

Cours donné dans le cadre de l'UNIVERSITE POPULAIRE
DE LAUSANNE

E L E C T R O N I Q U E
=====

3^{eme} Semestre

ELECTROMETRIE

AMPLIFICATEURS

Semestre de printemps 1966

Professeur : A. Henchoz
Polycopié : A. Gaponer

77.143³

77.143³

EPF-BIB (Lausanne)



EM000007019013

BIBLIOTHÈQUE
BATIMENT DES SCIENCES PHYSIQUES
Université de Lausanne

T A B L E
D E S
M A T I E R E S

PREMIERE PARTIE :

E L E C T R O M E T R I E

Chap 1 :	GENERALITES SUR L'ELECTROMETRIE	p	1
Chap 2 :	INSTRUMENTS DE MESURE ELECTROSTATIQUES	p	4
Chap 3 :	INSTRUMENTS DE MESURE ELECTRODYNAMIQUES	p	5
Chap 4 :	MESURE DES TENSIONS CONTINUES	p	8
Chap 5 :	MESURE DES TENSIONS VARIABLES	p	11
Chap 6 :	MESURE DES COURANTS	p	14
Chap 7 :	MESURE DES ELEMENTS PASSIFS	p	15
Chap 8 :	MESURE DES ELEMENTS ACTIFS	p	18
Chap 9 :	MESURE DES FREQUENCES	p	19
Chap 10 :	ENREGISTREMENT DES MESURES	p	21

SECONDE PARTIE :

A M P L I F I C A T E U R S

Chap 11 :	GENERALITES SUR LES CIRCUITS AMPLIFICATEURS		23
Chap 12 :	AMPLIFICATEURS DE COURANT	p	27
Chap 13 :	AMPLIFICATEURS A COURANT CONTINU	p	32
Chap 14 :	AMPLIFICATEURS A LARGE BANDE	p	36
Chap 15 :	AMPLIFICATEURS ACCORDES	p	43
Chap 16 :	AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE	p	45
Chap 17 :	AMPLIFICATEURS BASSE FREQUENCE	p	49
Chap 18 :	CONTRE-REACTION	p	50



604833A

Lausanne Octobre 1966

197653

Chapitre 1 :

GENERALITES SUR L'ELECTROMETRIE

1.1.: DEFINITION D'UNE MESURE ELECTRIQUE.

On définit le concept, tout à fait général de mesure, par une application bijective d'un ensemble source, celui des éléments à mesurer, dans un ensemble numérique pourvu d'un élément unité. Mesurer une grandeur électrique consistera donc à associer à celle-ci un couple formé d'une unité, caractéristique de l'espèce de la grandeur, et d'un nombre, caractéristique propre de la grandeur à mesurer.

mesure : [Grandeur Electrique] \longrightarrow (nombre, unité)

Nous utiliserons les unités dérivées du système M.K.S.A.

1.2.: PRINCIPE D'UNE MESURE.

Tout dispositif de mesure électrique, peut être réduit à un circuit formé d'un générateur, d'un récepteur et d'un dispositif convertisseur transformant une quantité électrique délivrée par le générateur en une grandeur physique directement observable: déplacement d'une aiguille, rotation d'un axe, ...

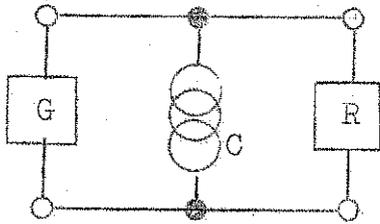


Fig.1.

Le dispositif convertisseur C est couplé, soit avec le générateur, et on le gradue de façon à mesurer l'élément passif constitué par le récepteur, soit avec le récepteur, et l'on mesure la quantité délivrée par le générateur. Dans le premier cas le convertisseur constitue un récepteur auxiliaire et est gradué

de telle sorte qu'il indique une valeur nulle ou infinie lorsque l'élément à mesurer n'est pas branché.

1.3.: LES DIFFERENTES METHODES DE MESURE.

a) Mesure directe:

En appliquant directement le principe énoncé ci-dessus, on fait une mesure directe. La précision d'une telle mesure est de l'ordre du %.



Fig.2.

b) Mesure par comparaison:

1°:

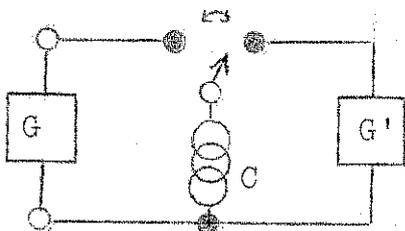


Fig.3.

Le générateur à mesurer et un générateur étalon débitent successivement dans un même récepteur, le convertisseur. Le convertisseur nous permet de déterminer un rapport entre les grandeurs débitées par G et G'.

2°:

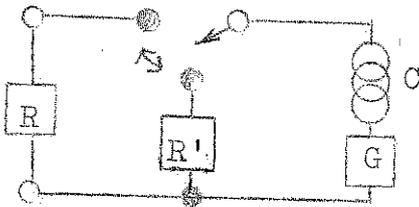


Fig. 4.

Un même générateur alimente successivement un récepteur étalon et le récepteur à mesurer. Les indications du convertisseur nous permettent d'obtenir un rapport entre les mesures de R et de R'.

c) Mesure par opposition :

Pour une mesure précise des générateurs on rend variable le générateur étalon que l'on place par l'intermédiaire du convertisseur aux bornes de celui-ci. (Fig. 5)

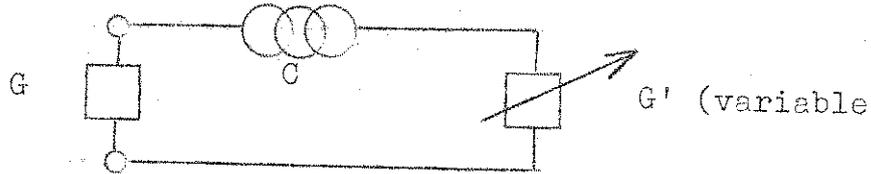


Fig. 5.

Le rôle du convertisseur est d'indiquer par une valeur nulle l'égalité des quantités délivrées par G_x et G.

d) Mesure en pont :

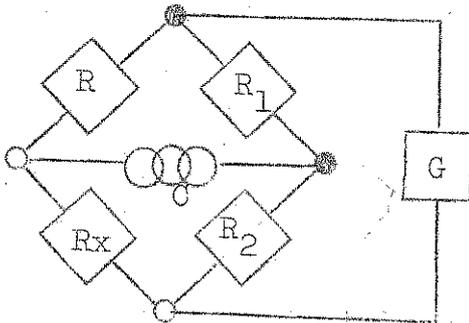


Fig. 6.

Une méthode excellente, précision de environ 1/100, utilisée pour la mesure des récepteurs, est la mesure en pont. (Fig. 6.) Le récepteur R_x est ponté avec trois autres récepteurs. Un générateur G débite dans la diagonale verticale. Le convertisseur, placé dans l'autre, signale par une valeur généralement nulle l'équilibrage du pont. On a alors une proportion entre les quatres éléments R_x , R_1 , R_2 et R_3 .

1.4.: AFFICHAGE D'UNE MESURE.

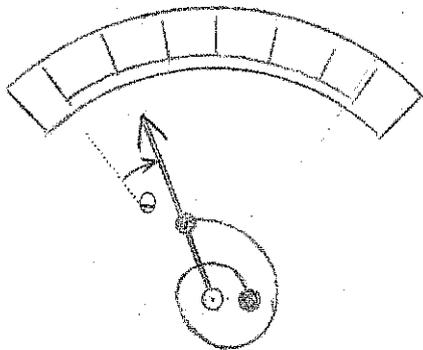


Fig. 7.

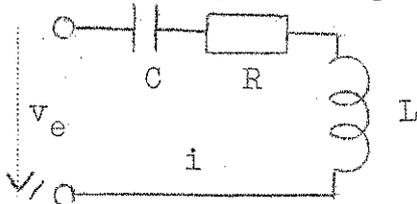
Dans la plupart des instruments, la mesure est rendue accessible à nos sens par le déplacement d'une aiguille ou d'une tache lumineuse devant une échelle. Dans ces deux cas, l'instrument de mesure comporte une partie mécanique comprenant un axe de rotation. L'échelle graduée permet d'établir une correspondance entre l'angle θ de rotation de l'aiguille et la grandeur électrique qui fournit le moment nécessaire à sa rotation.

Exprimons le moment exercé par le dispositif formé de l'aiguille, de l'axe de rotation et du ressort spiral, qui tendent à équilibrer le moment introduit par la grandeur électrique.

Nous devons déjà faire intervenir le couple de rappel, proportionnel à θ , du ressort: $M_{\theta} = A\theta$. Mais il faut encore tenir compte du moment introduites par les forces de frottement, proportionnelles à la vitesse angulaire, $F \frac{d\theta}{dt}$ et du moment d'inertie du système, proportionnel à l'accélération angulaire.

$$(1) \quad Mt = f(t) = A \theta + F \frac{d\theta}{dt} + I \frac{d^2\theta}{dt^2}$$

La mécanique nous apprend que l'aiguille va décrire un mouvement de rotation sinusoidal amorti. Il est facile de le montrer en examinant par exemple l'équation d'un circuit oscillant :



$$v_e = \frac{1}{C} \int i dt + R i + L \frac{di}{dt}$$

$$x = \frac{dv_e}{dt} = \frac{i}{C} + R \frac{di}{dt} + L \frac{d^2i}{dt^2} \quad (2)$$

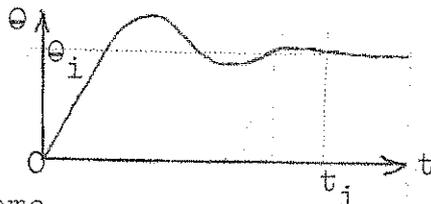
Les équations (1) et (2) étant les même à l'écriture des coefficients près, elles admettrons deux solutions semblables.

Résultats :

La discussion d'une équation du type (1) nous conduit à résoudre une équation du second degré. Calculons son discriminant:

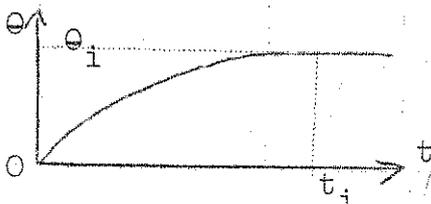
$$(3) \quad D = F^2 - 4AI$$

1^{er} cas : $D < 0$ $F^2 < 4AI$



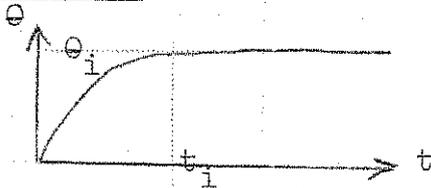
Les frottements sont faibles et l'aiguille va longuement osciller avant de se stabiliser en sa position définitive.

2^{eme} cas : $D > 0$ $F^2 > 4AI$



Les frottements sont importants et ne permettent qu'un lent déplacement de l'aiguille qui n'atteindra sa place définitive qu'après un temps relativement long.

3^{eme} cas : $D = 0$ $F^2 = 4AI$ (Amortissement critique.)



Dans ce cas l'aiguille va atteindre se stabiliser dans sa position définitive en un temps minimum.

Pratiquement on tolère une oscillation unique, à fonction psychologique, dont le rôle est d'assurer à l'observateur que l'aiguille à bien atteint sa position définitive.

Signalons un dispositif d'affichage qui permet de doubler la sensibilité d'un instrument. (Dispositif de Poggendorff : fig.8.)

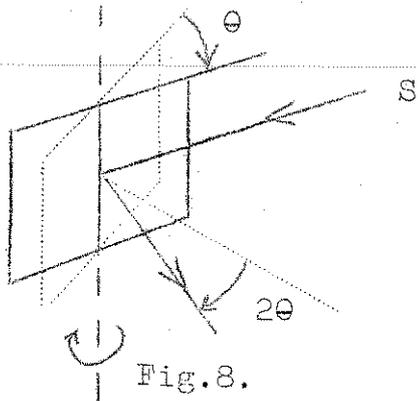


Fig.8.

Fonctionnement :

En remplaçant l'aiguille par un petit miroir éclairé par une source fixe S, la rotation d'un angle θ du miroir multiplie par 2 le déplacement angulaire du rayon réfléchi.

1.5. : PRECISION ET SENSIBILITE D'UN INSTRUMENT DE MESURE.

On désigne par précision d'un instrument de mesure, l'incertitude avec laquelle il nous garantit une mesure exacte. Ainsi, si l'écart maximum susceptible d'exister entre la mesure de la grandeur X est x, on exprime la précision relative par le rapport:

(4)

$$P\% = \frac{100 x}{X}$$

Théoriquement, pour augmenter la précision d'une mesure, il suffirait d'augmenter la sensibilité de l'instrument utilisé. En fait cette manière de procéder n'est guère rentable car l'augmentation de la sensibilité se traduit par la diminution de la gamme d'utilisation. De plus, les instruments très sensibles deviennent délicats et fragiles.

La meilleure solution consiste à réaliser des instruments robustes et fidèles et de leur adjoindre un amplificateur annexe dont le rôle est d'augmenter la sensibilité de l'instrument. (Fig.9.)

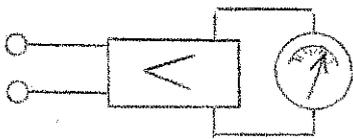


Fig.9.

Chapitre 2 :

INSTRUMENTS DE MESURE ELECTROSTATIQUES.

Ce sont des instruments dont le fonctionnement fait appel aux lois de l'électrostatique. Ils présentent de ne consommer aucune puissance.

2.1.: ELECTROMETRE.

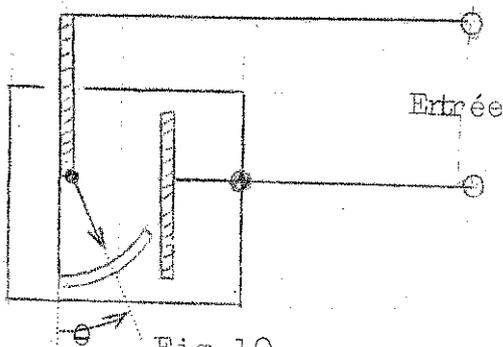


Fig.10.

Si l'on introduit une tension à l'entrée d'un dispositif de la forme de la Fig.10., la capacité formée entre l'aiguille mobile et la partie rigide de l'instrument va se charger. L'apparition de forces électrostatiques va déplacer l'aiguille devant l'échelle. Ce déplacement ne sera évidemment pas une fonction linéaire de V_e .

On peut remarquer que l'indication de cet instrument est indépendante de la polarité de la tension d'entrée. Il peut ainsi servir à mesurer des tensions alternatives pour autant que la fréquences de celle-ci soit supérieur à la fréquence d'oscillation libre de l'axe. La sensibilité de cet appareil est mauvaise, il ne peut servir qu'à la mesure de tensions supérieures à 100 Volt.

2.2.: VOLTMETRE ELECTROSTATIQUE.

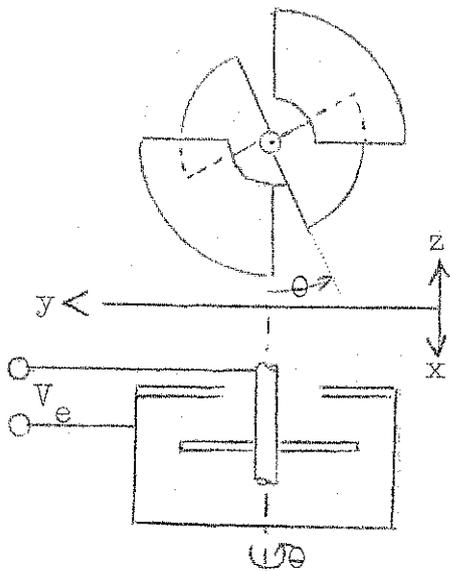


Fig.11.

Un voltmètre électrostatique comporte deux plateaux dont l'un, suspendu à un fil de torsion, est mobile par rapport à l'autre, fixe. (Fig.11.) Si l'on applique une tension entre les deux plateaux, les-queux sont en forme de papillon, le moment électrique ainsi créé fera tourner le "papillon" mobile par rapport au "papillon" fixe. L'angle de rotation mesure donc la tension d'entrée, selon une loi que nous allons préciser.

L'énergie électrostatique emmagasinée dans un tel voltmètre vaut $E = \frac{1}{2} CV^2$ pour une tension d'entrée V . C'est une fonction de l'angle que l'on peut approximer par $C = b\theta$ à la condition que pour $\theta = 0$ on ait $C = 0$.

Donc :

$$E = \frac{1}{2} b \theta V^2$$

L'énergie mécanique emmagasinée W dans le système mobile se calcule de la manière suivante :

-supposons que le fil ait déjà tourné d'un angle θ ; si l'on augmente cet angle de $d\theta$, l'accroissement d'énergie sera

$$dW = a \theta d\theta$$

pour un fil parfaitement élastique. Par intégration

$$W = \int_0^\theta a \theta d\theta = \frac{1}{2} a \theta^2$$

Aucune énergie n'étant perdue dans le système, on aura

$$E = W = \frac{1}{2} a \theta^2 = \frac{1}{2} b \theta V^2$$

$$(5) \quad \theta = \frac{b}{a} V^2$$

Un tel instrument, de par sa caractéristique quadristique est donc utilisable pour mesurer les tensions alternatives. Comme l'électromètre il est peu sensible.

Chapitre 3 :

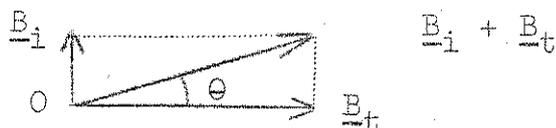
INSTRUMENTS DE MESURE ELECTRODYNAMIQUES.

3.1.: GENERALITES SUR LES INSTRUMENTS ELECTRODYNAMIQUES.

Tous les instruments de mesure de type électrodynamiques utilisent le principe de l'opposition d'un champ magnétique permanent (aimant) et d'un champ variable entretenu par le courant à mesurer (électroaimant). Suivant l'élément rendu mobile par rapport à l'autre on considère les instruments à aimant ou bobine mobile.

3.2. : GALVANOMETRE A AIMANT MOBILE.

On place un aimant mobile dans une bobine disposée de telle sorte que le champ qui y soit produit soit perpendiculaire au champ terrestre. (Fig.12.) L'aiguille s'orientera selon la résultante de \underline{B}_i et \underline{B}_t .



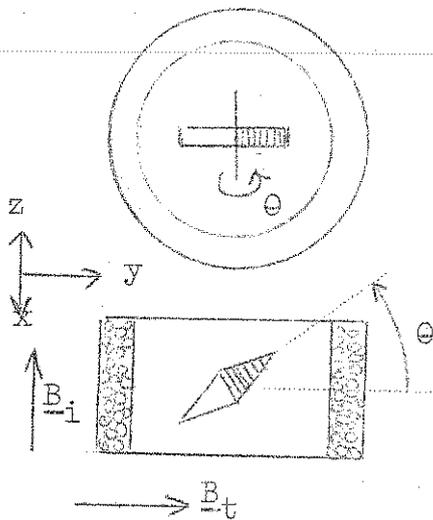


Fig.12.

On a donc $\text{tg } \theta = \frac{B_i}{B_t}$

et si θ reste faible comme $B_i \propto n i$ (n étant le nombre de spires¹):

$$(6) \quad \theta \propto \frac{n i}{B_t}$$

Dans les modèles de précision on dispose de deux aiguille montées en opposition. On obtient un système astatique sur le-quel l'influence du champ terrestre reste faible. On place alors un aimant correcteur au dessus de l'appareil qui agisse inégalement sur les deux aiguilles. La bobine galvanométrique doit alors agir que sur l'une des deux aiguilles mobiles.

Avec un tel dispositif il est possible d'atteindre une sensibilité de l'ordre de 10^{-12}A .

3.3.: EXECUTION COURANTE : INSTRUMENT FERROMAGNETIQUE.

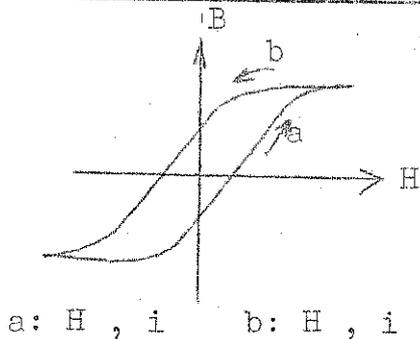


Fig.13.

L'aimant permanent est remplacé par un barreau ferro-magnétique dont le cycle d'hystérèse est aussi étroit que possible. Dans ce cas lorsque la bobine n'est parcourue par aucun courant il n'y a plus d'aimantation permanente. Si l'on fait maintenant circuler un courant à travers la bobine, le barreau aura tendance à s'orienter dans le sens des lignes de champ, crée par un aimant permanent.

