

Il sera schématisé par un condensateur parfait ayant la capacité de l'inconnue en série avec une faible résistance soit: R_x et C_x en série: Pont de *Sauty série* appelé aussi *pont de Wien.*

Les conditions d'équilibre permettent de tirer:

$$R_{xs} = R_s \frac{p}{q} \quad \text{et} \quad C_{xs} = C_s \frac{q}{p}.$$

b) Condensateur a très fortes pertes (résistance capacitive par exemple).

Le schèma *série* conduirait à des valeurs C_s irréalisables et on utilise le schéma *Sauty parallèle* appelé aussi *pont de Nernst.* Le condensateur inconnu est schématisé par une capacité égale à l'inconnue et une résistance en parallèle;

La condition d'équilibre conduit à:

$$R_{xp} = R_p \frac{p}{q} \qquad C_{xp} = C_p \frac{q}{p} \qquad \operatorname{tg} \vartheta = \frac{1}{R_{xp} C_{xp} \omega} = \frac{1}{R_p C_p \omega}$$

ce qui donnera l'angle de phase ϕ et la valeur de la résistance capacitive.

II. *Mesures des inductances*

On utilise pratiquement les ponts «$p \cdot q$» permettant de comparer l'inductance inconnue à une *capacité* étalon:

$$\mathrm{j}L\omega \cdot \frac{1}{\mathrm{j}C\omega} = \frac{L}{C} = p \cdot q\,.$$

a) Bobines de mauvaise qualité (résistances inductives par exemple, ou généralement bobines avec $Q < 1$)

On utilise souvent le pont de Maxwell Fig. XIV-2-4 M. La condition d'équilibre donne:

$$p \cdot q = (R_{xs} + \mathrm{j}L_{xs}\omega) \cdot \frac{1}{(1/R_p + \mathrm{j}C_p\omega)}$$

d'où

$$L_{xs} = p \cdot q \cdot C_p \quad \text{et} \quad R_{xs} = p \cdot q \cdot 1/R_p.$$

b) Bobines de bonne qualité

Le pont de Maxwell conduirait à des valeurs de R_p trop élevées; on utilise le *pont de Hay*, Fig. XIV-2-4 H.

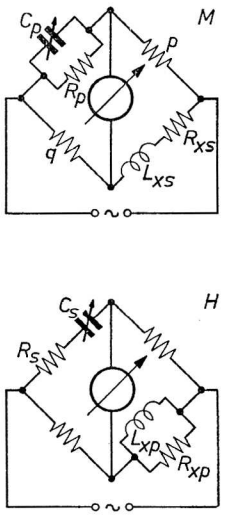


Fig. XIV-2-4. *M*: Pont de Maxwell. *H*: Pont de Hay.

$$p \cdot q = \frac{1}{\left(\frac{1}{R_{xp}} - \mathrm{j}\frac{1}{L_{xp} \cdot \omega}\right)} \cdot \left(R_s - \mathrm{j}\frac{1}{C_s \omega}\right)$$

d'où $\quad L_{xp} = p \cdot q\, C_s \quad$ et $\quad R_{xp} = p \cdot q \cdot 1/R_s .$

Les relations de correspondance série-parallèle permettent de trouver L_{xs} et R_{xs} de la bobine étudiée.

III. *Aperçu sur le problème de «la compensation» des ponts d'impédances*

A *très basse fréquence* et tant que *les impédances* à mesurer ne sont *pas très élevées*, les montages indiqués peuvent être employés sans précautions particulières.

Aux fréquences plus élevées de la gamme sonore, les impédances parasites donnent lieu à des effets perturbateurs qui rendent de plus en plus difficile la réalisation de l'équilibre et introduisent des erreurs de mesure.

En négligeant l'influence des inductances des connexions qui ne sont gênantes qu'aux fréquences très élevées, il faut tout d'abord se préoccuper *des effets perturbateurs dus à la masse.*

Un appareil quelconque (ou plutôt un ensemble d'éléments passifs linéaires) peut être schématisé (en régime sinusoïdal établi) par une impédance Z, avec capacité et conductance réparties par rapport à la masse (dites «de fuite») comme sur la Fig. XIV-2-5.

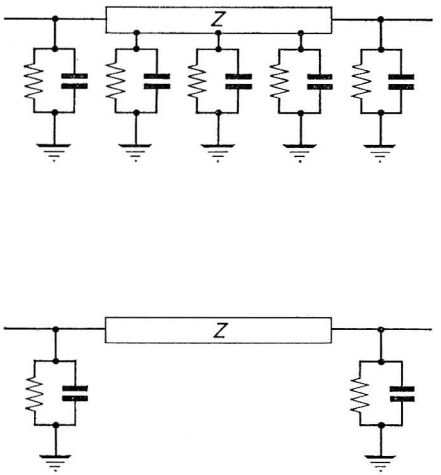


Fig. XIV-2-5.

