

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 Abou Bakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

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

En : Electronique

Spécialité : Instrumentation

Par : OTMANI BENIKHLEF

Sujet

**Etude et réalisation d'un onduleur à base d'un amplificateur
de forte puissance pour appareils domestiques**

Soutenu en juin 2026 devant le jury composé de :

BENAHMED Nasr Eddine
KEDIM Mourad
BENYAROU Mourad

Professeur Université de Tlemcen
MCA Université de Tlemcen
MCA Université de Tlemcen

Président
Examineur
Encadreur

Année universitaire : 2025 /2026

Dédicace

Je dédier ce mémoire avec un grand merci et hommage à mes parents qui m'ont donné toujours leurs encouragements et soutiens pour développer mes connaissances et pour être une personne qui leurs donne toujours de la joie.

Je dédier aussi ce travail à ma précieuse épouse pour son soutien qui est constant et inconditionnel ainsi qu'à mes enfants qui m'ont donné plus de force pour reprendre mes études pour leurs donner l'exemple de la réussite qui n'a pas de temps ou qui n'a pas d'âge en espérant qu'ils vont faire plus d'effort pour réussir.

Je dédier une notre fois ce projet à tous les gens qui nous ont suivi au long de nos études pour leurs encouragements, leurs amours, leurs patiences, leurs encadrements qui ont constitué une précieuse source de motivation et de force.

Enfin, je souhaite exprimer ma reconnaissance à toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce travail

Remerciement

Tout d'abord, nous exprimons notre profonde gratitude à Allah, le Tout-Puissant, pour nous avoir accordé la force, la persévérance et la patience nécessaires à l'aboutissement de ce modeste travail.

Nous adressons nos sincères remerciements notre encadreur, Mr **Benyarou Mourad**, pour l'honneur que nous avons eu de travailler sous sa direction tout au long de cette année. Son accompagnement attentif, ses conseils avisés et son soutien constant ont grandement contribué à la réalisation de notre projet de fin d'études. Son engagement et sa bienveillance ont été pour nous une véritable source de motivation et d'inspiration.

Tous nos remerciements vont à Mr **Benahmed Nasreddine** pour avoir accepté de présider le jury. Que Mr **Kedim** Mourad trouve ici toute notre reconnaissance pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Nous exprimons également nos sincères remerciements à toute personne qui a introduit ses idées pour nous aider à finir ce projet.

Résumé

Ce travail est dédié principalement à la conception d'un onduleur monophasé à base d'un amplificateur de puissance bridgé pour fournir une très grande puissance sous une tension V_{cc} issue d'une batterie. Après une étude détaillée sur les différentes classes d'amplificateurs de puissance nous avons opté pour un amplificateur de puissance classe B et puis AB pour éliminer les distorsions du signal de sortie. Pour adapter les amplificateurs opérationnels à la tension V_{cc} , nous avons créé une masse virtuelle pour que leur sorties et leurs entrées soient à $\frac{V_{cc}}{2}$. Des simulations ont été faites ainsi que la réalisation pratique de l'onduleur monophasé. Les mesures par simulations et par des tests pratiques ont confirmé la robustesse de notre onduleur monophasé. Ce prototype d'onduleur peut être ajusté pour obtenir plus de puissance ou sous autres tensions.

Mots clés :

Onduleur monophasé, amplificateur de puissance classe AB bridgé, simulation, réalisation pratique

Abstract

This work is primarily dedicated to the design of a single-phase inverter based on a bridged power amplifier to deliver very high power at a V_{cc} voltage taken from a battery. After a detailed study of the different classes of power amplifiers, we opted for a class B power amplifier, then after that we have choose a class AB amplifier in order to eliminate distortions in the output signal. To adapt the operational amplifiers to the V_{cc} voltage, we have created a virtual ground to have $\frac{V_{cc}}{2}$ in their outputs and inputs. Simulations were performed, as well as the practical implementation of the single-phase inverter. So, measurements taken through simulations and practical tests confirmed the robustness of our single-phase inverter. This prototype example can be adjusted or upgraded to obtain more power and to operate at other voltages.

Keywords:

Single-phase inverter, bridged class AB power amplifier, simulation, practical implementation

ملخص

يهدف هذا العمل بشكل أساسي إلى تصميم عاكس أحادي الطور يعتمد على مضخم طاقة جسري لتوفير طاقة عالية جدًا عند جهد V_{cc} من بطارية. بعد دراسة تفصيلية لأنواع مضخمات الطاقة المختلفة، اخترنا مضخم طاقة من الفئة B، ثم مضخم طاقة من الفئة AB للتخلص من التشوهات في إشارة الخرج. ولتكييف مضخمات العمليات مع جهد V_{cc} ، أنشأنا أرضية افتراضية بحيث تكون مداخلها ومخارجها عند $\frac{V_{cc}}{2}$. أجرينا محاكاة، بالإضافة إلى تطبيق عملي للعاكس أحادي الطور. أكدت القياسات التي تم الحصول عليها من خلال المحاكاة والاختبارات العملية متانة العاكس أحادي الطور. يمكن تعديل نموذج هذا العاكس للحصول على طاقة أكبر أو للعمل عند جهود أخرى.

الكلمات المفتاحية: عاكس أحادي الطور، مضخم طاقة جسري من الفئة AB، محاكاة، تطبيق عملي

Liste des abréviations

AC	Alternating current Courant alternatif
DC	Direct current Courant direct ou courant continu (CC)
GaN HEMT	Gallium Nitride High Electron Mobility Transistor Transistor HEMT au nitrure de gallium (GaN)
IGBT	Insulated-gate bipolar transistor Transistor bipolaire à grille isolée
MOSFET	Metal Oxyde Semiconductor Field Effect Transistor : Transistor à effet de champ à semi-conducteur à oxyde métallique
PWM	Pulse Width Modulation Modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Table des matières

Remerciements	I
Dédicaces	II
Résumé	III
Abstract	IV
Liste des abréviations	VI
Table des matières	1
Table des figures	3
Introduction générale	5

1. Introduction aux onduleurs

1.1. Introduction.....	07
1.2 Les onduleurs en monophasé et en triphasé et leur stratégie de commande.....	08
1.2.1 Onduleurs en monophasés.....	08
1.2.2 Onduleur en demi-pont.....	08
1.2.3 Onduleur en pont	09
1.2.4 Les stratégies de commande d'onduleur monophasé.....	09
1.2.4.1 Onduleur à commande simultané	09
1.2.4.2 Onduleur à commande décalé	09
1.2.4.3 Onduleur à commande PWM.....	10
1.2.4.3.1 MLI sinus-triangulaire bipolaire.....	10
1.2.4.3.2 MLI sinus-triangulaire unipolaire	11
1.2.5 Onduleurs en triphasé.....	12
1.3 Conclusion	13

2 Les amplificateurs de puissance

2.1 Introduction.....	14
2.2 L'amplificateur de puissance classe A.....	14
2.2.1 La puissance d'alimentation	15
2.2.2 La puissance dissipée dans la charge	15
2.2.3 Le rendement.....	15
2.2 L'amplificateur de puissance classe B.....	16
2.2.1 L'amplificateur de puissance classe B à émetteurs suiveurs	16
2.2.1.1 La puissance d'alimentation	16

2.2.1.2	La puissance de sortie maximale.....	17
2.2.1.3	Le rendement.....	17
2.2.2	L'amplificateur de puissance classe B à alimentation fractionnée ;.....	17
2.2.3	L'amplificateur de puissance classe B à transformateurs ;.....	18
2.3	L'amplificateur de puissance classe AB.....	19
2.3.1	Principe de fonctionnement.....	19
2.3.2	Rendement maximal d'un amplificateur classe AB	19
2.4	L'amplificateur de puissance classe D.....	20
2.4.1	La puissance d'alimentation	21
2.4.2	La puissance de sortie.....	22
2.4.3	Le rendement.....	22
2.5	Choix de l'amplificateur de puissance et de l'étage d'entrée	22
2.5.1	L'amplificateur de puissance	22
2.5.2	L'amplificateur de puissance en pont ou bridgé	24
2.5.3	Le générateur sinusoïdal	25
2.5.4	L'Inverseur de tension	26
2.6	Conclusion	26
3	Simulation et réalisation pratique de l'onduleur	
3.1	Introduction.....	28
3.2	Simulation de l'onduleur.....	28
3.2.1	Le générateur sinusoïdal	28
3.2.2	L'inverseur à ampli opérationnel	31
3.2.3	L'amplificateur de puissance classe AB.....	32
3.2.3.1	Le schéma de principe détaillé.....	32
3.2.3.2	Calcul des courants	35
3.3	Réalisation pratique et tests.....	37
3.4	Conclusion	45
	Conclusion générale et perspectives	46
	ANNEXE	47
	Références bibliographiques	48