La déviation sera à peu près proportionnelle au courant. (L'échelle n'est qu'approximativement linéaire.) Les avantages de ce type d'instruments résident dans leur robustesse et dans le fait que la déviation est indépendante du signe du courant appliqué. La qualité de ces instrument dépend essentiellement de l'étroitesse du cycle d'hystérèse du barreau ferromagnétique; ceci afin d'éviter que l'affichage varie suivant que l'indication est suite d'une augmentation ou d'une diminution d'un courant. (Voir Fig.13.)

3.4.: GALVANOMETRE A CADRE MOBILE.

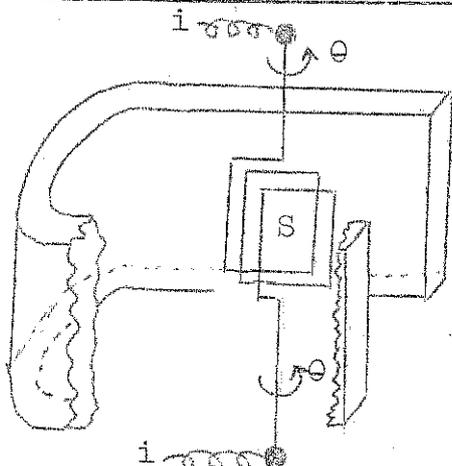


Fig.14.

Un cadre, parcouru par le courant à mesurer, est suspendu dans le champ d'un aimant permanent. On sait qu'un conducteur parcouru par un courant et placé dans un champ est soumis à une force. Cette force tend à orienter ce circuit de telle sorte que le flux qui le traverse soit maximum. Partons de la relation connue liant le travail au flux :

$$i \Delta \phi = \Delta W$$

Faisons intervenir la relation entre le travail et le moment :

$$M \Delta \theta = \Delta W$$

d'où

$$(7) \quad M_t = i \frac{d\phi}{d\theta}$$

Lorsque le cadre sera perpendiculaire à \underline{B} , $\theta = \frac{\pi}{2}$, le flux sera maximum : ϕ_0 . Ainsi

$$\phi = \phi_0 \sin \theta \quad \text{et} \quad \frac{d\phi}{d\theta} = \phi_0 \cos \theta$$

remplaçons dans (7):

$$M_t = i \phi_0 \cos \theta$$

Ce moment ne peut être équilibré que par le couple de rappel introduit par le fil de torsion soutenant le cadre. Ce couple est proportionnel à θ , et

$$M_t = C \theta = i \phi_0 \cos \theta$$

où C est la constante de rappel du fil. Maintenant, si θ est petit, $\cos \theta \approx 1$, on aura :

$$(8) \quad \theta = \frac{i \phi_0}{C} = \frac{i B S n}{C}$$

En discutant cette dernière relation, nous remarquons que pour améliorer la sensibilité il faut :

-augmenter : la puissance B de l'aimant permanent
le nombre de tours du cadre n
la section du cadre S

-diminuer : la constante de torsion C .

En tenant compte au maximum de ces éléments, la seconde et la troisième étant limitée par la dernière, on arrive à atteindre une sensibilité de l'ordre de 10^{-11}A .

Constatons encore une particularité intéressante de cet instrument. Si nous court-circuitons l'entrée, en déplaçant le cadre mobile un courant va s'établir dans celui-ci. Ce courant va induire un champ qui va s'opposer au déplacement de la bobine mobile, Loi de Lenz, de sorte que celui-ci sera considérablement amorti. Il est donc utile, pour protéger le mécanisme délicat des instruments à cadre mobile, de court-circuiter leur entrée lorsqu'ils ne sont pas en service.

3.5. : EXECUTION COURANTE : INSTRUMENTS A CADRE MOBILE.

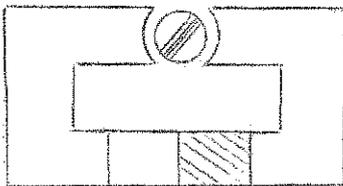


Fig.15.

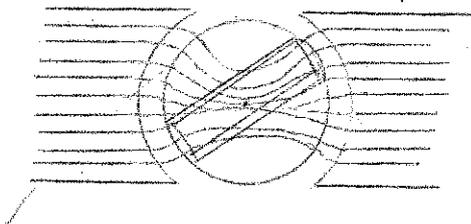


Fig.16.

Au modèle précédemment examiné on peut apporter deux modifications utiles :

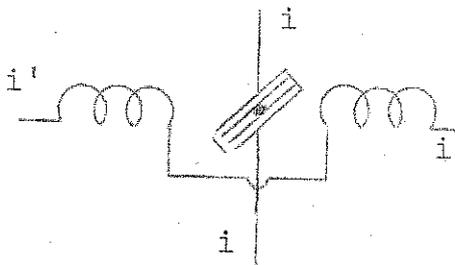
1) On prend un aimant droit complété de deux pièces polaires. Le cadre est bobiné longitudinalement sur un cylindre. Fig.15.

2) Les deux pièces polaires, réalisées en fer feuilleté, sont usinées en leur extrémités libres de manière à envelopper le cylindre comportant le cadre.

De cette manière, les lignes de champ, perpendiculaires à la surface du fer, sont constamment parallèles au cadre et $\cos \theta = 1$. (Fig.16) Il est ainsi

possible, mais au détriment de la sensibilité, d'obtenir une échelle linéaire.

3.6. : AMPERMETRE ELECTRODYNAMIQUE. WATTMETRE.



Un dernier perfectionnement peut être apporté à l'ampèremètre à cadre mobile. L'aimant permanent peut être remplacé par un électroaimant entretenu par un courant i' . On a alors :

$$\Theta = k i i'$$

En faisant passer le même courant dans les deux bobines on aura Θ proportionnel à i^2 et l'instrument pourra nous servir pour mesurer les courants alternatifs.

Fig.17.

Il est facile de transformer cet instrument en Wattmètre en rendant i' proportionnel à la tension. Il suffit pour cela de placer une bobine en série dans le circuit à mesurer et l'autre, avec une résistance R en série, en parallèle. Si la résistance interne de cette dernière bobine est négligeable devant R on peut écrire :

$$(10) \quad \Theta \sim i i' = i \frac{V}{R} = \frac{W}{R}$$

Chapitre 4 :

MESURE DE TENSIONS CONTINUES.

4.1. : GENERALITES.

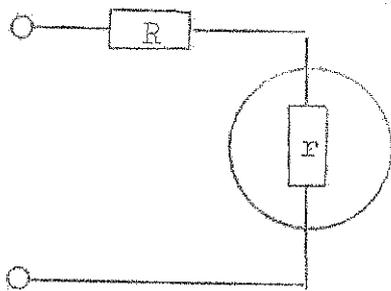


Fig.18.

La résistance interne des instruments précédemment étudiés étant constante, nous pourrions graduer ceux-ci aussi bien en Volt qu'en Ampères. Pour utiliser un galvanomètre en voltmètre il suffit de placer une résistance R en série avec celui-ci et de placer l'ensemble en parallèle sur le générateur à mesurer. (Fig.18) Pour qu'un instrument de résistance interne r dévie au maximum pour une tension V , il suffit de résoudre par rapport à R l'équation:

$$i = \frac{V}{r + R}$$

où i désigne le courant correspondant à la déviation maximum de l'aiguille.

Un voltmètre sera d'autant meilleure qualité qu'il présentera une plus grande résistance interne pour la mesure d'une même tension. Le critère de qualité d'un voltmètre sera donc le rapport r/V où r désigne la résistance interne correspondant à la mesure de la valeur maximum de l'échelle V . Précisons cette notion :

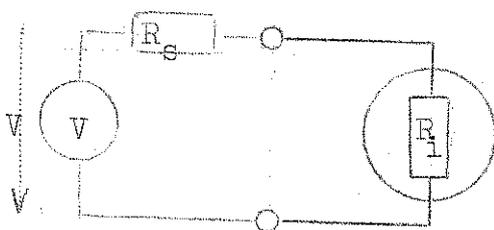


Fig.19.

Si nous branchons un voltmètre sur un circuit, que nous assimilerons à un générateur de tension de résistance interne R_s , un courant va circuler et créer une différence de potentiel aux bornes de R_s . Cette chute de tension va fausser la valeur mesurée qui sera plus faible que V . Pratiquement il suffirait de faire une double mesure dans des conditions différentes pour déterminer V ; mais comme on cherche à se soustraire à ces manipulations on s'arrangera à utiliser des instruments dont la résistance interne soit grande devant R_s .

soustraire à ces manipulations on s'arrangera à utiliser des instruments dont la résistance interne soit grande devant R_s .

4.2. : MESURE DIRECTE.

En effectuant une mesure directe nous pouvons suivant le type de l'appareil atteindre une précision de l'ordre du % au $\frac{1}{100}$.

a) Electromètres.

L'utilisation d'un électromètre, pour des tensions supérieures à une centaine de Volt, est très avanta^ges du fait que sa résistance interne est pratiquement infinie.

b) Galvanomètres.

L'extrême sensibilité des galvanomètres permet de les utiliser comme voltmètres pour des tensions supérieures à quelques millivolt avec une résistance interne de 10^6 à 10^9 Ohm/Volt.

c) Voltmètre à cadre mobile.

L'utilisation d'un instrument à cadre mobile permet de réaliser des voltmètre dont l'impédance d'entrée est de l'ordre de 10^6 à 10^9 Ohm/Volt.

d) Voltmètre ferromagnétique.

Le voltmètre ferromagnétique, dérivé du miliampèremètre du même nom, est l'exécution courante du type précédent.

4.3. : MESURE PAR OPPOSITION.

La technique d'opposition permet de mesurer des tensions avec une précision d'environ $\frac{1}{1000}$ à $\frac{1}{10000}$.

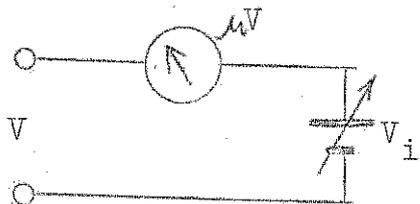


Fig.20.

Il suffit pour cela de brancher la tension à mesurer aux bornes d'une source de tension variable avec un microvoltmètre en série. (Fig.20) Lorsque le microvoltmètre indique l'égalité des tensions, on connaît la tension inconnue avec la même précision que la tension de référence.

Ce dispositif de mesure est délicat à utiliser du fait de la sensibilité que l'on peut exiger de l'indicateur de zero. La mesure doit être faite par approches successives en commutant différentes gammes d'utilisation du micro-voltmètre jusqu'à la plus sensible. Ce microvoltmètre peut être remplacé par un indicateur de zero cathodique dans certains appareils.

4.4. : VOLTMETRE ELECTRONIQUE.

Si nous voulons disposer d'un voltmètre d'une précision de l'ordre du $\frac{1}{100}$ au $\frac{1}{1000}$, stable et à grande résistance interne, nous pouvons adjoindre une électronique annexe à un voltmètre choisi essentiellement en fonction de sa linéarité et de sa stabilité. Le rôle de cette électronique est d'amplifier la tension à mesurer et d'augmenter la résistance interne du voltmètre. On construit ainsi des instruments dont la résistance interne va jusqu'à 10^{14} ohm en restant indépendante de la gamme de tension à mesurer. Dans les appareils à très grande résistance interne, l'étage d'entrée est constitué par un tube électromètre ou un transistor à effet de champ de type MOS. Ces derniers voltmètres sont délicats car les surtensions à l'entrée leur sont fatales.



Fig.21.

4.5. : LES VOLTMETRES DIGITAUX.

Ces instruments sont caractérisés par la présence de 3, 4 ou 5 tubes indicateurs "Nixie" affichant directement sous forme numérique la valeur de la tension appliquée à l'entrée, la précision de ces instruments est de l'ordre de une unité sur la dernière décade (1% pour 3 tubes, 0,1% pour 4 etc..). Les modèles les plus perfectionnés disposent d'un positionnement automatique de la virgule et de l'indication du signe de la tension appliquée.

Ces voltmètres sont en général pourvus d'une logique leur permettant d'attaquer directement, ou par simple intermédiaire d'amplificateurs de puissance, tout dispositif d'enregistrement automatique. Il existe actuellement 4 principes différents utilisés pour ces voltmètres.

a) Décharge de capacité.

On charge pendant quelques milisecondes une capacité à la valeur de crête de la tension d'entrée; on la décharge par des impulsions de tension calibrées jusqu'à ce que la tension de la capacité revienne à zéro. Le nombre de ces impulsions mesure la tension d'entrée. Pour en avoir une indication décimale on compte ces impulsions à l'aide d'une échelle de comptage normale à 3, 4 ou 5 décades.

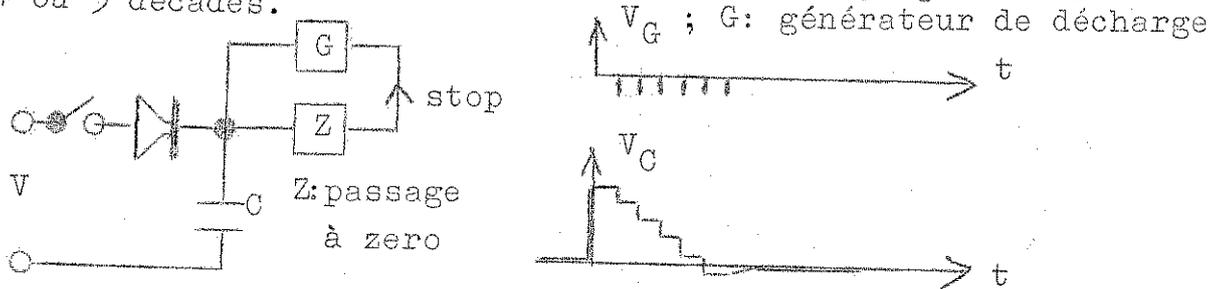


Fig.22.

b) Charge de capacité.

On charge une capacité par impulsions de courant calibrées jusqu'à ce que sa tension atteigne la tension présente à l'entrée de l'appareil, la comparaison étant faite par un amplificateur différentiel. (Amplificateur pourvu de deux entrées et amplifiant la différence des tensions appliquées à celles-ci.) Il suffit alors, comme dans le système à décharge, de compter le nombre d'impulsions de courant.

c) Comparaisons successives.

On commence par comparer V_e à une tension de référence V en abaissant le premier commutateur (Fig.23.). Si $V < V_e$, on garde le commutateur enclenché ($V_c = V$), que l'on ouvre à nouveau dans le cas contraire ($V_c = 0^c$). Puis on abaisse le deuxième commutateur, ajoutant ainsi à V_c la valeur 0 ou $\frac{1}{2}V$, la tension $\frac{1}{2}V$ étant gardée ou rejetée selon le même critère que précédemment et ainsi de suite. On exprime donc V_e par

$$V_e = x_1 V + x_2 \frac{V}{2} + x_3 \frac{V}{4} + \dots + x_n \frac{V}{2^{n-1}}$$

avec les x_i pouvant prendre les valeurs 0 ou 1. La valeur de V_e sera donc donnée en système binaire, l'unité étant $V/2^{n-1}$. L'indication sous forme décimale se fera à l'aide d'un convertisseur binaire-décimal.

Ce principe permet une grande rapidité de mesure car l'on atteint une précision de $1/2^{n-1}$ après n opérations seulement.

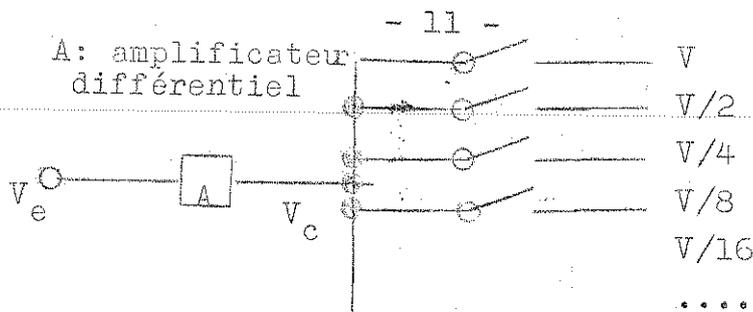


Fig.23.

d) Conversion amplitude fréquence.

On charge une capacité par un courant proportionnel à la tension d'entrée; dès que la tension atteint un certain potentiel V_e , un dispositif décharge rapidement la capacité. On répète ces opérations pendant une durée d'analyse fixe (20 ms pour un modèle courant). La tension d'entrée est mesurée par le nombre de remise à zero.

Ce principe permet de mesurer les valeurs moyenne de la tension d'entrée alors que le premier principe décrit mesure la valeur maximum de cette tension.

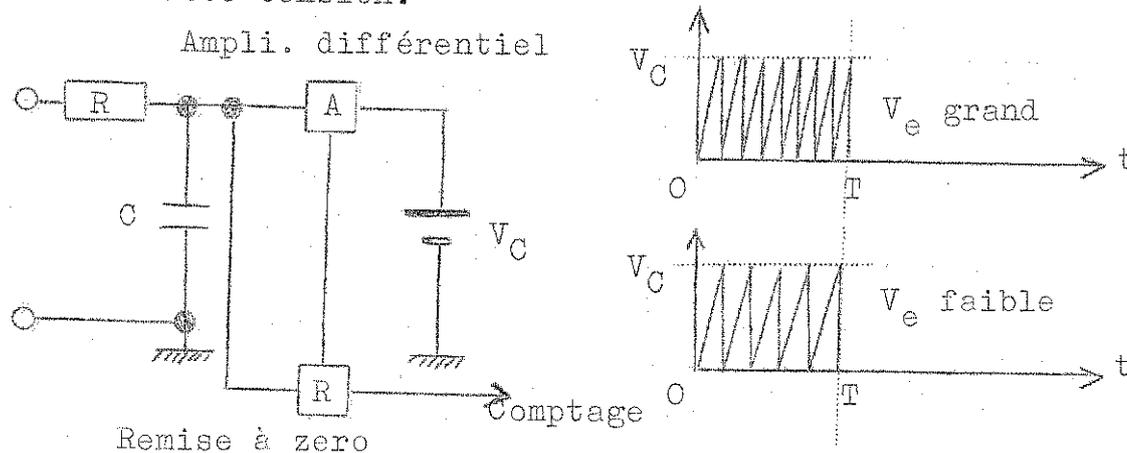


Fig.24.

Chapitre 5 :

MESURE DE TENSIONS VARIABLES.

5.1. : GENERALITES.

En mesurant une tension variable on peut s'attacher à deux points de vue :

1) Mesurer la tension en chaque instant, examiner de quelle manière elle varie au cours du temps. On emploie dans ce cas un oscilloscope ou, si les variations de la tension ne sont pas trop rapide, un potentiomètre enregistreur.

2) Mesurer la valeur moyenne ou effective de la tension variable. On essaye alors de sa ramener à la mesure d'une tension continue ou en tous cas lentement variable.

La valeur efficace d'une tension, dont nous ayons donné l'expression pour une tension sinusoïdale (voir 2^{ème} Semestre, Annexe II), est formulée pour une tension $v(t)$ quelconque par l'intégrale :

(11)

$$V_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt$$

5.2. : LE TUBE CATHODIQUE.

Le tube cathodique, dont nous allons examiner le fonctionnement, est l'élément fondamental de l'oscilloscope.

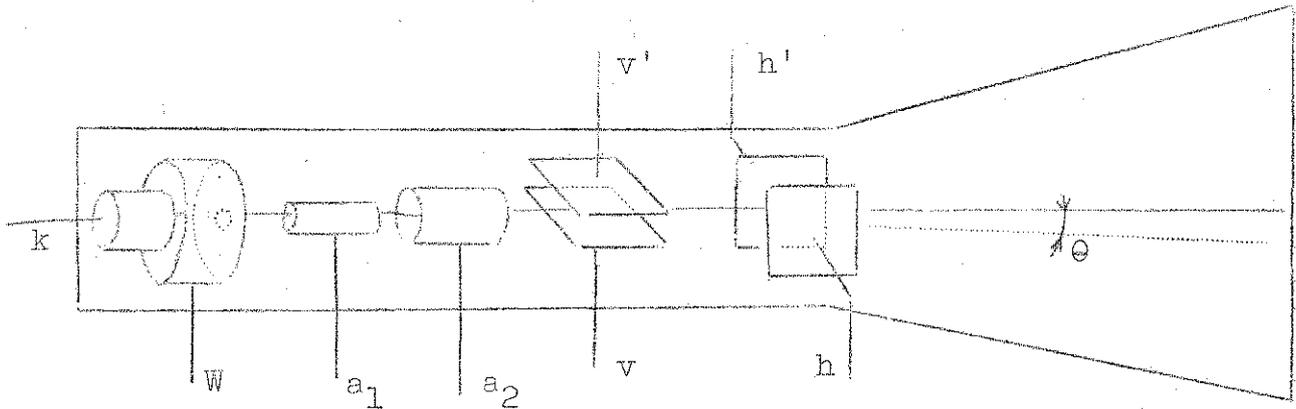


Fig.25.