Tant que les effets perturbateurs restent relativement faibles, on peut remplacer les «impédances de fuite» réparties (réelles) par des impédances fictives ramenées aux extrémités. Aussi peut-on représenter le pont sous la forme schématique de la Fig. XIV-2-6.

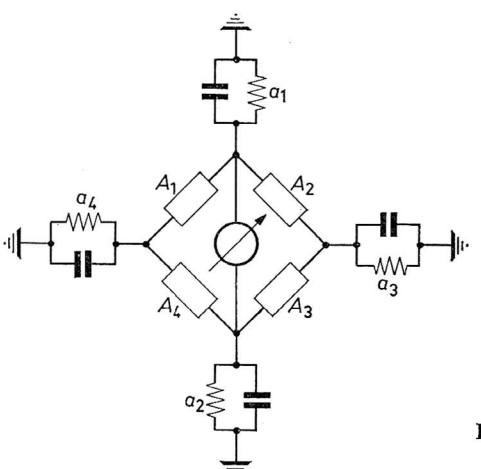


Fig. XIV-2-6.

Suivant la façon dont sont réalisées les liaisons à la masse, plusieurs cas sont à considérer.

Nous nous bornerons au cas qui se présente souvent quand on emploie comme indicateur de zéro un appareil de mesure sensible (amplificateur

électronique par exemple) où la diagonale contenant l'indicateur a un point à la masse. Cela donne le schéma de la Fig. XIV-2-7.

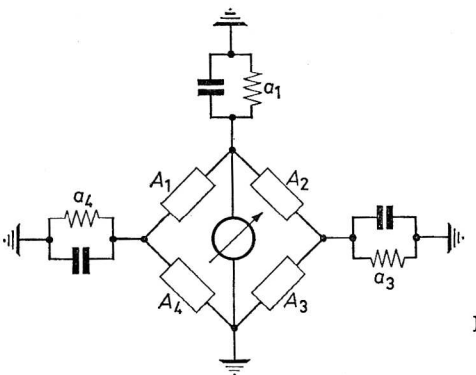


Fig. XIV-2-7.

L'admittance a_2 est mise en court-circuit et *l'admittance de fuite a_1* shunte le détecteur et *n'intervient pas dans les conditions d'équilibre.*

Par contre, les admittances a_3 et a_4 shuntent les branches du pont et la condition d'équilibre donne:

$$\vec{A_1} \cdot (\vec{A_3} + \vec{a_3}) \simeq \vec{A_2} \cdot (\vec{A_4} + \vec{a_4}) .$$

Pour retrouver $\vec{A_1} \cdot \vec{A_3} \simeq \vec{A_2} \cdot \vec{A_4}$, il faut que $\vec{A_1} \cdot \vec{a_3} \simeq \vec{A_2} \cdot \vec{a_4}$.

Ainsi il faut réaliser d'abord l'équilibre du pont en déconnectant A_3 et A_4 c'est-à-dire «*compenser le pont*».

Pratiquement, les résistances d'isolement étant très grandes, les impédances de fuite se réduisent à des capacités et il suffit de réaliser l'équilibre comme dans un pont de Sauty en connectant entre l'un des sommets et la masse une petite capacité réglable permettant de compenser la capacité de fuite du sommet opposé.

IV. *Pont de Schering*

On utilise souvent, en haute fréquence, le pont de Schering, en particulier quand une borne de l'impédance à mesurer se trouve à la masse.

Comme le montre le schéma de principe de la Fig. XIV-2-8 les deux éléments réglables sont constitués par des condensateurs variables. En haute fréquence on a recours à des condensateurs à air que l'on sait réaliser avec plus de pureté et c'est surtout là que réside l'intérêt de ce pont.

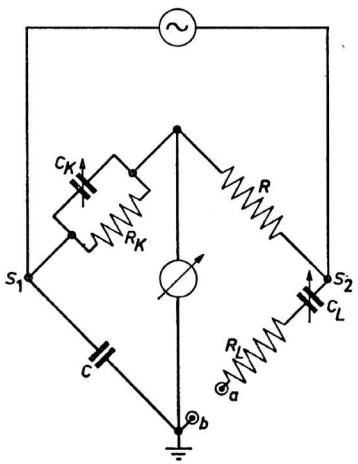


Fig. XIV-2-8. Pont de Schering.