Table des Figures

1.1	Schéma synoptique d'un onduleur	7
1.2	Schéma d'un onduleur en demi-pont.....	8
1.3	Forme d'onde de la tension de sortie.....	8
1.4	Schéma de principe d'un onduleur monophasé en pont.....	9
1.5	Forme d'onde de la tension de sortie pour commande simultanée.....	9
1.6	Forme d'onde de la tension de sortie pour commande décalée	10
1.7	MLI sinus-triangulaire <i>bipolaire</i>	11
1.8	MLI sinus-triangulaire <i>unipolaire</i>	12
1.9	Structure d'onduleur triphasé.....	13
2.1	Schéma de principe d'un amplificateur de puissance classe A	15
2.2	Schéma d'un amplificateur de puissance classe B à émetteur suiveur.....	16
2.3	Schéma d'amplificateur de puissance à alimentation fractionnée.....	17
2.4	Schéma d'un amplificateur de puissance classe B à transformateur	18
2.5	Schéma fonctionnel d'un amplificateur de puissance classe AB	19
2.6	Principe de modulation de largeur d'impulsion(MLI).....	20
2.7	Schéma fonctionnel d'un amplificateur de puissance classe D.....	21
2.8	Exemple d'amplificateur Classe D : Etage de puissance et charge	21
2.9	L'étage amplificateur de puissance.....	22
2.10	Schéma synoptique de l'étage d'amplification.....	23
2.11	L'amplificateur de puissance à sortie bridgée.....	24
2.12	Oscillateur RC à pont de Wien à amplificateur opérationnel.....	25
2.13	Schéma de l'inverseur de tension.....	26
3.1	Schéma général de l'onduleur.....	29
3.2	Principe du générateur sinusoïdal	30
3.3	Signaux du générateur sinusoïdal	31
3.4	Schéma de l'inverseur	31
3.5	Signaux à l'entrée et à la sortie de l'inverseur	32
3.6	Schéma de l'amplificateur de puissance classe AB	33
3.7	Raccordement du transformateur de sortie	34
3.8	Principe du branchement de la pompe	35
3.9	Signaux pris dans un seul amplificateur de puissance.....	36

3.10	Vue d'ensemble de l'amplificateur de puissance classe AB	37
3.11	Réalisation du circuit imprimé	38
3.12	Soudure et assemblage de l'amplificateur de puissance bridgé.....	39
3.13	Montage final assemblé avec charges.....	40
3.14	: Mesure de la tension de sortie de l'onduleur sans les 2 transformateurs.....	42
3.15	: Mesure de la tension de sortie.....	43
3.16	: Mesure de la tension de sortie à l'oscilloscope	44
3.17	: L'onduleur en état de marche avec charges	44
3.18	: L'onduleur en état de marche avec le VCD en position Play et la lampe allumée.....	45

Introduction générale

Les onduleurs ont pris une très grande place dans le domaine de la conversion de l'énergie continu en énergie alternatif. Dans ce domaine de conversion DC/AC il existe deux grande familles d'onduleurs, à savoir : les onduleurs monophasés et les onduleurs triphasés. Ce projet de fin d'études est consacré à l'étude et la conception d'un onduleur monophasé de forte puissance pour alimenter des appareils domestiques à base d'un amplificateur de puissance. Pour cela nous avons opté pour un amplificateur de puissance classe B bridgé, c'est-à-dire nous avons réalisé deux amplificateurs de puissances dont la charge est raccordée entre les deux sorties de ces amplificateurs et dont l'entrée est un simple générateur sinusoïdal de fréquence 50Hz. Enfin ce mémoire est divisé en trois grands chapitres.

Dans le premier chapitre nous avons rappelé les différents types d'onduleur existants en monophasé, demi-bas, en pont et leurs stratégies de commande : simultanée, décalée et à MLI ou PWM. Nous avons également rappelé l'onduleur en triphasé et ses quelques stratégies de commandes.

Dans le deuxième chapitre nous avons rappelé quelques types d'amplificateurs de puissance existants dans la littérature, classe A, classe B, classe AB et classe D. Nous avons donné les puissances et le rendement pour chaque classe. Cela nous a permis de choisir l'amplificateur de puissance suivant la disponibilité des composants au laboratoire d'électronique de notre faculté, classe B et par suite AB pour éliminer la distorsion du signal de sortie. Nous avons donné le schéma de base de l'amplificateur de puissance, nous l'avons amélioré ensuite pour la réalisation pratique. Nous avons également donné le principe de l'amplificateur en mode bridgé.

Enfin le chapitre trois est consacré à la simulation et à la réalisation pratique de l'onduleur monophasé basé sur un amplificateur de puissance classe AB bridgé. Nous avons dressé le schéma complet de l'onduleur, nous avons détaillé chaque bloc le constituant. Les simulations faites pour voir les signaux à l'entrée et à la sortie de chaque bloc qui était en concordance avec les résultats souhaités. Dans la partie réalisation pratique nous n'avons pas trouvé les résultats attendus comme celles de la partie simulation. Cela était causé par la diminution de la tension de sortie bridgée causée par les tensions de saturation des transistors de puissance. Pour remédier à ce problème nous avons augmenté la tension d'alimentation V_{cc} . L'autre problème était celui du manque du transformateur de grande puissance pour l'adapter à la charge.

Chapitre 1 : Introduction aux onduleurs

1.1 Introduction :

L'alimentation des dispositifs industriels et domestiques (moteurs, chauffage par induction, éclairage, automate...) nécessite des convertisseurs d'énergie capables d'adapter la nature et la qualité de l'énergie aux besoins.

D'où les onduleurs sont un de ses convertisseurs qui peuvent :

- Assurer le service de tout appareil sans interruption des données (Alimentation de secours)
- Varier la vitesse ou la fréquence des machines tournantes selon la référence voulue.
- Adapter la source d'énergie continue pour alimenter un dispositif à source d'énergie variable

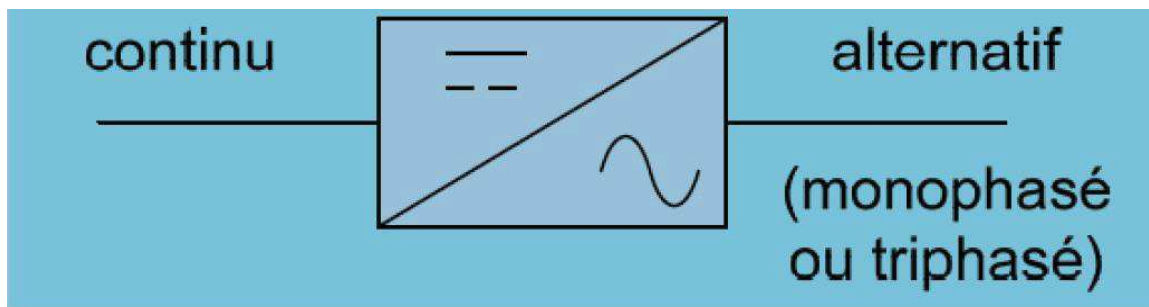


Figure 1.1 : Schéma synoptique d'un onduleur [1]

1.2 Les onduleurs en monophasé et en triphasé et leurs stratégies de commande :

Un onduleur est un convertisseur statique de type continu-alternatif (DC/AC) ; il permet d'alimenter une charge en courant alternatif à partir d'une source continue. On distingue deux types d'onduleurs : onduleur de tension et onduleur de courant [1].

- Si l'onduleur impose sa propre fréquence et que son amplitude dépend de la charge on dit que cet onduleur est autonome.
- Si la fréquence est imposée par la charge (exemple : onduleur débitant sur le réseau) on conclue que cet onduleur est assisté ou non autonome.

Il existe des onduleurs en monophasé et des onduleurs en triphasé [2].

