

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

En : Electronique

Spécialité : Instrumentation Electronique

Par : ABDELMOUMENE Nora
KERROUCHE Meriem

Sujet

Etude et réalisation d'un amplificateur classe A pure pour casque

Soutenu publiquement, le 02 / 07 / 2017, devant le jury composé de :

M. GHAF FOUR Kheireddine	Professeur	Univ. Tlemcen	Président
M. HAMDOUNE Abdelkader	Professeur	Univ. Tlemcen	Directeur de mémoire
M. BELAID Ali	M.A.A	Univ. Tlemcen	Examineur 1

Remerciements

En tout premier lieu, nous remercions le bon Dieu, tout puissant, de nous avoir donné la force pour survivre, ainsi que l'audace pour dépasser toutes les difficultés.

Notre plus grande gratitude va à notre encadreur Monsieur **HAMDOUNE ABDELKADER**, pour sa disponibilité et la confiance qu'elle nous accordée.

Nous voudrions également remercier les membres du jury pour avoir accepté d'évaluer ce travail et pour toutes leurs remarques et critiques, ainsi que le personnel et les enseignants de notre faculté AbouBakr Belkaid

Afin de n'oublier personne, nos vifs remerciements s'adressent à tous ceux qui nous ont aidées à la réalisation de ce modeste mémoire

Dédicaces

Grace à la volonté divine d'ARRAHMEN notre dieu tout puissant et bien veillant qui nous a permis d'achever et de présenter ce modeste travail, que je dédie à :

Ceux à qui je dois la vie, mes parents qui m'ont soutenu durant la réalisation de ce travail, et qu'ils étaient avec moi durant tous les obstacles que je les rencontrés dans ma vie.

A mon frère Lahcene, ma chère sœur Souad

A mes amis : Nawel, Zineb et Fatima que j'ai toujours trouvé à mes coté et qui m'ont aidé à surmonter toutes les difficultés.

-o-o-o- (ABDELMOUMENE NOURA) -o-o-o-

Dédicaces

Grace à la volonté divine d'ARRAHMEN notre dieu tout puissant et bien veillant qui nous a permis d'achever et de présenter ce modeste travail, que je dédie à :

Ceux à qui je dois la vie, mes parents qui m'ont soutenu durant la réalisation de ce travail, et qu'ils étaient avec moi durant tous les obstacles que je les rencontrés dans ma vie.

A mes frères Abdellah et Abdenacer

A mes sœurs Wahiba et Khadidja

A mes nièces : Ritej et Maram

A mes amis(es) : Assia , Nadjet , Amel, Ahlem, Kheira, Ayoab et Amine que j'ai toujours trouvé à mes coté et qui ma aidé à surmonter toutes les difficultés.

-o-o-o- (KERROUCHE MERIEM) -o-o-o-

Sommaire

Remerciements.....	i
Dédicaces.....	ii
Dédicaces.....	iii
Sommaire.....	iv
Liste des figures.....	v
Liste des tableaux.....	vii
Introduction Générale.....	1
Chapitre 1 : Amplificateurs	
1- Introduction.....	2
2- Amplificateurs de puissance.....	2
2.1 Définition.....	2
2.2 Caractéristiques d'un amplificateur de puissance.....	2
2.3 Amplificateur à base de transistors.....	4
a/ Amplificateurs de signaux faibles.....	4
b/ Amplificateurs de signaux forts (puissance).....	5
3- Classes de fonctionnement d'amplificateur.....	5
3.1 Amplificateurs classe A.....	5
3.1.1 Point de repos en classe A.....	6
3.1.2 Droite de charge statique.....	7
3.1.3 Droite de charge dynamique.....	7
3.1.4 Amplificateur à montage émetteur commun.....	7
a. Puissance dissipée dans la charge.....	8
b. Puissance (alternative) maximum de sortie.....	9
c. Puissance dissipée et fournie.....	9
d. Rendement η	10
e. Distorsion non linéaire.....	11
3.1.5 Amplificateur à montage collecteur commun.....	11
3.2 Amplificateur classe B.....	13
3.2.1 Fonctionnement du push-pull.....	15

3.2.2 Rendement en classe B.....	15
3.2.3 Distorsion de recouvrement.....	16
3.2.4 Correction de la distorsion.....	17
a/ Montage à diodes.....	17
b/ Montage à amplificateur opérationnel.....	18
c/ Montage à condensateur.....	18
4- Conclusion.....	19

Chapitre 2 : Schéma synoptique et étude de chaque étage

1- Introduction.....	20
2- Schéma synoptique du montage.....	20
3- Etude des différents étages.....	20
3.1 Alimentation symétrique.....	20
3.1.1 Transformateur.....	21
3.1.2 Redressement double alternance.....	22
3.1.3 Filtrage.....	26
3.1.3.1 Généralité sur les condensateurs.....	26
3.1.3.2 Fonctionnement du filtrage.....	27
3.1.4 Régulation.....	29
3.2 Etage différentiel.....	30
3.3 Etage push-pull.....	31
3.4 Etage comparateur à fenêtre.....	32
3.5 Casque audio.....	32
4- Conclusion.....	34

Chapitre 3 : Réalisation pratique

1- Introduction.....	35
2- Circuit électrique du montage.....	35
3- Réalisation et étude pratique du montage.....	35
3.1 Alimentation symétrique.....	35
3.2 Amplificateur différentiel.....	37
3.3 Amplificateur push-pull.....	39
3.4 Comparateur à fenêtre.....	39
4- La réponse fréquentielle.....	41

5- Adaptation d'impédance.....	42
6- Simulation et réalisation.....	42
6.1 Simulation sur ISIS.....	42
7- Conclusion.....	45
Conclusion Générale.....	46
Bibliographique	
Résumé	

- Figure 1.1 : Bilan de puissances.
- Figure 1.2 : Distorsion harmonique.
- Figure 1.3 : Amplificateur à transistors.
- Figure 1.4 : Droite de charge et points de fonctionnement.
- Figure 1.5 : Les droites de charges statique et dynamique.
- Figure 1.6 : Montage émetteur commun.
- Figure 1.7 : Signaux d'un amplificateur classe A, émetteur commun.
- Figure 1.8 : Droite de charge dynamique et signaux de sortie.
- Figure 1.9 : Amplificateur classe A en collecteur commun.
- Figure 1.10 : Droite de charge et point de repos.
- Figure 1.11 : Amplificateur classe B (montage push pull).
- Figure 1.12 : L'allure des courants i_{c1} , i_{c2} et i_s .
- Figure 1.13 : Caractéristique $u_c = f(e_g)$ du push-pull.
- Figure 1.14 : Distorsion de croisement.
- Figure 1.15 : Correction par diodes de la distorsion d'un amplificateur classe B.
- Figure 1.16 : Correction de distorsion d'un amplificateur classe B, par AOP.
- Figure 1.17 : Correction par condensateur.
- Figure 2.1 : Schéma synoptique du montage.
- Figure 2.2 : Alimentation symétrique.
- Figure 2.3 : Schéma synoptique général d'une alimentation symétrique.
- Figure 2.4 : Schéma d'un transformateur.
- Figure 2.5 : Redressement double alternance (pont de Graetz).
- Figure 2.6 : Symbole et schématisation de la diode.
- Figure 2.7 : Caractéristique directe d'une diode (au Si).
- Figure 2.8 : Circulation du courant pendant l'alternance positive.
- Figure 2.9 : Circulation du courant pendant l'alternance négative.
- Figure 2.10 : La tension aux bornes de R_{60} .
- Figure 2.11 : Structure interne d'un condensateur.
- Figure 2.12 : Les condensateurs de filtrage.
- Figure 2.13 : Signal de sortie de condensateur.
- Figure 2.14 : Les Symboles des régulateurs 78XX et 79XX.
- Figure 2.15 : Etage amplificateur différentiel.
- Figure 2.16 : Etage push-pull.

Figure 2.17 : Etage comparateur à fenêtre.

Figure 3.1 : Circuit électrique d'un amplificateur classe A pure.

Figure 3.2 : Circuit de l'alimentation symétrique.

Figure 3.3 : Tensions continues ± 15 V de l'alimentation.

Figure 3.4 : Signal d'entrée V_e .

Figure 3.5 : Signal amplifié par l'amplificateur différentiel (Point A).

Figure 3.6 : Signal amplifié par Q2 (Point C).

Figure 3.7 : Tensions de référence V_{ref1} et V_{ref2} des deux comparateurs.

Figure 3.8 : La sortie pure du comparateur.

Figure 3.9 : La réponse fréquentielle théorique du circuit.

Figure 3.10: Circuit d'alimentation sur le logiciel ISIS.

Figure 3.11 : Circuit sur le logiciel ISIS.

Figure 3.12 : Circuit imprimé.

Tableau 2.1 : Le rôle de chaque bloc d'une alimentation.

Tableau 2.2 : Tensions et fréquence au niveau de R60.

Introduction Générale

L'amplificateur audio est conçu pour amplifier un signal audible en le déformant le moins possible ; plus l'amplificateur est bon, plus fidèle est le son. On trouve des amplificateurs dans de nombreux produits électroniques comme les ordinateurs portables, les chaînes HI-FI, les téléphones mobiles et les guitares électriques, par exemple. Le principe de l'amplification sonore a été trouvé en 1906 par l'américain Lee De Forest ; il consiste donc à marier un signal sonore de faible amplitude à une source d'électricité puissante qui prend la forme du signal d'origine.

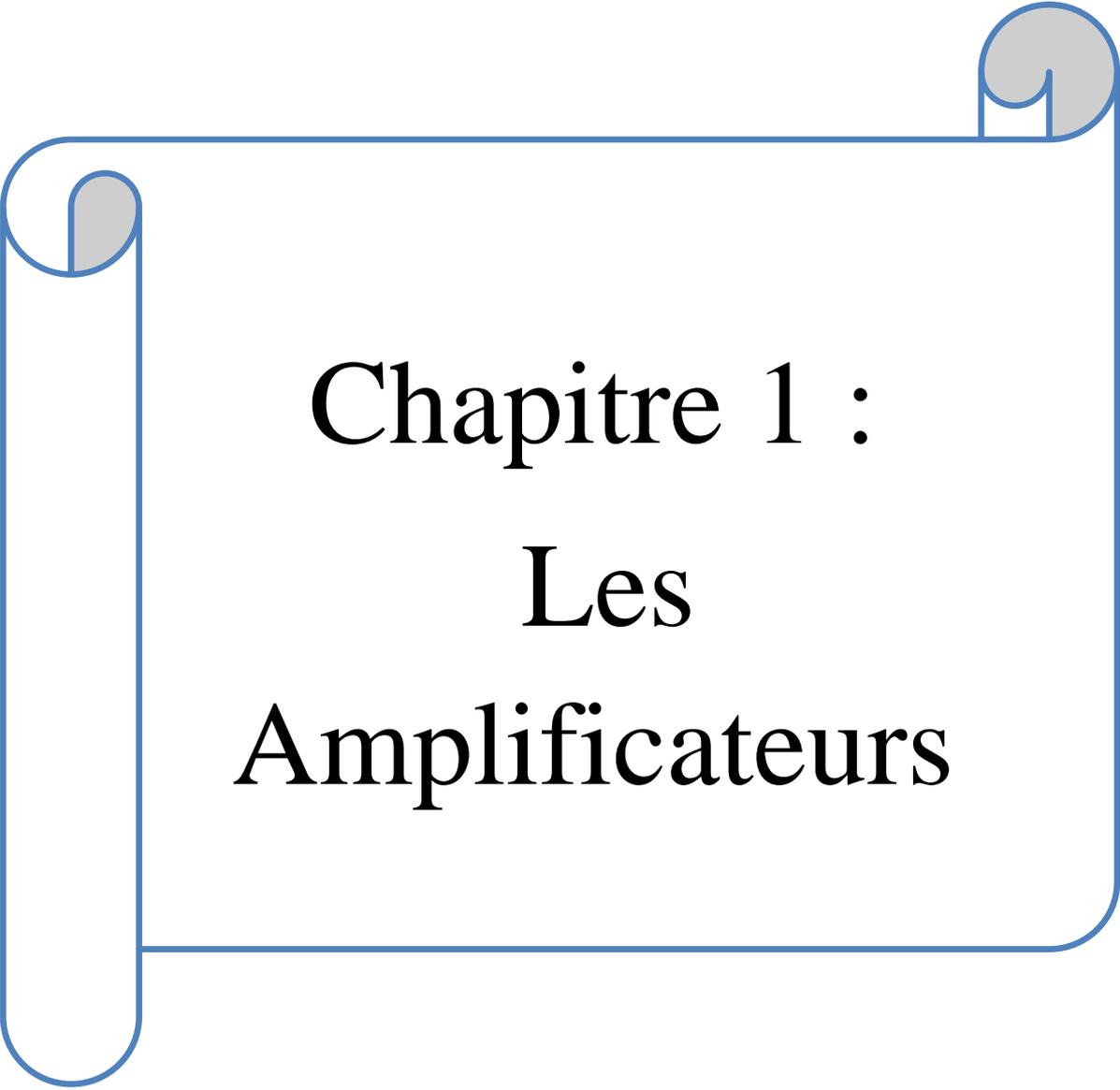
Notre travail consiste à étudier et réaliser un amplificateur audio en classe A pure ; il est divisé en trois chapitres.

Le premier chapitre est consacré à présenter les différentes classes d'un amplificateur de puissance avec leurs principales caractéristiques.

Dans le second chapitre, nous présentons le schéma synoptique du montage à réaliser avec une étude théorique de chaque étage.

Le dernier chapitre est consacré à la réalisation pratique du montage, aux mesures et interprétation des résultats obtenus.

Enfin, nous finissons ce travail par une conclusion générale et des perspectives.



Chapitre 1 :
Les
Amplificateurs

1. Amplificateurs

1.1. Introduction

Toute installation audio comporte nécessairement un amplificateur intégré au sein des haut-parleurs (enceintes pour ordinateurs fixes) ou externe (Home Cinéma en éléments séparés) ; il est le cœur de la chaîne de restitution audio, et un élément indispensable à cette dernière.

Dans cette première partie de notre projet, nous présentons la définition d'un amplificateur de puissance, les principales caractéristiques de différentes classes d'un amplificateur de puissance avec leurs principes de fonctionnement.

1.2. Amplificateur de puissance

1.2.1. Définition

Un amplificateur électronique (ou amplificateur, ou ampli) est un système électronique augmentant la tension et/ou l'intensité d'un signal électrique où l'énergie nécessaire à l'amplification est tirée de l'alimentation du système. Il permet aussi d'augmenter la puissance maximale disponible que peut fournir un système afin d'alimenter une charge comme une antenne ou une enceinte.

Un amplificateur parfait ne déforme pas le signal d'entrée : sa sortie est une réplique exacte de l'entrée et d'amplitude plus grande.

1.2.2. Caractéristiques d'un amplificateur de puissance

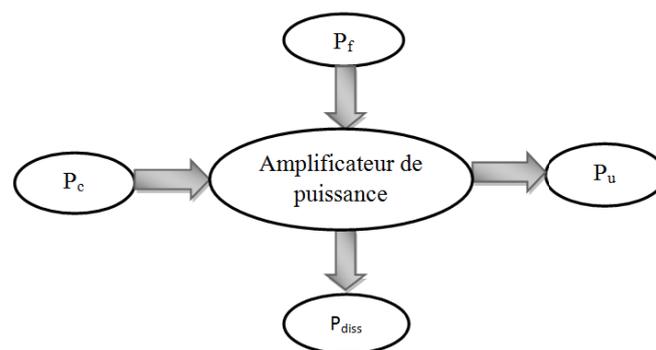


Figure 1.1 : Bilan de puissances [1].

L'amplificateur de puissance reçoit deux puissances : la puissance P_c fournie par le circuit de commande et une puissance P_f fournie par l'alimentation (P_c négligeable par rapport à P_f) [1].

Par la suite, P_f va se décomposer en deux puissances : la puissance utile P_u dissipée dans la charge et la puissance P_{diss} dissipée en pure perte dans l'amplificateur [1].

- **Puissance moyenne utile** [2] :

$$P_u = \frac{1}{T} \int_0^T P_u(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) \cdot dt \quad (1.1)$$

- **Gain en puissance** [2] :

$$G_p = \frac{P_u}{P_c} \quad (1.2)$$

- **Rendement** [2] :

$$\eta = \frac{P_u}{P_c + P_f} = \frac{P_u}{P_f} \quad (1.3)$$

- **Distorsion** [3] :

Lorsque l'amplificateur travaille en grands signaux, le signal de sortie présente de la distorsion due à la non-linéarité. Cela signifie qu'à une entrée sinusoïdale correspond un signal de sortie seulement périodique. Ce signal de sortie $v_s(t)$ est décomposable en série de Fourier sous la forme :

$$v_s(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} a_n \cdot \cos(n\omega t + \varphi_n) \quad (1.4)$$

Si le signal d'entrée est sinusoïdal, le signal de sortie ne sera plus sinusoïdal, mais déformé. Cela se traduira par l'apparition de fréquences multiples de celle du signal d'entrée, appelées "harmoniques".

On appelle distorsion d'harmonique notée d_n le rapport entre l'amplitude V_{sn} de l'harmonique de rang n et l'amplitude V_{s1} du fondamental :

$$d_n = \frac{V_{sn}}{V_{s1}} \quad (1.5)$$

On appelle distorsion totale notée d_t le rapport entre la valeur efficace de toutes les harmoniques et la valeur efficace du fondamental :

$$d_t = \sqrt{d_2^2 + d_3^2 + \dots + d_k^2} \quad (1.6)$$

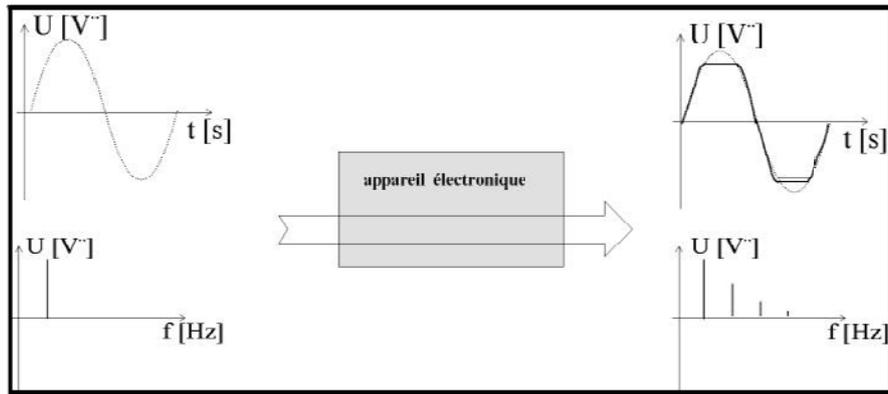


Figure 1.2 : Distorsion harmonique [4].

