

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



PROJET DE FIN D'ETUDES

S U J E T

**ETUDE ET MISE AU
POINT D'UN
AMPLIFICATEUR DE
PUISSANCE**

Proposé par :

M. HADDADI

Etudié par :

K. MAMMAR-
KOUADRI

Dirigé par :

M. HADDADI

PROMOTION : JAN 86

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

A la mémoire de
mon Père ; à ma chère
mère .

A mes frères et sœurs .

A toute ma famille .

A tous mes amis
et toutes mes amies...

Khaled

Remerciements

Je tiens à remercier monsieur
le promoteur M. Haddadi
d'avoir suivi et dirigé soigneusement
ce travail ; ainsi que tous les professeurs
qui ont contribué à ma formation.

SOMMAIRE

Page

- INTRODUCTION 3

1^o PARTIE : AMPLIFICATION DE PUISSANCE

- CHAP I . TRANSISTOR DE PUISSANCE 5

- I. 1 Technologie de transistor de puissance
- I. 2 Données techniques .
- I. 3 Puissance maximale dissipée
- I. 4 Température ambiante .
- I. 5 Résistance thermique
- I. 6 Température de la jonction
- I. 7 Coefficient de réduction
- I. 8 Plaque de refroidissement
- I. 9 Schéma équivalent
- I. 10 Distorsion non linéaire.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

- CHAP II . CLASSES D'AMPLIFICATION 10

- II. 1 Classe A
 - 1.1 Définition
 - 1.2 Liaison directe
 - 1.3 Liaison par transformateur 13
- 2 Classe B 14
 - 2.1 Définition
 - 2.2 Droite de charge dynamique
 - 2.3 Fonctionnement .
 - 2.4 Distorsion .
 - 2.5 Miroir de courant .
 - 2.6 Etablissement du point de repos .
 - 2.7 Puissance de sortie .
 - 2.8 Rendement maximum .
 - 2.9 Dissipation de puissance .
 - 2.10 Montages DARLINGTON et pairs complémentaires .
 - 2.11 Autres types d'amplificateurs push-pull
- 3 Classe C 25
 - 3.1 Principe de la classe C
 - 3.2 Circuit de restauration
 - 3.3 Restauration .
 - 3.4 Rupture de la diode d'émission .
 - 3.5 Taux d'utilisation
 - 3.6 Amplificateur classe C accordé
 - 3.7 Puissance de sortie .
 - 3.8 Dissipation de puissance .
 - 3.9 Rendement maximum .

3. 10 Multiplicateurs de fréquence.

Page

4 classe D

4.1 Principe

4.2 fonctionnement

4.3 Puissance

33

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

2^e PARTIE : REALISATION PRATIQUE ----- 37

I. Le PREAMPLIFICATEUR

- 1 - calcul du point de repos
- 2 - calcul de la résistance d'entrée
- 3 - calcul de la résistance de sortie

II. L'étage DRIVER ----- 39

Description

- 1 - calcul de la résistance d'entrée.

III. L'étage de puissance ----- 40

- CALCULS ET POLARISATION DE L'ETAGE DE PUISSANCE

IV. CALCUL DES CONDENSATEURS ----- 43

- 1 - condensateurs de liaison
- 2 - condensateurs de découplage.
- 3 - Application au montage

MANIPULATIONS ----- 47

- PRESENTATION ET SCHEMA GENERAL DE LA MARQUETTE

- 1 - Montage utilisant une seule alimentation.
- 2 - Montage utilisant double alimentations.

CONCLUSION ----- 49

BIBLIOGRAPHIE ----- 50

Dans beaucoup d'amplificateurs, les étages finaux sont des amplificateurs de signaux forts (de grandes amplitudes) dont l'utilisation vise surtout le gain en puissance. Le signal amplifié doit être en mesure d'actionner un transducteur qui extrait l'information contenue dans le signal. Dans le cas des audiofréquences il s'agit d'un haut-parleur qui transforme l'énergie électrique en énergie acoustique.

Ces étages terminaux sont appelés "AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE". Ces amplificateurs sont caractérisés par un rendement de puissance très élevé.

En général on s'efforcera d'obtenir le maximum de puissance utile, c'est pour cela qu'il faut établir une étude de conception. Au paravant on étudiera le transistor de puissance en donnant quelques aspects physiques de celui-ci. D'abord, nous rappelons les principales classes de fonctionnement:

- Le courant de collecteur (fig I) est une complète sinusoïde correspondant ainsi à la classe A
- Le courant de collecteur est moins qu'une complète sinusoïde correspondant ainsi à la classe AB. (fig II).
- Le courant de collecteur est une demie-sinusoïde correspondant ainsi à la classe B. (fig III).
- Le courant de collecteur est moins d'une demie-sinusoïde correspondant ainsi à la classe C. (fig IV)
- Le courant de collecteur en régime de commutation; c'est la classe D.

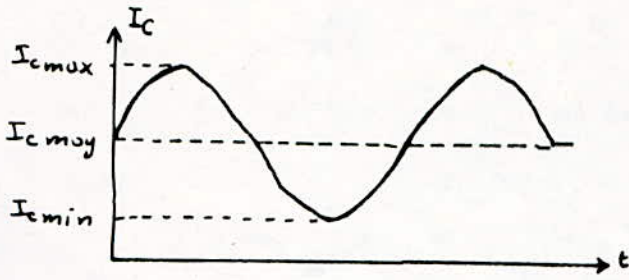


fig I

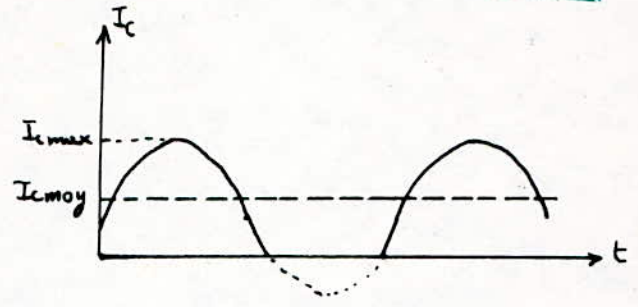


fig II

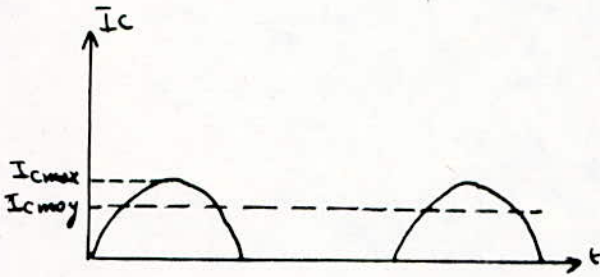


fig III

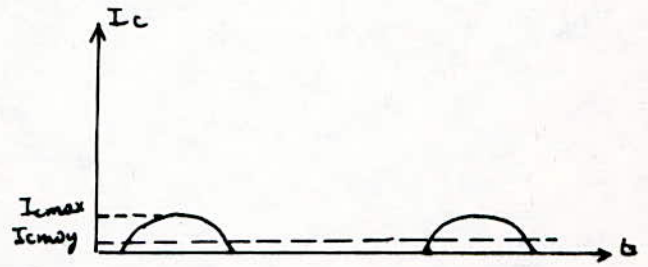


fig IV

Ces quatre figures illustrent les différentes formes des courants de collecteur pour les classes suivantes :

- fig I : classe A
- fig II : classe AB
- fig III : classe B
- fig IV : classe C

1^{ère} PARTIE

Amplification en Puissance

CHAPITRE I

Transistor De Puissance.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

I. 1 Technologie du transistor de puissance :

La puissance mise en jeu dans un transistor de puissance est considérable. Le problème principal est l'évacuation de la chaleur produite par la dissipation de puissance dans le transistor.

Actuellement, la technologie généralement adoptée est la technologie PLANAR. Le collecteur du transistor est généralement soudé au boîtier, la base et l'émetteur étant isolés.

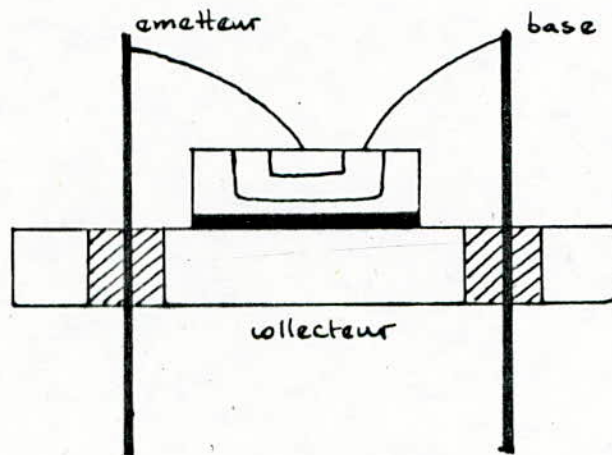


fig: I. 1. 1.

I. 2 Données techniques :

Le constructeur nous donne les valeurs maximales d'utilisation ainsi que quelques spécifications :

- température maximale de jonction ; puissance dissipée ; coefficient de réduction etc ...

I.3 Puissance maximale dissipée d'un transistor et température de jonction:

La température à la jonction du collecteur limite la puissance dissipée P_D admissible. Selon le type de transistor une température de jonction comprise entre 150°C et 200°C détruit le transistor. Les fiches signalétiques spécifient cette température maximale de jonction par $T_{j\max}$.

La fiche signalétique du transistor 2N3904 par exemple indique une température de jonction : $T_{j\max} = 150^\circ\text{C}$.

I.4 Température ambiante:

La chaleur produite à la jonction passe dans le boîtier du transistor (métallique ou en plastique) et rayonne dans l'air ambiant. La température de cet air appelée Température ambiante est d'environ 25°C , mais peut être plus élevée les jours chauds. Il est possible qu'elle soit beaucoup plus élevée à l'intérieur d'un appareil électronique.

I.5 Résistance thermique:

La résistance thermique θ_{JA} est une propriété physique d'un transistor et de son boîtier; c'est la résistance au flux thermique de la jonction à l'air ambiant. Par petite résistance thermique on entend un écoulement facile de la chaleur de la jonction à l'air ambiant. D'une façon plus générale plus le boîtier du transistor est volumineux, plus la résistance thermique est petite.

I.6 Température de la jonction:

Une équation utile pour la détermination de la température de jonction T_j :

$$T_j = T_A + \theta_{JA} \cdot P_D \quad ; \quad T_A: \text{température ambiante en } ^\circ\text{C}$$

θ_{JA} : Résistance thermique en $^\circ\text{C}/\text{W}$

P_D : Puissance dissipée en W

Remarque: un θ_{JA} plus petit donne un T_j plus faible

I.7 Coefficient de réduction :

Les fiches signalétiques spécifient souvent la puissance dissipée nominale P_{Dmax} d'un transistor à la température du boîtier. Ceci veut dire que le transistor dissipe P_D tant que la température est T_C celle du boîtier. Et comme la température T_C peut augmenter ; cela risque de claquer le transistor, les fiches signalétiques spécifient un coefficient de réduction qui est en $mW/^\circ C$. Cela veut dire qu'il faut réduire la puissance nominale de $2mW$ pour chaque $^\circ C$.

I.8. Plaques de refroidissement :

Plus la résistance thermique est petite, plus la puissance dissipée admissible est élevée. On peut réduire θ_{JA} en fixant une plaque de refroidissement (une masse métallique) au boîtier du transistor ; l'accroissement de la surface permet à la chaleur de s'échapper plus facilement et d'augmenter la puissance dissipée admissible. En fait les transistors de puissance sont habituellement montés en contact thermique avec le châssis. De cette façon le châssis tout entier devient une plaque de refroidissement.

L'effet recherché est une réduction importante de la température de boîtier du transistor. La résistance thermique entre le boîtier et l'air ambiant est notée θ_{CA} , on peut calculer la température du boîtier d'un transistor

par la formule :
$$T_C = T_A + \theta_{CA} \cdot P_D$$

Les fiches signalétiques des transistors de puissance spécifient habituellement la puissance nominale pour une température de boîtier de $25^\circ C$, ainsi que le coefficient de réduction. L'équation de réduction est semblable à l'équation suivante :

$$P_{Dmax} = P_{25} - D(T_A - 25^\circ C)$$

sauf qu'on utilise la température de boîtier comme suit :

$$P_{Dmax} = P_{25} - D(T_C - 25^\circ C)$$

Remarque : Le facteur de réduction D est l'inverse de θ_{JA}

I-9 Schema equivalent d'un transistor de puissance en dynamique:

Pour l'analyse des amplificateurs de puissance, il faut modifier l'approche choisie pour les signaux faibles. En premier lieu $r'_e = 25\text{ mV}/I_E$ ne s'applique plus dans d'amplificateurs de puissance, les variations de tension et de courant sont trop grandes, il nous faut utiliser une resistance d'emetteur en regime dynamique pour signaux forts R'_e .

I-9.1 Evaluation de R'_e :

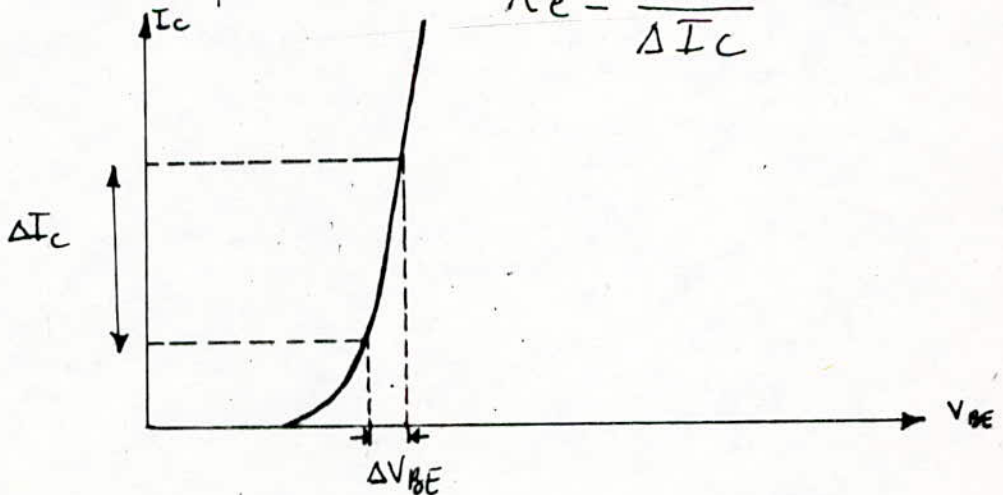
R'_e est une caracteristique d'un transistor de puissance à signaux forts.

La fiche signalétique fournit des indications qui permettent de calculer sa valeur. R'_e ne peut s'exprimer par une formule simple comme $25\text{ mV}/I_E$. Il faut plutôt utiliser la caracteristique de TRANSCONDUCTANCE de la fiche signalétique. Cette caracteristique de transconductance se présente sous forme de graphe donnant I_C en fonction de V_{BE} . R'_e par définition est le rapport d'une grande variation de V_{BE} à une grande variation de I_E .

$$R'_e = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_E}$$

comme d'habitude on se sert de l'égalité approximative entre I_C et I_E ce qui nous permet de reformuler :

$$R'_e \approx \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_C}$$



I.9.2 Equations aux signaux forts :

Elles sont semblables à celles des signaux faibles. La seule différence est qu'au lieu de r'_e on utilise R'_e et β_{cc} plutôt que β . Autrement dit lorsqu'on veut connaître l'impédance d'entrée, ou le gain d'un signal fort, il suffit de remplacer r'_e par R'_e et β par β_{cc} dans les équations de signaux faibles.