La mesure exige deux opérations.

Opération «1»; on court-circuite les bormes «a» et «b» et on règle les condensateurs variables (C_{K1} et C_{L1}) pour obtenir l'équilibre, ce qui donne la relation:

$$\left(R_L + \frac{1}{\mathrm{j}\cdot C_{L1}\cdot\omega}\right)\cdot\frac{R_K}{1+\mathrm{j}R_K\cdot C_{K1}\omega} = \frac{R}{\mathrm{j}\cdot C\cdot\omega}$$

soit

$$R_L + \frac{1}{\mathrm{j}\cdot C_{L1}\cdot\omega} = \frac{R}{R_K\cdot\mathrm{j}C\omega} + \frac{R}{C}C_{K1}\,. \qquad (1)$$

Opération «2»; on introduit l'impédance inconnue $\vec{Z} = A + \mathrm{j}B$ entre les bornes «a» et «b» et on règle les condensateurs variables (C_{K2} et C_{L2}) pour obtenir de nouveau l'équilibre, ce qui donne la relation:

$$\vec{Z} + R_L + \frac{1}{\mathrm{j}\cdot C_{L2}\cdot\omega} = \frac{R}{\mathrm{j}C\omega}\cdot\frac{(1+\mathrm{j}R_K\cdot C_{K2}\cdot\omega)}{R_K} = \frac{R}{R_K\cdot\mathrm{j}C\omega} + \frac{R}{C}\cdot C_{K2}\,. \qquad (2)$$

En retranchant (1) de (2) il vient:

$$\vec{Z} = \frac{R}{C}(C_{K2} - C_{K1}) + \frac{1}{\mathrm{j}\cdot C_{L1}\cdot\omega} - \frac{1}{\mathrm{j}\cdot C_{L2}\cdot\omega}$$

ce qui donne

$$A = \frac{R}{C}\cdot(C_{K2} - C_{K1})$$

et

$$B = \frac{1}{\omega}\cdot\left(\frac{1}{C_{L2}} - \frac{1}{C_{L1}}\right).$$

Il est possible de graduer le condensateur variable C_K directement en résistance et le condensateur variable C_L en réactance (à ω près, bien entendu). Il faut ajouter qu'il est nécessaire que dans un tel montage la borne «a» ainsi que la borne «S_2» présentent des capacités négligeables par rapport à la masse.

§ XIV - 3. Phénomènes parasites, montages sur table, câblage des châssis

On appelle généralement «parasites» ou «bruits» les phénomènes qui font naître dans nos circuits des tensions autres que celles que nous voulons faire appliquer ou qui devraient résulter normalement des tensions appliquées.

Les équipements électroniques à faible tension d'entrée et à gain élevé sont très sensibles aux phénomènes parasites qui troublent souvent sérieusement leur fonctionnement et rendent les mesures difficiles.

Le gain théoriquement presque illimité devient pratiquement limité par les bruits parasites.

Mais s'il est difficile de lutter efficacement contre les bruits internes («bruits de fond») dus pour la plupart à l'agitation thermique des électrons, il est possible de lutter, dans une certaine mesure, contre les parasites externes.

a) *Montages sur table*

Il y a d'abord les champs parasites d'origine extérieure.

En premier lieu, nous aurons les champs dus aux courants parcourant les câbles des installations électriques proches du banc d'essai.

Nous aurons aussi les «ébranlements» électriques (dus aux balais qui «crachent», arcs, étincelles, coupures et fermetures périodiques, etc.) transmis aussi bien par induction (par les installations proches) que par rayonnement (harmoniques HF venant souvent de loin si les connexions du montage forment une antenne suffisante).

Les émissions HF (souvent involontaires et de très faible puissance) provenant des bancs d'essais ou des locaux voisins ne doivent pas être oubliées non plus.

La meilleure solution pour se soustraire à ce genre de champs extérieurs, est de travailler dans une *cage blindée*. Toutefois, il ne s'agit pas là simplement d'une cage de Faraday mais surtout d'un écran électro-magnétique

et il faudrait des parois pleines en métal bon conducteur; en pratique, on utilise des grillages en cuivre à mailles très serrées.

Sans cabine blindée, il faut opérer, dans la mesure du possible, loin des transformateurs et des câbles parcourus par des courants importants et aux heures où les machines et les appareils perturbateurs ne fonctionnent pas.

