

TABLES DES MATIERS

Introduction général.....	1
Chapitre 1 : amplificateur de puissance	
1.1. Introduction.....	3
1.2. Amplificateur de puissance.....	3
1.2.1. Définition.....	3
1.2.2. Amplificateur audio de puissance.....	3
1.2.3. Caractéristique d'un amplificateur de puissance.....	5
1.3. Différents classe d'amplificateur de puissance.....	6
1.3.1. Amplificateur de puissance classe A.....	6
1.3.1.1. Classe A en montage émetteur commun.....	7
a) Puissance dissipé dans la charge.....	8
b) Puissance dissipé dans le transistor.....	9
c) Puissance fournie par l'alimentation.....	9
d) Rendement.....	9
1.3.1.2. Classe A en montage collecteur commun.....	10
1.3.2. Amplificateurs de puissance classe A et AB.....	12
1.3.2.1. Structure de base de l'amplificateur classe B.....	12
1.3.2.1.1. Principe de la classe B et AB.....	12
1.3.2.1.2. Distorsion de croisement.....	15
a) Phénomène de la distorsion.....	15
b) Correction de la distorsion.....	16
1.3.2.2. Structure de base d'un amplificateur classe AB.....	16
1.3.2.2.1. Puissance et rendement dans l'amplificateur Classe AB.....	17
1.2.4. Conclusion.....	20
Chapitre 2 : schéma synoptique et études des différents étages	
2.1. Introduction.....	22

2.2. Rappel des relations fondamentales pour le calcul de circuit de puissance.....	22
2.2.1. Valeur moyenne d'un signal périodique.....	22
2.2.2. Puissance dissipé par un signal périodique.....	22
2.3. Schéma synoptique du montage.....	24
2.4. Étude des différents étages.....	24
2.4.1. Alimentation symétrique.....	24
2.4.1.1. Transformateurs.....	25
2.4.1.2. Redressements doubles alternance.....	26
2.4.1.3. Filtrage.....	29
2.4.1.3.1. Généralité sur les condensateurs électrolytiques.....	30
2.4.1.3.2. Fonctionnement du filtrage.....	30
2.4.2. Amplificateur différentiel d'entrée et amplificateur pilote.....	33
2.4.3. Étage de puissance.....	35
2.5. Conclusion.....	38

Chapitre 3 : réalisation pratique

3.1. Introduction.....	40
3.2. Circuit électrique.....	40
3.3. Réalisation et étude pratique du montage.....	41
3.3.1. Alimentation symétrique.....	41
3.3.1.1. Valeurs de la tension délivrée.....	41
3.3.1.2. Fonctionnement de l'alimentation.....	42
3.3.2. Amplificateur différentiel.....	43
3.3.2.1. Valeurs et gain de l'amplificateur.....	43
3.3.2.2. Fonctionnement de l'étage.....	44
3.3.3. Étage amplificateur pilote.....	44
3.3.3.1. Valeurs de tension et gain.....	44
3.3.3.2. Fonctionnement de l'étage.....	45

3.3.4. Étage de puissance	45
3.3.4.1. Fonctionnement de l'étage	46
3.4. Régulateur du courant de repos et protection thermique	48
3.5. Réalisation pratique	49
3.6. Conclusion	52
Conclusion général.....	53
Bibliographie.....	54

Introduction générale

Les amplificateurs sont nés au début des années 60, quand on a commencé à intégrer plusieurs transistors et résistances sur le même substrat de silicium ; cette technologie a permis de bâtir des montages complexes, et de les faire tenir sur une petite plaquette de silicium encapsulée dans un boîtier. Maintenant les amplificateurs sont dans tous les circuits électroniques.

L'objectif de notre travail est de réaliser un amplificateur audio de puissance. Dans ce contexte, notre mémoire sera organisé de la manière suivante :

Chapitre 1 : Amplificateur de puissance classes A, B et AB avec leurs caractéristiques et leurs fonctionnement.

Chapitre 2 : Schéma synoptique et étude des différents étages qui constituent le montage, avec une explication du fonctionnement de chaque étage.

Chapitre 3 : Réalisation pratique du montage et présentation des résultats avec des signaux à l'appui.

Nous finirons notre mémoire par une conclusion générale et d'éventuelles perspectives.

Chapitre 1 :

Amplificateur de
puissance

1.1 Introduction

Les amplificateurs sont dans tout circuit électronique ; La télévision, le DVD, la chaîne Hi-fi, le home cinéma, etc.

Nous allons voir dans ce chapitre ce qu'est un amplificateur de puissance, ses différentes classes, leurs fonctionnements, leurs caractéristiques principales et surtout leurs utilisations dans les circuits électroniques.

1.2 Amplificateur de puissance

1.2.1 Définition

L'amplificateur de puissance est le dernier étage d'une chaîne amplificatrice. Il permet de fournir une puissance beaucoup plus grande que celle fournie par le signal de commande (signal d'entrée), tout en gardant la même forme du signal.

Dans la plupart des cas, l'amplification en puissance est une amplification en courant, c'est pourquoi on utilise des transistors bipolaires, ou des transistors MOS de puissance.

1.2.2 Amplificateur audio de puissance

Un amplificateur audio de puissance reçoit généralement à son entrée un signal de faible amplitude (inférieur ou égal à 1V) et de faible puissance, et il doit délivrer à sa sortie un signal de forte puissance (généralement entre 10W et 100W) dans une charge dont l'impédance est relativement faible (l'impédance nominale typique d'un haut-parleur est de 4Ω à 16Ω). L'étage de sortie doit donc produire un signal dont la tension et le courant ont des amplitudes élevées.

En principe, il est souhaitable que le gain en tension de l'étage de sortie soit indépendant de l'impédance de la charge, ce qui lui permet de s'adapter à des haut-parleurs de différentes impédances sans modifier l'amplitude de la tension de sortie et donc sans provoquer de saturation ou de distorsion inacceptable. Pour satisfaire à cette condition, il faut une configuration présentant une impédance de sortie très faible. En effet, dans un amplificateur présentant une impédance de sortie élevée, le gain en tension sera directement proportionnel à l'impédance de charge. Par contre, pour un amplificateur à faible impédance de sortie, le gain en tension sera pratiquement indépendant de charge.

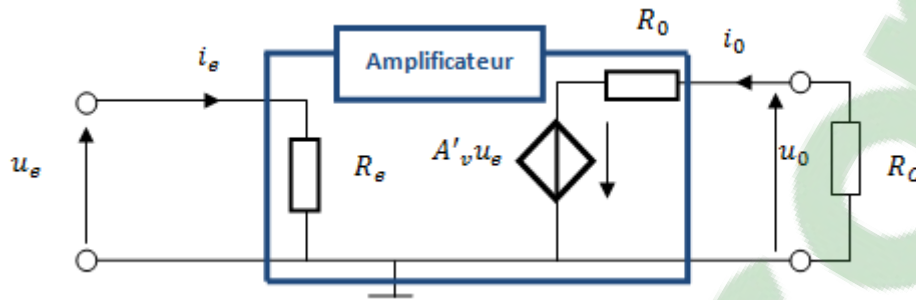


Figure 1.1 : Amplificateur de tension.

$$A_V = \frac{u_0}{u_e} = A'_v * \frac{R_C}{R_0 + R_C} \cong A'_v \quad \text{si } R_0 \ll R_C \quad (1.1)$$

Les montages amplificateurs à faible impédance de sortie sont du type collecteur commun (Bipolaire) ou drain commun (MOS). C'est généralement ce type de configuration que l'on retrouvera dans les étages de sortie de puissance.

Un montage collecteur ou drain commun offre un gain unitaire en tension. Son rôle sera donc de reproduire la tension appliquée à son entrée, mais avec un courant de sortie élevé.

L'étage précédant l'étage de sortie, souvent appelé étage "pilote", devra donc délivrer la pleine tension du signal de sortie, mais sous une puissance limitée. Cet étage pilote aura donc généralement un gain en tension élevé et devra offrir une dynamique maximale pour le signal de sortie.

Un étage d'entrée précède généralement l'étage pilote. Celui-ci joue le rôle d'interface entre la source extérieure à amplifier et l'entrée de l'étage pilote. L'étage d'entrée permet également de réaliser une boucle de réaction négative en combinant le signal de rétroaction avec le signal d'entrée.

Cette configuration générale sera étudiée dans le cas de l'amplificateur classe B. En effet, les amplificateurs de la classe A sont généralement des amplificateurs de faible puissance, dont la charge est fixe (impédance connue). Dans ce cas, le nombre d'étages est très limité et on fait souvent appel à un simple montage émetteur commun.

1.2.3 Caractéristiques d'un amplificateur de puissance

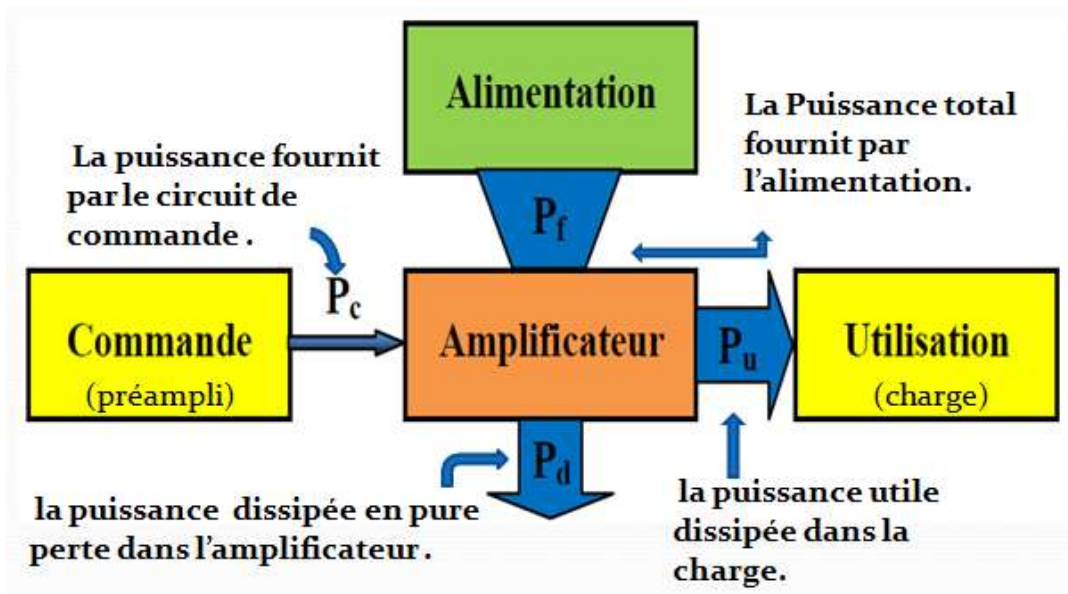


Figure 1.2 : Bilan de puissance [1].

L'alimentation du montage fournit une puissance totale P_f qui se répartit entre la puissance utile P_u dissipée dans la charge et la puissance P_d dissipée en pure perte dans l'amplificateur. La puissance P_c fournie par le circuit de commande, est en général négligeable devant celle provenant de l'alimentation. D'après la figure 1.1, on peut définir :

- **La puissance moyenne utile :**

$$P_u = \frac{1}{T} \int_0^T P_u(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) \cdot dt \quad (1.2)$$

- **Le gain en puissance**

$$G_p = \frac{P_u}{P_c} \quad (1.3)$$

- **Le rendement :**

$$\eta = \frac{P_u}{P_c + P_f} \approx \frac{P_u}{P_f} \quad (1.4)$$

- **La distorsion :**

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 :

$$v_s(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} a_n \cdot \cos(n\omega + \varphi_n) \quad (1.5)$$

- 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 :

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

1.3 Différentes classes d'amplificateurs de puissance

De nombreux critères peuvent être pris en compte lors de la sélection d'un amplificateur. Les points importants étant :

- La puissance de sortie ;
- Le rendement ;
- La puissance maximale que peut dissiper l'élément actif ;
- Le gain (en tension, en puissance) ;
- La distorsion ;

La figure suivante représente une droite de charge et les points de fonctionnement des différentes classes d'amplificateurs de puissance :

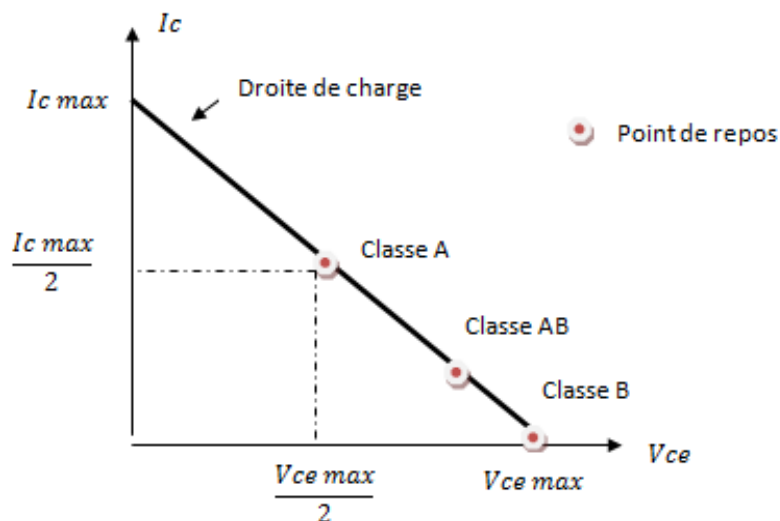


Figure 1.3 : Droite de charge et points de fonctionnement.

1.3.1 Amplificateur de puissance classe A

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 (de l'ordre de 25%) que leur usage est

généralement limité aux amplificateurs de très faible puissance ou encore aux amplificateurs haute-fidélité haut de gamme de puissance moyenne.

La classe A est constituée 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.

1.3.1.1 Classe A en montage émetteur commun

L'étage de sortie de l'amplificateur à émetteur commun se présente sous la forme illustrée par la figure 1.4.

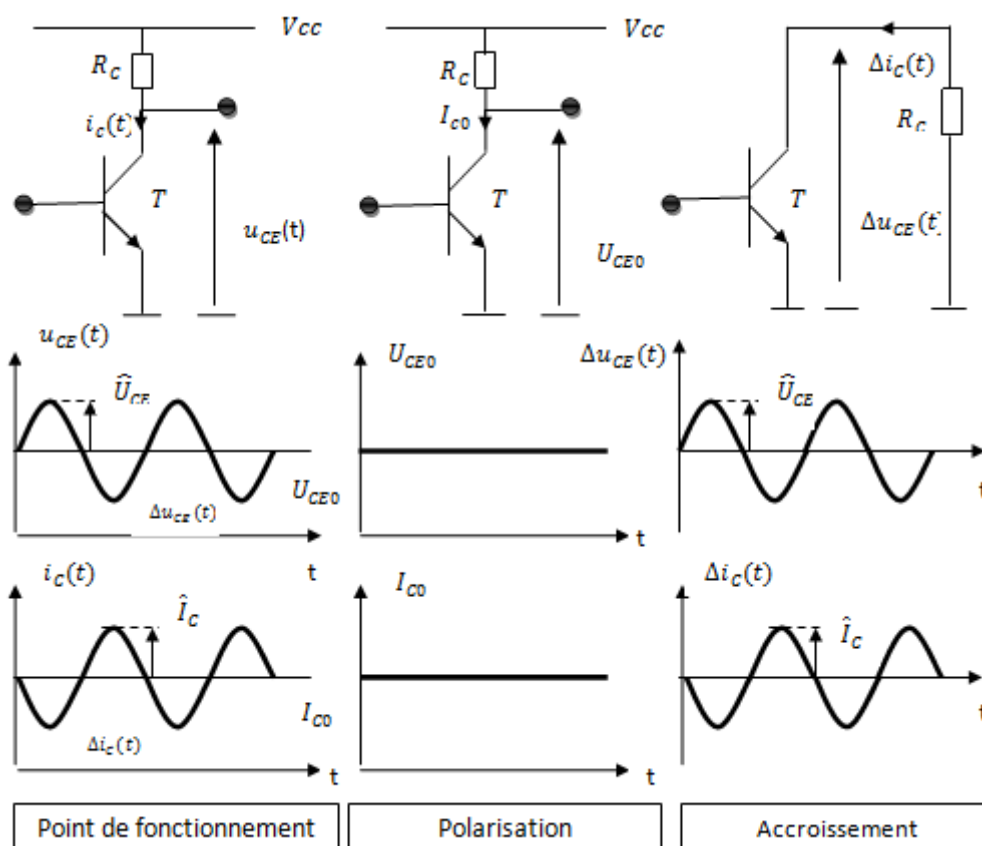


Figure 1.4 : Amplificateur Classe A émetteur commun. [2]

Les signaux $u_{CE}(t)$ et $i_C(t)$ sont constitués de la polarisation à laquelle se superpose le signal alternatif à amplifier ; la figure suivant illustre le fonctionnement de ce type de montage. Les limites d'excursion de la tension U_C sont données par la tension d'alimentation V_{CC} et par la tension de saturation u_{CEsat} du transistor.