Une cathode k entourée d'une grille spéciale, le Wehnelt W , émet un faisceau d'électrons. Ce faisceau est accéléré et focalisé par un jeu de grilles et d'anodes a_1, a_2, \dots . Ce faisceau d'électrons, dirigé sur un écran fluorescent, est dévié, soit par un système de plaques de déviations électrostatiques, soit par une série de bobines de déflection électrodynamique. Ces bobines ou plaques sont disposées par paires opposées et perpendiculaires de façon à ce que le premier couple hh' dévie le faisceau verticalement et l'autre horizontalement.

Dans le cas de la déviation électrostatique on montre que celle-ci est proportionnelle à la différence des tensions appliquées aux plaques opposées, à leur longueur et inversement proportionnelle à la tension qui accélère les électrons. Au niveau des plaques, les électrons décrivent un arc de parabole.

Dans le cas de la déflection magnétique, la déviation est proportionnelle au champ magnétique et à la dimension active des bobinages, inversement à la tension d'accélération. Dans le champ magnétique, les électrons suivent le tracé d'un cercle.

Si maintenant nous appliquons au couple de déviation horizontale une tension en forme de dent de scie (Fig.26.), le spot va balayer à intervalles réguliers l'écran. Le déplacement du spot définira ainsi un axe de temps horizontal qui prendra toute la largeur de l'écran désirée.

Il suffit maintenant de placer la tension variable à examiner entre v et v' pour en avoir une image sur l'écran.

Le tube cathodique permet donc de représenter la tension à examiner sur un plan, l'écran, comme si on faisait le graphique $v = f(t)$ de la tension.

Pour pouvoir utiliser correctement cet instrument, il est évident qu'il faudra que la tension de balayage soit rigoureusement synchronisée avec le signal à observer.

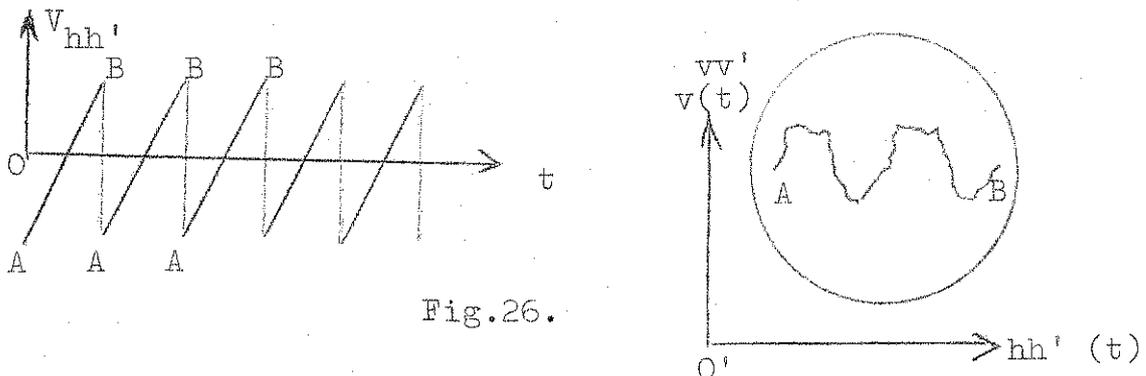


Fig.26.

5.3. : PERFORMANCES DES OSCILLOSCOPES.

Les oscilloscopes sont très utilisés car la gamme du temps de balayage, c'est à dire la durée du phénomène observable, est considérable. La fréquence du balayage peut varier de 1 à 10^8 parcours par seconde. On peut examiner des tensions sinusoïdales dont la fréquence va jusqu'à 100 MHz.

Les limitations hautes fréquences proviennent du fait que le temps de transit des électrons au niveau des éléments de déflection verticale n'est plus négligeable. La réduction de la dimension de ces plaques atténuerait leur déviation angulaire. On peut pas songer à compenser cet effet par une augmentation du gain des amplificateurs de déviation à cause de la difficulté de réalisation de tels amplificateurs.

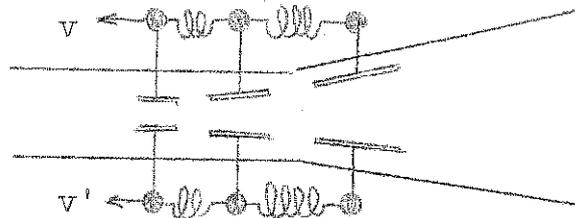


Fig.27.

On se tire d'affaire en employant une série de petites plaques de déflection reliées entre elles par des cellules de retard calculées de telle façon que la vitesse de déplacement du signal à examiner d'une plaque à l'autre soit égal à la vitesse de déplacement des électrons dans le tube. La tension d'attaque "suit" ainsi la déviation du faisceau.

L'oscilloscope est cependant un instrument peu précis : 2 à 3 %. Cette imprécision provient essentiellement de la grossièreté relative du signal sur l'écran, des fluctuations de la tension de balayage et de l'impossibilité d'avoir une grande stabilité du gain dans les amplificateurs distribués (voir amplificateurs à large bande).

5.4. : POTENTIOMETRES ENREGISTREURS.

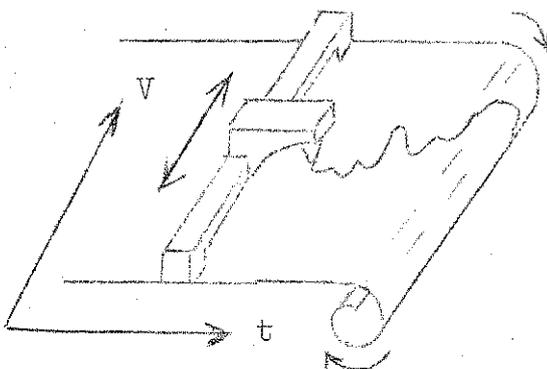


Fig.28.

enregistreur est précis et très utilisé

Pour examiner des tensions lentement variables on utilise le potentiomètre enregistreur. Celui-ci est composé d'une plume se déplaçant latéralement sur un petit chariot commandé par la tension à mesurer. Sous cette plume se déroule une bande de papier. (Fig.28) On peut ainsi enregistrer des variations de tension dont la fréquence maximum est de l'ordre du Herz. La commande du déplacement, lequel peut se faire à une vitesse allant jusqu'à 1m/s, est faite par l'entremise d'un amplificateur différentiel. On réalise ainsi un cerveau-mécanisme astable. Il suffit d'envoyer dans une entrée la tension à mesurer et à l'autre une tension correspondante à la position du chariot. Ce dernier va se déplacer jusqu'à ce que la différence de ces tensions soit nulle. Ce système de potentiomètre

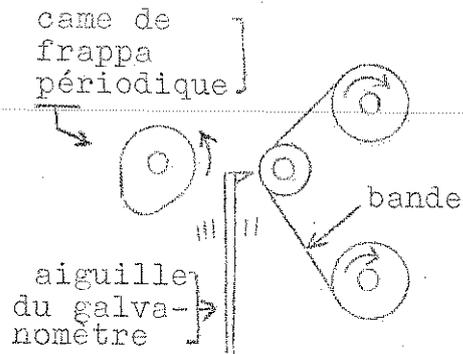


Fig. 29.

Un autre modèle de potentiomètre enregistreur comporte un galvanomètre à cadre mobile à l'aiguille duquel on fixe une pointe qui, actionnée à intervalles réguliers, imprime la valeur momentanément mesurée. Ce système permet d'obtenir des instruments simples est relativement peu coûteux.

Chapitre 6 :

MESURE DES COURANTS

6.1. : GENERALITES.

La mesure des courants est pratiquement plus pénible que la mesure des tensions : elle demande en effet une interruption du circuit à mesurer destinée à intercaler l'ampermètre. On cherchera donc à se ramener autant que possible à la mesure d'une tension.

Pour la mesure de courants on utilise tous les instruments décrits au chapitre 3, et en particulier les instruments à cadre mobile.

6.2. : SHUNT.

Souvent on cherche à mesurer avec le même instrument des courants extrêmement différents. (S'étalant par exemple de 10^{-6} à 10 A.) On utilise alors directement l'instrument pour la gamme la plus faible et soit i_0 le courant pour lequel l'aiguille dévie au maximum de cette échelle. Si nous voulons maintenant

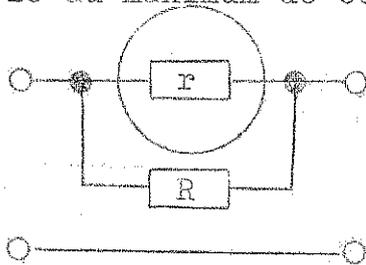


Fig. 30.

que l'aiguille dévie au maximum pour $n.i_0$, nous devons placer en parallèle sur le galvanomètre une résistance R_n faisant dériver le courant superflu n à la déviation de l'instrument (shunt). Cette résistance R_n doit satisfaire l'équation

$$R_n (n - 1) i_0 = r i_0$$

d'où

(12)

$$R_n = \frac{r}{n - 1}$$

Notons encore que, contrairement aux voltmètres, un ampèremètre sera d'autant meilleur qualité que sa résistance interne sera plus faible.

6.3. : MESURE DIRECTE DE COURANTS.

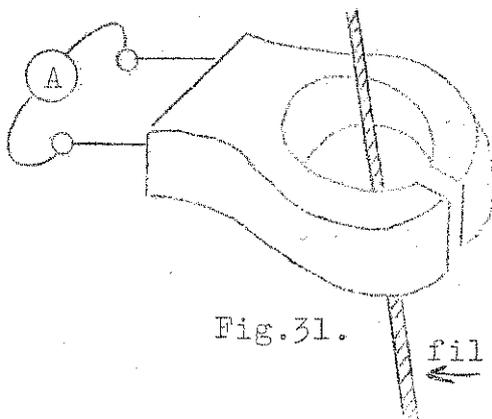


Fig. 31.

fil parcouru par i .

Les courants variables élevés peuvent être mesurés sans interruption du circuit. Pour cela on couple un transformateur à celui-ci et l'on mesure l'intensité circulant dans son secondaire.

Cette méthode permet de mesurer des courants supérieurs à 10 A efficaces.

5.5. : MESURE DES TENSIONS EFFICACES ET MOYENNES.

La mesure des tensions efficaces est faite en utilisant un instrument à déviation quadriatique gradué en volt-efficaces. A cette fin on utilisera donc entre autre:

- les électromètre
- les voltmètres ferromagnétiques.

Si l'on veut effectuer la mesure à l'aide d'un instrument à cadre mobile, nous sommes obligés de redresser au préalable la tension à mesurer.

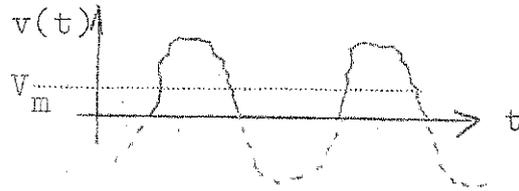
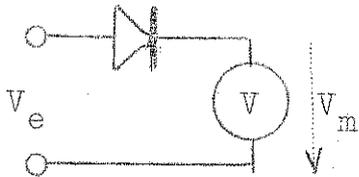


Fig.32.

On mesurera ainsi la valeur moyenne de la tension $v(t)$.

Ces instruments sont généralement gradués de façon à donner la valeur efficace d'une tension sinusoïdale.

Chapitre 7 :

MESURE DES ELEMENTS PASSIFS

7.1. : MESURE DIRECTE DES RESISTANCES. OHMMETRE.

L'application directe de la loi d'Ohm permet de déterminer une résistance en connaissant le courant qui la traverse et la différence de potentiel à ses bornes. L'instrument courant basé sur ce principe est l'ohmmètre.

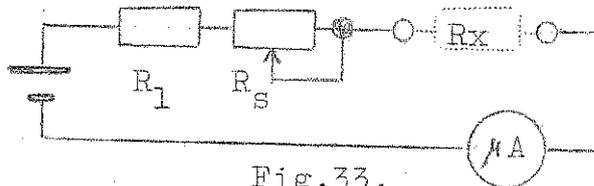


Fig.33.

Cet appareil, généralement combiné avec un voltmètre-ampèremètre à gammes multiples, est constitué par une pile débitant à travers un jeu de résistances, dont la résistance inconnue, dans un galvanomètre à cadre mobile. (Fig.33) On ajuste R_s de telle sorte que l'aiguille dévie au maximum lorsque l'entrée s est court-circuitée. On peut maintenant graduer l'échelle en Ohm. Cette échelle



Fig.34.

ne sera évidemment pas du tout linéaire et s'étendra de 0 à ∞ . Le milieu de l'échelle correspondra à

$$R_x = R_1 + R_s = R_i$$

car alors

$$i = \frac{1}{2} i_{\max}$$

L'ohmmètre permet de mesurer une résistance de l'ordre de R_i avec une précision de 5 à 10 %.

7.2. : MESURE DIRECTE DE CAPACITES ET INDUCTANCES.

Les capacités et les selfs peuvent être grossièrement mesurées en réalisant des montages similaires à l'ohmmètre avec une alimentation en courant alternatif.

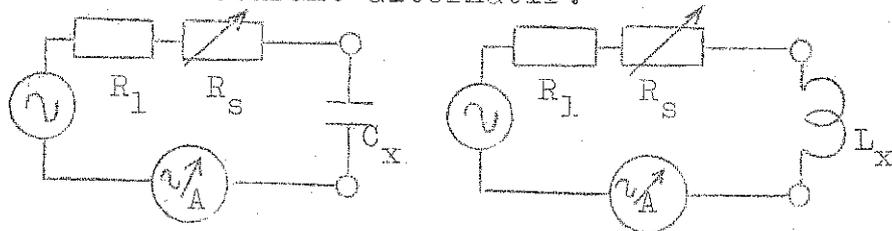


Fig.35.

Une seconde méthode plus précise consiste à faire résonner la self ou le condensateur avec une capacité ou une inductance connue. On calcule l'élément inconnu par la formule de Thompson.

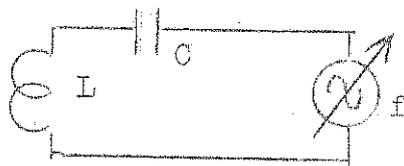


Fig.36

$$f_0 = \frac{1}{2\pi(LC)^{\frac{1}{2}}}$$

7.3. : MESURE EN PONT DES RESISTANCES.

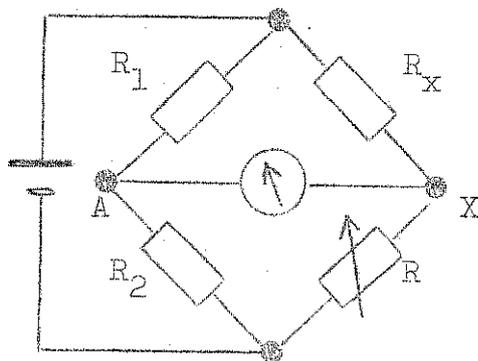


Fig.37.

On branche Rx et l'on varie R jusqu'à ce que la tension indiquée par l'instrument soit nulle.

On a alors :

$$V_A = V_X$$

$$\text{ou } V_A = \frac{V R_2}{R_1 + R_2} = \frac{V R}{R + R_X} = V_X$$

et

$$(13) \quad \boxed{\frac{R_X}{R} = \frac{R_1}{R_2}}$$

Cette relation nous permet de calculer R et d'étalonner le pont.

Cherchons quelles valeur nous devons donner à R₁ et R₂ pour obtenir un résultat aussi précis que possible.

On fait une erreur de mesure si l'indicateur n'est pas suffisamment sensible pour indiquer l'équilibrage du pont. Supposons qu'il faille appliquer une tension ΔV_x à ses bornes pour qu'il donne une indication. Donc

ΔV_x entrainera une erreur relative $\frac{\Delta R_x}{R}$ sur R

On a

$$V_x = \frac{R V}{R + R_x} \quad \text{dérivons} \quad \frac{dV_x}{dR} = - \frac{R R_x}{(R + R_x)^2} \Rightarrow V = \frac{\Delta V_x}{\Delta R}$$

multiplions par Rx

$$(14) \quad \Delta V_x : \frac{\Delta R_x}{R_x} = - \frac{R R_x}{(R_x + R)^2} V$$

Pour que l'erreur soit minimum, il faut que le membre de gauche de (16) soit le plus grand possible. Celui de droite est maximum pour R = R_x, ce qui signifie que les résistances R₁ et R₂ doivent être pratiquement égales, et V le plus grand possible.

7.4. : MESURE EN PONT DES INDUCTANCES ET CAPACITES.

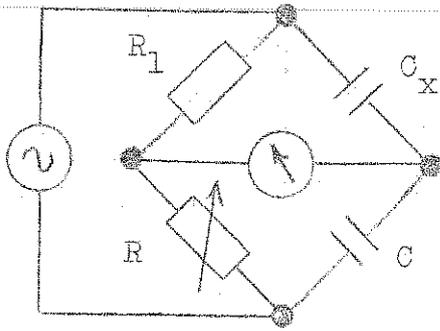


Fig.38.

On utilise un pont alimenté en courant alternatif. Pour la mesure des capacités on utilise un schéma du type de la figure 38.

Dans le cas d'un pont pour inductances les mesures sont bien plus délicates car la résistance Rx du bobinage n'est jamais nulle.

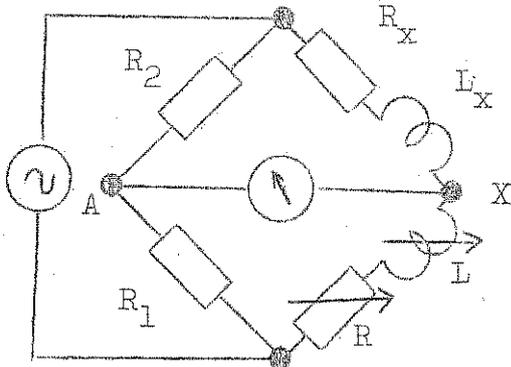


Fig.39.

Dans un pont à inductances, fig.39. , on doit donc déterminer deux éléments Rx et Lx.

Nous allons chercher les conditions d'équilibre d'un tel pont.

Posons $2\pi f = \omega$

On a à l'équilibre :

$$V_A = \bar{V} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{\bar{V} (j\omega L + R)}{j\omega L + j\omega L_x + R + R_x} = \frac{\bar{V} (j\omega L + R)}{j\omega (L + L_x) + (R + R_x)} = V_X$$

multiplions le dénominateur par son conjugué : $j\omega(L+L_x) - (R+R_x)$

$$(15) \quad \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{-\omega^2 L(L+L_x) - j\omega L(R+R_x) + Rj\omega(L+L_x) - R(R+R_x)}{(R+R_x)^2 - \omega^2(L+L_x)^2}$$

Posons dans cette équation $\omega=0$, il vient

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{R(R+R_x)}{(R+R_x)^2} = \frac{R}{R+R_x}$$

d'où

$$(16) \quad \frac{R_1}{R_2} = \frac{R}{R_x}$$

Posons maintenant dans (15) $R=R_x=0$, on aura

$$(17) \quad \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{-\omega^2 L(L+L_x)}{-\omega^2(L+L_x)^2} = \frac{L}{L+L_x}$$

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{L}{L_x}$$

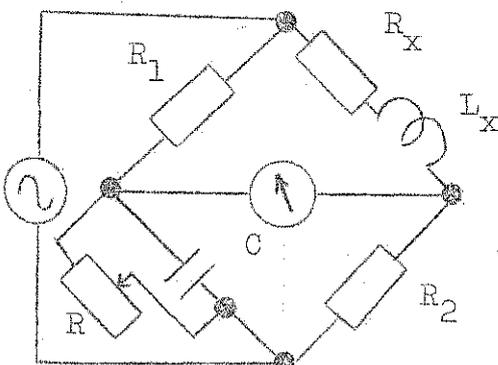


Fig.40.

Nous aurons donc la condition d'équilibre suivante :

$$(18) \quad \frac{R_1}{R_2} = \frac{R}{R_x} = \frac{L}{L_x}$$

L'équilibre sera fait par approches successives.

Pratiquement on n'utilise pas un self variable, mais on place un condensateur variable dans la branche opposée.

Chapitre 8 :

MESURE DES ELEMENTS ACTIFS

La mesure des composants actifs exige la détermination de nombreux paramètres. Ces paramètres sont fort divers, aussi les appareils destinés à la mesure des éléments actifs se bornent-ils à l'évaluation d'un ou deux de ceux-ci. Ces appareils sont généralement complexes et coûteux et d'ailleurs peu répandus.