1.2.3. Amplificateur à base de transistors [5]

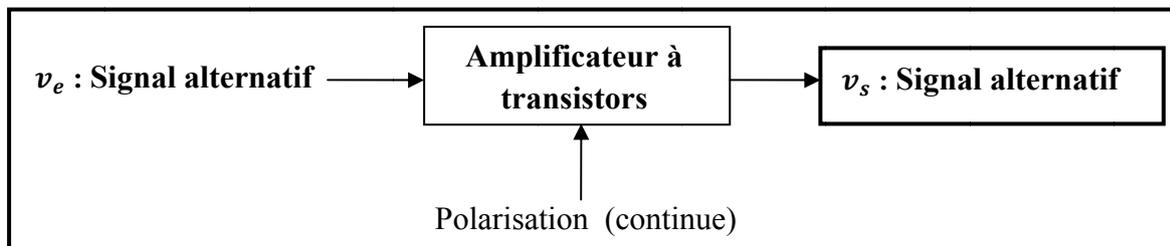


Figure 1.3 : Amplificateur à transistors.

Si $v_s > v_e \Rightarrow$ on a une amplification.

Le transistor est polarisé dans la région active. Lorsqu'on applique une tension alternative à l'entrée, on produit des fluctuations du courant de sortie. Lorsque le courant alternatif de sortie traverse une charge, il produit un signal de sortie plus élevé que le signal d'entrée. Cette augmentation du signal s'appelle amplification. On a deux types d'amplificateurs :

- Amplificateurs de signaux faibles.
- Amplificateurs de signaux forts.

a/ Amplificateurs de signaux faibles

- Les signaux sont de faible amplitude.
- Ces amplificateurs n'utilisent qu'une faible portion de la droite de charge.
- Les variations du courant collecteur sont faibles comparées au courant collecteur de repos.
- Les transistors utilisés sont appelés transistors de faible puissance. Généralement ces transistors dissipent une puissance inférieure à un demi-watt.

b/ Amplificateurs de signaux forts (puissance)

- Les signaux sont de grande amplitude.
- Ces amplificateurs utilisent toute la région active (ou presque) de la droite de charge.
- Les transistors utilisés sont appelés transistors de puissance. Généralement ces transistors dissipent une puissance supérieure à un demi-watt.

1.3. Classes de fonctionnement d'amplificateur [6]

Les différents amplificateurs ont été répertoriés par classes, non pas en fonction de la qualité de leurs performances mais suivant la façon dont ils travaillent, selon :

- La puissance de sortie
- Le rendement
- La distorsion
- Le gain
- La puissance maximale que peut dissiper l'élément actif

L'utilisation de la droite de charge, est fondamentale. La figure 1.4 montre la classification des amplificateurs selon la position du point de fonctionnement sur la droite de charge.

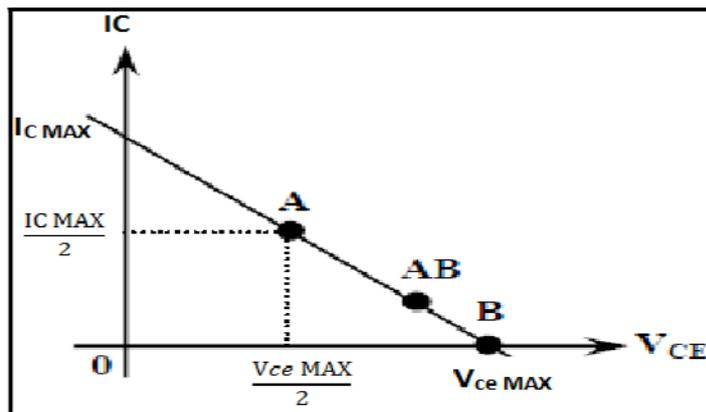


Figure 1.4 : Droite de charge et points de fonctionnement [3].

1.3.1. Amplificateur classe A

L'étage de sortie d'un ampli classe A est fait autour d'un seul transistor. Au repos, le point de fonctionnement se situe au milieu (ou environ) de la droite de charge du transistor. En gros, le transistor est à mi-course entre un interrupteur fermé et un interrupteur ouvert ; il pourra donc s'ouvrir un peu plus ou un peu moins autour de ce point de fonctionnement.

L'amplificateur de classe A est le plus linéaire avec son angle de conduction de 2π , c'est-à-dire présentant le taux de distorsion harmonique le plus faible, même en l'absence de réaction négative. Le signal de sortie résultant ne comporte aucune harmonique parasite ; en contrepartie, il consomme plus d'énergie. En classe A, le ou les transistors d'amplification sont constamment actifs ; on a un rendement très faible. Dans le meilleur des cas, un Watt sera perdu en dégagement de chaleur pour un Watt musical restitué. Généralement, le rendement se situe autour de 25%. La classe A est de fait réservée aux petites puissances, voire d'étages de sortie des préamplificateurs ou de lecteurs CD. Faire un amplificateur en classe A très puissant est extrêmement coûteux, sans compter que le produit final a de fortes chances d'être énorme. Ainsi les amplificateurs classe A sont peu puissants (30 à 50W max.), énormes, ils chauffent, ils consomment beaucoup de courant et sont très chers ; ils sont rares sur le marché. L'étage de sortie classe A est néanmoins utilisé systématiquement sur les étages de sortie bas niveau comme la sortie CD, sortie préamplificateur, car sa mise en place est simple pour des signaux faibles. Chaque transistor de sortie va reproduire la partie positive et négative du signal. Pour cela, on applique au signal, une tension dite de polarisation, qui va rendre le signal à amplifier positif. Le problème est que le transistor va dissiper en permanence beaucoup de courant, en pure perte (chaleur). Il dissipe en moyenne la tension de polarisation, même lorsqu'il n'y a aucun signal à l'entrée. A titre d'exemple ; pour un amplificateur de 20 W sous 4 Ohms (ampli peu puissant), la tension de polarisation sera de 13 V et donc la puissance dissipée en chaleur sera de 40 W. Si on augmente la puissance de l'ampli, les pertes augmenteront au carré. Il y a eu des variations de cette technique pour réduire les pertes, comme un courant de polarisation variable ou commuté, suivant l'intensité du signal. Cette technique a permis d'obtenir des amplis classe A de 100 W par exemple, ou des ampli classe A de bon prix, puis un retour aux valeurs avec des amplis de 20 W appelé « Classe A pure ».

1.3.1.1. Point de repos en classe A [5]

Au repos (lorsqu'il n'y a pas de signal d'entrée), les coordonnées du point de repos Q sont : I_{CQ} et V_{CEQ} (I_{C0} et V_{CE0}). Si les coordonnées du point Q sont mal choisies, le signal de sortie sera écrêté :

- Ecrêtage dû à la saturation.
- Ecrêtage dû au blocage.
- Ecrêtage dû au blocage et à la saturation.

La position optimum du point Q est au milieu de la droite de charge dynamique.

1.3.1.2. Droite de charge statique [5]

La droite de charge statique représente tous les points de fonctionnement en courant continu ou statique possibles. L'extrémité supérieure de cette droite, s'appelle point de saturation. L'extrémité inférieure de cette droite, s'appelle point de blocage. Pour trouver les points de saturation et de blocage en régime statique, il faut analyser le circuit équivalent en courant continu.

1.3.1.3. Droite de charge dynamique

Pour trouver les points de saturation et de blocage en régime dynamique, il faut analyser le circuit équivalent en courant alternatif.

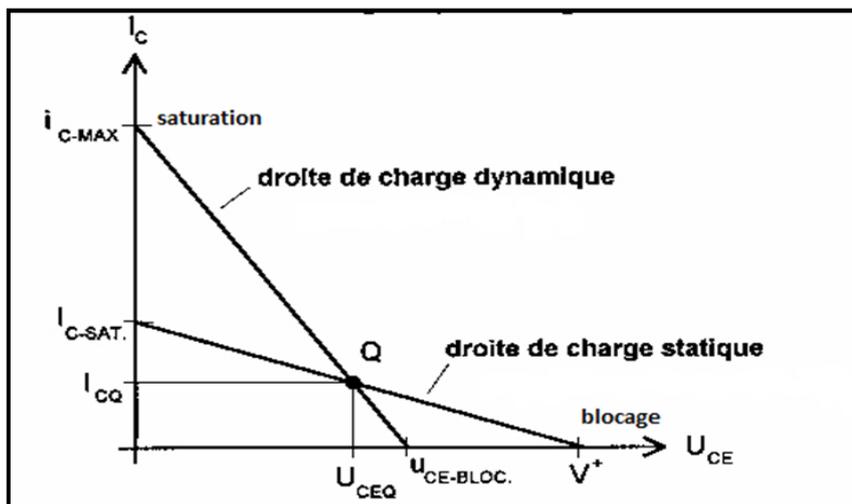


Figure 1.5 : Les droites de charges statique et dynamique [7].

1.3.1.4. Amplificateur à montage émetteur commun

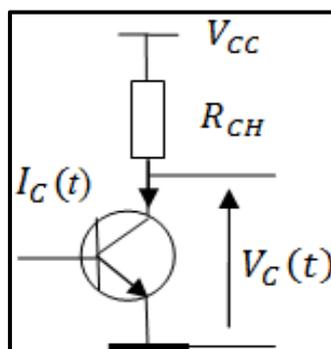


Figure 1.6 : Montage émetteur commun [3].

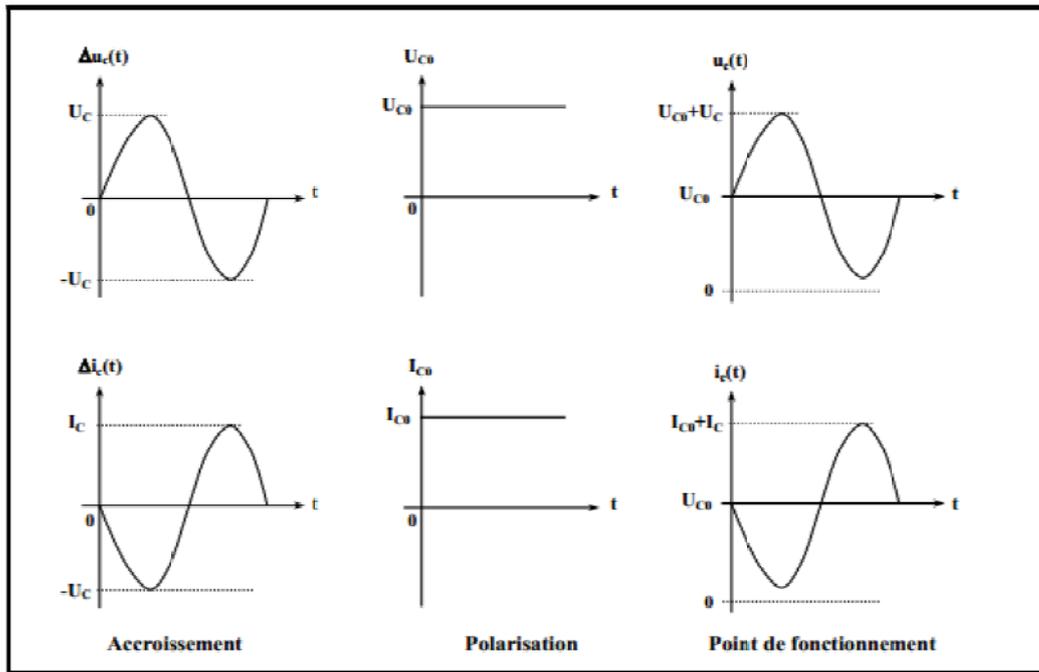


Figure 1.7 : Signaux d'un amplificateur classe A, émetteur commun [5].

a. Puissance dissipée dans la charge [5]

$$V_C(t) = V_{CEQ} + v_C(t) \quad (1.7)$$

$$I_C(t) = I_{CQ} + i_C(t) \quad (1.8)$$

En régime sinusoïdal et pour une charge purement résistive, on a :

$$v_C(t) = V_C \sin \omega t \quad (1.9)$$

$$i_C(t) = -I_C \sin \omega t \quad (1.10)$$

$$P_{CH}(t) = [V_{CC} - V_C(t)] \cdot I_C(t) = [V_{CC} - (V_{CEQ} + v_C(t))] \cdot [I_{CQ} + i_C(t)] \quad (1.11)$$

Et par conséquent la puissance moyenne est :

$$\bar{P} = \frac{1}{T} \int_0^T P(t) dt = (V_{CC} - V_{CEQ}) \cdot I_{CQ} - \left[-\frac{V_C \cdot I_C}{2} \right] \quad (1.12)$$

$$\bar{P} = \frac{1}{T} \int_0^T P(t) dt = (V_{CC} - V_{CEQ}) \cdot I_{CQ} + \frac{V_C \cdot I_C}{2} \quad (1.13)$$

La puissance dissipée dans la charge est constituée de la somme de deux termes, le premier étant dû à la polarisation, le second est induit par le signal alternatif.

Cette puissance moyenne peut être décomposée en une puissance due au courant de polarisation (1.14) et une puissance utile due aux variations de tension et de courant aux bornes de la charge (1.15).

$$P(\text{DC}) = (V_{CC} - V_{CEQ}) \cdot I_{CQ} \quad (1.14)$$

$$\bar{P}(\text{AC}) = \frac{V_C \cdot I_C}{2} : \text{Puissance utile notée } P_U, \quad P_U = \frac{V_C \cdot I_C}{2} \quad (1.15)$$

b. Puissance (alternative) maximum de sortie [5]

Si le signal de sortie est maximum et non écrêté.

- La valeur de crête du courant collecteur est : I_{CQ}
- La valeur de crête de la tension collecteur-émetteur est : V_{CEQ}

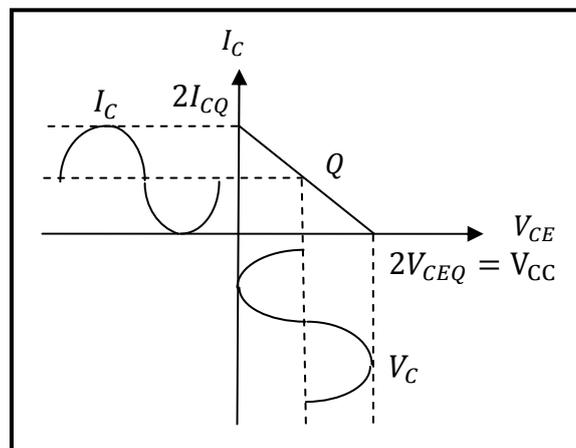


Figure 1.8 : Droite de charge dynamique et signaux de sortie [5].

- La puissance de sortie maximum en régime dynamique :

$$P_{S(\text{max})} = \frac{V_C I_C}{2} = \frac{V_{CEQ} I_{CQ}}{2} = \frac{V_{CC} I_{CQ}}{4} \quad (1.16)$$

c. Puissances dissipée et fournie [5]

Le transistor doit dissiper une puissance moyenne sous forme de chaleur, appelée P_D (sa valeur maximum est indiquée par le constructeur). On ne peut pas dépasser cette valeur nominale sans risque d'endommager le transistor.

$$P_D(t) = V_C(t) \cdot I_C(t) \quad (1.17)$$

Et par conséquent la puissance moyenne :

$$\bar{P}_D = \frac{1}{T} \int_0^T P_D(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T V_C(t) \cdot I_C(t) dt \quad (1.18)$$

$$\bar{P}_D = \frac{1}{T} \int_0^T [V_{CEQ} + v_C(t)] \cdot [I_{CQ} + i_C(t)] dt \quad (1.19)$$

$$\bar{P}_D = V_{CEQ} \cdot I_{CQ} - \frac{V_C \cdot I_C}{2} \quad (1.20)$$

En l'absence du signal d'entrée, la puissance dissipée est maximale :

$$\bar{P}_{D(\max)} = V_{CEQ} \cdot I_{CQ} = \frac{V_{CC} I_{CQ}}{2} \quad (1.21)$$

La puissance totale dissipée peut se calculer comme la somme des puissances dissipées dans le transistor et dans la charge :

$$P_{\text{tot}} = P_D + P_{CH} = V_{CEQ} \cdot I_{CQ} - \frac{V_C \cdot I_C}{2} + (V_{CC} - V_{CEQ}) \cdot I_{CQ} + \frac{V_C \cdot I_C}{2} = V_{CC} \cdot I_{CQ} \quad (1.22)$$

On vérifie que ce résultat correspond bien à celui obtenu en calculant la puissance délivrée par l'alimentation :

$$\bar{P}_{\text{tot}} = \frac{1}{T} \int_0^T P_{\text{tot}}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T V_{\text{tot}} \cdot I_C(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T [(V_{CC} - V_C(t)) + V_C(t)] \cdot I_C(t) dt \quad (1.23)$$

$$\bar{P}_{\text{tot}} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} \cdot (I_{CQ} + i(t)) dt = V_{CC} \cdot I_{CQ} \quad (1.24)$$

d. Rendement η [5]

$$\eta = \frac{P_U}{P_{\text{entrée}} + P_{\text{tot}}} \quad (1.25)$$

Pour le calcul du rendement, on néglige la puissance du signal d'entrée qui est inférieure de plusieurs ordres de grandeurs par rapport aux autres termes.

$$\eta = \frac{P_U}{P_{\text{tot}}} = \frac{\frac{V_C \cdot I_C}{2}}{V_{CC} \cdot I_{CQ}} \quad (1.26)$$

Le rendement est maximum lorsque V_C et I_C sont maximaux, c'est-à-dire pour :

$$V_C = V_{C(\max)} = \frac{V_{CC}}{2} \quad (1.27)$$

$$I_C = I_{C(\max)} = I_{CQ} \quad (1.28)$$

Dans ce cas le rendement est maximum :

$$\eta_{\max} = \frac{\frac{V_{CC} \cdot I_{CQ}}{4}}{V_{CC} \cdot I_{CQ}} = \frac{1}{4} \quad (1.29)$$

$$\text{Soit : } \eta_{\max} = 25 \% \quad (1.30)$$

En réalité le rendement maximum ne peut jamais atteindre 25% à cause de la tension de saturation $V_{CE(sat)}$ du transistor.

Le tableau ci-dessous permet la comparaison des puissances au repos et lorsque le rendement est maximum ; la puissance dissipée dans la charge ($P_{CH_{max}}$) est due en majeure partie à la polarisation DC.