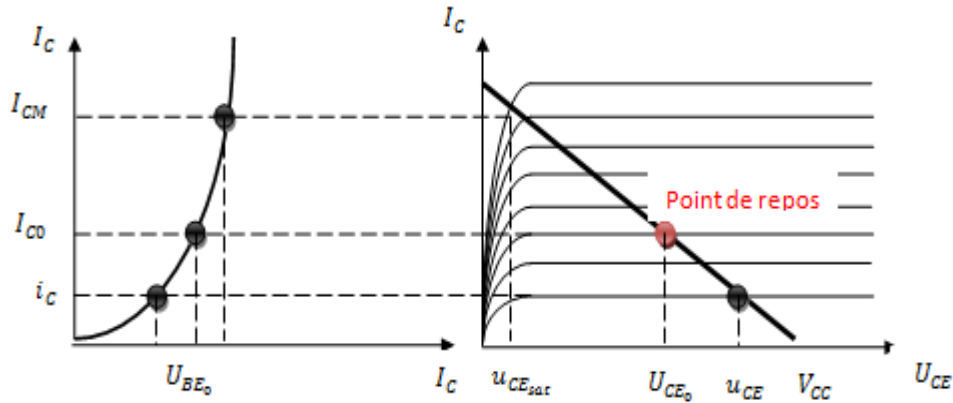


Figure 1.5 : Droite de charge et point de repos (polarisation).

En se référant à la figure 1.5, et sachant que tout signal périodique peut être décomposé en un signal continu constitué de la valeur moyenne et d'un signal alternatif à valeur moyenne nulle, on peut écrire :

$$u_{CE}(t) = U_{CE0} + \Delta u_{CE}(t) \quad (1.7)$$

$$i_C(t) = I_{C0} + \Delta i_C(t) \quad (1.8)$$

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

$$\Delta u_{CE}(t) = \hat{U}_{CE} \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (1.9)$$

$$\Delta i_C(t) = -\hat{I}_C \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (1.10)$$

a) Puissance dissipée dans la charge :

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.

$$\begin{aligned} P_{Ch}(t) &= (V_{CC} - u_{CE}(t)) \cdot i_C(t) \\ &= (V_{CC} - (U_{CE0} + \Delta u_{CE}(t))) \cdot (I_{C0} + \Delta i_C(t)) \end{aligned} \quad (1.11)$$

Et par conséquent la puissance moyenne est :

$$P_m = \frac{1}{T} \int_0^T P_{Ch}(t) \cdot dt = (V_{CC} - U_{CE0}) \cdot I_{C0} + \frac{\hat{U}_{CE} \cdot \hat{I}_C}{2} \quad (1.12)$$

Cette puissance moyenne peut être décomposée en une puissance due au courant de polarisation :

$$P_{mDC} = (V_{CC} - U_{CE0}) \cdot I_{C0} \quad (1.13)$$

Et une puissance utile due à la variation de tension et de courant aux bornes de la charge :

$$P_{m_{AC}} = \frac{\hat{U}_{CE} \cdot \hat{I}_C}{2} \quad (1.14)$$

b) Puissance dissipée dans le transistor :

La puissance dissipée dans le transistor se calcule selon le même principe. \hat{U}_C et \hat{I}_C sont en opposition de phase dans le transistor, ce qui donne un signe négatif à leur produit :

$$P_T(t) = u_{CE}(t) \cdot i_C(t) \quad (1.15)$$

Et par conséquent la puissance moyenne :

$$\begin{aligned} P_{T_m} &= \frac{1}{T} \int_0^T P_T(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^T (U_{CE0} + \Delta u_{CE}(t)) \cdot (I_{C0} + \Delta i_C(t)) \\ &= U_{CE0} \cdot I_{C0} - \frac{\hat{U}_{CE} \cdot \hat{I}_C}{2} \end{aligned} \quad (1.16)$$

c) Puissance fournie par l'alimentation :

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

$$P_f = P_T + P_{moy} = V_{CC} \cdot I_{C0} \quad (1.17)$$

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

$$\begin{aligned} P_f &= \frac{1}{T} \int_0^T P_f(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} \cdot (I_{C0} + \Delta i_C(t)) \\ &= V_{CC} \cdot I_{C0} \end{aligned} \quad (1.18)$$

d) Rendement η :

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

$$\eta = \frac{P_{m_{AC}}}{P_f} = \frac{\frac{\hat{U}_{CE} \cdot \hat{I}_C}{2}}{V_{CC} \cdot I_{C0}} \quad (1.19)$$

Le rendement est maximum lorsque \hat{U}_C et \hat{I}_C sont maximaux, c'est-à-dire pour :

$$\hat{U}_{CE} = \hat{U}_{CE_{max}} = \frac{V_{CC}}{2} \quad (1.20)$$

et

$$\hat{I}_C = \hat{I}_{C_{max}} = I_{C0} \quad (1.21)$$

Ces valeurs ne sont accessibles que si l'on choisit :

$$U_{CE0} = \frac{V_{CC}}{2} \quad (1.22)$$

et

$$I_{C0} = \frac{V_{CC}}{2 \cdot R_C} \quad (1.23)$$

Dans ce cas, la puissance utile devient :

$$P_{m_{AC_{max}}} = \frac{\hat{U}_{CE_{max}} \cdot \hat{I}_{CE_{max}}}{2} = \frac{V_{CC} \cdot I_{C0}}{4} \quad (1.24)$$

Et le rendement maximum :

$$\eta_{max} = \frac{P_{m_{AC_{max}}}}{P_f} = \frac{1}{4}, \text{ soit } \eta_{max} = 25\% \quad (1.25)$$

Remarque : En réalité, le rendement maximum ne peut jamais atteindre 25% à cause de la tension de saturation $U_{CE_{sat}}$ du transistor.

		Au repos	η_{max}
Puissance dissipée par le transistor	P_T	$\frac{V_{CC} \cdot I_{C0}}{2}$	$\frac{V_{CC} \cdot I_{C0}}{4}$
Puissance total dans la charge	P_m	$\frac{V_{CC} \cdot I_{C0}}{2}$	$3 \frac{V_{CC} \cdot I_{C0}}{4}$
Puissance fournie par l'alimentation	P_f	$V_{CC} \cdot I_{C0}$	$V_{CC} \cdot I_{C0}$

Tableau 1.1 : Puissances de polarisation (au repos).

1.3.1.2 Classe A en montage collecteur commun

L'étage de sortie d'un amplificateur à collecteur commun se présente sous la forme illustrée par la figure suivante :

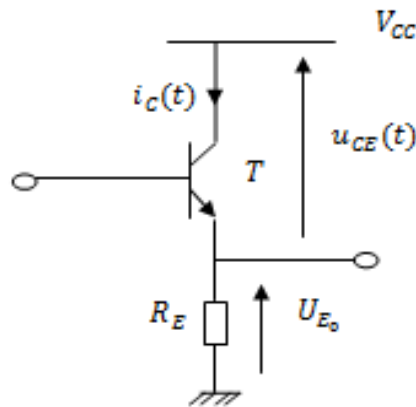


Figure 1.6 : Classe A en collecteur commun.

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

$$U_{C0} = V_{CC} - U_{E0} \quad (1.26)$$

$$I_C \cong I_{E0} = \frac{U_{E0}}{R_E} \quad (1.27)$$

Le montage collecteur commun présente les avantages suivants :

- Impédance de sortie faible ; Il est donc mieux adapté pour les charges faibles que l'émetteur commun.
- 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 comparables à celle de montage émetteur commun, excepté que la chute de tension apparait aux bornes de R_E au lieu de R_C .

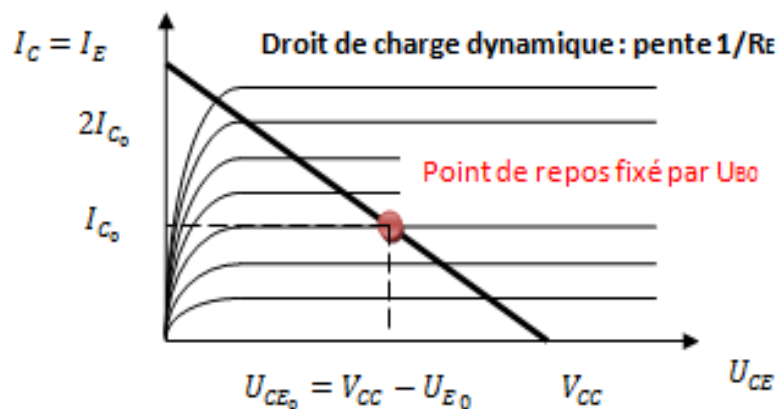


Figure 1.7 : Droite de charge et polarisation.

Les conditions, pour une valeur déterminée de R_E , sont un point de fonctionnement au milieu de la charge :

$$U_{E_0} = \frac{V_{CC}}{2} \quad (1.28)$$

Et une amplitude maximale du signal AC :

$$\hat{U}_E = \frac{V_{CC}}{2} \quad (1.29)$$

1.3.2 Amplificateurs de puissance classe B et AB

Les amplificateurs de puissance classe B (et surtout leur variante de classe AB) sont de loin les amplificateurs les plus utilisés. Quand on leur associe une boucle de réaction négative, leur distorsion tombe à un niveau extrêmement faible. Leur rendement est très bon (environ 78.5%) et ils peuvent aisément fournir des puissances de sortie élevées.

Les deux amplificateurs sont constitués d'un étage de sortie comportant deux transistors complémentaires.

Pour la classe B, le point de repos se situe à la limite du blocage des transistors. Pour la classe AB, le point de repos est située très proche de la limite du blocage des transistors, c'est-à-dire entre la classe A et la classe B, mais plus proche de la classe B.

La structure de base de la sortie d'un amplificateur classe AB, est modifiée au niveau de la polarisation.

1.3.2.1 Structure de base de l'amplificateur classe B

1.3.2.1.1 Principe de la classe B et AB

On utilise une paire de transistors complémentaires (NPN et PNP) de même gain et deux alimentations continues symétriques par rapport à la masse. La figure suivante illustre la structure de base d'un amplificateur classe B.

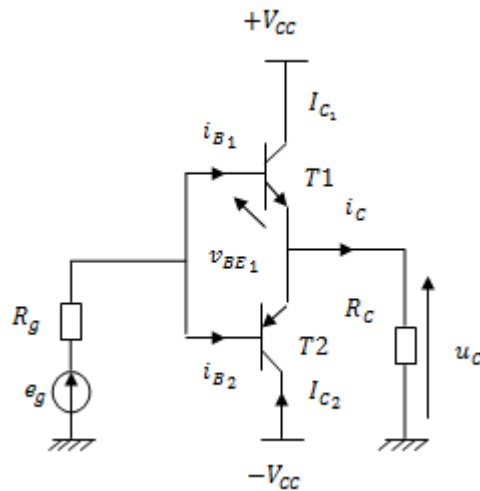


Figure 1.8 : Amplificateur classe B (montage push-pull).

Chaque transistor est donc bloqué pendant une demi-période : Lorsque l'entrée est une tension de polarité positive, c'est le transistor (du haut) T₁ de type NPN qui conduit, le transistor complémentaire (du bas) étant bloqué, alors que pour une polarité négative on se trouve dans la situation inverse. En aucun moment les deux transistors sont conducteurs simultanément.

- **Etude de T1** : Le montage est régi par les équations suivantes :

$$u_C = e_g - R_g \cdot i_{B1} - v_{BE1} \quad (1.30)$$

$$u_C = R_C \cdot i_{E1} \quad (1.31)$$

$$i_{E1} = i_{B1} + i_{C1} \quad (1.32)$$

$$i_{B1} = i_{C1} = i_{E1} \text{ et } v_{BE1} < 0 \Rightarrow e_g = v_{BE1} \text{ et } u_C = 0$$

\Rightarrow T1 bloqué pour e_g négative et u_C nulle.

- T1 saturé : On suppose une tension de saturation nulle : $V_{CEsat} = 0$; la condition de saturation :

$$i_{B1} \geq I_{Bsat} \text{ , avec } I_{Bsat} = \alpha_1 \cdot I_{Esat} = \frac{\beta_1}{\beta_1 + 1} \cdot \frac{V_{CC}}{R_C} \quad (1.33)$$

D'où

$$i_{B1} = \frac{e_g - v_{BE1} - u_C}{R_C} \quad (1.34)$$

Si le transistor est saturé, on a :

$$i_{B1} \geq \frac{V_{CC}}{(\beta_1 + 1)R_C} \quad , \quad v_{BE1} = 0 \quad , \quad u_C = V_{CC}$$

D'où la condition de saturation de T1 :

$$e_g \geq e_0 = V_{CC} \left[\frac{R_g}{(\beta_1 + 1)R_C} + 1 \right]$$

T1 est saturé pour tout e_g positif supérieur ou égal à e_0 et u_C égale à V_{CC} .

- 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 : $i_{C1} = \beta_1 \cdot i_{B1}$

On déduit donc l'expression de la tension de sortie :

$$u_C = \frac{(\beta_1 + 1)R_C}{R_g + (\beta_1 + 1)R_C} e_g \quad \text{avec} \quad 0 < e_g < e_0 \quad (1.35)$$

- **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.

La caractéristique de transfert d'un tel montage peut être représentée par la figure 9. Chaque transistor ayant besoin d'une tension de jonction U_J pour entrer en conduction, il en résulte une plage morte de $2 U_J$, soit environ 1.4 V répartie de manière à peu près symétrique autour de l'origine. Celle-ci donne lieu à une distorsion connue sous le nom de "distorsion de cross-over". Cette caractéristique est tout particulièrement visible pour des signaux de faibles amplitudes.

Dans les applications où la distorsion n'est pas acceptable, par exemple pour les amplificateurs audio, il est nécessaire de modifier la structure de base de l'amplificateur classe B afin d'éliminer ou tout au moins de réduire drastiquement les non-linéarités.

Une nouvelle classe d'amplificateurs a donc été définie sous la dénomination de la classe AB. Cette classe fait l'objet d'une étude détaillée au paragraphe suivant.

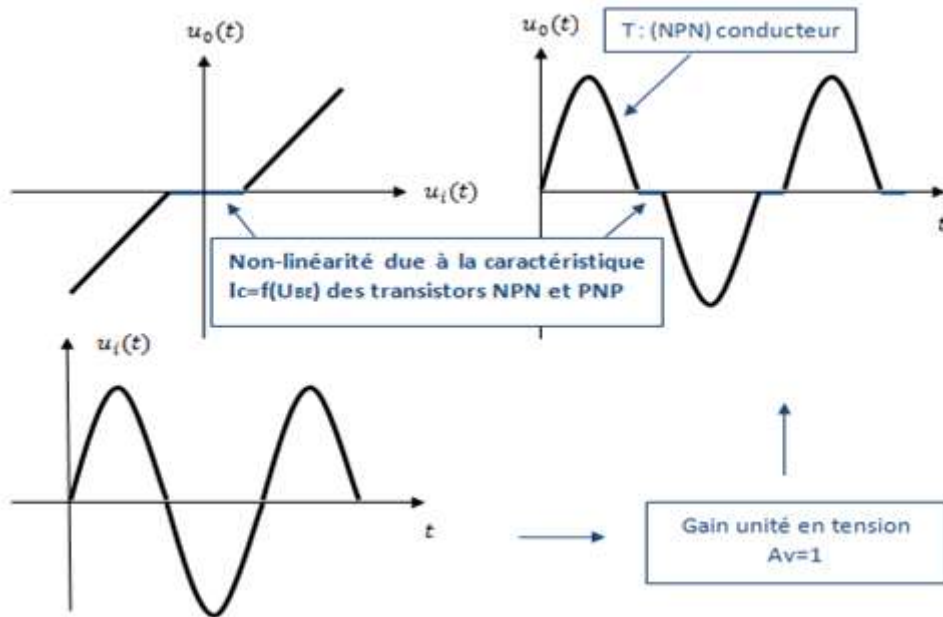


Figure 1.9 : Caractéristique de transfert d'un amplificateur classe B.