1.2.1 Onduleurs en monophasés :

Le principe de base consiste à connecter, alternativement dans un sens puis dans l'autre, une source de tension continue à une charge de manière à lui imposer une alimentation en tension alternative (périodique mais non sinusoïdale) [3].

1.2.2 Onduleur en demi-pont :

Dans ce type d'onduleur : pour imposer $+E$ à la charge : K1 est fermé (passant) alors K2 est ouvert (Bloqué), pour imposer $-E$ à la charge K1 est bloqué et K2 est fermé, la commande de K1 et K2 est complémentaire.

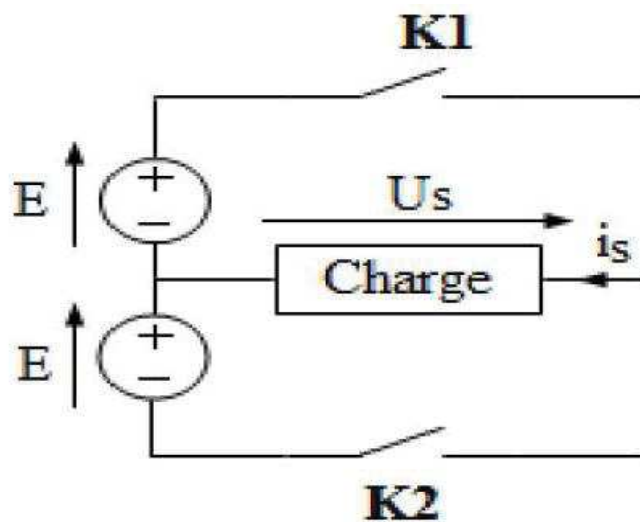


Figure 1.2 : Schéma d'un onduleur en demi-pont

- Si K1 est fermé et K2 est ouvert pour une durée de 0 à $T/2$, $U_s = E$ (T : la période)
- Si K1 est ouvert et K2 est fermé pour une durée de $T/2$ à T , $U_s = -E$ (T : la période)

Par ce procédé, on peut obtenir une tension alternative périodique.

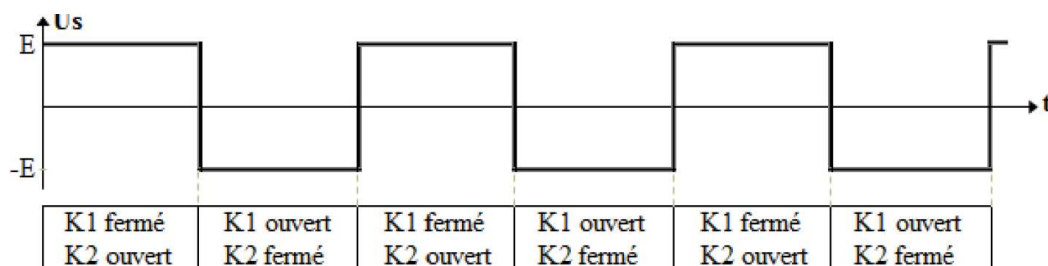


Figure 1.3 : Forme d'onde de la tension de sortie

1.2.3 Onduleur en pont :

La structure de base et celle en pont constitué de deux bras. Chaque bras est réalisé par deux Interrupteurs complémentaires pour que la source de tension E ne soit pas mise en court-circuit et pour éviter la mise du récepteur en circuit ouvert [3-4].

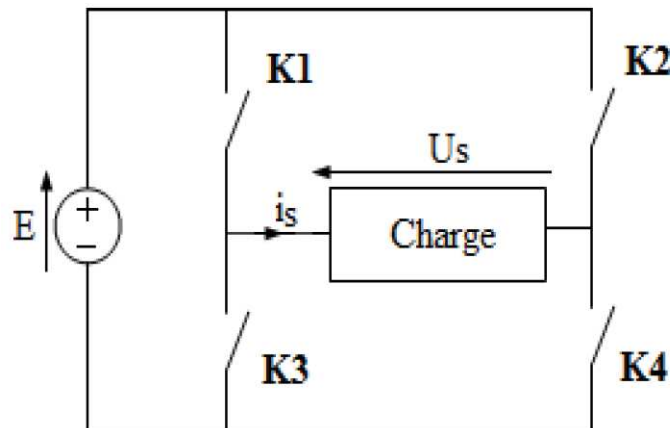


Figure 1.4 : Schéma de principe d'un onduleur monophasé en pont

1.2.4 Les stratégies de commande d'onduleur monophasé :

1.2.4.1 Onduleur à commande simultanée :

En commande simultanée à deux niveaux de tension on a :

- Pendant la fermeture des interrupteurs $K1$ et $K4$: $U_s = E$.
- Pendant la fermeture de $K3$ et $K2$: $U_s = -E$

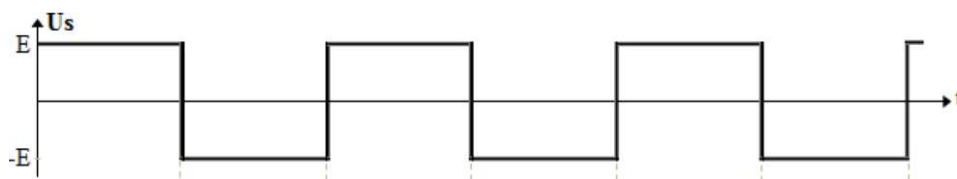


Figure 1.5 : Forme d'onde de la tension de sortie pour commande simultanée

1.2.4.2 Onduleur à commande décalée :

En commande décalée ou à trois niveaux de tension pendant une période T :

Dans la commande simultanée, la tension efficace aux bornes de la charge est constante est égale à E . Pour pouvoir régler la tension de sortie U_s , on utilise la commande décalée. Cette stratégie de commande consiste à obtenir aux bornes de la charge des paliers à tension nulle.

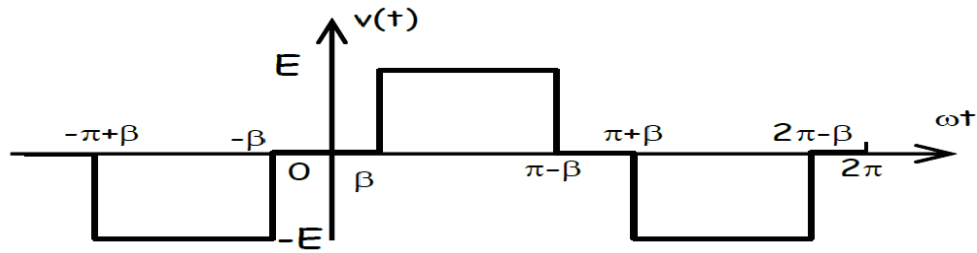


Figure 1.6 : Forme d'onde de la tension de sortie pour commande décalée

1.2.4.3 Onduleur à commande PWM

Ces techniques de commande sont basées sur la comparaison d'une onde sinusoïdale dite *onde de modulation ou référence* et une onde triangulaire de haute fréquence dite *porteuse*. Deux techniques MLI sinus-triangulaire seront présentées ci-dessous [4] :

- MLI sinus-triangulaire *bipolaire*
- MLI sinus-triangulaire *unipolaire*

Donc il suffit de commander les interrupteurs complémentaires de façon à faire varier sinusoïdalement la valeur moyenne de la tension de sortie. D'où les instants de fermeture et ouverture sont déterminés par les intersections d'une onde de référence de fréquence désirée et d'une onde de modulation de fréquence supérieure à la fréquence désirée

La commande MLI présente les paramètres suivants :

- Onde de modulation ou référence :

C'est une onde sinusoïdale de la forme $V_{sine} = r \sin(2\pi ft)$

f : est la fréquence de l'onde fondamentale

r : est le coefficient de réglage avec $0 \leq r \leq 1$.