	Au repos	Avec η_{max}
Puissance dissipée par le transistor : P_D	$\frac{V_{CC}I_{CQ}}{2}$	$\frac{V_{CC}I_{CQ}}{4}$
Puissance totale dans la charge : P_{CH}	$\frac{V_{CC}I_{CQ}}{2}$	$3\frac{V_{CC}I_{CQ}}{4}$
Puissance fournie par l'alimentation : P_{tot}	$V_{CC} \cdot I_{CQ}$	$V_{CC} \cdot I_{CQ}$

e. Distorsion non linéaire [5]

La caractéristique de transconductance est non linéaire. Une forte tension sinusoïdale de base produit donc un courant collecteur non sinusoïdal. Lorsque ce courant non sinusoïdal circule dans la résistance de charge, on obtient une tension de sortie non sinusoïdale. Cette altération de la forme du signal s'appelle distorsion non linéaire. Plus le signal est fort plus la distorsion est grande.

1.3.1.5. Amplificateur à montage collecteur commun

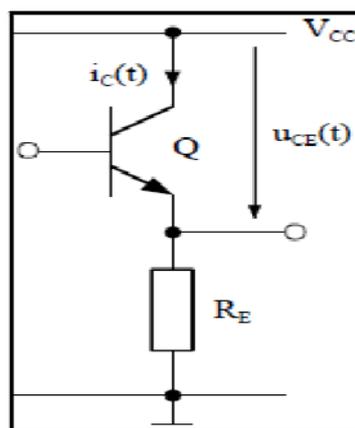


Figure 1.9 : Amplificateur classe A en collecteur commun [6].

La polarisation d'un tel montage est définie par les relations suivantes :

$$U_{E0} = U_{B0} - U_{BE} \quad (1.31)$$

$$U_{CE0} = V_{CC} - U_E \quad (1.32)$$

$$I_C \cong I_{E0} = \frac{V_{CC}}{R_E} \quad (1.33)$$

Le montage collecteur commun présente les avantages suivants :

- Impédance de sortie faible ; il est donc mieux adapté que l'émetteur commun, aux charges faibles.
- Distorsion plus faible que pour l'émetteur commun.

Les autres caractéristiques sont comparables à celles de l'émetteur commun.

L'étude des puissances dissipées est en tous points, est comparable à celle de montage émetteur commun, excepté que la chute de tension apparaît aux bornes de R_E au lieu de R_C .

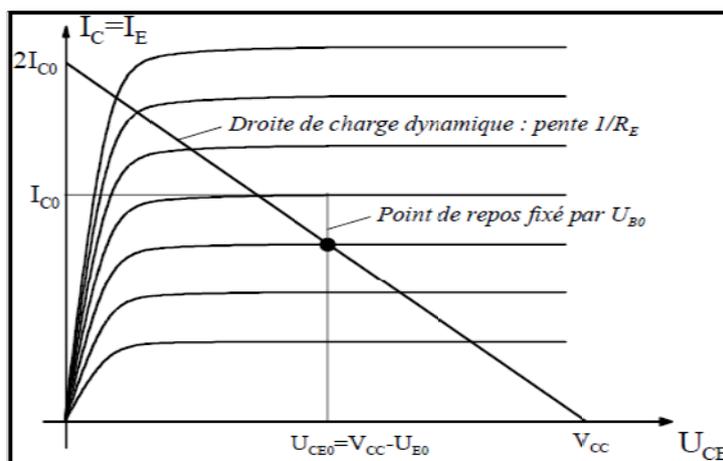


Figure 1.10 : Droite de charge et point de repos [6].

- **Rendement η [6]**

Les conditions, pour une valeur déterminée de R_E , sont un point de fonctionnement au milieu de la droite de charge et une amplitude maximale du signal AC avec :

$$U_{E0} = \frac{V_{CC}}{2} \quad (1.34)$$

$$\hat{U}_E = \frac{V_{CC}}{2} \quad (1.35)$$

Le tableau ci-dessous permet la comparaison des puissances de polarisation (repos) et à condition de rendement maximum η_{\max} , ce qui conduit à un rendement maximum η_{\max} de 25%.

		Au repos	Avec η_{\max}
Puissance dissipée par le transistor Q	P_Q	$\frac{V_{CC} \cdot I_{C0}}{2}$	$\frac{V_{CC} \cdot I_{C0}}{4}$
Puissance totale dans la charge	P_{RL}	$\frac{V_{CC} \cdot I_{C0}}{2}$	$3 \cdot \frac{V_{CC} \cdot I_{C0}}{4}$
Puissance fournie par l'alimentation	P_{TOT}	$V_{CC} \cdot I_{C0}$	$V_{CC} \cdot I_{C0}$

1.3.2. Amplificateur classe B

L'amplificateur classe B est constitué d'un étage de sortie comportant deux transistors complémentaires NPN et PNP. Le point de repos se situe à la limite du blocage de chaque transistor. Pour pouvoir amplifier les deux alternances d'un signal sinusoïdal, il faut que l'un des transistors amplifie les alternances positives et le second les alternances négatives. Les composants actifs conduisent durant une demi-période du signal d'entrée.

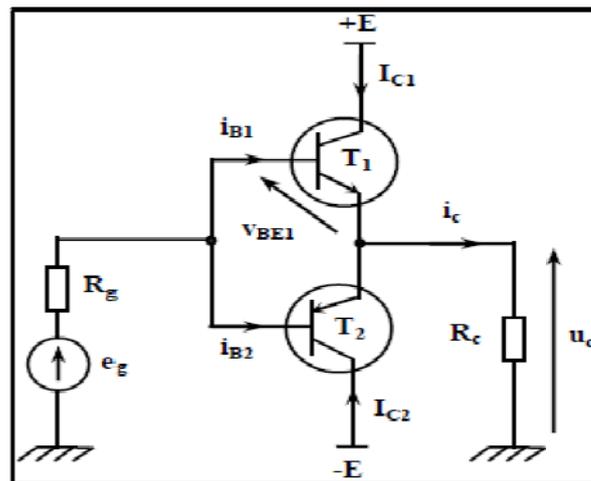


Figure 1.11 : Amplificateur classe B (montage push pull) [1].

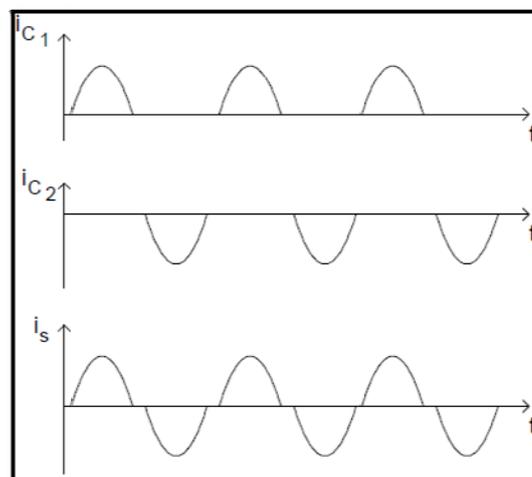


Figure 1.12 : L'allure des courants i_{c1} , i_{c2} et i_s [1].

Les transistors T1 et T2 sont complémentaires ; le point de repos choisi est le point B (Figure 1.4) si bien qu'en l'absence de tension v_e , la charge n'est parcourue par aucun courant. Les transistors T1 et T2 conduisent alternativement :

- pour que T1 conduise il faut que $v_e > V_{BE1}$
- pour que T2 conduise il faut que $v_e < V_{BE2}$
- si $V_{BE2} < v_e < V_{BE1}$ aucun transistor ne conduit d'où l'allure des courants ci-dessus.

On remarque bien que le courant circulant dans la charge n'est pas purement sinusoïdal mais présente une distorsion dite de croisement ou de recouvrement (cross-over). Cette distorsion peut être supprimée grâce à des montages appropriés.

• Etude de T1 :

Le montage est régi par les équations suivantes :

$$U_c = e_g - R_g \cdot i_{B1} - v_{BE1} ; i_{E1} = i_{B1} + i_{c1} \quad (1.36)$$

$$\text{- Si T1 est bloqué : } i_{B1} = i_{c1} = i_{E1} \text{ et } v_{BE1} < 0 \Rightarrow e_g = v_{BE1} \text{ et } U_c = 0 \quad (1.37)$$

\Rightarrow T1 est bloqué pour e_g négative, et u_c est nulle.

$$\text{- T1 saturé : On suppose une tension de saturation nulle : } V_{CEsat} = 0. \quad (1.38)$$

La condition de saturation s'écrit :

$$i_{B1} \geq I_{Bsat}, \text{ avec } I_{Csat} = \alpha_1 \cdot I_{Esat} = \frac{\beta_1}{\beta_1 + 1} \cdot \frac{E}{R_c} \quad (1.39)$$

$$\text{D'où : } i_{B1} = \frac{e_g - v_{BE1} - U_c}{R_c} \quad (1.40)$$

$$\text{Si le transistor est saturé, on a : } i_{B1} \geq \frac{E}{(\beta_1 + 1) \cdot R_c}, v_{BE1} = 0, U_c = E, \quad (1.41)$$

$$\text{D'où la condition de saturation de T1 : } e_g \geq e_0 = E \cdot \frac{R_g}{(\beta_1 + 1) \cdot R_c} + 1 \quad (1.42)$$

T1 est saturé pour tout e_g positif supérieur ou égal à e_0 et u_c est égale à E .

- T1 amplificateur : Lorsque $0 < e_g < e_0$, T1 est en fonctionnement normal. Si on néglige la résistance ρ_0 du transistor, on obtient la relation : $i_{c1} = \beta_1 \cdot i_{B1}$. (1.43)

$$\text{On déduit donc l'expression de la tension de sortie : } U_c = \frac{(\beta_1 + 1) \cdot R_c}{R_g + (\beta_1 + 1) \cdot R_c} \cdot e_g \quad (1.44)$$

Avec $0 < e_g < e_0$

• Etude de T2 :

L'étude de T2 est analogue à celui de T1. On aboutit à une caractéristique de transfert $u_c = f(e_g)$ symétrique par rapport à l'origine avec celle de T1.

1.3.2.1. Fonctionnement du push-pull

Les deux émetteurs et les deux bases étant reliés, il vient que : $v_{BE1} = v_{BE2}$. En conséquence, si T1 conduit, T2 est bloqué et vice versa.

Par ailleurs, le courant dans la charge est donné par : $i_c = i_{E1} + i_{E2}$, Il en résulte :

$$\text{- Pour } e_g > 0 \text{ (T1 conduit, T2 est bloqué) : } i_c = i_{E1} \quad (1.45)$$

$$\text{- Pour } e_g < 0 \text{ (T1 est bloqué, T2 conduit) : } i_c = i_{E2} \quad (1.46)$$

Les deux transistors doivent avoir le même gain en courant β ($\beta_1 = \beta_2$) pour que les caractéristiques de transfert aient la même pente et que l'amplification des deux alternances soit symétrique. Si cette condition est effectivement réalisée, le signal d'entrée est reproduit sans distorsion. On obtient la caractéristique de transfert $u_c = f(e_g)$ du montage push-pull.

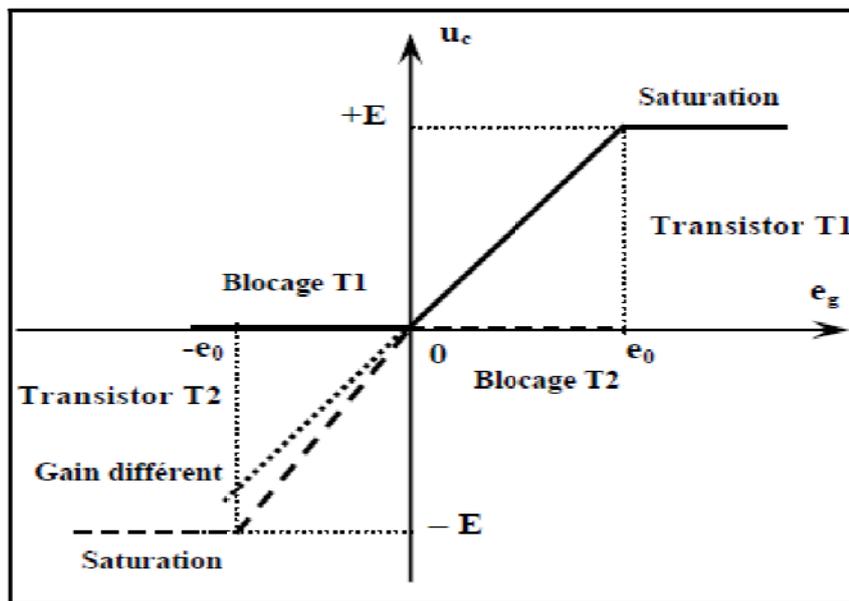


Figure 1.13 : Caractéristique $u_c = f(e_g)$ du push-pull [3].

1.3.2.2. Rendement en classe B [3]

Soit U_c l'amplitude de la tension de sortie, l'amplitude du courant de sortie vaut :

$$I_c = U_c/R_c \quad (1.47)$$

En régime sinusoïdal, la puissance utile vaut donc :

$$P_u = U_c^2/2.R_c \quad (1.48)$$

* La puissance utile maximale s'obtient pour $U_c = E$, soit :

$$P_{u_{\max}} = E^2/2.R_c \quad (1.49)$$

* La source d'alimentation de T1 délivre le courant i_{E1} , tandis que la source d'alimentation de T2 délivre le courant ($-i_{E2}$).

- La puissance instantanée fournie par l'alimentation est :

$$P_f(t) = E \cdot i_{E1}(t) - E \cdot i_{E2}(t) \quad (1.50)$$

- La puissance moyenne vaut :

$$P_f = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{T/2} E \cdot \frac{U_c}{R_c} \sin(\omega t) \cdot dt - \int_{T/2}^T E \cdot \frac{U_c}{R_c} \sin(\omega t) \cdot dt \right\} = \frac{2 \cdot E \cdot U_c}{\pi \cdot R_c} \quad (1.51)$$

- Cette puissance est maximale pour $U_c = E$, soit :

$$P_{fmax} = 2 \cdot E^2 / \pi \cdot R_c \quad (1.52)$$

- Puissance dissipée dans chaque transistor :

$$P_d = P_f - P_u = \frac{2 \cdot E \cdot U_c}{\pi \cdot R_c} - \frac{U_c^2}{4 \cdot R_c} \quad (1.53)$$

- Cette puissance est maximale pour $U_c = 2 \cdot E / \pi$, il vient alors :

$$P_{dmax} = E^2 / \pi^2 \cdot R_c = P_{umax} / 5 \quad (1.54)$$

- Le rendement est donc égal à :

$$\eta = \frac{\pi \cdot U_c}{4 \cdot E} \quad (1.55)$$

Il est maximal lorsque U_c atteint sa valeur maximale $U_c = E$. (1.56)

Le rendement maximal en classe B est donc : $\eta_{max} = \pi/4 \approx 78,5 \%$ (1.57)

A puissance de sortie égale, ce montage permet d'utiliser des transistors moins puissants que ceux nécessités par un montage en classe A.

Le rendement du montage en classe B est beaucoup plus important que celui en classe A.

1.3.2.3. Distorsion de recouvrement

La distorsion se produit entre le blocage d'un transistor et la conduction de l'autre (entre les demi-cycles), elle est appelée distorsion de recouvrement ou de croisement (à cause de la déformation importante du signal à la sortie en prenant compte la valeur de la tension du seuil $\approx 0,7 \text{ V}$)

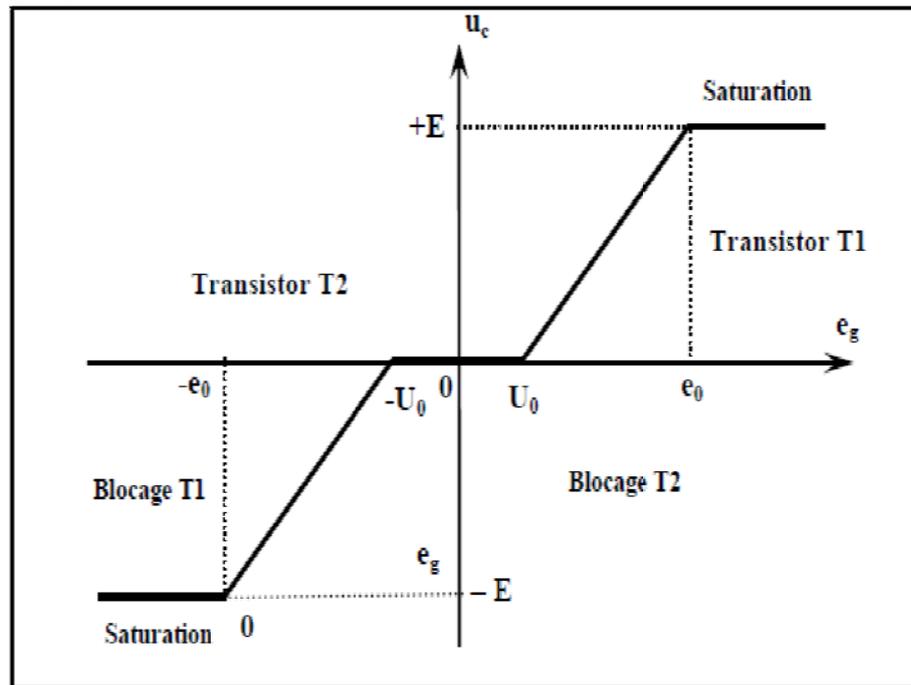


Figure 1.14 : Distorsion de croisement [3].

1.3.2.4. Correction de la distorsion [3]

a/ Montage à diodes :

Pour supprimer ce type de distorsion, on utilise deux diodes dont les tensions de seuil U_0 sont égales à la tension de seuil V_{BE0} des transistors. Les résistances R_1 et R_2 ont des valeurs assez petites pour que les diodes soient polarisées par un courant important, ce qui place leur point de fonctionnement dans la zone linéaire pour toute valeur de la tension d'entrée comprise entre $+E$ et $-E$.

Les diodes restent en effet conductrices si le courant qui les traverse reste positif ; on modifie ainsi le point de polarisation des transistors qui conduisent pour une tension d'entrée pratiquement nulle. Ces conditions de fonctionnement sont difficiles à obtenir et, en pratique, on utilise des diodes dont la tension de seuil est supérieure à celle des transistors. Ceux-ci sont donc toujours passants et présentent un faible courant de repos I_0 . Dans la charge, ces courants sont opposés et on doit ajuster R_1 pour que le courant de repos dans R_c soit nul.