1.3.2.1.2 Distorsion de croisement

a) Phénomène de la distorsion

Les jonctions émetteur base ne sont passantes que si la tension d'entrée est supérieure à leur tension de seuil notée U_0 .

En réalité, la caractéristique de transfert $u_c = f(e_g)$ présente un palier (figure 1.10).

La tension de sortie u_c est nulle pour : $-U_0 < e_g < U_0$; à la sortie, il y a une déformation importante du signal. Ceci correspond à la distorsion de croisement. Compte tenu de la valeur de la tension de seuil ($\approx 0,7 \text{ V}$), la distorsion est très importante, ce qui interdit un fonctionnement en classe B pure.

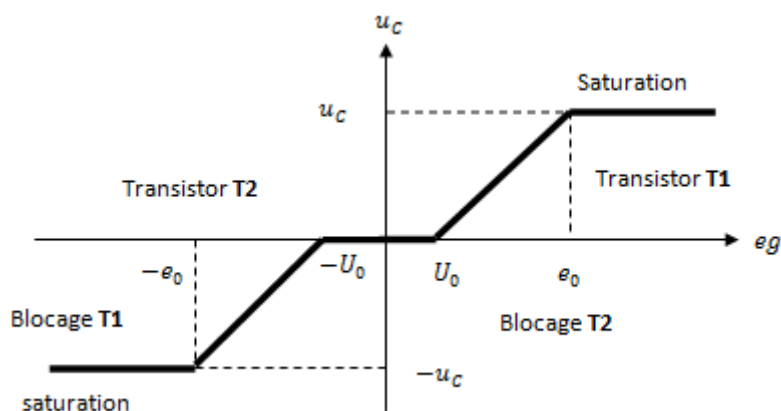


Figure 1.10 : Distorsion de croisement.

b) Correction de la distorsion

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 (figure 1.11).

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 $-E$.

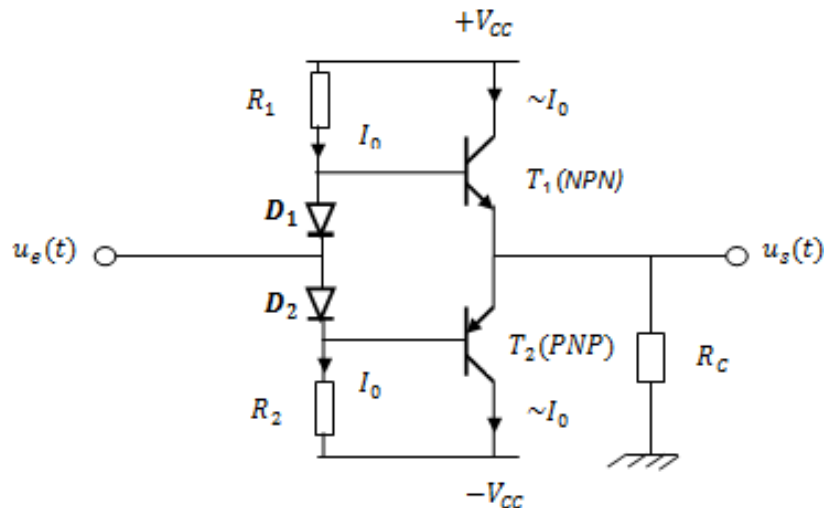


Figure 1.11 : Correction de distorsion par diode d'un amplificateur class AB.

1.3.2.2 Structure de base d'un amplificateur Classe AB

La structure de base de la sortie de l'amplificateur B a été modifiée au niveau de la polarisation. Au repos, un courant de polarisation, dont la valeur est fonction de la qualité de linéarité exigée, est imposé la paire de transistors complémentaires de sortie.

La caractéristique de transfert d'un amplificateur classe AB est représentée par la figure 1.12.

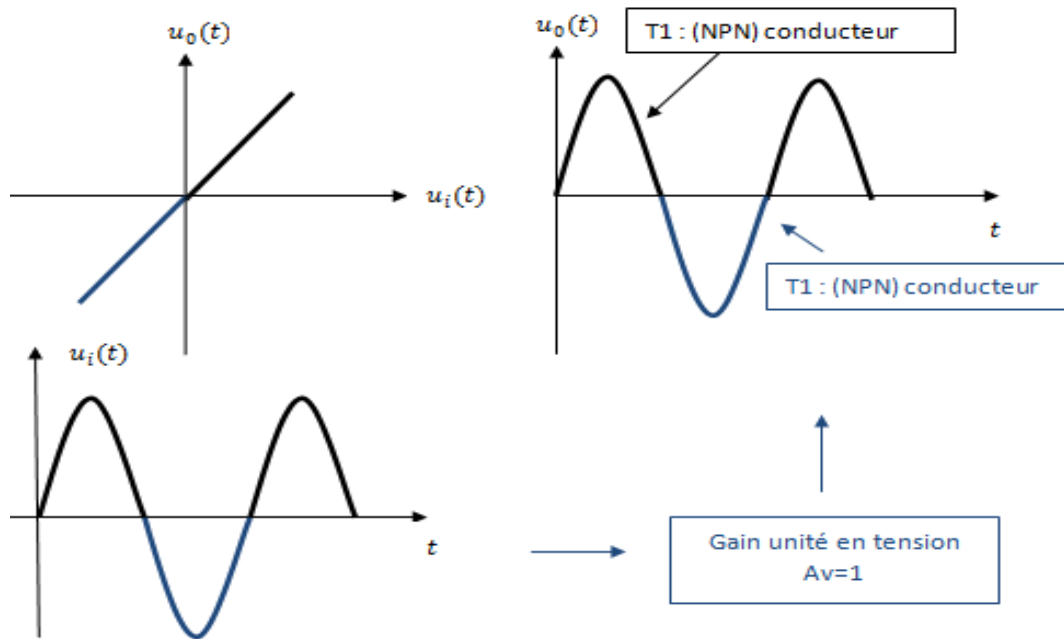


Figure 1.12 : Caractéristique de transfert d'un amplificateur Classe AB.

1.3.2.1 Puissance et rendement dans l'amplificateur Classe AB

Nous allons calculer les puissances dissipées dans la charge et dans les transistors de l'étage de sortie de l'amplificateur classe AB (voire la figure 1.13). La puissance dans le circuit de polarisation a été négligée afin de conduire à un raisonnement simplifié.

En régime sinusoïdal, la puissance dissipée dans la résistance de charge R_C s'exprime par la relation :

$$P_{RC} = \frac{\hat{U}_S^2}{2R_C} \quad (1.36)$$

La puissance instantanée dissipée dans les transistors (l'alternance positive dans T1 et l'alternance négative dans T2) vaut :

$$P_T(t) = (V_{CC} - u_s(t)) \cdot i_0(t) \quad (1.38)$$

Par conséquent, la puissance moyenne dissipée dans un transistor (système symétrique) durant une demi-période prend la forme :

$$P_T = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} (V_{CC} - u_s(t)) \cdot i_0(t) \cdot dt$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{T}{2} \int_0^{T/2} (V_{CC} - u_0(t)) \cdot \frac{u_S(t)}{R_C} dt \\
&= \frac{T}{2} \int_0^{T/2} \frac{V_{CC} \cdot \hat{U}_S \cdot \sin(\omega t)}{R_C} dt - \frac{T}{2} \int_0^{T/2} \frac{\hat{U}_S \cdot \sin^2(\omega t)}{R_C} dt \\
&= \frac{2V_{CC} \cdot \hat{U}_S}{\pi \cdot R_C} - \frac{\hat{U}_S^2}{2R_C} \quad (1.39)
\end{aligned}$$

La puissance moyenne dissipée dans un transistor, sur une alternance, passe par un maximum lorsque l'on :

$$\frac{\partial P_T}{\partial \hat{U}_S} = \frac{2V_{CC} \cdot \hat{U}_S}{\pi \cdot R_C} - \frac{\hat{U}_S}{R_C} \quad (1.40)$$

Soit

$$\hat{U}_S = \frac{2V_{CC}}{\pi} \quad (1.41)$$

Et par conséquent, pour la puissance moyenne maximum :

$$P_{T_{max}} = \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 \cdot R_C} \quad (1.42)$$

En basse fréquence, vu la faible inertie de la pastille semi-conductrice du transistor de puissance, c'est la puissance instantanée qui est le facteur de dimensionnement dominant.

Cette puissance instantanée passe aussi par un maximum :

$$\begin{aligned}
\frac{\partial P_T(t)}{\partial u_S(t)} &= \frac{\partial (V_{CC} - u_S(t))}{\partial u_S(t)} \cdot \frac{u_S(t)}{R_C} \\
\Rightarrow \frac{\partial P_T(t)}{\partial u_S(t)} &= \frac{V_{CC} - u_S(t)}{R_C} = 0 \quad (1.43)
\end{aligned}$$

Cette condition correspond à

$$u_S(t) = \frac{V_{CC}}{2} \quad (1.44)$$

Soit pour la puissance instantanée maximale :

$$P_{T_{max}} = \frac{V_{CC}^2}{4 R_C} \quad (1.45)$$

Cette puissance instantanée maximale est légèrement supérieure à la puissance moyenne maximale. C'est donc à celle-ci que l'on se référera pour le calcul des refroidisseurs.

La puissance délivrée par l'alimentation n'est rien d'autre que la somme des puissances dissipées dans les transistors T1, T2 et dans la charge Rc.

$$P_{tot} = P_{T_1+T_2} + P_{R_C} = \frac{2V_{CC} \cdot \hat{U}_S}{\pi \cdot R_C} \quad (1.46)$$

Cette puissance est maximale lors ce que $U_0=V_{CC}$

$$P_{tot_{max}} = \frac{2V_{CC}}{\pi \cdot R_C} \quad (1.47)$$

Le rendement de l'amplificateur classe AB est par définition de la forme :

$$\eta = \frac{P_{R_C}}{P_{tot}} = \frac{\pi \cdot \hat{U}_S}{4 V_{CC}} \quad (1.48)$$

Dont on déduit le rendement maximum pour $U_0=V_{CC}$

$$\eta_{max} = \frac{\pi}{4} \quad (78,5\%) \quad (1.49)$$

La figure 13 montre la répartition des puissances et le rendement pour l'étage de sortie de l'amplificateur classe AB.

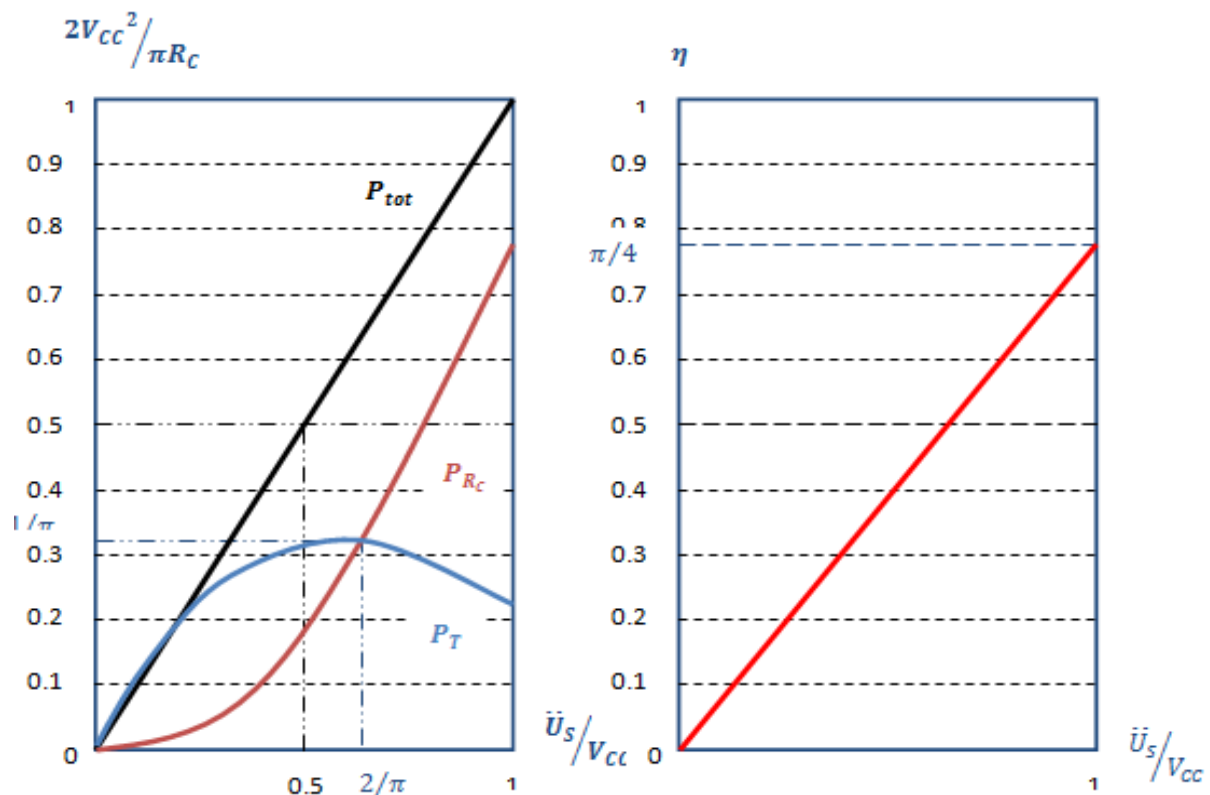


Figure 1.13 : Répartition des puissances et rendement d'un amplificateur classe AB [2].

1.2.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons détaillé le principe de fonctionnement et la différence entre chaque classe des amplificateurs qui entre dans notre projet.

Maintenant, nous avons une idée globale sur les classes A, B et AB et le montage push-pull, donc en passe au prochain chapitre qui représente le schéma synoptique et l'étude des différences étage de notre amplificateur audio de puissance.

Chapitre 2 :

Schéma synoptique et études des différents étages

2.1 Introduction

Dans le chapitre précédent nous avons décrit quelque classe des amplificateurs qui entrent en jeu dans notre projet avec leur caractéristique et aussi leur fonctionnement.

Nous présentons dans ce chapitre un petit rappel sur le signal périodique et sinusoïdal, puis en passe au schéma synoptique et l'étude des différents montages électroniques réalisés, avec le rôle et le principe de fonctionnement de chaque étage.

2.2 Rappel des relations fondamentales pour le calcul de circuit de puissance

2.2.1 Valeur moyenne d'un signal périodique

Un signal périodique est défini par la relation :

$$x(t) = x(t + T) = x(t + kT) \quad (2.50)$$

La valeur moyenne \bar{X}_T sur la période T vaut :

$$\bar{X}_T = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} x(t) \cdot dt \quad (2.51)$$

La valeur moyenne est indépendante du temps de référence à partir duquel on mesure T.

Par définition, un signal alternatif est un signal périodique particulier dont la valeur moyenne est nulle.

2.2.2 Puissance dissipée par un signal périodique quelconque

Sur la base des définitions précédentes, on voit que tout signal périodique $x(t)$ peut être décomposé en deux parties :

- Une composante continue : X_0
- Une composante alternative : $\Delta x(t)$

De sorte que $x(t)$ peut s'écrire :

$$x(t) = X_0 + \Delta x(t)$$

La puissance instantanée d'un signal périodique quelconque est définie par la relation :

$$P(t) = u(t) \cdot i(t) = (U_0 + \Delta u(t)) \cdot (I_0 + \Delta i(t)) \quad (2.52)$$

Et selon la définition de la valeur moyenne, on obtient pour la puissance moyenne :

$$P = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} u(t) \cdot i(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} (U_0 \cdot I_0 + \Delta u(t) \cdot \Delta i(t) + U_0 \cdot \Delta i(t) + I_0 \cdot \Delta u(t)) \cdot dt \quad (2.53)$$

Sachant que la valeur moyenne d'un signal alternatif est nulle

$$P = U_0 \cdot I_0 + \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \Delta u(t) \cdot \Delta i(t) \cdot dt = P_{DC} + P_{AC} \quad (2.54)$$

La puissance moyenne d'un signal périodique est donc donnée par la somme de la puissance liée à la composante continue du signal P_{DC} et la puissance moyenne de la composante alternative de ce signal P_{AC} ; les termes mixtes disparaissent.

Cette propriété importante simplifiera considérablement le calcul de la puissance dans les circuits à transistors où le petit signal alternatif à amplifier est le plus souvent superposé à une polarisation continue qui fixe le point de fonctionnement de l'élément actif.