Il faudra d'autre part disposer d'une «*bonne terre*» (de résistance inférieure à 1 ohm) et si possible *non perturbée* (c'est-à-dire d'une terre qui ne soit parcourue que par des courants très faibles; le neutre du réseau mis à la terre n'est pas une bonne terre).

Dans les montages (dits «sur table») réalisés pour effectuer des mesures, il faudra *éviter soigneusement les couplages parasites* entre les fils de *connexions.*

En particulier, lorsque les mesures exigent plusieurs sources et appareils, il faudra respecter un certain nombre de consignes et apporter beaucoup de soin à la dispositions des maquettes et des appareils et aux *liaisons électriques.*

Il faudra éviter, d'une façon générale, l'enchevêtrement des connexions, les boucles, les connexions longues et parallèles.

Dans la mesure du possible il sera bon de *torsader l'aller et le retour* (ce sera obligatoire pour les connexions transportant des *courants importants* comme ceux de chauffage par exemple).

Pour un montage déterminé, on n'utilisera qu'*une seule terre avec départs en étoile* en évitant également les boucles; les connexions seront les plus courtes possibles et en gros fil de cuivre avec de *très bons contacts.*

Pour pouvoir respecter ces consignes, il faudra commencer par *grouper convenablement* les appareils en séparant les circuits (en particulier les entrées et les sorties); cela facilite d'ailleurs une vérification rapide du schéma.

Enfin, comme on sera obligé de se servir de fiches bananes, il faudra veiller aux contacts (surfaces de contact larges, propres et bien serrées).

b) *Confection des maquettes d'étude*

Pour réaliser une maquette d'étude, concevoir un châssis, choisir et disposer les éléments, assurer les liaisons (c'est-à-dire effectuer le câblage) il faudra aussi penser constamment aux «parasites».

Les éléments mêmes qui figurent souvent dans nos calculs comme résistances, inductances et capacités pures sont en réalité des impédances (en régime établi).

Il y a ensuite les phénomènes parasites extérieurs. Si le châssis (couvrant l'ensemble des éléments et des connexions) était en cuivre, il constituerait à la fois un bon blindage et une masse bien commode.

Mais la tôle de cuivre est chère et l'on utilise le plus souvent de l'aluminium (ou de la tôle d'acier); dans ce cas là, la masse devra être constituée par un gros «*fil de masse*» en cuivre bien étamé ($\phi = 20/10$ ou plus) faisant le tour du châssis (boucle, mais non fermée) sans contact avec ce dernier (à 1 cm environ du châssis par exemple).

Si le châssis doit ou peut être mis à la masse, il le sera en un *seul point* et toutes les mises à la masse se feront au «fil de masse» et non pas au châssis.

Il faudra ensuite *éviter les liaisons parasites* entre les éléments et entre les connexions; il faudra donc éviter également les boucles, les connexions longues et parallèles, torsader les aller et les retours (obligatoirement pour les fils de chauffage).

Il faudra également éloigner le plus possible la sortie de l'entrée, les éléments qui créent un champ électromagnétique (que l'on pourra d'ailleurs blinder, comme les éléments très sensibles aux champs magnétiques, par un couvercle).

On pourra également utiliser judicieusement, pour certaines connexions, du câble blindé (en particulier pour les connexions aboutissant à la grille du tube d'entrée) sans oublier une bonne mise à la masse de son armature aux deux extrémités et tout en ne perdant pas de vue la capacité à la masse qu'introduit le câble blindé.

D'autres mesures que celles prévues normalement pour l'utilisation de la maquette peuvent devenir nécessaires à un moment donné: vérification des tensions de support, fonctionnment isolé par étage, recherche d'une panne par élimination successive des hypothèses pouvant l'expliquer, etc.

Il faudra donc rendre accessibles les électrodes des tubes et réaliser un câblage suffisamment aéré.

La fixation des douilles sur le châssis et leur isolement devront être soi-

gnés: enlever les bavures que laisse toujours la mèche et serrer bien la vis de fixation sans forcer (pour ne pas casser la rondelle isolante).

Enfin il faudra *soigner* les *soudures;* ne pas faire couler la soudure sur les pièces à souder en contact, mais procéder comme ci-dessous.

Grouper les soudures à faire, étamer la panne *propre* du fer, nettoyer et étamer soigneusement tous les éléments à souder; il suffira alors de mettre en contact les éléments à souder et la panne du fer chaud pour réaliser une bonne soudure.

§ XIV - 4. Mesure des courants et tensions

Les «contrôleurs universels» (classe 1,5) les plus répandus dans les laboratoires radio sont des appareils *magnéto-électriques.*

Dans ces appareils (comme dans la plupart des appareils courants en électronique) c'est un *galvanomètre à cadre mobile et aimant fixe* qui effectue la mesure; nous admettons que le lecteur connaît le galvanomètre.