8.1.: LAMPMETRE.

Le lampemètre est l'instrument le plus couramment utilisé pour la mesure des tubes électroniques. Il permet de

- Mesurer grossièrement l'isolation des différentes électrodes afin de détecter les court-circuits internes éventuels;
- déterminer le courant I_a par différentes valeurs de V_a et V_g
- relever la pente S par différentes intensités du courant anodique.

Il existe des appareils qui permettent de mesurer les capacités internes des tubes. Ces paramètres sont mesurés sans même mettre les lampes sous tension.

8.2.: RELEVÉ DES COURBES DE FONCTIONNEMENT A L'AIDE D'UN OSCILLOSCOPE.

En annexe à certains oscilloscopes on peut se procurer un dispositif qui permet d'inscrire sur l'écran du tube cathodique les courbes de fonctionnement d'un tube ou d'un transistor.

Examinons le cas d'un tube électronique.

On applique à l'anode une tension en dents de scie synchronisés avec la base de temps de l'oscilloscope. A la grille on applique des échelons de tension variables de la durée de la période de balayage. On mesure le courant anodique et la déviation verticale est rendue proportionnelle à celui-ci. (Fig.41) : $V_v \sim I_a$

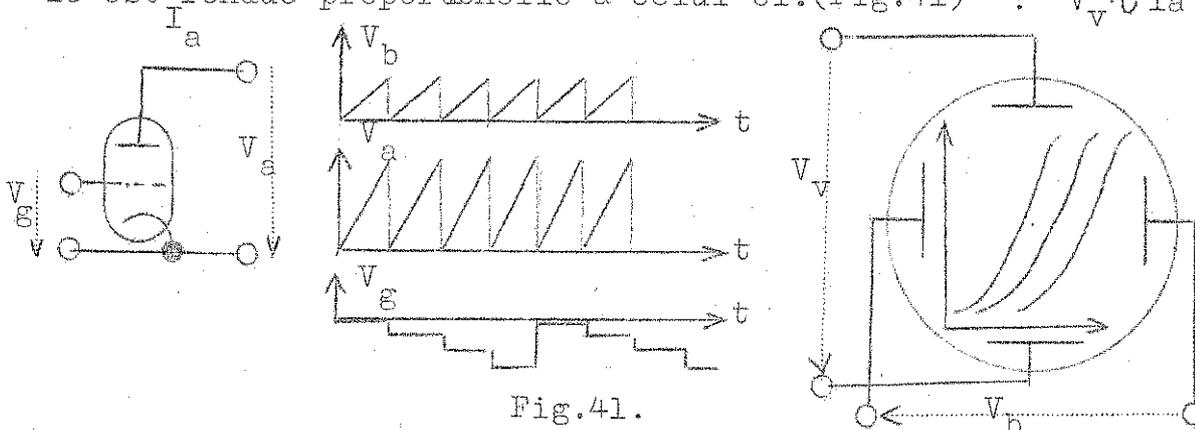


Fig.41.

De cette manière, on peut déterminer un réseau de courbes I_a/V_a chaque courbe correspondant à une tension de grille différente. Remarquons qu'il n'est pas nécessaire que le balayage soit rigoureusement linéaire. Des défauts de linéarité n'auront une influence que sur la luminosité des courbes.

8.3. : MESURE DES TRANSISTORS.

Les dispositifs destinés à la mesure des transistors se répartissent en deux classes.

1) Mesure statique des transistors.

- a) Mesure de pour différentes valeurs du courant de base. Cette mesure est faite dans certains appareils courant en déterminant I_C pour une valeur donnée de I_B et en faisant le quotient.
- b) Mesure du courant de fuite I_{CEO} .
- c) mesure des tensions de court-circuit (short-circuit) : V_{Esc}
- d) mesure des caractéristiques, voir paragraphe précédent.

2) Mesure dynamique des transistors.

La mesure des caractéristiques dynamiques telles que le temps de montée, ou la fréquence limite est faite par des appareils spéciaux dont nous n'aborderons pas l'étude ici.

Chapitre 9 :

MESURE DES FREQUENCES

La mesure des fréquence est d'une grande importance en physique. Elle peut en effet être faite avec une précision de l'ordre de 10^{-8} .

9.1. : MESURE PAR COMPARAISON.

Une mesure par comparaison se ramène dans le cas d'une fréquence à additionner, ou à soustraire, une fréquence connue. Soit à mesurer la fréquence d'une tension v :

$$v = V \sin 2\pi f t$$

soustrayons lui une tension v_0 de la forme

$$v_0 = V \sin 2\pi f_0 t$$

où f_0 est connue.

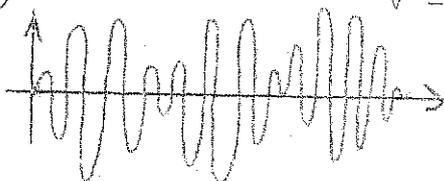
Négligeons le déphasage éventuel :

$$v = v - v_0 = V (\sin 2\pi f t - \sin 2\pi f_0 t)$$

$$= 2 V \cos (2\pi t \frac{f+f_0}{2}) \sin (2\pi t \frac{f-f_0}{2})$$

posons $f - f_0 = \Delta f$

$$(19) \quad v = 2 V \cos (2\pi t (f + \frac{1}{2}\Delta f)) \sin (2\pi t \frac{1}{2}\Delta f)$$



Nous assistons à un phénomène dit de battement. La tension résultante va être composée de deux fréquences $f + \frac{1}{2}\Delta f$ et $\frac{1}{2}\Delta f$.

Fig.42.

De cette manière si f_0 tend vers f , la fréquence de battement tend vers zero. Lorsque cette fréquence de battement s'anulera, nous aurons $f = f_0$ et nous aurons un moyen de connaître f avec un générateur étalonné.

9.2. : RATE-METER.

Le rate-meter est un instrument peu précis permettant d'afficher directe ent la valeur de la fréquence sur le cadran d'un galvanomètre à cadre mobile. On envoie dans ce dernier une impulsion standard synchronisée avec la fréquence à mesurer (par exemple chaque fois qu'elle passe par zero). La tension moyenne mesurée par le galvanomètre est fonction de la fréquence. On peut donc graduer le cadran en fréquence. (Graduation logarithmique, linéaire, etc..)

9.3. : WAVEMETER.

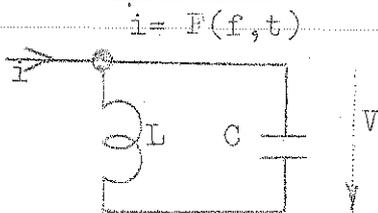


Fig.43.

Un wavemeter est constitué par un circuit oscillant que l'on peut faire résonner par la fréquence à mesurer: l'amplitude d'oscillation sera maximum au moment où la fréquence à mesurer sera égale à la fréquence de résonance du wavemeter. Il suffit de repérer cette tension à l'aide d'un voltmètre et la graduation du condensateur variable nous donnera la fréquence.

La conception d'un tel appareil dépend essentiellement de la gamme de fréquence dans laquelle il est utilisé. A partir d'une fréquence de 10 MHz le circuit oscillant est généralement remplacé par un câble coaxial de longueur donnée qui possède une fréquence d'oscillation propre. L'utilisation de cavités résonnantes, guides d'onde, etc.. permet d'étendre la game d'utilisation de ces appareils à plus de 1000 MHz.

9.4. : GRID-DIP.

Le grid-dip est un oscillateur actif dont on peut faire varier la fréquence d'oscillation à l'aide d'un condensateur variable étalonné. On couple cet appareil à la fréquence à mesurer. La consommation de celui-ci baisse dès que le grid-dip est accordé sur la fréquence à mesurer. Le grid-dip est souvent utiliser pour exciter le circuit même dont on veut mesurer la fréquence d'oscillation. L'accord des deux circuits est ici de nouveau indiqué par un maximum ou un minimum de consommation de l'oscillateur.

9.5. : MESURE EN PONT.

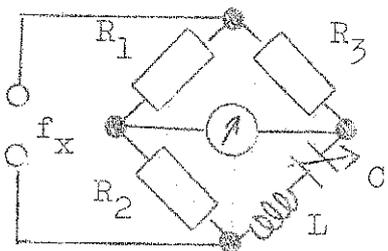


Fig.44.

En appliquant la fréquence inconnue à un pont de mesure, on peut exprimer à l'équilibre la valeur de la fréquence en fonction des éléments du pont.

Les condition d'équilibre d'un tel pont sont :

$$(20) \quad (2\pi f)^2 LC = 1 \quad \frac{R_3}{R_L} = \frac{R_1}{R_2}$$

et l'expression (20) nous permet de

déterminer f .

9.6. : FREQUENCE METRE A COMPTEUR DIGITAL.

Le fréquence-mètre à compteur est un instrument professionnel qui permet d'atteindre une très grande précision. La fréquence a mesurer est envoyée à travers un circuit porte, ouvert pendant un temps τ , dans un dispositif qui transforme le train d'ondes qui a passé la porte en une série d'impulsions. Ces impulsions sont dénombrées par le compteur. Si la durée d'ouverture de la porte est par exemple de 1 seconde, le compteur affichera directement la valeur de la fréquence en Herz. (Fig.45) La précision d'un tel dispositif est proportionnelle au nombre d'impulsions comptées. Cette opération peut être effectuée à une très grande vitesse sans grandes difficultés si bien que la précision dépendra essentiellement de la commande de la porte. En utilisant un oscillateur piloté au quartz, dont on divise la fréquence pour obtenir la durée d'ouverture choisie, on obtiendra cette durée avec une très grande précision. Il suffira maintenant de prendre le nombre de décades nécessaires pour avoir le nombre de chiffres caractéristiques voulus.

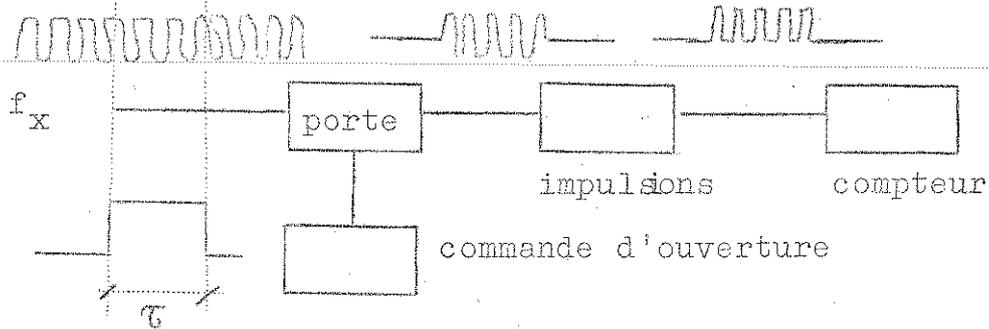


Fig.45.

9.7. : FREQUENCIMETRE HETERODYNE.

On part d'un oscillateur à fréquence variable dont la stabilité soit aussi grande que possible. On fait battre cette fréquence f_o avec la fréquence à mesurer f_x . (Fig.46.)

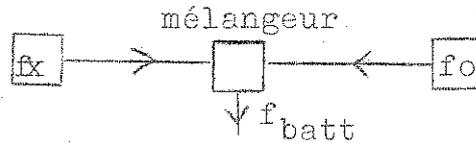


Fig.46.

Si le mélangeur est de caractéristiques non-linéaires, on peut obtenir des battements pour des fréquences multiples de f_o . On pourra donc, si f_x est proche de un multiple (harmonique) de f_o , exprimer f_x par une relation de la forme :

$$(21) \quad f_x = n f_o + f_{batt}$$

Généralement, on choisit pour n une valeur donnée connue. f_x peut alors être déterminé avec une très grande précision si f_{batt} est mesuré par exemple par un fréquencesmètre digital.

Il est possible de perfectionner ce système en utilisant un générateur local à fréquence f_o fixe et un système de diviseurs de fréquence.

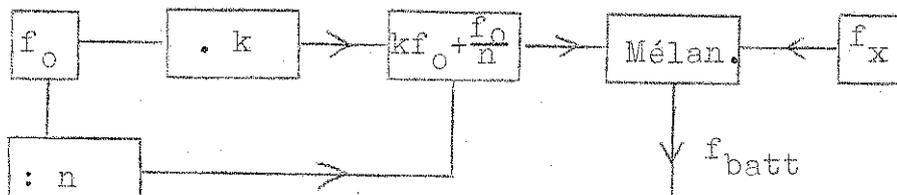


Fig.47.

On aura ainsi f_x par une expression du type :

$$(22) \quad f_x = k f_o + f_o/n + f_{batt}$$

Par cette méthode on arrive à une précision de l'ordre de la stabilité de l'oscillateur f_o .

Chapitre 10 :

ENREGISTREMENT DES MESURES

Le plus souvent, une mesure est faite en vue d'une utilisation ultérieure du résultat. Ce résultat doit donc pouvoir être enregistré. Faisons l'inventaire des différents moyens courants qui sont à notre disposition.

a) Méthode photographique.

Le moyen le plus courant d'enregistrement des mesures effectuées, en particulier par un oscilloscope, est la photographie directe. L'emploi de film "Polaroid" permet d'ailleurs d'avoir un résultat après moins d'une minute.

b) Potentiomètre enregistreur.

c) Enregistrements imprimés.

Certaines machines à calculer ou à écrire peuvent être commandées électriquement. On peut donc enregistrer automatiquement les résultats des voltmètres digitaux, fréquencemètres digitaux, etc...

e) Enregistrement sur bandes magnétiques.

d) Enregistrement sur ruban perforé, cartes perforées, ..

Ces enregistrements sont très utiles car ils peuvent être directement lus par un ordinateur électronique.

- Dans les amplificateurs assymétriques (ou normaux) le signal à amplifier est référé par rapport à la masse de l'amplificateur.

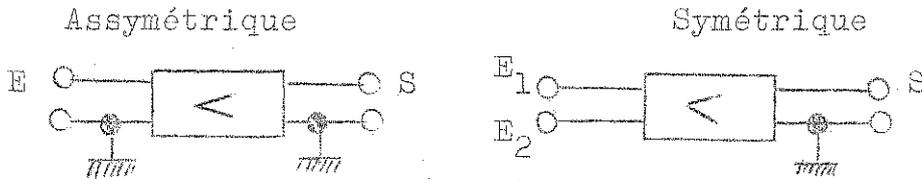


Fig.49.

-- Dans les amplificateurs symétriques (ou différentiels) le signal amplifié est la différence des signaux appliques au deux entrées E_1 et E_2 .

11.3. : NOTION D'IMPEDANCE DE SORTIE ET D'ENTREE.

Lorsque nous désirons connecter la sortie d'un circuit à l'entée d'un autre, nous devons connaître les conditions dans lesquelles la liaison sera la plus favorable suivant le signal à transmettre.

D'après le théorème de Thévenin, nous pouvons assimiler la sortie d'un circuit à une source de tension v de résistance interne R_s . Cette résistance R_s sera appelée impédance de sortie.

De même l'entrée d'un circuit pourra être considérée comme une résistance R_e , l'impédance d'entrée.

Ces éléments R_e et R_s peuvent être variable, si les éléments composants le circuits ne sont pas linéaires.

Examinons maintenant les problèmes posés par la liaison d'un circuit d'impédance de sortie R_s à un circuit d'impédance d'entrée R_e .

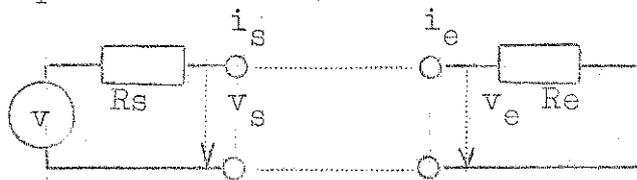


Fig.50.

11.4. : TRANSMISSION DE SIGNAUX DE BASSE FREQUENCE.

1) Transmission d'une tension.

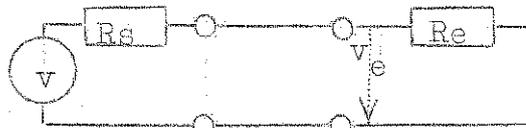


Fig.51.

La transmission sera parfaite lorsque nous aurons $v_e = v$.
On a

$$v_e = \frac{R_e}{R_e + R_s} v$$

le coefficient de v dans cette dernière expression doit être aussi proche que possible de 1. On doit donc avoir :

(24)

$$R_s \ll R_e$$

2) Transmission d'un courant.

Remplaçons le générateur de tension de la figure 51 par un générateur de courant.

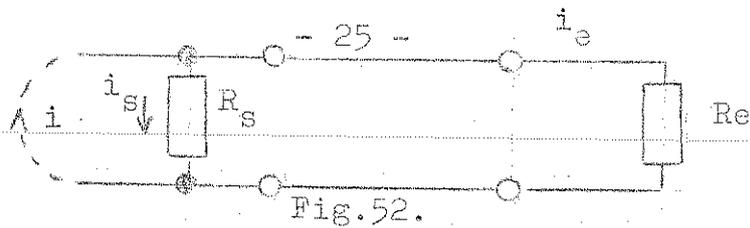


Fig.52.

On doit avoir autant que possible

$$i = i_e$$

or $v_e = i_e Re = i_s Rs$

d'où

$$i_s = \frac{Re i_e}{Rs}$$

$$i = i_e + i_s$$

$$\frac{i}{i_e} = \left(1 + \frac{Re}{Rs} \right) = \left(\frac{Re+Rs}{Rs} \right)$$

et l'on a

$$\frac{Re+Rs}{Rs} \approx 1$$

si

(25)

$$Re \ll Rs$$

3) Transmission de puissance.

Dans les deux cas précédents la puissance transmise est très faible. Nous avons fait le dernier semestre le calcul de la transmission optimum d'une puissance (5.4.:(33)). Nous avons donc dans ce cas

(26)

$$Re = Rs$$

Résultat qu'il était facile de prévoir en confrontant (24) et (25).

11.5. : TRANSMISSION DE HAUTES FREQUENCES.

Si la fréquence devient élevée les différentes capacités parasites, telles que la capacité de sortie C_s du générateur, la capacité de liaison C_1 , la capacité d'entrée C_e du circuit attaqué, ne peuvent plus être négligées comme nous l'avons fait précédemment.

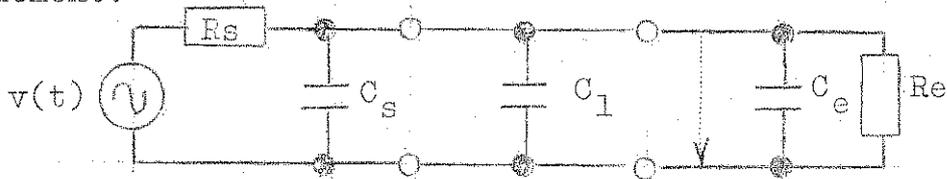


Fig.53.

Comme toutes ces capacités sont en parallèle nous poserons :

$$C_p = C_s + C_1 + C_e$$

1) Transmission de tension à haute fréquence.

On a, si l'on suppose $v(t)$ de forme sinusoidale :

(27) $\overline{V}_e = Re \overline{I}_e$

(28) $\overline{V}_e = \frac{\overline{I}_p}{j2\pi f C}$

(29) $\overline{I} = \overline{I}_p + \overline{I}_e = \frac{\overline{V} - \overline{V}_e}{Rs}$

En plaçant (27) et (28) dans (29), il vient

$$\bar{I} = \frac{\bar{V} - \bar{V}_e}{R_s} = j2\pi f C \bar{V}_e + \frac{\bar{V}_e}{R_s}$$

explicitons \bar{V} :

$$\begin{aligned} \bar{V} &= R_s \left(\frac{\bar{V}_e}{R_s} + \frac{\bar{V}_e}{R_e} + \bar{V}_e j2\pi f C \right) = R_s \bar{V}_e \left(\frac{R_e + R_s}{R_e R_s} + j 2\pi f C \right) \\ &= \bar{V}_e \left(1 + \frac{R_s}{R_e} + j2\pi f C R_s \right) \end{aligned}$$

Pour que l'expression située dans la dernière paranthèse soit aussi proche que possible de 1, nous devons avoir :

(30) $2\pi f C R_s \ll 1$
 $R_s \ll R_e$ (Simultanément)

Exemple :

Soit une fréquence de 10MHz, $C_D = 100pF$. Posons que l'on doit avoir pour la fréquence maximum

$$\begin{aligned} 2\pi f C R_s &\leq 1 \\ R_s &\leq \frac{1}{2\pi f C} \\ &\leq \underline{\underline{160 \text{ ohm}}} \end{aligned}$$

2) Transmission de courant à haute fréquence.

Dans ce cas les calculs sont exactement similaires au cas précédent et nous aurons

(31) $R_e \ll R_s$ $2\pi C R_e \ll 1$

3) Transmission à haute fréquence d'une puissance maximum.