Cas particulier d'un signal sinusoïdal :

La tension et le courant s'expriment à l'aide des relations suivantes :

$$\Delta u(t) = \hat{U} \cdot \sin(\omega t) \quad (2.55)$$

$$\Delta i(t) = \hat{I} \cdot \sin(\omega t + \varphi) \quad (2.56)$$

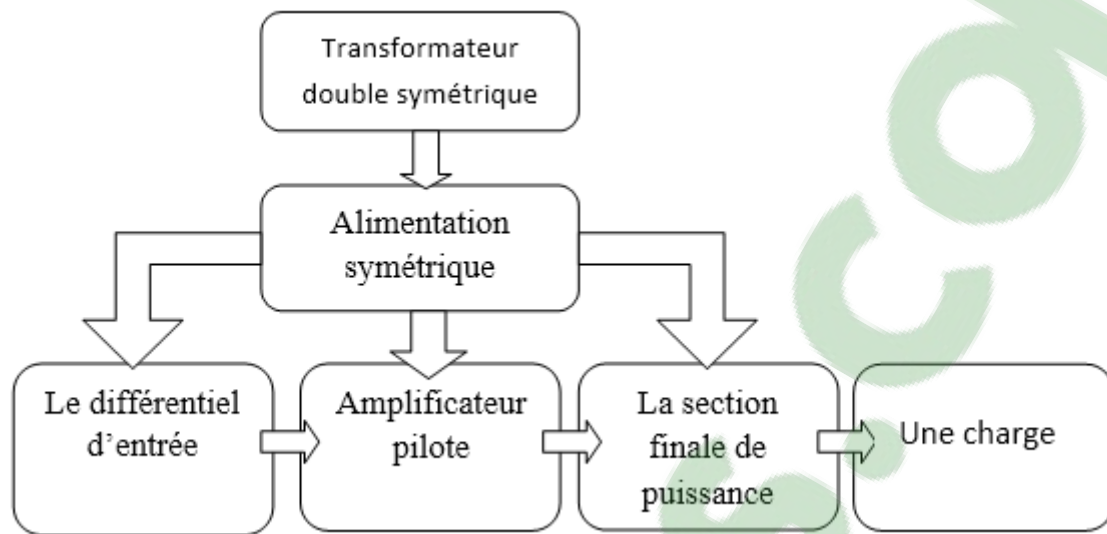
La puissance moyenne alternative P_{AC} prend la forme :

$$P_{AC} = \hat{U} \cdot \hat{I} \cdot \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \sin(\omega t) \cdot \sin(\omega t + \varphi) dt = \frac{\hat{U} \hat{I}}{2} \cdot \cos \varphi = U \cdot I \cdot \cos \varphi \quad (2.57)$$

Où U et I sont les valeurs efficaces de $\Delta u(t)$ et $\Delta i(t)$

$$U = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}} \quad (2.58) \quad \text{et} \quad I = \frac{\hat{I}}{\sqrt{2}} \quad (2.58)$$

2.3 Schéma synoptique du montage



- Figure 2.1 : Schéma synoptique du montage.

2.4 Etude des différents étages

Nous allons expliquer le fonctionnement de chacun des étages qui constituent le montage.

2.4.1 Alimentation symétrique

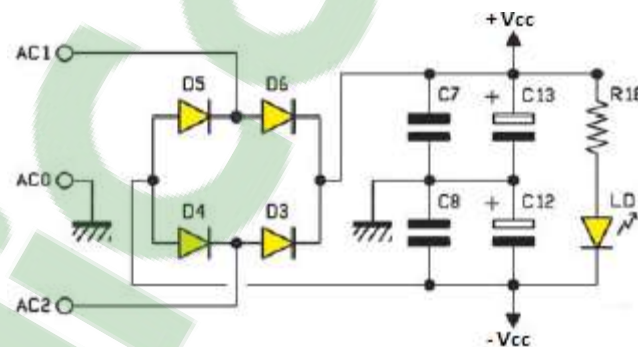


Figure 2.2 : Alimentation symétrique.

Une alimentation est dite symétrique quand elle délivre une tension positive $+V_{cc}$ et négative $-V_{cc}$.

Le signal sinusoïdal délivré par l'enroulement secondaire du transformateur passe à travers l'alimentation, pour être une tension continue à la sortie de l'alimentation.

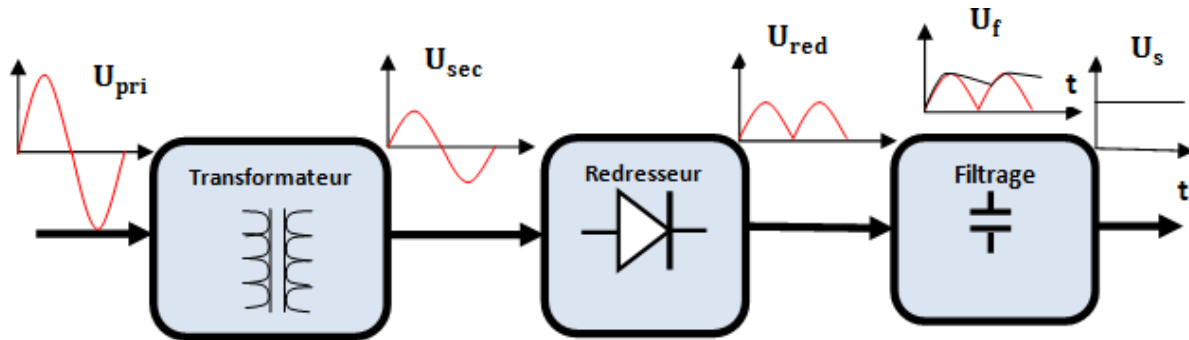


Figure 2.3 : Schéma bloc d'une alimentation.

ENTREE : Tension au primaire du transformateur 'U_{pri}' (tension secteur sinusoïdale alternative 220-230 V_{eff}, 50Hz).

SORTIE : Tension U_s et courant I_s continus.

Transformateur	Redresseur	Filtre
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.

Tableau 2.1 : Rôle de chaque bloc.

2.4.1.1 Transformateur

Le transformateur se caractérise par sa tension secondaire exprimée en volts efficaces (V_{eff}) et sa puissance apparente S'exprime en volts ampère (VA). La taille et le poids du transformateur dépendent de sa puissance.

La puissance en régime sinusoïdal s'exprime par :

$$P = V_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}} \cdot \cos(f) = S \cos(f)$$

f 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 assure une isolation galvanique et il est de type abaisseur de tension.

Rapport de transformation :

$$m = \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_1}{I_2} = \frac{n_2}{n_1} \quad (2.60)$$

n₁ et n₂ : nombres de spires du primaire et du secondaire, respectivement.

Enroulements en série : Les 2 enroulements secondaires sont réunis en un point milieu.

U_{sec1} et U_{sec2} sont en opposition de phase, à la sortie du transformateur.

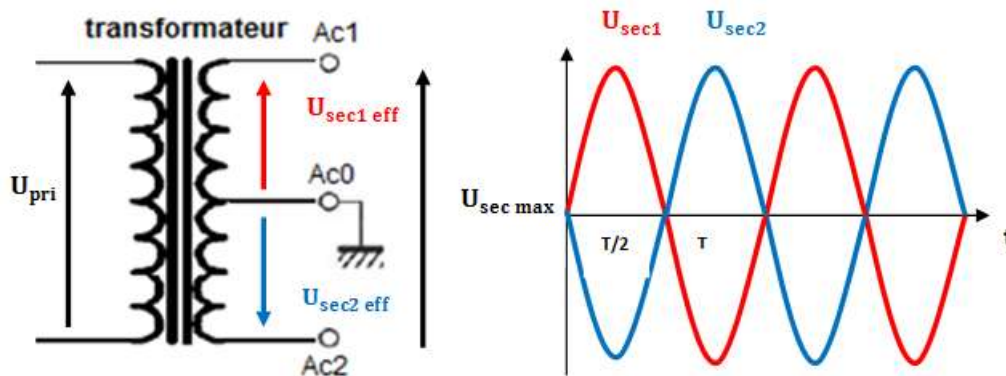


Figure 2.4 : Signaux du secondaire d'un transformateur à point milieu.

On a :

$$U_{sec\ max} = U_{sec1\ eff} + U_{sec2\ eff} \quad (2.61)$$

$$P = U_{sec\ max} \cdot I_{sec\ max} \quad (2.62)$$

2.4.1.2 Redressement double alternance

Le rôle d'un redressement double alternance est de rendre unidirectionnelle l'énergie délivrée par le transformateur ; cette fonction est réalisée par des diodes à jonction.

La diode est le composant à semi-conducteur le plus simple. Son usage est répandu aussi bien en électronique de faibles signaux qu'en électronique de puissance.

Elle est un dipôle passif parce qu'elle ne peut jamais fournir d'énergie au circuit, et non-linéaire parce que la tension à ses bornes n'est pas proportionnelle au courant.

C'est la jonction qui donne à la diode ses propriétés particulières. La connexion reliée à la partie dopée P est appelée anode et celle qui est reliée à la partie N est nommée cathode.

Une diode laisse passer le courant lorsqu'elle est branchée en polarisation directe (tension positive sur l'anode) et bloque le passage du courant lorsque la polarisation est inverse (tension positive sur la cathode).

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 (voire la figure 2.5). La tension de seuil est de 0,6 V à 0,7 V environ pour une diode au silicium, et de 0,3 V pour une diode au germanium.

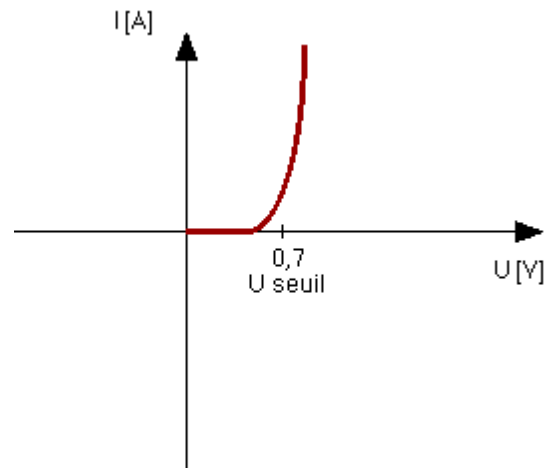


Figure 2.5 : Caractéristique directe d'une diode (au silicium).

Dans la zone où la diode est bloquée, c'est-à-dire quand $V_d < 0,7V$; on peut considérer que le courant I_d est nul, mais il ne l'est pas totalement. Dans la zone où la diode est passante, c'est à dire quand $V_d > 0,7V$; V_d reste proche de la tension de seuil (0,7V), elle augmente légèrement avec le courant.

Le courant sera limité par le reste du circuit et ne doit pas dépasser la valeur maximale supportable par la diode, au risque de détruire celle-ci.

Dans un redressement double alternance, nous utilisons 4 diodes montées en pont appelé « pont de Greutz ».

- **L'alternance positive d'AC1 :**

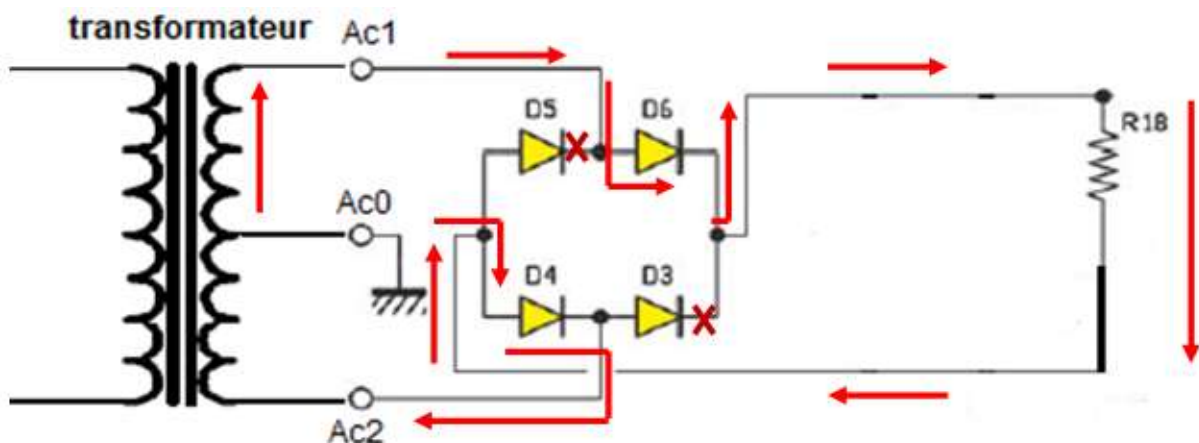


Figure 2.6 : Circulation du courant pendant l'alternance positive d'AC1.

Le courant sort d'AC1 et passe par D6 (D5 et D3 sont bloquées), il traverse R18, passe par D4 (D3 est bloquée car il y a le même potentiel à ses électrodes), puis il revient au secondaire du transformateur.

- L'alternance négative d'AC1 :

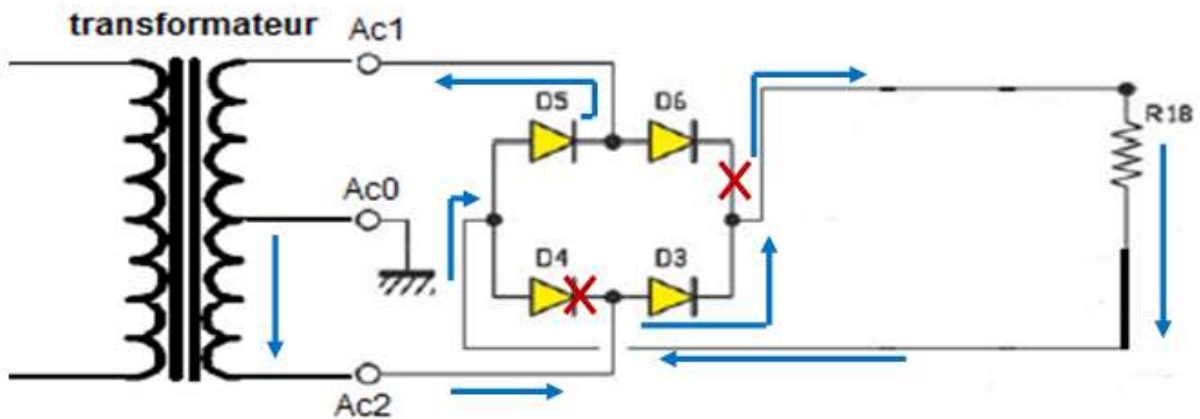


Figure 2.7 : Circulation du courant pendant l'alternance positive d'AC2.

Ici, le courant est inversé par rapport au premier cas. Il passe par D3 (D4 et D6 sont bloquées), il traverse R18 (et dans le même sens qu'avec l'alternance positive) ; puis il revient au transformateur en passant par D5.

Les deux alternances passent dans le même sens dans R18 (figure 2.8).

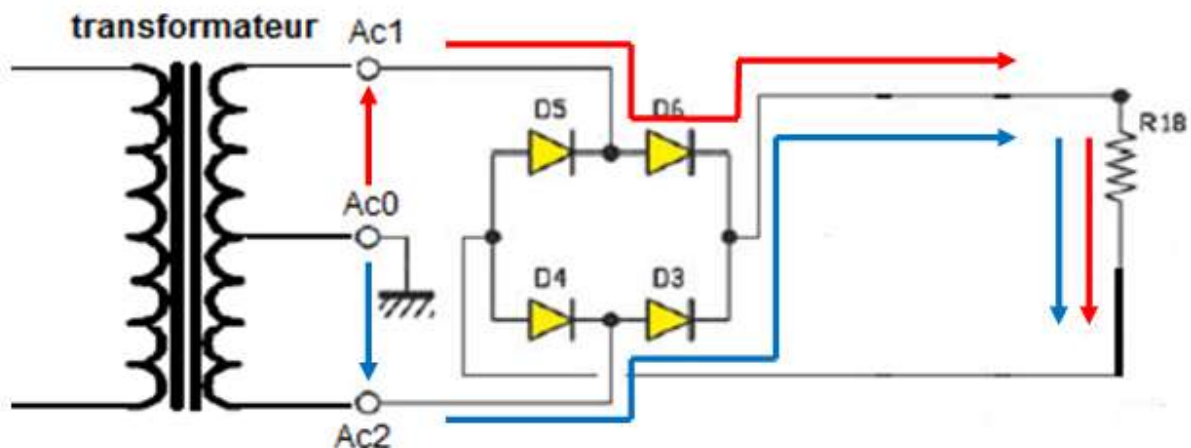


Figure 2.8 : Sens de passage des deux alternances (AC1, AC2).