I.10 Distorsion non linéaire :

La caractéristique de transconductance est non linéaire, une forte tension base produit donc un courant collecteur non sinusoïdal, plus le signal d'entrée est fort plus la distorsion non linéaire est grande.

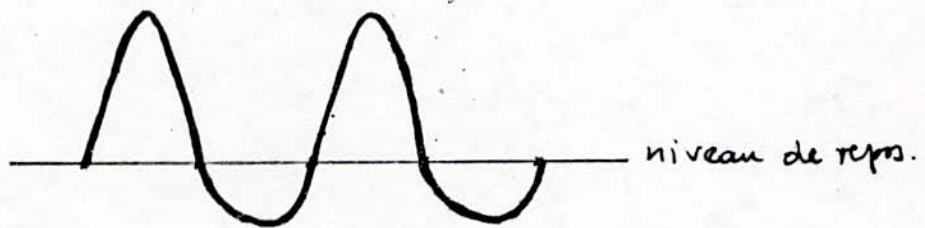


fig I.10.I

La figure I.10.I ci dessus montre une onde déformée, la partie supérieure est étirée, celle du bas est comprimée.

CHAPITRE II

Les Classes d'Amplification

I. Classe A :

I.1 Définition : on dit qu'un étage amplificateur fonctionne en classe A, si le transistor reste actif pendant tout le cycle du signal alternatif d'entrée. La classe A veut dire qu'il n'y a pas d'écrêtage ni à une extrémité ni à l'autre. Dans la classe A le meilleur endroit du point de repos Q est bien sur le centre de la droite de charge dynamique, pour avoir le maximum de signal de sortie non écrêté.

I.2. Liaison directe :

I.2.1 Puissance maximum de sortie :

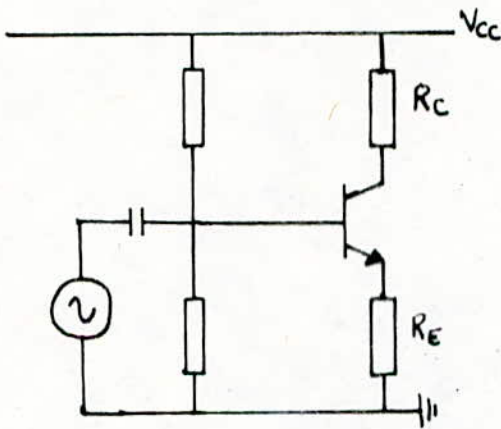


fig I.2.1

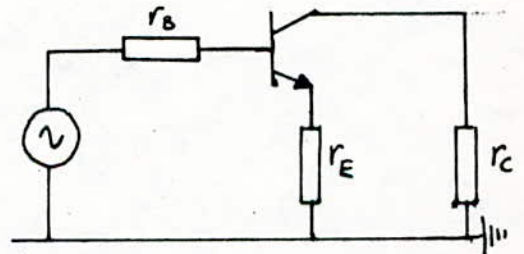


fig I.2.2

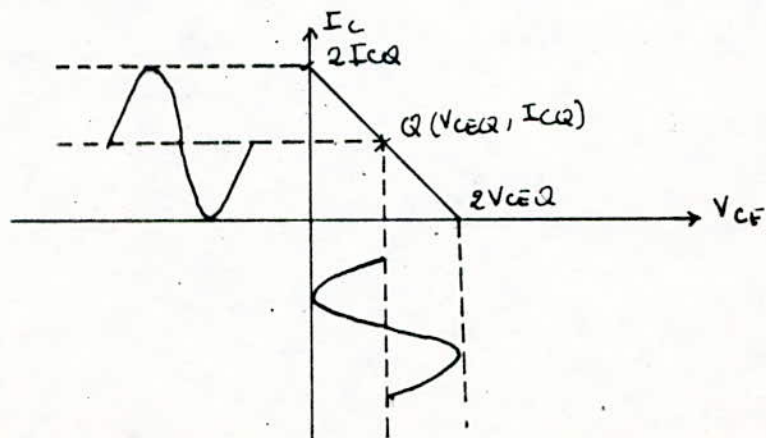


fig I.2.3

Le signal en sortie est généralement de grande amplitude, aussi l'analyse sur l'utilisation des paramètres h_{ij} ou y_{ij} n'est plus valable, on préfère alors se porter sur le réseau des caractéristiques.

Les formes des courant et tension sur la figure I.2.3 sont des ondes sinusoïdales et ont pour valeurs crête I_{CQ} et V_{CEQ} .

La puissance de sortie en régime dynamique fournie à r_E et r_C est :

$$P_{\text{max}} = V_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}} = \frac{V_{CEQ}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{CQ}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{CEQ} \cdot I_{CQ}}{2}$$

$$P_{\text{max}} = \frac{V_{CEQ} \cdot I_{CQ}}{2}$$

I.2.2 Dissipation de puissance :

Le transistor de puissance dissipe une puissance moyenne sous forme thermique. Cette puissance est appelée P_D . Les fiches signalétiques indiquent le maximum de puissance que le transistor peut dissiper.

Au repos il dissipe :

$$P_{DQ} = V_{CEQ} \cdot I_{CQ}$$

Elle constitue le cas le plus défavorable, elle est maximum lorsqu'il n'y a aucun signal à l'entrée on aura : $P_{Dm} = P_{DQ}$.

Ceci signifie que le transistor doit avoir au moins une puissance nominale P_{DQ} , si on veut éviter tout dommage.

I.2.3 Relation entre la puissance de sortie et la puissance de repos :

$$\text{on a : } \left. \begin{array}{l} P_{DQ} = V_{CEQ} \cdot I_{CQ} \\ P_{\text{max}} = \frac{V_{CEQ} \cdot I_{CQ}}{2} \end{array} \right\} \Rightarrow P_{\text{max}} = \frac{P_{DQ}}{2} \quad (Q \text{ centré}).$$

La puissance maximale de sortie en régime dynamique est donc égale à la moitié de la puissance de repos. C'est le meilleur résultat

qu'on puisse obtenir avec un ampli classe A et on ne l'obtient que lorsque le point de repos Q est centré.

Exemple : Si un transistor en classe A fournit 2W il doit dissiper au repos 4W.

I.2.4 Rendement :

Le rendement, symbolisé par η est par définition le rapport de la puissance de sortie en régime dynamique à la puissance d'entrée en régime statique fournie au circuit collecteur émetteur.

$$\eta = \frac{P_{o\max}}{P_{DC}}$$

On a : $P_{DC} = V_{CC} I_{CQ}$ (simple alimentation).

$P_{DC} = (V_{CC} + V_{EE}) I_{CQ}$ (double alimentation).

ici : $V_{CC} = 2V_{CEQ}$

d'où :

$$\eta = \frac{V_{CEQ} \cdot I_{CQ}}{2V_{CEQ} \cdot I_{CQ}} = 25\%$$

Un amplificateur classe A à liaison directe à un rendement maximum de 25%. Il ne convertit que 25% de la puissance fournie par l'alimentation.

I.2.5 Charge minimum :

connaissant P_o nous pouvons enfin déterminer la résistance de charge minimale par :

$$R_{L\min} = \frac{E^2}{2P_o}$$

$$E = V_{CC} \text{ ou } V_{EE}$$

I-3 Liaison par transformateur :

C'est le cas le plus fréquemment rencontré en pratique, la droite de charge en continu est perpendiculaire du fait que la résistance de l'enroulement primaire est très faible, et dans le cas où il n'y a pas de résistance d'émetteur.

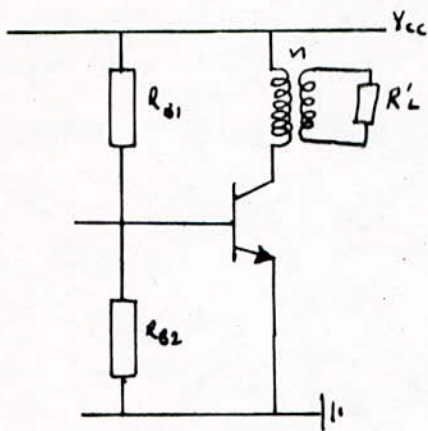


fig I.3.1

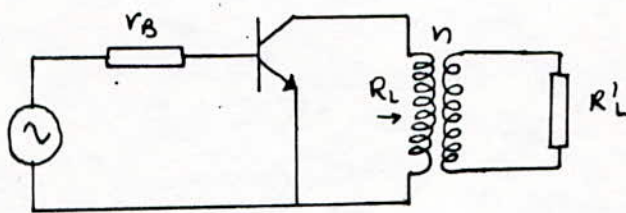


fig I.3.2

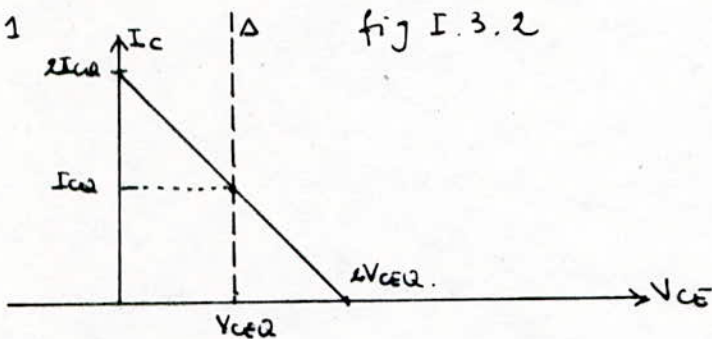


fig I.3.3.

on a $P_{\text{max}} = \frac{V_{\text{ceQ}} \cdot I_{\text{cQ}}}{2}$

au repos on a :

$$P_{\text{DQ}} = V_{\text{ceQ}} \cdot I_{\text{cQ}} \quad (\text{ici } V_{\text{cc}} = V_{\text{ceQ}}).$$

d'où le rapport : $\eta = \frac{P_{\text{max}}}{P_{\text{DC}}} = \frac{V_{\text{ceQ}} I_{\text{cQ}}}{2 V_{\text{ceQ}} \cdot I_{\text{cQ}}} = 50\%$

ici $P_{\text{DC}} = P_{\text{DQ}}$; c'est à dire la puissance fournie par l'alimentation.

Ainsi dans le cas d'une liaison par transformateur le rendement est deux fois plus élevé que dans le cas d'une liaison directe.

la puissance dissipée est : $P_d = P_{\text{DQ}} = 2P_o$

la résistance de charge est donnée par :

$$R_{L_{\text{min}}} = \frac{E^2}{2P_o} \quad (E = V_{\text{cc}})$$

$$R'_{L_{\text{min}}} = \frac{R_L}{n^2} = \frac{E^2}{2P_o n^2} ; \eta < 1$$

II. Classe B :

II.1. Définition : Dans un amplificateur classe B, le transistor reste dans la région active seulement pendant la moitié du cycle alternatif. Pendant l'autre moitié du cycle, il est bloqué. Cela veut dire que le courant de collecteur circule pendant une demi-sinusoïde.

II.2. Droite de charge dynamique, classe B :

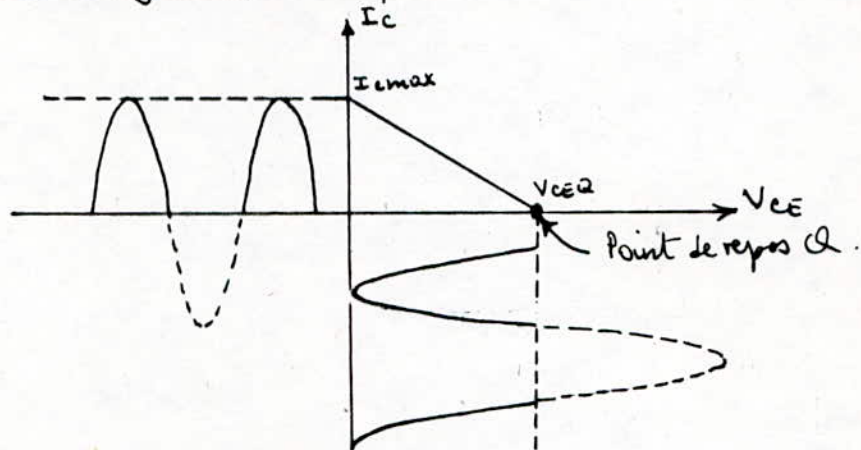


fig II.2.1

La figure ci-dessus II.2.1 illustre la droite de charge dynamique d'un transistor d'un circuit push-pull classe B. Si on néglige I_{CQ} le point de repos coïncide avec le point de blocage et ses coordonnées sont :

$$I_{CQ} = 0$$

$$V_{CEQ} = V_{CE \text{ blocage}}.$$

et lorsque le signal alternatif est présent, le point de fonctionnement instantané passe du point de repos Q au point de saturation comme illustré ici pendant les demi-cycles des courant et tension.

II.3 Exemple de fonctionnement de push-pull :

La figure II.3.3 représente le circuit équivalent en courant alternatif d'un montage à émetteur suiveur.

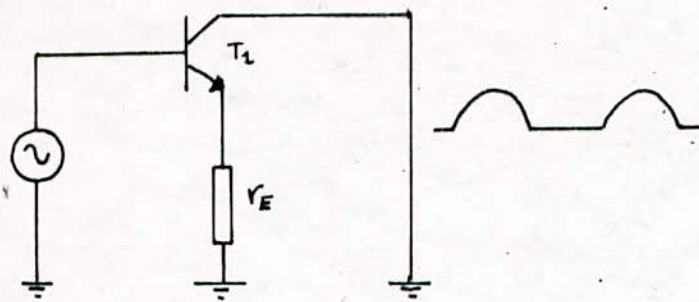


fig II-3-1

schéma équivalent durant la première alternance

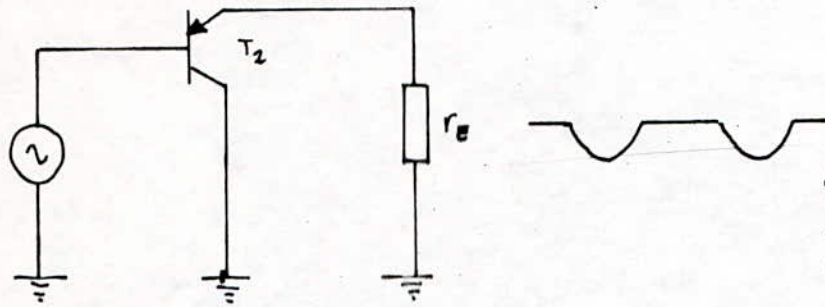


fig II-3.2

schéma équivalent durant la deuxième alternance

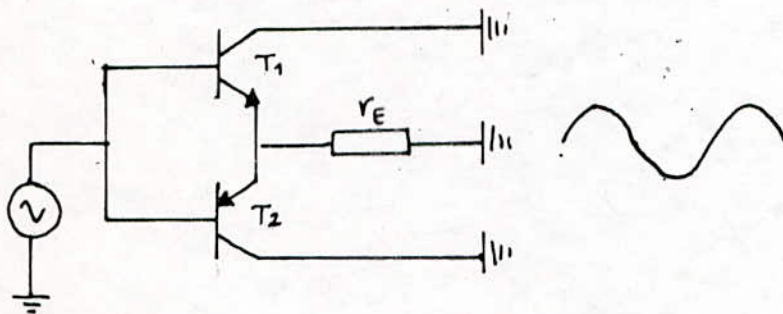


fig II-3.3

combinaison des deux schémas (montages).

