

UNIVERSITE D'ALGER
ELECTRONIQUE
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

3/68

Département Télécommunications

AKK



Projet Final :

Amplificateur B.F.



Proposé par
M. B. SANSAL

Etudié et réalisé par
M. KANE

Département

Télécommunications

Reçu, le 24/6/68

M. S.

AVANT-PROPOS.

L'étude et la réalisation de ce projet constituent l'aboutissement de mes années d'études à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger.

Je profite de l'occasion pour exprimer toute ma gratitude à messieurs les Professeurs qui, sans relâche et avec dévouement ont contribué à ma formation ; particulièrement j'exprime une grande reconnaissance à Mr. l'INGENIEUR DE PAEPE et au promoteur de ce projet Mr. l'INGENIEUR B. SANSAL.

I N T R O D U C T I O N

Nous nous proposons de réaliser un amplificateur destiné à équiper un électrophone portatif de faible puissance. Cet amplificateur comprendra un étage de sortie par transformateur précédé d'un étage préamplificateur. Nous n'étudierons que l'étage de sortie.

Ce que nous proposons de réaliser n'est pas énorme, mais toutefois il convient de dire d'une manière générale que le projet d'un appareil (amplificateur, moteur) est un travail compliqué quand on a pas soi-même l'expérience de réalisations semblables.

Pour éviter le calcul d'un équipement dont la construction ne donnerait pas satisfaction, il est toujours souhaitable de faire au préalable l'étude complète d'un système analogue dont on connaît les performances. Ainsi est-il possible de prélever sur l'appareil en état de marche les différents paramètres dont on a besoin pour l'appareil en projet.

C'est dans ce but que nous allons procéder au calcul d'un amplificateur selon les données du projet. Par mesure de prudence, nous vérifierons expérimentalement les résultats que nos calculs nous apporterons.

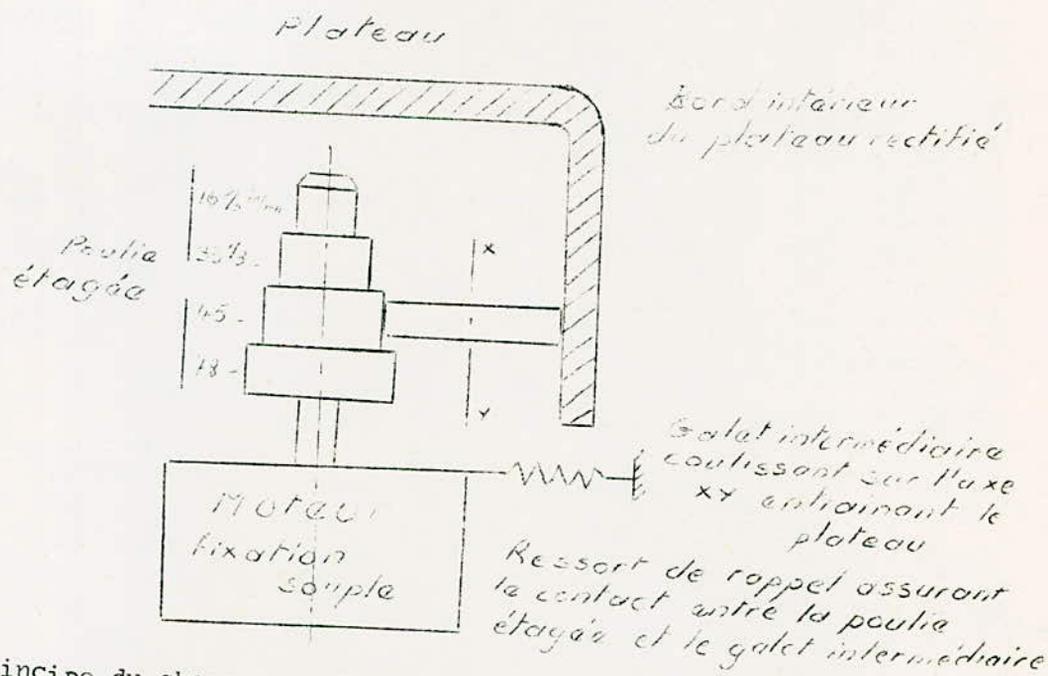
Avant d'aborder les calculs des éléments de notre amplificateur, il serait intéressant de donner quelques indications sur les lecteurs de disques qui fournissent l'énergie modulée à l'amplificateur, sur le haut parleur qui utilise l'énergie modulée de l'amplificateur et enfin sur l'amplificateur à transistors.

I. 1 PRINCIPE DE LA LECTURE DES DISQUES

Un lecteur de disques est un appareil qui transforme les vibrations mécaniques recueillies dans les sillons d'un disque en tension modulée à basse fréquence; c'est un transformateur d'énergie. C'est donc le tourne disques qui fournira l'énergie modulée à notre amplificateur.

Une table de lecture ou platine tourne-disques comprend :

- Un moteur électrique d'une puissance comprise entre 10 et 40 W tournant à 3000 tr/mm s'il est synchrone ou aux environs de 2.850 tr/Mm s'il est asynchrone.
- Son rotor devra être équilibré dynamiquement avec soin, afin qu'il ne vibre pas;



Principe du changement de vitesse d'un moteur tourne-disque.

- Un réducteur par poulie étagée entraînant par friction ou par courroie le bord du plateau (fig. I.1). La poulie comporte quatre étages correspondant aux vitesses de rotation du plateau de 78, 45, 33 1/3 et de 16 2/3 tr/mn. En pratique seules les vitesses de 45 et de 33 1/3 tr/mn sont utilisées, les disques de 78 Tr/mn ayant disparu du marché et des discothèques. Tout excentrement dans la poulie étagée, dans le système réducteur ou dans le plateau est générateur de vibrations parasites. Les excentremets produisent également une variation périodique de la vitesse de rotation du plateau. Il en résulte que le ton du son reproduit monte et descend périodiquement. Si la variation est occasionnée par l'arbre du moteur, elle est rapide et on l'appelle scintillement. Si elle est due au plateau, elle est lente et on l'appelle pleurage. L'oreille est très sensible à ce genre de défaut. On ne peut tolérer des variations de vitesse supérieures à 0,5 % de crête à crête; c'est-à-dire 0,25% de la vitesse normale.
- Un plateau qui reçoit le disque. Il sert également de volant régulateur et de blindage entre le moteur et le lecteur. Les forces d'inertie étant proportionnelles à la masse en mouvement et au carré de la vitesse, l'effet de régulation est d'autant moins grand que la vitesse est plus lente. C'est pourquoi, pour avoir une vitesse de rotation constante en 33 1/3 tr/mn, il faut que le plateau soit lourd de 1 à 3 Kg et qu'il soit entraîné par un moteur suffisamment puissant. Pour servir de blindage statique il doit être en métal non ferreux.

- Une platine de montage qui reçoit tous les éléments de la table de lecture. Elle est fixée au meuble ou au coffret par une suspension souple de façon à éviter l'effet " Larsen " entre le haut parleur et la tête de lecture;
- Un bras de lecture qui doit être parfaitement équilibré et très rigide de façon que sa résonance propre soit située en dehors de la plage de fréquences à transmettre (vers 20 à 30 hz). L'équilibrage est réglable sur les platines semi-professionnelles et professionnelles, il est pré-réglé sur les platines grand public. La force d'application de la pointe de lecture sur le sillon du disque est comprise entre 2 et 7 g selon les cellules de lecture. De plus, la pointe de lecture doit être parfaitement tangente au sillon du disque. Ce la ne peut-être vrai que pour un sillon. L'angle d'erreur maximal ne doit pas dépasser 4° pour le sillon le plus défavorisé d'un disque de 30 cm. Ce point est particulièrement important en stéréophonie. Au-delà de 5° on observe un mélange des deux modulations " gauche " et " droite ";
- Une tête de lecture monophonique ou stéréophonique qui peut-être classée en deux catégories :
 - Le lecteur à vitesse constante du type magnétique à fer mobile ou à bobine mobile. La tension de sortie est proportionnelle à la vitesse de vibration de l'aiguille.
 - Le lecteur à amplitude constante du type piézoélectrique. La tension de sortie varie avec l'amplitude de la modulation du sillon enregistré. Toutefois si on charge sur une résistance un lecteur piézoélectrique, ses caractéristiques deviennent très approximativement celles d'un lecteur à vitesse constante, ce qui signifie leur branchement sur l'amplificateur.

La pointe de lecture, sa fixation et son élasticité dans le sillon du disque produisent une résonance qui doit être au-dessus de la plage des fréquences à reproduire, c'est-à-dire au-dessus de 15.000 hz. Pour cela, la masse de la pointe et de sa fixation doit-être réduite. Le rayon de courbure d'une pointe pour disques 78 tr/mn est de 63 pour les disques microsillons 45 et 33 1/3 tr/mn il doit être compris entre 20 et 25 , pour les disques stéréophoniques il doit être de 17 . Afin de pouvoir lire un disque stéréophonique sur un électrophone monophonique, sans abimer son sillon, plusieurs constructeurs équipent leurs cellules monophoniques et stéréophoniques de la même pointe de 17 . Plus le rayon de la pointe diminue, plus il faut réduire la force d'application de la pointe sur le disque de façon que la pression ramenée au cm² n'atteigne pas des valeurs trop importantes. La force d'application optimale est de 25g pour un disque 78 tr/mn, de 7g pour un disque microsillon et de 5g pour un disque stéréophonique. Certains bras sont réglés à 3 g sur des platines professionnelles.

Plus la force d'application est réduite, plus la souplesse de la pointe doit être grande. La souplesse latérale est représentée par la force qu'il faut appliquer à l'extrémité de l'aiguille pour la déplacer

d'une distance déterminée dans le sens des ondulations du sillon. Elle s'exprime en cm./dyne. Une pointe insuffisamment souple ne peut suivre les sillons du disque et " saute " surtout lorsque la force d'application est faible (environ 10^{-6} cm/dyne).

La pointe peut être en saphir synthétique ou en diamant naturel. Dans l'échelle des durées, le diamant est la plus dure de toutes les matières connues. Le saphir vient juste après, mais l'écart entre les deux est très grand.

L'usure des pointes est d'autant plus rapide que le rayon de courbure est plus petit. Une pointe de 17μ en saphir devrait être remplacée après 50 heures d'audition de façon à éviter toute détérioration du sillon des disques. Une pointe en **diamant** dure beaucoup plus longtemps, entre 40 et 100 fois plus qu'une pointe en saphir. C'est pourquoi les cellules de qualité sont épuisées de pointes en diamant.

1. 2 PICK UP A RELUCTANCE VARIABLE

Dans ce lecteur de son, la variation de flux magnétique à travers sa bobine, crée une f-é-m induite qui est proportionnelle à la vitesse de déplacement de l'armature, soit :

$$e = \lambda v$$

Le déplacement x de l'aiguille est sinusoïdal et peut être formulé comme suit :

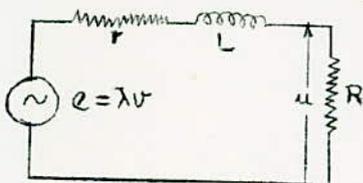
$$x = X_0 \sin \omega t; v = \frac{dx}{dt} = \omega X_0 \cos \omega t$$

il s'en suit que

$$E = \lambda V_0 = \lambda \omega X_0$$

La valeur maximale de la f-é-m induite est proportionnelle à l'amplitude du déplacement de l'aiguille et à la pulsation.