On a

$$\bar{P}_e = \frac{\bar{V}_e^2}{R_e}$$

Au point 1) nous avons calculé \bar{V}_e , on aura donc

$$\bar{P}_e = \frac{\bar{V}^2}{R_e \left(1 + R_s/R_e + j2\pi f C R_s \right)}$$

et il faut dans cette expression que le dénominateur soit minimum. Il faudra alors que la partie complexe soit négligeable devant 1 et le calcul se ramènera à un problème connu. On aura ainsi :

(32) $R_e = R_s$ $2\pi f C R_s \ll 1$

4) Transmission HF par cable.

Dans le cas de l'emploi d'un cable nous devons encore adapter celui-ci à l'une ou/et à l'autre extrémité.

(33) $R_e \text{ ou/et } R_s = Z_0$

AMPLIFICATEURS DE COURANT

Un amplificateur de courant permet d'augmenter la résistance d'entrée d'un appareil ou d'en abaisser la résistance de sortie. Les circuits utilisés à cette fin sont les cathode follower, ou cathodynes, et les émetteur follower. Sur la plupart des points ces montages peuvent être étudiés parallèlement.

12.1. : CATHODE ET EMETTEUR FOLLOWER.

Supposons que le générateur de tension attaquant notre cathode, émetteur, follower est parfait, que les variations restent faibles et que les composants actifs travaillent avec des caractéristiques linéaires.

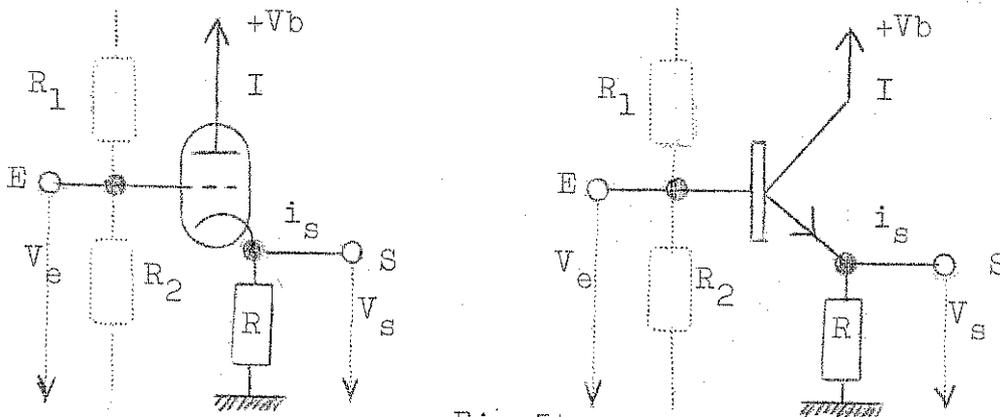


Fig. 54.

On a

$$V_s = R I \quad \text{donc} \quad \Delta V_s = R \Delta I$$

posons $\Delta V_s = v_s$ et $\Delta I = i$:

$$v_s = R i \tag{34}$$

Introduisons la pente S

$$(35) \quad i = S (v_e - v_s)$$

Calcul du gain en tension :

Posons $i_s = 0$. Eliminons i entre (34) et (35)

$$\frac{v_s}{R} = S (v_e - v_s) \quad \text{ou} \quad v_s \left(\frac{1}{SR} + 1 \right) = v_e$$

et
(36)

$$G = \frac{1}{1 + \frac{1}{SR}}$$

Comme le produit SR est toujours positif, on peut écrire

(37) $G \leq 1$

et comme SR est généralement grand, le gain est pratiquement égal à 1.

Exemple:

Tube : EC88

$$I = 10\text{mA} \quad R = 5\text{k} \quad S = 10\text{mA/V}$$

$$V_s = 50\text{V}$$

$$G = \underline{\underline{0,98}}$$

Transistor :

$$I = 10\text{mA} \quad R = 500 \quad S = 400\text{mA/V}$$

$$V_s = 5\text{V}$$

$$G = \underline{\underline{0,995}}$$

Calcul de la résistance de sortie :

Supposons qu'un courant i_s sort du circuit. Nous pouvons déjà écrire :

(38)
$$i = i_s + i_r$$

Par définition :

$$R_s = \frac{v_s}{i_s}$$

si maintenant i_s augmente, R_s diminue, ainsi

(39)
$$R_s = -\frac{v_s}{i_s}$$

On a encore :

(40)
$$i_r = \frac{v_s}{R}$$

Posons maintenant $V_e = \text{Constant}$, ce qui implique $v_e = 0$.
(35) devient alors :

(41)
$$i = -S v_s$$

Remplaçons dans (38) i et i_r par leur valeur (40) et (41)

$$\begin{aligned} -S v_s &= i_s + \frac{v_s}{R} \\ -i_s &= v_s \left(S + \frac{1}{R} \right) \end{aligned}$$

(39) devient :

(42)
$$R_s = \frac{1}{\frac{1}{R} + S} = \frac{1}{S \left(\frac{1}{RS} + 1 \right)} = \frac{G}{S}$$

donc

(42)

$$R_s = \frac{1}{\frac{1}{R} + S} = \frac{G}{S} \approx \frac{1}{S}$$

Exemple :

Ec88 : 100 ohm

Transistor : 2,5 ohm

12.2. : RESISTANCE D'ENTREE DE L'EMETTEUR FOLLOWER.

Au début du paragraphe précédent nous avons supposé avoir affaire à une source de tension parfaite attaquant l'amplificateur étudié.

Supposons maintenant que ce générateur de tension ait une résistance interne R_i . Comme la résistance d'entrée d'un tube est très élevée, les résultats déjà obtenus seront en général toujours applicables aux cathodes follower. Cependant, il ne sera pas toujours possible de négliger R_i devant la résistance d'entrée d'un transistor qui est relativement faible.

Calcul de R_e :

Par définition

$$R_e = \frac{v_e}{i_e}$$

Soit

$$v_s = g v_e$$

et

$$v_e = v_s \left(1 + \frac{1}{RS} \right)$$

page 29 : manquante dans l'original

Introduisons le gain en courant du transistor, $i_e = \frac{i}{\beta}$, et divisons chaque membre de la relation ci-dessus par i_e :

$$R_e = \frac{v_e}{i_e} = v_s \left(1 + \frac{1}{\beta S} \right) \frac{\beta}{i}$$

or $\frac{v_s}{i} = R$, d'où

(43)

$$R_e = \beta R + \frac{\beta}{S} \approx \beta R$$

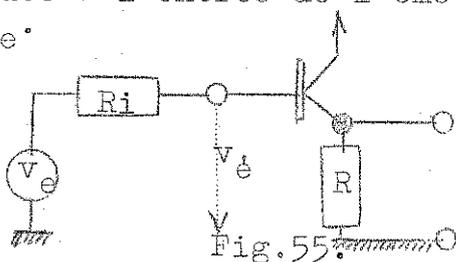
Exemple :

$$i = 10 \text{ mA} \quad \beta = 100 \quad R = 100 \text{ ohm} \quad S = 0,4 \text{ A/V}$$

$$R_e = 10\,000 + 250 = \underline{\underline{10\,250 \text{ ohm}}}$$

1^{ère} Conséquence :

Si la résistance interne du générateur de tension d'attaque est R_i , non négligeable devant R_s , la tension effectivement appliquée à l'entrée de l'émetteur follower, v_e' , sera inférieure à v_e .



On aura :

(44)

$$v_e' = v_e \frac{R_e}{R_e + R_i}$$

2^{ème} Conséquence :

Comme v_e' dépend de R_i , la résistance de sortie sera aussi fonction de R_i . Posons $v_e = 0$ ($V_e = \text{Cst}$) et calculons le rapport

$$R_s = -\frac{v_s}{i_s}$$

qui n'est pas nul car v_e' n'est pas

forcément égal à zero. On a les équations

(45)

$$i_s = \beta i_e$$

(46)

$$i_s = (v_e' - v_s) S$$

(47)

$$v_e' = (v_e - i_e R_i) = -i_e R_i$$

$$(46), (47) \Rightarrow i_s = S \left(-i_e R_i - v_s \right) \stackrel{(45)}{=} -S \left(R_i \frac{i_s}{\beta} + v_s \right)$$

$$-i_s \left(1 + \frac{S R_i}{\beta} \right) = -S v_s$$

et finalement

(48)

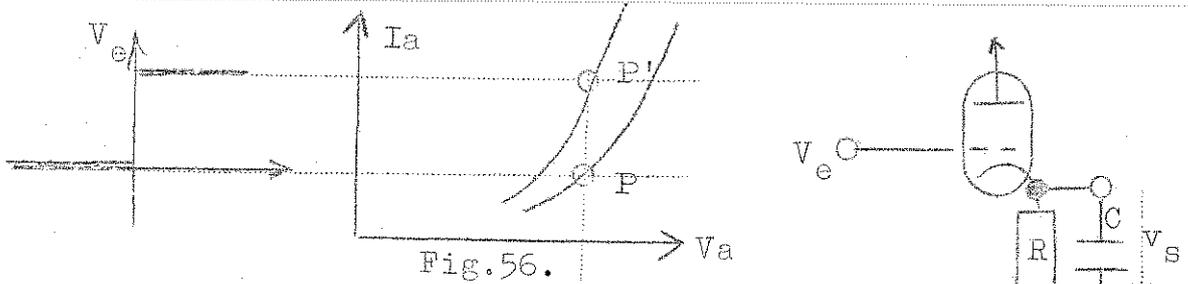
$$R_s = \frac{1}{S} + \frac{R_i}{\beta}$$

12.3. : FONCTIONNEMENT AVEC DES SIGNAUX D'ENTREE ELEVES.

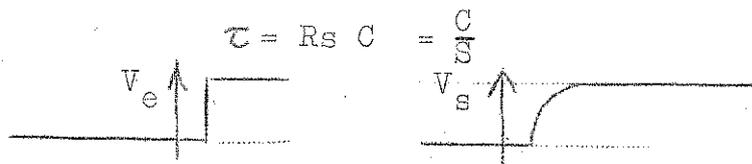
L'expression du gain en tension, (36), est en principe indépendante du signal amplifié. Pratiquement ce n'est pas le cas lors de l'amplification de signaux élevés et v_s peut être très différente suivant le signe de v_e .

1) Cas des cathodes follower.

a) Appliquons un saut de tension élevé positif à l'entrée.



D'une part, la tension d'entrée augmentant le point de fonctionnement va se déplacer et la pente va augmenter. Le gain va donc se rapprocher de l'unité.
 D'autre part, v_s ne pourra pas s'élever brusquement du fait de la présence de la capacité parasite C en parallèle sur R_s . Cette capacité va se charger et la tension de sortie subira une intégration dont la constante de temps τ sera :



b) Appliquons un saut de tension élevé néglatif à l'entrée.

Le signal négatif va bloquer le tube. La capacité va se décharger dans la résistance R avec une constante de temps RC , laquelle est beaucoup plus grande que $R_s C$. On aura donc un signal de sortie à caractère exponentiel. Toutefois, lorsque la tension de sortie s'approche de sa valeur finale, le tube va se remettre conduire, ce qui accélérera un peu la décharge de C .

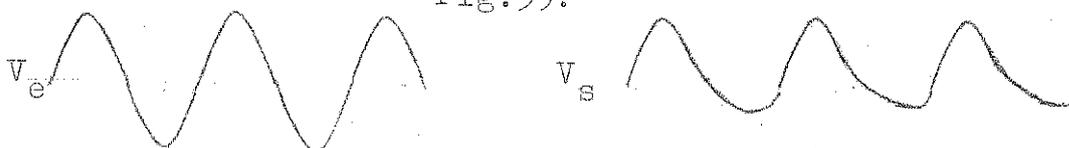
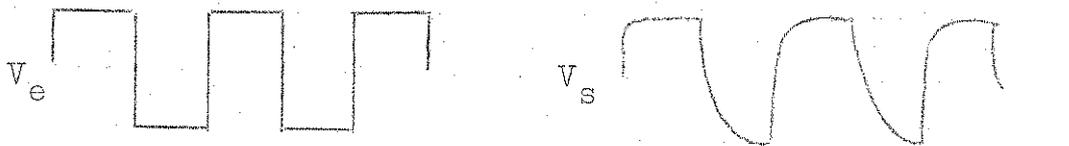


2) Cas des émetteurs followers.

Dans le cas de l'utilisation d'un transistor NPN, le phénomène sera exactement le même que pour un cathode follower. Dans le cas d'un PNP, les résultats seront encore semblable mais pour des variations élevées de signe opposé.

3) Conséquences.

Des signaux élevés seront considérablement déformés.
Exemples :



4) Solution pour les montages à tubes : White cathode follower.

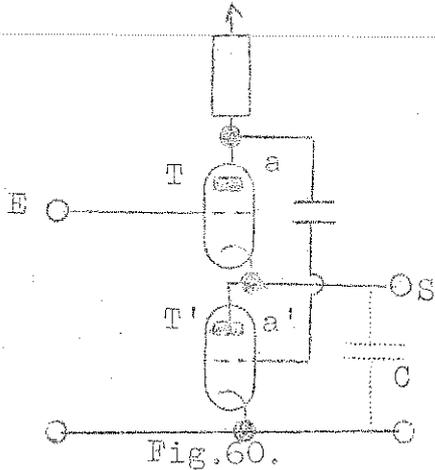


Fig.60.

Ce montage fonctionne normalement lorsque les signaux sont positifs :

$$v_e \uparrow, v_a \searrow \Rightarrow T' \text{ bloqué (} R = \infty \text{)}$$

Si le signal est négatif, le tube supérieur se bloque, V_a augmente et le tube inférieur devient extrêmement conducteur. Le condensateur C va se décharger très rapidement dans le tube.

Le comportement pour des signaux négatifs sera alors considérablement amélioré. (97-98 %)

5) Solution pour les montages à transistors.

Dans le cas des montages à transistors nous disposons de deux moyens de nous tirer d'affaire :

- utiliser un montage inspiré du White cathode follower;
- utiliser la complémentarité des transistor PNP et NPN :

{ pour amplifier des signaux + : des transistors NPN
 { pour amplifier des signaux - : des transistors PNP.

Notons encore qu'un signal est relativement moins déformé par une émetteur follower que par un cathodyne car leur résistance de sortie est bien plus faible.

Chapitre 13 :

AMPLIFICATEURS A COURANT CONTINU

Un amplificateur à courant continu est un amplificateur auquel on demande de pouvoir amplifier des tensions variant extrêmement lentement. (Quelques millivolt par heure et même moins.)

De tels amplificateurs trouvent leurs applications dans :

- Les oscilloscopes
- Les amplificateurs de stabilisateurs
- Les amplificateurs opérationels. (Utilisés dans les calculatrices analogiques).
- Les amplificateurs intégrés, par l'impossibilité de faire des liaisons autres que directes entre les différents étages en raison de la miniaturisation. etc..

13.1. : DERIVE D'UN AMPLIFICATEUR A COURANT CONTINU.

Parmi toutes les performances qui peuvent être exigées d'un amplificateur à courant continu, la dérive est celle à laquelle on attache la plus grande importance. La dérive d'un amplificateur à courant continu désigne la variation de tension de sortie qui peut être enregistrée même si la tension d'entrée est maintenue constante.

Cette dérive doit être aussi faible que possible car c'est d'elle que dépendent les limitations inférieures d'utilisation.

13.2. : AMPLIFICATEUR A LIAISON DIRECTE.

Dans un amplificateur classique, un condensateur est utilisé pour relier deux étages d'amplification entre eux. Pour des variations rapides ce mode de couplage est satisfaisant mais si nous désirons amplifier des variations très lentes nous devons supprimer le condensateur de liaison dont la capacitance devient extrêmement élevée.

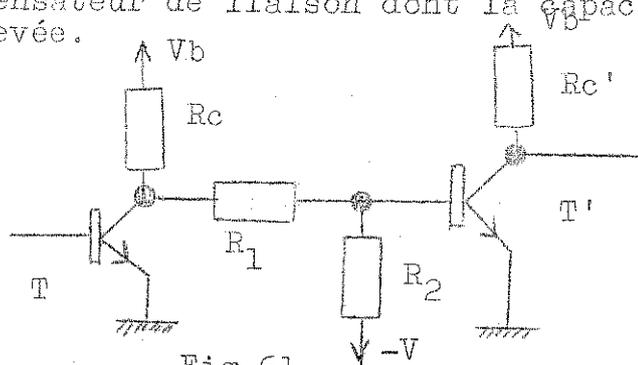


Fig.61.

Pour que la polarisation de T' soit respectée, nous devons attaquer ce tube par l'intermédiaire de deux résistances élevées R_1 et R_2 , reliées à un potentiel $-V$, destinées à fixer convenablement son point de fonctionnement. Le gain de l'étage T sera alors :

$$(49) \quad g' = g \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Dans les montages à transistors nous avons la possibilité de coupler directement la sortie d'un étage à l'entrée d'un autre en utilisant des transistors de types différents :

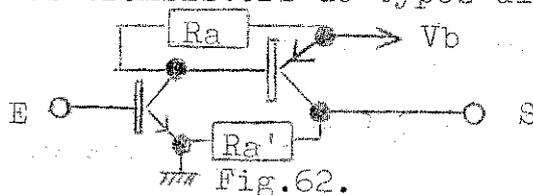


Fig.62.

Dans ce montage R_a est souvent supprimé et remplacé par l'entrée du transistor suivant.

13.3. : DERIVE DES AMPLIFICATEURS A LIAISON DIRECTE.

Examinons les différentes causes qui peuvent entraîner une fluctuation de la tension de sortie d'un amplificateur à courant continu.

a) Montages à tubes.

Dans les montages à tubes, la dérive provient essentiellement de l'instabilité des tensions d'alimentation. Une variation de 10% de la tension de chauffage par exemple entraîne une diminution de 15 à 20 % de la pente.

b) Montages à transistors.

Les causes précédemment citées influent évidemment aussi dans les montages à transistors. Mais si la température n'a guère d'influence sur les tubes, elle a des effets non négligeables sur les transistors.

-Amplification en courant :

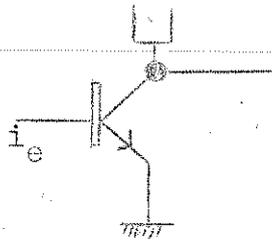


Fig.63.

10 % par degrés.

On a

$$I_C = I_{C0} + \beta I_e$$

Dans cette relation β dépend de la température d'une manière difficilement prévisible. De même on a pour I_{C0} :

$$I_{C0} \sim T^3 e^{-\frac{V}{V_{th}}}$$

ce qui représente une élévation de

-Amplification en tension :

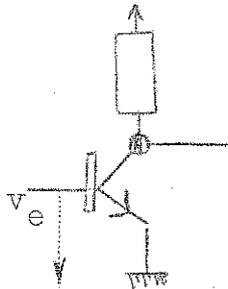


Fig.64.

On a

$$I_C = i_s e^{\frac{v_e}{V_{th}}} \quad V_{th} \sim T$$

Supposons v_e constant, il vient

$$T \uparrow \left\{ \begin{array}{l} i_s \uparrow \\ V_{th} \uparrow \end{array} \right. \Rightarrow e^{\frac{v_e}{V_{th}}} \downarrow$$

Pour autant que $V_e < V_i$, la variation de i_s est prépondérante et dans ce cas

$$i_s \sim T^3 e^{\frac{v_e}{V_{th}}}$$

et même une

variation de température de 1°C est catastrophique. Calculons par exemple de combien v_e devrait augmenter pour entraîner une même variation de I_C qu'une élévation de température de 1°C.

$$\Delta T \Rightarrow \Delta I_C \quad I'_C = I_C + \frac{I_C}{10}$$

Soit

$$I_C = i_s e^{\frac{v_e}{V_{th}}}$$

calculons la variation de I_C

$$\Delta I_C = \frac{i_s}{V_{th}} e^{\frac{v_e}{V_{th}}} \Delta v_e = I_C \frac{\Delta v_e}{V_{th}}$$

faisons apparaître l'augmentation relative de I_C

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = \frac{\Delta v_e}{V_{th}} = 10 \%$$

d'où

$$\Delta v_e = 10 \% V_{th} = \underline{\underline{2,5 \text{ mV}}}$$

Cette variation de tension de tension une fois amplifiée n'est évidemment pas du tout négligeable.

Pour compenser cette dérive on peut soustraire 2,5 mV à l'entrée de l'amplificateur chaque fois que la température s'élève de 1°C. Mais pratiquement la meilleure solution consiste à utiliser des amplificateurs symétriques.

13.4. : AMPLIFICATEURS DIFFERENTIELS.

Afin de juguler les effets dus aux variations des tensions d'alimentation et de température, on utilise des montages symétriques à liaison directe.