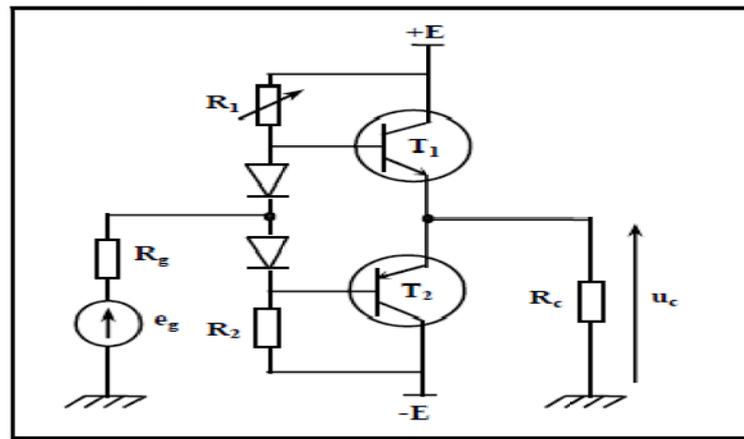


Figure 1.15 : Correction par diodes de la distorsion d'un amplificateur classe B [3].

b/ Montage à amplificateur opérationnel :

Une autre méthode utilisée pour annuler les effets de la distorsion de croisement consiste à utiliser un amplificateur opérationnel avec une contre réaction totale. Dans ce montage, le gain s'ajuste pour maintenir l'égalité des tensions d'entrée et de sortie et cela même pour des tensions d'entrée très faibles. Cette contre-réaction de l'amplificateur opérationnel permet une réduction pratiquement complète de la distorsion de croisement.

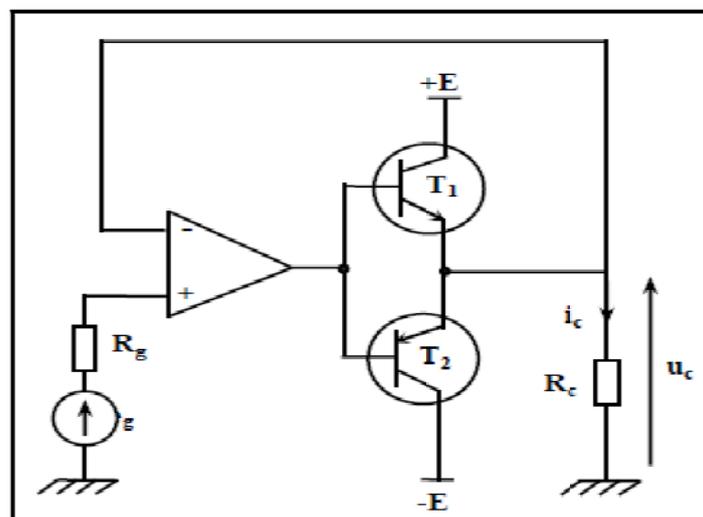


Figure 1.16 : Correction de distorsion d'un amplificateur classe B, par AOP. [3]

c/ Montage à condensateur :

Les montages précédents utilisent une alimentation double. Ce mode d'alimentation n'est pas toujours possible et d'un point de vue économique il est plus avantageux de travailler avec une alimentation unique.

Le montage suivant qui utilise un condensateur en série avec la charge effect, si on place un condensateur de forte valeur en série avec la charge, c pendant les alternances positives comme un récepteur de tension et se char Pendant les alternances négatives du signal ce condensateur restitue l'éner; se comporte comme un générateur de tension de valeur $E/2$.

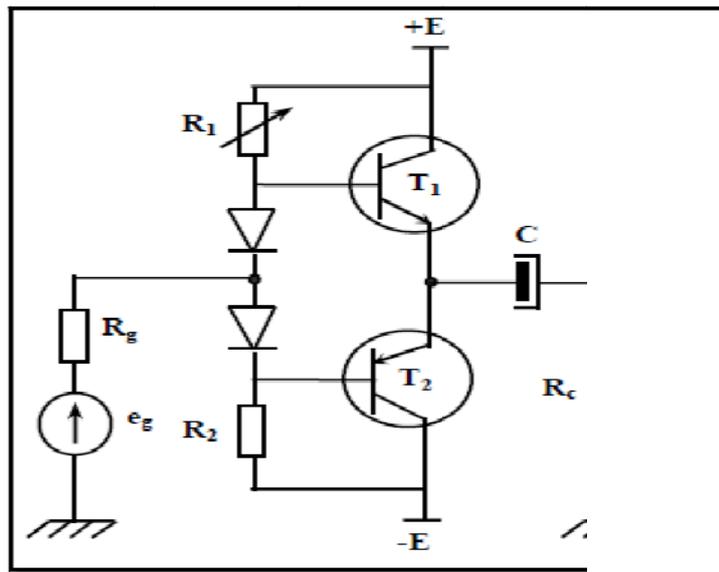
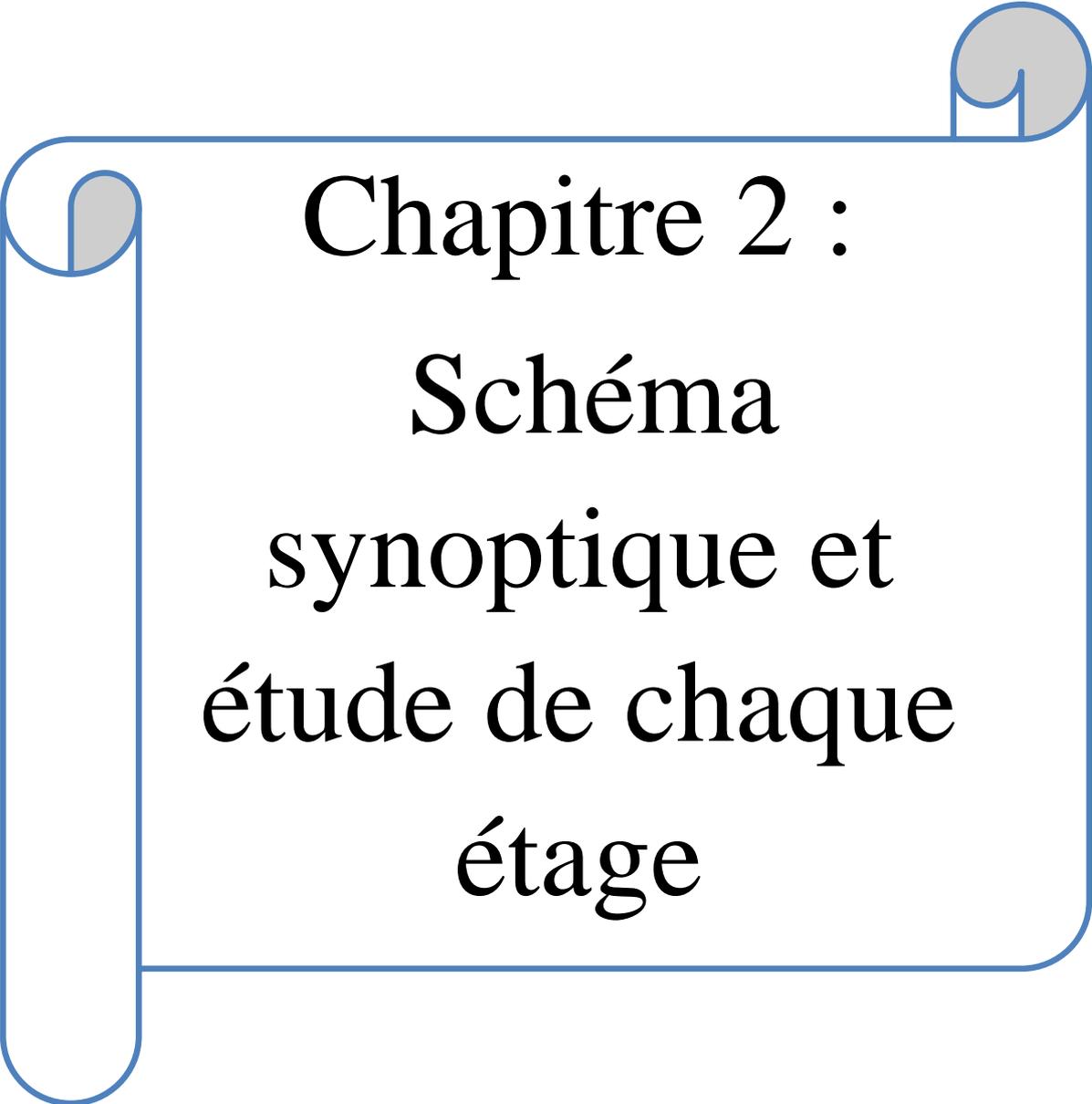


Figure 1.17 : Correction par condensateur [3].

1.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les notions théoriques de l'amplificateur de puissance et ses classes avec leurs caractéristiques. Ce chapitre guide au prochain chapitre : le schéma synoptique et l'étude de chaque étage.



Chapitre 2 :
Schéma
synoptique et
étude de chaque
étage

2.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons donner le schéma synoptique de notre circuit, puis une étude théorique de chaque étage.

2.2. Schéma synoptique du montage

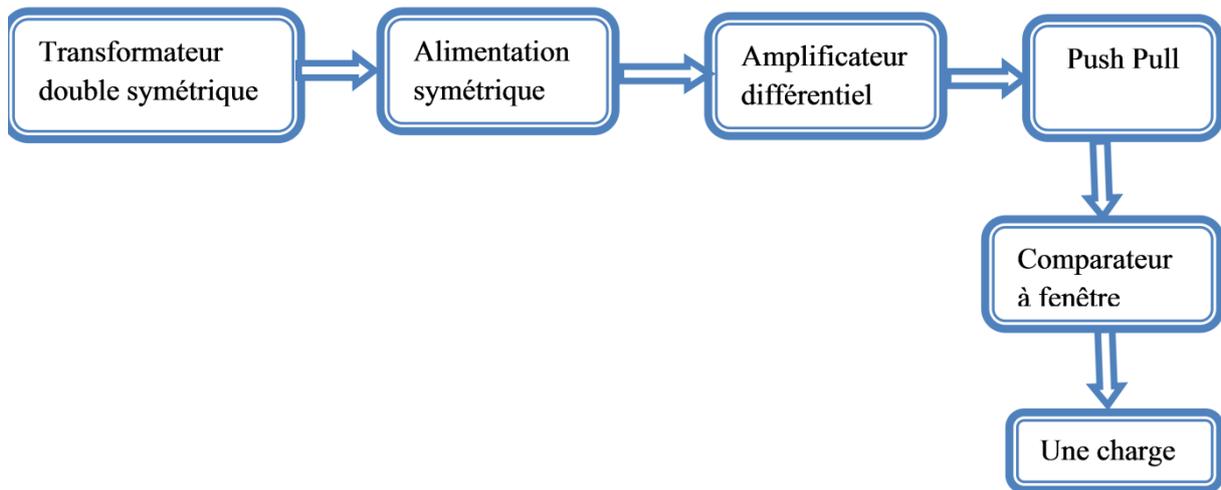


Figure 2.1 : Schéma synoptique du montage.

2.3. Etude des différents étages

2.3.1. Alimentation symétrique

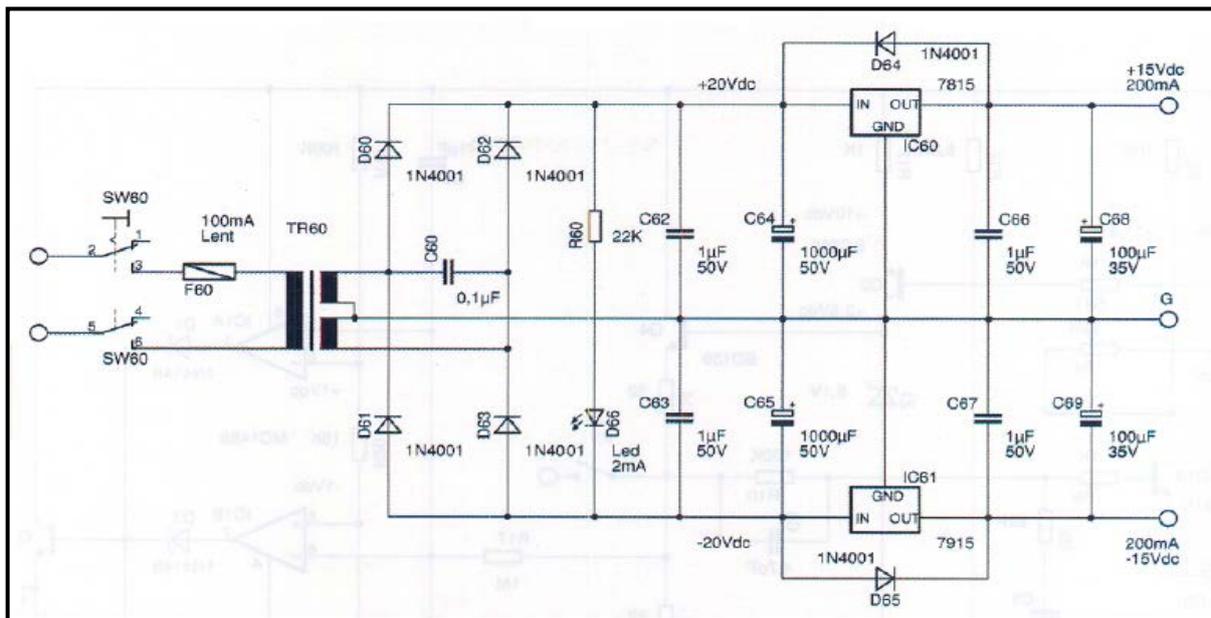


Figure 2.2 : Alimentation symétrique.

L'électronique en général que nous utilisons fonctionne avec du courant continu et le réseau électrique nous fournit du courant alternatif 220-240 V / 50 Hz. Il va donc falloir transformer ce courant alternatif en continu et modifier la valeur fournie en valeur désirée ; une alimentation est donc nécessaire. Une alimentation symétrique délivre une tension positive $+V_{cc}$ et une tension négative $-V_{cc}$; elle comprend en général les parties suivantes :

- * Un transformateur
- * Un redresseur
- * Un filtre
- * Un régulateur

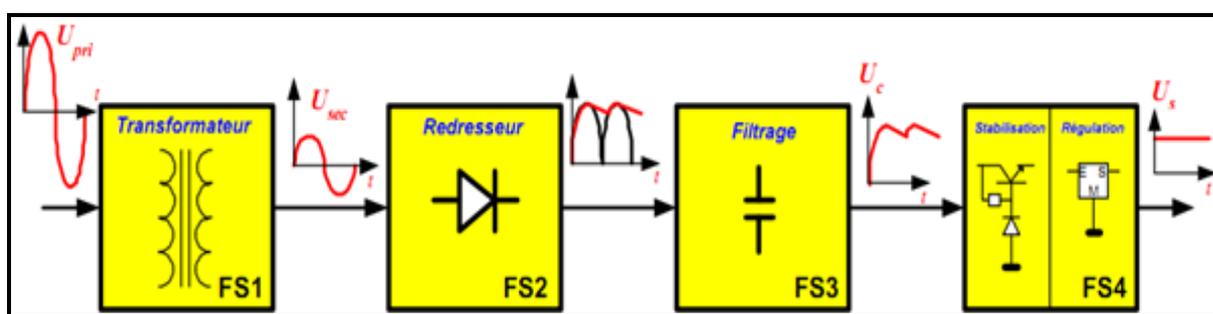


Figure 2.3 : Schéma synoptique général d'une alimentation symétrique [8].

Transformateur	Redresseur	Filtre	Régulateur
Diminue l'amplitude de la tension secteur.	Convertit une tension alternative en une tension unidirectionnelle.	Stocke l'énergie de façon à lisser la tension de sortie du redresseur.	Stabilise la tension et le courant de sortie de manière à les rendre constants (continus).

Tableau 2.1 : Le rôle de chaque bloc d'une alimentation.

2.3.1.1. Transformateur

Un transformateur est un appareil statique à induction électromagnétique destiné à transformer un système de courants variables en un ou plusieurs autres systèmes de courant variable d'intensité et de tension généralement différentes et de même fréquence.

Le transformateur se caractérise par sa tension secondaire exprimée en volts efficaces (V_{eff}) et sa puissance apparente S exprimée en volts ampère (VA).

La puissance en régime sinusoïdal s'exprime par :

$$P = V_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}} \cdot \cos\varphi = S \cos\varphi \quad (2.1)$$

- φ est le déphasage entre U et I : il dépend de la nature de la charge (R, L, C).
- S est la puissance apparente en VA.

Le transformateur remplit deux fonctions :

- Isoler le récepteur et le secteur ; le transfert d'énergie se fait par le champ magnétique.
- Transformation de la tension alternative du réseau, déterminée par le rapport entre le nombre de spires de la bobine du secondaire et le nombre de spires de la bobine du primaire ; on a alors soit un abaisseur de tension, soit un élévateur de tension.

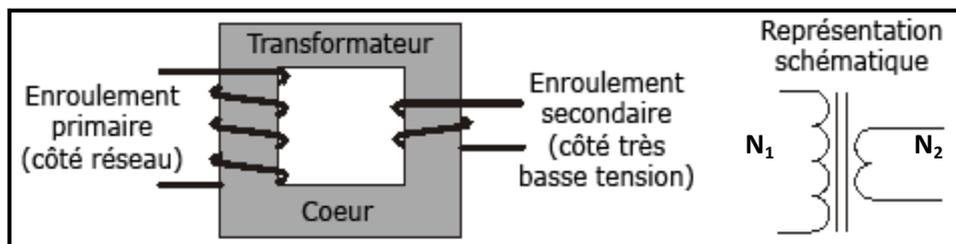


Figure 2.4 : Schéma d'un transformateur [9].

N_1 : Nombre de spires du primaire branché directement sur le secteur.

N_2 : Nombre de spires du secondaire relié généralement à la charge.

$$K = \frac{N_2}{N_1} \Rightarrow \begin{cases} K > 1 & \text{Transformateur élévateur} \\ K < 1 & \text{Transformateur abaisseur} \end{cases}$$

(2.2)

Le rendement est donné par la relation suivante :

$$\eta = \frac{P_s}{P_e} \Rightarrow \begin{cases} P_e & \text{puissance au primaire du transformateur.} \\ P_s & \text{puissance au secondaire du transformateur.} \end{cases} \quad (2.3)$$

2.3.1.2. Redressement double alternance

La tension de sortie du transformateur doit être redressée par deux diodes ou quatre disposées en pont. Le but du redressement est de convertir la tension alternative obtenue à la

sortie du secondaire en un signal redressé double alternance. Ce redresseur est réalisé à l'aide d'un pont de diodes appelé « pont de Graetz » qui est illustré par la figure 2.5.