La tête de pick-up peut être représentée par son circuit équivalent (fig. I-2 a)



C'est un générateur de Thévenin de f-é-m et de faible impédance interne, soit $r = 600$ et $L = 0,5$ pour une tête de lecture " Général Electric ". Dans ces conditions, si l'on désigne par u la tension prélevée aux bornes de la résistance de charge R , on peut considérer les deux cas particuliers sui-

vants :

1) En admettant $R + r \ll L\omega$

$$U_o = R I_o \approx E \frac{R}{L\omega} \approx \frac{1 X_o}{L}$$

$$U_o = K_1 X_o = K_1 V_o / \omega$$

2) En admettant $R + r \gg L\omega$

$$U_o = R I_o = \frac{R E_o}{(R + r)} = \frac{1 R V_o}{R + r}$$

$$U_o = K_2 V_o = K_2 \omega X_o$$

Remarque : Il est préférable d'utiliser une faible résistance de charge car la tension d'entrée de l'amplificateur diminue avec la pulsation. En conséquence, un pick-up à réductance doit attaquer un étage à faible impédance d'entrée. Cette condition se réalise plus facilement avec les transistors qu'avec les tubes, en raison de la résistance de fuites de grille qui est élevée. D'autre part, on évite l'emploi d'un transformateur d'entrée qui pourrait réaliser l'adaptation d'impédance car celui-ci présente de nombreux inconvénients (prix distorsion

Une tête à reluctance présente les inconvénients suivants :

Sa f.é.m est assez faible ($E_o = 20$ mv pour $f = 1000$ hz et pour $V_o = 10$ cm/s ce qui correspond à la vitesse maximale d'un 33 tours), elle est sensible aux champs extérieurs, ce qui nécessite un blindage de la tête en mumétal, on doit lui adjoindre un réseau correcteur complexe, enfin son prix est élevé. En revanche, elle a l'avantage d'assurer une reproduction sonore de haute qualité.

I.3 PICK-UP PIEZÉLECTRIQUE

Ce pick-up utilise la torsion d'un ou de plusieurs lames de cristal piézoélectrique (sel de cigarette) dont les faces extérieures ont été recouvertes d'argent ou d'aluminium, ces lames étant maintenues par l'une de leurs extrémités dans un support fixe. Le mouvement de l'aiguille qui est solidaire de l'extrémité libre du cristal imprime à celui-ci une torsion et il en résulte une f-é-m proportionnelle au déplacement de l'aiguille, soit :

$$e = Kx$$

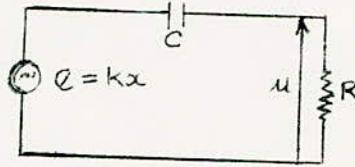
$$\text{et } E_o = K X_o = \frac{K V_o}{\omega}$$

La valeur maximale de la f - é - m induite est proportionnelle à l'amplitude du déplacement.

Circuit équivalent : C'est un générateur de Thévenin de
 $f - \acute{e} - m e = Kx$ et de grande impédance interne
 qu'on peut assimiler à une capacité $c \simeq 1,5 \text{ nF}$ (soit
 à 1000 hz $\frac{1}{c\omega} \simeq 100 \text{ K}\Omega$)

$$e = Kx$$

(fig. I.3)



Cas particuliers :

$$1) R \ll \frac{1}{c\omega}$$

on peut remplacer le générateur de tension par un générateur de courant
 ($E_o c\omega$) et l'on a :

$$U_o = R E_o c\omega = K R X_o c\omega = K R C V_o$$

$$U_o = \lambda V_o = \lambda \omega X_o$$

$$2) R \gg \frac{1}{c\omega} \quad \text{il s'en suit :}$$

$$U_o = E_o = K V_o / \omega$$

Remarque : On a intérêt, comme le calcul le montre, à utiliser une résis-
 tance de charge élevée pour obtenir une bonne restitution des fréquences
 basses et élevées. En conséquence :

Un pick-up piézoélectrique doit attaquer un étage à grande
 impédance d'entrée. Pour que cette condition soit réalisée, il faut que
 la résistance de charge soit environ dix fois plus élevée que l'impédance
 interne, soit $R \simeq 1 \text{ M}\Omega$.

Il présente sur le pick-up à reluctance les avantages sui-
 vants :

Sa $f - \acute{e} - m$ est assez élevée ($E_o = 0,5 \text{ V}$ à 1 V pour $f = 1000 \text{ hz}$ et pour
 $V_o = 10 \text{ cm/s}$ il est très léger, aussi y-a-t-il peu d'usure de l'aiguille et
 un très faible bruit de fond, il n'est pas nécessaire de lui adjoindre
 un réseau correcteur puisque la compensation est pratiquement réalisée,
 enfin son prix est très bas. En revanche, il a comme inconvénients :

Le sel de Seignette est sensible à l'humidité et il fond
 vers 55 degrés. De plus, la reproduction n'est pas aussi bonne qu'avec le
 pick-up à reluctance. Cependant, malgré ces inconvénients, il est très
 utilisé.

Le haut parleur utilise l'énergie modulée de l'amplificateur. Comme exemple de haut parleur, nous allons dire quelques mots du haut parleur électrodynamique

II I Haut parleur électrodynamique:

II I Principe :

Un haut parleur est un transformateur d'énergie. Il reçoit de l'énergie électrique, sous forme de puissance modulée fournie par l'amplificateur. Il rayonne dans l'air ambiant une énergie acoustique. Cette transformation s'effectue en deux temps :

- a) Transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique, c'est le rôle de la bobine mobile se déplaçant dans l'entre fer d'un aimant permanent.
- b) Transformation de cette énergie mécanique en énergie acoustique par l'action de la membrane, du baffle ou de l'enceinte acoustique.

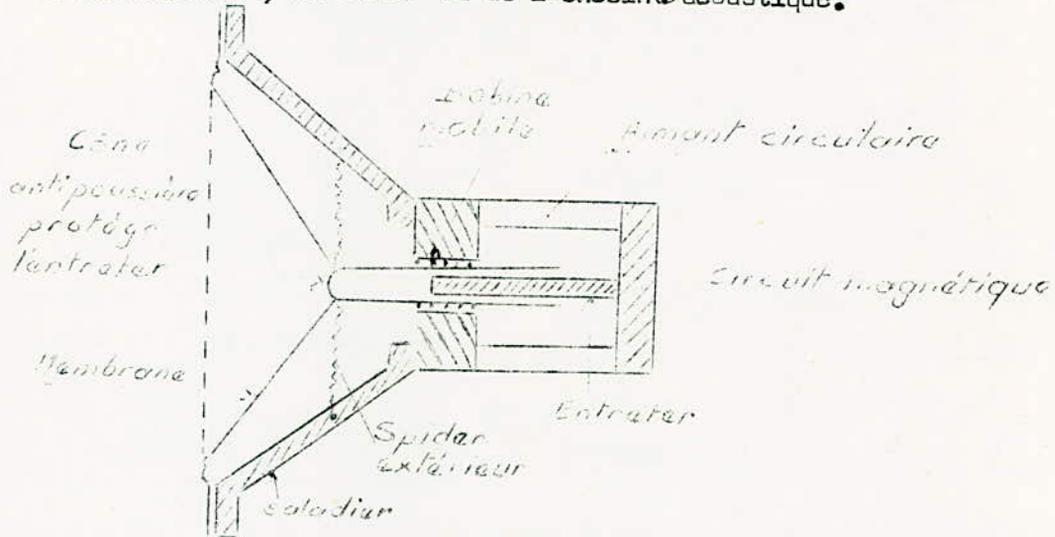


Figure II I Principe d'un haut parleur électrodynamique.

Un haut parleur électrodynamique est composé :

- d'une culasse formant le circuit magnétique et contenant l'aimant permanent ;
 - d'une bobine placée dans l'entre fer de la culasse et au centre d'un champ magnétique puissant ;
 - d'une membrane solidaire de la bobine mobile, fixée sur sa périphérie au saladier du haut parleur.
- Cette suspension doit être très souple ;
- et d'un spider intérieur ~~ou~~ extérieur qui maintient la bobine mobile au centre de l'entre fer. Il doit permettre les déplacements d'avant en arrière, sans les freiner et interdire les déplacements latéraux.

La bobine mobile ne peut compter que quelques spires, car elle doit être légère et se loger dans un entre fer le plus réduit possible. Son impédance à 1 khz est faible entre 2 et 15 kΩ. C'est donc un organe à basse impédance qui peut être branché directement sur les prises de même impédance du transformateur de sortie de l'amplificateur. L'ensemble mobile du haut parleur (bobine et membrane) possède une masse et une certaine rigidité , ce qui provoque des résonances . C'est pourquoi la courbe de réponse d'un haut parleur n'est jamais régulière, mais comporte des pointes pour certaines fréquences .

La résonance principale se situe dans les graves entre 25 et 200 HZ. On ne peut employer un haut parleur aux fréquences inférieures à cette résonance , car on relève une distorsion importante. Les constructeurs indiquent cette fréquence sur leurs catalogues . En haute fidélité, il faut choisir pour la reproduction des graves des haut- parleurs dont la fréquence de résonance soit la plus basse possible. De plus , si l'amplificateur a un taux de contre réaction élevé , son impédance de sortie est faible. Celle -ci va amortir la bobine mobile et freiner les résonances. Enfin , si le champ magnétique dans l'entrefer est élevé, de par la loi de Lenz , il freinera les mouvements de la bobine lors des résonances .

Pour la reproduction des graves, le haut parleur se comporte comme un piston ;c'est à dire que l'ensemble bobine -membrane se déplace d'un bloc. Il faut donc une membrane rigide et de grand diamètre . Sa fixation au saladier et son spider doivent être très souples de façon à permettre une grande élongation des déplacements de l'équipage mobile.

Au contraire pour les fréquences élevées c'est la partie centrale de la bobine qui seule entre en vibration . Il faut donc une bobine et une membrane légères . Une grande membrane n'est pas utile , elle est même nuisible. Il s'en suit donc qu'il est difficile de construire un haut parleur capable de reproduire toute la gamme des fréquences audibles. C'est pour cette raison qu'en haute fidélité on préfère utiliser deux haut parleurs :

un de grand diamètre spécialisé pour la reproduction des graves et un de petit diamètre (pour les aigues. Le hautparleur pour les graves a un grand diamètre (30 à 50 cm) une bobine mobile de grandes dimensions , un champ puissant produit par un aimant important , un saladier très rigide . Sa fréquence de résonance devra être la plus basse possible (30 hz) . Il pourra alors fonctionner de 30 à 1000 ou à 3000 HZ . On a intérêt à le limiter à la reproduction de 5 à 6 Octaves.