Pendant le demi-cycle positif de la tension de source alternative le transistor T_1 qui est un transistor NPN conduit, le transistor T_2 (PNP) est bloqué, et pendant le demi-cycle négatif est bloqué, cependant T_2 conduit. Les deux courants collecteurs circulent dans la résistance r_E , le courant résultant sera une sinusoïde parfaite. En résumé on peut dire que le transistor NPN traite les alternances positives quant au transistor T_2 (PNP) il traite les alternances négatives.

D'autres arrangements sont possibles. Au lieu d'avoir recours à des émetteurs suiveurs, on peut combiner deux amplificateurs émetteur commun.

NOTA : En circuit equivalent il suffit d'analyser le fonctionnement d'un demi-cycle.

II.4 Distortion :

Un aspect vexant de l'amplificateur classe B, c'est le point de repos Q . Dans le circuit idéal classe B, le point Q est situé au point de blocage. Mais dans un amplificateur classe B pratique le point Q est largement au dessus du point de blocage voici pourquoi :

II.4-1 Distortion de recouvrement ou de croisement (crossover) :

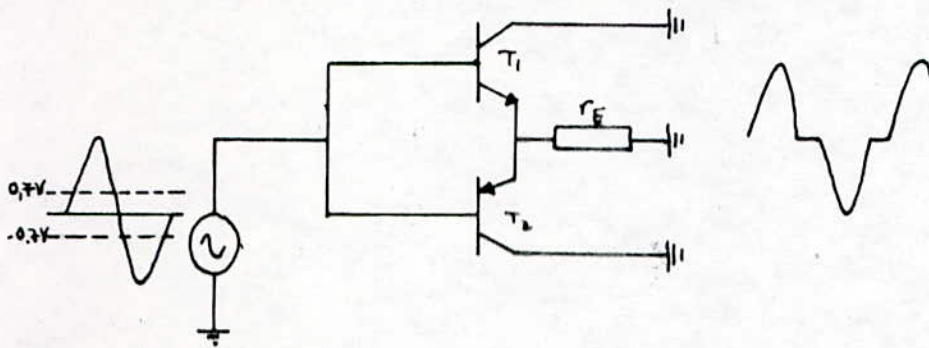


fig II.4.1

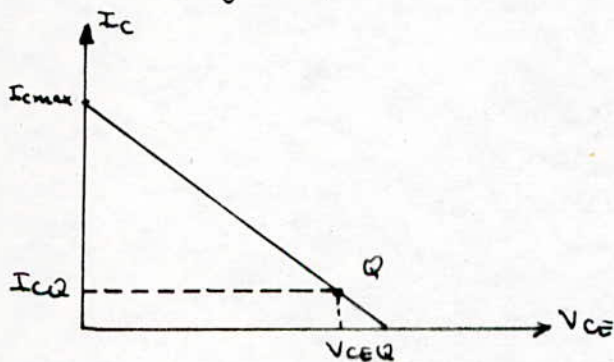


fig II.4.2. Droite de charge dynamique.

La figure II.4.2 représente un amplificateur classe B.

Supposons qu'aucune polarisation n'est appliqué aux diodes émetteur. Le signal d'entrée alternatif doit donc s'élever jusqu'au seuil $0,7V$ pour que le transistor NPN conduise, et descendre jusqu'à $-0,7V$ pour que le transistor PNP conduise à son tour.

c'est pour cette raison qu'on a une DISTORTION DE CROISEMENT.

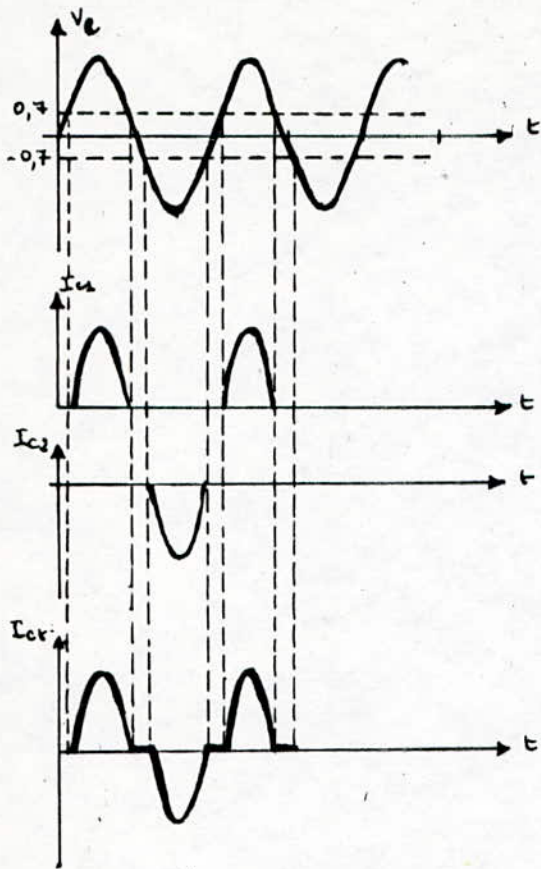


fig II.4.3.

Ainsi comme le montre la figure II.4.3 ci dessus le signal de sortie n'est plus une onde sinusoïdale.

Pour éliminer cette distortion, il faut appliquer une légère polarisation directe de chaque diode émetteur ce qui revient à placer le point Q légèrement au dessus du point de blocage comme on le voit sur la figure II.4.2. (Droite de charge dynamique).

A titre indicatif un courant collecteur de repos I_{c2} de 1 à 5 pour cent du courant collecteur de saturation est suffisant pour éliminer la distortion de recouvrement. En général on établit la valeur exacte par expérimentation, pour chaque circuit particulier.

Cette légère polarisation directe appliquée à chaque diode émetteur s'appelle la polarisation d'entretien. On a donc d'un point de vue rigoureux la classe AB parce que chaque transistor est actif durant plus d'un demi-cycle.

II-4.2. Distortion non linéaire:

Un amplificateur classe A, signaux forts, souffre de la distortion non linéaire. On se souvient que l'utilisation de la caractéristique de transconductance non linéaire donne comme résultat un signal de sortie non sinusoïdal étiré pendant un demi-cycle et comprimé pendant l'autre.

Dans un amplificateur classe B, les 2 moitiés sont cependant identiques, quant à la forme, la distortion linéaire se produit encore un peu et moindre avec un amplificateur classe B, car toutes les harmoniques paires sont éliminées. Il ne produit que les harmoniques impaires. On note que parfois la distortion est utile pour la parole et la musique.

II.5 Miroir de Courant:

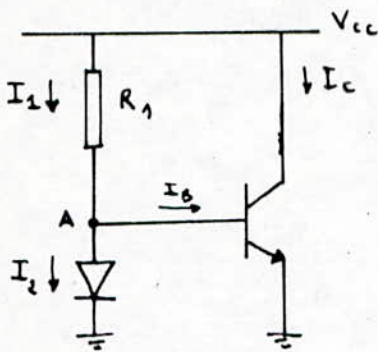


fig II.5.1

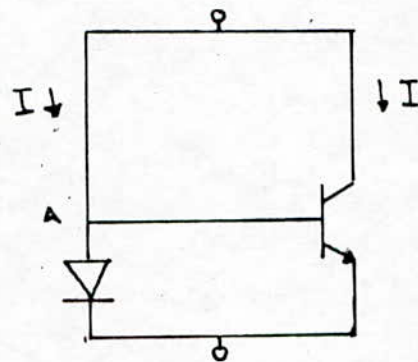


fig II.5.2.

Selon le circuit de la figure II.5.1, le courant I_1 descend le long de R_1 et se divise en I_B et I_2 ; I_2 circule dans la diode de compensation et I_B pénètre dans la base du transistor. On se souvient que la caractéristique de transconductance d'un transistor est un graphe représentant I_C en fonction de V_{BE} .

si la caractéristique courant-tension de la diode de compensation est identique à la caractéristique de la trans-

conductance, alors le courant diode est égale au courant collecteur et qui s'exprime encore ainsi :

$$I_2 = I_c$$

C'est exact puisque V_{BE} se trouve

aux bornes de la diode de compensation et de la diode émetteur. Si on applique la loi des courants de Kirchhoff au circuit, au nœud A on obtient :

$$\left. \begin{array}{l} I_1 = I_2 + I_B \\ I_1 = I_c + I_B \end{array} \right\} \Rightarrow I_1 = I_c \quad I_B \ll$$

Cette relation est importante car elle nous indique que le courant collecteur est égal au courant entrant au nœud A. Le circuit de la figure II.5.2 fait ressortir le fait que le courant I entrant dans le nœud A, établit un courant égal dans le collecteur.

On imagine le circuit comme un miroir, le courant entrant dans le nœud A est reflété dans le circuit collecteur ou apparaît un courant égal. Ceci explique que le circuit est un miroir électronique et le courant collecteur le courant réfléchi. Le miroir de courant est fort utilisé dans les circuits intégrés linéaires. Ici on se sert pour déterminer le point de repos Q d'un amplificateur push-pull.

$$I = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R}$$

II.6 Etablissement du point de repos:

La principale difficulté dans un amplificateur push-pull classe B est d'obtenir un point de repos stable. C'est là un objectif bien plus difficile à atteindre, car V_{BE} devient un paramètre décisif.

II.6.1 Polarisation par diviseur de tension:

Suivant le montage de la figure II.6.1 on doit faire conduire légèrement les transistors, en appliquant aux bornes des résistances

R_1 ; R_2 une d.d.p de $2V_{BE}$. Cette d.d.p doit être déterminée expérimentalement en réglant R_1 ou R_2 .

II. 6. 2 Polarisation par diodes:

Le circuit de la figure II. 6. 2 représente une polarisation par diodes méthode fréquemment utilisée pour polariser un amplificateur classe B.

Les caractéristiques courant-tension des diodes doivent être adaptées aux caractéristiques de transconductance des transistors.

Ce circuit (fig II. 6. 2) se divise en deux moitiés, qui constituent deux miroirs de courants, NPN et PNP. Cette combinaison s'appelle miroir complémentaire.

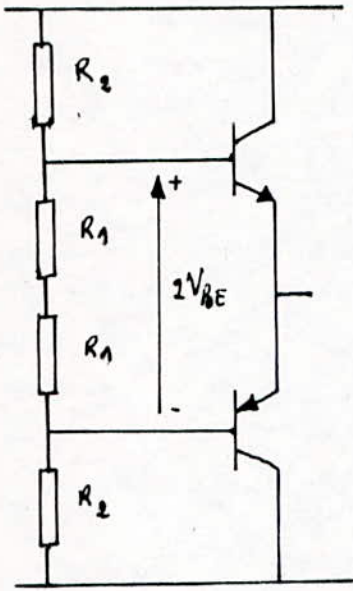


fig II. 6. 1

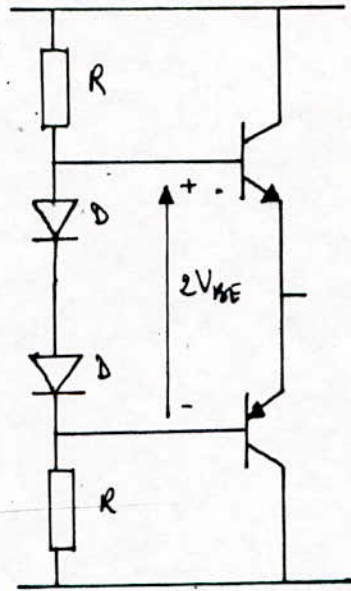


fig II. 6. 2

II. 7 Puissance de sortie:

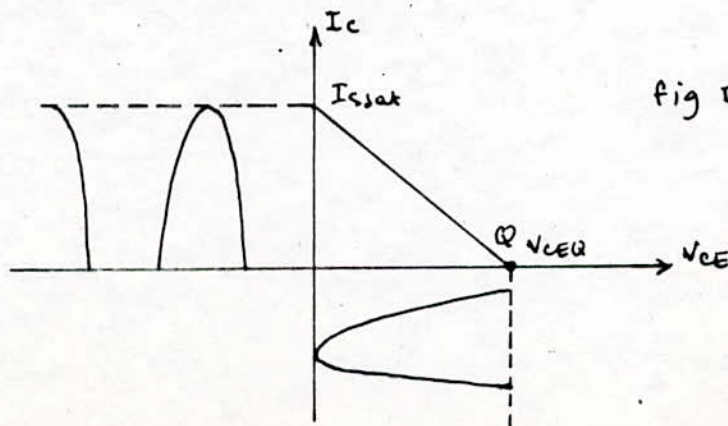


fig II. 7. 1

La figure II.7.1 représente la droite de charge dynamique.

La puissance maximum de sortie en régime dynamique est :

$$P_{\text{max}} = V_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}} = \frac{V_{\text{CEQ}} \cdot I_{\text{csat}}}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2}} \Rightarrow P_{\text{max}} = \frac{V_{\text{CEQ}} \cdot I_{\text{csat}}}{2}$$

II.8 Rendement maximum :

Les amplificateurs classe B ont un rendement élevé ; aussi sont ils très utilisés comme amplificateurs de puissance. Selon le schéma de principe de la figure II.8.1 l'alimentation fournit aux transistors la puissance continue :

$$P_{\text{DC}} = V_{\text{CC}} \cdot I_{\text{DC}}$$

I_{DC} est le courant moyen fourni aux transistors pendant une période.

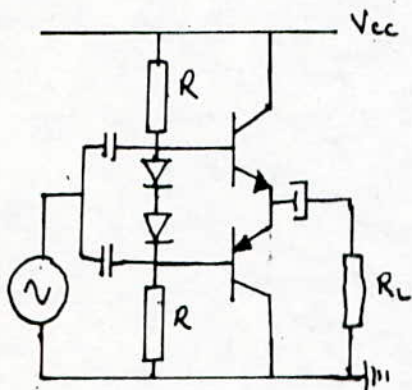


fig II.8.1

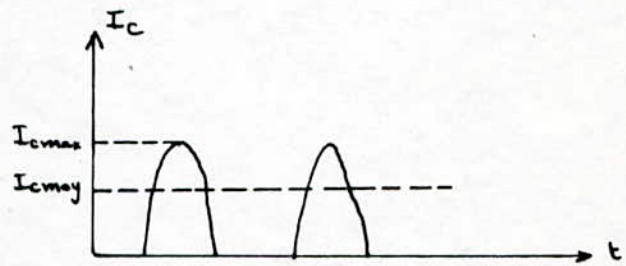


fig II.8.2

On a : $I_{\text{DC}} = \frac{I_{\text{csat}}}{\pi}$

d'où la puissance continue fournie aux transistors est donc

$$P_{\text{DC}} = \frac{V_{\text{CC}} \cdot I_{\text{csat}}}{\pi}$$

Dans un circuit à une seule alimentation on a ; $V_{\text{CEQ}} = \frac{V_{\text{CC}}}{2}$

d'où : $P_{\text{max}} = \frac{V_{\text{CC}} \cdot I_{\text{csat}}}{4}$

d'où : $\eta = \frac{P_{\text{max}}}{P_{\text{DC}}} = \frac{V_{\text{CC}} \cdot I_{\text{csat}} / 4}{V_{\text{CC}} \cdot I_{\text{csat}} / \pi} = \frac{\pi}{4} = 0,785 = 78,5 \%$

Ceci est un rendement idéal car on a négligé V_{CESAT} et I_{CQ} ; néanmoins le rendement d'un ampli classe B (type push-pull) est souvent supérieur à 70 pour cent . ($\eta > 70\%$).