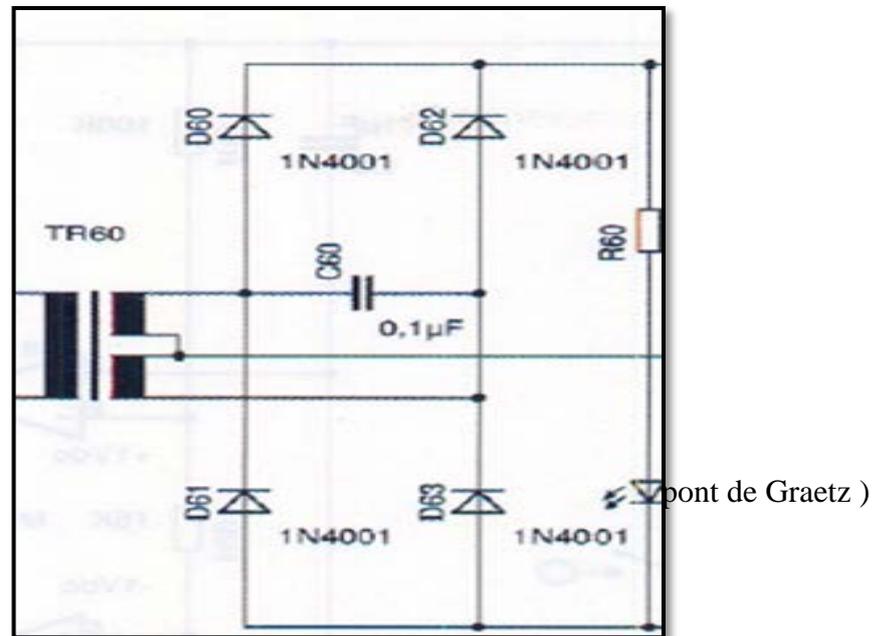


Figure 2.5 : Redressement double alternance (pont de Graetz).

L'étage de redressement a pour rôle de contrôler la direction de courant. On peut dire qu'une diode laisse passer le courant lorsqu'elle est polarisée en direct (tension positive sur l'anode) et qu'elle bloque le passage du courant lorsque la polarisation est inverse (tension positive sur la cathode) [9].

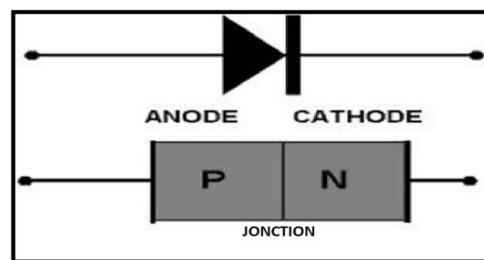


Figure 2.6 : Symbole et schématisation de la diode [10].

➤ La tension de seuil :

La diode conduit le courant en sens unique de l'anode à la cathode. De plus, la tension de l'anode doit être de 0,7 V supérieure à celle de la cathode pour que la diode conduise le courant ; cette tension s'appelle la tension de seuil.

Il y a une tension de seuil qui apparaît 0,6 V à 0,7 V environ pour une diode au silicium (0,3V pour une diode au germanium).

La zone où la diode est bloquée, c'est quand $V_d < 0,7 \text{ V}$; dans cette zone, on peut considérer que le courant I_d est nul, mais il ne l'est pas totalement.

La zone où la diode est passante, quand $V_d > 0,7 \text{ V}$; dans cette zone, V_d reste proche de la tension de seuil (0,7 V), mais augmente légèrement avec le courant.

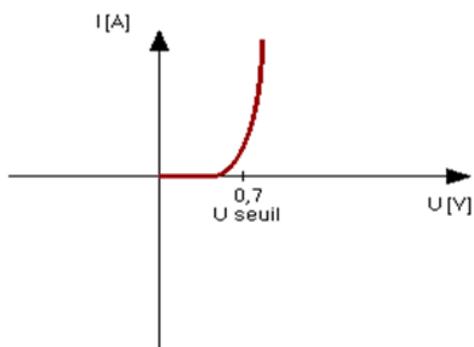


Figure 2.7 : Caractéristique directe d'une diode (au Si) [10].

❖ Alternance positive :

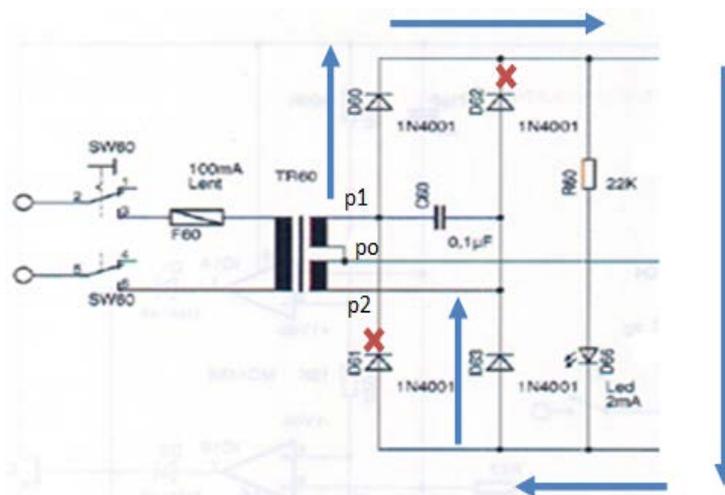


Figure 2.8 : Circulation du courant pendant l'alternance positive.

Le courant sort de p1 et passe par D60 (D61 et D62 sont bloquées), il traverse R60 et la diode D66 (la résistance R60 de 22 kΩ n'est pas fonctionnelle c-à-d c'est juste pour voir qu'il y a un passage de courant grâce à LED D66 qui va s'allumer), passe par D63 puis il revient au p2 du transformateur.

❖ **Alternance négative :**

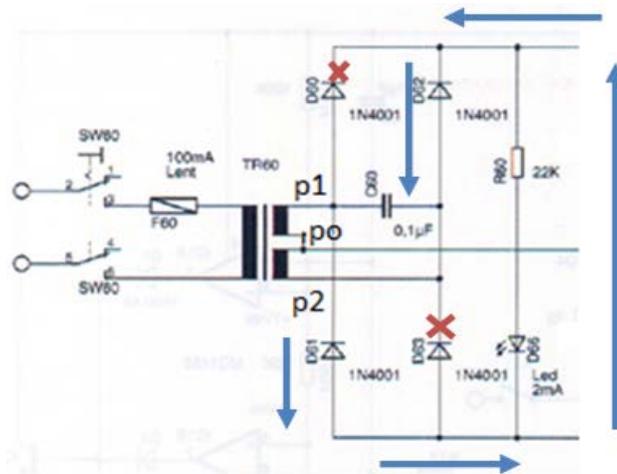


Figure 2.9 : Circulation du courant pendant l’alternance négative.

Le courant sort de p2 et passe par D61 (D60 et D63 sont bloquées), il traverse R60 et la diode D66, passe par D62 puis il revient au p1 du transformateur.

A la sortie du redresseur nous obtenons le signal donné par la figure 2.10, avec U_{R60} le signal aux bornes de R60.

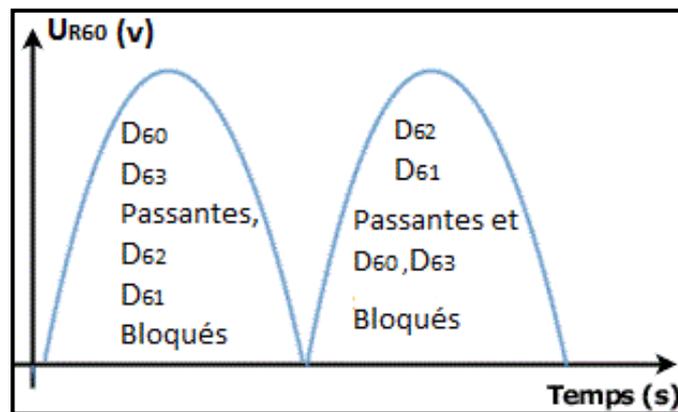


Figure 2.10 : La tension aux bornes de R_{60} .

Tension maximum	$U_{R60 \max} = U_{E\max} - 2 \cdot U_{D\text{seuil}}$
Tension moyenne	$U_{R60 \text{ moy}} = \frac{2 U_{R60 \max}}{\pi}$
Tension efficace	$U_{R60 \text{ eff}} = \frac{U_{R60 \max}}{\sqrt{2}}$
Fréquence de U_{R60}	$F_{UR60} = 2 \cdot F_{\text{secteur}}$
Tension inverse de la diode $V_{\text{inv}}(D)$	$U_{R60 \max}$

Tableau 2.2 : Tensions et fréquence au niveau de R60.

2.3.1.3. Filtrage

2.3.1.3.1. Généralité sur les condensateurs [11]

Les condensateurs, quelles que soient leurs dimensions, sont toujours construits suivant le même principe : un isolant mis en sandwich entre deux surfaces conductrices appelées armatures. L'isolant, aussi appelé diélectrique, est aussi mince que possible. Il empêche le passage du courant mais les charges électriques de signes différents sur chaque armature exercent une attraction au travers de l'isolant et s'accroissent, se pressent et se "condensent" de part et d'autre.

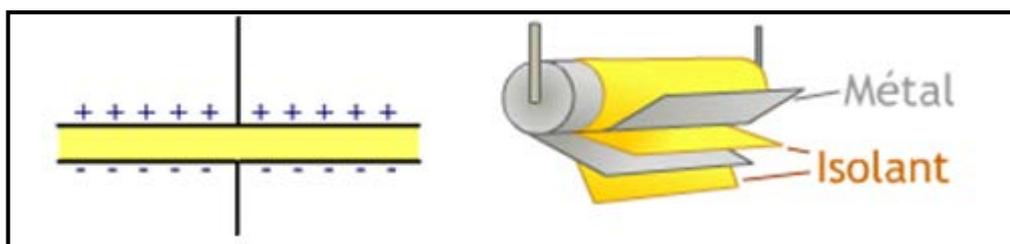


Figure 2.11 : Structure interne d'un condensateur. [11]

Lorsqu'on applique une tension continue aux deux armatures, l'une se charge d'électrons et l'autre de charges positives (absence d'électrons). Ces charges subsistent quand le condensateur est déconnecté, le condensateur emmagasine de l'électricité.

On rencontre grosso-modo deux types de condensateurs :

- Ceux qui sont dits "électrolytiques" n'ont que des armatures métalliques séparées par une solution chimique. Ce liquide soumis à une tension continue, crée par électrolyse une fine couche isolante à la surface des armatures. On peut de la sorte obtenir de fortes capacités sans pour autant avoir des composants trop volumineux mais ils ne peuvent s'utiliser qu'en courant continu.
- Ceux dans lesquels une fine couche d'isolant sépare les deux armatures. Cet isolant aussi fin que possible occupe malgré tout un certain volume, si bien que les condensateurs réalisés de cette manière risquent vite d'être encombrants. Ils peuvent par contre fonctionner aussi bien en alternatif qu'en courant continu.

2.3.1.3.2 .Fonctionnement du filtrage

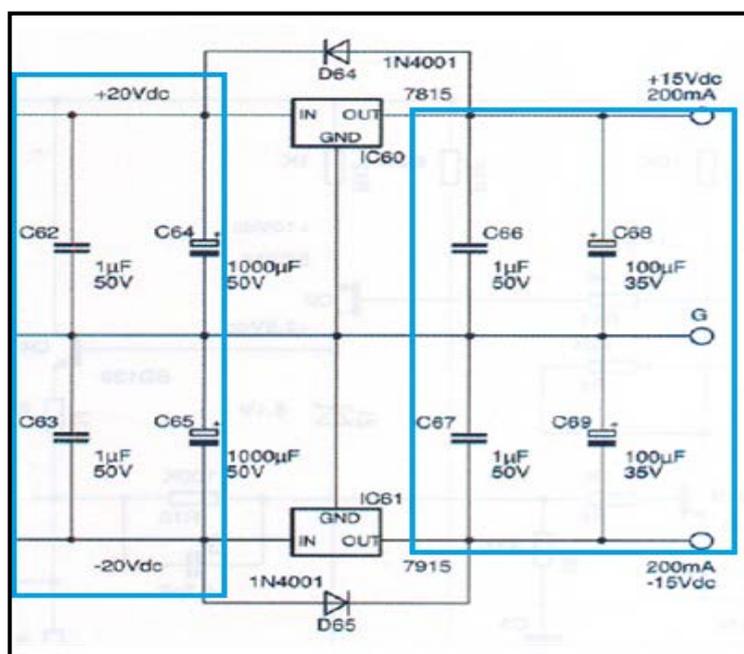


Figure 2.12 : Les condensateurs de filtrage.

Après redressement, la tension de sortie aux bornes du pont redresseur est loin d'être continue. Le filtrage a pour but de transformer cette tension redressée en une tension continue légèrement ondulée. L'élément utilisé pour réaliser le filtrage est un condensateur ; il s'appelle condensateur de filtrage.

Après le redressement, la tension de sortie est positive mais n'est pas toujours constante donc le rôle du condensateur est de réduire la variation de tension en sortie d'une alimentation.

Dans notre cas, la tension reste pratiquement constante ; nous avons des condensateurs de filtrage de grandes valeurs (C64 et C65 sont de 1000 μF).

On sait bien que $\tau = RC$; quand la valeur de condensateur C augmente, le temps de décharge τ augmente c'est à dire qu'il n'a pas le temps pour se décharger.

Le deuxième filtrage qui se trouve après la régulation fonctionne par le même principe et sert à améliorer la tension de sortie (on peut s'en passer).

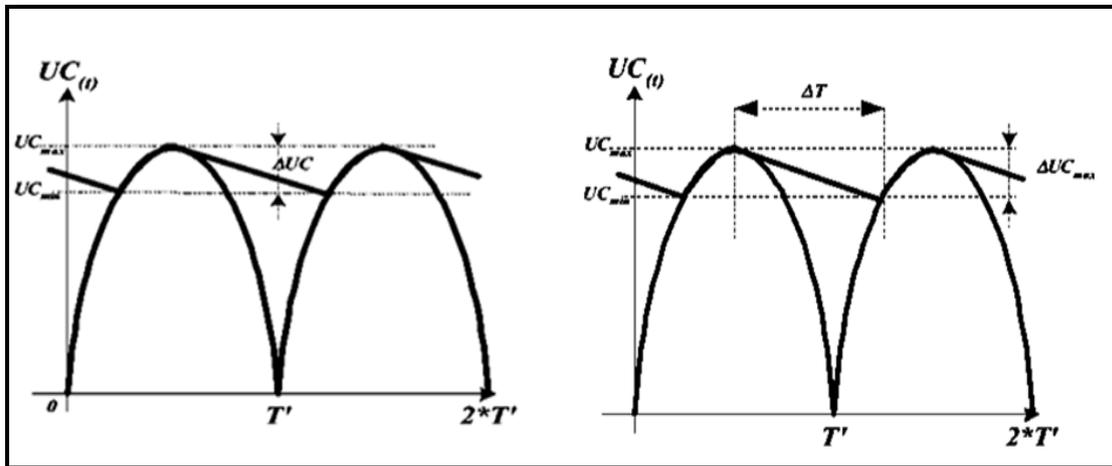


Figure 2.13 : Signal de sortie de condensateur [12].

Après filtrage, la tension aux bornes du condensateur est une ondulation qui varie entre une valeur maximale UC_{MAX} et une valeur minimale UC_{MIN} [12].

UC_{MAX} = Tension maximum de sortie du redresseur [12].

UC_{Min} = Tension minimum nécessaire au fonctionnement de la stabilisation ou régulation.

La valeur moyenne de l'ondulation est donnée par [12] :

$$UC_{Moy} = \frac{UC_{MAX} - UC_{MIN}}{2} \quad (2.4)$$

Calcul du condensateur de filtrage [12] :

T : c'est la période du signal non redressé.

T' : c'est la période du signal redressé.

$T' = T/2$ pour un redressement double alternance.

Le condensateur se décharge pendant le temps ΔT , de plus la tension à ses bornes est égale à ΔUC .

$$Q = I \times T = C \times U \Rightarrow Q = I \times \Delta T = C \times \Delta U \quad (2.5)$$

Donc :

$$C = \frac{I \times \Delta T}{\Delta UC_{max}} \quad (2.6)$$

Avec $\Delta T = 40\%$ de T pour un redressement double alternance.

I = Le courant maximum de l'alimentation.

Le condensateur de filtrage est un condensateur chimique (valeur de plusieurs μF), sa tension de service est égale à $1.5 \times U_{\text{CMAX}}$.

2.3.1.4. Régulation

Les circuits électroniques ne se contentent pas d'une alimentation quelconque, mais demandent une tension (ou courant) continue de très grande stabilité, pour un bon fonctionnement ; c'est pourquoi nous rencontrons des circuits de stabilisation ou de régulation.

Pour éliminer les ondulations de la tension fournie par un redressement double-alternance filtré et pour stabiliser la tension à une valeur donnée, on insère dans l'alimentation un régulateur.

Un régulateur de tension est un élément qui permet de stabiliser une tension à une valeur fixe, et qui est nécessaire pour les montages électroniques qui ont besoin d'une tension qui ne fluctue pas, ne serait-ce que peu. Un régulateur de tension peut être composé d'un ensemble de composants classiques (résistances, diodes Zener et transistor par exemple), mais il peut aussi être de type "intégré" et contenir tout ce qu'il faut dans un seul et même boîtier, pour faciliter son usage. C'est ce genre de régulateur intégré dont il est question dans notre montage.

Il existe énormément de circuits intégrés pour réguler des tensions positives et négatives. Dans notre montage, nous utilisons les régulateurs 3 broches de la famille 7815 et 7915 qui sont les plus connus.

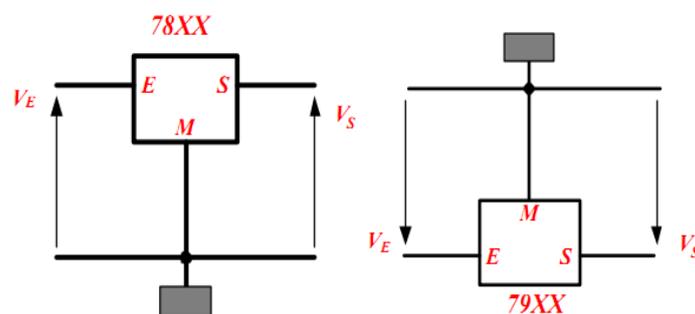


Figure 2.14 : Les Symboles des régulateurs 78XX et 79XX [16].