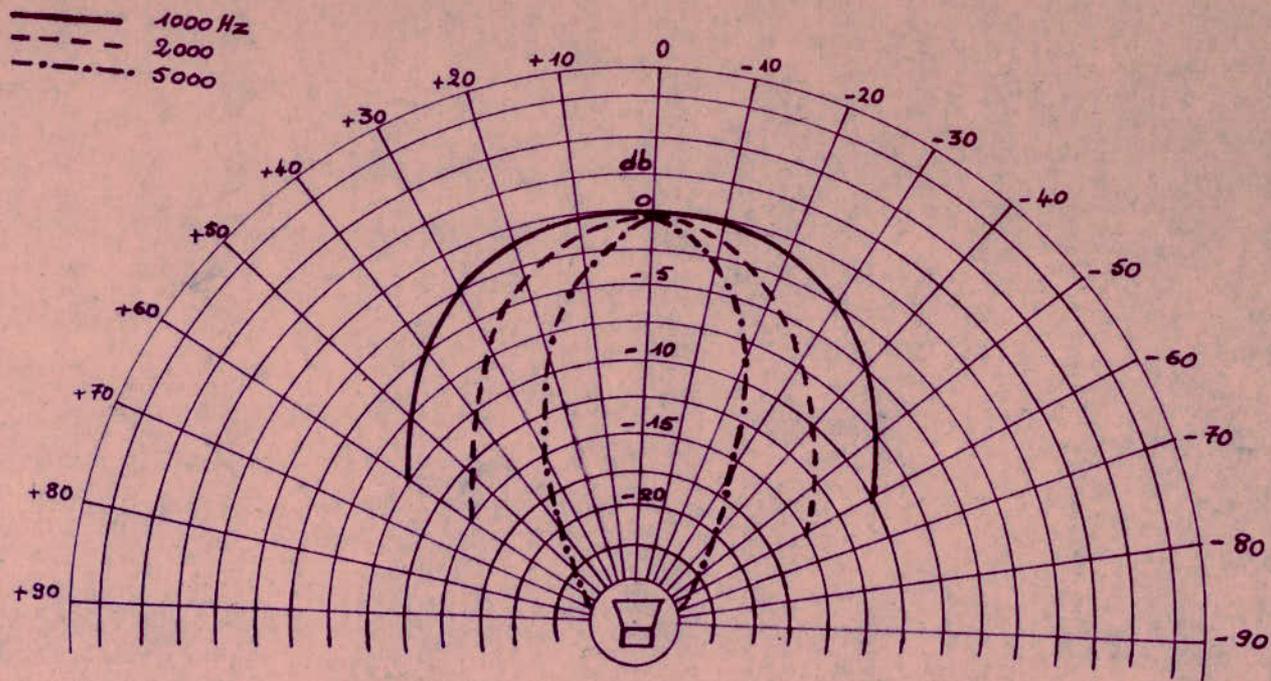


fig II-2

Courbe directionnelle du haut-parleur Thomson
type 20 AP.

Le haut parleur pour les aigues de 1000 ou 3000 Hz jusqu'à 15000 Hz a un petit diamètre (8 à 20 cm) à membrane rigide ayant une bobine mobile légère dans un champ magnétique intense :

Chacun des haut parleurs ne doit recevoir que les fréquences qu'il doit reproduire. Il faut donc placer un filtre entre l'amplificateur et les hauts parleurs :

Un haut parleur n'est jamais utilisé seul, il est indispensable de le monter soit sur un baffle, soit dans un pavillon, soit dans une enceinte acoustique.

En effet, les mouvements de la membrane créent sur ses deux faces des surpressions acoustiques déphasées de 180° ; si le haut parleur est utilisé seul la distance dans l'air qui sépare les deux faces de la membrane est inférieure à une demi longueur d'onde. On assiste à un court-circuit acoustique des toutes les fréquences basses. Le baffle évite ce court-circuit, ses dimensions doivent être plus grandes que $\lambda/2$ de la fréquence la plus basse à produire.

Pour reproduire la fréquence 30 Hz, le baffle doit avoir un diamètre de 5 mètres.

Un baffle de 1m de côtés permet de descendre jusqu'à 170 Hz, ce qui n'est pas de la haute fidélité. C'est pourquoi les enceintes acoustiques moins volumineuses ont pris un tel développement. Le rendement : $\frac{W_{acoustique}}{W_{modulé}}$ d'un haut parleur électrodynamique dépend de son montage et du rendement du baffle, du pavillon ou de l'enceinte utilisée. Il se situe généralement entre 2% et 6%. En sonorisation, on désire des haut parleurs puissants, robustes, bien protégés contre les intempéries et couvrant d'une façon satisfaisante toute la gamme des fréquences. On est moins exigeant sur la courbe de réponse qu'en haute fidélité. Pour l'utilisation en extérieur, on monte le haut parleur dans pavillon court qui le protège contre les intempéries et qui permet une manutention aisée. Une épaisse couche de feutre, ou de laine de verre absorbe la puissance acoustique issue de la face arrière de la membrane et empêche le pavillon de vibrer. le court circuit acoustique n'est plus à craindre, mais on sacrifie délibérément une partie de la puissance. Sur la face avant ; l'énergie sonore est concentrée dans un angle solide d'environ 30° de part et d'autre de l'axe du haut parleur. Le pavillon joue le rôle d'adaptateur d'impédance et malgré la perte arrière le rendement est un peu amélioré : on obtient entre 8% et 4%. La figure II -2 donne la courbe directionnelle d'un haut parleur en pavillon

III. - AMPLIFICATEUR A TRANSISTORS

III.-1 Principe : Pour cette étude, nous allons envisager seulement le branchement emetteur commun. Car ce montage est beaucoup plus utilisé que les deux autres. D'autre part, il a l'avantage de présenter une grande similitude avec le montage cathode commune du tube triode. Le signal est appliqué dans le circuit de la base qui joue le rôle de la grille et la tension de sortie est prelevée aux bornes de la résistance R_c du collecteur.

Si l'on se fixe sur les caractéristiques d'un transistor p.n.p branché en E.C., un point Q de repos de coordonnées V_{BE} , I_B , V_{CE} , I_c , puis si l'on se donne la résistance R_c du collecteur, on en déduit facilement les tensions des batteries d'alimentation.

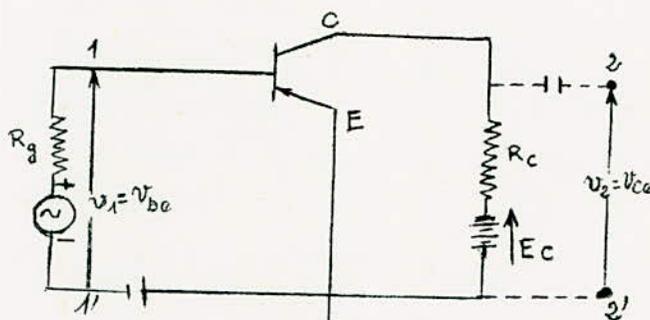


fig III.1

$$E_c = V_{CE} + R_c I_c$$

$$E_B = V_{BE} + R_B I_B$$

Ces tensions continues que l'on désigne également par les notations V_{CC} et V_{BB} , sont négatives pour les transistors p.n.p alors qu'elles seraient positives pour un transistor npn si $i_b = I_B \sqrt{2} \sin \omega t$ est le courant sinusoïdal à amplifier le courant total de base sera :

$$i_B = I_B + i_b$$

Il va s'en suivre une variation du courant collecteur ce qui causera un déplacement du point de fonctionnement qui était en Q,

Ce déplacement se produira sur une droite de charge facile à représenter dans le plan i_c , v_{ce} puisque l'on a

$$v_{CE} = E_c - R_c i_c$$

Sa pente est $\text{tg } \theta = - \frac{1}{R_c}$

Coordonnées à l'origine :

$$v_{CE} = E_c$$

$$i_c = \frac{E_c}{R_c}$$

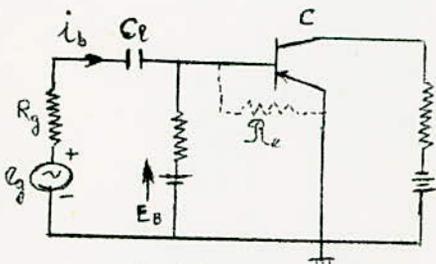


fig III-2-a

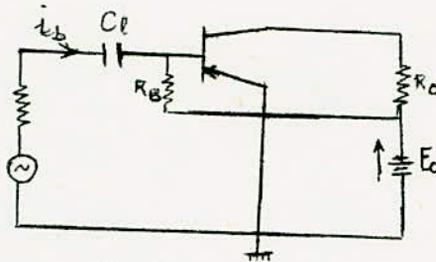


fig III-2-b

Le courant de repos I_B est fourni par la batterie E_B et si l'on désigne par \bar{R}_e la résistance d'entrée en régime continu on a

$$I_B = \frac{E_B}{R_B + \bar{R}_e}$$

Si \bar{R}_e est la résistance d'entrée en régime variable, on a $\bar{R}_e \neq R_e$. Toutes les deux sont faibles car elles concernent une diode polarisée dans le sens passant. Pour réaliser un point de repos stable, on fait

$$I_B = \frac{E_B}{R_B}$$

Considérons maintenant le comportement du transistor vis à vis du signal sinusoïdal. Une capacité C que l'on suppose très grande ($C = \infty$), a pour but d'empêcher la batterie de dépiler dans le générateur. Comme $R_B \gg R_e$ tout se passe comme si le générateur alimentait la résistance d'entrée soit :

$$i_b = \frac{e_g}{R_g + R_e}$$

Comme on veut réaliser une attaque en courant, on prendra $R_g \gg R_e$

d'où

$$i \approx \frac{e_g}{R_g}$$

Dans le cas général R_g représente la résistance interne du générateur de thévenin qui alimente l'entrée de l'amplificateur. Si elle est insuffisante, on la renforce par une résistance supplémentaire que l'on branche en série avec elle.

Remarques: a) L'étude que nous venons de faire est évidemment applicable au branchement base commune. Toutefois on peut noter qu'il est plus facile dans le montage émetteur commun de supprimer l'une des 2 batteries car les bornes des deux alimentations qui sont reliées à la masse ont même polarité. (fig. III.2b).

b) Si l'on considère un amplificateur à plusieurs étages, la résistance d'entrée du deuxième étage apparaît comme la résistance de charge (ou d'utilisation) du 1er étage. La résistance R_c , étant alors la résistance d'entrée est reliée au collecteur par l'intermédiaire d'une capacité supposée infinie, il en résulte que la droite de charge en régime dynamique n'a pas la même pente que la droite de charge en régime statique (de pente $\text{tg } \theta_s = -\frac{1}{R_c}$). La droite dynamique passe par le point de repos Q et elle a pour pente $\text{tg } \theta_d = -\frac{1}{R}$ (avec $\frac{1}{R} = \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_{e2}}$). Dans la pratique, il est intéressant que la plus grande partie du courant collecteur puisse traverser la résistance d'entrée de l'étage suivant, aussi choisit-on R_c grand par rapport à R_{e2} , ($R_c \gg R_{e2}$) et l'on a : $R \approx R_{e2}$. En définitive si l'on tient compte de l'ordre de grandeur des différents éléments, tout se passe comme si la résistance de charge d'un étage était la résistance d'entrée de l'étage suivant (fig. III.3).