II. 9 DISSIPATION DE PUISSANCE :

Les transistors d'un amplificateur classe B consomment peu de puissance.

Celle-ci conditionne le choix du transistor et ses conditions de refroidissement.

$$\text{on a: } P_D = P_{DC} - P_o = \frac{V_{CC} I_{csat}}{\pi} - \frac{V_{CC} I_{csat}}{4} = V_{CC} I_{csat} \left(\frac{1}{\pi} - 0,25 \right)$$

$$P_D = \frac{2V_{CEQ} \cdot I_{csat}}{4\pi} \cdot (4 - \pi) = P_{omax} \left(\frac{4 - \pi}{\pi} \right) = 0,274 P_{omax}$$

Un transistor dissipe $P'_{Dmax} = 0,137 P_{omax}$. Cette relation est très importante

Elle signifie que si pour un transistor déterminé, P_{omax} est la puissance de dissipation maximale permise pour la température ambiante T_a .

La puissance de sortie maximale que l'on puisse espérer d'un amplificateur push-pull classe B dans les conditions les plus favorables est:

$$P_{omax} = \frac{1}{0,137} P'_{Dmax} = 7,3 P'_{Dmax}$$

Il est bien entendu que cet optimum ne peut jamais être atteint dans les applications pratiques. En pratique : $P_{omax} = 5 P'_{Dmax}$.

II. 10 Montages Darlington et paires complémentaires:

Le montage darlington permet d'augmenter l'impédance d'entrée d'un push-pull classe B à émetteurs suivants. Comme le gain β du montage (fig II.10.1) Darlington est beaucoup plus élevé. Le désavantage de ces montages Darlington réside dans le fait qu'il faut utiliser quatre diodes de compensation au lieu de deux, ce qui rend plus difficile l'adaptation des diodes de compensation aux diodes émetteurs. C'est là qu'interviennent les paires complémentaires (fig II.10.2) La paire du haut fonctionne comme un transistor NPN et celle du bas comme un transistor PNP. Le gain β effectif de chaque paire est égal au produit des gains β individuels, comme dans un montage Darlington. Mais l'avantage considérable des paires complémentaires est la simplicité de la compensation; deux diodes plutôt que quatre. D'où la facilité d'adapter les diodes de compensation aux diodes émetteurs.

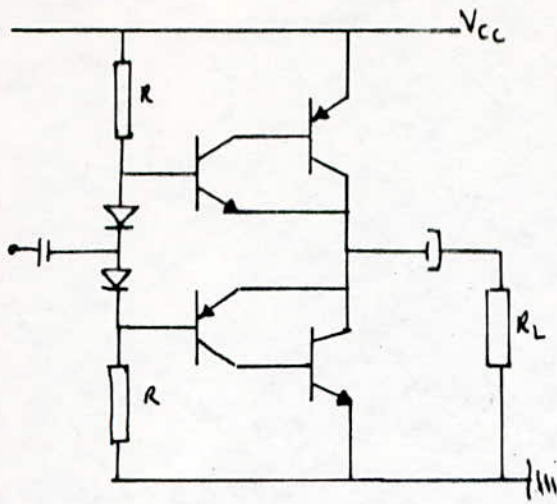


fig II.10.2.

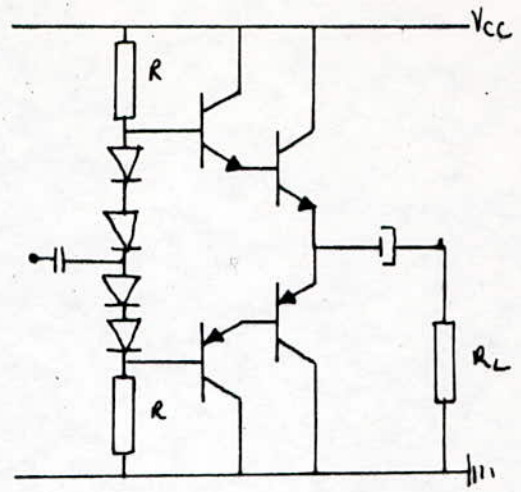


fig II.10.1.

II.11. Autres types d'amplificateurs push-pull classe B :

Jusqu'ici nous avons étudié l'amplificateur push-pull classe B à emetteurs suivres, le plus utilisé dans les circuits de classe B. Voyons maintenant d'autres amplificateurs push-classe B.

II.11.1. Amplificateur push-pull à emetteurs communs :

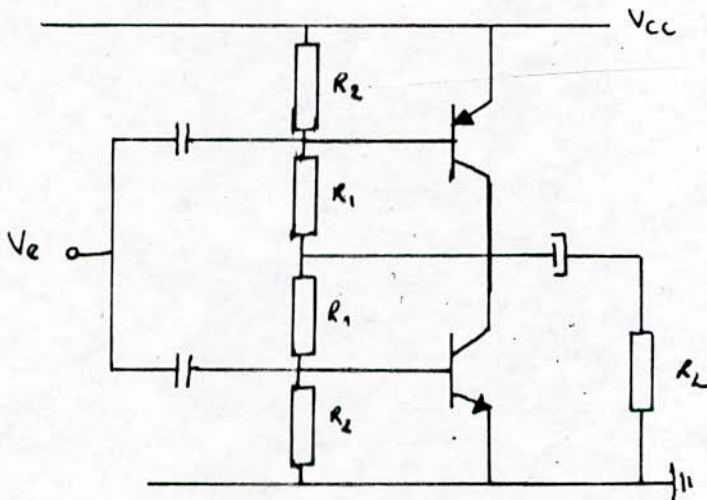


fig II.11.1

La figure II.11.1 représente deux amplificateurs à emetteur commun en push-pull. La polarisation par diviseur de tension établit un courant collecteur d'entretien.

Le demi cycle de la tension d'entrée fait conduire le transistor du bas qui fonctionne comme un amplificateur à emetteur commun. On peut donc calculer le gain en tension, le gain en puissance et l'impédance d'entrée par les

méthodes d'analyse courantes : $A = \frac{R_L}{R'_e}$; $G = \frac{\beta_{cc} R_L}{R'_e}$; $Z_{i\text{base}} = \beta_{cc} R'_e$.

L'avantage de cet amplificateur push-pull à émetteur commun réside dans les gains en tension et en puissance, le désavantage est la distorsion non linéaire qui est souvent si forte qu'il faut stabiliser les diodes émetteurs. Ce faisant, on réduit l'effet non linéaire des diodes émetteur sur le gain en tension.

Avec une stabilisation très élevée, on a :

$$A \approx \frac{R_L}{R_E} ; G = \frac{\beta_{cc} \cdot R_L}{R_E} ; Z_{i\text{ max}} = \beta_{cc} R_E.$$

II.11.2 Amplificateurs push-pull couplés par transformateurs :

Au lieu d'utiliser des transistors, on peut monter un push-pull à émetteurs communs couplés par deux transformateurs comme l'indique la figure II.11.2. La polarisation par diode établit un courant collecteur d'entretien. On remarque que les deux transistors sont du type NPN.

L'alternance positive de la tension secondaire fait conduire le transistor du haut, et l'alternance négative celui du bas. Comme les collecteurs ont des courants qui circulent en direction opposée dans l'enroulement primaire du transformateur de sortie, le signal final aux bornes de la charge est symétrique.

Les transformateurs étaient utilisés couramment dans les amplificateurs push-pull classe B pour obtenir la complémentarité requise. Pour fonctionner en audiofréquences, ces transformateurs devraient être volumineux et coûteux.

L'arrivée sur le marché des transistors complémentaires consacre le retrait des transformateurs dans la plus part des applications push-pull. A l'exception de la sonorisation extrême et de quelques rares autres cas, le transformateur audiofréquence est maintenant tombé en désuétude dans les amplificateurs modernes à semi-conducteurs.

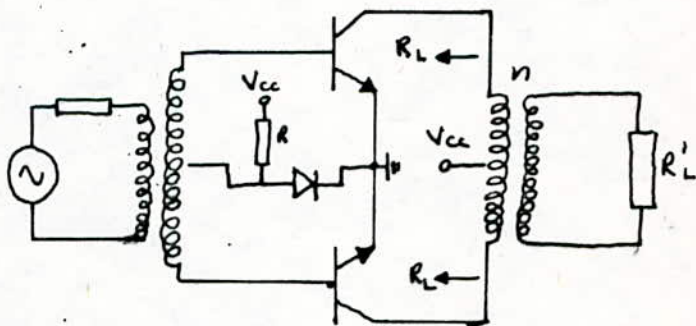


Fig: II.11.2

III - Classe C :

Un amplificateur classe C peut fournir plus de puissance à la charge qu'un amplificateur classe B. Pour amplifier une onde sinusoïdale, on doit cependant l'accorder sur la fréquence de la dite onde. C'est pour quoi l'amplificateur classe C accordé est un circuit à bande étroite. Il ne peut amplifier que sa fréquence de résonance et les fréquences voisines.

Pour éviter les bobines et les condensateurs de valeurs très élevées dans le circuit résonnant, les amplificateurs classe C doivent fonctionner en radiofréquences ($f > 20 \text{ kHz}$). Même si c'est la plus efficace la classe C n'est donc utile que pour les amplificateurs classe C, on utilise habituellement les transistors R.F qui ont les caractéristiques optimisées pour les R.F.

III.1 Principe de la classe C.

Dans un amplificateur classe C le courant collecteur circule durant moins d'un demi-cycle. Il prend la forme d'impulsions brèves, lorsqu'elles attaquent un circuit résonnant de coefficient de qualité Q , la tension aux bornes du circuit est presque une sinusoïde parfaite.

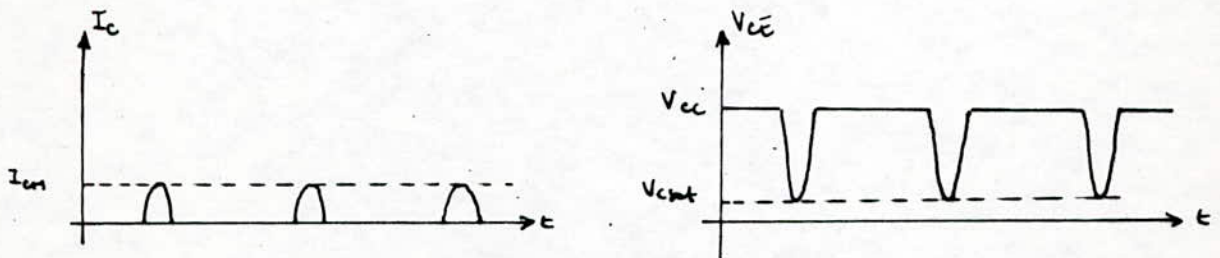


fig III 2. formes du courant collecteur et de la tension collecteur émetteur

III.2 Circuit de restauration:

Le circuit de restauration sert à ajouter une composante continue au signal. Dans un amplificateur classe C, le circuit de restauration permet de maintenir le transistor bloqué pendant un certain temps.

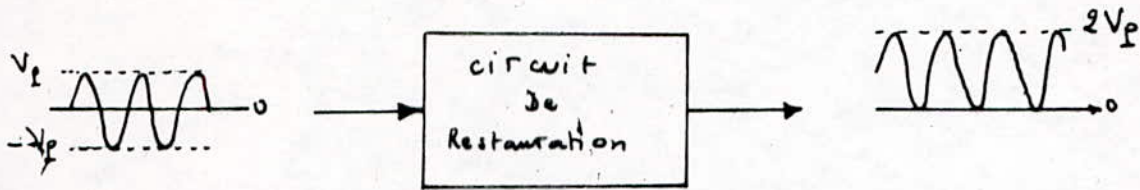


fig : III.2.1

On distingue deux sortes de circuit de restauration : positive et négative.

III.2.1 Fonctionnement : [ex: restauration positive]

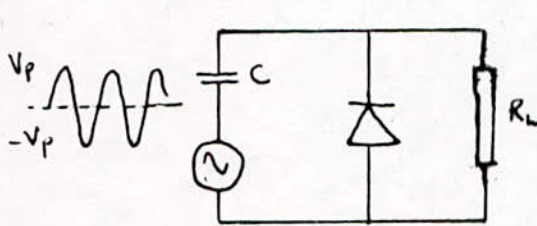


fig III.2.2

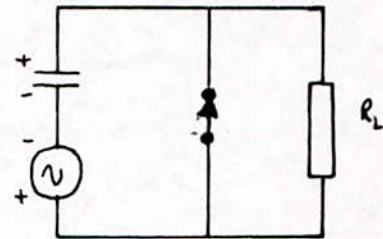
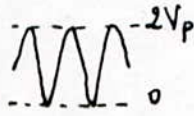


fig III.2.3

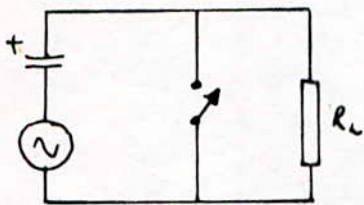


fig III.2.4

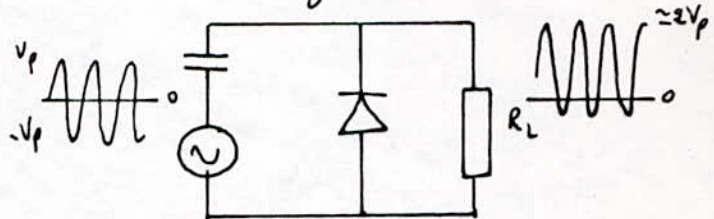


fig III.2.5

La figure III.2.2 représente un circuit de restauration positive idéalement, il fonctionne ainsi : Pendant le premier demi-cycle négatif de la tension d'entrée, la diode conduit (fig III.2.3) ; à la crête négative, le condensateur doit se charger jusqu'à V_p suivant la polarité indiquée. Peu après l'instant de la crête négative la diode cesse de conduire (fig III.2.4). La constante de temps $T = R_L C$ est calculée nettement plus grande que la période T du signal d'entrée.

C'est pourquoi le condensateur reste presque entièrement chargé pendant que que la diode ne conduit pas. En première approximation le condensateur

fonctionne comme en batterie (fig III.2.6).



C'est pourquoi la tension de sortie est décalée vers le haut. La figure III.2.4 montre le circuit tel qu'il est habituellement comme la diode chute de quelques dixièmes de volt quand elle conduit, la tension condensateur n'atteint pas tout à fait V_p , c'est pourquoi la restauration n'est pas parfaite.

On aura une restauration négative, en inversant la diode, ainsi la polarité du condensateur s'inverse.