A la sortie du redresseur, nous obtenons le signal donné par la figure 2.9 ; avec U_{R18} le signal aux bornes de R18.

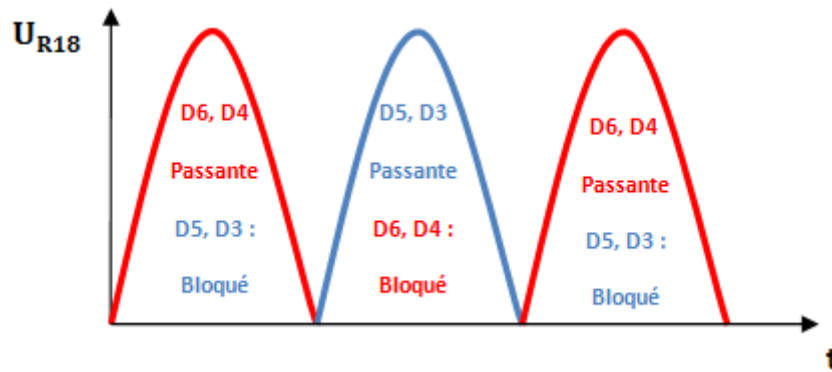


Figure 2.9 :Signal redressé.

Les calculs essentiels sont résumés par le tableau 2.1.

Tension maximum	$U_{R18\ max} = U_{E\ max} - 2 \cdot U_{D\ seuil}$
Tension moyenne	$U_{R18\ moy} = \frac{2 U_{R18\ max}}{\pi}$
Tension efficace	$U_{R18\ eff} = \frac{U_{R18\ max}}{\sqrt{2}}$
Fréquence d U_{R18}	$f_{U_{R18}} = 2 \cdot f_{secteur}$
Tension inverse de la diode $V_{inv}(D)$	$U_{R18\ max}$

Tableau 2.1 : Résumé des calculs pour R18.

2.4.1.3 Filtrage

Cette fonction est matérialisée par un condensateur, sa valeur est souvent élevée (plusieurs μF).

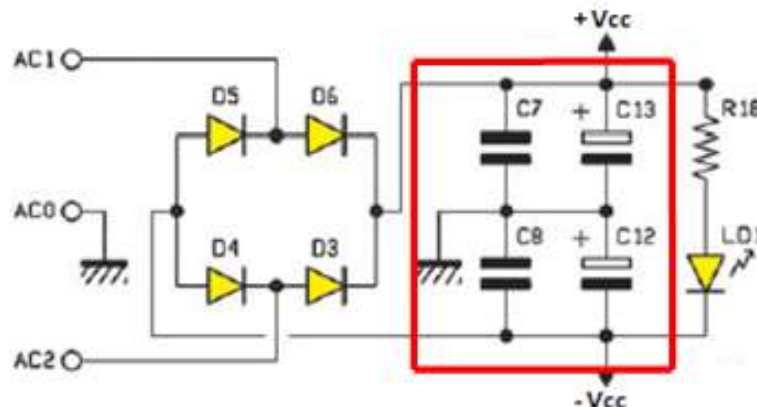


Figure 2.10 : Condensateurs de filtrage.

2.4.1.3.1 Généralités sur les condensateurs électrolytiques

Un condensateur est formé de deux armatures métalliques séparées par un isolant, le diélectrique. Quand on applique une tension continue entre les bornes du condensateur (qui sont reliées aux armatures), des charges + et - vont s'accumuler les unes en face des autres de chaque côté de l'isolant ; on dit que le condensateur s'est chargé. Si ensuite on ôte la source de tension et que l'on connecte le condensateur sur une résistance, les charges vont s'écouler jusqu'à leur annulation ; le condensateur se décharge. Il faut bien remarquer qu'aucun courant ne traverse le condensateur (à cause de l'isolant), mais qu'un certain courant circule dans le reste du circuit pendant une durée assez brève lors des charges et des décharges. On dit qu'il s'agit d'un régime de fonctionnement transitoire.

Lorsqu'un condensateur est chargé, il conserve l'électricité accumulée jusqu'à une décharge : le condensateur a une certaine mémoire.

Les éléments de forte capacité (C13 et C12 dans la figure 2.10) ont de mauvaises propriétés aux hautes fréquences. On se sert donc du gros condensateur polarisé pour un fonctionnement aux fréquences basses et c'est le petit condensateur non polarisé qui prend le relais aux fréquences élevées (C7 et C8 de la figure 2.10).

Un condensateur est caractérisé par :

La tension de claquage : elle mesure la différence de potentiel à partir de laquelle une étincelle se produit entre les armatures, en général fatale au condensateur. Cette tension, qui dépend de la distance entre les armatures et de la nature du diélectrique, définit le type d'application du condensateur. Si l'on dépasse la tension maximale d'un condensateur polarisé chimique, celui-ci peut exploser.

La résistance de fuite (ou courant de fuite) : elle traduit le fait que le diélectrique n'est pas toujours un isolant parfait. Lorsque le condensateur est chargé, un léger courant peut circuler à travers le diélectrique et décharger spontanément le condensateur [3].

2.4.1.3.2 Fonctionnement du filtrage

Le but est de rendre l'allure de la tension mono ou double alternance issue du redressement en une tension aussi continue que possible.

Au début, nous allons étudier la tension continue positive entre les bornes de condensateur C13 par rapport à la masse (voir la figure 2.11).

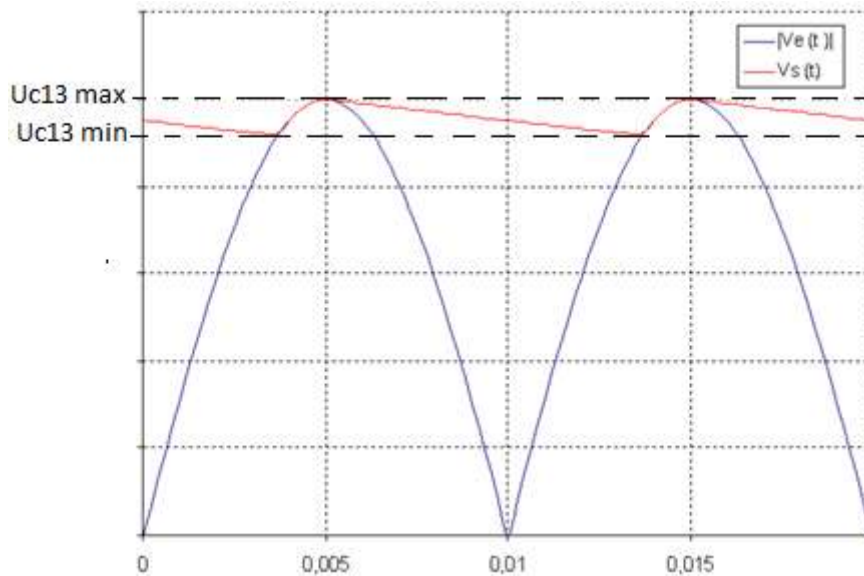


Figure 2.11 : Tension aux bornes de C13 (en rouge) [4].

Jusqu'à la première montée en tension de la 1/2 alternance (0,005 sur l'échelle de temps), se les chargent. Dès que la tension baisse, les diodes D6 ou D3 (suivant l'alternance) sont bloquées ; C13 et C12 se déchargent donc dans R18 (trace en rouge). D'où l'importance de la valeur du condensateur, car s'il possède une trop grand valeur il se déchargera trop lent, si non il se déchargera trop vite.

A la mise sous tension, le condensateur se charge. Quand le potentiel de l'électrode supérieure du condensateur devient supérieur à la tension d'alimentation, la diode se bloque ; le condensateur se décharge dans la résistance R18 selon la loi $u = U \times \exp(-t/\tau)$ avec la constante de temps $\tau = C \times R18$.

Quand le potentiel de la source redevient supérieur à celui du condensateur, la diode conduit à nouveau et la charge du condensateur reprend. Si le produit $C.R18$ est grand, la tension finale aux bornes du condensateur est voisine de la tension crête du transformateur. Plus le produit $C.R18$ est grand moins la variation de tension au bornes de la charge est grande.

Pour obtenir une bonne stabilisation, Il faut donc que la constante de temps de charge du condensateur soit beaucoup plus grande que sa constante de temps de décharge. La constante de charge étant égale au produit de la résistance interne du transformateur « $e = V \times \sin(\omega t)$ » par la valeur du condensateur.

- Calcul du condensateur de filtrage :

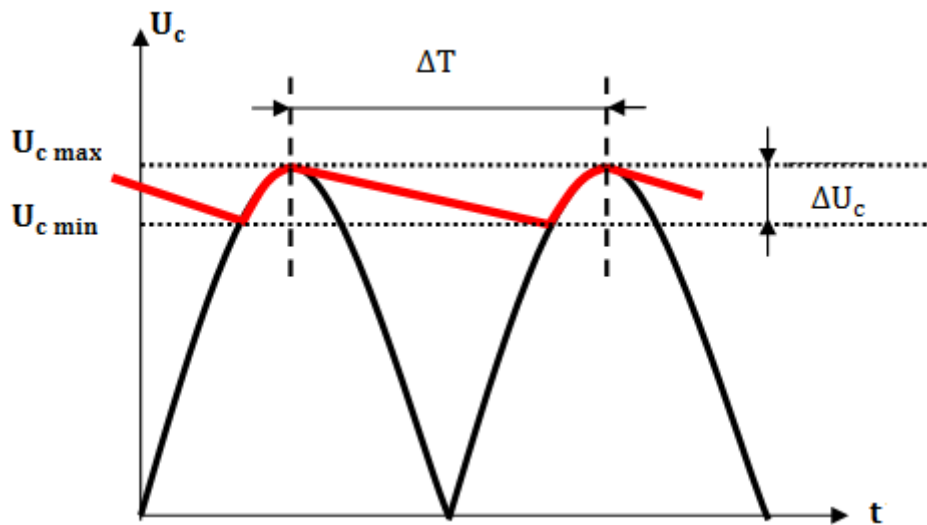


Figure 2.12 :Signal redressé, charge et décharge du condensateur en rouge.

$T/2$: période du signal redressé.

Après filtrage, la tension aux bornes du condensateur varie entre une valeur maximale U_{Cmax} et une valeur minimale U_{Cmin} .

Sa valeur moyenne peut être considérée comme égale à:

$$U_{cmoy} = \frac{\Delta U_c}{2} \quad (2.63)$$

Avec :

$$\Delta U_c = U_{cmax} - U_{cmin} \quad (2.64)$$

Comme :

$$Q = I \cdot T = C \cdot U \quad \Rightarrow Q = I \cdot \Delta T = C \Delta U \quad (2.65)$$

Donc :

$$C = \frac{I \cdot \Delta T}{\Delta U_{cmax}} \quad (2.66)$$

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 supérieure à plusieurs μF), sa tension de service est égale à $1.5 \times U_{Cmax}$.

- la tension continue négative entre les bornes du condensateur C12 par rapport à la masse est la même que la tension continue positive mais au sens négatif (puisque on a $C12=C13$). Donc on a deux tensions symétriques \Rightarrow alimentation symétrique.

2.4.2 Amplificateur différentiel d'entrée et amplificateur pilote

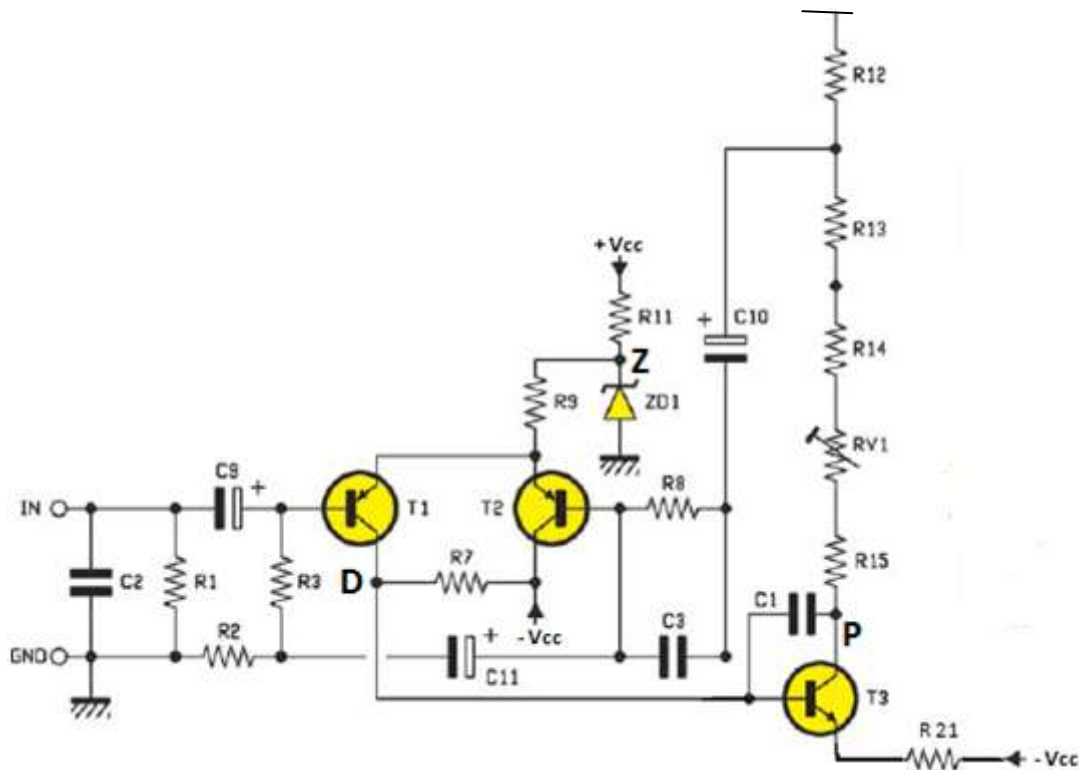


Figure 2.13 : Amplificateur différentiel et amplificateur pilote.

Un amplificateur différentiel constitue l'étage qui reçoit et amplifie le signal BF appliqué aux bornes (IN, GND) ; il est formé par T1 et T2.

Filtre contre les parasites HF :

Un filtre est un circuit dont le comportement dépend de la fréquence du signal d'entrée. Il permet de privilégier ou d'éliminer certaines fréquences d'un signal.

Il peut s'agir soit :

- d'éliminer ou d'affaiblir des fréquences parasites indésirables,
- d'isoler dans un signal complexe la où les bandes de fréquences utiles.

Lorsque l'impédance de charge est constituée d'une résistance R1 et d'un condensateur C2 (figure 2.13), elle est sous la forme :

$$Z = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R_1^2} + (\omega \cdot C_2)^2}} \quad (2.67)$$

Pour les hautes fréquences, l'impédance équivalente (R_1 , C_2) devient faible devant les impédances qui viennent après pour se comporter pratiquement comme un court-circuit ; les signaux HF sont ainsi filtrés.

Amplificateur différentiel :

L'étage est basé sur deux transistors PNP identiques (figure 2.14). Puisque l'entrée est aux niveaux des bases et la sortie au niveau de collecteur, l'amplificateur différentiel est en montage émetteur commun, donc le signal de sortie sera amplifié et de phase inversée par rapport à celle du signal d'entrée.

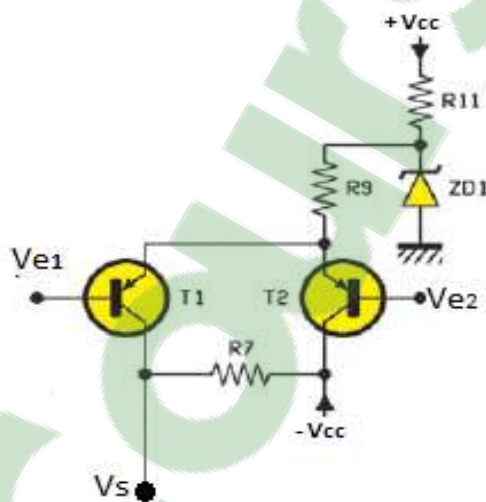


Figure 2.14 : Amplificateur différentiel en montage émetteur commun.

- **Gain différentiel A_d :**

$$A_d = \frac{V_s}{V_{e1} + V_{e2}} \quad (2.68)$$

- **Tension de sortie V_s :**

$$V_{ce1} = V_{ce2} + V_7 \quad (2.69)$$

avec: V_{ce1} = pour transistor T1

V_{ce2} = pour transistor T2

V_7 = tension aux bornes de R7

Amplificateur pilote :

Le transistor NPN (T3) est monté en émetteur commun (figure 2.15) ; le signal de son entrée sera à sa sortie inversé de nouveau (il prend la forme du signal appliqué sur les bornes IN,GND) et il est amplifié.