Le courant qui traverse le cadre mobile est proportionnel à la grandeur à mesurer (courant ou tension); le champ étant constant, le *couple instantané* sera donc proportionnel à la grandeur mesurée et dépendra du sens de cette dernière. En définitive, l'appareil qui effectue la mesure est un *micro-ampèremètre polarisé.*

a) *En courant continu* on en fait des voltmètres, par l'adjonction des résistances additionnelles et des milliampèremètres (ou ampèremètres) par l'emploi des shunts appropriés. Pour chaque sensibilité d'un appareil à plusieurs sensibilités, la déviation maximum est obtenue par un *courant bien déterminé traversant le cadre*; ce courant caractérise l'appareil.

b) La déviation étant polarisée, ces appareils ne peuvent pas être employés directement *en alternatif.* L'inertie du cadre mobile est relativement importante et déjà à 50 Hz l'aiguille ne bouge plus. Pour obtenir une déviation en courant alternatif, on *redresse* le courant.

Dans les «contrôleurs» et appareils courants, le redresseur est *linéaire,* c'est-à-dire le courant $i(t)$ délivré par le redresseur est proportionnel à la tension appliquée qui, à son tour, est proportionnelle à la grandeur mesurée. Le couple moyen agissant sur le cadre est donc proportionnel à:

$$\frac{1}{T}\int_0^{T/2} i(t)\cdot \mathrm{d}t\,,$$

c'est-à-dire à la valeur *moyenne* de la grandeur à mesurer.

Quand on parle du courant «alternatif», il s'agit en général du courant *sinusoïdal* et si la grandeur à mesurer est, par exemple,

$$v(t) = V\cdot\sqrt{2}\cdot\cos\omega t$$

la déviation sera proportionnelle à $U_0 = \dfrac{V\sqrt{2}}{\pi}$ (dans le cas du redressement monovalve).

Comme en «alternatif» nous exprimons les tensions et les courants en *valeur efficace* (V) il suffira d'indiquer à la place de U_0 la valeur correspondante de «V» c'est-à-dire de «*graduer l'appareil* en valeurs efficaces». Cette graduation *n'est valable*, bien entendu, qu'en *régime sinusoïdal.*

Il y aura ainsi une échelle en «continu» et une autre en «alternatif».

Si le courant n'est pas sinusoïdal, la mesure n'aura pas de signification, car la valeur moyenne (terme constant de la série de Fourier) ainsi que le rapport de cette valeur à la valeur efficace dépendent de la forme du courant.

Il est important de respecter la position du commutateur qui insère ou met hors circuit le redresseur suivant la nature du courant.

Quand on est en présence d'un courant de support (continu) et d'un courant sinusoïdal, il est possible de mesurer à la rigueur le courant continu puisque le courant alternatif (tout au moins pour les fréquences de l'ordre de 50 Hz et au-dessus) n'aura pas d'action, pratiquement, sur le cadre mobile.

Toutefois, il ne faut pas oublier que l'on peut déteriorer l'appareil si la sensibilité qui convient en continu est trop faible pour l'effet Joule dû aux deux courants en présence.

Il faut ajouter que, pour les petits contrôleurs courants, la graduation n'est valable que jusqu'à 3000 à 5000 Hz; les derniers modèles à grande résistance interne (10000 et 20000 ohms par volt) peuvent parfois remplacer un voltmètre électronique et méritent d'être étalonnés pour des fréquences plus élevées.

c) La valeur efficace d'une grandeur périodique $v(t)$ est

$$V = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T v^2(t) \cdot \mathrm{d}t}\,.$$

Les appareils dans lesquels le couple instantané, agissant sur la partie mobile, est proportionnel au carré de la grandeur à mesurer permettent la mesure directe de la valeur efficace, quelle que soit la forme de la grandeur périodique à mesurer, car le couple moyen agissant sur le cadre sera proportionnel à

$$\frac{1}{T}\int_0^T i^2(t) \cdot \mathrm{d}t\,,$$

c'est-à-dire au *carré de la valeur efficace.*

Ainsi les appareils *électro-dynamiques* comportant un cadre mobile dans le champ d'une bobine fixe, parcourus par des courants proportionnels à la grandeur à mesurer (tension ou courant) permettent la mesure de la valeur efficace même en régime harmonique. Ces appareils sont utilisés surtout comme appareils de précision et comme «étalons» (classe dite «0,1»).