III.3. Restauration:

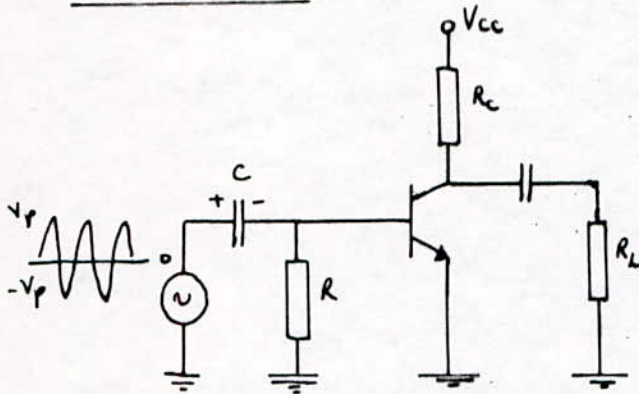


fig III.3.1

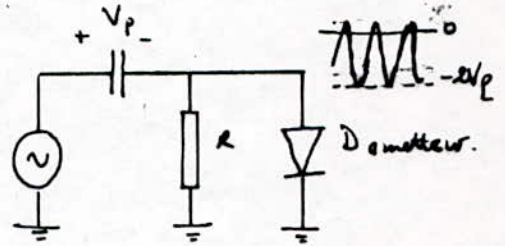


fig III.3.2.

Au début on n'a pas de signal à l'entrée, la diode emetteur n'est pas polarisée. D'où aucun courant collecteur ne circule. Le point Q est donc au point de blocage (fig III.3.3).

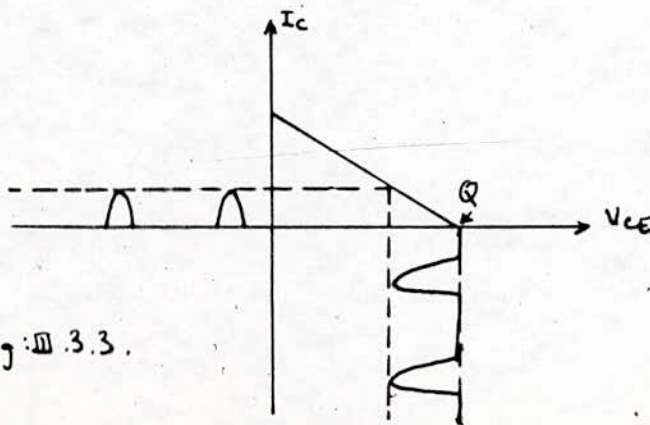


fig III.3.3.

Lorsque le signal alternatif est présent, le circuit condensateur, Résistance et diode emetteur constituent un circuit de restauration negative. Les demi-cycles positifs polarisent la diode emetteur en direct, d'où un courant collecteur qui circule.

Le temps de conduction de la diode emetteur est très bref, ceci génère des impulsions de courants collecteur: très brèves durant bien moins d'un demi-cycle.

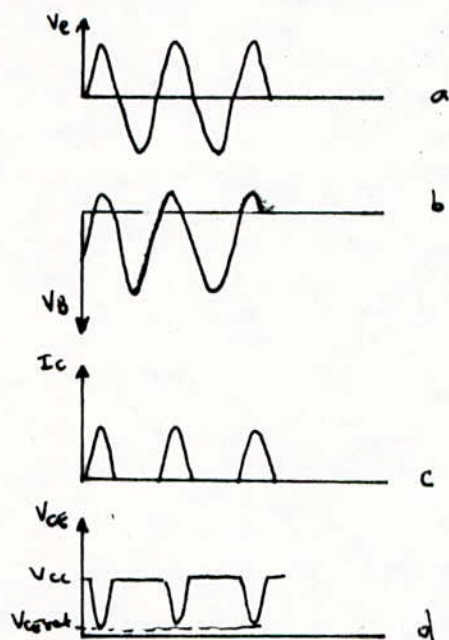


fig III.3.4 formes des tensions et courant.

III.4 Rupture de la diode emetteur :

Lorsque la tension crête sur la base dépasse la valeur BV_{BE0} ; la tension de rupture emetteur-base à collecteur ouvert, la diode emetteur entrera en zone de rupture. Il faut que : $BV_{BE0} > 2V_p$

Parfois on a un signal qui a une valeur crête supérieure à BV_{BE0} (ex: les transistors de puissance en radiofréquences ont un $BV_{BE0} \leq 5V$)

Dans ce cas pour éviter la rupture on ajoute une diode soit sur l'emetteur soit en série sur la base. la diode utilisée est diode redresseuse qui a une tension de claquage supérieure à 25V.

III.5 Taux d'utilisation :

La brève polarisation directe de la diode emetteur à chaque crête positive produit des impulsions étroites de courant collecteur (fig III.3.4c).

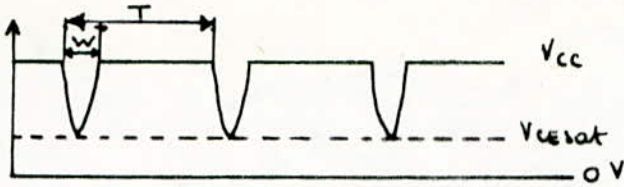


Fig III.5.1

Lorsque ce courant circule dans la résistance collecteur on a des impulsions de ce genre (fig III.5.1). Pour décrire des impulsions pareilles on utilise souvent le taux d'utilisation ; on a par définition :

$$\text{taux d'utilisation} = \frac{W}{T} \cdot 100\% \quad \begin{array}{l} W: \text{largeur d'impulsion} \\ T: \text{période.} \end{array}$$

Le taux d'utilisation affecte la puissance dissipée d'un transistor, plus le taux d'utilisation est petit plus la puissance moyenne dissipée du transistor est faible.

III.6 Amplificateur classe C accordé :

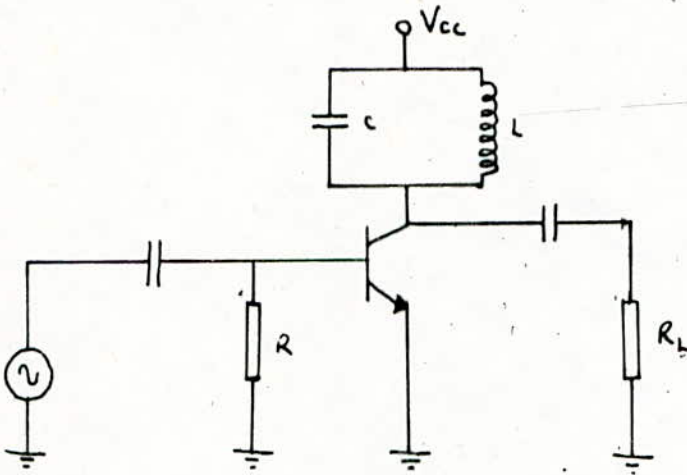


Fig III.6.1.

La figure III.6.1 représente un amplificateur classe C accordé.

Si on accorde le circuit résonnant sur une fréquence, de la fondamentale, ou une des harmoniques du signal de sortie, on obtient une onde presque sinusoïdale aux bornes du circuit résonnant. Les conditions exigées sont :

Le coefficient de qualité doit être très grand (supérieurs à 10 par exemple).

III.7 Puissance de sortie :

Soit l'amplificateur classe C accordé de la figure III.6.1. La tension collecteur est de la forme représentée en figure III.7.1.

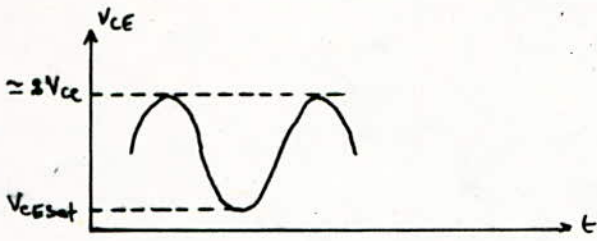


fig III.7.1

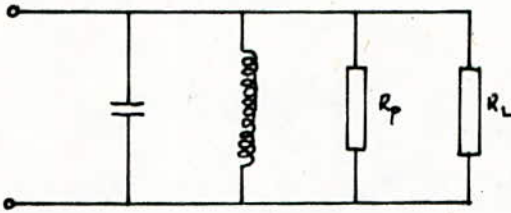


fig III.7.2

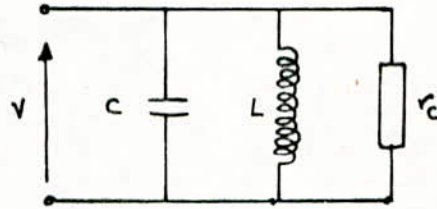


fig III.7.3

$$\text{On a } P_{0max} = \frac{V_{eff}^2}{r_C} = \frac{V_{CC}^2}{2r_C}$$

III.8 Dissipation de puissance :

La puissance moyenne dissipée par transistor dépend du taux d'utilisation et l'amplitude de signal. On donne pour une tension crête à crête de $2V_{CC}$:

$$\textcircled{1} \quad P_D \approx \frac{V_{CEsat} \cdot V_{CC}}{2r_C} \quad (\text{100 pour cent de la droite de charge}).$$

Cette formule correspond à la dissipation pour un signal de sortie maximum, on obtient cette faible dissipation seulement lorsqu'on utilise toute la droite de charge dynamique et lorsque le taux d'utilisation est inférieur à 10%.

Lorsque le signal n'utilise pas toute la droite de charge la puissance dissipée du transistor peut être plus élevée que la valeur donnée par l'équation $\textcircled{1}$.

Les conditions les plus déavantageuses surviennent lorsqu'on utilise seulement la moitié de la droite de charge ce qui arrive lorsque la tension de sortie en régime dynamique a une valeur crête de $\frac{V_{CC}}{2}$. Dans ce cas :

$$P_D = \frac{V_{CC}^2}{8r_C} \quad (\text{50 pour cent de la droite de charge}).$$

Encore une fois, r_c est la résistance de charge totale, un courant alternatif au x bornes du circuit résonnant, cela inclut les pertes de la bobine.

Pour tirer avantage du rendement élevé d'un amplificateur de classe C, il faut utiliser la droite de charge au maximum.

Dans ce cas, on se rapproche du cas idéal de dissipation donné par l'équation (1). Il est utile d'exprimer le rapport de la dissipation minimum à la puissance de sortie maximum en régime dynamique.

Avec les équations suivantes :

$$\left. \begin{aligned} P_{\text{omax}} &= \frac{V_{cc}^2}{2r_c} \\ P_D &= \frac{V_{ce\text{sat}} \cdot V_{cc}}{2r_c} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{P_D}{P_{\text{omax}}} = \frac{V_{ce\text{sat}}}{V_{cc}}$$

$$\text{d'où : } P_D = \frac{V_{ce\text{sat}}}{V_{cc}} \cdot P_{\text{omax}}$$

Pour avoir un meilleur résultat qu'avec le push-pull classe B, le rapport $\frac{V_{ce\text{sat}}}{V_{cc}}$ doit être inférieur à 1/5, ce qui est facile à obtenir.

Puisque $V_{ce\text{sat}}$ est généralement inférieure à 1V, il suffit que V_{cc} soit supérieure à 5V. Pour un transistor de puissance nominale donnée, l'amplificateur classe C accordé peut fournir une puissance de sortie en régime dynamique plus élevée.

III.9 Rendement maximum :

Selon le circuit de la fig II, la puissance d'alimentation en régime statique :

$$P_{DC} = P_{\text{omax}} + P_D$$

Le rendement est :

$$\eta = \frac{P_{\text{omax}}}{P_{\text{omax}} + P_D}$$

et comme $\frac{P_D}{P_{\text{omax}}} = \frac{V_{ce\text{sat}}}{V}$

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{P_D}{P_{i,max}}} = \frac{1}{1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{CC}}}$$

et puisque $V_{CC} \gg V_{CEsat}$ η frôle autour du 100 %.

[ex: si $V_{CC}=30V$; $V_{CEsat}=1V$; $\eta = \frac{30}{31} = 0,968 = 96,8\%$]

III.10 Multiplicateurs de fréquence :

Un autre usage de la classe C accordée, les multiplicateurs de fréquence. L'idée est d'accorder le circuit résonnant sur une harmonique, ou multiple de fréquence d'entrée.

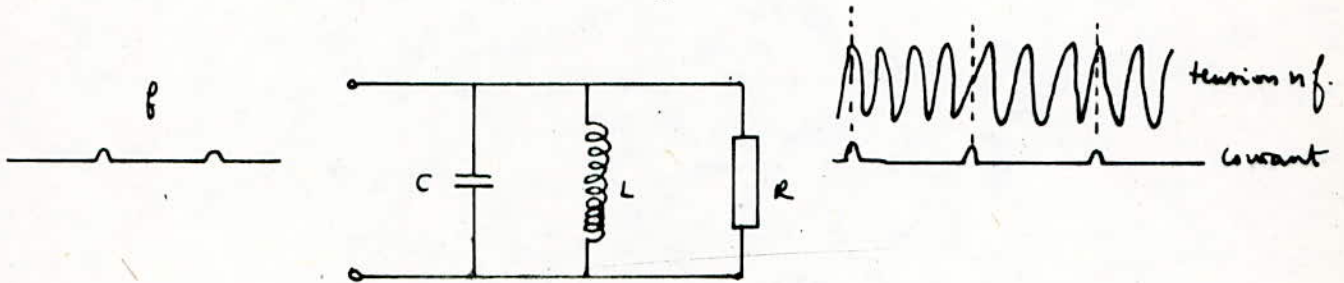


fig III.10.1.

IV Classe D :

un transistor travaille en classe D lorsqu'il fonctionne en commutation.
le principe de cette classe est représenté sur la figure IV.1.

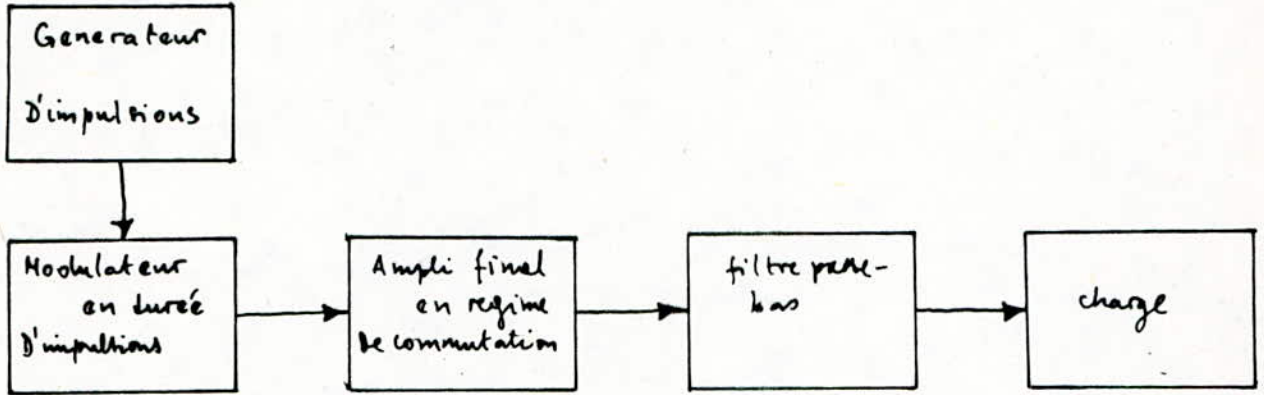


fig IV.1.