- Onde porteuse : Onde triangulaire de fréquence f_p
- Indice de modulation $m = \frac{f_p}{f}$

1.2.4.3.1 MLI sinus-triangulaire *bipolaire* :

Le principe de cette technique est illustré par la figure ci-dessous. La tension de sortie de l'onduleur est donnée par les conditions suivantes :

$$\text{Si } V_{sine} > V_{tri} \quad V_s = +V_{dc}$$

$$\text{Si } V_{sine} < V_{tri} \quad V_s = -V_{dc}$$

Les états des interrupteurs de l'onduleur en pont sont :

Interrupteurs ON	Comparaison	Tension de sortie
S1 et S2	$V_{sine} > V_{tri}$	$+V_{dc}$
S3 et S4	$V_{sine} < V_{tri}$	$-V_{dc}$

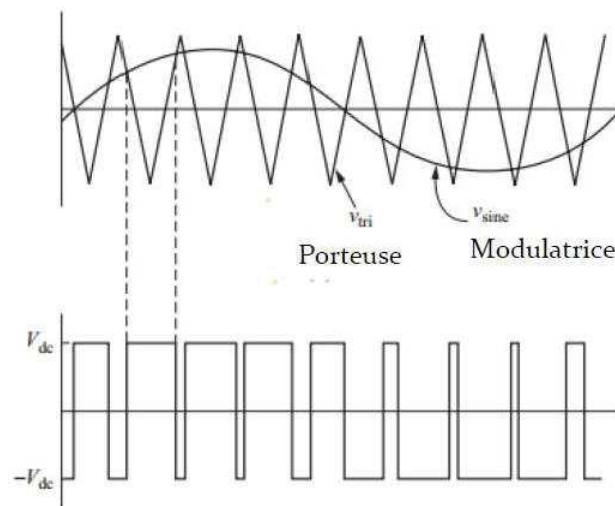


Figure 1.7 : MLI sinus-triangulaire *bipolaire*

1.2.4.3.2 MLI sinus-triangulaire *unipolaire* :

La tension de sortie dans ce cas prend les valeurs zéro et $+V_{dc}$ pendant l'alternance positive et zéro $-V_{dc}$ pendant l'alternance négative. Les états des interrupteurs sont donnés comme suit :

Interrupteurs fermés	Comparaison
S1	$V_{sine} > V_{tri}$
S2	$-V_{sine} < V_{tri}$
S3	$-V_{sine} > V_{tri}$
S4	$V_{sine} < V_{tri}$

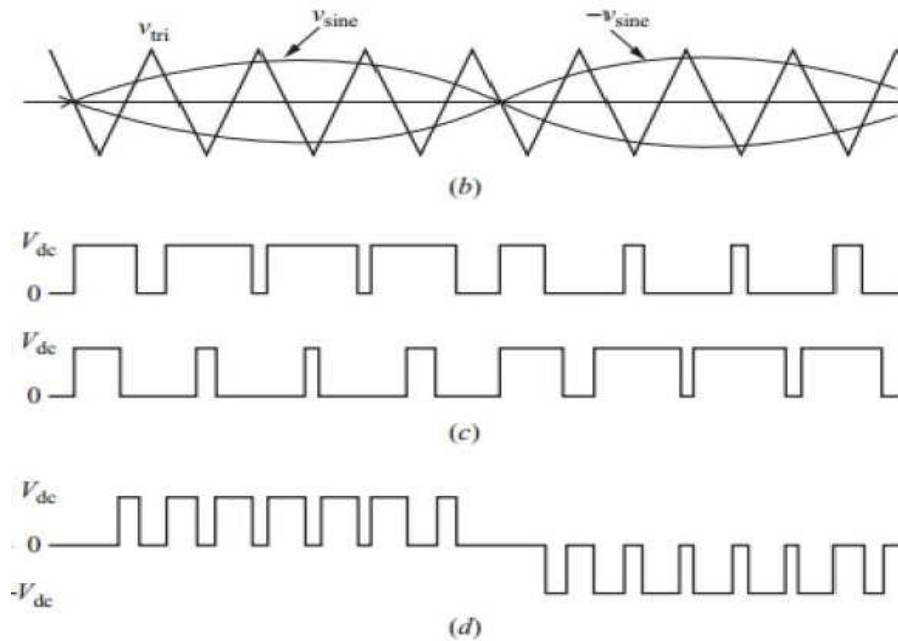


Figure 1.8 : MLI sinus-triangular *unipolaire*

1.2.5 Onduleurs en triphasé :

Un onduleur en triphasé est un convertisseur qui transforme une tension (ou courant) d'entrée continue en trois tensions alternatives (ou courant) de sortie [3-4].

La commande de chaque interrupteur K_i est complémentaire avec celle de K_{i+3} . Le déphasage entre deux interrupteurs de même bras est π (180 degrés).

La Figure 1.9 représente un onduleur triphasé en pont constitué de six interrupteurs K_1 , K_2 , K_3 , K_4 , K_5 et K_6 . La commande des interrupteurs d'un même bras doit être Complémentaire. Ce type de convertisseur peut être commandé par plusieurs commandes : commande à 120°, commande à 180° et commande à modulation de largeur d'impulsion.

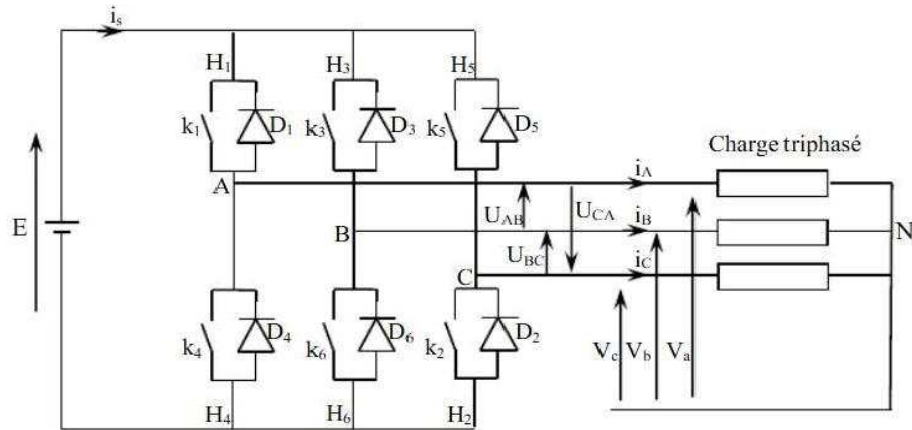


Figure1.9 : Structure d'onduleur triphasé [1-2]

Puisque le but de notre travail est la conception d'un onduleur en monophasé, nous n'allons pas entrer en détails dans l'onduleur triphasé. En cas de nécessiter, il existe plusieurs mémoires ou thèse sur internet sur l'onduleur triphasé, on peut citer par exemple la référence [3].

1.3 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons effectué un aperçu sur les différents types d'onduleurs ainsi que sur leur stratégie de commande, surtout en monophasé.

Dans le chapitre suivant nous allons voir une autre idée, une idée originale, pour concevoir un onduleur de puissance en utilisant un amplificateur de grande puissance.

Chapitre2 : Les amplificateurs de puissance

2.1 Introduction :

Dans le premier chapitre nous avons vu le principe d'un onduleur, particulièrement en monophasé, à base de transistors de puissance montés en commutateur (fermé/ouvert).

Dans ce chapitre nous allons proposer une autre idée pour concevoir un onduleur monophasé. Cette idée tourne autour d'un amplificateur de puissance transformé en un onduleur monophasé grâce à l'injection à son entrée d'un signal sinusoïdale de fréquence 50Hz.

Les amplificateurs de puissance sont les éléments les plus fiables pour assurer les conditions précédentes pour mettre en marche un équipement puissant. Ils sont généralement constitués d'un transistor de puissance (bipolaire, FET et MOSFET) qui est polarisé par une source de tension continue et attaqué par un signal à amplifier en entrée. Il existe plusieurs classes d'amplificateur de puissance, les plus connues sont : Classe A, classe B, classe AB, classe C, classe D....

Dans ce qui suit, nous allons rappeler ces différents types d'amplificateurs de puissance ainsi que la proposition d'un montage pour générer le signal sinusoïdal à son entrée.

2.2 L'amplificateur de puissance classe A

Tout amplificateur voit deux charges : une charge statique ou en courant continu et une charge dynamique ou en courant alternative. Donc, tout amplificateur a deux droites de charge : une droite de charge statique ou en courant continu et une droite de charge dynamique ou en courant alternatif [5]. L'amplificateur classe A est constitué d'un étage de sortie ne comportant qu'un seul transistor qui conduit pendant toute la période du signal d'entrée.