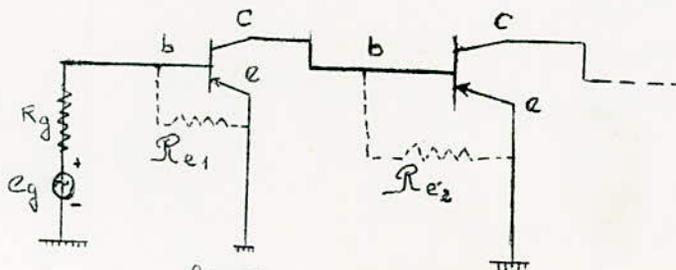


fig III-3-

III.2. - Bilan de puissance :

Comme pour un tube triodé à vide, on peut faire, le bilan de puissance d'un transistor qui fonctionne comme amplificateur

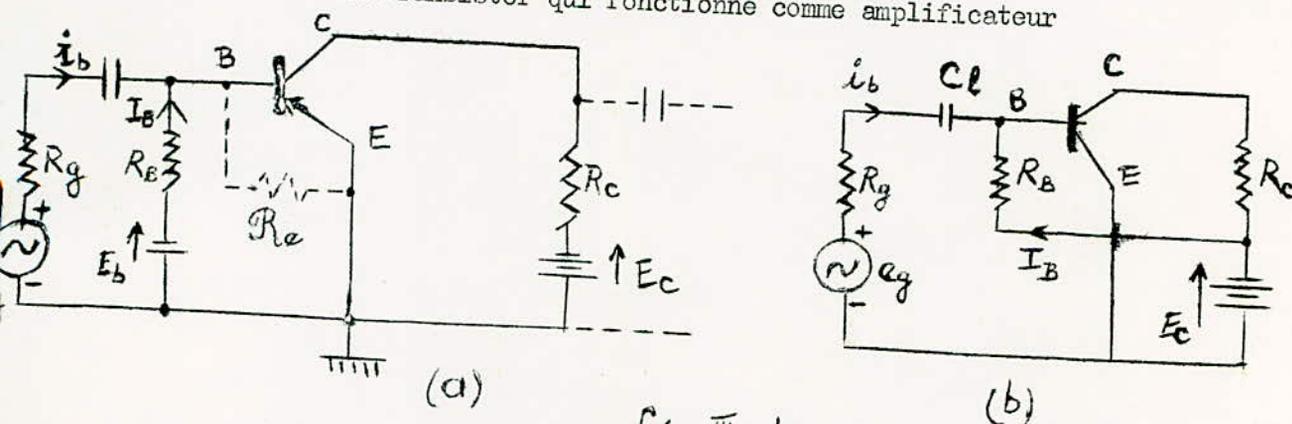


Fig III - 4

Le courant collecteur et la tension collecteur, ont respectivement pour valeur :

$$i_c = I_c + i_c \text{ et } v_{CE} = V_{CE} + v_{ce}$$

Où I_c et V_{CE} représentent les valeurs moyennes des grandeurs ondulées alors que i_c et v_{ce} sont les valeurs instantanées des grandeurs sinusoïdales.

a) La puissance fournie par la batterie au circuit du collecteur a pour valeur instantanée

$$p_f = E_c \times i_c = E_c I_c + E_c i_c$$

Comme E_c est constant et puisque la valeur moyenne de i_c est nulle, la puissance moyenne fournie a pour valeur :

$$p_f = E_c I_c$$

En conséquence :

Si l'on néglige la distorsion, la puissance fournie par l'alimentation est indépendante de l'amplitude du signal.

b) Calculons la valeur instantanée p et la valeur moyenne P de la puissance absorbée par charge.

$$\begin{aligned} p &= R_c i_c^2 = R_c (I_c + i_c)^2 \\ &= R_c I_c^2 + 2 R_c I_c i_c + R_c i_c^2 \end{aligned}$$

La valeur moyenne de i_c étant nulle, on a : $P = R_c I_c^2 + R_c I_c^2$
 I_c étant la valeur efficace du courant sinusoïdal, le deuxième terme
 ($P_u = R_c I_c^2$) représente la puissance utile et l'on en déduit facilement
 le rendement du circuit collecteur.

$$\eta = \frac{P_u}{P_f} = \frac{R_c I_c^2}{E_c I_c}$$

c) Il est alors facile, en faisant le bilan des puissances, de
 calculer la puissance moyenne dissipée dans la jonction du collecteur.

$$P_c = P_f - P$$

On en déduit que cette puissance dissipée est plus élevée en
 l'absence du signal sinusoïdal ($P_c = P_f - R_c I_c^2$) que si le signal est
 appliqué ($P_c = P - R_c I_c^2 - P_u$). Notons qu'en toute rigueur on devrait éga-
 lement tenir compte de la puissance dissipée par le courant base mais comme
 cette deuxième puissance est très faible on peut la négliger et écrire :

$$P_d = P_c + P_B \approx P_c$$

Comme pour le tube triode la puissance dissipée ne doit pas
 dépasser la valeur maximale fixée par le constructeur. Connaissant cette
 puissance on peut représenter dans le plan I_c, V_{CE} l'hyperbole de dissipa-
 tion maximale, et pour éviter tout échauffement excessif de la jonction
 on arrive à la conclusion suivante.

Le point de repos d'un amplificateur qui fonctionne sans distorsion en
 classe A ne doit pas se trouver dans la zone interdite.

Cette condition qui joue un rôle secondaire pour les étages d'
 entrée, le point de repos étant toujours très au dessous de la courbe de
 dissipation maximale est fondamentale pour les étages de sortie qui déli-
 vrent une puissance importante.

III. 3 - Nécessité de la stabilisation :

$$(1) \quad I_c = I_{c0} - \alpha I_E ; I_E = \frac{1}{\alpha} [I_{c0} - I_c]$$

Ces relations sont valables
 pour les trois montages du
 transistor.

$$I_c + I_E + I_B = 0$$

$$I_c + \frac{1}{\alpha} [I_{c0} - I_c] + I_B = 0$$

$$I_c \left[1 - \frac{1}{\alpha} \right] + I_B + \frac{1}{\alpha} \cdot I_{c0} = 0$$

$$I_c = - \frac{I_B \alpha}{\alpha - 1} - \frac{I_{c0}}{\alpha - 1}$$

$$(2) \quad I_c = \frac{I_B \cdot \alpha}{1 - \alpha} + \frac{I_{c0}}{1 - \alpha}$$

Le courant I_{c0} est le courant de saturation d'une diode, il est très faible (quelques μA) mais comme on l'a montré il double tous les 10 degrés pour les transistors au germanium (tous les 6 degrés pour les transistors au silicium). Dans le montage base commune (relation 1) le courant I_{c0} (que l'on appelle encore I_{cB0}) est le courant collecteur qui correspond à un courant d'entrée (courant émetteur) nul. Malgré ses variations, il demeure faible par rapport au courant collecteur et il ne nuit en rien au bon fonctionnement du transistor.

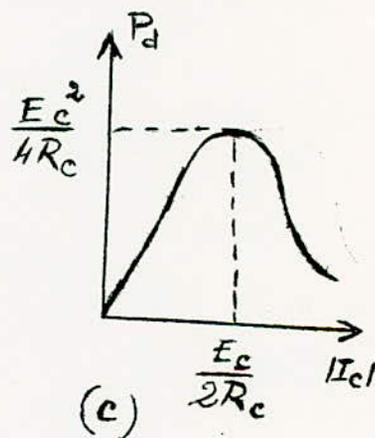
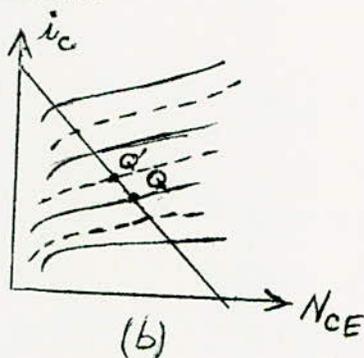
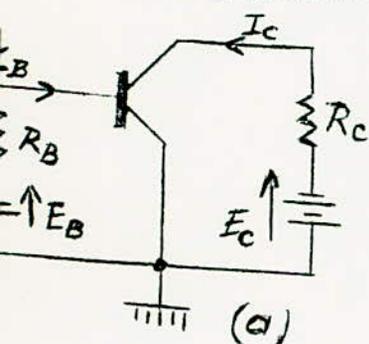


fig III - 5

Par contre, dans le montage émetteur commun, le courant collecteur qui correspond à un courant d'entrée (courant base) nul a pour valeur (relation 2) :

$$I'_{c0} = I_{cE0} = I_{c0} / (1 - \alpha) \approx 50 I_{c0}$$

Ainsi, pour une augmentation de la température ambiante y a-t-il un déplacement de l'ensemble des caractéristiques ce qui correspond sur la droite de charge à un nouveau point de fonctionnement Q'.

Ce déplacement des caractéristiques peut provoquer de la distorsion si le signal à une grande amplitude ce qui a lieu pour l'étage de sortie mais il peut aussi entraîner des repercussions sur la puissance dissipée dans la jonction. En particulier si la puissance dissipée augmente, la température de la jonction s'élève ce qui provoque une nouvelle augmentation du courant I_{CO} , ce phénomène d'emballlement thermique pouvant conduire à la destruction du transistor.

Proposons-nous de construire la courbe $P_d = f(I_c)$ pour rechercher les meilleures conditions de polarisation. On a :

$$P_d \neq P_c = V_c I_c = (E_c - R_c I_c) I_c$$

$$\frac{dP_c}{dI_c} = E_c - 2R_c I_c$$

Ainsi cette courbe (fig. III 5-c) passe par une valeur maximale pour $I_c = \frac{E_c}{2R_c}$.

$$\text{soit } V_c = \frac{E_c}{2}, \quad P_c = \frac{E_c^2}{4R_c}$$

Ainsi est-il souhaitable de polariser le transistor avec une tension collecteur égale à la moitié de la tension d'alimentation. Pour cela il faut prévoir un transistor capable de dissiper la puissance maximale calculée, d'autre part ce procédé n'est utilisable que pour un seul étage, aussi doit on rechercher d'autres procédés de stabilisation. En définitive :

Un transistor en émetteur commun doit être stabilisé :

Plusieurs procédés sont alors utilisés, pour juger de leur efficacité, on définit un facteur de stabilisation (cette dénomination n'est point exacte car plus ce facteur est grand, plus le système est instable) par le rapport de la variation du courant collecteur à la variation du courant de saturation, quand la température de la jonction varie :

$$S = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_{CO}}$$

On peut calculer facilement les facteurs de stabilisation de transistors rapprochés soit en base commune ($S = 1$ d'après la relation 1) soit un émetteur commun $S = \frac{1}{1 - \alpha} \simeq 50$ d'après la relation 2). Ainsi doit-on s'efforcer de ramener S à,

III -3.2. Stabilisation par résistance d'émetteur.

On insère dans le circuit de l'émetteur une résistance R_E et on alimente la base à tension constante par l'intermédiaire d'un pont formé de 2 résistances R_1 et R_2 branchées aux bornes de E_C . (fig. ci-dessous).

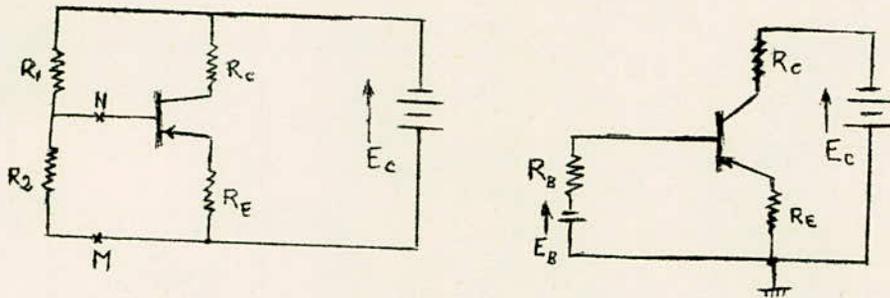


fig. III-6

En effet, par application du théorème de Thévenin, on peut débrancher le transistor en M et N puis calculer la f.e.m. E_B du générateur de Thévenin ainsi que sa résistance intérieure R_B , soit :

$$E_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_C, \quad R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Si le courant collecteur augmente, la chute de tension R_E augmente ce qui provoque une diminution de la tension entre la base et le collecteur. Alors le courant de la base diminue ce qui tend à réduire le courant collecteur!

Pour calculer le coefficient de stabilisation, on a les 2 relations suivantes

$$E_B = R_B I_B + V_{BE} + R_E (I_C + I_B) \quad (1)$$

$$I_C = \frac{I_{CO}}{1 - \alpha} + \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_B \quad (2)$$

Si l'on néglige la tension base-émetteur ($V_{BE} \approx 0,1V$), et si l'on porte dans la 1ère relation la valeur de I_B tirée de la 2ème il vient :

$$I_C = \frac{\alpha E_C}{R_E + R_B (1 - \alpha)} + I_{CO} \frac{R_E + R_B}{R_E + R_B (1 - \alpha)}$$

$$\text{Soit : } S = \frac{R_E + R_B}{R_E + R_B (1 - \alpha)}$$

Cette expression nous montre que le facteur de stabilisation dépend du rapport $\frac{R_B}{R_E}$ puisque l'on a $S = \frac{1 + \frac{R_B}{R_E}}{1 + (1 - \alpha) \frac{R_B}{R_E}}$, le transistor étant d'autant

plus stable que le rapport $\frac{R_B}{R_E}$ est plus faible. Par ailleurs on doit limiter le plus possible la consommation d'énergie dans ces résistances ainsi adopte-t-on généralement pour ce rapport une valeur comprise entre 5 et 10. On peut constater une certaine analogie entre la résistance R_E et la résistance de polarisation R_K d'un tube triode.