Les deux régulateurs 7815 et 7915 reçoivent la tension redressée filtrée de ± 20 V et délivrent deux polarités opposées correspondant respectivement à (+15 V) et (-15 V) par rapport à la référence.

Pour protéger les deux régulateurs contre les effets de l'application d'une tension de sortie, on en parallèle avec eux, deux diodes de protections D64 et D65 (1N4001) : S'il y a un retour de tension donc on a un retour de courant ; les deux diodes D64 et D65 (leurs résistances) vont être très négligeables devant la résistance équivalente des deux régulateurs 7815 et 7915, donc le courant passe par les deux diodes D64 et D65 et non pas par ces régulateurs.

2.3.2. Etage différentiel

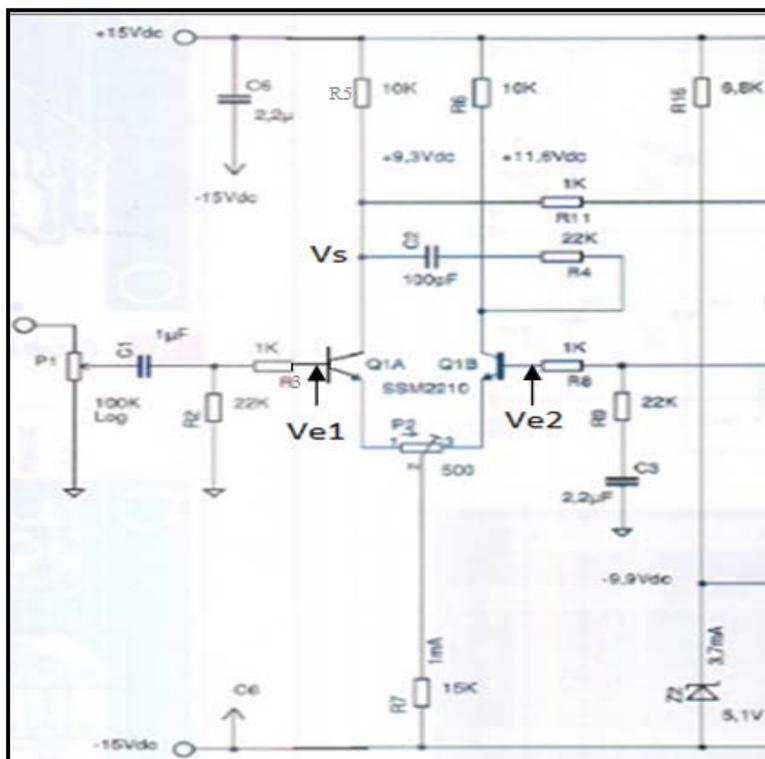


Figure 2.15 : Etage amplificateur différentiel.

L'amplificateur différentiel est un dispositif électronique à deux entrées et deux sorties s'agissant d'un bloc fonctionnel actif, il est alimenté en général par une alimentation symétrique $\pm V_{cc}$. Ce système permet d'amplifier la différence de potentiel entre ses deux entrées.

Nous avons deux transistors identiques NPN (BD546), deux résistances collecteurs identiques de (10k), l'étage est polarisé par une alimentation symétrique ± 15 V.

L'amplificateur différentiel est monté en émetteur commun.

La tension de sortie d'un amplificateur différentiel réel dépend non seulement de la différence des tensions présente sur ses entrées : $V_{ed} = V_{e1} - V_{e2}$ appelée tension différentielle mais aussi

de la moyenne de la tension présente sur ses entrées, $V_{ec} = \frac{V_{e1} + V_{e2}}{2}$ (2.7)

- Le gain différentiel A_d :

$$A_d = \frac{V_s}{V_{e1} - V_{e2}} \quad (2.8)$$

V_{e1} : tension d'entrée du transistor Q1A

V_{e2} : tension d'entrée du transistor Q1B

2.3.3. Etage push-pull

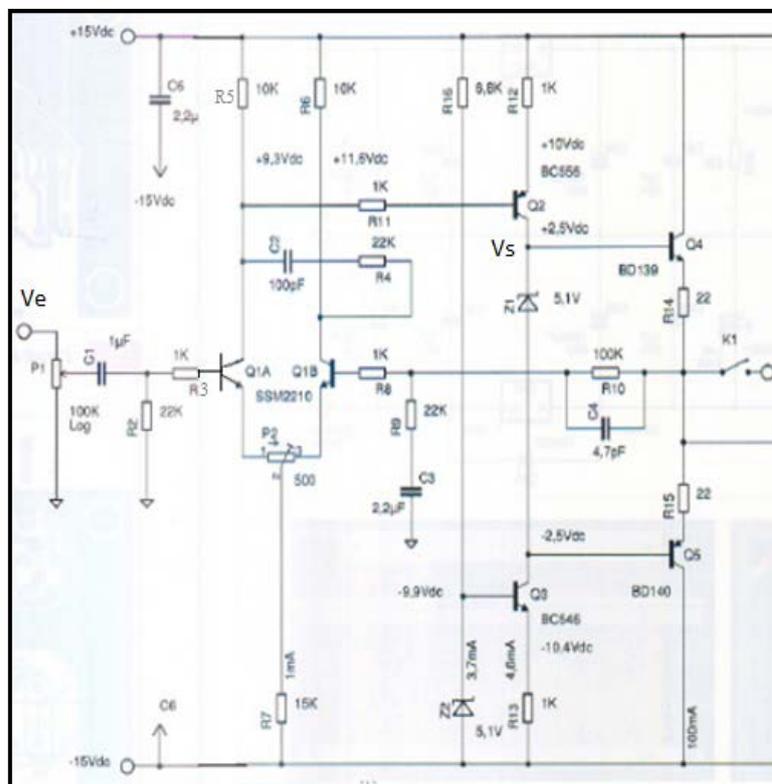


Figure 2.16 : Etage push-pull.

L'étage push-pull contient deux transistors l'un NPN (Q4) et l'autre PNP (Q5) qui sont montés en collecteur commun (émetteur suiveur).

- $A_d = \frac{V_s}{V_e}$ (2.9)

2.3.4. Etage comparateur à fenêtre

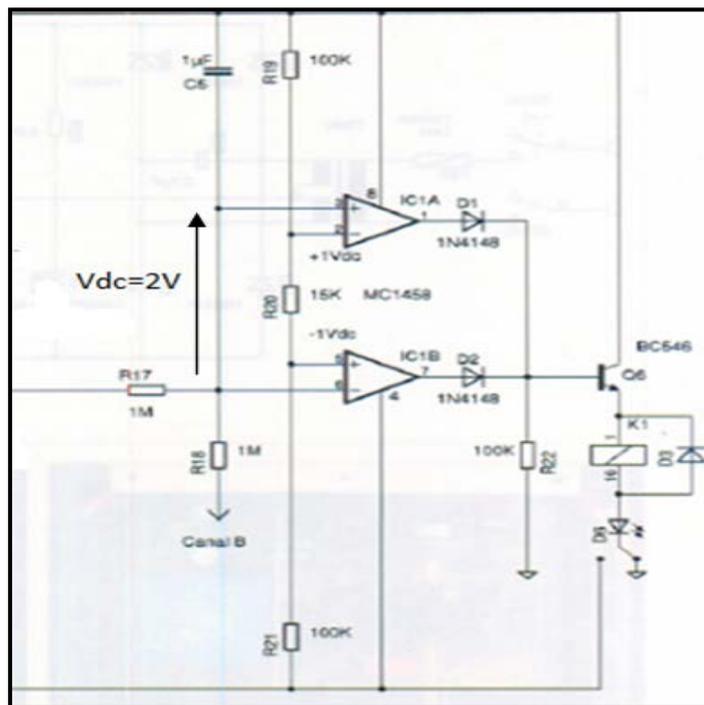


Figure 2.17 : Etage comparateur à fenêtre.

Cet étage représente un comparateur à fenêtre : c'est une carte électronique à base d'amplificateur opérationnel MC1458 qui sert à contrôler (ou surveiller) la tension d'entrée du système.

Un comparateur à fenêtre (aussi appelé détecteur entre deux seuils) repère quand la tension d'entrée se situe entre deux limites appelée fenêtre. Pour réaliser ce type de comparateur il faut deux comparateurs à seuils différents.

Cet étage bascule quand la tension dépasse 2 V. Le choix de cette tension relève de l'électroacoustique. Si un son est trop fort, cela peut nuire à l'oreille humaine ; cet étage régule alors le signal.

2.3.5. Casque audio

Un casque audio est un dispositif qui se place contre les oreilles et sert à restituer des contenus sonores [13].

Il est composé de deux écouteurs, un pour chaque oreille. Chaque écouteur renferme un transducteur capable de restituer toutes les fréquences audibles, ou du moins la plus grande partie. L'immense majorité des casques utilise un transducteur électrodynamique [13].

Plusieurs caractéristiques permettent d'évaluer un casque audio :

- **La sensibilité [14] :**

Cette valeur, nommée aussi « niveau de pression acoustique », est exprimée en décibels (dB) pour 1 mW de puissance. Elle indique le niveau de volume sonore qu'un casque est capable de restituer pour une puissance donnée. La sensibilité des casques varie de 90 dB environ, jusqu'à plus de 130 dB. Plus elle est importante, plus le volume maximum sera élevé, ce qui ne préjuge en rien de la qualité sonore.

- **L'impédance [15] :**

Mesurée en ohms, l'impédance exprime la résistance du casque au courant électrique alternatif qui le traverse ; sa valeur change d'ailleurs en fonction de la fréquence.

Plus sa valeur est élevée, plus le casque réclame de la puissance pour restituer un volume sonore égal. En d'autres termes, un casque dont l'impédance est supérieure à 50/60 ohms est normalement destiné à être branché sur un ampli, une chaîne hifi ou tout autre matériel audio dont la sortie casque fournit une tension électrique suffisante pour que le son ne soit pas trop atténué.

- **La distorsion harmonique [15] :**

C'est un pourcentage qui quantifie la différence entre le signal d'entrée et le signal de sortie. Plus il est faible, moins les distorsions se manifestent, plus le casque est en théorie fidèle au signal original, du moins d'un point de vue électrique. Les distorsions habituelles sont inférieures à 1 % et les casques audio les plus performants descendent à moins de 0.01%

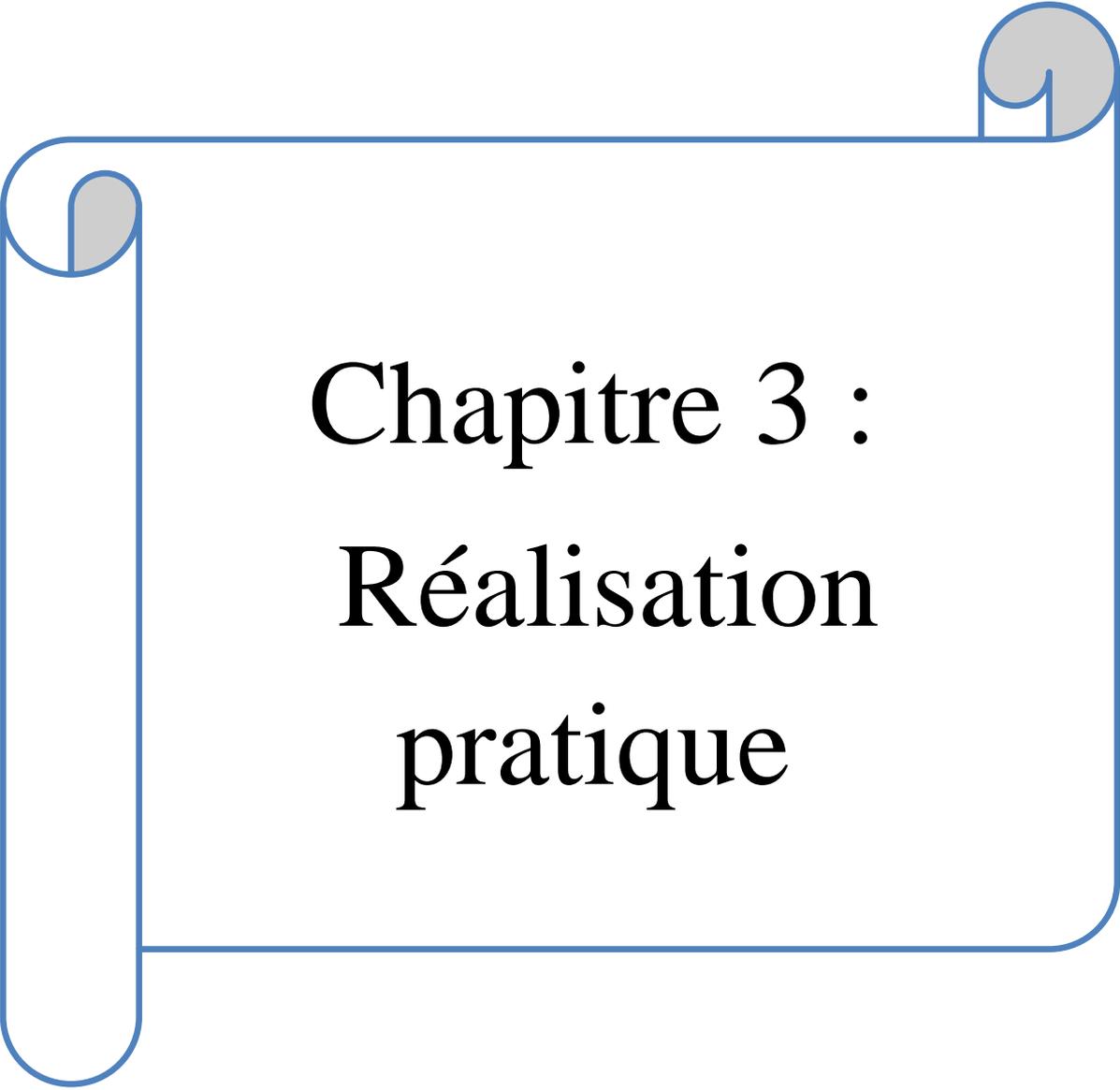
- **La bande passante :**

La bande passante, ou réponse en fréquence correspond à la plage de fréquence qu'un casque est capable de reproduire. Ou, dit plus simplement, de la gamme des sons, des plus graves au plus aigus qu'il peut restituer avec une fidélité identique. Un casque dit « HiFi » dispose d'une bande passante allant de 20 Hz à 20000 Hz, ce qui correspond à la gamme de fréquence que peut percevoir l'oreille humaine. Certains casques possèdent une bande passante allant jusqu'à 40000 Hz [14].

Les casques audio peuvent être utilisés avec un équipement de salon, comme une chaîne Hi-Fi, un lecteur de CD ou un ordinateur, et avec des appareils mobiles (baladeur numérique, téléphone portable, etc.) [13].

2.4. Conclusion

En électronique, chaque étage du circuit électronique nécessite une étude bien détaillée ; ce que nous avons fait dans le but de bien comprendre le fonctionnement de notre circuit.



Chapitre 3 :
Réalisation
pratique

3.1. Introduction

Nous avons étudié dans le précédent chapitre, les différents étages du montage. Dans ce chapitre ; nous allons d'abord présenter le circuit électrique du montage, puis son fonctionnement détaillé avec les signaux à différents points. Nous donnerons ensuite les étapes de sa réalisation pratique et sa mise en marche.

3.2. Circuit électrique du montage

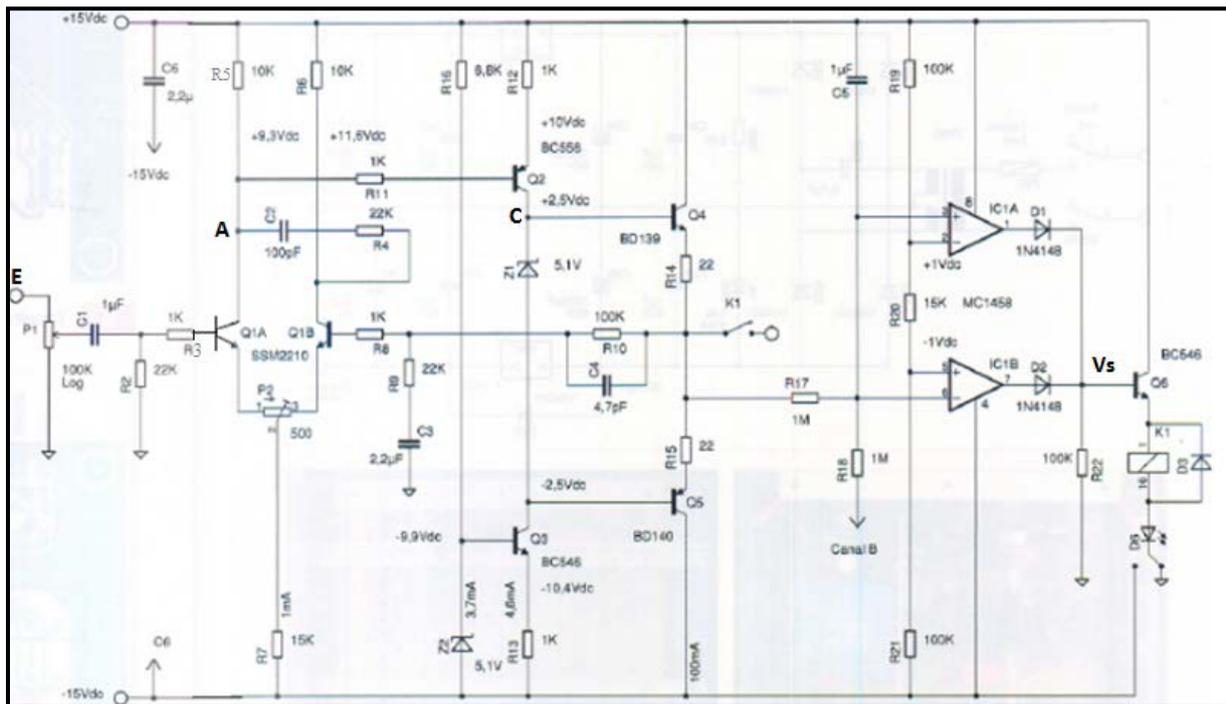


Figure 3.1 : Circuit électrique d'un amplificateur classe A pure.

3.3. Réalisation et étude pratique du montage

3.3.1. Alimentation symétrique

Nous avons un transformateur symétrique 220 V/2×15 V à 12 VA. Un fusible est placé au primaire du transformateur pour protéger l'alimentation stabilisée.