Si le *redresseur* d'un appareil *magnéto-électrique* n'est pas linéaire mais *parabolique* c'est-à-dire si $i(t)$ redressé $= K \cdot v^2(t)$ la valeur moyenne

$$J_0 = K \cdot \frac{1}{T}\int_0^T v^2(t)\,\mathrm{d}t$$

sera aussi proportionnelle au carré de la valeur efficace quelle que soit la forme de la grandeur à mesurer. Toutefois comme dans ce cas là on ne peut guère employer une forte résistance en série avec le redresseur, ces appareils ne sont ni sensibles ni stables et on ne les rencontre que rarement.

d) Par contre on emploie souvent, en électronique, des voltmètres (ou millivoltmètres) «à lampes» ou «électroniques» qui sont avant tout des «amplificateurs de tension» à courant continu et (plus souvent) à courant alternatif, même s'il s'agit de mesurer uniquement des tensions continues; l'amplificateur à courant continu étant plus difficile à réaliser, on préfère souvent convertir la tension continue en une tension alternative rectangulaire (par un vibreur par exemple), amplifier cette dernière et la redresser pour l'appliquer à l'instrument de mesure.

L'appareil de mesure est encore un microampèremètre magnéto-électrique.

Les voltmètres électroniques à courant alternatif peuvent différer par leur réponse:

1°) en amplitude (détection linéaire ou quadratique — le plus souvent linéaire) et

2°) en fréquence (courbe de réponse sensiblement horizontale dans une certaine bande de fréquences ou, rarement, sélective).

Le *voltmètre de crête à diode* mesure la valeur *de crête*. Reprenons le schéma de la détection linéaire (Fig. XIV-4-1) par diode à vide. Si $R \gg \rho$ de la diode et C suffisamment grand pour que $1/C\omega \ll R$, on démontre que U aux bornes de C est égale sensiblement à l'amplitude $V \cdot \sqrt{2}$ de $v(t) = V\sqrt{2} \cos \omega t$, soit à la valeur de crête.

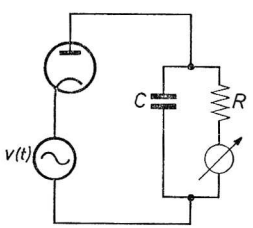


Fig. XIV-4-1.

Si l'appareil est gradué en valeurs efficaces, la graduation n'est valable qu'en régime sinusoïdal puisque le rapport de la valeur de crête à la valeur efficace dépend de la forme du courant.

Les voltmètres à diode ont en général une forte impédance d'etrée. Le signal à mesurer est appliqué pratiquement, en régime établi, à R (alternance positive — très faible angle d'ouverture, voir § I-3) ou à la résistance interne *inverse* de la diode (alternance négative); l'impédance d'entrée est ainsi couramment de l'ordre de 1 MΩ ou plus.

L'appareil est souvent employé en HF, car la diode détectrice se trouve dans une sonde blindée qui réduit au minimum les connexions entre la grandeur à mesurer et la diode; un câble plus ou moins long transporte sans inconvénients le signal *détecté* à l'appareil de mesure (amplificateur de tension et cadre mobile). Toutefois, il reste toujours la capacité parasite de la diode (quelques pF) qui shunte la résistance d'entrée et qui limite l'emploi de l'appareil à une cinquantaine de MHz.

Dans le cas où la grandeur à mesurer est amplifiée avant d'être détectée, une très forte contre-réaction permet d'obtenir des impédances d'entrée élevées, même pour des sensibilités très faibles (voir § XI-2).

C'est cette qualité qui rend les voltmètres électroniques si précieux, étant donné la grande résistance interne des sources dont on dispose en électronique.

§ XIV - 5. Travaux pratiques illustrant le principe des mesures au pont d'impédances

Nous nous placerons dans les conditions particulières où les effets perturbateurs peuvent être négligés et nous nous contenterons d'une faible précision (en particulier pour les termes actifs) pour pouvoir utiliser un contrôleur courant comme indicateur de zéro notre but n'étant que d'illustrer expérimentalement le principe de la mesure par un montage sur table.

a) *Mesure de capacités*

On prendra comme source de courant sinusoïdal un générateur BF à sortie symétrique délivrant de 10 à 50 volts — 1000 Hz; comme indicateur de zéro on prendra un contrôleur courant 150 ou 100 μA. La branche «*q*» du pont pourra être constituée par 3 boîtes (genre AOIP) en série: × 100000 Ω, × 10000 Ω et × 1000 ohms; «*q*» sera donc réglable.

La branche «*p*» sera constituée par 200 kΩ = cte.