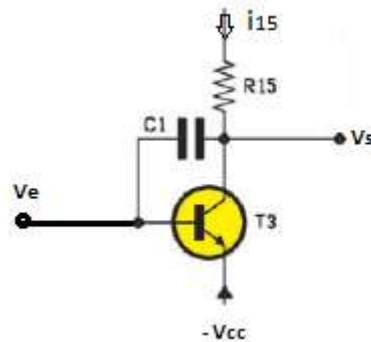


Figure2.15 :Amplificateur pilote,émetteur commun.

2.4.3 Etage de puissance

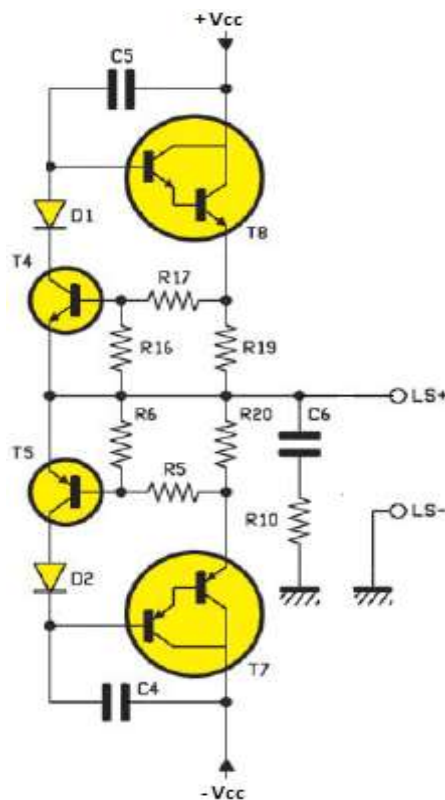


Figure 2.16 :Amplificateur de puissance push-pull.

C'est la partie qui contient deux transistors complémentaires polarisés à la limite du blocage (classe AB), il est possible de faire en sorte que chacun d'eux amplifie une des polarités du signal d'entrée, ce montage est appelé push-pull (voir figure 2.16).

Les transistors sont montés en collecteur commun ; le gain en tension est donc de l'ordre de 1, celui du courant est grand.

Limitations du montage :

La première limitation du montage vient de l'utilisation des condensateurs (C5 et C4) pour la polarisation des diodes D1 et D2. En effet pour une polarisation positive du signal de sortie, on a pour la partie supérieure du push-pull la structure de la figure 2.17.

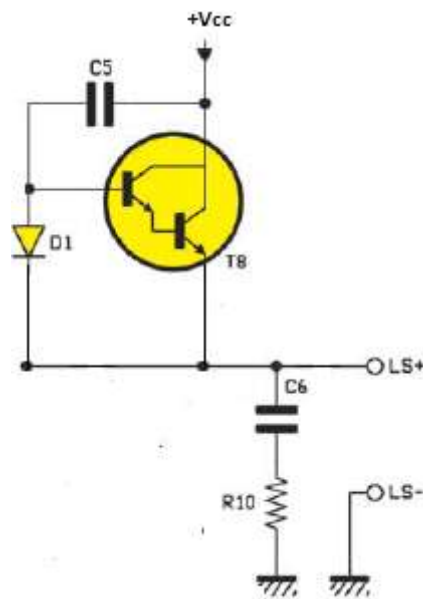


Figure 2.17 : Partie active pendant les alternances positives.

La tension de sortie peut être exprimée de deux façons :

$$V_s = V_{cc} - V_{ce}$$

Et :

$$V_s = \frac{1}{\sqrt{(C_6 \omega)^2 + R_{10}^2}} \times i_s$$

Le transistor T7 étant bloqué, son courant de base I_{B2} est nul.

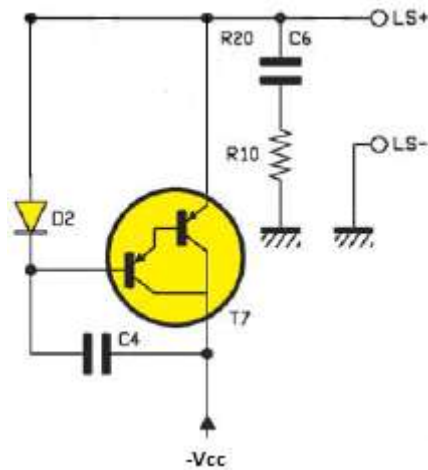


Figure 2.18 : Partie active pendant les alternances négatives.

Emballement thermique des amplificateurs push-pull en classe AB :

Les amplificateurs push-pull à transistors bipolaires qui fonctionnent en classe AB peuvent subir un emballement thermique lorsqu'ils sont au repos. Ce phénomène se traduit par une augmentation incontrôlée et irréversible de la puissance dissipée dans les transistors. L'emballement thermique conduit à la destruction des transistors par le fait d'une température trop élevée. Ce phénomène ne concerne que les amplificateurs à transistors bipolaires, car ce sont les seuls dont la caractéristique de transfert présente un coefficient de température négatif.

Amélioration du montage :

Pour réduire le courant de polarisation des transistors, et afin d'éviter un emballement thermique on ajoute des résistances de faible valeur en série avec les émetteurs.

Diminution du courant de base des transistors de sortie :

Lorsque le courant de sortie est très élevé, on utilise un transistor Darlington ou Pseudo-Darlington (figure2.19).

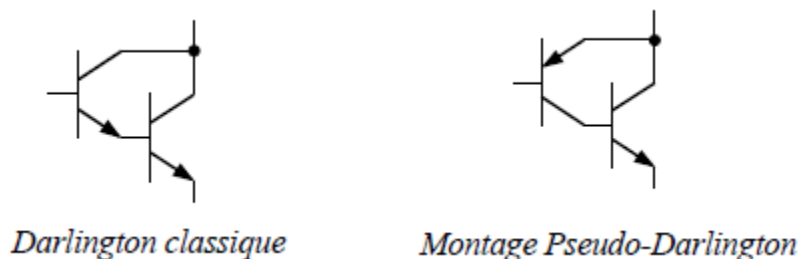


Figure 2.19 : Configuration interne de Darlington et Pseudo-Darlington.

2.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons donné une idée sur les blocs essentiels constituant notre circuit et aussi une étude détaillée sur le principe de fonctionnement de l'alimentation symétrique, le différentiel entrée, l'amplificateur pilote et la section final de puissance a fin de réalisé pratiquement notre amplificateur audio de puissance.

.

Chapitre 3 :

Réalisation pratique

3.1 Introduction

Nous avons étudié dans les deux chapitres précédents l'ensemble des étages du montage électronique de notre réalisation : l'alimentation symétrique, l'amplificateur différentiel, l'amplificateur pilote et l'étage final de puissance.

Ceci nous a permis enfin d'aboutir à notre objectif qui est la réalisation pratique du montage en question : amplificateur de puissance mono.

Dans ce chapitre, nous allons présenter le circuit électrique du montage, les mesures pratiques en différents points notamment les entrées et les sorties de tous les étages et le circuit imprimé de sa réalisation. Le prélèvement des signaux est effectué à l'aide d'un oscilloscope à mémoire et le signal d'entrée à l'aide du GBF.

3.2 Circuit électrique

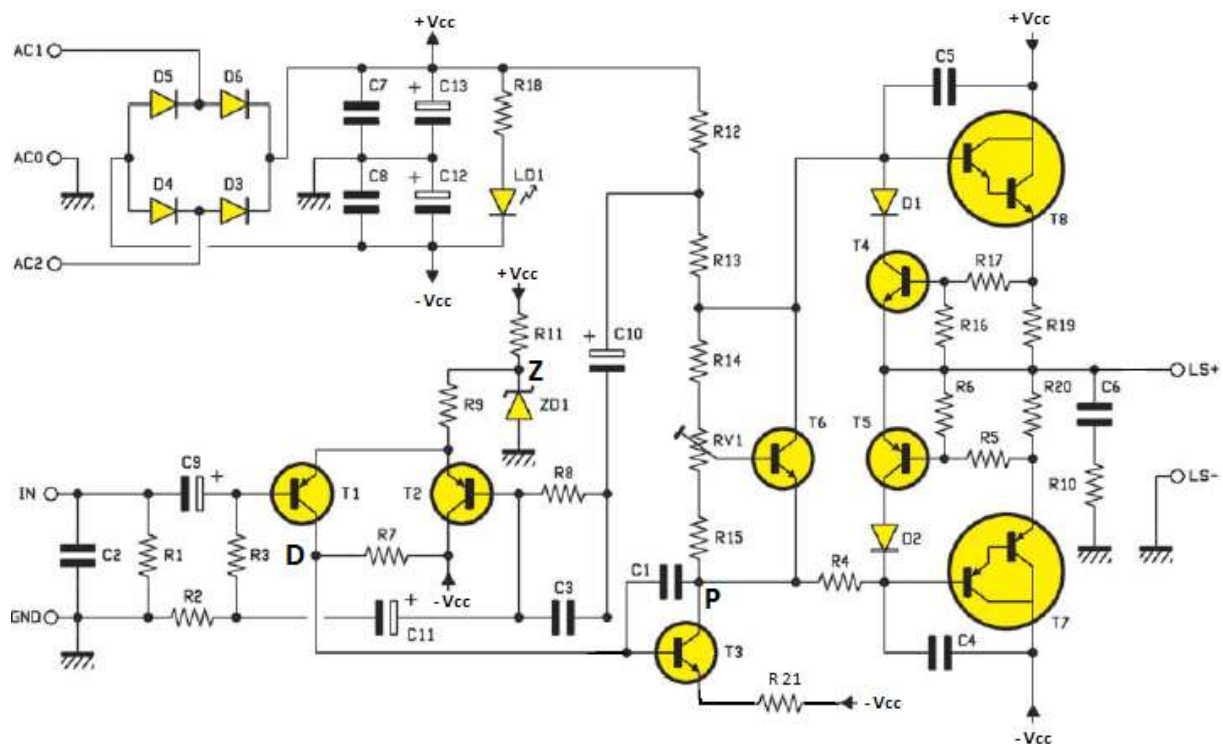


Figure 3.1 : Circuit électrique de l'amplificateur de puissance.

Le montage comporte des entrées et une seule sortie :

- **Les entrées du circuit :**
 - IN, GND ; réservé au signal d'entrée qui doit être amplifié, il représente l'entrée de l'amplificateur différentiel qui est le premier amplificateur.

- **La sortie du circuit :**

- LS+, LS- ; c'est la sortie finale du montage, située à la sortie de l'amplificateur de puissance classe AB.

3.3 Réalisation et étude pratique du montage

Nous avons commencé la réalisation du circuit électrique qui est par la figure 3.1. La réalisation a été d'abord réalisée sur une plaque d'essai pour tester le fonctionnement du circuit avant de commencer la réalisation pratique sur circuit imprimé.

3.3.1 Alimentation symétrique

3.3.1.1 Valeurs de la tension délivrée

Nous avons utilisé un transformateur 220V / 2×24V à 120VA.

Dans le laboratoire électronique où nous avons travaillé ; à l'aide d'un voltmètre, nous avons mesuré 2 ×29V au secondaire du transformateur, soit une différence de 4.7V (en plus).

- Ce signal est relevé aux bornes de la résistance R18 sans utiliser les condensateurs de filtrage.

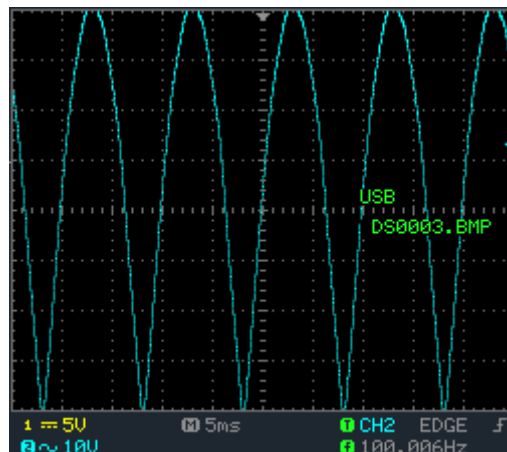


Figure 3.2: Signal redressé double alternances.

- A la sortie du pont de diodes, la tension redressée pratique a une amplitude de valeur 82 V.

Théoriquement on a : $(29+29) \times 1.41 = 81.78 \text{ V}$

- Puis nous avons placé les condensateurs C13 et C12, et aussi C7 et C8 pour la partie filtrage. Nous avons relevé les signaux sur les deux points de sorties de +Vcc et -Vcc pour voir le niveau de la tension continue (figure 3.3).

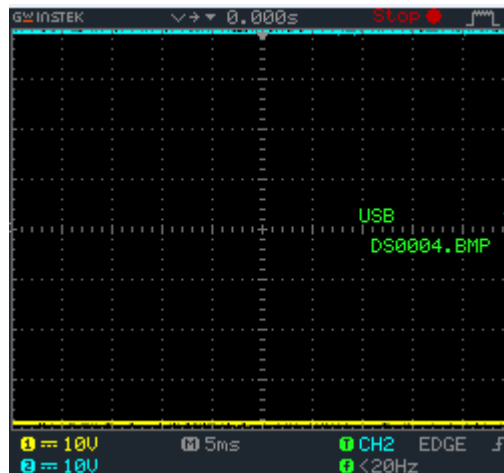


Figure 3.3 : Les deux signaux continus +Vcc (bleu) et -Vcc (jaune).

Les remarques et les mesures :

- **Pratiquement** : +Vcc1 = 40 V
-Vcc1 = -40 V
- **Théoriquement** : Pour connaître la tension continue que l'on aura après redressement par les diodes et après filtrage par les condensateurs, on doit lui retrancher la chute de tension dans les diodes qui est environ 1.2 V :

$$+V_{cc2} = (29 \times 1.41) - 1.2 \text{ V} = 39.69 \text{ volts}$$

$$-V_{cc2} = -((29 \times 1.41) - 1.2 \text{ V}) = -39.69 \text{ volts}$$

Nous avons alors:

$$+V_{cc1} \approx +V_{cc2} \quad \Rightarrow \quad 40 \approx 39.67$$

$$-V_{cc1} \approx -V_{cc2} \quad \Rightarrow \quad -40 \approx -39.67$$

3.3.1.2 Fonctionnement de l'alimentation

L'alimentation est constituée d'un pont de Graetz à quatre diodes au silicium (D3 à D6) monté après un transformateur symétrique à secondaire double 29 + 29 V (enroulement à prise centrale). Le courant consommé pouvant atteindre 2 A, soit une puissance de $(29 + 29) \times 2 = 116 \text{ VA}$ pour un module mono. Les deux tensions alternatives alimentent l'une l'anode de D6 et la cathode de D5 et l'autre l'anode de D3 et la cathode de D4. Les deux étant en phase, quand une est positive par rapport à la prise centrale (reliée à la masse de l'amplificateur) l'autre est négative et vice-versa ; le fonctionnement suivant en découle : supposons la borne AC1 positive par rapport à la borne AC0, D6 conduit et laisse passer le courant vers C7 et C13 qui se chargent. En même temps l'autre tension, positive à la masse par rapport à AC2,

fait passer le courant vers C8 et C12 et de là à travers D4 ; D3 et D5, en polarisation inverse, ne conduisent pas. Dans la demi-onde opposée : la première tension devient positive par rapport à la masse et force le passage du courant vers C8 et C12, courant qui se ferme sur la moitié du secondaire en passant à travers D5 ; la seconde, maintenant positive sur AC2, traverse D3, C7 et C13 pour se fermer à travers la masse sur l'autre moitié du secondaire. D4 et D6 sont à leur tour bloquées. Ce processus s'inverse à chaque demi période de la tension alternative présente aux bornes du secondaire du transformateur: les impulsions sont donc d'une fréquence double, soit 100 Hz et elles chargent les condensateurs de filtrage C7, C8, C12 et C13, ce qui détermine à leurs bornes deux tensions, une positive, l'autre négative par rapport à la masse, de 40 V chacune, utilisées pour faire fonctionner tout l'amplificateur.

3.3.2 Amplificateur différentiel

3.3.2.1 Valeurs et gain de l'amplificateur

A l'aide du GBF, nous avons appliqué à l'entrée IN et GND une tension $V_e=1V_{c.c}$ avec une fréquence de 1kHz. Puis nous avons relevé les signaux de sortie de l'amplificateur différentiel au point D (signal en jaune) et V_e (signal en bleu), qui sont donnés par la figure 3.4.