Comme pour R_K , la résistance R_E se doit jouer aucun rôle en régime sinusoïdal, c'est pourquoi on lui branche en parallèle une capacité C_E . Cette capacité doit présenter une faible impédance par rapport à R_E pour la plus basse fréquence à transmettre. En première approximation on peut adopter la règle du dixième ($X_E < \frac{R_E}{10}$), le calcul précis fait intervenir d'autres paramètres.

Remarque : Il est souvent nécessaire de déterminer avec précision le point de repos d'un transistor sur un schéma donné.

A cet effet, on utilise la famille de caractéristique $i_C = f(V_{CE})$ à i_B constant et l'on construit en premier lieu la droite de charge d'équation :

$$E_C = V_{CE} + (R_C + R_E) i_C + R_E i_B \quad (1)$$

Comme le courant base est faible par rapport au courant collecteur ($i_B \ll i_C$), on peut négliger le terme $R_E i_B$ soit :

$$E_C \approx V_{CE} + (R_C + R_E) i_C$$

Ensuite on tire i_C de la relation (1) et on le porte dans la relation suivante :

$$E_B = V_{EB} + R_E (i_B + i_C) + R_E i_B \quad (2) \quad \text{dans laquelle, on peut négliger } V_{EB}$$

Ainsi pour chacune des caractéristiques du réseau, le courant i_E est donné et on peut par le calcul déterminer la tension V_{CE} correspondante ce qui fixe un point de fonctionnement. Le lieu de tous ces points détermine une courbe (sensiblement rectiligne) que l'on appelle : courbe de polarisation. Le point de repos Q est alors à l'intersection de la droite de charge et de la courbe de polarisation.

Connaissant le point de repos on peut en déduire les paramètres du transistor.

Dans la stabilisation du point de repos intervient également les variations de V_{BE} et β

D'après le circuit équivalent simplifié (fig. III-7); on constate que

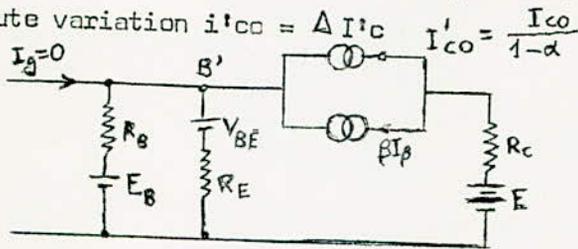


fig. III-7

se divise entre R_E et R_B , ce qui provoque une variation négative du courant base ($i_b = \Delta I_B$) et par suite une variation également négative. Celle-ci tend à compenser la variation initiale i'_{co} et la varia-

tion $i_c = \Delta I_C$ est alors plus faible que i'_{co} . Par le même raisonnement, on expliquerait que les variations de β et de V_{BE} sont également compensées. Ainsi est-il possible de rendre stable le point de fonctionnement malgré les variations des paramètres du transistor. Pour le degré de stabilisation on a :

$$E_B - V_{BE} = R_B I_B + R_E (I_B + I_C)$$

$$I_C = \beta I_B + I'_{co} \text{ soit}$$

$$I_C = \frac{\beta (E_B - V_{BE})}{R_B + (1 + \beta) R_E} + \frac{R_B + R_E}{R_B + (1 + \beta) R_E} \times I'_{co}$$

comme $I'_{co} = \frac{I_{co}}{1 - \alpha} = (1 + \beta) I_{co}$, il s'en suit

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta I_{co}} = \frac{(R_B + R_E) (1 + \beta)}{R_B + (1 + \beta) R_E} = \frac{R_B + R_E}{R_E + R_B (1 - \alpha)} = S$$

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} = - \frac{\beta}{R_B + (1 + \beta) R_E} \approx - \frac{S}{R_B + R_E}$$

Remarque : On peut également tenir compte de la variation de β , mais son étude est plus compliquée car I_c ne varie pas linéairement en fonction de β .
 Pour son calcul, I'_{c0} est négligeable dans l'expression de I_c et l'on a :

$$I_c = \frac{\beta (E_B - V_{BE})}{R_B + (1 + \beta) R_E}$$

Si nous prenons deux valeurs β_1 et β_2 du coefficient d'amplification, nous pouvons calculer le rapport des courants correspondants. Nous obtenons :

$$\frac{I_{c2}}{I_{c1}} = \frac{\beta_2}{\beta_1} \frac{R_B + (1 + \beta_1) R_E}{R_B + (1 + \beta_2) R_E}$$

Si l'on pose $\Delta I_c = I_{c1} - I_{c2}$ et $\Delta \beta = \beta_2 - \beta_1$, on a :

$$\frac{\Delta I_c}{I_{c1}} = \frac{\Delta \beta}{\beta_1} \frac{S_2}{1 + \beta_2}$$

Ainsi connaissant les valeurs extrêmes de β pour un type donné de transistor, puis les valeurs maximale et minimale admissibles du courant collecteur, est-il possible de calculer S_2 et par suite le rapport $\frac{R_E}{R_B}$!

III-4 Etage de sortie.

III-4-1. Généralités.

a) L'étage de sortie, dernier étage d'un amplificateur doit être capable de fournir au récepteur la puissance nécessaire à son fonctionnement, de ce fait il est traversé par des signaux de grande amplitude. Ainsi dans un tel fonctionnement non parfaitement linéaire, on raisonne directement sur les caractéristiques en évitant le plus possible l'emploi des circuits équivalents.

; b) comme pour les étages d'entrée, on peut utiliser à la sortie soit des tubes à vides (triodes, pentodes ou tétrodes à faisceaux dirigés) soit des transistors. Le montage le plus simple comporte un seul tube (ou transistor) qui fonctionne alors obligatoirement en classe A. C'est le cas de notre étude.

On peut également utiliser un étage à deux tubes (ou transistors) avec un montage particulier que l'on appelle push-pull, cet ensemble pouvant fonctionner, soit en classe A soit en classe B.

c) Le branchement d'un étage de sortie présente beaucoup d'analogies avec celui d'un étage d'entrée tandis que leurs études respectives sont différentes. En effet alors que pour l'étage d'entrée, le signal sinusoïdal d'entrée (tension grille ou courant base) est donné, pour permettre la détermination des différents éléments (point de repos, droite de charge en régime continu ...), pour l'étage de sortie c'est la puissance modulée de sortie qui est donnée. On connaît généralement la tension plaque (ou collecteur) et la puissance maximale que peut dissiper le tube (ou le transistor). On doit alors déterminer l'amplitude du signal sinusoïdal d'entrée permettant d'obtenir la puissance de sortie demandée avec un taux de distorsion acceptable. Dans ces conditions il est bien évident que le gain en puissance de l'étage n'est pas maximal.

Nous allons envisager l'étude de l'étage de sortie à transistor.

.../...

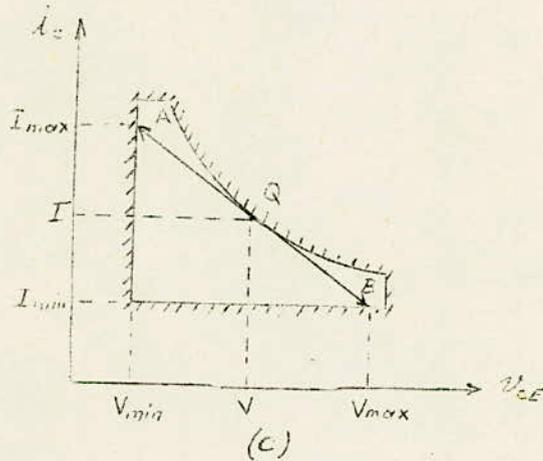
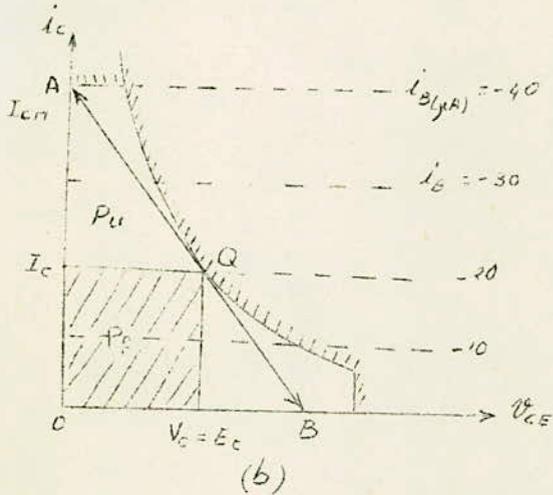
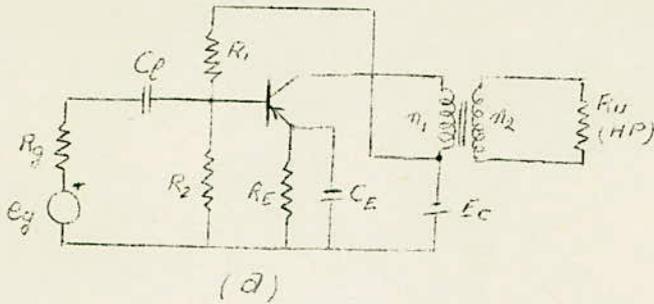


fig. III-4-1

sur les réseaux de KELLOG idéalisés qui sont formés de droites parallèles à l'axe de tension on peut comme pour la tube triode, hachurer les zones interdites définies comme suit :

- l'axe des tensions, le courant i_c ne pouvant pas changer de signe, c'est la droite $i_c = 0$
- La droite correspondant à l'intensité maximale admissible.
- La droite qui correspond à la tension maximale admissible
- L'hyperbole de dissipation maximale.

Comme pour le tube triode la droite de charge en courant continu est une parallèle à l'axe des courants d'abscisse égale à la tension d'alimentation E_c . Cette droite coupe l'hyperbole de dissipation maximale en un point Q que l'on choisit comme point de repos, la droite de charge en régime variable étant la tangente en Q à l'hyperbole.

En effet, suivant une propriété bien connue de l'hyperbole, toute tangente en un point Q coupe les axes de coordonnées en des points A et B tels que Q soit

le milieu de segment AB. Ainsi la puissance utile est-elle représentée par l'aire du triangle $AI_c Q$, alors que la puissance fournie par l'alimentation est représentée par l'aire du rectangle $OI_c QV_c$.

$$\text{Le rendement } \eta = \frac{P_u}{P_f} = 0,5 \text{ soit } 50 \%$$

Comme le rendement en classe A ne peut pas dépasser 50 %, la puissance utile est bien maximale puisque la puissance fournie est elle même maximale.

$$P_f = P_d$$

Dans ces conditions, on peut calculer la résistance de collecteur ainsi que le rapport de transformation $n = \frac{n_2}{n_1}$ du transformateur.

$$\text{on a } P_u = \frac{P_f}{2} \text{ et } R_c = \frac{E_c^2}{2 P_u}$$

$$\text{D'autre part comme } R_c = \frac{R_u}{n^2} \text{ il s'en suit que } n = \sqrt{\frac{R_u}{R_c}}$$

B - Cas pratique :

Si l'on tient compte de la distorsion, le domaine utilisable se rétrécit à nouveau en raison de deux nouvelles zones interdites :

a) Le courant collecteur ne doit pas descendre au dessous d'une valeur minimale I_{min} . En effet, pour un transistor, le courant collecteur conserve encore une certaine valeur quand le courant base est nul, soit

$$i_c = I'_{co} = \frac{I_{co}}{1 - \alpha}$$

b) La tension ne doit pas descendre au dessous d'une valeur minimale V_{min} : tension de déchet V_d . En effet pour les transistors, on observe un certain tassement des caractéristiques dans ce domaine, ce qui correspond à une distorsion excessive.