On ramènera à zéro la tension du générateur BF pour chaque manipulation du pont et on fera croître progressivement la tension jusqu'à la déviation maximum de l'indicateur.

Pont de Wien:

1°. capacité à mesurer: 1500 pF environ
capacité étalon: 2000 pF „ = cte.

2°. capacité à mesurer: 1500 pF avec une résistance en parallèle de 300 kΩ
capacité étalon avec R_s réglable en série (on prendra un potentiomètre de 50 kΩ on et mesurera la valeur correspondant à l'équilibre).

L'équilibre ne sera pas parfait; on cherchera un «minimum minimorum» de déviation (c'est-à-dire la plus faible possible) par des réglages successifs:

(1°) *d'abord en réglant q* pour réaliser l'équilibre des termes imaginaires si l'on veut maintenir C étalon = cte (*et* p = cte).

(2°) ensuite R_s pour réaliser l'équilibre des termes réels.

On reprendra ces réglages plusieurs fois (1° et 2° et de nouveau 1° et 2° etc . . .) jusqu'au moment où la déviation de l'indicateur paraîtra minimum.

Pour augmenter la sensibilité de la mesure et diminuer l'influence des effets perturbateurs on prend p et q du même ordre de grandeur.

Equilibrer le pont, indiquer R_s, calculer tg ϑ, C_{xs} R_{xs} puis C_{xp} et R_{xp} et comparer avec les valeurs réelles des éléments utilisés.

Pont de Nernst
Capacité à mesurer: 1500 pF et 50 kΩ en parallèle.
Capacité étalon 2000 pF et potentiomètre de 50 kΩ *en parallèle.*
Mêmes valeurs pour p et q.
Indiquer les valeurs mesurées

b) *Mesure d'inductances*

On prendra la même source qu'en «A» mais à 5000 Hz et pour p: 2000 ohms environ = cte.

Pour q: 3 boîtes (genre AOIP) en série: ×1000 ohms ×100 ohms et ×10 ohms (à régler).

Pont de Maxwell
Inductance à mesurer: bobine sur air 2000 spires environ, 50 mH environ — 100 ohms (la même qui a servi au § VII-4-B) avec une résistance R_{xs} en série de 2000 ohms environ.

Capacité étalon: 10000 pF environ et en parallèle un ensemble des 2 potentiomètres en série: 5000 ohms et 500 ohms.

Indiquer q et R_p.

Calculer L_{xs} et R_{xs} et comparer.

Pont de Hay
Inductance à mesurer: même bobine que ci dessus *mais sans résistance en série.*

Capacité étalon: même que ci-dessus, mais avec un potentiomètre de 500 ohms pour constituer R_s réglable. Indiquer q et R_s. Calculer L_{xp} et R_{xp} en déduire Q et L_{xs}, R_{xs}. Comparer.

§ XIV - 6. Théorème de Thévenin

On emploie souvent ce théorème pour éviter les longs calculs d'un réseau

compliqué quand, par exemple, seul le courant d'une branche déterminée est à trouver; on l'utilise également quand on veut présenter un schéma sous une forme plus commode pour étudier le comportement d'un circuit.

Considérons un réseau linéaire quelconque «S» comprenant des résistances, des inductances et des capacités ainsi que des sources de tension disséminées dans les branches. Supposons qu'une impédance Z, branchée aux bornes 1 et 2 du réseau, donne lieu à un courant I débité par le réseau; Fig. XIV-6-1-A.

Si nous coupons la liaison entre la borne 1, par exemple, et l'impédance extérieure Z en un point «a, b», une différence de potentiel $V_{a,b}$ apparaîtra entre a et b; Fig. XIV-6-1-B.

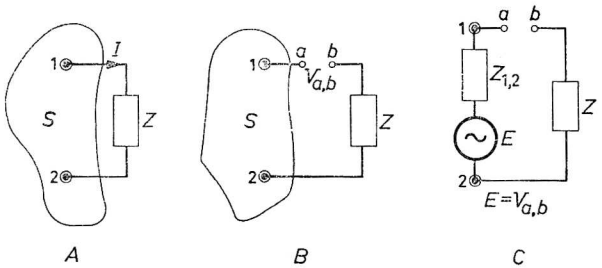


Fig. XIV-6-1.

Soit $Z_{1,2}$ l'impédance du réseau S vue des bornes 1 et 2 (les sources étant éteintes et remplacées par leurs impédances internes).