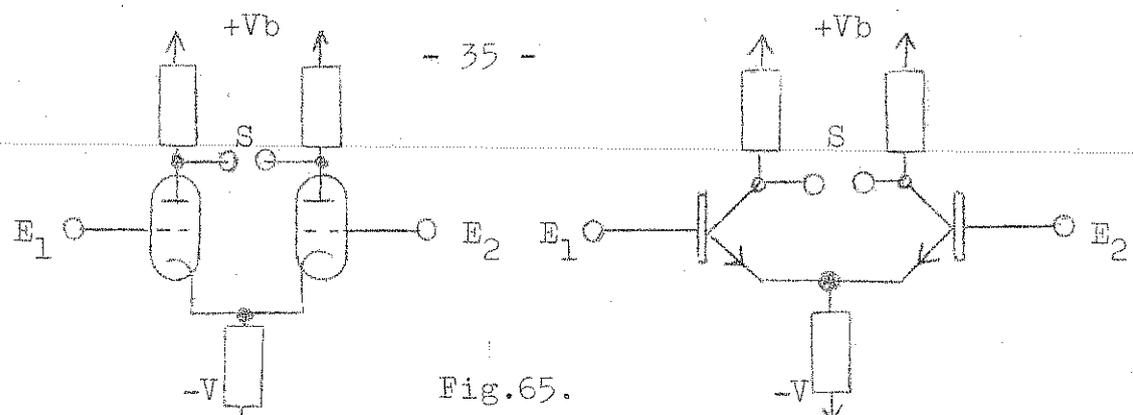


Fig. 65.

Les deux tubes, ou les deux transistors, sont soumis exactement aux mêmes conditions et les éléments passifs utilisés sont égaux deux à deux. De cette manière toute variation extérieure influençant les deux composants actifs en même temps la tension aux bornes de la sortie ne variera pas. Les transistors utilisés à cet effet sont le plus souvent montés dans le même boîtier. Les variations à la sortie sont alors

- en tension $\leq 5 \mu V / ^\circ C$
- en courant $\leq 5 \text{ nA} / ^\circ C$

13.5. : CHOPPER.

Pour atteindre des variations de tension inférieures à $1 \mu V / ^\circ C$ à la sortie, on utilise la technique du Chopper (= hachoir) qui consiste à découper la tension d'entrée à l'aide d'un commutateur.

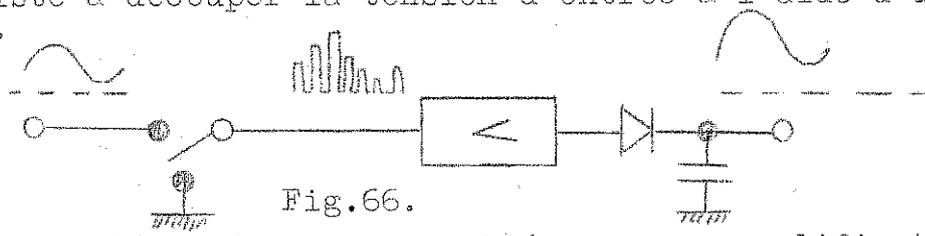


Fig. 66.

Les impulsions découpées sont amplifiées par un amplificateur à couplage par capacités. Il suffit de redresser celles-ci à la sortie pour restituer la tension amplifiée. Ce système est indifférent au signe de la tension d'entrée. Pour le perfectionner il suffit de remplacer la diode par un commutateur synchronisé au premier, la forme de la tension primitive étant obtenue en prenant la moyenne. (Intégration par un circuit R C).

La limitation inférieure de tels montages sont les potentiels de contacte des commutateurs utilisés. D'autre part la commutation étant commandée généralement par un champ magnétique, celui-ci pourra induire des tensions parasites. Comme la vitesse de commutation des commutateurs mécaniques est d'ailleurs limitée, il faut songer à utiliser des dispositifs plus évolués.

1) Commutation par LDR.

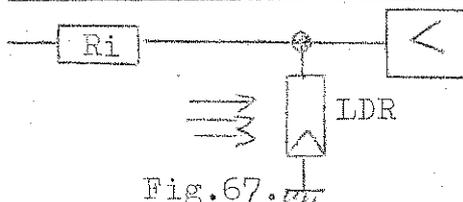


Fig. 67.

On court-circuite l'entrée par une photorésistance, qui peut fonctionner jusqu'à 10kHz, éclairée par une lampe au néon commandée par un oscillateur. Pour que ce système fonctionne bien on doit avoir

$$R_i \ll LDR$$

où R_i est la résistance interne du générateur d'attaque, lorsque la LDR n'est pas éclairée, et

$$LDR \ll R_i$$

lorsque elle est éclairée.

2) Commutation par transistor.

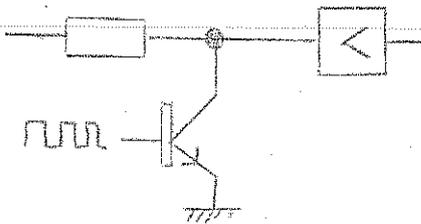


Fig. 68.

La LDR est remplacée par un transistor tantôt bloqué, tantôt débloqué au rythme d'impulsions de commutation appliqués à sa base. Le défaut principal de ce dispositif est que la tension aux bornes du transistor n'est jamais nulle. On améliore ce défaut en commutant émetteur et collecteur.

3) Commutation par transistor à effet de champ.

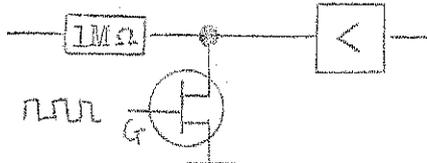


Fig. 69.

Suivant la tension appliquée à G, la résistance présentée par le transistor à effet de champ est soit très élevée, soit pratiquement nulle. La tension à ses bornes peut alors être inférieure à quelques dizaines de μV .

Chapitre 14 :

AMPLIFICATEURS A LARGE BANDE

14.1. : CARACTERISTIQUES.

On rencontre de tels amplificateurs tout à la fois où il s'agit d'amplifier des signaux de forme variable, par exemple dans les amplificateurs video de télévision, les amplificateurs destinés à transmettre des impulsions, que lorsque il sagit d'amplifier des fréquences très différentes.

Ils sont caractérisé par :

- Leur gain qui peut être négatif ou positif suivant que l'amplificateur inverse le signal ou non. La stabilité de ce gain peut être très importante.

- Leur fréquence limite inférieure dont on n'exige pas qu'elle soit nulle comme dans les amplificateur à courant continu.

- Leur fréquence limite supérieure qui est souvent l'exigence la plus difficile à satisfaire.

- La valeur maximum du signal de sortie .Si cette valeur est de l'ordre de 100 V ou plus, on devra construire l'amplificateur avec des tubes, ou du moins partiellement, les valeurs inférieures laissant le choix entre tubes et transistors.

On réserve le terme de préamplificateur aux amplificateurs large bande à faible gain mais étudiés de façon à n'apporter qu'un bruit de fond minimum au signal.

14.2.: CORRESPONDANCE IMPULSION-FREQUENCE LIMITE.

Montrons par un exemple, que l'amplification d'impulsions même de forme déterminée, exige pour éviter les déformations de l'impulsion, des fréquence limites fort écartées l'une de l'autre.

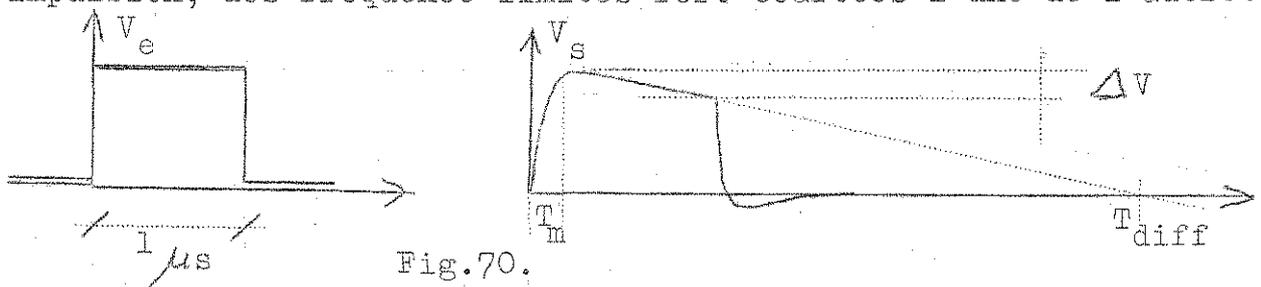


Fig. 70.

Exigeons que le temps de montée T_m soit inférieur aux 5% de la durée de l'impulsion : $T_m < 0,05 s$
On admettra alors comme suffisante

(50)

$$f_{lim\ sup} > 0,35 \frac{1}{T_m}$$

donc

$$f_{lim\ sup} > 2 \text{ MHz}$$

De même exigeons que la baisse de tension soit inférieure à 5% de la valeur maximum de la tension de sortie. Par des relations de triangles semblables il vient

$$\frac{1 s}{T_{diff}} < 5\% \quad \text{et} \quad T_{diff} > 20 \mu s$$

D'où

(51)

$$f_{lim\ inf} < \frac{1}{2\pi T_{diff}}$$

soit

$$f_{lim\ inf} < 8 \text{ kHz}$$

14.3. : ETAGE UNIQUE A TUBE.

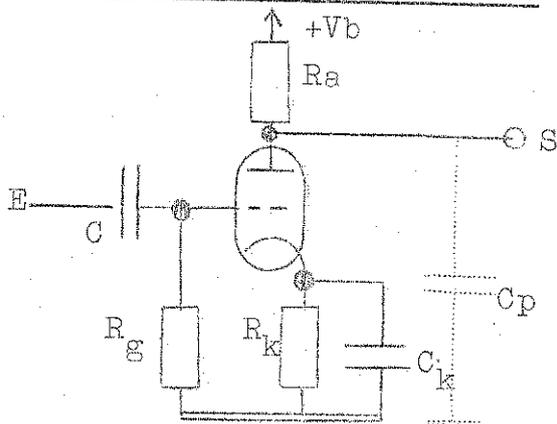


Fig.71.

Nous donnons ci-contre le schéma le plus souvent utilisé pour un étage. La capacité d'entrée C sert à isoler la grille de la tension continue provenant de l'étage précédent. La résistance de grille est nécessaire pour évacuer le courant de grille du tube. La résistance R_k associée à la capacité de découplage C_k est le moyen le plus simple permettant d'obtenir la polarisation souhaitée (calculée à partir des caractéristiques du tube).

Le gain d'un tel étage vaut

(52)

$$G = - S R_{eq} \quad (S = \text{pente})$$

ou R_{eq} est la résistance équivalent d'anode :

(53)

$$R_{eq} = \frac{R_a R_i}{R_a + R_i} \quad (R_i = \text{résistance interne})$$

La fréquence limite inférieure est due au couplage d'entrée. Si $R_k \cdot C_k > R_g \cdot C$, on aura

(54)

$$f_{inf} = \frac{1}{2\pi R_g C} \quad (\text{si } R_k \cdot C_k > R_g \cdot C)$$

Si la condition de validité de cette relation est difficile à réaliser, on peut remplacer R_k et C_k par une diode Zener de la tension inverse désirée, ou même par une pile ou un accumulateur. Pour que f_{inf} soit aussi faible que possible, il faut donc augmenter R_g ou C . Pratiquement on ne peut pas dépasser une certaine valeur de R_g indiquée par le constructeur (de l'ordre de 1Mohm).

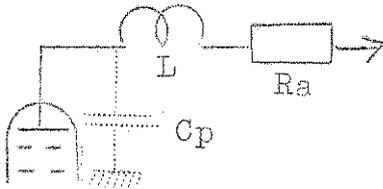
La fréquence limite supérieure est due à la capacité d'anode :

(55)

$$f_{sup} = \frac{1}{2\pi R_{eq} C_p}$$

On voit immédiatement que l'augmentation de f_{sup} ne peut se faire qu'au détriment du gain : il faudrait diminuer R_{eq} , c'est à dire R_a . On peut pratiquement doubler f_{sup} en ajoutant une inductance L en série avec l'anode.

Sa valeur se tire de :



(56)

$$L = Q^2 R_{eq}^2 C_p$$

(Q = facteur de qualité du circuit oscillant ainsi formé)

Pour une amélioration maximum, Q doit être de 0,4. (Thériquement $2^{\frac{1}{2}} - 1$.)

Fig.72.

On peut améliorer la stabilité d'un tel amplificateur en appliquant une contre-réaction appropriée. (Voir chap :). Pour un seul étage, le moyen le plus simple consiste à supprimer le condensateur de cathode C_k . On peut alors considérer l'entrée du tube et la résistance de cathode comme un cathode follower de gain voisin de 1. Comme le courant traversant R_a est le même que celui traversant R_k , le gain sera donc environ :

(57)

$$G \approx - \frac{R_a}{R_k}$$

14.4. : CAS DE PLUSIEURS ETAGES.

Lorsque l'on couple en série plusieurs étages amplificateurs du type décrit ci-dessus, l'ensemble amplificateur ainsi constitué jouit des propriétés suivantes :

1) Le gain est le produit du gain de chacun des étages, sous réserve que la résistance de sortie d'un étage (R_{eq}) soit très inférieure à la résistance d'entrée de l'étage suivant (environ R_g). Si cette condition n'est pas réalisée, le couplage se traduira par une perte de gain : on aura par exemple pour deux étages (couplage) un gain de

$$G = G_1 \cdot \frac{R_g}{R_g + R_{eq}} \cdot G_2$$

2) La fréquence limite supérieure diminuera du fait que la capacité d'anode sera augmentée de la capacité d'entrée du tube suivant : $C_p' = C_p + C_g$.

3) La fréquence limite inférieure ne change pas. Il faut toutefois remarquer l'apparition de certains phénomènes peu connus : Dans le cas de l'amplification d'une impulsion on aura une réponse de la forme suivante :

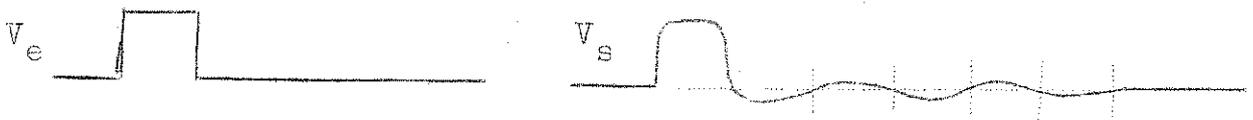


Fig.73.

Le nombre de passage à zéro est égal au nombre de constantes de différentiations introduites, c'est à dire au nombre d'étages de l'amplificateur. L'amplitude de ces oscillations est évidemment proportionnelle à la surface de l'impulsion mais augmente si les constantes de différentiation sont faibles ou voisines les unes des autres.

14.5. : AMPLIFICATEURS DISTRIBUES.

On a vu que le gain d'un étage est inversement proportionnel à sa fréquence limite supérieure. Il est donc impossible d'amplifier par de tels circuits une fréquence telle que la résistance que l'on doit placer sur l'anode entraîne un gain inférieur à l'unité.

Il est néanmoins possible d'amplifier des tensions allant jusqu'à 200 MHz par la technique des amplificateurs distribués.

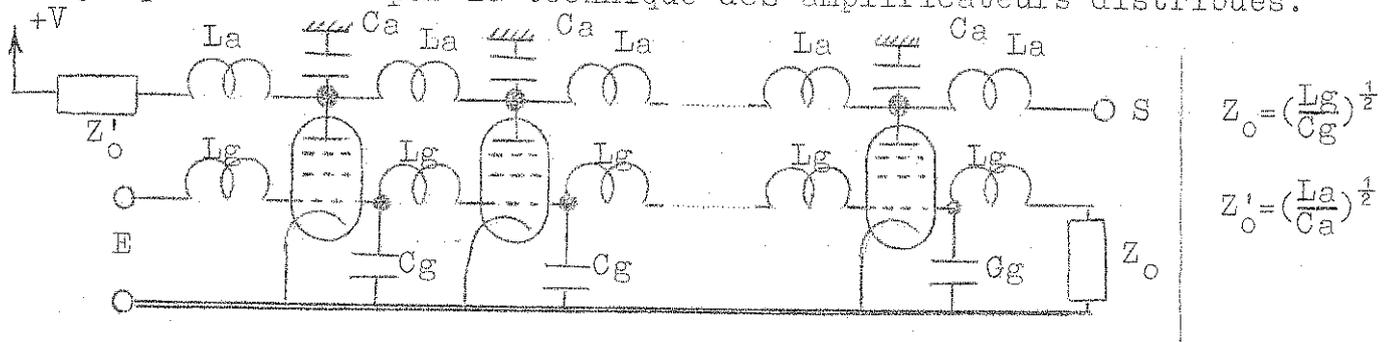


Fig.74.

Chaque tube ne donne qu'une contribution au gain très inférieure à l'unité - donc une fréquence limite très élevée - mais sur la ligne d'anode, les contributions des différents tubes s'ajoutent les unes aux autres à condition que le temps de transit du signal d'un tube au suivant soit le même sur la ligne de grille que sur la ligne d'anode, ce qui se traduit par la condition

$$Lg.Cg = La.Ca$$

La fréquence maximum limite supérieure est environ égale à la fréquence de coupure de la ligne :

(58)

$$f_{sup} = \frac{1}{\pi(Lg.Cg)^{1/2}} = \frac{1}{\pi(La.Ca)^{1/2}}$$

Le gain d'un tel étage vaut

(59)

$$G = \frac{1}{2} S n Z'_0$$

Exemple :

$$Ca=Cg = 10pF \quad Z_0 = Z'_0 = 100 \text{ ohm} \quad n = 10 \quad S = 10 \text{ mA/V}$$

$$Lg = La = Z_0^2 Cg = Z_0^2 Ca = 1.10^{-7} H$$

$$f_{sup} = \underline{\underline{300 \text{ MHz}}} \quad G = \frac{10.10.10^{-3}.100}{2} = \underline{\underline{5}}$$

Un inconvénient de tels amplificateurs réside dans leur faible résistance d'entrée : le couplage d'un étage à un autre entraîne une perte de gain égale à 2 si $Z_{01} = Z_{02}$.

A notre connaissance, il n'existe aucun amplificateur distribué à transistors sur le marché : ceci est du entre autre à :

- Les capacités de collecteur et de base sont très différentes les unes des autres et de plus fort dépendantes du courant, ce qui rend très délicat la mise au point de telles lignes.

- Le développement des transistors UHF est si rapide que l'on peut être certain qu'à peine terminées les études d'un tel amplificateur, l'apparition sur le marché de transistors plus rapides et moins cher rendent caduque les efforts des constructeurs.

14.6.: ETAGE UNIQUE A TRANSISTORS.

Il existe plusieurs possibilités de construire un étage à transistors :

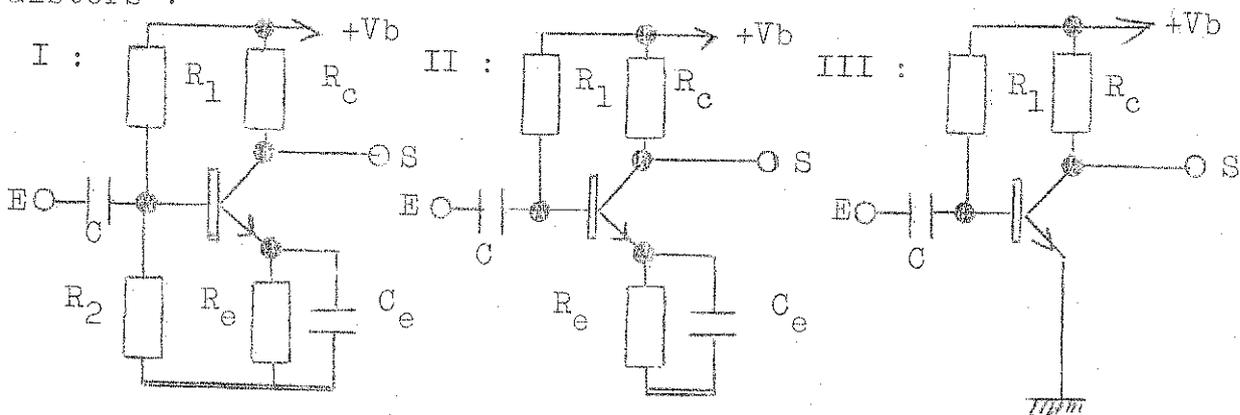


Fig.75.

Le schéma I, le plus courant, comporte une polarisation par tension (résistances R_1 et R_2) et une contre-réaction d'émetteur due à la résistance R_e , n'agissant qu'en continu et non pour les signaux eux mêmes en raison de la présence de C_e .