Après avoir hachuré les zones interdites, il est alors facile de mettre en place la droite de charge AB qui correspond à la puissance modulée maximale.

On peut obtenir 2 dispositions différentes suivant qu'elle se trouve en dessous de l'hyperbole de dissipation maximale ou bien qu'elle lui est tangente comme le cas de figure III-4-1 c. La droite de charge étant ainsi bien précisée, on peut calculer la puissance utile et le rendement du circuit collecteur.

$$P_u = \frac{(V_{max} - V_{min}) (I_{max} - I_{min})}{8}$$

$$P_f = E_c I_c \quad \text{et} \quad \eta = \frac{P_u}{P_f}$$

Comme le rendement est légèrement inférieur à 50 %, on arrive à la conclusion suivante pour le choix d'un transistor de puissance :

La puissance dissipée du transistor doit être supérieure à deux fois la puissance utile.

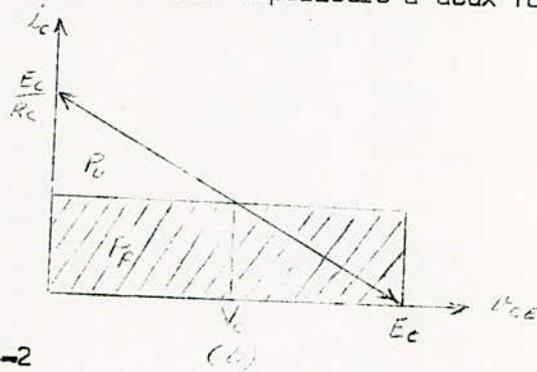
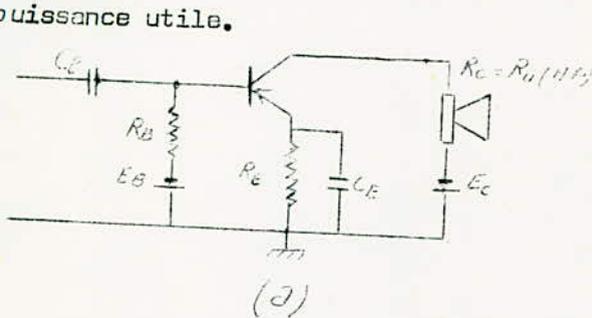


fig. III-4-2

1) On peut disposer directement le H.P. dans le circuit collecteur (fig. III-4-2-a) ceci présente les avantages suivants :

- a) Amélioration de la réponse en fréquence, le transformateur à noyau de fer étant toujours la cause de distorsion.
- b) Gain de place et économie, car un transformateur de sortie coûte cher et il est encombrant.
- c) Meilleure stabilisation, car on peut alimenter le collecteur avec une tension égale à la moitié de la tension d'alimentation, soit $V_c = \frac{E_c}{2}$

Par contre il présente les inconvénients suivants :

- a) La composante continue traverse le H.P.
- b) On est limité par le nombre réduit des H.P. d'impédance élevée, c'est-à-dire d'une centaine d'ohms.
- c) Le rendement dans le cas idéal n'est plus que de 25 %

Il faut toutefois noter que malgré la différence de rendement, on peut, avec un transistor donné, obtenir la même puissance utile quelque soit le montage utilisé. En effet, si l'on supprime le transformateur, la puissance dissipée dans la jonction ($P_d = V_c I_c$) n'est plus que la moitié de la puissance fournie par la batterie.

2) Il est important de noter enfin que les droites de charge en régime continu, qui ont servi pour déterminer le point de repos du transistor, ne sont qu'approximatives. En effet, si le transistor comporte un transformateur de sortie, on a en régime continu :

$$V_{cE} = E_C - R_p i_c - R_E i_c$$

en désignant respectivement par R_p et R_E les résistances du primaire du transformateur et du circuit émetteur. Mais comme ces résistances sont faibles, cette droite est confondue avec la droite $V_{cE} = E_C$. De même, quand on supprime le transformateur de sortie, les droites de charge en régime variable ne sont pas rigoureusement confondues.

IV Calcul des éléments d'un amplificateur

IV - 1 Description de l'amplificateur.

L'amplificateur nous nous proposons de réaliser (Figure IV6I) est destiné à équiper un électrophone portatif de faible puissance. Il comprend un étage de sortie par transformateur précédé d'un étage préamplificateur. Nous étudierons seulement l'étage de sortie. Les deux transistors utilisés sont des 2 N525. Dans tout ce qui suit nous admettons que le point de fonctionnement peut se déplacer dans toute la portion de plan comprise entre les axes et les deux droites d'équation $I_c = 50 \text{ mA}$ et $V_c = 20 \text{ V}$, c'est à dire que nous négligerons I_{c0} ainsi que la tension de coupure V_k des caractéristiques.

La tension d'alimentation est de 10 V et les capacités C_1, C_2, C_3 ont des valeurs suffisamment élevées pour leur rôle de liaison ou de découplage et ne pas intervenir dans le calcul des gains en alternatif.

IV - 2 Polarisation : La résistance des enroulements du transformateur étant négligeable, nous allons déterminer en fonction de R_G, E , le courant I_c , la tension V_{cE} de polarisation continue que l'on doit adopter pour que la puissance dissipée au repos dans le transistor T_2 soit P_0 .

Cette puissance peut se formuler comme suit

$$P_0 = V_{cE} I_c$$

D'autre part l'expression de la droite de charge s'écrit:

$V_{cE} = V_c - R_G I_c$ si nous négligeons en première approximation le courant I_B . D'où le système que nous devons résoudre :

$$\begin{cases} P_0 = V_{cE} I_c \dots\dots (I) \\ V_{cE} = V_c - R_G I_c \dots\dots (II) \end{cases}$$

I_c et V_{cE} sont les inconnues.

$$P_0 = I_c (V_c - R_G I_c) \quad \text{d'où} \quad R_G I_c^2 - V_c I_c + P_0 = 0$$

$$I_{c1} = - 80,75 \text{ mA}$$

$$I_{c2} = - 11,25 \text{ mA}$$

Etant donné le domaine de fonctionnement, il s'en suit que seule la valeur $I_c = -11,25 \text{ mA}$ convient.

$$V_{cE} = V_c - R_G I_c \quad \text{d'où} \quad \underline{V_{cE} = - 8,8 \text{ V}}$$

Pour $V_c = 10 \text{ volts}$; $R_G = 100 \Omega$ et $I_c = - 11,25 \text{ mA}$.

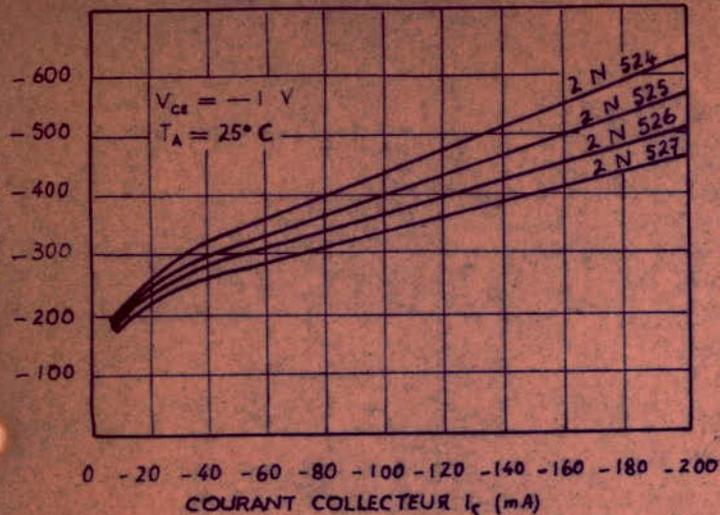
La droite de charge en continue est définie par:

$$V_{cE} = V_c - R_G I_c \quad \text{Elle a pour coordonnées à l'origine} :$$

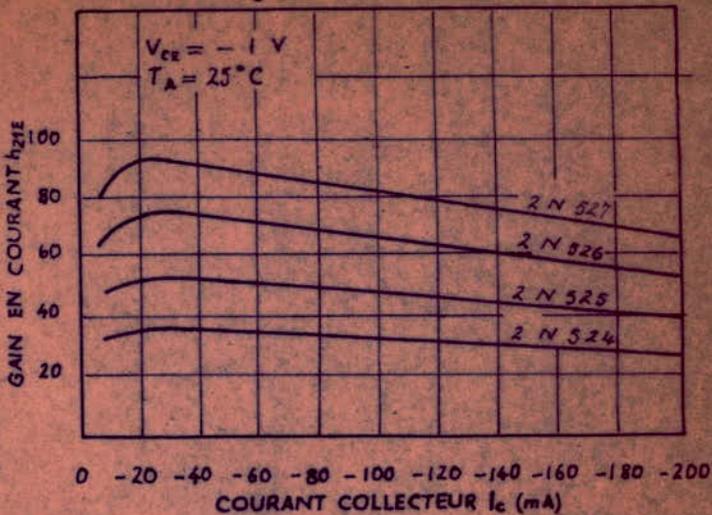
$$; \quad V_{cE} = V_c = 10 \text{ V}$$

$$I_c = \frac{V_c}{R_G} = 100 \text{ mA}$$

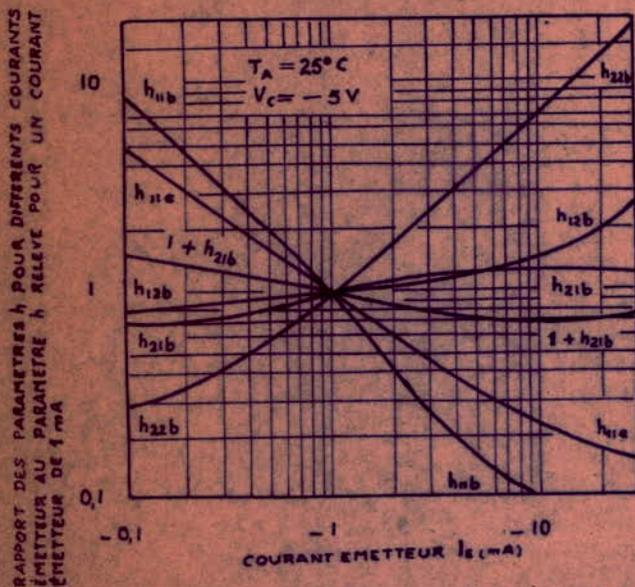
TENSION D'ENTRÉE POUR DIFFÉRENTS COURANTS COLLECTEUR
Montage en émetteur commun



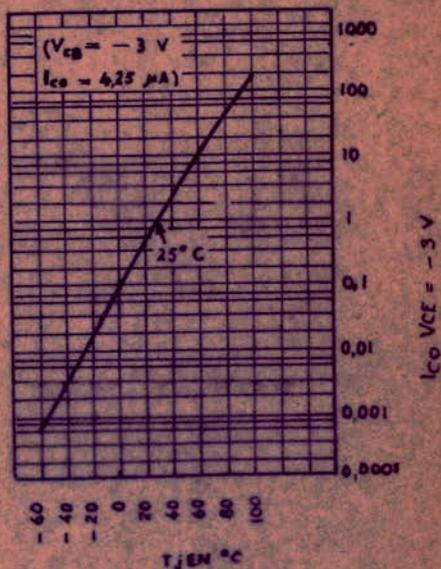
GAIN EN COURANT CONTINU POUR DIFFÉRENTS VALEURS DU COURANT COLLECTEUR
Montage en émetteur commun