L'amplificateur est constitué d'un générateur d'impulsions, d'un modulateur en durée d'impulsions, d'un amplificateur final en régime de commutation utilisant des transistors bipolaires, les thyristors ou FET et d'un filtre passe bas, qui éventuellement peut être constitué par la charge elle-même, souvent inductive (par exemple l'enroulement de commande d'un servomoteur).

la figure IV.2 indique les formes d'ondes :

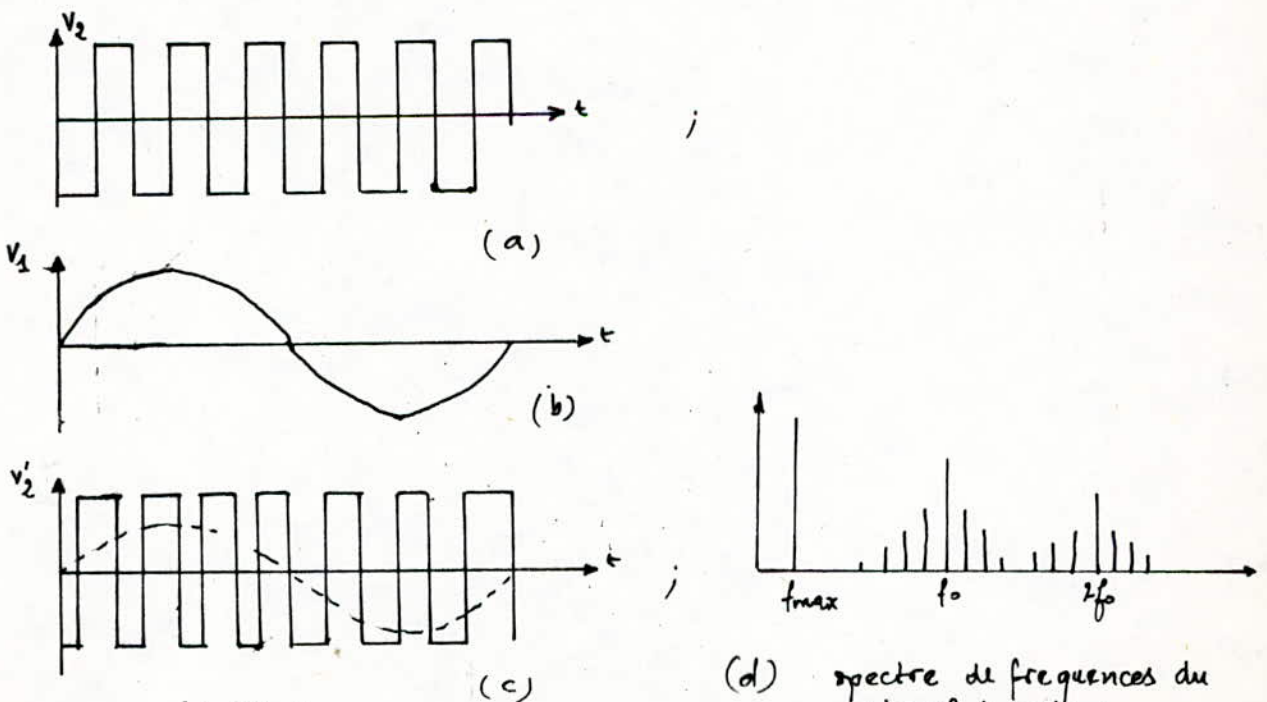


fig IV.2.

(d) spectre de fréquences du signal de sortie en impulsions modulées.

$V_2 = f(t)$ est le signal de sortie avant le filtrage, en l'absence du signal d'entrée.

$V_1(t)$ signal d'entrée à amplifier.

$V_2'(t)$ signal de sortie avant le filtrage en présence du signal d'entrée $V_1(t)$ à amplifier.

IV. 2. fonctionnement :

En l'absence du signal d'entrée on obtient à la sortie de l'amplificateur une tension en formes d'impulsions rectangulaires, à demi-ondes positives et négatives de durées égales donc ayant une valeur moyenne nulle.

Le signal d'entrée effectue la modulation en durée d'impulsions rectangulaires.

La valeur moyenne de la tension de sortie (en pointillé fig IV. 2. C) varie donc conformément à la valeur instantanée du signal d'entrée dans le modulateur.

Le spectre de fréquences des impulsions modulées en durée est représenté en figure IV. 2. d. Si l'on effectue la commutation à une fréquence f_0 , de quatre à dix fois supérieure à la fréquence maximale du signal d'entrée, le filtre passe bas de la sortie séparera facilement les composantes utiles, de fréquences basses, du signal de la fréquence porteuse de commutation, f_0 , des harmoniques de celle-ci et des bandes latérales correspondantes. Dans la charge on ne retrouvera que le signal utile.

La simplicité et l'efficacité du filtrage imposent donc une limite inférieure à la fréquence de commutation en f_0 qui doit être adoptée pour un signal d'entrée donné.

IV. 3 Puissance :

Comme les transistors de l'étage final, fonctionnent en régime de commutation, leur puissance dissipée est très faible par rapport à la puissance utile fournie à la charge.

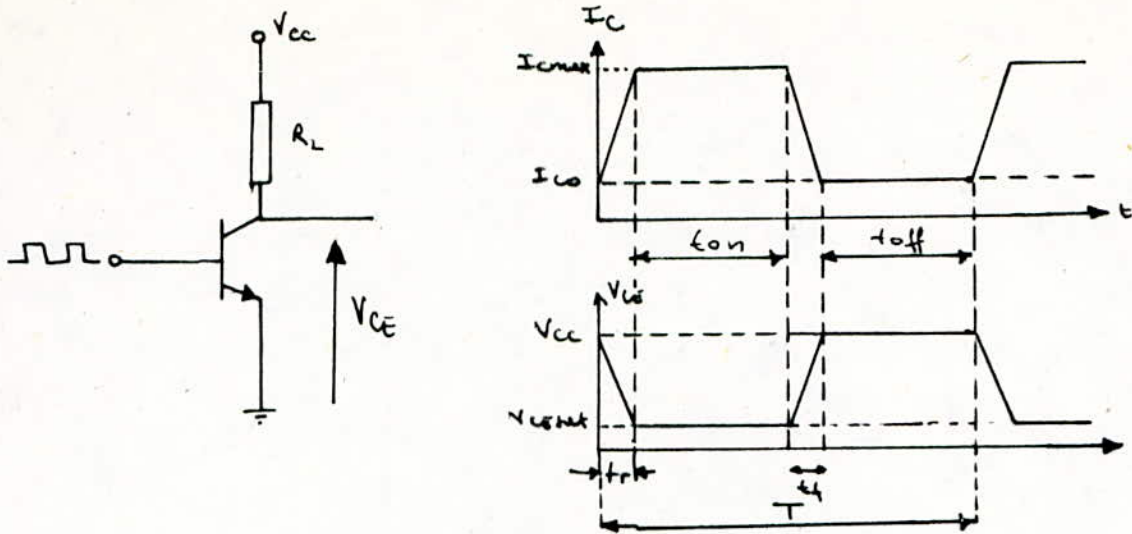


fig IV.3.1

la puissance de sortie de l'exemple de la figure IV.3.1 est :

$$P_{\text{max}} \approx \frac{V_{CC}^2}{R_L} \cdot \frac{t_{\text{on}}}{T}$$

et la puissance dissipée : - en régime bloqué : $P_{\text{doff}} = V_{CC} \cdot I_{co} \cdot \frac{t_{\text{off}}}{T}$

- en régime saturé : $P_{\text{dsat}} = V_{\text{cesat}} \cdot I_{\text{cmmax}} \cdot \frac{t_{\text{on}}}{T}$

En régime de transition d'un état à l'autre (en admettant une variation linéaire et en sens contraires, en fonction du temps, de la tension et du courant de collecteur).

$$P_{\text{dtrans}} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_r} V_{CC} \cdot \frac{t_r - t}{t_r} \cdot I_{\text{cmmax}} \cdot \frac{t}{t_r} dt + \int_0^{t_f} V_{CC} \cdot \frac{t}{t_f} \cdot I_{\text{cmmax}} \cdot \frac{t_f - t}{t_f} dt \right]$$

$$= \frac{V_{CC} \cdot I_{\text{cmmax}}}{6} \cdot \frac{t_r + t_f}{T}$$

d'où la puissance moyenne totale dissipée :

$$P_D = P_{\text{doff}} + P_{\text{dsat}} + P_{\text{dtrans}}$$

Elle est d'autant moins importante que le courant résiduel I_{co} et la tension de saturation V_{cesat} sont plus faibles et que la somme des temps de transition ($t_r + t_f$) est moindre par rapport à la période de commutation ($T = 1/f_0$).

Cette dernière condition est d'autant plus facile à satisfaire que la fréquence de commutation est plus basse, ce qui est en contradiction avec la

condition à satisfaire pour un filtre simple et efficace.

Aux fréquences de travail usuelles, on obtient un rendement :

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_d} = 0,96 \dots 0,99.$$

La distortion du signal de sortie peuvent être produites par la non linéarité de la caractéristique de transfert du modulateur, on peuvent être dues aux erreurs introduites par les fronts finis des impulsions de commutation.



2^e PARTIE

Réalisation Pratique

Dans la deuxième partie, on décrit la réalisation d'une maquette qui servira pour des travaux pratiques au Laboratoire d'Electronique générale.

Sur cette maquette est monté un circuit amplificateur de puissance fonctionnant en classe B. C'est un montage push-pull à émetteurs suivants qui est attaqué par un étage driver suivant un pré-amplificateur.

Le schéma synoptique est donné à la figure 1.

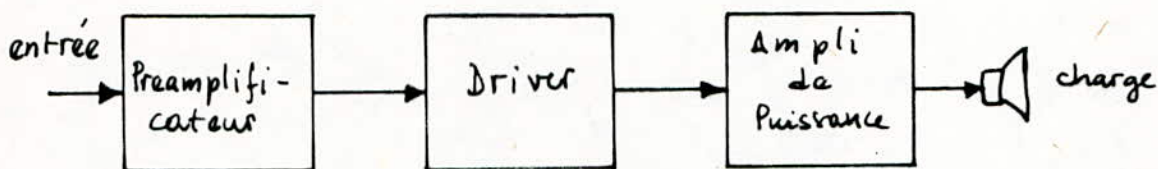


fig 1.

L'amplificateur de puissance est conçu pour amplifier des signaux audio-frequences (20HZ - 20 KHZ).

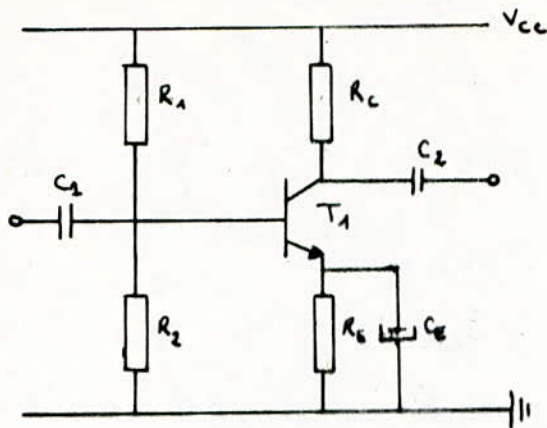
I. Le Preamplificateur :

C'est un simple circuit classique monté autour du transistor BC 549C ; ce transistor a pour caractéristiques :

$$BV_{CE0} = 30V ; P_d = 625mW$$

$$h_{fe\min} = 100 \text{ pour } I_c = 10mA \quad V_{CE} = 5V, h_{fe\text{typique}} = 270$$

Le circuit est donné à la figure I.1.



on donne : $R_1 = 10\text{K}\Omega$
 $R_2 = 5,6\text{K}\Omega$
 $R_c = 1\text{K}\Omega$
 $R_E = 1\text{K}\Omega$
 $C_1 = 10\mu\text{F}$
 $C_E = 1000\mu\text{F}$
 $C_2 = 4,7\mu\text{F}$
 $T_1 \text{ BC549C}$

I.1 Calcul du point de repos :

Aux bornes de la résistance R_2 la chute de tension V_{R2} vaut :

$$V_{R2} = V_{cc} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{on négligeant le courant de base } I_B \text{ devant le courant } I_P \text{ (de pont de base).}$$

AN : $V_{cc} = 9\text{V}$, $V_{R2} = 9 \cdot \frac{5,6}{10 + 5,6} = 3,23\text{V}$

or : $V_{R2} = V_{BE} + R_E I_E \Rightarrow I_E = \frac{V_{R2} - V_{BE}}{R_E}$

AN : $I_E = \frac{3,23 - 0,6}{1} = 2,6\text{mA}$ $I_E \approx I_C \Rightarrow I_C = 2,6\text{mA}$

on a : $V_{CE} = V_{cc} - 2 R_E I_E$ ($R_E = R_c$)

$V_{CE} = 9 - 2 \cdot 2,6 = 3,7\text{V}$

Donc le point de repos a pour coordonnées : $V_{CE} = 3,7\text{V}$; $I_C = 2,6\text{mA}$

I.2 Calcul de la résistance d'entrée :

soit le schéma équivalent en alternatif de la figure I.2.

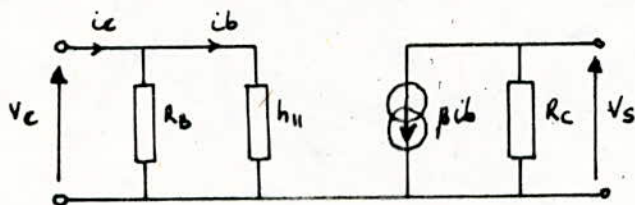


fig I.2

on ne tient pas compte de h_{22}^{-1} qui est très grande devant R_c .

Par définition on a : $R_e = \frac{V_c}{i_c}$

donc $R_e = R_B \parallel h_{11}$; $R_B = R_1 \parallel R_2$

on a: $h_{11} = r_{bb'} + (\beta + 1) r_e$; $r_e =$ résistance d'émetteur
 $r_{bb'} =$ résistance de base

on néglige $r_{bb'}$ devant le terme $(\beta + 1) r_e$;

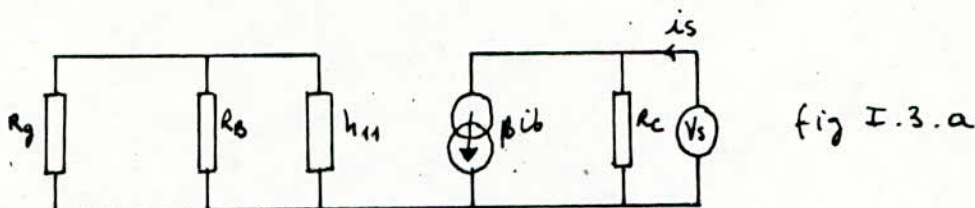
$$h_{11} = (\beta + 1) r_e \approx \beta r_e \quad \text{avec } r_e = 25 \frac{mV}{I_E}$$

Pour $\beta = 100$ $I_E = 2,6 \text{ mA}$ $r_e = \frac{25}{2,6} = 9,6 \Omega \Rightarrow h_{11} = 960 \Omega$.

d'où $R_e = R_B \parallel h_{11} = 0,763 \text{ K}\Omega$ avec $R_B = 3,6 \text{ K}\Omega$.

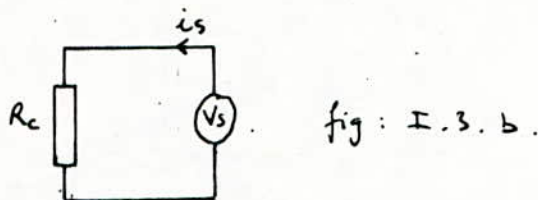
I-3 Calcul de la résistance de sortie :

On attaque on sortie du montage de la figure I.2 par un générateur V_s délivrant un courant i_s , On enlève le générateur qui attaque l'entrée qu'on remplace par sa résistance interne.



le courant $i_b = 0 \Rightarrow \beta i_b = 0$. le schéma de la figure I.3. a devient :

on a: $R_s = \frac{V_s}{I_s}$



$$V_s = R_c I_s$$

$$R_s = \frac{R_c I_s}{I_s} = R_c$$

AN: $R_s = 1 \text{ K}\Omega$.