Le schéma II comporte une polarisation par courant, résistance R_1 , et une contre-réaction d'émetteur.

Le schéma III, le plus simple, ne comporte pas de contre-réaction: il est donc davantage sujet que les autres aux dérives éventuelles, en particulier aux dérives thermiques; de plus la tolérance sur la résistance R_1 est faible, si l'on veut un courant i circulant dans le transistor, le courant de base sera i/β : la résistance R_1 doit donc valoir

$$R_1 = \frac{\beta V}{i}$$

Les fluctuations de β , V et même R_1 se traduisent par des fluctuations analogues du gain

Gain :

Le gain s'obtient plus facilement que pour un tube :

$$(60) \quad G = - S R_c$$

La résistance interne est si grande que la résistance équivalente est égale à la résistance placée dans le collecteur. De plus la pente est proportionnelle à l'intensité du courant qui traverse le transistor :

$$(61) \quad S \approx 40.i$$

Fréquence limite inférieure :

Cette fréquence se calcule, comme dans le cas des tubes :

$$(61) \quad f_{inf} = \frac{1}{2\pi C R_e'} \quad (\text{si } R_e.Ce > R_e.C)$$

où

$$\frac{1}{R_e'} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_e} \quad \text{avec} \quad R_e = \beta \frac{25}{i} 10^{-3}$$

(R_e' est la résistance d'entrée de l'étage.)

Fréquence limite supérieure :

Cette limitation, au contraire des tubes, est due en général à la capacité d'entrée du transistor : C_{EB} . Cette capacité s'exprime par deux termes, le premier dépendant de la tension entre la base et l'émetteur, le second proportionnel au courant. Ce second terme est prépondérant à la condition que le courant dépasse quelques dixièmes de milliampères. On définit cette capacité par la fréquence de coupure f_T , fréquence à laquelle le gain en courant vaut 1. C'est le cas dès que que l'impédance présentée par la capacité est fois inférieure à l'impédance d'entrée $Re = \frac{25}{i} 10^{-3}$ soit :

(62)

$$C_{EB} = \frac{i}{2\pi f_T 25} 10^3$$

Exemple :

Pour un transistor BC 109 on a $f_T = 300$ MHz pour les courants usuels. Pour $i = 10$ mA, il vient

$$C = \frac{10 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 300 \cdot 25 \cdot 10^6} = \underline{\underline{220 \text{ pF}}}$$

cette valeur est considérablement plus élevée que pour un tube.

14.7. : EXEMPLE D'AMPLIFICATEUR A LARGE BANDE.(SCHEMA PAGE 41bis.)

Nous donnons l'exemple des amplificateurs "à tout faire" utilisés au laboratoire de physique nucléaire.

Les spécifications en sont les suivantes:

- gain : 2,3,4,6,8,10 variable par commutateur
- signe positif ou négatif.
- impédance d'entrée : 15 k ohm
- " de sortie: 2 ou 75 ohm
- fréquence inf : 1,5 kHz
- " sup : 30 MHz

A) GAIN.

Vérifions que le gain sur la position 10 est bien correcte. (Il est aisé de se rendre compte que l'atténuateur placé dans l'émetteur du transistor d'entrée donne bien les valeurs relatives souhaitées à mieux de 2% près.)

1) Si l'on applique la résistance d'entrée du générateur précédent l'amplificateur égale à 75 ohm, l'atténuation du réseau d'entrée est de :

$$\frac{15 \cdot 10^3}{15 \cdot 10^3 + 75 + 100} = 0,988$$

2) L'atténuation due à la résistance de 20 ohm placée dans l'émetteur et à la résistance d'émetteur est :

$$\frac{502}{502 + 20 + 2} = 0,956$$

3) Le gain de l'amplificateur différentiel vaut :

$$\frac{560}{2 \cdot 68 + 2 \cdot 2} = 4,00$$

4) L'atténuation due au couplage avec l'entrée du 4^{eme} BC109 vaut :

$$\frac{9000}{9000 + 560} = 0,937$$

5) Le gain de ce transistor, avec contre-réaction d'émetteur, est de :

$$\frac{680}{220 + 5} = 3,01$$

6) L'impédance d'entrée du 1er AFY19 valant environ $470 = 20k$ l'atténuation due au couplage sera de :

$$\frac{20 \cdot 10^3}{20 \cdot 10^3 + 680} = 0,966$$

7) L'atténuation dans chacun des émetteurs follower vaut, avec le courant de 10 mA dans chacun des AFY19 :

$$\frac{470}{470 + 2,5} = 0,995$$

Le gain total vaut :

$$G = 0,988 \cdot 0,956 \cdot 4,00 \cdot 0,937 \cdot 3,01 \cdot 0,966 \cdot 0,995 \cdot 0,995 = \underline{\underline{10,2}}$$

Le gain étant déterminé par 4 résistances à 1%, le résultat est exact à 4% près.

B) FREQUENCE LIMITE INFERIEURE.

Il y a trois constantes de différentiations dans l'amplificateur; on prendra en considération la plus courte $T = 22nF \cdot 4,7k$.
Donc

$$f_{inf} = \frac{1}{2\pi \cdot 22nF \cdot 4,7k} = \underline{\underline{1,5 \text{ kHz}}}$$

C) FREQUENCE LIMITE SUPERIEURE.

Le calcul des capacités d'entrée est compliqué du fait de la présence d'une contre réaction qui en diminue la valeur dans une proportion difficile à évaluer. (Voir chap.). Le tâtonnement nous a montré qu'il fallait mettre une capacité de 40pF dans les émetteurs de l'amplificateur différentiel; cette capacité est destinée à compenser la capacité d'entrée de l'étage suivant : pour une compensation parfaite on devrait avoir :

$$40 \text{ pF} \cdot 2.68 = 560 \cdot C_{BE}$$

Pour augmenter au maximum la bande passante nous avons sur-compensé le système en choisissant une capacité de 100 pF au lieu de 40 pF. On en déduit $C_{BE} = 10 \text{ pF}$.

La fréquence limite supérieure sera donc de

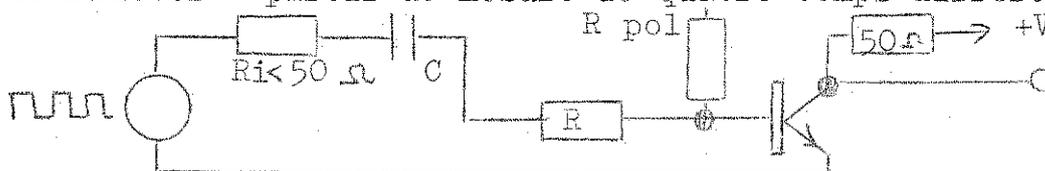
$$\frac{1}{2\pi \cdot 560 \cdot 10 \cdot 10^{-12}} = \underline{\underline{30 \text{ MHz}}}$$

On vérifiera de la même manière que les deux étages amplificateurs ont une fréquence limite supérieure à cette valeur.

14.8. : FONCTIONNEMENT DU TRANSISTOR EN COMMUTATION.

Le régime de commutation, passage du régime bloqué au régime conducteur et vice versa, n'est pas facile à prévoir à partir des paramètres HF. En effet au cours de ce fonctionnement non-linéaire la capacité d'entrée varie fortement; de plus la saturation du transistor peut donner lieu à un important retard en particulier lors du blocage, ce paramètre dépendant de la technologie du transistor.

Pour cette raison les constructeurs définissent le comportement du transistor à partir de mesure de quatre temps différents.



Circuit de mesure

Fig.76.

R : environ 1000Ω

R_{pol} : $> R$

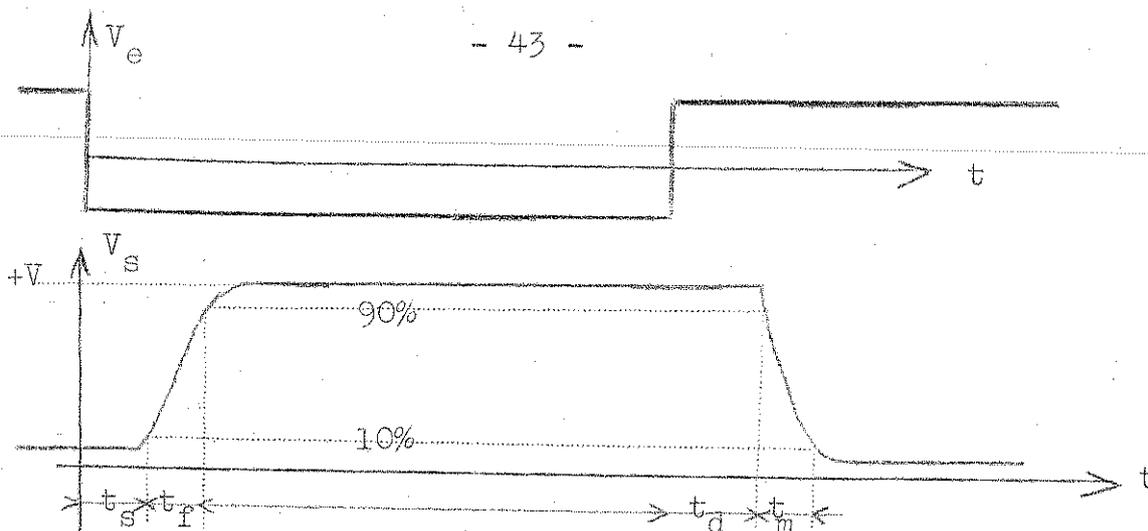


Fig.77.

t_s : temps de stockage (important pour les transistors non prévus pour le fonctionnement de commutation en saturation.)

t_f : temps de chute

t_d : temps de retard

t_m : temps de montée

t_f et t_m rendent compte de l'intégration due à la capacité "moyenne" d'entrée associée à la résistance R : on peut donc tirer d'un transistor des impulsions à flanc plus raides que ceux donnés par les valeurs de t à condition de l'attaquer avec un générateur d'impédance interne inférieure à R.

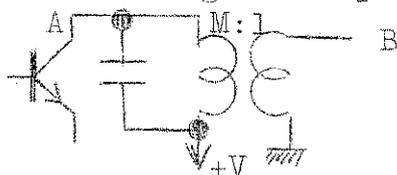
Chapitre 15 :

LES AMPLIFICATEURS ACCORDES

15.1.: CARACTERISTIQUES.

Les amplificateurs accordés, dont on exige souvent un gain très élevé, ne doivent transmettre qu'une bande de fréquence relativement étroite par rapport à la fréquence centrale amplifiée. Par exemple, une bande de 10kHz de large sur une fréquence centrale de quelques centaines de kHz; 10 MHz sur une fréquence centrale de quelques centaines de MHz en télévision, etc ..

Ces exigences sont en général réalisées par des circuits oscillants placés à l'entrée ou à la sortie d'éléments actifs amplificateurs. On utilisera souvent comme inductance de circuit oscillant un primaire ou un secondaire de transformateur, lequel présentera en outre l'avantage de pouvoir adapter la charge à la sortie de l'élément actif précédent, ce qui permet d'obtenir le gain le plus élevé possible. Dans le cas des tubes, l'impédance d'entrée d'un tube, quelques megohms, étant plus élevée que son impédance de sortie, (en particulier dans le cas d'une triode) le transformateur pourra même être élévateur. Dans le cas des transistors par contre, l'impédance de sortie étant plus élevée que l'impédance d'entrée, on aura intérêt, au point de vue du gain de prendre un transformateur abaisseur.



A : anode de tube	}	$M \leq 1$
B : grille de tube		
A : collecteur de transistor	}	$M \geq 1$
B : émetteur de transistor		

Fig.78.

Exemple :

Un transistor à une impédance de sortie de $R_s = \frac{R_B}{\mu}$ avec $R_E = \frac{V_{th}}{i}$.
L'étape suivante sera constituée par un autre transistor dont l'impédance d'entrée sera $R_e = \beta R_E$. Pour un gain maximum, on

devra donc prendre :

(63)
$$M = \left(\frac{R_s}{R_e}\right)^{\frac{1}{2}} = (\mu\beta)^{-\frac{1}{2}}$$

si les courants sont les mêmes dans les deux transistors.

Si $\mu = 10^{-4}$ et $\beta = 100$, on aura $M = \underline{\underline{10}}$

15.2. : BANDE PASSANTE.

On demande souvent à avoir une bande passante très étroite, donc une résonance "aiguë". Le facteur de qualité du circuit oscillant devra donc être le meilleur possible: il faut que le transformateur, ou l'inductance, ait le moins de pertes possibles. Ceci s'obtient en prenant un fil de bobinage de gros diamètre et un noyau avec de faibles pertes d'hystérèse; une capacité d'accord avec de faibles pertes dans le diélectrique; des impédances de sortie et d'entrée suffisamment élevés.

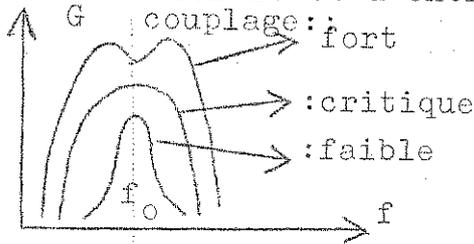


Fig.79.

On peut songer à mettre une capacité non seulement sur le primaire, mais aussi sur le secondaire du transformateur, chacun étant accordé sur la fréquence centrale. Si le transformateur a un très bon coefficient de couplage, la courbe de réponse présente deux bosses équidistantes de la fréquence de résonance. (Fig.79.)

On se sert parfois de cette propriété particulière pour obtenir un gain constant à l'intérieur du domaine de la bande passante en associant un étage de ce type à un étage à accord simple.

15.3. : NEUTRODYNAGE.

La capacité parasite reliant la sortie à l'entrée d'un tube ou d'un transistor est particulièrement gênante dans le cas des amplis accordés. Du fait de la réaction sortie-entrée le gain d'un étage dépendra de la charge de celui-ci, c'est à dire du reste du circuit. D'autres part, dans ces circonstances le gain en fonction de la fréquence peut présenter des "bosses" et ce fait peut avoir comme corollaire le risque d'oscillations spontanées.

Il est possible de neutraliser l'effet de cette capacité, ce que l'on appelle neutrodynage, et l'entrée devient indépendante de la charge placée à la sortie. (On parle aussi d'unilatéralisation.)

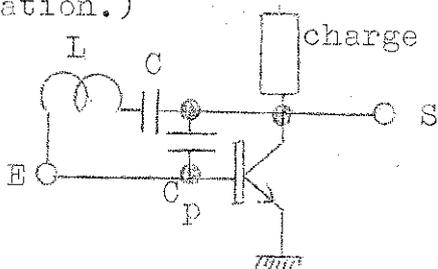


Fig.80.

I : Neutrodynage par circuit oscillant.

L'effet de la capacité parasite C_p sera minimum à la fréquence d'utilisation f à la condition que le circuit oscillant $L-C_p$ soit un circuit dont la fréquence de résonance soit :

$$f_0 = f = \frac{1}{2\pi(LC_p)^{\frac{1}{2}}}$$

La présence de C est nécessaire pour supprimer la composante continue : $C \gg C_p$. Ce circuit présente l'inconvénient de ne ré réaliser un bon neutrodynage qu'à la fréquence f .

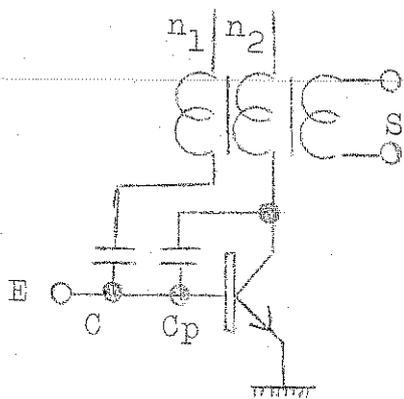


Fig.81.

II :

Neutrodynage par transformateur.

Comme on utilise très souvent un transformateur comme charge, il n'est pas compliqué de prévoir un enroulement supplémentaire pour neutrodynner l'étage. On s'arrange à envoyer un signal en phase avec l'entrée d'une amplitude déterminée par un choix judicieux de C

$$C = \frac{n_2}{n_1} C_p$$

Ce système est apte à fonctionner dans une gamme étendue de fréquence.

III : Neutrodynage d'un amplificateur différentiel.

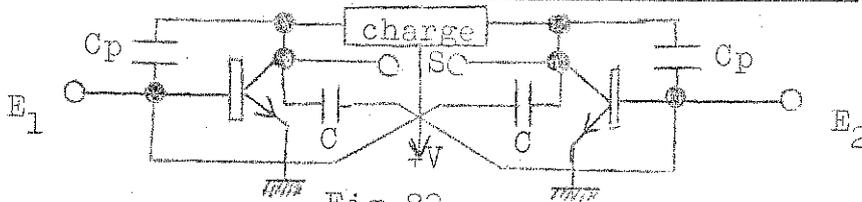


Fig.82.

Le problème est très simplifié dans le cas d'un amplificateur différentiel grâce à la présence sur l'une des entrées en phase avec l'autre sortie. Il suffit de relier l'entrée à la sortie en phase par une capacité C choisie égale à la capacité parasite. Ce système est applicable dans tous les domaines de fréquences.

Chapitre 16 :

AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

Les amplificateurs de puissance sont de trois types :

- a) Les amplificateurs comprenant des éléments actifs du type thyatron et thyristor. (Voir à ce sujet le second semestre)
- b) Les amplificateurs magnétiques.
- c) Les amplificateurs utilisent des éléments actifs classiques, tubes et transistors, spécialement étudiés pour la transmission de puissance.

I : AMPLIFICATEURS MAGNETIQUES

16.1. : TRANSDUCTEUR MAGNETIQUE.

On utilise ce terme pour désigner des circuits exploitants les propriétés de saturation des noyaux magnétiques de manière à obtenir une amplification de puissance. Dans la plupart des cas, la tension de commande est continue, la tension d'alimentation étant alternative (50, 400 Hz ou autre). La puissance est transmise à la charge sous forme d'impulsion de courant alternativement d'un signe puis de l'autre ; dans certains cas, par un système de redresseurs appropriés on s'arrange pour n'avoir des impulsions que d'un seul signe. On peut songer à utiliser le montage suivant :

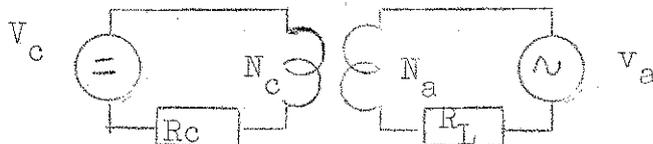


Fig.83.

Si la tension de commande est nulle, le noyau ne sera pas saturé, le secondaire du transformateur apparaîtra comme une inductance L de valeur $2\pi fL$ bien supérieur à R_L : on n'aura qu'un très faible courant de charge, donc une très faible puissance dans R_L .

Si la tension de commande a une valeur importante, positive ou négative, le transfo étant saturé se comportera comme une impédance L très faible : on aura pratiquement

$$i_c = \frac{V_c}{R_L}$$

En fait, un tel montage n'aura qu'un très mauvais rendement : quand $V_c = 0$, le secondaire n'apparaîtra pas seulement comme un inductance L , mais il viendra en parallèle la résistance $R_c \frac{N_a^2}{N_c^2}$. Il faudrait R_c élevé et N_c faible, donc deux raisons pour prendre V_c élevé, donc une puissance de commande élevée.

16.2. : TRANSDUCTEUR SERIE.

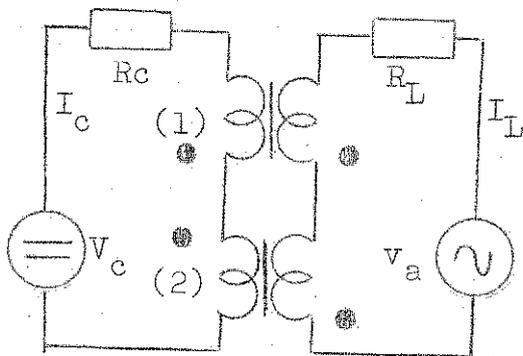
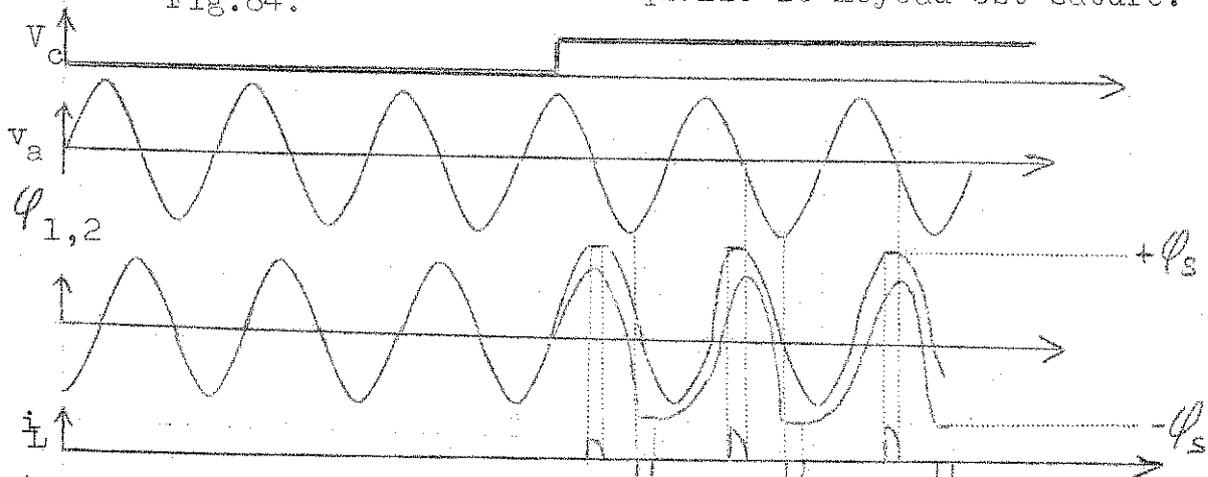


Fig.84.