Dans tout ce qui suit-on considère le courant du collecteur moyen parcourant le transistor, la puissance d'alimentation et la puissance de sortie aux bornes de la charge pour déterminer le rendement.

La Figure 1.1 représente un amplificateur de puissance classe A.

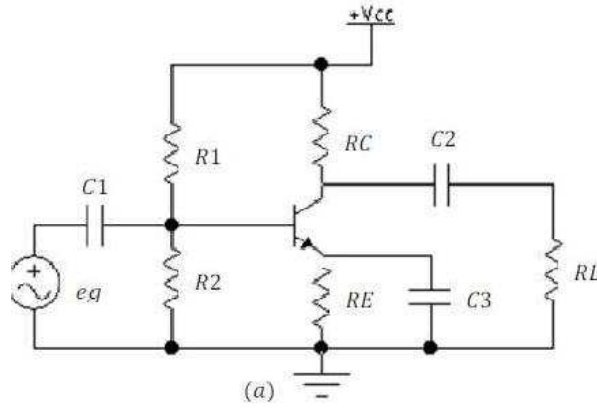


Figure 2.1 : Schéma de principe d'un amplificateur de puissance classe A [6]

2.2.1 La puissance d'alimentation

En 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 [5-6] :

$$IDC = \frac{1}{T} \int_0^T IC(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T (ICQ + ic(t)) dt = \frac{1}{T} \int_0^T (ICQ + \sin(2\pi ft)) dt = ICQ \quad (2.1)$$

$$Pa = V_{cc} IDC \quad (2.2)$$

2.2.2 La puissance dissipée dans la charge

$$Ps(t) = Vs(t) is(t) = v_{ce}(t) i_c(t) \quad (2.3)$$

Les composantes continues sont annulées par le condensateur de couplage C2. En calculant la valeur moyenne de $Ps(t)$ on trouve :

$$Ps = V_S i_S = \frac{V_{CEQ} ICQ}{2} \quad (2.4)$$

2.2.3 Le rendement (η) :

$$\eta = \frac{Ps}{Pa} = \frac{\frac{V_{CEQ} ICQ}{2}}{V_{cc} ICQ} = \frac{V_{CEQ}}{2V_{cc}} \quad (2.5)$$

Le rendement est maximal seulement si le point Q est centré sur la droite de charge statique,

$$\text{Pour } V_{CEQ} = \frac{V_{cc}}{2} \quad \eta = 25\% \quad (2.6)$$

2.3 L'amplificateur de puissance classe B

Appelés aussi amplificateurs symétriques ou push-pull, il est constitué de deux transistors complémentaires polarisés à la limite du blocage : Le premier transistor ne laisse passer que les alternances positives du signal d'entrée à la charge et le deuxième transistor ne laisse passer que les alternances négatives du même signal. Il existe des amplificateurs de puissance classe B à émetteurs suiveurs ou collecteur commun, à émetteurs commun et à transformateurs [6].

2.3.1 L'amplificateur de puissance classe B à émetteurs suiveurs

Les transistors T1 et T2 sont choisis complémentaires, ils ont les mêmes caractéristiques d'entrée et de sortie. La tension à leurs bases est pratiquement égale à $\frac{V_{cc}}{2}$ et la tension de blocage à leurs émetteurs est égale aussi à $\frac{V_{cc}}{2}$ par symétrie.

Le montage push-pull donne un amplificateur classe B de faible distorsion, de grande puissance de charge et de rendement élevé.

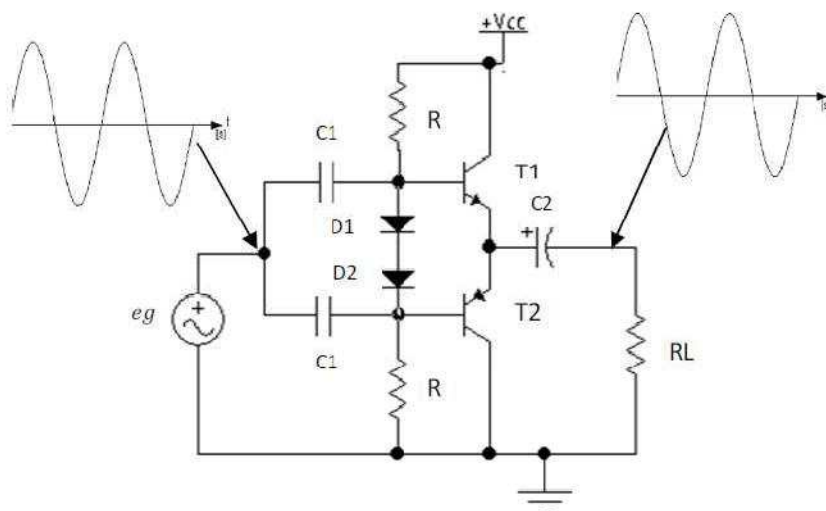


Fig. 2.2 : Schéma d'un amplificateur de puissance classe B à émetteur suiveur [6]

Dans la figure 2.2, les deux diodes D1 et D2 servent pour éliminer la distorsion de recouvrement et les deux résistances de base R servent pour polariser les transistors en continu.

2.3.1.1 La puissance d'alimentation

$$P_a = V_{cc} I_{DC} \quad (2.7)$$

$$IDC = \frac{1}{T} \int_0^T IC_{sat} \sin\left(\frac{2\pi t}{T}\right) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi IC_{sat} \sin(\theta) d\theta = \frac{IC_{sat}}{\pi} \quad (2.8)$$

$$Pa = V_{cc} \frac{IC_{sat}}{\pi} \quad (2.9)$$

2.3.1.2 La puissance de sortie maximale

$$Ps = \left(\frac{Vs_{max}}{\sqrt{2}}\right) \left(\frac{Is_{max}}{\sqrt{2}}\right) = \frac{Vs_{max} Is_{max}}{2} \quad (2.10)$$

Avec $V_{max} = \frac{V_{cc}}{2}$ et $I_{smax} = \frac{IC_{sat}}{\pi}$

$$Ps = V_{cc} \frac{IC_{sat}}{4} \quad (2.11)$$

2.3.1.3 Le rendement (η) :

On déduit que le rendement est :

$$\eta = \frac{Ps}{Pa} = \frac{V_{cc} \frac{IC_{sat}}{4}}{V_{cc} \frac{IC_{sat}}{\pi}} = \frac{\pi}{4} = 78\% \quad (2.12)$$

2.3.2 L'amplificateur de puissance classe B à alimentation fractionnée

Les amplificateurs de grandes puissances classe B sont alimentés par 2 tensions continues égales et opposées $+V_{cc}$ et $-V_{cc}$, Figure 2.2.

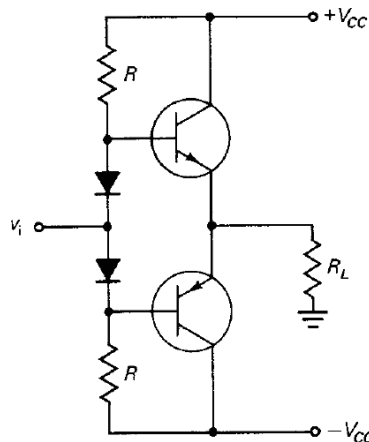


Fig. 2.3 : Schéma d'amplificateur de puissance à alimentation fractionnée [7]

Dans ce cas au lieu d'alimenter les deux transistors de puissance par une seule alimentation V_{cc} , on alimente chaque transistor par sa propre alimentation V_{cc} . Le but de cette double alimentation est d'éliminer les capacités de couplage et donc la tension entre les émetteurs des deux transistors est nulle, d'où V_{CEQ} de chaque transistor est égale V_{cc} [6-7].

Pour calculer le rendement il suffit de calculer la puissance d'alimentation et aussi la puissance de sortie.

En remplaçant dans les équations (2.10) et (2.11), V_{cc} par $2 V_{cc}$, on trouve le rendement de 78%.