Les deux tensions alternatives fournies par le transformateur alimentent l'une l'anode de D60 et la cathode de D61, et l'autre l'anode de D62 et la cathode de D63.

Supposons la borne P1 positive par rapport à la borne P0, D60 conduit et laisse passer le courant vers C62 et C64 ; au même temps, l'autre tension négative par rapport à la masse P0 passe à travers la diode D61 et les condensateurs C63 et C65. Dans ce cas, D63 et D60 sont polarisées en inverse et ne conduisent pas.

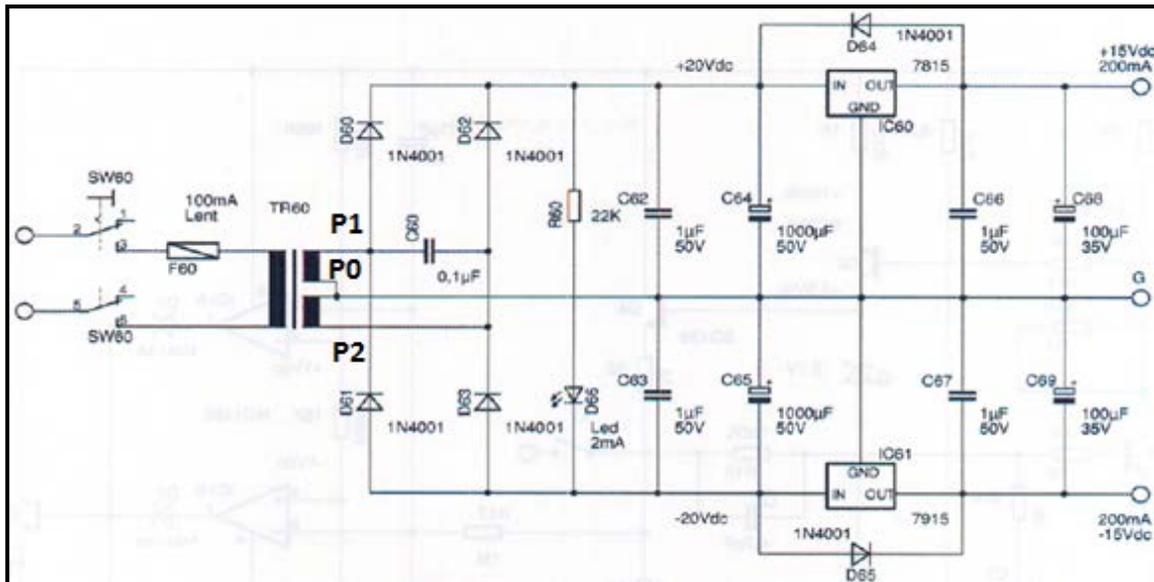


Figure 3.2 : Circuit de l'alimentation symétrique.

Après le pont de diodes (pont de Greutz), la tension redressée pratique à une amplitude maximale de 20 V.

La LED D66 est témoin du passage de courant, elle est protégée par la résistance R60 de valeur 22 k Ω .

Le premier filtrage est assuré respectivement pour les deux tensions, par les condensateurs (C62, C64) et (C63, C65).

Les deux régulateurs 7815 et 7915 sont alimentés en ± 20 V et délivrent deux polarités opposées correspondant respectivement à (+15 V) et (-15 V) par rapport à la référence zéro, avec un courant de 200 mA ; ils dissipent chacun une puissance de 1 W ($5V \times 200$ mA).

En général le taux de réjection de l'ondulation d'entrée est spécifié à 60 dB pour le régulateur négatif 7915 et à 70 dB pour le régulateur positive 7815. Dans le cas de notre alimentation, l'ondulation résiduelle est de l'ordre de 300 μ Vac en négatif et de 100 μ Vac en positif.

Pour protéger les deux régulateurs 7815 et 7915 contre les effets de l'application d'une tension de sortie, on a en parallèle avec eux, deux diodes de protection D64 et D65 (1N4001). S'il y a un retour de tension donc on a un retour de courant ; les résistances des deux diodes D64 et D65 vont être très négligeables devant les résistances équivalentes des régulateurs 7815 et 7915 respectifs, donc le courant passe par les deux diodes D64 et D65. Ainsi, les régulateurs sont protégés.

Le deuxième filtrage facultatif qui se trouve après la régulation fonctionne par le même principe que le premier et sert à améliorer la tension de sortie.

Nous obtenons à la sortie de l'alimentation stabilisée, deux tensions continues +Vcc (+15 V) et -Vcc (-15 V).



Figure 3.3 : Tensions continues +/-15 V de l'alimentation.

3.3.2. Amplificateur différentiel

A l'aide de GBF nous avons appliqué à l'entrée une tension sinusoïdale $V_e = 1 V_{cc}$ avec une fréquence de 1 kHz. Puis nous avons relevé le signal de sortie de l'amplificateur différentiel au point A. La figure 3.4 représente la tension d'entrée V_e .

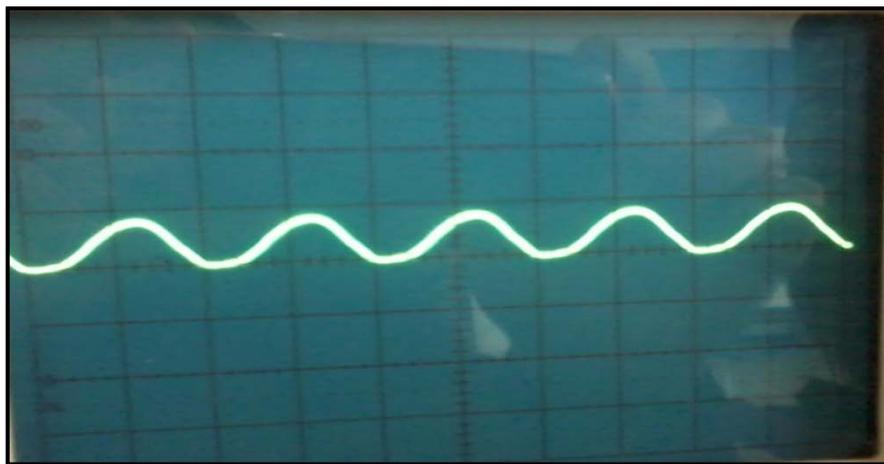


Figure 3.4 : Signal d'entrée V_e .

Le signal BF est appliqué à l'amplificateur différentiel constitué par les transistors Q1A et Q1B. La composante audio est réglée par le potentiomètre P1 pour éviter toute distorsion qui nuirait à l'oreille humaine ; elle est appliquée au point E et elle passe à travers le filtre passe haut R2, C1 dont la fréquence de coupure est donné par la formule :

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R2 \cdot C1} \text{ soit } 7.2 \text{ Hz}$$

La fréquence de coupure basse de l'amplificateur est de 9 Hz à -3dB , elle atteint la base de Q1A. Ce dernier reçoit et amplifie le signal d'entrée représenté par la figure 3.5.

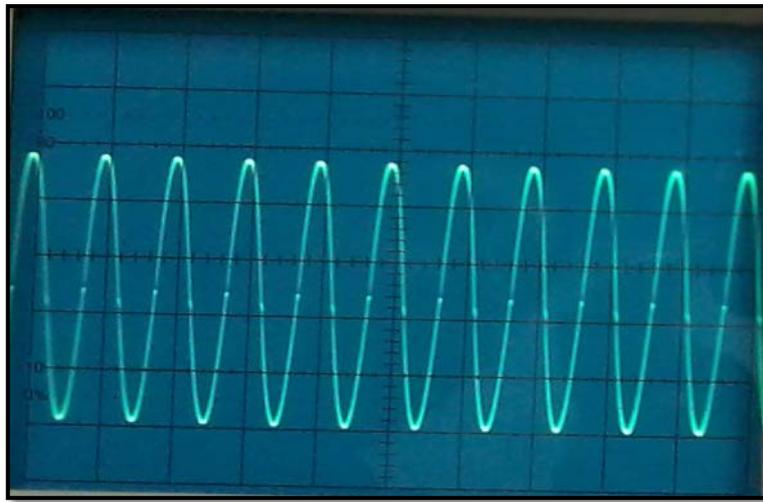


Figure 3.5 : Signal amplifié par l'amplificateur différentiel (Point A).

Théoriquement le gain d'un émetteur commun est déterminé par la relation suivante :

$$\frac{-\beta R_c}{h_{11} + \beta R_E}$$

Pratiquement on a : $V_E = 1\text{ V}$ et $V_A = 5\text{ V}$; soit un premier gain $A_v = 5$.

Ce signal est amplifié une deuxième fois par le transistor Q2 (figure 3.6).

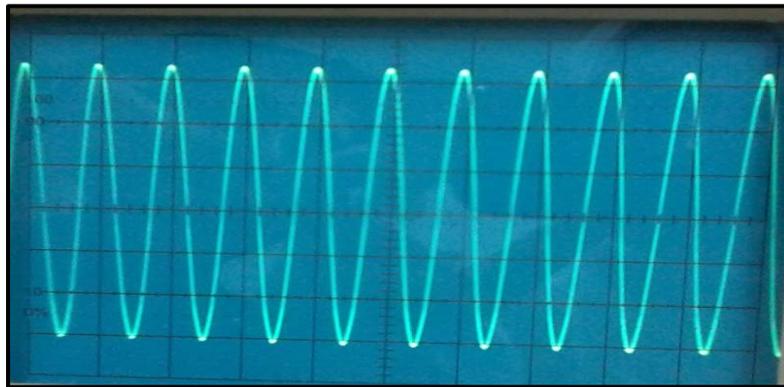


Figure 3.6 : Signal amplifié par Q2 (Point C).

A la sortie du transistor Q2, nous relevons une tension $V_c = 6.6\text{ V}$; nous avons alors un gain total 6.6

L'impédance de charge du Q2 est réalisée par Q3 monté en source de courant, elle est infinie.

Un courant constant de 4.6 mA est fixé par la tension de 4.6 Vdc appliquée au bornes de la

résistance R13 égale à $1\text{k}\Omega$. La configuration de l'étage de sortie en émetteur suiveur est classique.

Le filtre passe-haut (C2, R4) limite la fréquence de coupure haute à 100 kHz.

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R4 \cdot C2} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^{-10} \cdot 22 \cdot 10^3} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^{-10} \cdot 22 \cdot 10^3} \simeq 100 \text{ kHz}$$

Sans ce filtre, la fréquence de coupure dépasserait les 700 kHz.

3.3.3. Amplificateur push-pull

Les transistors Q4 et Q5 forment un amplificateur classe B (push-pull). Les deux bases sont reliées entre elles par l'intermédiaire d'une diode Zener de 5.1 V (Z1), il vient que $v_{BE1} = v_{BE2}$. En conséquence ; si Q4 conduit, Q5 est bloqué et vice versa.

Les deux émetteurs sont reliés entre eux et donnent le signal de sortie.

La tension de 5.1 Vdc appliquée entre les deux bases induit un courant de 100 mA aux bornes des résistances montées en série R14 et R15 qui forment 44Ω , et par conséquent dans les deux transistors ; ces résistances limitent le courant appliqué au casque. Chaque transistor dissipe une puissance de 1.5 W et doit être refroidi par un dissipateur.

A l'équilibre, la température des dissipateurs s'établit à $55 \text{ }^\circ\text{C}$ pour $23 \text{ }^\circ\text{C}$ de température ambiante.

Une portion de signal de sortie est appliquée en phase à l'autre entrée de l'amplificateur différentiel. Cette contre réaction augmente la stabilité et réduit le gain de l'ensemble à 5.5 (sans charge), ce qui est d'ailleurs le rapport :

$$A_v = \frac{R10+R9}{R9}$$

$$\text{A.N : } A_v = \frac{(22+100) \cdot 10^3}{22 \cdot 10^3} = 5.5$$

La capacité C3 bloque la composante continue de la contre réaction, ce qui se traduit par un gain unitaire en DC. Si on supprime C3 et C1 et on les remplace par un court circuit, on peut coupler l'amplificateur en DC. La tension DC est alors égale à la tension DC d'entrée, elle-même fixée au potentiel zéro par R2. L'ajustable P2 permet de fixer la tension DC de sortie à $0 \text{ V} \pm 10 \text{ mVdc}$.

3.3.4. Comparateur à fenêtre

La tension de sortie du push-pull est appliquée aux portes d'un circuit comparateur double (comparateur à fenêtre).

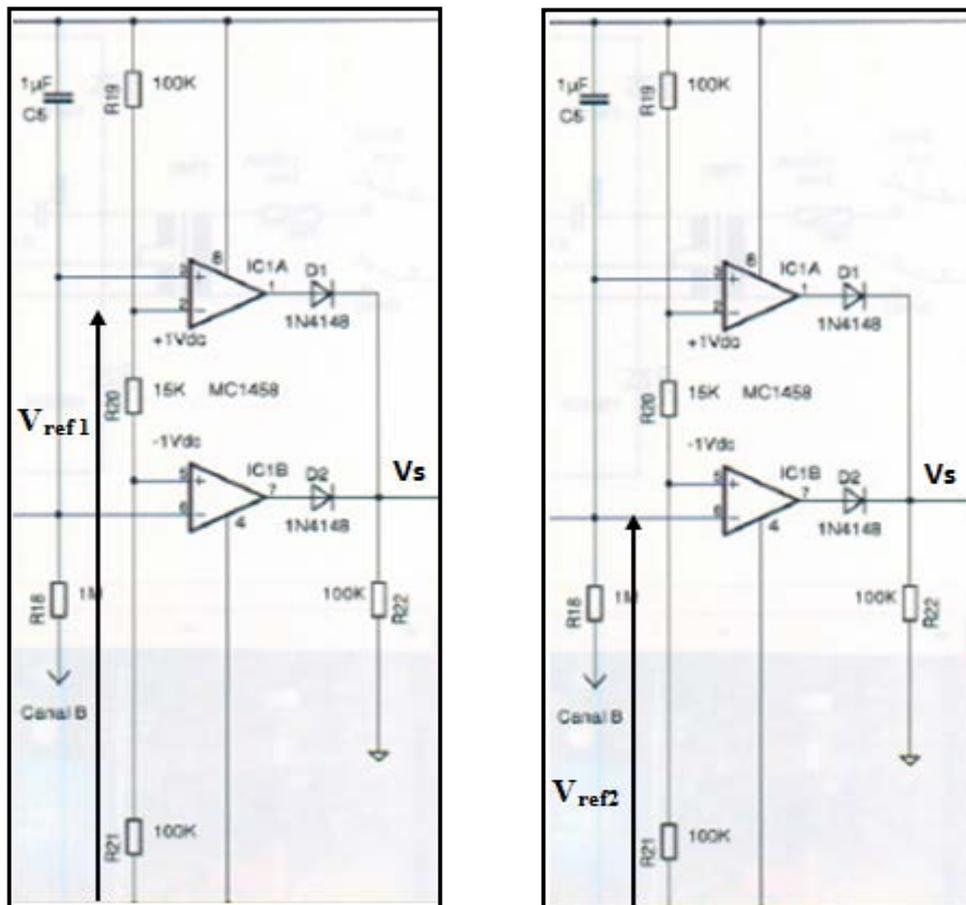


Figure 3.7 : Tensions de référence V_{ref1} et V_{ref2} des deux comparateurs.

Ce comparateur double contrôle la tension d'entrée du système. Le premier comparateur a une tension de référence de + 1 V à son entrée négative et reçoit le signal à son entrée non inverseuse. Pour le deuxième comparateur, une tension de référence de - 1 V est fixée à son entrée positive et reçoit le signal à son entrée inverseuse.

Le comparateur à fenêtre va donc basculer si la tension appliquée à sa porte dépasse 1 V en positif ou en négatif ; à la sortie, on aura V_{cc} et le relais sera activé. Pour cette tension de référence, on a une puissance efficace de l'ordre de 140 mW : le signal est pur pour un casque de 8Ω de résistance.

La figure 3.8 représente la sortie du comparateur à fenêtre. La tension de sortie crête-à-crête maximale sans écrêtage est égale à 3.8 V, ce qui correspond à une excursion d'entrée maximale de l'ordre de 400 mV.

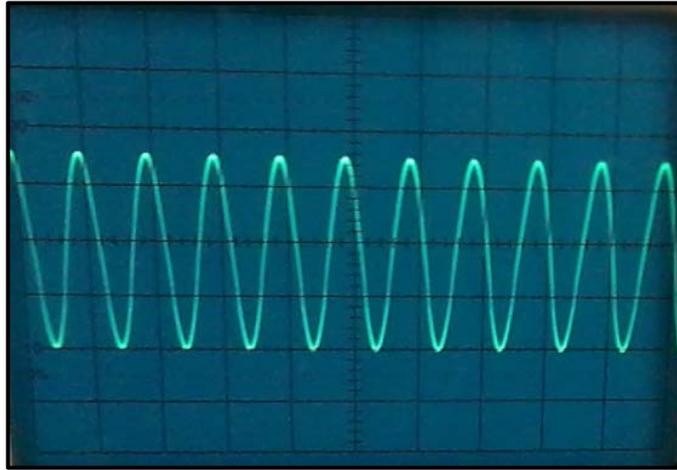


Figure 3.8 : La sortie pure du comparateur.

Le condensateur C5 (1 μ F) écrase la composante alternative de contre réaction de signal de sortie pour ne laisser s'établir que la composante continue. Le temps de réaction du circuit s'élève à 5 secondes de plus, à la mise sous tension ; C5 applique instantanément la tension de +15 Vdc au portes du comparateur et isole la sortie jusqu'à la stabilisation de l'amplificateur. Le couplage de la sortie est réalisé après 2 secondes.

N.B : Pour un relais de 12 V, il faut raccorder la LED D6 à la masse (G). Pour un relais de 24 V, il faut raccorder la LED D6 au - 15 V de l'alimentation. Ce circuit de protection simple isole la sortie en cas de présence d'une composante continue.

3.4. Réponse fréquentielle

La réponse aux signaux carrés est excellente. Le dépassement est inexistant et le temps de montée est inférieur à 2 μ s. Nous n'avons pas pu faire la réponse fréquentielle pratique ; nous présentons donc celle de la théorie.

La fréquence de coupure se situe vers 120 KHz à -3 dB.

Le taux de distorsion à la puissance nominale est inférieur à 0.03% sur toute la gamme audio, le taux de distorsion d'intermodulation est inférieur à -80 dB.