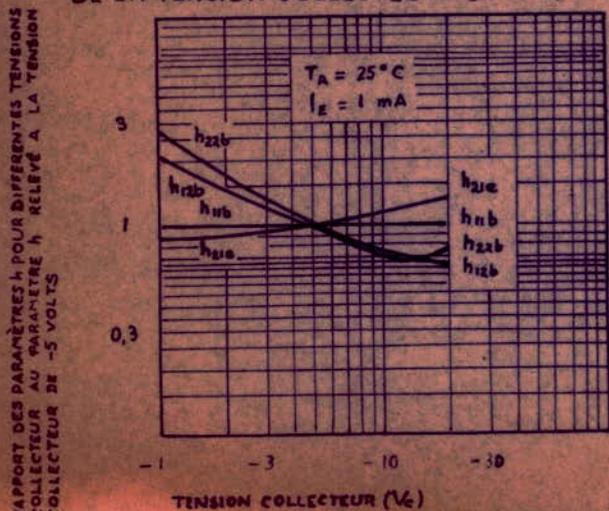
VARIATION DES PARAMÈTRES h EN FONCTION DU COURANT ÉMETTEUR $V_c = -5\text{ V}$



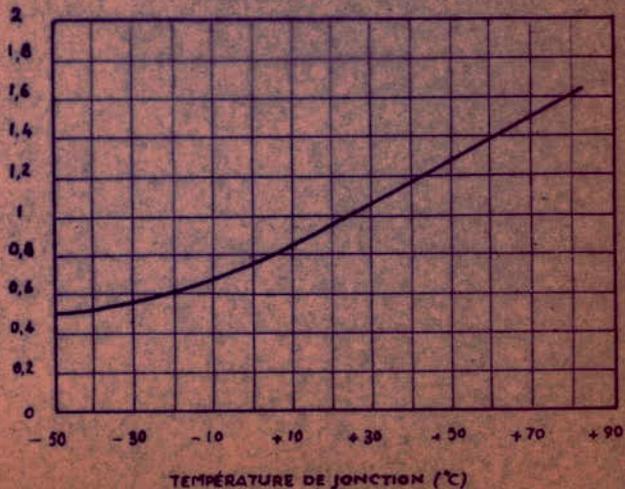
RAPPORT DU COURANT INVERSE I_{co} POUR DIFFÉRENTS TEMPÉRATURES DE LA JONCTION AU COURANT INVERSE I_{co} MESURÉ A 25° C



VARIATIONS DES PARAMÈTRES h EN FONCTION DE LA TENSION COLLECTEUR $V_c = -5\text{ V}$

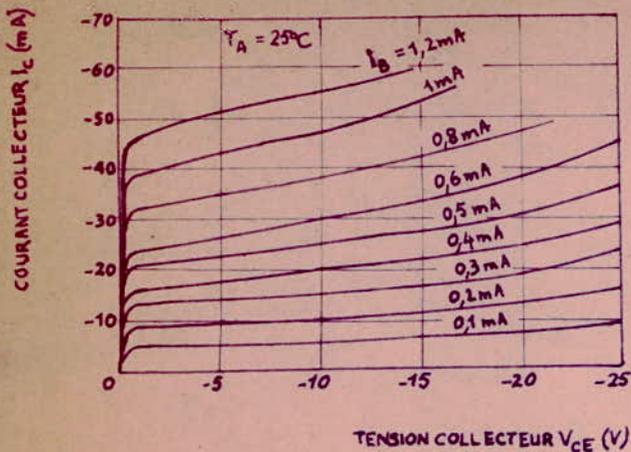


RAPPORT DU GAIN EN COURANT POUR DIFFÉRENTS TEMPÉRATURES DE LA JONCTION AU GAIN EN COURANT A 25° C



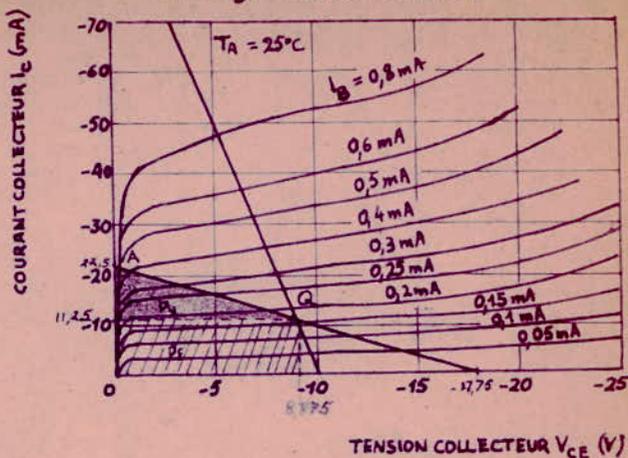
CARACTÉRISTIQUES DE SORTIE TYPE 2 N 524

Montage émetteur commun



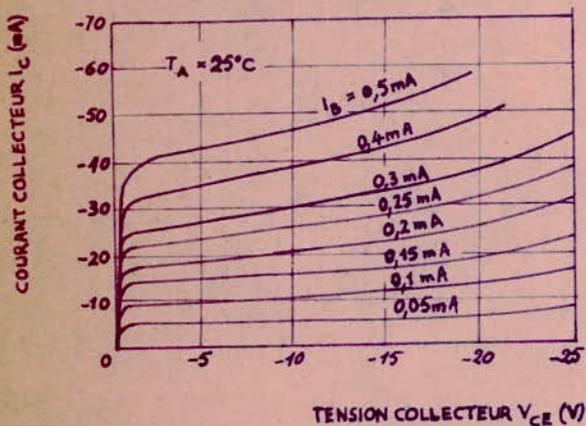
CARACTÉRISTIQUES DE SORTIE TYPE 2 N 525

Montage émetteur commun



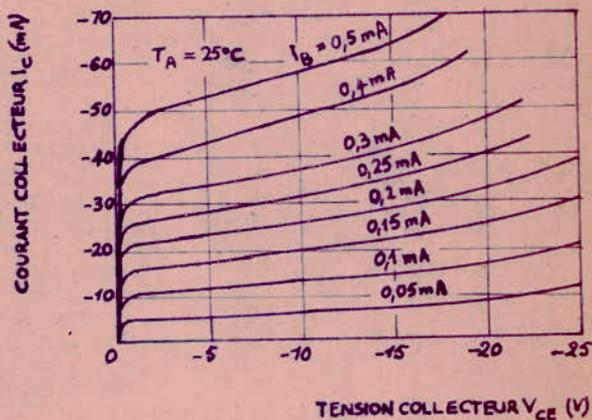
CARACTÉRISTIQUES DE SORTIE TYPE 2 N 526

Montage émetteur commun



CARACTÉRISTIQUES DE SORTIE TYPE 2 N 527

Montage émetteur commun



En utilisant le ~~ressou~~ ressou ~~edu~~ des caractéristiques nous avons lu pour:

$$\underline{\underline{I_B \neq 0,2 \text{ mA}}}$$

$$\underline{\underline{V_{BE} \neq -200 \text{ mV}}}$$

Détermination de la charge alternative ramenée au primaire du transformateur qui assure la tension de sortie sinusoïdale maximale, de la valeur crête à crête de cette tension et de la puissance modulée correspondante.

- Charge alternative ramenée

A partir du point de fonctionnement Q déjà défini, nous déterminons la droite de charge en régime variable: AB. Son équation d'une manière générale s'écrit en coordonnées rectangulaires sous la forme /

$$y = ax + b$$

Si nous identifions y à I_c et x à V_{cE} , en déterminant a et b nous aurons

$$I_c \neq -1,25V_{cE} - 22,5 \text{ soit}$$

$$\underline{\underline{V_{cE} \neq -0,8 I_c - 18}}$$

La charge alternative ramenée au primaire du transformateur qui assure la tension de sortie sinusoïdale maximale est égale à

$$Z = \frac{V_{cE}}{I_c} \text{ soit } \frac{17,75}{22,5} \neq 0,8 \cdot 10^3 = 800 \Omega$$

$$Z = 800 \Omega$$

$$\underline{\underline{Z = 800 \Omega}}$$

La valeur crête de cette tension (mesurée au primaire) se lit sur la Figure IV-2

Elle est égale à $V_{cc} = 17,75$ volts.

La valeur eff. çace de la tension est

$$V_{eff} = \frac{17,75}{2 \sqrt{2}}$$

La puissance modulée maximale correspondante est :

$$W = V_{eff}^2 \neq 17,75^2 = 49 \text{ mW}$$

En conclusion conformément à la théorie, la puissance dissipée du transistor est $\approx 2 \text{ W}$

Détermination du rapport de transformation .

Comme nous avons un transformateur idéal , nous pouvons écrire

$$P_L = U_1 I_1 = U_2 I_2$$

$$U_2 = r I_2 \text{ et } \frac{I_2}{I_1} = \frac{U_1}{U_2} = n = \frac{n_1}{n_2}$$

$$P_L = r I_2^2 = R_c I_1^2 \quad ; R_c \text{ étant la résistance ramenée au primaire:}$$

$$R_c = \frac{r I_2^2}{I_1^2} = n^2 r$$

$$n = \sqrt{\frac{R_c}{r}} = \sqrt{\frac{800}{2,5}} \neq 10$$

$$\underline{\underline{n \neq 10}}$$

Détermination des valeurs des paramètres hybrides au point de fonctionnement . D'une façon générale avec les paramètres hybrides nous pouvons écrire les relations suivantes:

$$\begin{cases} v_1 = h_{11} i_1 + h_{12} v_2 \\ i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} v_2 \end{cases}$$

Dans le cas de notre étude , montage en émetteur commun , nous aurons:

$$\begin{cases} v_{BE} = h_{11} i_B + h_{12} v_{CE} \\ i_C = h_{21} i_B + h_{22} v_{CE} \\ h_{11e} = \left[\frac{v_{BE}}{i_B} \right]_{v_{CE}=0} \approx 1k\Omega \end{cases}$$

$$h_{12e} = \left[\frac{v_{BE}}{v_{CE}} \right]_{i_B=0}$$

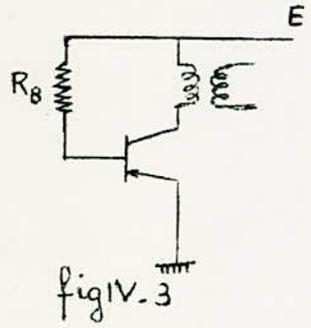
= 0,02 quantité très ^{petite} ce qui justifie d'ailleurs l'approximation

$h_{12e} = 0$ qu'on nous disait de faire dans la suite des calculs

$$h_{21} = \left(\frac{i_C}{i_B} \right)_{v_{CE}=0} \neq 60$$

$$; h_{22} = \left(\frac{i_C}{v_{CE}} \right)_{i_B=0} \neq 1,3 \text{ mho}$$

IV. 5. Valeur de la résistance R_B qui, placée seule entre base et alimentation dans le montage de fig. IV. 3, assurerait le même courant collecteur.



$$I_B = \frac{E - V_{BE}}{R_B} = \frac{I_C}{H_{21}}$$

$$R_B = H_{21} \frac{E - V_{BE}}{I_C} = H_{21} \frac{10 - 0,2}{11,25 \cdot 10^{-3}}$$

$$R_B = 60 \frac{10 - 0,2}{11,25} \approx 53 \text{ K}\Omega$$

$R_B \approx 55 \text{ K}\Omega$

IV. 6 . Détermination de R_4 et R_5 .

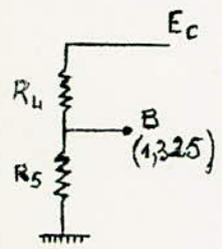
a) Le courant de base $I_B \approx 0,2 \text{ mA}$