2.3.3 L'amplificateur de puissance classe B à transformateurs

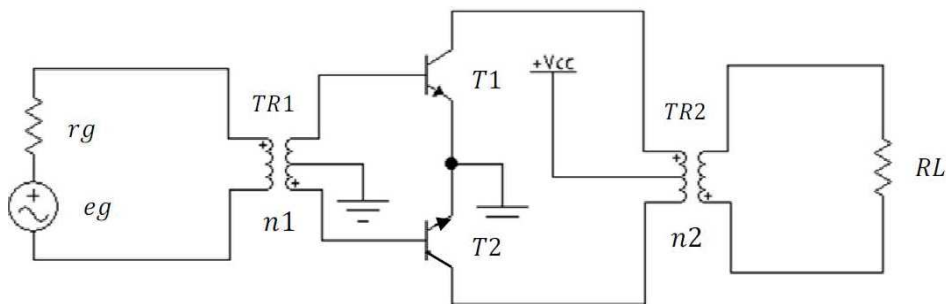


Fig. 2.4 : Schéma d'un amplificateur de puissance classe B à transformateur [6]

La figure ci-dessus donne le principe général, comme l'amplificateur est de classe B et le secondaire du transformateur TR1 est à point milieu, le transistor T1 va conduire pendant l'alternance positive (T2 bloqué) et inversement T2 va conduire pendant l'alternance négative (T1 bloqué) [6].

Le transformateur TR1 est appelé transformateur d'entrée et TR2 est appelé transformateur de sortie.

Les rapports de transformation des deux transformateurs sont respectivement $n1$ et $n2$

Au repos :

$$V_{CEQ1} = V_{CEQ2} = V_{cc} \text{ et } I_{CQ1} = I_{CQ2} = 0 \quad (2.13)$$

- Donc pour un amplificateur de puissance classe B couplé par transformateur, la droite de charge statique est quasi-verticale au point de blocage car l'enroulement primaire est court-circuité en continu.
- La droite de charge dynamique, de pente plus faible, passe par le point de repos et dépend de la charge ramenée au primaire.

2.4 L'amplificateur de puissance classe AB

Comme son nom l'indique, la classe AB combine les avantages des amplificateurs de classe A et de classe B [6-7].

2.4.1 Principe de fonctionnement

Pour augmenter le rendement, on utilise généralement un amplificateur fonctionnant en classe AB. Le schéma de principe est donné à la figure 2.5. La tension V_0 est égale au seuil de conduction de la diode Base-Emetteur. Le transistor T1 entre en conduction quand $e(t) > 0$, le transistor T2 entre en conduction quand $e(t) < 0$. Si les tensions continues V_0 sont retirées, T1 ne conduit que si $e(t) > V_0$ et T2 ne conduit que si $e(t) < -V_0$. Il existe dans ce cas un intervalle de temps où les courants I_{c1} et I_{c2} sont nuls, ce qui conduit à une distorsion non négligeable puisque le courant dans la charge R_c n'est plus sinusoïdal. Ce type d'amplificateur est de classe B.

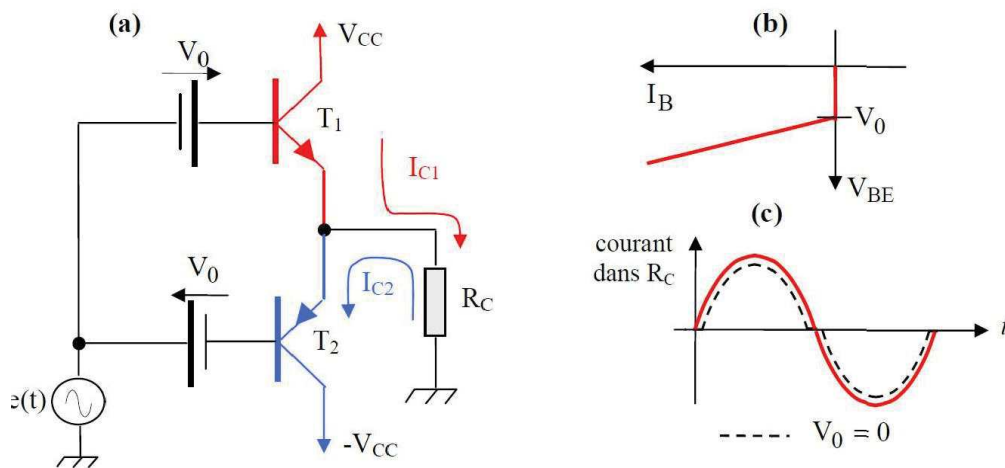


Fig. 2.5 : Schéma fonctionnel d'un amplificateur de puissance classe AB [7]

2.4.2 Rendement maximal d'un amplificateur classe AB [7]

$$P_S = \frac{V_{smax}^2}{2RC} \quad (2.14)$$

$$P_a = 2V_{cc} \left(I_0 + \frac{V_{smax}}{\pi R_c} \right) \quad (2.15)$$

R_c : Résistance de charge

P_s : Puissance de sortie

P_a : Puissance d'alimentation

I_0 : Courant de repos

$$\eta = \frac{P_s}{P_a} = \frac{\frac{V_{smax}^2}{2R_c}}{2V_{cc}\left(I_0 + \frac{V_{smax}}{\pi R_c}\right)} \quad (2.16)$$

Pour $I_0 = 0$ et $V_{smax} = V_{cc}$ on aura : $\eta_{max} = \frac{\pi}{4}$

2.5 L'amplificateur de puissance classe D

L'amplificateur de classe D est un convertisseur numérique-analogique de puissance basé sur la **modulation de largeur d'impulsion (MLI / PWM)**. Les composants de puissance sont ici utilisés comme des interrupteurs qui passeront alternativement d'un état ouvert (donc avec un courant nul et une puissance dissipée nulle) à un état fermé (donc avec une tension aux bornes quasi nulle et une puissance dissipée quasi nulle). Le signal à amplifier est préalablement comparé à une porteuse triangulaire parcourant un courant I_L à haute fréquence dans une inductance. La sortie est un signal carré sortant d'un interrupteur électronique (V_{SW}) dont le rapport cyclique encode l'amplitude du signal d'entrée. D'où un filtre LC passe-bas reconstruit le signal audio. Les amplificateurs classes D utilisent des transistors opérant en mode commutation (Saturé/Bloqué) [8-9]. Les composants les plus courants sont :

- **MOSFET de puissance** : temps de commutation < 10 ns, faible $R_{DS(on)}$, idéal jusqu'à quelques MHz.
- **GaN HEMT** : fréquences jusqu'à 100 MHz, $R_{DS(on)}$ très faible, excellente performance RF.
- **IGBT** : préféré pour les fortes puissances basses fréquence (< 50 kHz), tenue en tension élevée.

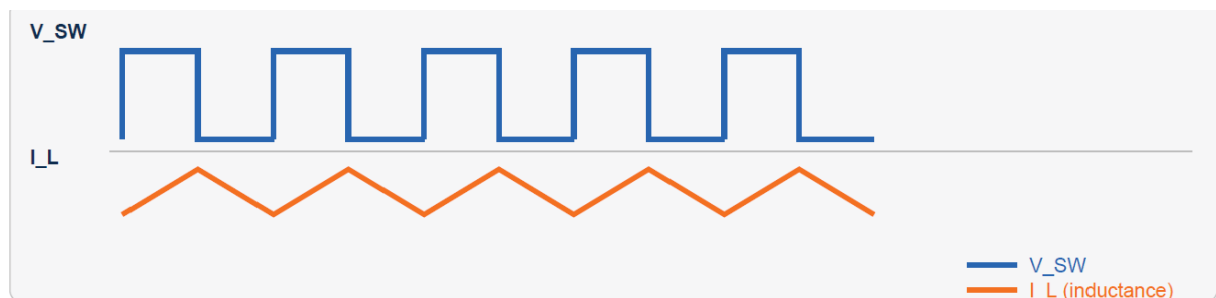


Fig. 2.6 : Principe de modulation de largeur d'impulsion (MLI)

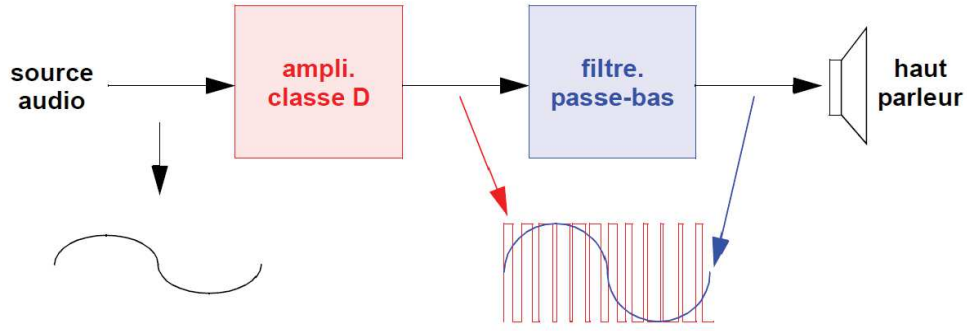


Fig. 2.7 : Schéma fonctionnel d'un amplificateur de puissance classe D [8-9]