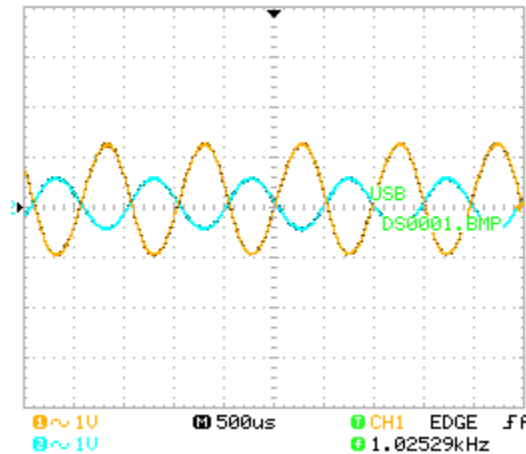


Figure 3.4 : Signal d'entrée (bleu) et signal de sortie (jaune) de l'amplificateur différentiel.

- Le signal de sortie de l'amplificateur différentiel (V_D) est amplifié et inversé en phase par rapport au signal d'entrée (V_e).
- Le gain en tension :

$$V_e=1V \quad , \quad V_D=2.2 V \quad \Rightarrow A_v = \frac{V_D}{V_e} AN: \quad A_v = \frac{2.2}{1} = 2.2$$

3.3.2.2 Fonctionnement de l'étage

C'est la section qui reçoit le signal BF à amplifier : cet amplificateur est différentiel et les deux entrées sont constituées par les bases de T1 et T2 ; La composante audio provenant du dispositif à amplifier, est appliquée aux bornes IN et GND, puis aux extrémités du dipôle R1/C2 (filtre contre les parasites HF) et, à travers le condensateur électrolytique de découplage C9, elle atteint la base de T1 ; ce dernier l'amplifie en tension et la rend disponible sur son propre collecteur (en opposition de phase par rapport à l'entrée). Son émetteur est polarisé, comme celui de T2, par le réseau comprenant ZD1. La composante amplifiée et de phase inversée va piloter le transistor NPN T3.

Plus exactement, pour fixer le gain en tension et la polarisation de l'ensemble, est obtenue en acheminant en fonction du signal qui travers le réseau R8/C3, une partie de la composante de sortie vers T2 : plus sa base devient positive moins il passe de courant dans R9, ce qui augmente la polarisation de T1 dont le collecteur devient plus positif, avec pour conséquence une diminution du potentiel sur le nœud de sortie de l'amplificateur. Inversement, si la tension aux bornes de la charge tend à devenir trop négative, T2 augmente son courant d'émetteur, limite (à cause de l'augmentation de la chute de tension sur R9) le V_{be} et le courant I_c de T1 et contraint le potentiel sur le nœud de sortie à augmenter.

3.3.3 Étage amplificateur pilote

3.3.3.1 Valeurs des tensions et gain

La figure suivante représente deux signaux ; le signal en jaune pour le signal V_D au point D qui est la sortie de l'amplificateur différentiel, et l'autre V_P en bleu pour l'amplificateur pilote au point P.

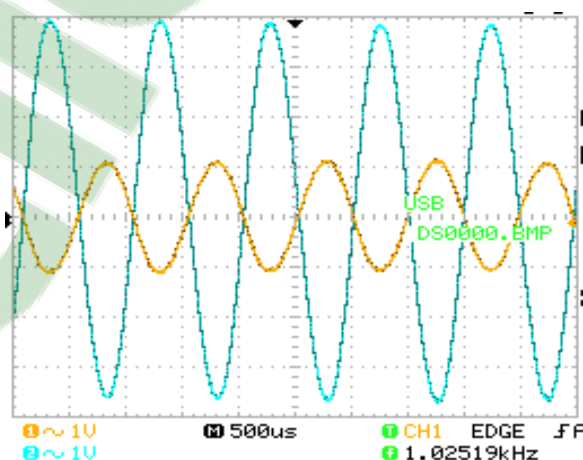


Figure 3.5 : Tensions à la sortie de l'amplificateur différentiel (jaune), et à la sortie de l'amplificateur pilote (bleu).

La tension d'entrée de l'amplificateur pilote est de 2.2 V ;

- Le gain en tension :

$$V_D = 2.2 \text{ Voltes} \quad , \quad V_P = 7.6 \text{ Voltes} \quad \Rightarrow A_v = \frac{V_P}{V_D} AN: \quad A_v = \frac{7.6}{2.2} \approx 3.45$$

3.3.3.2 Fonctionnement de l'étage

Le transistor T3 (NPN) monté en pilote de la paire finale T7 et T8 amplifie encore le signal qui sort de l'amplificateur différentiel et qui lui est appliqué à sa base. Il inverse à nouveau sa phase de manière à compenser le déphasage et à garantir une parfaite cohérence de phase entre la composante aux bornes de la charge et celle appliquée à l'entrée du circuit. Le courant dans son collecteur dépend des valeurs ohmiques de RV1, R12, R13, R14 et R15, mais aussi de la polarisation de T6 ; les variations dues à la composante audio déterminent des fluctuations analogues de la polarisation de la base de T7 et de celle de T8, par ailleurs constante et prédéfinie pour un fonctionnement en classe AB. Plus exactement ; quand à l'entrée de l'amplificateur le signal est de niveau croissant et positif, T1 devient moins conducteur et le potentiel sur son collecteur devient au fur et à mesure plus négatif, ce qui fait diminuer le niveau de polarisation de T3 et le courant de collecteur de ce dernier ; cela réduit la chute de tension sur le groupe RV1, R12, R13, R14, R15 et fait monter le potentiel de la base de T7, tout comme celui qui polarise la base de l'autre final T8.

3.3.4 Étage de puissance

La figure 3.6 représente en bleu le signal d'entrée V_e du GBF(signal à amplifier) et le signal de sortie V_s en jaune, aux bornes de LS+ et LS-.Ce dernier signal est au juste le signal de sortie final de notre montage complet qui est l'amplificateur de puissance.

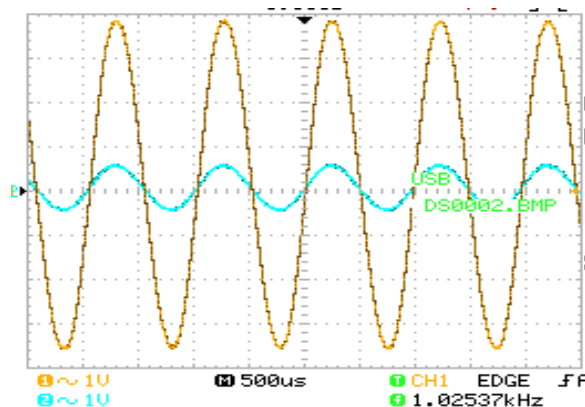


Figure 3.6 : Signal de sortie final V_s (jaune) et signal d'entrée V_e (bleu).

- Les deux signaux ont la même phase tels que :

$$V_e = 1 \text{ V et } V_s = 7.6 \text{ V}$$

- Le gain en tension est donc :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} AN: \quad A_v = \frac{7.6}{1} = 7.6$$

- **Réponse fréquentielle :**

Nous avons fixé la tension d'entré à 1V puis on avarié la fréquence de 0 à 100 kHz ; nous avons mesuré la valeur de Vs à certains fréquence.

F (Hz)	1	5	10	50	100	1. 10 ³	2. 10 ³	3. 10 ³	5. 10 ³	10. 10 ³	15. 10 ³	20. 10 ³
Vs (V)	2.2	5.2	7	7	7.7	7.7	7.7	7.7	7.7	7	6	5

Tableau 3.1 : Vs en fonction de la fréquence.

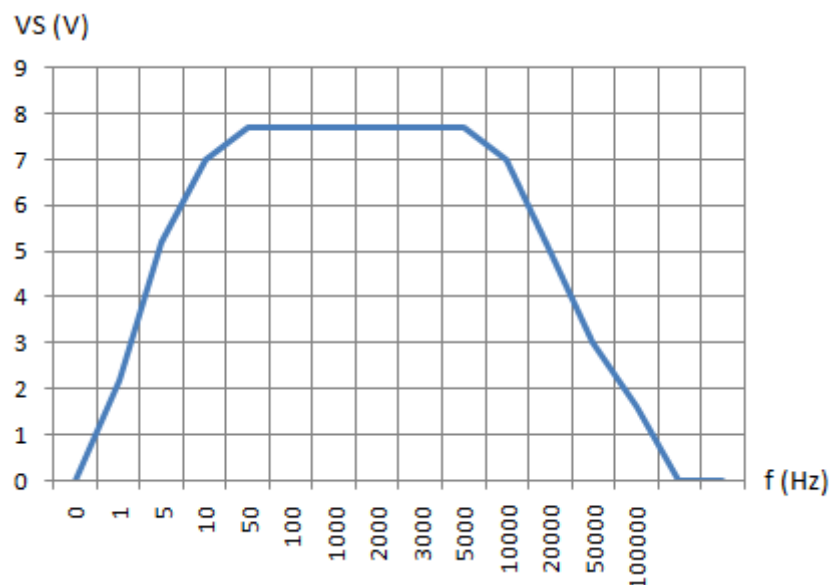


Figure 3.7 : Courbe de la réponse fréquentielle.

Nous remarquons que la tension Vs augmente quand la fréquence augmente. La tension de sortie est constante dans l'intervalle [50Hz-5kHz] ; en dehors de cette bande de fréquences, elle commence à chuter. La bande passante s'étend de quelques 5 Hz à 15 kHz.

Fonctionnement de l'étage :

Les deux éléments de puissance en question sont des Darlington : chacun d'eux contient deux transistors bipolaires de mêmes polarités montés en configuration Darlington. Les collecteurs sont communs et l'émetteur du premier est relié à la base du second, comme le montre la figure suivante.

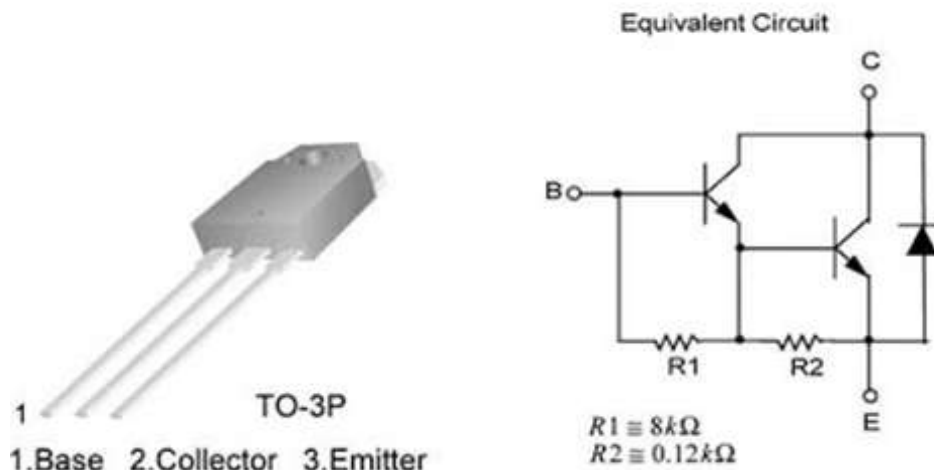


Figure 3.8 : Brochage et schéma interne des Darlington(T7).

Le choix des TIP142 et TIP147, respectivement NPN et PNP, constituant une paire complémentaire est dû au gain en courant élevé que peut donner un Darlington, ce qui a permis de simplifier l'amplificateur et d'épargner une paire de transistors complémentaires nécessaires pour fournir un courant élevé. Chaque élément garantit un gain en courant d'au moins 1000 à 4 V de V_{ce} et 5 A de courant de collecteur ; il supporte en outre un V_{ce} égal à 100 V (cela est pleinement compatible avec nos exigences car le circuit fonctionne sous $40 + 40 = 80$ V) et un courant de 10 A, ce qui implique une dissipation maximale de 125 W à 150 °C de température de jonction.

Quand le potentiel sur le collecteur du pilote T3 augmente, T8 tend à conduire toujours plus, ce qui augmente le courant débité dans la charge (haut-parleur) par son émetteur ; il s'ensuit une augmentation de la tension de sortie, en plein accord avec ce qui arrive sur les bornes d'entrée (IN/GND). Pendant ce temps, T7 (PNP) conduit de moins en moins, afin de ne pas s'opposer à l'activité de T8.

Pendant les demi ondes négatives, soit quand l'amplitude du signal diminue et le rend négatif par rapport à la masse, T1 se met à conduire de plus en plus car c'est un PNP ; le courant dans son collecteur croît et fait augmenter celui de la base de T3. Cela impose une augmentation du

courant dans le collecteur de ce dernier et donc la chute de tension sur R12 et sur les autres résistances du même bloc, déterminant une réduction progressive de la polarisation du final T8 (qui devient moins conducteur) et une augmentation de V_{be} du Darlington T7, lequel conduit de plus en plus. Maintenant par rapport au cas précédent, la situation s'inverse : la tension aux bornes du haut-parleur devient négative, là encore en parfait accord avec ce qui se passe en entrée.

3.4 Régulateur du courant de repos et protection thermique

Quand l'amplificateur ne reçoit aucune composante audio, le transistor T6 entre en jeu : il a une double fonction de régulateur du courant de repos et de stabilisateur thermique ; le courant de repos est le courant que le circuit consomme quand il n'amplifie pas le signal BF et il permet aux transistors de répondre tout de suite au signal sans avoir à attendre que ce signal dépasse leurs tensions de seuil (fonctionnement en classe AB) ; le circuit est polarisé de manière à ce que tous soient juste en conduction, ce qui détermine une consommation fictive due principalement aux finaux, dont le courant est déterminé par la chute de tension collecteur / émetteur de T6, tension dépendant de la polarisation que le trimmer RV1 opère sur la base de ce dernier. Pour être tout à fait exact : plus on place le curseur de RV1 vers le collecteur plus le V_{be} augmente, ce qui produit une augmentation du courant de collecteur et une diminution du V_{ce} de T6 ; ce qui réduit le V_{be} des finaux et en diminue la tension de polarisation de base et donc le courant consommé ; inversement, quand la tension entre base et émetteur (curseur vers R15) diminue, T6 entre en interdiction et son V_{ce} , la tension polarisant T7 et T8 et le courant de repos augmentent. Afin de minimiser la distorsion de croisement (celle qui se produit quand un final arrête de conduire au profit de l'autre) due au dépassement du V_{be} des Darlington, l'intensité mesurée sur la branche positive d'alimentation doit être de l'ordre de 30 mA.

T6 a une autre fonction, stabiliser thermiquement l'étage de puissance, car les transistors bipolaires ont un coefficient de température négatif et, quand ils chauffent, ils tendent à conduire de plus en plus jusqu'à l'autodestruction : en effet, la tension de seuil (V_{be} nécessaire pour entrer en conduction) diminue de 2,5 mV / °C d'augmentation de la température et I_{cbo} (courant de saturation inverse de la jonction base / collecteur) double tous les 10 °C. Si l'on ne met pas un frein au phénomène, les finaux se réchauffent sous l'effet de la puissance dissipée et finissent par claquer.

Or là T6 joue son rôle de protection : en contact thermique avec le dissipateur sur lequel il s'appuie, et où sont montés également les finaux de puissance, il se réchauffe en même temps qu'eux ; quand la température augmente, sa tension de seuil baisse et le courant de collecteur

augmente, tandis que la chute de tension entre son collecteur et son émetteur diminue, ce qui réduit dans la même proportion la tension polarisant T7 et T8 et donc leur courant et leur puissance dissipée.

T6 fonctionne comme un limiteur dynamique du courant de collecteur des finaux, c'est-à-dire de stabilisateur thermique capable de prévenir leur dérive thermique.

La protection en courant :

Elle a été insérée pour assister les transistors de sortie en cas de consommation excessive due, par exemple, à la connexion d'un haut-parleur d'impédance trop faible ou à un court-circuit des bornes de sortie. La protection est symétrique, en ce sens qu'il y en a une par Darlington (nous nous bornerons à étudier le fonctionnement d'une seule). Prenons T7 : normalement le courant d'émetteur (pratiquement celui qui traverse le haut-parleur en demi-onde négative) est tel que la chute de tension aux extrémités de R20 ne permet pas le dépassement du V_{be} de seuil de T5.