Un meilleur idée consiste à utiliser le montage de la figure 84. Celui-ci est appelé montage série car la charge y est en série avec l'alimentation. Les deux transformateurs doivent avoir des tôles à cycle d'hystérèse à flancs raides. Les enroulements de commande sont inversés dans un des noyaux. L'idée consiste à agir non plus ou moins sur la saturation mais sur la durée pendant laquelle le noyau est saturé.



a) En l'absence de tension de commande, les deux enroulements côté charge des transfos se comportent comme des impédances L élevées. Le courant dans la charge est donc très faible. Il est à remarquer que l'ensemble des deux transformateurs ne peut être considéré comme étant chargé par une résistance faible R_c : en effet, les deux signaux alternatifs donnent au primaire des signaux en opposition de phase dont la somme est donc nulle, donc aucun courant.

b) Lorsque on applique une tension de commande, le flux va augmenter plus rapidement dans le noyau (1) car la composante continue s'y ajoute, alors qu'elle s'en soustrait dans le second noyau. Pour cette raison le transformateur (1) se saturera; on peut donc considérer que son primaire et son secondaire sont en court-circuit. Dans ces conditions, le primaire du transformateur (2) est chargé par une résistance R_c , faible. Par conséquent, on peut assimiler son secondaire à une résistance, dont

la valeur est $R_c (N_a/N_c)^2$, très faible par rapport à la charge R_L . Il va donc circuler un courant important i_L dans la charge ainsi qu'un courant i_c (puissance perdue dans R_c) variant avec la tension tant que le noyau (1) est saturé. La tension alternative devenant négative, le même phénomène se produira - mais un peu plus tôt - dans le transformateur (2) et ainsi de suite. Les valeurs i_L et i_c se stabilisent après quelques cycles (durée de réponse de l'amplificateur).

La caractéristique puissance de sortie - tension de commande se présente de la manière suivante :

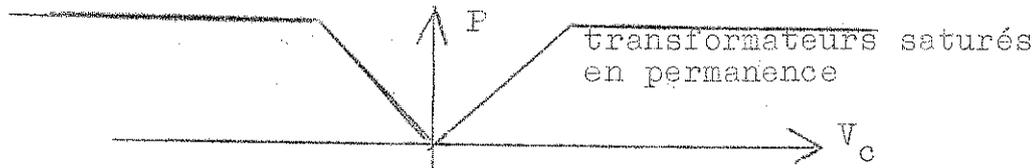


Fig.85.

Ces amplificateurs d'un fonctionnement très sûr, à grande puissance de sortie, d'un gain de 10^3 à 10^5 en puissance sont très utilisés dans les servo-mécanismes. Leur seul défaut est leur temps de réponse élevé : de l'ordre de quelques cycles, soit 1/10 de seconde pour une alimentation en 50 Hz.

II : AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE A TUBES OU A TRANSISTORS

Il existe deux montages principaux permettant d'envoyer un signal d'une certaine puissance dans une charge donnée. Le fonctionnement en classe A, similaire aux montages étudiés précédemment et le montage en classe B, où l'on ajuste le courant moyen de polarisation suivant l'amplitude du signal, augmentant ainsi le rendement en puissance au détriment d'une complication du circuit.

16.3. : CLASSE A .

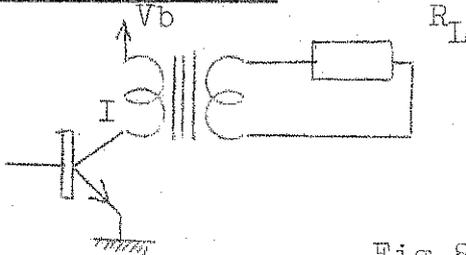
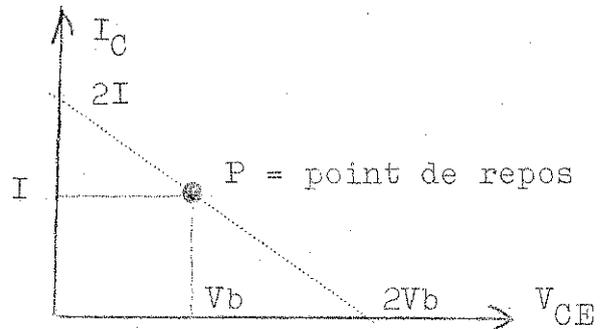


Fig.86.



Chaque fois qu'il est possible on transmet la puissance à la charge à l'aide d'un transformateur. En effet,

- il évite une perte de puissance dans une résistance de charge,
- il évite que R_L soit traversé par un courant continu,
- il permet d'adapter la charge à l'élément actif : on détermine le nombre de tours du transformateur de telle sorte que

$$R'_L = \frac{V_b}{I}$$

La puissance moyenne débitée par l'alimentation sera de $P = V_b \cdot I$. La puissance transmise à la charge sera de

$$P_L = \frac{V_{eff}^2}{R_L} = \frac{V'_{eff}^2}{R'_L}$$

La valeur maximum de V'_{eff} est $V'_{eff} = V_b \cdot 2^{-1/2}$. La puissance maximum transmissible à la charge sera de

$$P_{L \max} = \frac{V_b^2}{2R'_L} = \frac{1}{2} V_b I = \frac{1}{2} P$$

En conclusion, le rendement maximum est de 50 %. Ce rendement diminue avec V_{eff}^2 .

Remarquons qu'en l'absence de signal, la puissance dissipée dans le transistor sera de $I.V_b$, mais que cette puissance diminue avec l'augmentation du signal pour n'atteindre plus que $\frac{1}{2}.I.V_b$ pour V_{effmax} .

Le cas des tubes se traite de la même façon, mais il faut tenir compte d'une certaine tension minimum au bon fonctionnement du tube (de l'ordre de 50 V alors qu'elle ne vaut que 0,1 à 0,2 V pour les transistors). Dans le calcul du rendement il faudra encore tenir compte de la puissance de chauffage.

16.4. : CLASSE B.

Il faut deux éléments actifs que l'on polarise de telle sorte que leur courant de repos, en l'absence de signal soit très faible. Un des éléments est alors chargé de l'amplification de la moitié positive du signal, l'autre de la moitié négative. Ces deux fractions sont alors réunies par exemple dans un transformateur (montage dit push-pull).

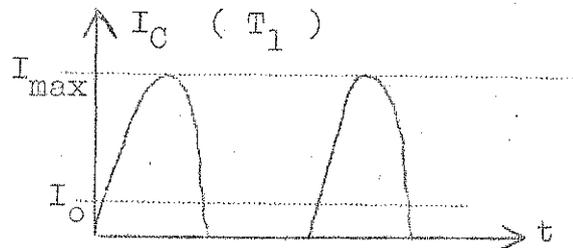
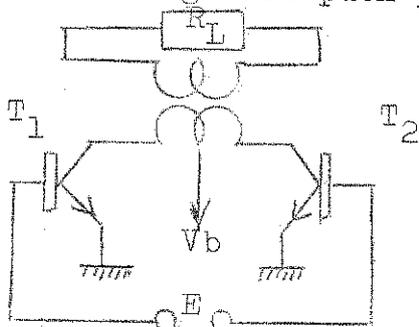


Fig.87.

Dans le cas d'un signal sinusoïdal, on montre que $I_0 = \frac{I_{max}}{\pi}$.

Calculons le rendement :

La puissance débitée par l'alimentation dans les deux transistors est de :

$$P = 2 V_b I_0 = \frac{2 V_b I_{max}}{\pi}$$

La valeur maximum du signal vaut : $V_{effmax} = V_b.2^{-\frac{1}{2}}$.

En choisissant le nombre de tours du transformateur de telle sorte que $R_L' = V_b/I_{max}$, on obtient :

$$P_{Lmax} = V_{eff}^2/R_L = V_{eff}^2/R_L' = \frac{1}{2} V_b I_{max}$$

Le rendement maximum d'un tel amplificateur sera donc de $\frac{\pi}{4} = \underline{78\%}$, ce rendement étant proportionnel à V_{eff} .

Dans ce montage, la puissance dissipée par les transistors augmente avec l'amplitude du signal. Dans le cas de l'utilisation de tubes voir la remarque concluant le § 16.3. .

Remarque :

Le fonctionnement en classe B permet en outre d'éliminer, par compensation, certains défauts de linéarité des caractéristiques des composants actifs.

Il faut toutefois tenir compte du fait qu'à faible niveau les pentes étant plus faible, il peut y avoir une certaine distorsion. C'est pour cette raison que l'on utilise souvent le fonctionnement en classe AB qui est un fonctionnement en classe B avec un courant de repos non-négligeable. On peut alors considérer que l'on a un fonctionnement en classe A pour de faibles signaux, en classe B pour les grands.

Chapitre 17 :

AMPLIFICATEURS BASSE FREQUENCE

On réserve ce nom aux amplificateurs destinés à transmettre les fréquences acoustiques (20 à 20 000 Hz). Ces amplificateurs doivent attaquer des haut-parleurs d'impédance relativement faible (quelques watts dans quelques ohms). Ce type d'amplificateur est abondamment décrit dans la littérature spécialisée à laquelle nous renvoyons le lecteur. Il n'est guère qu'une seule partie qui pose un problème, c'est l'étage destiné à transmettre avec le moins de distorsions possible une certaine puissance aux haut-parleurs. L'utilisation de transistors a permis la suppression du transformateur de sortie tout en conservant le principe du push-pull classe B ou AB. Cette transformation, impossible avec les tubes à moins d'en utiliser une dizaine en parallèle afin d'obtenir un courant suffisant, permet d'obtenir une bande passante bien plus large.

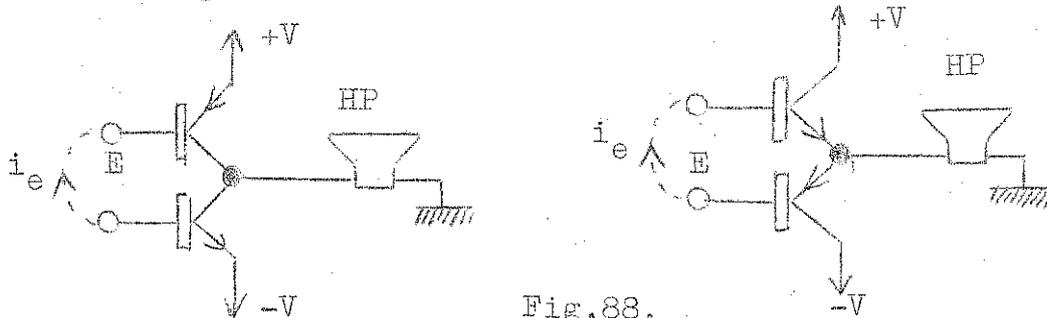


Fig.88.

Si l'on dispose de transistors PNP et NPN de puissance, on pourra choisir le montage I ou II. Le montage I exige une puissance de commande plus faible que le II, mais les risques sont plus grand d'avoir un ronflement dans le haut-parleur, résidu du 100 Hz après filtrage. Il est possible d'avoir une alimentation unique à la condition d'éviter qu'un courant continu traverse le haut-parleur. Si ainsi on veut transmettre une fréquence inférieure à 30 Hz, nous intercalerons un condensateur d'une capacité

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 5 \cdot 30} = 1000 \text{ mmF}, \text{ en supposant une impédance de } 5 \text{ ohm} \text{ pour le haut parleur.}$$

Puissance de sortie :

Supposons que chaque transistor supporte une puissance de 2W. Soit P la puissance maximum débitée par l'alimentation, on aura $78\%P =$ puissance maximum transmise par les transistors aux haut parleurs. On a alors $22\%P =$ puissance dissipée par les transistors = 2.2W, d'où $P = 18 \text{ W}$ et $P_L = 78\%P = 14 \text{ W}$.

Si l'on suppose que l'impédance du haut parleur est de 5 ohm, on aura $V_{\text{eff(max)}} = (14 \cdot 5)^{\frac{1}{2}} = 8,4 \text{ V}$. Chaque alimentation devra donc être de $8,4 \cdot 2^{\frac{1}{2}} \text{ V} = 12 \text{ V}$. Le courant maximum susceptible de traverser un transistor sera de $I_{\text{max}} = 12\text{V}/5 = 2,4 \text{ A}$. Il faudra alors s'assurer que chacun des transistors est capable de supporter un tel courant.

Remarque :

Jusqu'à présent les transistors NPN de puissance étant relativement cher, on a le plus souvent réalisé les amplificateurs push-pull à l'aide de deux transistors PNP. Ce mode de faire entraîne de petites complications dans l'attaque des transistors, puisque l'étage collecteur commun (étage supérieur) exige une forte tension d'entrée, l'étage émetteur commun, déphasé par rapport à l'autre, se contentant d'une faible tension d'attaque. Ces amplificateurs peuvent être munis d'une importante contre-réaction (voir chapitre suivant) anulant pratiquement toute distorsion dans le haut-parleur.

Chapitre 18 :

CONTRE - REACTION

La contre-réaction est un moyen pratique qui permet de stabiliser le gain des amplificateurs, en le rendant dépendant d'éléments passifs. La contre-réaction a d'autres part d'heureux effets sur la distortion et la bande passante.

18.1. : CONTRE-REACTION DE TENSION.

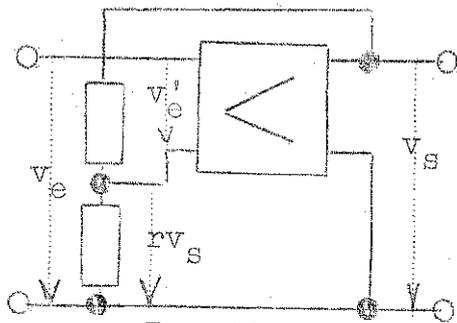


Fig.89.

Soit un amplificateur de gain G . Appliquons lui à l'entrée une r de la tension de sortie v_s de telle sorte que celle-ci se soustraie à v_e . On aura :

$$v_e' = v_e - (-rv_s) = v_e + rv_s$$

or $v_s = G v_e$ et $v_e' = v_s (1/G + r)$
 d'où

$$(66) \quad G' = \frac{G}{1 + rG} \quad \text{si } G' = \frac{v_s}{v_e'}$$

Le coefficient r est appelé taux de contre-réaction. Si G est grand, 1 devient négligeable devant rG dans (66) et on aura

$$(67) \quad G' \approx \frac{1}{r} \quad rG \ll 1$$

On remarque qu'alors on a :

- G' indépendant de G
- G' ne dépend plus que des éléments passifs fixant le taux.

Dans ces conditions, avec un gain et un taux de contre-réaction élevé, on peut obtenir un gain après contre-réaction de la précision des éléments passifs déterminant r . Calculons de manière précise :

$$\frac{dG'}{dG} = \frac{d}{dG} \frac{G}{1 + rG} = \frac{1}{(1+rG)^2}$$

introduisons alors "l'incertitude" sur le gain avec contre-réaction :

$$\frac{dG'}{G'} = \frac{dG}{(1+rG)^2}$$

divisons maintenant chaque membre par $\frac{dG}{G} = \frac{dG}{G'(1+rG)}$ il vient

$$(68) \quad \frac{\frac{dG'}{G'}}{\frac{dG}{G}} = \frac{1}{1+rG}$$

Ainsi, toute fluctuation dG sur G est réduite de $1+rG$ par l'application d'une contre réaction.

Exemple :

Supposons que le gain varie de 10% : $dG/G = 10\%$. Si $rG = 200$, G' ne variera que de 10/200 % soit 0,05%.

18.2. : INFLUENCE DE LA CONTRE REACTION SUR LES CARACTERISTIQUES DE L'AMPLIFICATEUR.

Par des considérations relativement simple, on arrive à déterminer entre autre les modifications suivantes :

1) La distortion diminue :

(69)

$$d' = \frac{d}{1+rG}$$

Lors d'une contre-réaction enveloppant plusieurs étages, on constate que la distortion introduite par les derniers est bien plus compensée que celle introduite par les premiers.

2) La résistance d'entrée augmente :

(70)

$$Re' = \frac{Re}{1+rG}$$

3) La résistance de sortie diminue :

(71)

$$Rs' = \frac{Rs}{1+rG}$$

4) la capacité d'entrée diminue :

(72)

$$Ce' = \frac{Ce}{1+rG}$$

5) La corbe de réponse est élargie pour les fréquences élevées :

Fig.90.

18.3.: INCONVENIENTS DE LA CONTRE-REACTION.

La capacité parasite existante inévitablement à la sortie d'un amplificateur risque de créer un déphasage indésirable entre la tension de contre-réaction et la tension d'entrée. Ce déphasage peut s'accroître aux fréquences élevées et engendrer des oscillations spontanées. En effet, si v_s se déphase à plus de 180° , son signe va changer et au lieu de se soustraire à v_e elle va s'y ajouter; le gain devient alors ∞ , et sans même avoir quelque chose à l'entrée, nous mesurons un signal, indésirable, à la sortie. Il est relativement facile d'éviter l'égalité

$$v_e = rv_s \quad (\text{condition d'oscillation})$$

avec un et éventuellement deux étages. Mais si la contre-réaction enveloppe plus de deux étages, nous devons nous attendre à des difficultés de mise au point. On peut alors essayer :

- de rendre les étages amplificateurs ultralinéaires,
- d'imposer un taux de contre-réaction fonction de la fréquence

- de fractionner la contre-réaction en ne la faisant agir que sur deux étages à la fois et utilisant une contre-réaction globale sur l'ensemble de ces paires d'étages.

18.4.: INFLUENCE DE LA CONTRE-REACTION SUR LE BRUIT DE FOND.

Le bruit de fond introduit par un composant actif dans un amplificateur peut être assimilé à un générateur de tension placé à l'entrée de ces composants. Si cet amplificateur possède plusieurs étages, le bruit introduit par le premier étage pourra être assimilé à un signal placé à l'entrée. Une contre-réaction agissant sur l'ensemble ne pourra alors pas réduire ce bruit. En effet, le rapport signal/bruit de la tension d'entrée n'est pas modifié puisque n'étant pas inérent à l'amplificateur lui-même. Ainsi :

$$\frac{v_e}{v_{br_1}} = \frac{v_s}{v_{br_1}}$$

18.5. : CONTRE-REACTION D'INTENSITE.

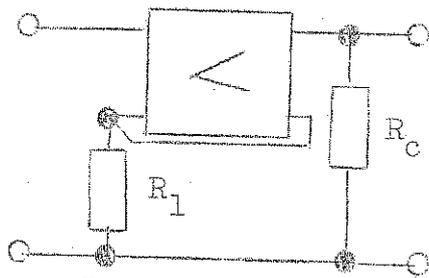


Fig.91.

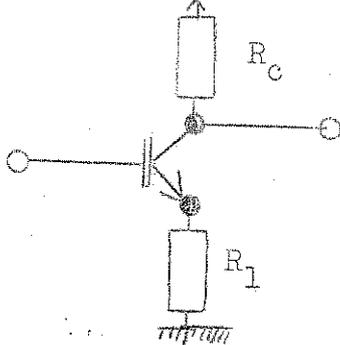


Fig.92.

Il est aussi possible d'envisager une contre-réaction d'intensité. Ses effets seront en la plupart des points semblables à ceux de la contre-réaction de tension.

Une telle contre-réaction est effectuée en intercalant une résistance dans le circuit de cathode ou d'émetteur d'un tube ou d'un transistor. Comme nous l'avons déjà vu en 14.3., le gain est alors égal à

(73)

$$G' \approx \frac{R_a}{R_k}$$

et le taux de contre-réaction est alors :

(74)

$$r = \frac{R_k}{R_a}$$

Il est intéressant de remarquer que dans ce montage tant R_s que R_e augmentent.