Le système réel de la Fig. XIV-6-1-B peut être représenté par le dipôle ouvert de la Fig. XIV-6-1-C comprenant une source de tension de force électro-motrice $E = V_{ab}$ et d'impédance interne $Z_i = Z_{1,2}$ pouvant débiter dans Z, si l'on relie «a» à «b», le courant I tel que:

$$\vec{E} = \vec{Z_i} \cdot \vec{I} + \vec{Z} \cdot \vec{I}.$$

Exemples

(1°) Soit un réseau de la Fig. XIV-6-2-A.

Pour trouver le courant dans la branche 1,2, il suffira de la couper en «a, b», ce qui donne le schéma (B) avec:

$$E = U_{a,b} = \frac{U_0}{R + r}(R - r)$$

et $R_{1,2}$ ($= \rho$ interne de la source E) $= \dfrac{2\,Rr}{R + r}$ avec J dans la branche «1,2» $= \dfrac{E}{R_{1,2} + R}$.

(2°) Une source de tension de force-électromotrice $\vec{E}$ et de résistance interne ρ débitant dans un ensemble de R et $\vec{Z}$ en parallèle (Fig. XIV-6-3-A)

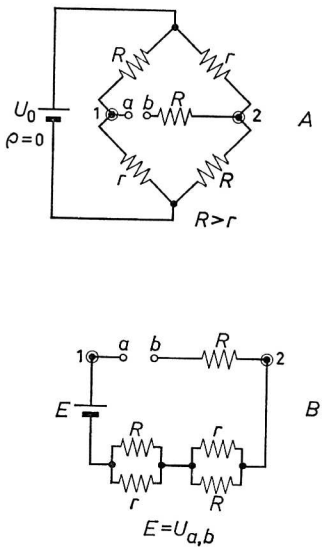


Fig. XIV-6-2.

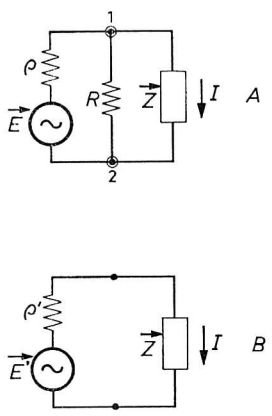


Fig. XIV-6-3.

peut être rapidement transformée en une source de tension de force-électromotrice

$$\vec{E}' = \vec{E} \cdot \frac{R}{R+\rho}$$

et de résistance interne $\rho' = \dfrac{\rho \cdot R}{R+\rho}$ débitant dans $\vec{Z}$ (Fig. XIV-6-3-B).

ÉTABLISSEMENTS P. BERTIN

8, rue Crocé-Spinelli
PARIS 14e

Tél. : SEG 80-39

Construisent le MATÉRIEL PÉDAGOGIQUE permettant de réaliser les exercices et travaux pratiques décrits dans la partie EXPÉRIMENTATION de l'ouvrage de M L. CHARIN « Initiation au calcul et à l'expérimentation ».

Ce matériel comprend :

des « CHASSIS MULTIDOUILLES » légers et maniables, ainsi que des « ÉLÉMENTS de CIRCUIT » (résistances et condensateurs) mobiles sur fiches embrochables, interchangeables, sous MOULAGE isolant et transparent.

Les montages peuvent être exécutés en effectuant tous les branchements nécessaires à partir des électrodes des tubes. Le travail est ainsi **moins livresque** car le manipulant est obligé de constituer entièrement ses circuits et de s'intéresser aux supports et à la disposition des électrodes comme s'il **câblait la maquette** en utilisant les éléments réels employés normalement dans les équipements électroniques.

Cette présentation sous un volume restreint a été conçue pour répondre non seulement à toutes les nécessités pédagogiques mais également aux exigences techniques. Le groupement convenable des douilles multiples sur le châssis et l'emploi des cavaliers de liaison permettent d'éliminer la formation des boucles, inévitables avec des câbles de liaison qui entraînent des couplages parasites.

Une ALIMENTATION CONTINUE RÉGLABLE, adaptée particulièrement à ces châssis, fournit des tensions : continues fixes ou réglables, stabilisées fixes ou réglables, et une tension alternative de chauffage fixe à point milieu réglable.

Pour tous renseignements commerciaux complémentaires, veuillez retourner, à l'adresse suivante, cette fiche remplie :

Ets P. BERTIN — 8, rue Crocé-Spinelli — PARIS-14 e.

Veuillez m'adresser sans engagement de ma part les notices :

CHASSIS MULTIDOUILLES
ALIMENTATION CONTINUE

NOM .....
FONCTION .....
ÉTABLISSEMENT .....
RUE ..... No .....
VILLE ..... Département .....