Quand un pic de courant se produit, la tension aux extrémités de R20 devient suffisante pour une chute de tension sur R6 de plus de 0,6 V, si bien que T5 se met à conduire et que son collecteur ajoute du courant dans R4, ce qui augmente le potentiel de la base de T7 proportionnellement à la surcharge ; cela suffit à limiter le courant circulant entre collecteur et émetteur du Darlington et à le ramener dans les limites de sécurité.

D2 a pour fonction d'éviter que l'entrée en conduction de T5 soit trop rapide ; le réseau de protection est dimensionné de telle manière que le transistor commence à conduire lorsque le courant d'émetteur du final dépasse 6,3 A, soit au-delà de la limite correspondant à la puissance maximale (5 A).

Remarque :

Pour jouer pleinement son rôle, le capteur thermique T6 doit être fixé sur le dissipateur profilé assurant l'évacuation calorifique des deux Darlington de puissance T7 et T8 : pour assurer une bonne dissipation thermique, T6, comme T7 et T8, doivent être séparés. Un mauvais contact thermique de T6 provoquerait un courant de repos excessif et la conséquence en serait la destruction des transistors de Darlington, à cause de la dérive thermique.

3.5 Réalisation pratique

A l'aide du logiciel « Proteus » version 8.3, nous avons réalisé le circuit imprimé du montage.

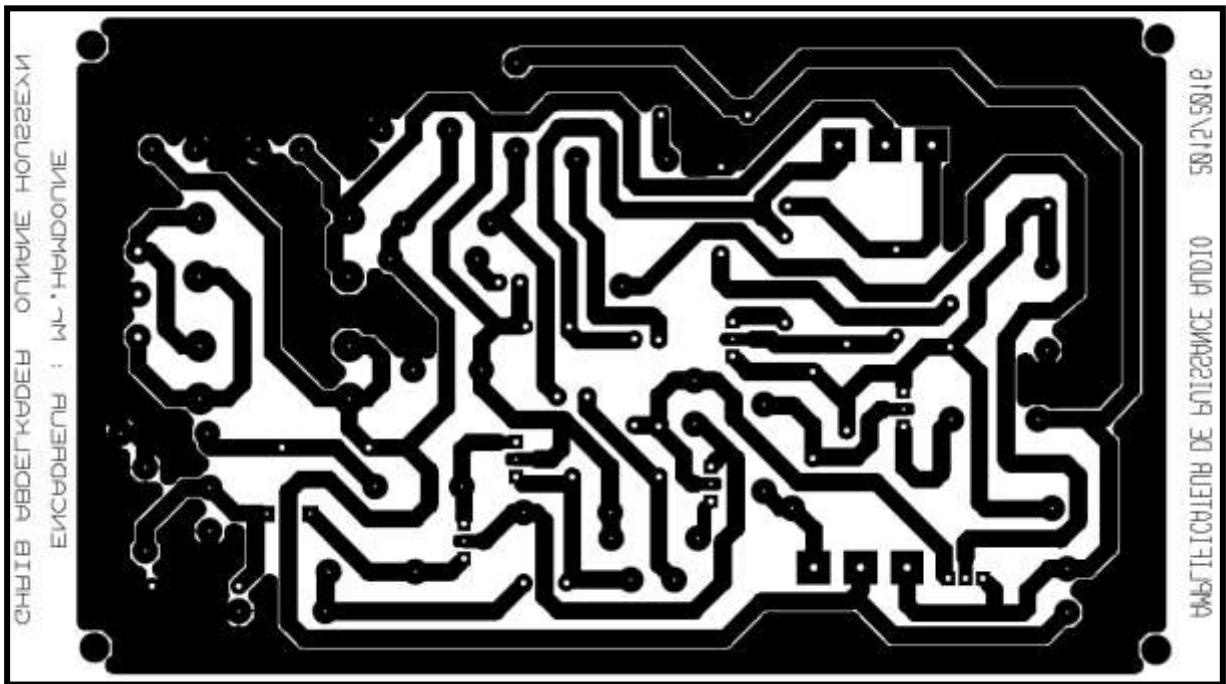


Figure 3.9 : Circuit imprimé.

La Liste des composants pour un module mono de 100W :

Tr : transformateur secteur primaire 220V/secondaire 2x28 à 120VA (mono)

Résistances : R1=47 k Ω , R2= 100 Ω , R3= 3.2 k Ω , R4= 330 Ω , R5= 220 Ω ,

R6= 47 Ω , R7= 8.5 k Ω , R8=3.3 k Ω , R9= 3.3 k Ω , R10=180k Ω

R11= 3.3 k Ω , R12=7.5 Ω , R13= 3.3 k Ω , R14= 1.8 k Ω , R15= 1k Ω ,

R16= 47 Ω , R17= 220 Ω , R18= 33k Ω , R19=0.47 Ω 5W,

R20= 0.47 Ω 5W, R21= 1.2 k Ω , RV1= 1k Ω .

Condensateurs : C1=47 pF, C2=47pF, C3=47 pF, C4=680 pF, C5=680 pF,

C6= 47nF, C7=100 nF, C8= 100 nF, C9= 10 uF, C10=100uF,

C11=470 uF, C12=3300uF, C13= 3300 uF.

Diodes : D1=1N4148, D2=1N4148, D3=1N5408, D4= 1N5408,

D5=1N5408, D6=1N5408, ZD1=zener 9.1V, LD1=LED 3mm ,

Transistors : T1=BC640, T2=BC640, T3= BC639, T4= BC547,

T5= BC557, T6=BC547, T7=tip142, T8=tip147.

Emplacement des composants :

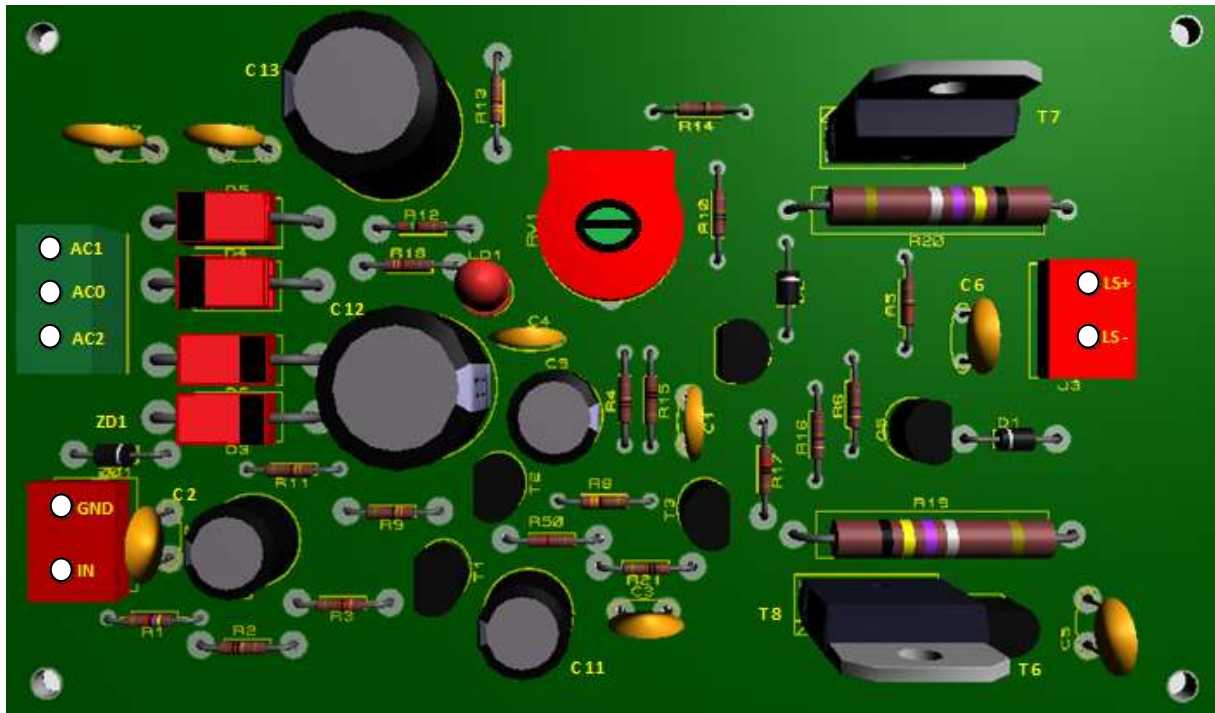


Figure 3.10 : Circuit imprimé et vue des composants en 3D.

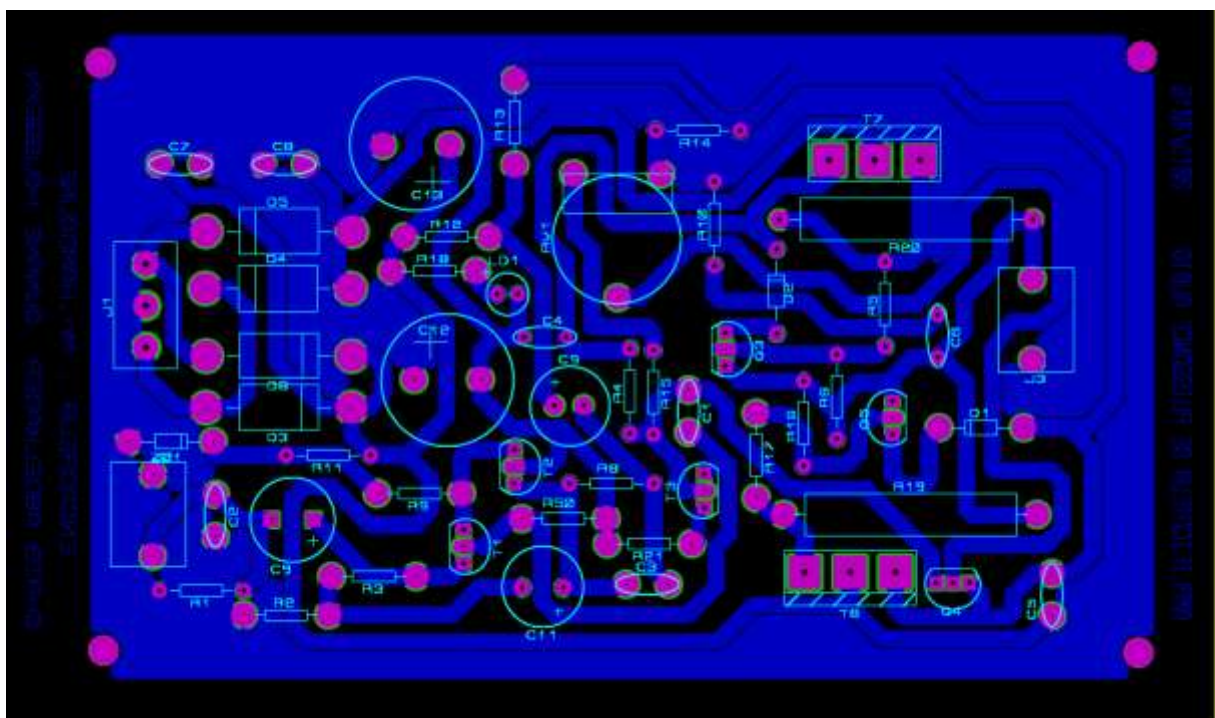


Figure 3.11 : Circuit imprimé et vue des composants côté cuivre.

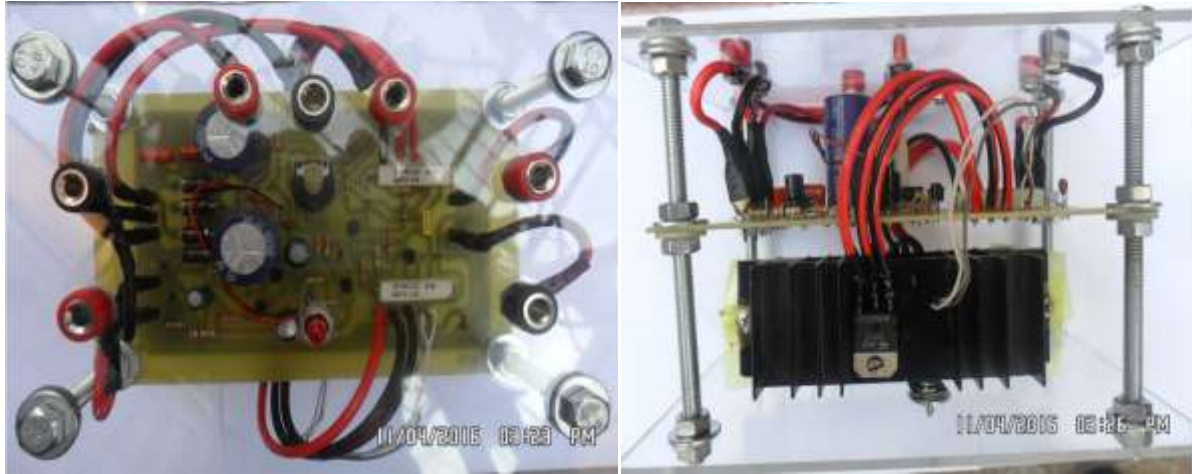


Figure 3.12 : Photos prises du projet.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre ; nous avons donné le circuit électrique du montage composé d'une alimentation symétrique, d'un amplificateur différentiel, d'un amplificateur pilote et de l'étage de puissance. Nous avons expliqué le fonctionnement détaillé de chaque étage où nous avons donné également les signaux relevés avec les mesures aux différents points, montrant ainsi le bon fonctionnement du montage.

A la fin, nous avons réalisé le circuit imprimé puis implanté les composants.

Conclusion générale

Les amplificateurs de puissance peuvent fournir une grande puissance de sortie ; le signal d'entrée est amplifié en courant et en tension, gardant la même forme. L'amplification dépend de la tension continue qui alimente les différents étages du montage : l'amplificateur différentiel, l'amplificateur pilote et l'étage Darlington qui joue le rôle principal de l'amplification du courant.

Les amplificateurs audio sont omniprésents dans tous les circuits électroniques comme par exemple : téléphone, télévision, radio, home cinéma, PC, DVD, etc.

Nous avons commencé notre mémoire par une étude de l'amplificateur de puissance ; ensuite nous avons donné le schéma synoptique du montage puis nous avons étudié les différents étages qui constituent l'amplificateur audio de puissance.

Après ; nous avons présenté le circuit électrique du montage, nous avons expliqué en détail son fonctionnement, puis nous avons fait la réalisation pratique et des mesures.

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.

Bibliographie

- [1] Moez HAJJI ; Electronique Analogique ; ISET DE NABEUL (2014).
- [2] Marc Correvo ; Systèmes électroniques.
- [3] Pierre Mayé ; Aide-mémoire ‘Composants électroniques – Mars 2005.
- [4] <https://fr.wikipedia.org/wiki/Redresseur>; 2 février 2016, 19:46.

Résumé

Les amplificateurs se sont rapidement développés ces dernières années ainsi que leurs applications dans tous les domaines de la vie; dans les médias et dans les appareils utilisés dans la vie quotidienne. La possibilité d'amplifier un petit signal et d'obtenir un grand signal à l'aide d'un petit appareil était de la merveille création dans l'électronique. Ceci nous a amené à étudier dans le cadre de notre projet de fin d'études, un sujet qui consiste à la réalisation d'un amplificateur audio de puissance.

Ce système est composé de quatre étages principaux ; une alimentation, un amplificateur différentiel, un amplificateur pilote et un étage de puissance.

Mots clés : amplificateur, alimentation, puissance, signal

Abstract

The amplifiers and their applications have developed rapidly in recent years in all areas of life; in media and the devices used in daily life. The possibility of amplifying a small signal and convert it into a greater one has marked a significant a wonder in the field of electronics. Therefore, the present thesis prepared in the context of preparing the final project of graduation, is about the conception and the fabrication of an audio power amplifier.

This system is composed of four essential parts: A supply voltage, differential amplifier, driver amplifier and a power block

Key-words: amplifier, supply voltage, power, signal.

الملخص

ان المضخمات قد تطورت عبر الزمن و كنانك تطبيقاتها في جميع مجالات الحياة ; مجال الاعلام والاتصال في حياتنا اليومية. ان امكانية تضخيم اشارة صغيرة الى اشارة كبيرة بواسطة جهاز صغير هي من روائع الابتكارات الالكترونية. هذا ما دفعنا الى صناعة جهاز تضخيم الصوت في اطار مشروع نهاية الدراسة.

هذا الجهاز مركب من اربعة طوابق أساسية : التغذية ، مكبر الصوت التفاضلية، مكبر صوت السائق، طابق الاستطاعة.

كلمات المفتاحية : مضخم ، التغذية ، الاستطاعة ، الاشارة