II. L'étage Driver :

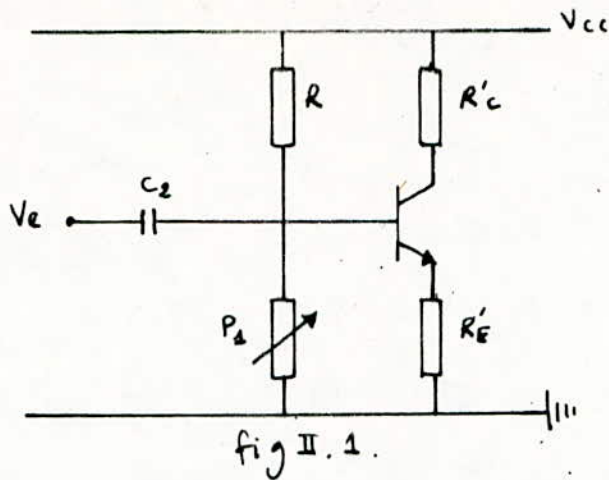
C'est un amplificateur pour signaux forts fonctionnant en classe A, qui délivre suffisamment de tension pour attaquer le push-pull :

On assure cette fonction avec le transistor 2N3904 qui a pour caractéristiques: $BV_{CEO} = 40V$; $h_{femin} = 100$ pour $I_C = 10 \text{ mA}$

$$V_{CEsat} = 0,2V \quad ; \quad I_C = 10 \text{ mA} \quad ; \quad I_B = 1 \text{ mA}$$

Le constructeur donne aussi $R'_e = 1 \Omega$.

la figure II.1 représente le schéma du circuit driver.



on donne: $R = 12 \text{ K}\Omega$.
 $R_1 = 1 \text{ K}\Omega$ lin.
 $R'_c = 10 \text{ K}\Omega$.
 $R'_e = 100 \Omega$.

On a monté un potentiomètre à la place d'une résistance pour des raisons qu'on citera ultérieurement.

II.1 Calcul de la résistance d'entrée :

on a: $R_e = R_B \parallel Z_i(\text{base})$

$$Z_{i\text{base}} = \beta_{cc} (R'_E + R'_c) = \beta_{cc} R'_E ; (R'_E \gg R'_c)$$

AN: $Z_{i\text{base}} = 100 \cdot 100 = 10 \text{ K}$.

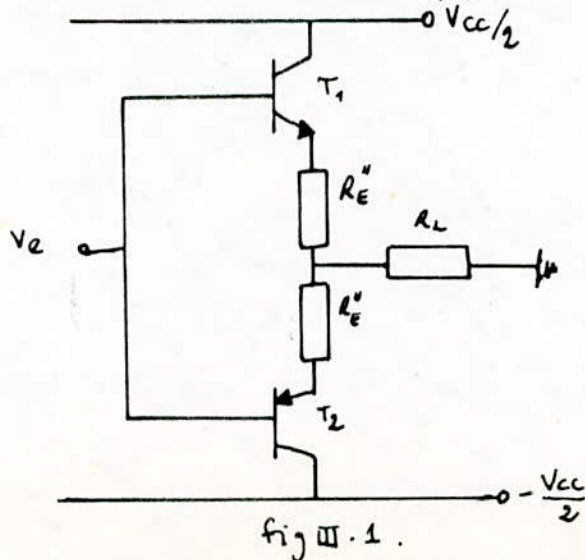
$$R_B = \frac{R_1 \cdot R}{R_1 + R} = \frac{1 \cdot 12}{12 + 1} = 0,93 \text{ K}$$

$$R_e = 0,84 \text{ K}$$

III. L'étage de puissance :

C'est un amplificateur push-pull classe B à emetteurs riveurs.

Le schéma du circuit est donné à la figure III.1.



Les transistors T_1 et T_2 sont le 2N1711 et le 2N2905A.

On a pour le 2N1711 :

$$I_{cmax} = 0,6 \text{ A} ; V_{CE0} = 50 \text{ V} , \beta_{min} = 100 ; \beta_{max} = 300$$

$$V_{CEsat} = 1,5 \text{ V} \text{ pour } I_c = 150 \text{ mA} \text{ et } I_B = 15 \text{ mA} . T_{jmax} = 200^\circ \text{C} .$$

et pour le 2N2905A .

$$I_{cmax} = 0,6 \text{ A} ; V_{CE0} = 60 \text{ V} \quad \beta_{min} = 100 ; \beta_{max} = 300$$

$$V_{CEsat} = 0,4 \text{ V} \text{ pour } I_c = 150 \text{ mA} \text{ et } I_B = 15 \text{ mA} . T_{jmax} = 200^\circ \text{C} .$$

Le constructeur nous donne aussi : pour le 2N1711

$$P_{Dmax} = 800 \text{ mW} \text{ air ambiant pour } T = 25^\circ \text{C} \text{ avec } D = 4,56 \text{ mW}/^\circ \text{C}$$

$$P_{Dmax} = 3 \text{ W} \text{ a une temperature de boitier } 25^\circ \text{C} \text{ avec } D = 17,2 \text{ mW}/^\circ \text{C}$$

et pour le 2N2905A .

$$P_{Dmax} = 600 \text{ mW} \text{ air ambiant pour } T = 25^\circ \text{C} \text{ avec } D = 3,43 \text{ mW}/^\circ \text{C}$$

$$P_{Dmax} = 3 \text{ W} \text{ temperature de boitier } T = 25^\circ \text{C} \text{ avec } D = 17,3 \text{ mW}/^\circ \text{C}$$

On calcule la puissance maximale que puissent dissiper les transistors à une température de boitier T_c . On se limite à une température maximale

$$T_c = 100^\circ \text{C} .$$

$$P_{Dm} = P_{25} - D (T_c - 25)$$

$$= 3 - 17,2 \cdot 10^{-3} (100 - 25) = 1,29 \text{ W} .$$

Donc à 100°C de boitier les transistors dissipent $1,29 \text{ W}$ chacun.

La puissance totale qui puisse être dissipée par les deux transistors est :

$$P'_{Dm} = 2 \cdot P_{Dm} = 2 \cdot 1,29 = 2,58 \text{ W} \approx 2,6 \text{ W} .$$

On prend $P'_{Dm} = 2 \text{ W}$ pour des raisons de sécurité.

La puissance de sortie maximale est : $P_{omax} = 5 P'_{Dm} = 10 \text{ W}$.

Calcul de V_{ccmax} : on a $P_{omax} = \frac{V_{ccmax} \cdot I_{cmax}}{4}$; $I_{cmax} < 0,5 \text{ A}$

$$V_{ccmax} = \frac{4 \cdot P_{omax}}{I_{cmax}} = \frac{4 \cdot 10}{0,5} = 80 \text{ V}$$

Les transistors ont des $V_{CE0} = 50V$; $V_{CE0} = 60V$

La condition qu'il faut prendre en compte pour éviter la destruction des transistors est : $V_{CE0} > V_{CC}$. Pour cela on limite $V_{CCmax} = 40V$.

Calcul de la résistance d'émetteur minimale :

on a :
$$I_{Cmax} = \frac{V_{CC}}{2(R_E + R_L)} \quad R_L = \text{charge}$$

on a $R_{Lmin} = 4,7 \Omega$.

$$2R_E + 2R_L = \frac{V_{CC}}{I_{Cmax}} ; \quad \underline{AN} : R_E = V_{CC} - R_L = 40 - 4,7 = 35,3 \Omega .$$

$$R_{Emin} = 36 \Omega .$$

on prend $R_E = 18 \Omega$ et on refait le calcul pour $V_{CC} = 20V$.

calcul de I_{Cmax} :
$$I_{Cmax} = \frac{V_{CC}}{2(R_E + R_L)} = \frac{20}{2 \cdot 22,7} = 440 \text{ mA} .$$

on a $P_{Omax} = \frac{V_{CC} \cdot I_{Cmax}}{4} = \frac{20 \cdot 440}{4} = 2200 \text{ mW} = 2,2 \text{ W} .$

et $P_{Dmax} = \frac{P_{Omax}}{5} = \frac{2,2}{5} = 440 \text{ mW}$

Pour $V_{CC} = 20V$, $I_{Cmax} = 440 \text{ mA}$, $R_E = 18 \Omega$, $R_L = 4,7 \Omega$ chaque

transistor dissipe $\frac{P_{Dmax}}{2} = \frac{440 \text{ mW}}{2} = 220 \text{ mW} .$

calculons la résistance d'émetteur minimale pour $V_{CC} = 20V$

on a
$$R_E = \frac{V_{CC}}{2I_{Cmax}} - R_L \quad \underline{AN} : R_{Emin} = \frac{20}{1} - R_L = 20 - 4,7 = 15,3 \Omega$$

C'est pour cela qu'on prend $R_E = 18 \Omega$.

on a : $I_{Cmax} = 0,5 \text{ A}$ et $I_{Cmax}^2 = 0,25 \text{ A}^2$

$$P_{RE} = R_E \cdot 0,25 = 18 \cdot 0,25 = 4,5 \text{ W}$$

on prend une résistance qui dissipe au moins $4,5 \text{ W}$ soit 7 W .

donc $R_E = 18 \Omega / 7 \text{ W}$.

IV. Calcul des condensateurs de liaison et de découplage :

IV.1. Condensateur de liaison :

On ramène le schéma au schéma de la figure IV.1

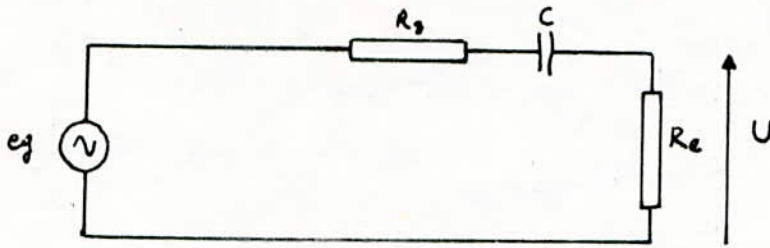


fig IV.1

La fonction de transfert du circuit de la figure IV.1 est :

$$T = \frac{U}{e_g} = \frac{R_e}{R_e + R_g - \frac{j}{C\omega}}$$

qui a pour module :

$$|T| = \frac{R_e}{\sqrt{(R_e + R_g)^2 + \left(\frac{1}{C\omega}\right)^2}}$$

$$\begin{aligned} \text{qd } \omega \rightarrow 0 \quad |T| &\rightarrow \infty \\ \omega \rightarrow \infty \quad |T| &\rightarrow \frac{R_e}{R_e + R_g} \end{aligned}$$

La pulsation de coupure à 3 dB ω_b est celle pour laquelle $|T| = \frac{T_{\max}}{\sqrt{2}}$

$$\text{on a } T = \frac{R_e}{R_e + R_g} \frac{1}{1 - \frac{j}{(R_e + R_g)C\omega}} \quad ; \text{ donc : } T = T_{\max} \cdot \bar{\alpha}$$

$$\text{pour } \omega_b \text{ le module de } \bar{\alpha} \text{ est } \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow \frac{1}{(R_g + R_e) \cdot C \cdot \omega_b} = 1$$

$$\omega_b = \frac{1}{(R_g + R_e) \cdot C} \Rightarrow C_{\min} = \frac{1}{(R_e + R_g) \omega_b}$$

IV.2 Condensateur de découplage :

On utilise un condensateur de découplage pour supprimer en régime dynamique une résistance, par exemple une résistance d'émetteur, utilisée simplement en statique pour des raisons de stabilisation thermique.

soit le schéma de la figure IV.2.1.

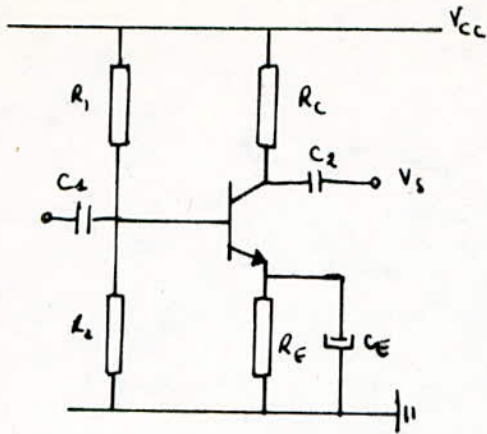


fig IV.2.1

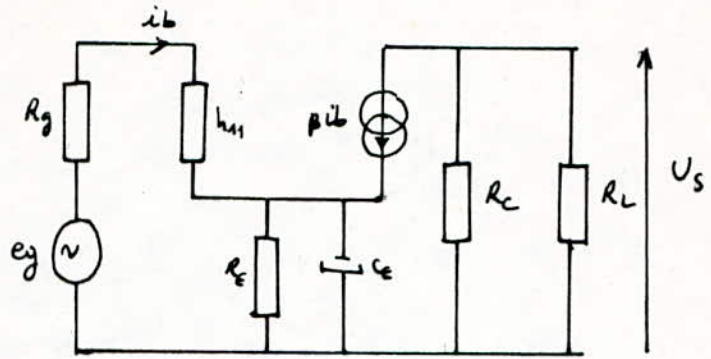


fig IV.2.2

C_1 et C_2 sont supposés d'impédances négligeables aux fréquences utilisées.

$f = h_{22}^{-1}$ sera considérée de très grande valeur par rapport à l'ensemble R_C et R_L .

Et dans le cas où les résistances de pont de base sont très grandes le modèle dynamique est donné à la figure IV.2.2.

$$\text{Soit } Z_E = \frac{1}{\frac{1}{R_E} + jC_E \omega} = \frac{R_E}{1 + jR_E C_E \omega}$$

$$\text{La fonction de transfert est: } T = \frac{U_S}{E_g}$$

$$\text{on a: } E_g = (R_g + h_{11}) i_b + (\beta + 1) Z_E i_b$$

$$U_S = -\beta R i_b \quad ; \quad R = R_C \parallel R_L$$

on prend $(\beta + 1) \approx \beta = h_{11} \cdot s$; $s = \text{pente}$.

$$T = - \frac{h_{11} \cdot s \cdot R}{R_g + h_{11} + h_{11} \cdot s \cdot Z_E} = - \frac{h_{11}}{R_g + h_{11}} \cdot \frac{s \cdot R}{1 + \frac{h_{11} \cdot s \cdot Z_E}{R_g + h_{11}}}$$

$$\text{on pose: } \frac{h_{11}}{R_g + h_{11}} = K \quad ; \quad Z_E = \frac{R_E}{1 + jR_E C_E \omega}$$

$$\text{d'où: } T = -K \cdot s \cdot R \frac{1}{1 + \frac{K \cdot s \cdot R_E}{1 + jR_E C_E \omega}} = -K \cdot s \cdot R \frac{1 + jR_E C_E \omega}{(1 + KSR) + jR_E C_E \omega}$$

Dans la plus part des montages le terme $1 + K \cdot s \cdot R_E = a$ est très supérieur à l'unité. D'autre part le terme $K \cdot s \cdot R$ est constant. L'étude des variations du module de T se ramène à celui des variations du module de l'expression:

$$t = \frac{1 + j\theta \omega}{a + j\theta \omega} \quad \theta = R_E C_E \quad ; \quad a \gg 1$$

$$|T| = \sqrt{\frac{1 + \theta^2 \omega^2}{a^2 + \theta^2 \omega^2}}$$

qd $\omega \rightarrow 0$ $T \rightarrow T_0 = \frac{K.S.R}{1 + K.R_E.S}$

qd $\omega \rightarrow \infty$ $T_{\infty} = K.S.R$

C'est la valeur maximale asymptotique de T. La pulsation de coupure basse à

3 dB, ω_b est obtenue qd: $|T| = \frac{1}{\sqrt{2}}$

$$\frac{1 + \theta^2 \omega_b^2}{a^2 + \theta^2 \omega_b^2} = \frac{1}{2} \rightarrow 2 + 2\theta^2 \omega_b^2 = a^2 + \theta^2 \omega_b^2$$

$$2 + \theta^2 \omega_b^2 = a^2 \Rightarrow \theta^2 \omega_b^2 = a^2 - 2 \approx a^2 \text{ avec } a \gg 1.$$

donc $\theta^2 \omega_b^2 = a^2 \rightarrow \omega_b = \frac{a}{\theta} = \frac{1 + K S R_E}{R_E C_E}$

et comme $K = \frac{h_{11}}{R_g + h_{11}}$ en valeur approchée nous pouvons prendre:

$$\omega_b = \frac{K.S.R_E}{R_E C_E} = \frac{K.S}{C_E} = \frac{h_{11}.S}{(h_{11} + R_g) C_E} = \frac{\beta}{(h_{11} + R_g) C_E}$$

d'où $C_{Emin} = \frac{\beta}{(h_{11} + R_g) \omega_b}$.