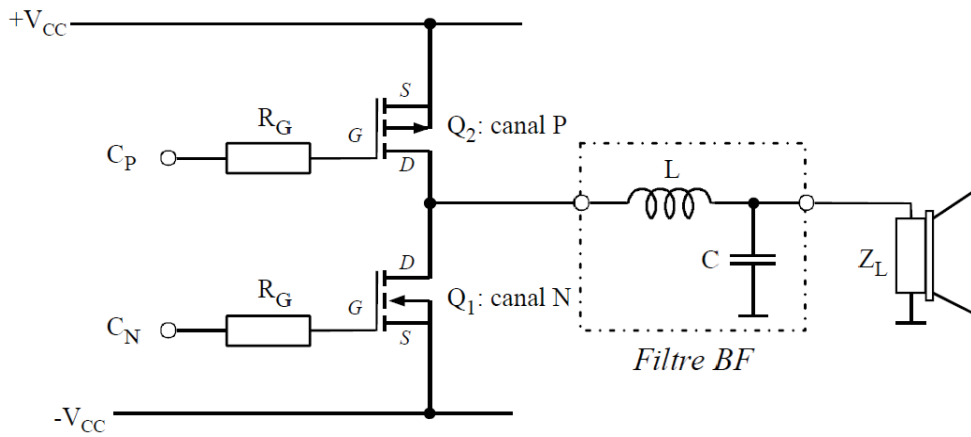


Fig. 2.8 : Exemple d'amplificateur Classe D [8-9] : Etage de puissance et charge

2.5.1 La puissance d'alimentation

Le courant moyen parcourant un transistor dans une demi-période est :

$$I_{0=\frac{1}{2\pi}} \int_0^\pi i(wt) dwt = \frac{V_{cc}}{R_L + r_{sat}} \left(1 + \frac{r_{sat}}{R_L + r_{sat}} \right) \quad (2.17)$$

De la même façon on peut calculer le courant de la fondamentale I :

$$I = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i(wt) \sin wt dwt = \frac{4}{\pi} I_0 \quad (2.18)$$

En considérant que $I_{max}/2 = V_{CC}/R_L = I_0$ pendant une période de conduction de 180°, on obtient :

$$P_a = V_{cc} I_0^2 = R_L I_0^2 \quad (2.19)$$

2.5.2 La puissance de sortie

$$P_S = \frac{1}{2} I^2 R_L = \frac{8 R_L V_{CC}^2}{\pi^2 (R_L + r_{sat})^2 \left(1 + \frac{r_{sat}}{(R_L + r_{sat})^2} \right)} \quad (2.20)$$

2.5.3 Le rendement

Le rendement de la fondamentale est :

$$\eta = \frac{P_S}{P_a} = \frac{8}{\pi^2} \cong 81\% \quad (2.21)$$

2.6 Choix de l'amplificateur de puissance et de l'étage d'entrée

2.6.1 L'amplificateur de puissance

Pour la réalisation de l'onduleur, on a choisi un amplificateur de puissance classe AB à émetteur suiveur pour sa simplicité de mise en œuvre et suivant aussi les composants disponibles au labo d'électronique, dont l'entrée est un signal sinusoïdal de fréquence 50Hz, figure 2.9. Ce schéma est pris de [6] amélioré.

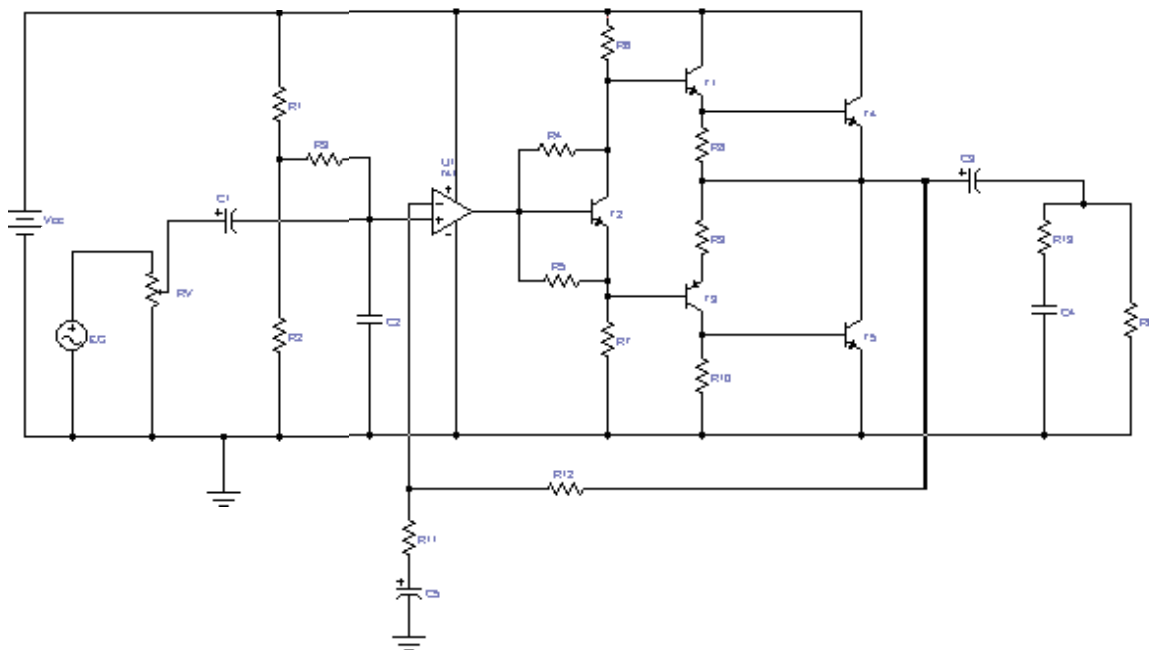


Fig. 2.9 : L'étage amplificateur de puissance

Les deux transistors de puissance sont T4 et T5. Les deux paires de transistors (T1, T4) et (T3, T5) sont montés en transistors Darlington. La première paire constitue le transistor NPN pour amplifier l'alternance positive et la deuxième paire constitue le transistor PNP pour amplifier l'alternance négative [6].

Le transistor T2 et les résistances R4 et R5 servent pour fournir les 0.6Volts nécessaires aux jonctions base-émetteurs des transistors de puissance T4 et T5 de l'amplificateur de puissance classe AB et aux transistors T1 et T3 pour éviter la distorsion de recouvrement du signal de sortie. Les deux transistors T1 et T3 jouent aussi le rôle de Driver pour T4 et T5.

L'amplificateur opérationnel U1 est monté en étage différentiel à ses entrées e+ et e- et en même temps fournit une contre réaction série-parallèle [6].

Si le gain en tension de U1 est infini, le gain de l'amplificateur de puissance se réduit à [6] :

$$Av = \frac{Vs}{EG} = 1 + \frac{R12}{R11} \quad (2.22)$$

Donc dépend uniquement des valeurs de deux résistances.

Vs étant la tension aux bornes de la charge R_L .

Remarque :

En continu, les deux entrées e+ et e- sont à $\frac{V_{cc}}{2}$, car $R1=R2$ et $R3$ n'a aucun effet car $i+=0$. En alternatif, $R1$ se met en parallèle avec $R2$ ($R1//R2=R$) et en même temps R se met en série avec $R3$ ($R+R3=R'$). Dans ce cas R' est choisie égale à $R12$ pour que l'AO joue bien le rôle d'un amplificateur différentiel entre l'entrée EG et la sortie Vs .

La résistance variable RV sert pour ajuster la tension d'entrées EG à une valeur limite pour obtenir une tension de sortie Vs sans écrêtage.

Le condensateur C3, est un condensateur de couplage pour bloquer la composante continue du signal de sortie, il possède une très grande valeur 2200UF/25V ou plus.