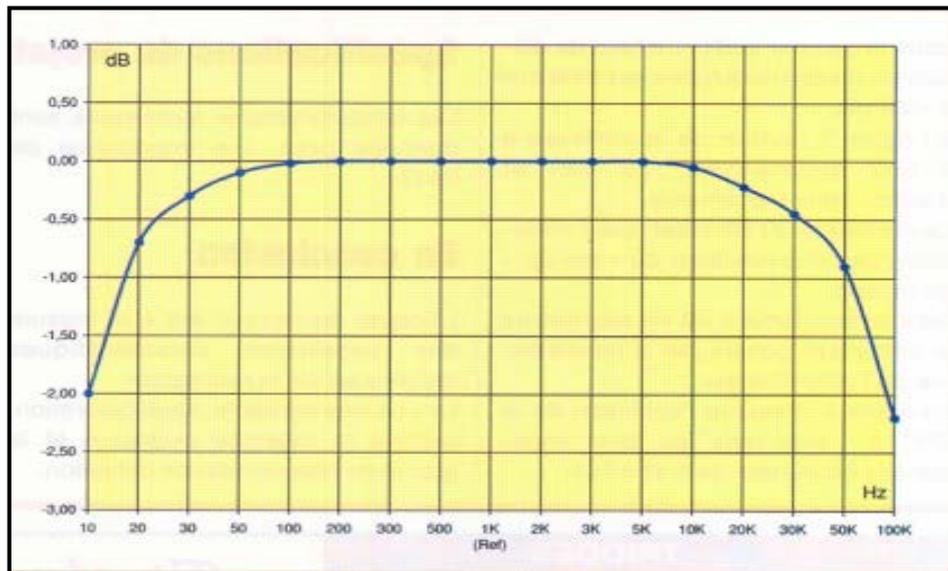


Figure 3.9 : Réponse fréquentielle théorique du circuit.

3.5. Adaptation d'impédance

L'impédance des casques n'est pas vraiment normalisée. On trouve sur le marché des casques de 8.16, 32, 50, 64 ou 600 Ω ; ce qui nous oblige à avoir à disposition pour une même puissance, des tensions assez différents : 100 mW dans 8 Ω ne demande que 0.9 Vac , alors que 100 mW dans 600 Ω exige 7.7 Vac .

Les résistances R14 et R15 limitent le courant appliqué au casque. Ainsi pour une impédance de 8 Ω , l'écrêtage a lieu à 1.5 Vac, soit à 250 mW ; alors que pour une impédance de 64 Ω , l'écrêtage a lieu à 4 Vac soit également à 250 mW.

Ces puissances sont largement supérieures à ce qui est supportable pour l'oreille humaine.

Pour rappel la norme préconisée pour la puissance maximale est de 100 dB SPL /1 mW.

Une écoute normale ne nécessite que quelques milliwatts sauf pour les casques professionnels de meilleure qualité, mais moins sensible (90dB SPL /1 mW) qui nécessite 10 mW.

Cette réserve de puissance nous garantit une restitution exempte de distorsion.

3.6. Simulation et réalisation pratique

3.6.1. Simulation sur ISIS

Pour la simulation on utilise le logiciel ISIS de Proteus qui est principalement connu pour éditer des schémas électriques [17]. Par ailleurs, le logiciel permet également de simuler ces schémas ce qui permet de déceler certaines erreurs dès l'étape de conception. Indirectement, les circuits électriques conçus grâce à ce logiciel peuvent être utilisés dans des

documentations car le logiciel permet de contrôler la majorité de l'aspect graphique des circuits.

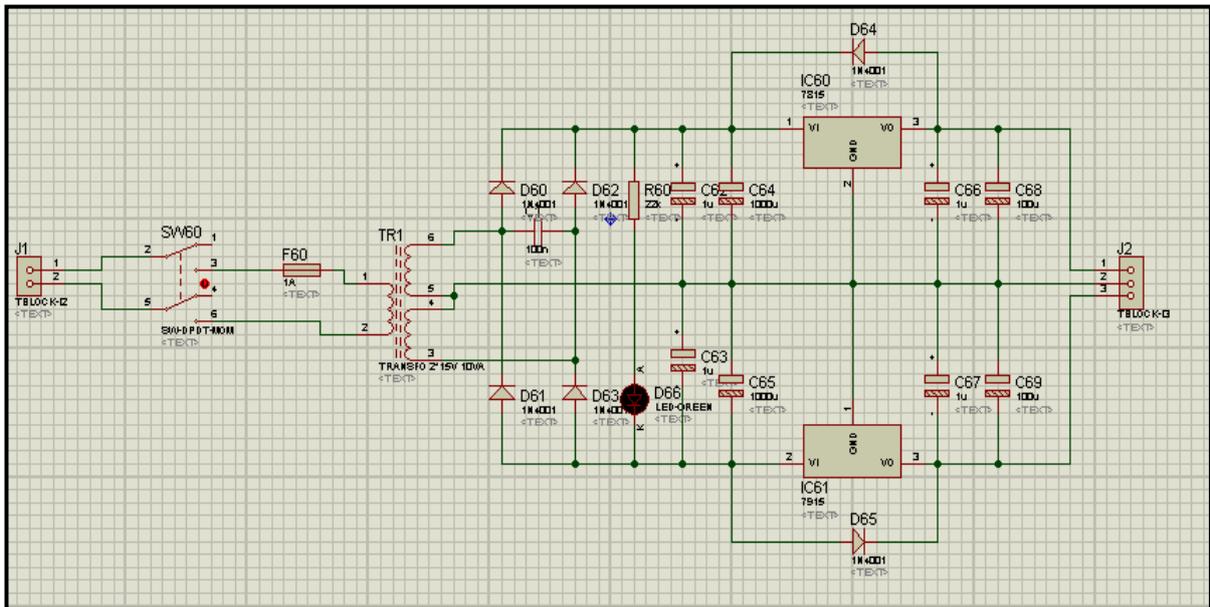


Figure 3.10 : Circuit d'alimentation sur ISIS.

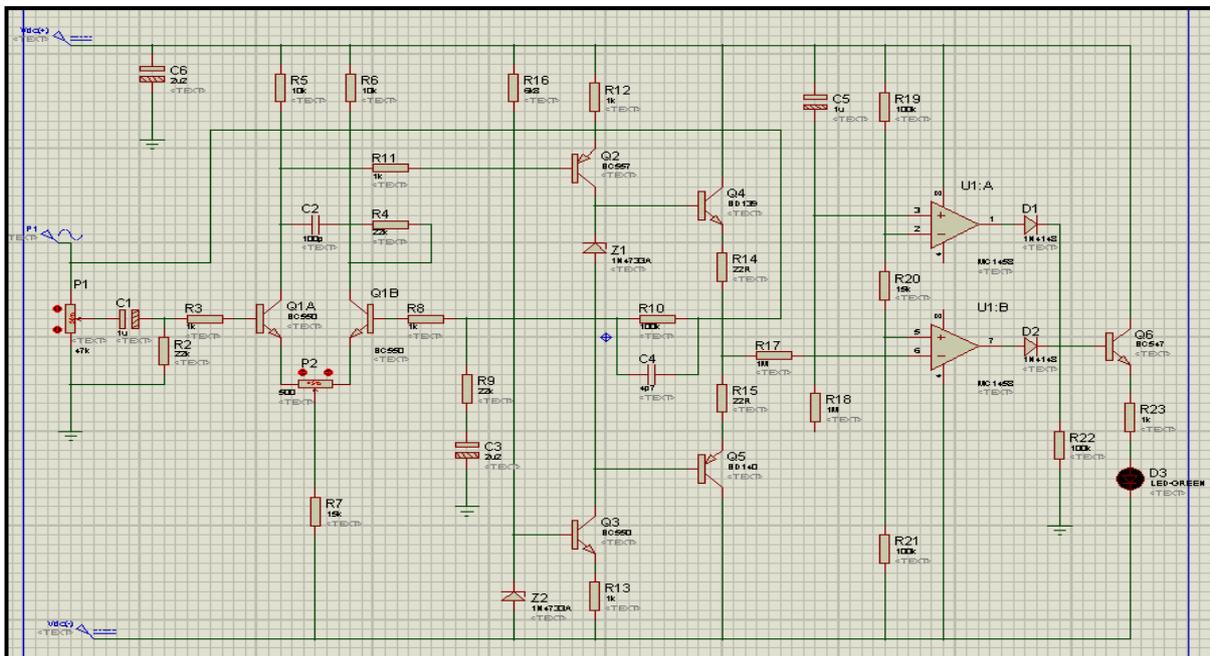


Figure 3.11 : Circuit sur le logiciel ISIS.

La liste des composants

Tr : transformateur 220V/2×15 V

Résistances : R2, R4, R9, R60 = 22 kΩ ; R3, R8, R11, R12, R13 = 1 kΩ ; R5, R6 = 10 k Ω ; R7, R20 = 15 kΩ ; R10, R19, R21, R20 = 100 kΩ ; R14, R15 = 22 Ω ; R16 = 6.8 k Ω ; R17, R18 = 1MΩ.

Condensateurs : C1, C62, C63, C66, C67, C5 = 1 μF ; C2 = 100 pF ; C3, C6 = 2.2 μF ; C4 = 4.7p F ; C60 = 100 nF ; C64, C65 = 1000 μF ; C68, C69 = 100 μF.

Diodes : D1, D2 : 1N4148 ; D3, D60, D65 : 1N4001 ; D6, D62 : LED ; Z1, Z2 = 5.1V.

Transistors : Q1, Q1A, Q1B, Q3 : BC550 ; Q2 : BC556 ; Q4 : BD139 ; Q5 : BD140 ; Q6 : BC 546

Potentiomètres : P1 = 47 K Ω P2 = 500 Ω

Les régulateurs : IC60 : 7815 IC61 : 7915

Circuit intégré : MC1458

Relais : K1 :12 ou 24 V

Switch: S60

Fusible: F60

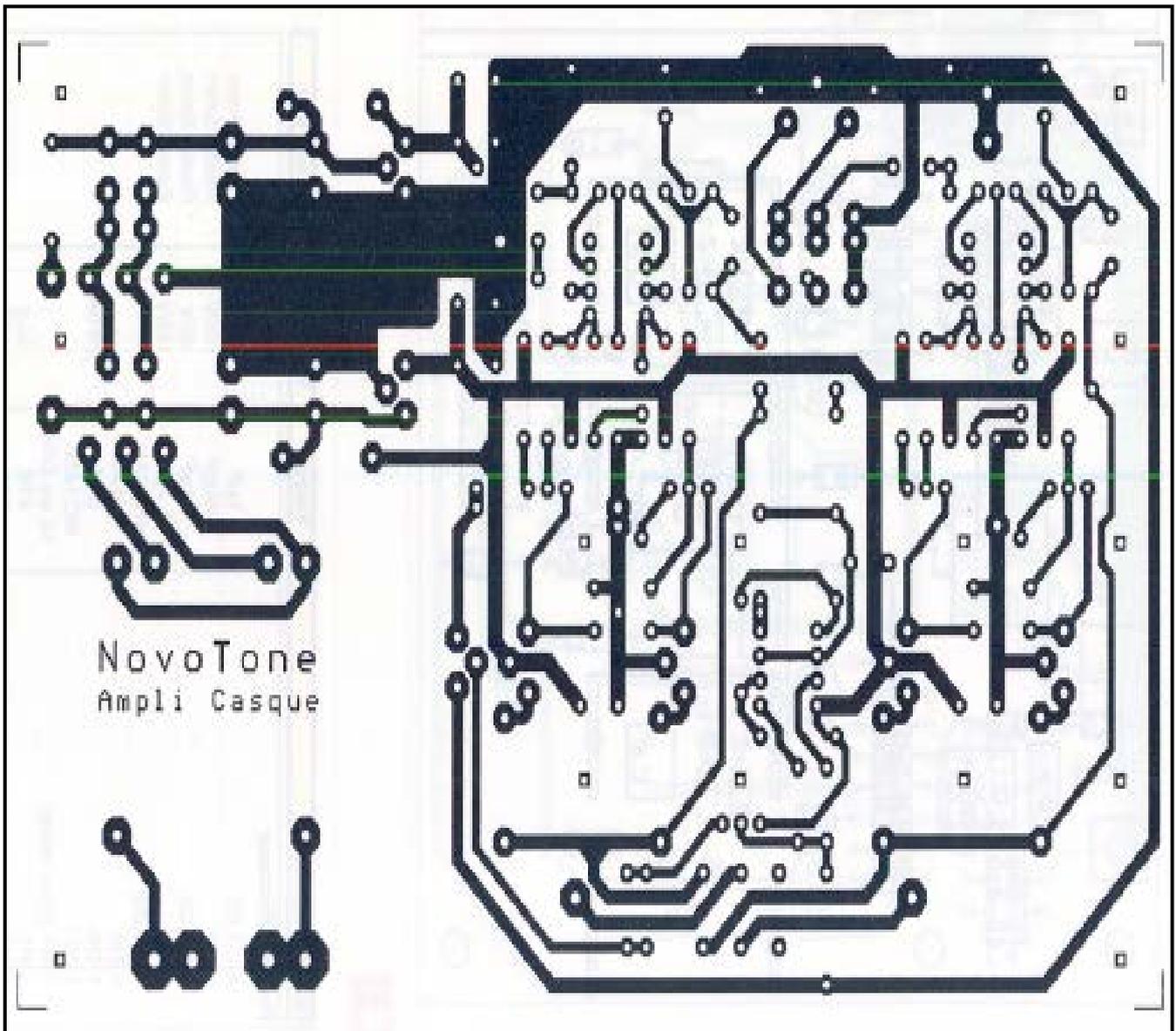


Figure 3.12 : Circuit imprimé.

3.7. Conclusion

Dans ce dernier chapitre ; nous avons présenté le circuit électrique du montage avec le fonctionnement bien expliqué et nous avons donné les signaux relevés à différents points, puis le circuit imprimé.

Conclusion générale

Un amplificateur audio est un amplificateur électronique destiné à amplifier les signaux audio de faible puissance dans le but d'alimenter une enceinte. Afin de décrire un amplificateur, on parle généralement de la méthode de couplage qui a été utilisée entre ces différents étages ainsi que la gamme de fréquences et de sa classe.

Il existe une foule de classifications, elles découlent souvent des différentes caractéristiques du schéma d'un amplificateur.

Dans notre projet nous avons étudié l'amplificateur audio en classe A pure.

Les amplificateurs de classe A sont les amplificateurs linéaires les plus fidèles, c'est-à-dire présentant le taux de distorsion harmonique le plus faible, même en l'absence de réaction négative. Leur rendement est toutefois tellement faible que leur usage est généralement limité aux amplificateurs de très faible puissance ou encore aux amplificateurs haute-fidélité haut de gamme, de puissance moyenne.

L'amplificateur est constitué d'un étage de sortie ne comportant qu'un seul transistor. Le point de repos se situe approximativement au milieu de la droite de charge. En fonction du signal à amplifier, il peut donc se déplacer de part et d'autre de ce point le long de la droite de charge.

Sans aucun doute, notre montage est loin d'être parfait ; des améliorations seraient donc possibles pour réaliser un circuit plus performant.

Des critiques et commentaires des lecteurs apporteraient un plus.

Références

- [1] Electronique analogique en 22 fiches, Pierre Mayé, février 2010.
- [2] http://ressources.univlemans.fr/AccessLibre/UM/Pedago/physique/02/cours_elec/puissan.pdf
: cours l'amplification de puissance.
- [3] Cours Electronique analogique 2, chapitre VI, Amplificateurs de puissance, ISET DE NABEUL (2014).
- [4] <http://www.epsic.ch/cours/electronique/techn99/acous/aqsigtxt.html>
- [5] elearning.univ-eloued.dz
- [6] <http://www.chireux.fr/mp/cours/electronique/Chap2.pdf> : Chapitre 2, les amplificateurs de puissance, institut automatisation industrielle ; Haute école spécialisée de Suisse Occidentale
- [7] [http://bts.uba.be/aide_memoire/amplificateurs de puissance classe A et classe B.](http://bts.uba.be/aide_memoire/amplificateurs_de_puissance_classe_A_et_classe_B)
- [8] Alimentations à découpage –Michel GIRARD –DUNOD 2^{ème} édition Dunod 2003.
- [9] <http://www.tomshardware.fr/articles/Fonctionnement-d-une-alimentation-1ere-partie,2-265-7.html>
- [10] Pierre Maye. Aide-mémoire, composants électroniques. 3e édition. DUNOD 171p, 2006.
- [11] <http://www.courstechinfo.be/Hard/Capa.html>
- [12] Alimentations linéaires –Michel GIRARD –DUNOD Dunod (11 juillet 2000).
- [13] https://fr.wikipedia.org/wiki/Casque_audio
- [14] <http://www.tomsguide.fr/article/casque-guide-test,2-1545-2.html>
- [15] <http://www.materiel.net/minisites/guide-achat-casque-audio/les-caracteristiques-techniques-essentielles.php>
- [16] Les alimentations électroniques, Pierre Mayé , Dunod 2001
- [17] Mémoire de fin d'études : Redressement commandé à transformateur à point milieu (Université Hassan 2, Mohammedia-Casablanca) (Année universitaire 2013-2014).

Résumé :

L'amplification est de nos jours, très employée dans notre vie quotidienne. L'amplificateur est sans conteste le cœur d'une installation audio. Son premier rôle consiste à amplifier le signal issu du lecteur et l'envoyer vers les enceintes, afin que le volume sonore soit suffisant pour être audible.

L'amplificateur audio en classe A pure est un maillon très important dans une chaîne de haute fidélité, il a un faible taux de distorsion et une large bande passante.

Mots clés : Amplification, audio, volume sonore, classe A pure, haute fidélité, distorsion.

Abstract:

Amplification is nowadays, widely used. The amplifier is undoubtedly the heart of an audio installation. The first role is to amplify the signal from the player and send it to the speakers so that the volume is sufficient to become audible.

The A class pure audio amplifier is a very important link in a high fidelity chain. It has a low distortion rate and large frequency-band.

Keywords: Amplification, audio, volume, A class pure, high fidelity, distortion.

الملخص :

يعتبر المضخم من أهم الاستعمالات في حياتنا اليومية فهو بلا منازع قلب أي دائرة كهربائية صوتية لأهمية دوره في استقبال وتضخيم الإشارات الكهربائية وبعثها للأجهزة السمعية بعد الحصول على صوت مسموع. المضخم من نوع أ حلقة مهمة في أي تركيب ذو كسب عالي له ثابت تشويش ضعيف مع نطاق تردد واسع

الكلمات المفتاحية : المضخم, صوت, الأجهزة السمعية, تشويش, المضخم من نوع أ, كسب عالي