IV.3 APPLICATION EN MONTAGE :

Le schéma général est donnée à la figure IV.3.1.

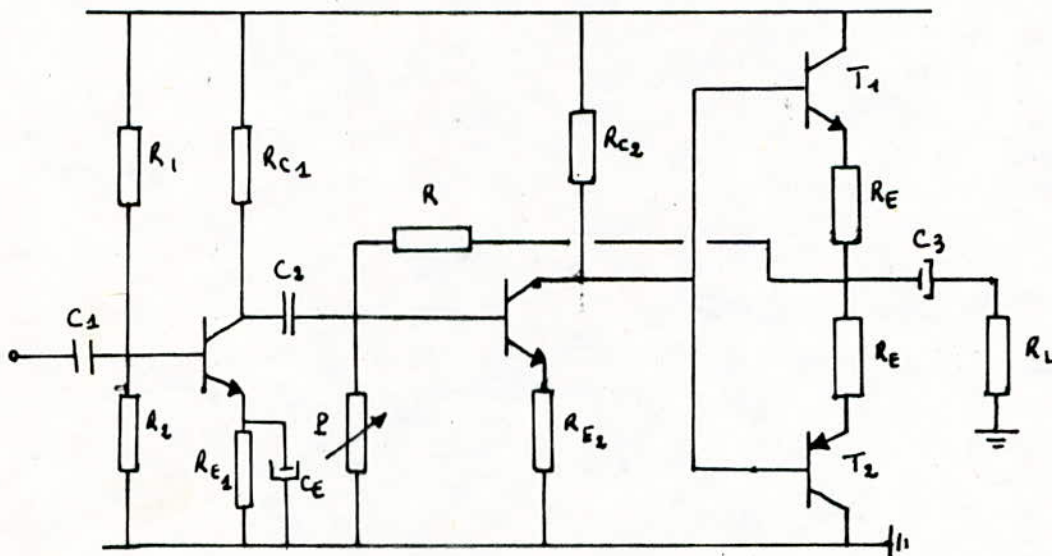


fig IV.3.1.

- Calcul de C_1 :

On veut que toutes les fréquences supérieures à 20 Hz passent :

$$C_1 = \frac{1}{(R_{e1} + R_g) \cdot 2\pi f_b}$$

$R_{e1} = 0,763 \text{ k}\Omega$; $R_g = 50 \Omega$; $f_b = 20 \text{ Hz}$.
 R_e = résistance d'entrée du 1^{er} étage
 R_g = résistance interne du générateur

$$C_1 = \frac{1}{(763 + 50) \cdot 2\pi \cdot 20} = 9,78 \mu\text{F} \text{ on prend } C_1 = 10 \mu\text{F}.$$

- Calcul de C_E :

on a $\beta = 100$; $h_{11} = 0,96 \text{ k}\Omega$; $f_b = 20 \text{ Hz}$

$$C_E = \frac{\beta}{(h_{11} + R_g) \omega_b} = \frac{100}{(960 + 50) \cdot 2\pi \cdot 20} = 787,9 \mu\text{F} \text{ on prend } C_E = 1000 \mu\text{F}.$$

- calcul de C_2 :

$$C_2 = \frac{1}{(R_{s1} + R_{e2}) \omega_b}$$

R_{s1} = résistance de sortie du 1^{er} étage
 R_{e2} = " d'entrée du 2^e étage
 $R_{s1} = 1 \text{ k}\Omega$
 $R_{e2} = 0,84 \text{ k}\Omega$

$$C_2 = \frac{1}{(1000 + 840) \cdot 2\pi \cdot 20} = 4,3 \mu\text{F} \text{ on prend } C_2 = 4,7 \mu\text{F}.$$

- calcul de C_3 :

C_3 joue le rôle du générateur, il doit fournir de la puissance à la charge pendant le blocage de T_2 soit pendant une alternance.

$$\text{on a } Q = i t = i \frac{T}{2}$$

$T = \frac{1}{f}$ période de la plus basse fréquence

$$T = \frac{1}{20} = 0,05 ; i = 440 \text{ mA}.$$

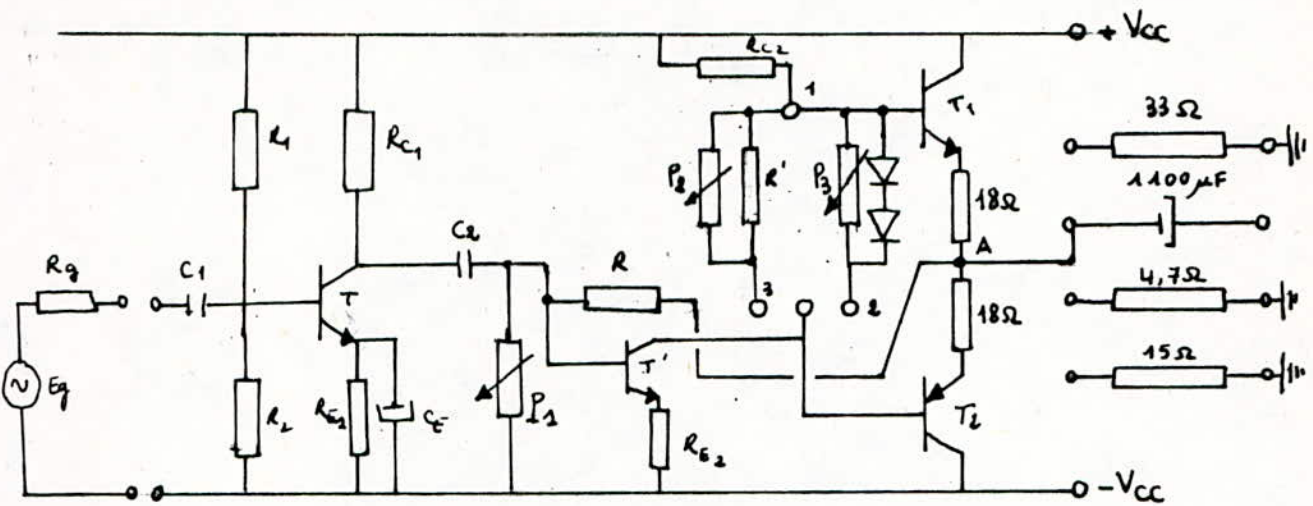
$$Q = 440 \cdot 0,025 = 11 \cdot 10^{-3} \text{ C}$$

$$\text{or } Q = CV \Rightarrow C = \frac{Q}{V} ; V = \frac{V_{cc}}{2} = \frac{20}{2} = 10 \text{ V}$$

$$C = \frac{11 \cdot 10^{-3}}{10} = 11 \cdot 10^{-4} = 1100 \mu\text{F}.$$

Manipulations.

Schéma de la maquette :



Le rôle du potentiomètre P_1 est de polariser le montage push-pull dans le cas dans le cas d'une seule alimentation. ($V_{CE0} = \frac{V_{CC}}{2}$).

C_3 joue le rôle d'une pile ; c'est elle qui fait conduire le transistor T_2

R est une contre-réaction ($R = 5,6 \text{ k}\Omega$) elle empêche le transistor T' de saturer les transistors T_1 ou T_2 .

P_2 sert à faire conduire légèrement la résistance R' qui la shunte ; pour éliminer la distortion de croisement. P_3 sert à faire conduire les 2 diodes pour la même raison.

La maquette dispose de 3 charges normalisées.

$4,7 \Omega$; 15Ω ; 33Ω (charges ohmiques).

1. Montage utilisant une seule alimentation :

on règle le potentiomètre P_1 de façon à obtenir au point A une tension $\frac{V_{CC}}{2}$

les tensions de polarisation peuvent être égales à 9V ; 12V ; 20V.

on attaque l'entrée de l'amplificateur par un signal alternatif, le signal de sortie sera de la forme de la figure 1.1. b

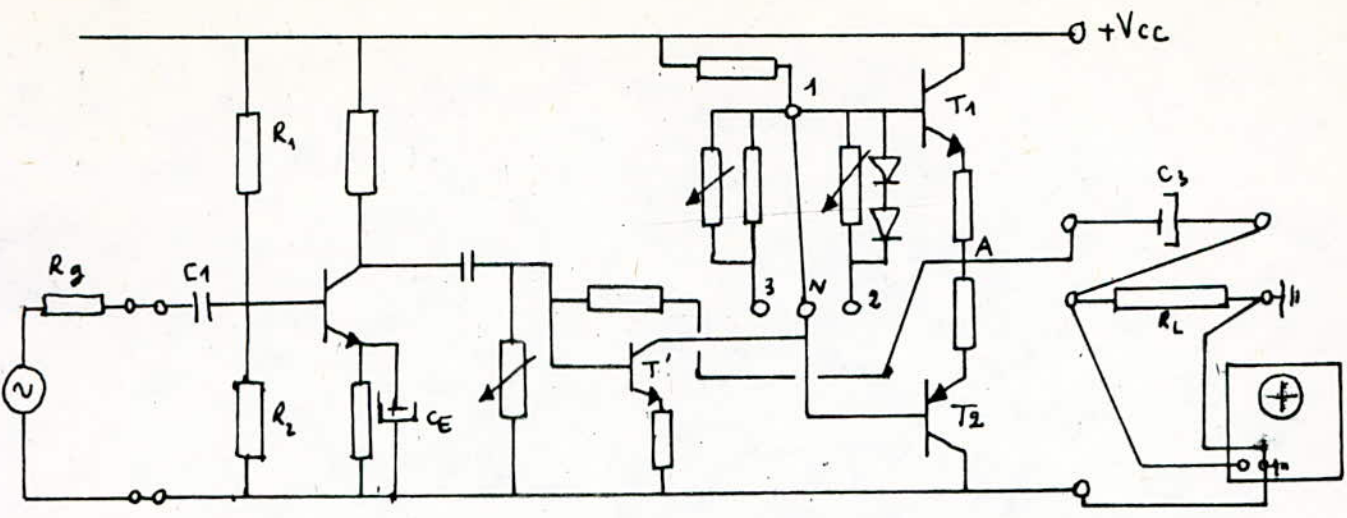


fig 1.1.a montage avec une seule alimentation

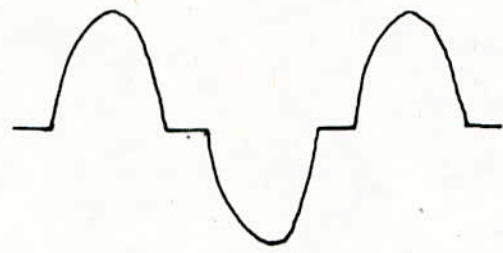


fig 1.1.b

En suite on agit sur le potentiomètre P_2 jusqu'à la disparition totale de la distorsion de croisement. On obtient le même résultat lorsqu'on agit sur le potentiomètre P_3 . Si on court-circuite la capacité C_3 on remarque qu'on a uniquement les alternances positives qui passent. Ce qui prouve que c'est C_3 qui alimente T_2 .

2. Montage utilisant deux alimentations :

On règle les deux alimentations à $\frac{V_{cc}}{2}$ et $-\frac{V_{cc}}{2}$ de façon que leur somme donne V_{cc} . on refait le montage identique à celui de la figure 2.1 et on opère comme précédemment.

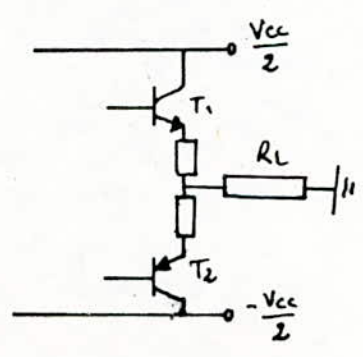


fig 2.1.

Conclusion :

Nous avons choisi un montage classique utilisant des transistors bipolaires complémentaires, parce que c'est destiné à une manipulation de travaux pratiques.

D'autre part cette maquette permet aux étudiants d'avoir une idée très claire sur l'amplification en puissance et les amplificateurs de puissance utilisés en audiofréquences.

un changement pourrait être établi ; remplacer les transistors bipolaires complémentaires par des transistors C.MOS complémentaires (canal P et canal N) pour des puissances allant jusqu'à une cinquantaine de Watts, ou par des V.MOS complémentaires pour des puissances allant au delà de 50W.

A titre indicatif, les montages, en nos jours utilisent des circuits intégrés monolithiques pour des puissances allant de 1W jusqu'à 50W, et des circuits intégrés hybrides pour des puissances qui dépassent les 50W.

BIBLIOGRAPHIE

- A.P. MALVINO Principes d'électroniques . McGRAW Hill 1980
- A. Petitclerc Théorie et pratiques des circuits à transistors DVNOB 1966.
- J. AUVRAY électronique des signaux analogiques . DVNOB 1980.
- G. RAYMOND L'utilisation pratique des transistors . ed. CHIRON 1968.
- Y. HAMADA Circuits électroniques . O.P.U. 1984.
- A. VATASESCO Circuits à Semi-conducteurs dans l'industrie
H. SINNREICH AMPLIFICATEURS & OSCILLATEURS
ST. GAVAT
R. STERE EDITURA TEHNICĂ
R. PIRINGER BUCAREST. ROUMANIE .
- J.M FOUCHET ELECTRONIQUE PRATIQUE . Technique & vulgarisation 1984
A. PEREZ MAS
- J. C. DUEZ ELECTRONIQUE APPLIQUÉE II . classique HACHETTE 1973
- BEUVILLAIN /LATY ELECTRONIQUE II " " "
- H. ARCISZEWSKI MESURES SUR LES TRANSISTORS ed. CHIRON 1968.
- TEXAS. INSTRUMENTS DATA BOOK "MANUEL DES TRANSISTORS"
- R. PESSON Schémas d'amplificateurs ed. RADIO.
- Schreiber Radiotransistors édition RADIO