La tension sur l'émetteur est $R_6 I_E \approx R_6 I_C$
 La tension sur la base est : $-0,2 + R_6 I_C$

Etant donné qu'il y a une chute base-émetteur de $-0,2 \text{ v}$ pour $I_E \approx I_C$, la tension sur la base est donc :

$$-0,2 - 11,25 \cdot 10^{-3} (100) = -1,325 \text{ v.}$$

Si nous prenons un pont débitant au moins un courant $I = 5 I_B = 0,2 \times 5 = 1 \text{ mA}$, nous aurons sensiblement :



$$R_4 + R_5 \approx \frac{E_C}{I} = 10 \text{ K}\Omega$$

$$V_B = R_5 (I - I_B)$$

$$R_5 = \frac{V_B}{(I - I_B)} \quad (1) \rightarrow R_5 = \frac{1,325}{10 - 0,2} = 1,65 \text{ K}\Omega$$

$$R_4 = \frac{E_C - V_B}{I} \quad (2) \rightarrow R_4 = \frac{10 - 1,325}{1} = 8,675 \text{ k}\Omega$$

b) Si nous remplaçons dans notre montage un transistor de gain β par un autre de gain β' , le courant collecteur passant de I_c à I'_c avec $I_c = 5 I'_c$, nous pouvons écrire comme nous l'avons montré dans III. 3.2, équation suivante

$\frac{I_c}{I'_c} = 5 = \frac{\beta}{\beta'} \frac{R_B + (1 + \beta') R_E}{R_B + (1 + \beta) R_E}$ qui nous conduit à la relation :

$$k R_4 = R_5 (1 - k) \text{ avec } k = \frac{\beta - \beta' (5 + 4\beta)}{5\beta' - \beta}$$

IV.7 . L'impédance d'entrée

$$Z_e = \frac{v_1}{i_1} \text{ avec } v_1 = i_1 [h_{11} + R_6 (1 + h_{21})]$$

$$Z_e = h_{11} + R_6 (1 + h_{21}) \approx 9 \text{ k}\Omega$$

Le gain en tension est $G_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{h_{21}}{\Delta h + \frac{h_{11}}{R_c}} \approx 20$

La tension crête à crête ... que doit fournir l'étage préamplificateur pour atteindre la puissance maximale que nous avons déterminée au IV.2, est

$$V = 17,75 : 20 \approx 0,9 \text{ volts}$$

Pour les capacités de liaison et de découplage, nous avons pris les valeurs suivantes :

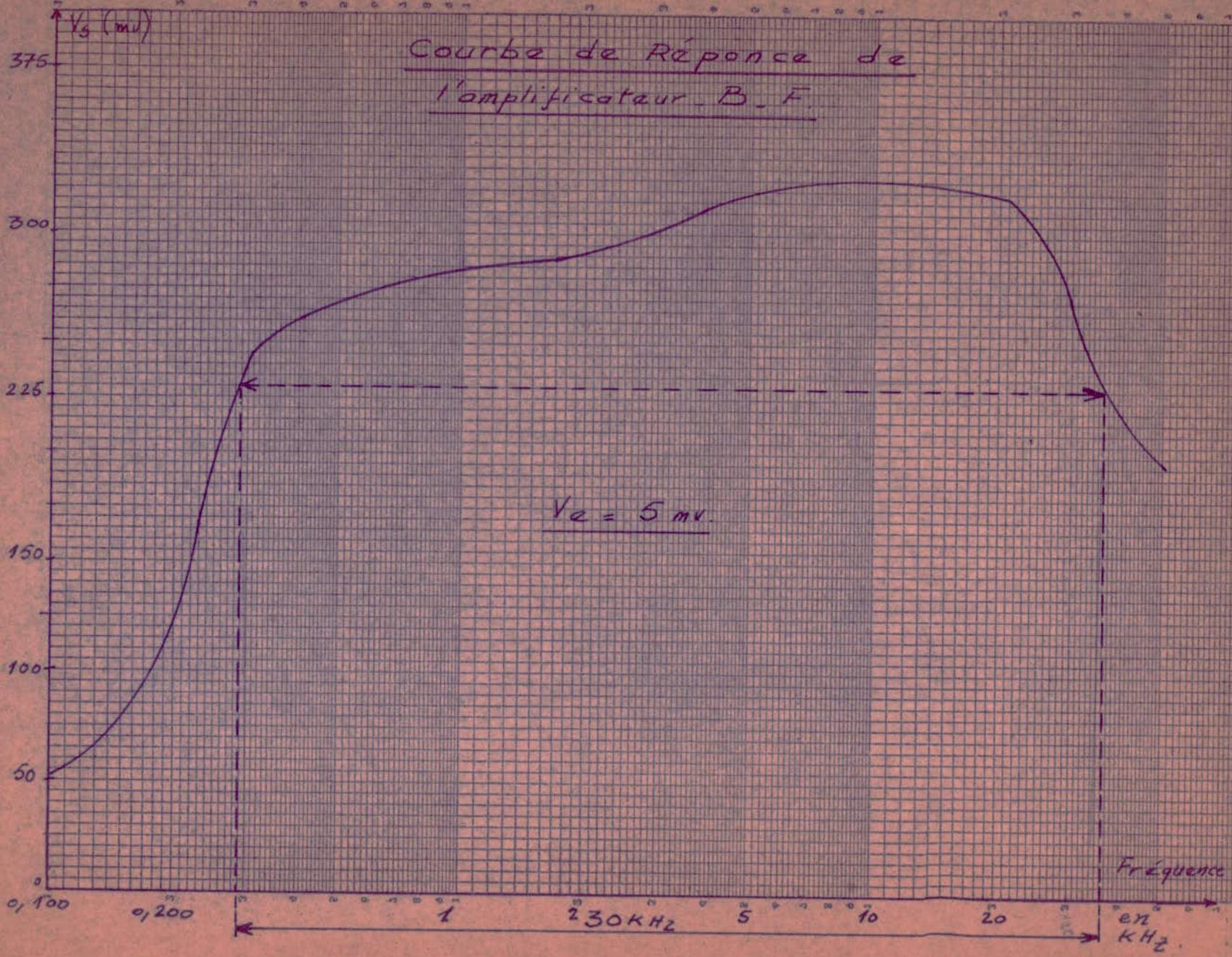
C1 = 20UF Capacité d'entrée

C2 = 50UF Capacité de liaison

C3 = 100UF Capacité de découplage du deuxième transistor

C'3 = 50UF Capacité de découplage du premier transistor.

Nous avons réalisé l'amplificateur dont nous venons de déterminer les éléments. La courbe de réponse du haut-parleur se trouve sur la figure ci-contre .



Conclusion

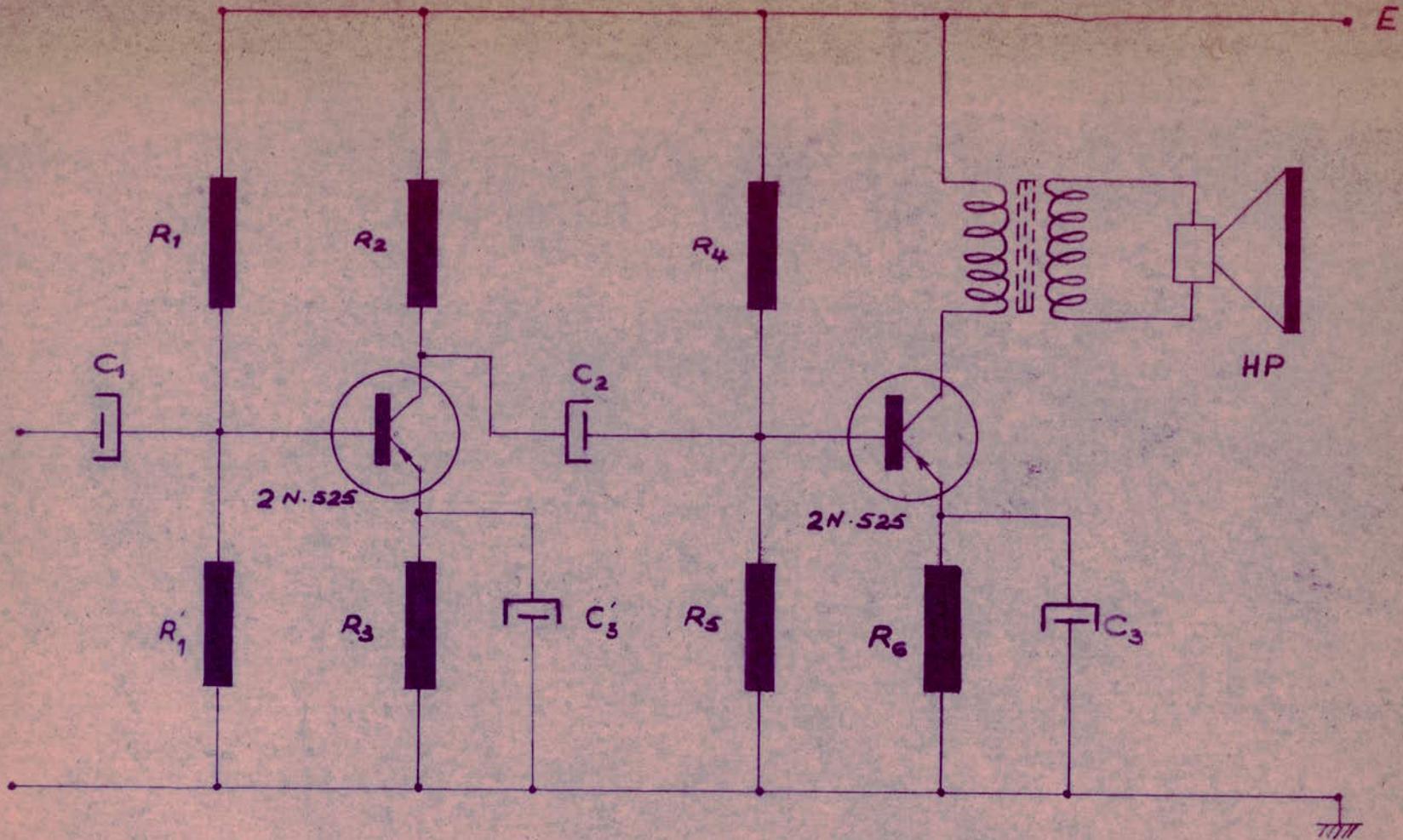
Il convient tout d'abord de dire que faute d'avoir eu des transistors 2N525 avec lesquels je devais réaliser l'amplificateur, j'ai pris de 2N527 dont les caractéristiques sont peu différentes de celles de 2N525.

L'amplificateur que j'ai réalisé a, je pense de bonnes performances. La tension maxima d'entrée pour ne pas avoir de distorsion à la sortie est de 5 mV.

La bande passante est très large (30 kHz), alors que pour un amplificateur ordinaire, elle est de l'ordre de 10 à 20 kHz.

Je pense que ceci est dû aux capacités de liaison de grandes valeurs que j'ai prises et qui présentent des impédances faibles pour les hautes fréquences.

Toutefois, il convient de noter qu'il faut apporter quelques corrections à la réalisation afin qu'elle puisse amplifier les basses fréquences.



ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER	
<h1>AMPLIFICATEUR . B.F.</h1>	Juin 1968
	KANÉ . M
	Projet Final