$R12$ et C4 constituent un filtre basse fréquence à la sortie VS et C3 est un circuit ouvert en continu et un court-circuit en alternatif.:

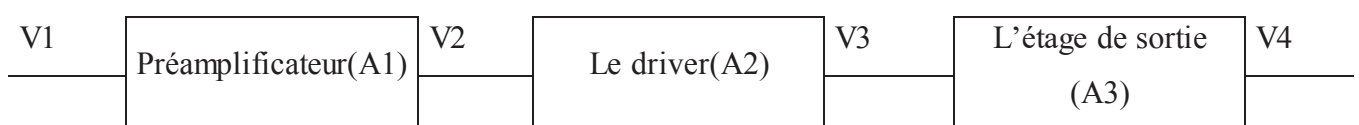


Fig. 2.10 : Schéma synoptique de l'étage d'amplification

Le schéma de la figure 2.9 peut être décomposé en trois parties comme indiqué sur le schéma synoptique ci-dessus.

2.6.2 L'amplificateur de puissance en pont ou bridgé.

Cet amplificateur est constitué de deux amplificateurs de puissance identiques à celui de la figure 2.9.

Le schéma synoptique peut être représenté par la figure 2.11, [10]

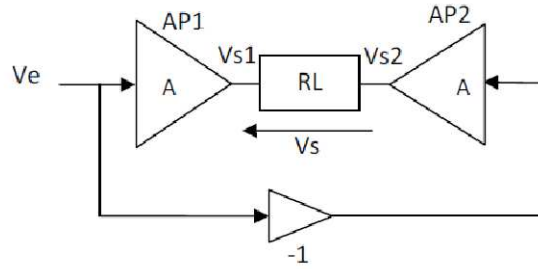


Fig. 2.11 L'amplificateur de puissance à sortie bridgée [10]

La puissance aux bornes de la charge est [10]:

$$P_S = \frac{V_S^2}{RL} = \frac{(V_{s1} - V_{s2})^2}{RL} \quad (2.23)$$

Or $V_{s1} = A V_e$ et $V_{s2} = (-1) \times A \times V_e = -A V_e = -V_{s1}$ et

$$V_S = V_{s1} - V_{s2} = V_{s1} - (-V_{s1}) = 2V_{s1} \quad (2.24)$$

Donc la tension de sortie V_S a doublé de valeur et par suite :

$$P_S = \frac{V_S^2}{RL} = \frac{(2V_{s1})^2}{RL} = 4 \frac{(V_{s1})^2}{RL} \quad (2.25)$$

On voit que ce montage multiplie la tension de sortie aux bornes de RL par deux et multiplie la puissance de sortie par quatre par rapport au cas d'un seul amplificateur de puissance. On voit aussi qu'il nécessite un inverseur de tension à l'entrée du deuxième amplificateur.

Dans la suite de ce mémoire nous allons utiliser ce principe pour la réalisation pratique de l'amplificateur.

2.6.3 Le générateur sinusoïdal

Pour concevoir le générateur sinusoïdal, nous avons choisi un oscillateur à pont de Wien à base d'un amplificateur opérationnel, figure ci-dessous.

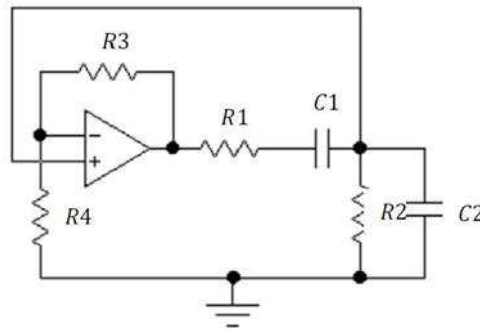


Fig. 2.12 : Oscillateur RC à pont de Wien à amplificateur opérationnel [6]

La pulsation d'oscillation est donnée par [5-6-11] :

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2.26)$$

Si $R_1=R_2=R$ et $C_1=C_2=C$, on aura :

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (2.27)$$

Puisque notre onduleur sera alimenté sous une batterie, nous avons utilisé deux amplificateurs classe AB montés en pont ou bridgé pour augmenter deux fois la tension de sortie et donc quatre fois la puissance de sortie.

Pour mettre en œuvre le mode bridgé, il est nécessaire d'appliquer le signal sinusoïdal directement au premier amplificateur de puissance classe AB et d'inverser le même signal à l'entrée du deuxième amplificateur de puissance classe AB.

2.6.4 L'inverseur de tension

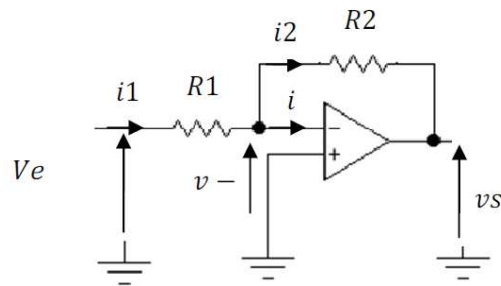


Fig. 2.13 : Schéma de l'inverseur de tension [6]

Le gain A_v est [5-6-11-12] :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2.28)$$

Si $R_1 = R_2$, $A_v = -1$ et donc $V_s = -V_e$

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre on a cité quelques types d'amplificateur de puissance qui ont de différentes caractéristiques et intervalles de fonctionnement et qui sert à amplifier différents types de signaux utilisés dans de diverses applications précises qui n'accepte pas les déformations et la distorsion du signal à amplifier.

Pour cela la sélection d'un amplificateur de puissance est très importante pour avoir :

- Un rendement élevé.
- Une perte en puissance négligeable
- Pas de distorsion ou déformation du signal en sortie (Une bonne compatibilité électromagnétique et de bon filtrage en sortie)
- Une fréquence maximale de fonctionnement pour que l'amplificateur soit robuste, stable, précis, rapide et résistant aux paramètres climatiques et humains.

CHAPITRE 3

Simulation et réalisation pratique de l'onduleur

3.1. Introduction

Dans tout projet de fin d'études la partie pratique est la plus difficile car elle tient compte de plusieurs paramètres comme la disponibilité des composants et du temps pour réaliser tout le montage, surtout s'il contient plusieurs parties. Avant la réalisation pratique nous avons effectué des simulations sous l'environnement ISIS de PROTEUS pour voir la validité de notre conception. Après nous avons passé à l'environnement ARES de PROTEUS pour la réalisation du typon. Après avoir réalisé le typon contenant tous les schémas des différentes parties, nous avons réalisé le circuit imprimé deux fois pour avoir le mode bridgé. Après l'insertion et la soudure des composants, nous avons fait quelques mesures et tests pour les comparer à ceux obtenus par la simulation.

3.2. Simulation de l'onduleur

Dans cette première partie nous allons faire des simulations de l'onduleur sous l'environnement ISIS du logiciel PROTEUS. Pour cela nous présentons à la figure 3.1 le schéma général de l'onduleur. Dans cette figure on a représenté un seul amplificateur de puissance classe AB. Après un bref aperçu sur ce schéma, nous détaillons chaque bloc.

Le schéma de la figure 3.1, contient 3 principaux blocs, à savoir :

- ✓ Un générateur sinusoïdal à base d'un ampli opérationnel uA 741 (U3).
- ✓ Un inverseur de tension pour obtenir le mode bridgé à base d'un 2^{ème} uA 741 (U2).
- ✓ L'amplificateur de puissance classe AB contenant à son entrée un 3^{ème} uA 741 (U1).

3.2.1 Le générateur sinusoïdal

Le générateur sinusoïdal est conçu, comme c'est décrit dans le chapitre 2, à base d'un oscillateur à pont de Wien [3-6]. Sa fréquence d'oscillation est choisie égale à 50 Hz pour respecter la norme de la fréquence secteur de notre réseau électrique national, figure 3.2. La sortie de ce générateur va à l'entrée IN de l'amplificateur de puissance.

Puisque nous utilisons uniquement une tension V_{cc} issue d'une batterie par exemple de 12V, ou un ensemble de batteries montées en parallèles suivant la puissance voulue de la charge, et que les amplis opérationnels fonctionnent sous des tensions $\pm V_{cc}$ en général comme c'est le cas des uA 741, il fallait trouver une solution pour les adapter à une seule alimentation V_{cc} positive.

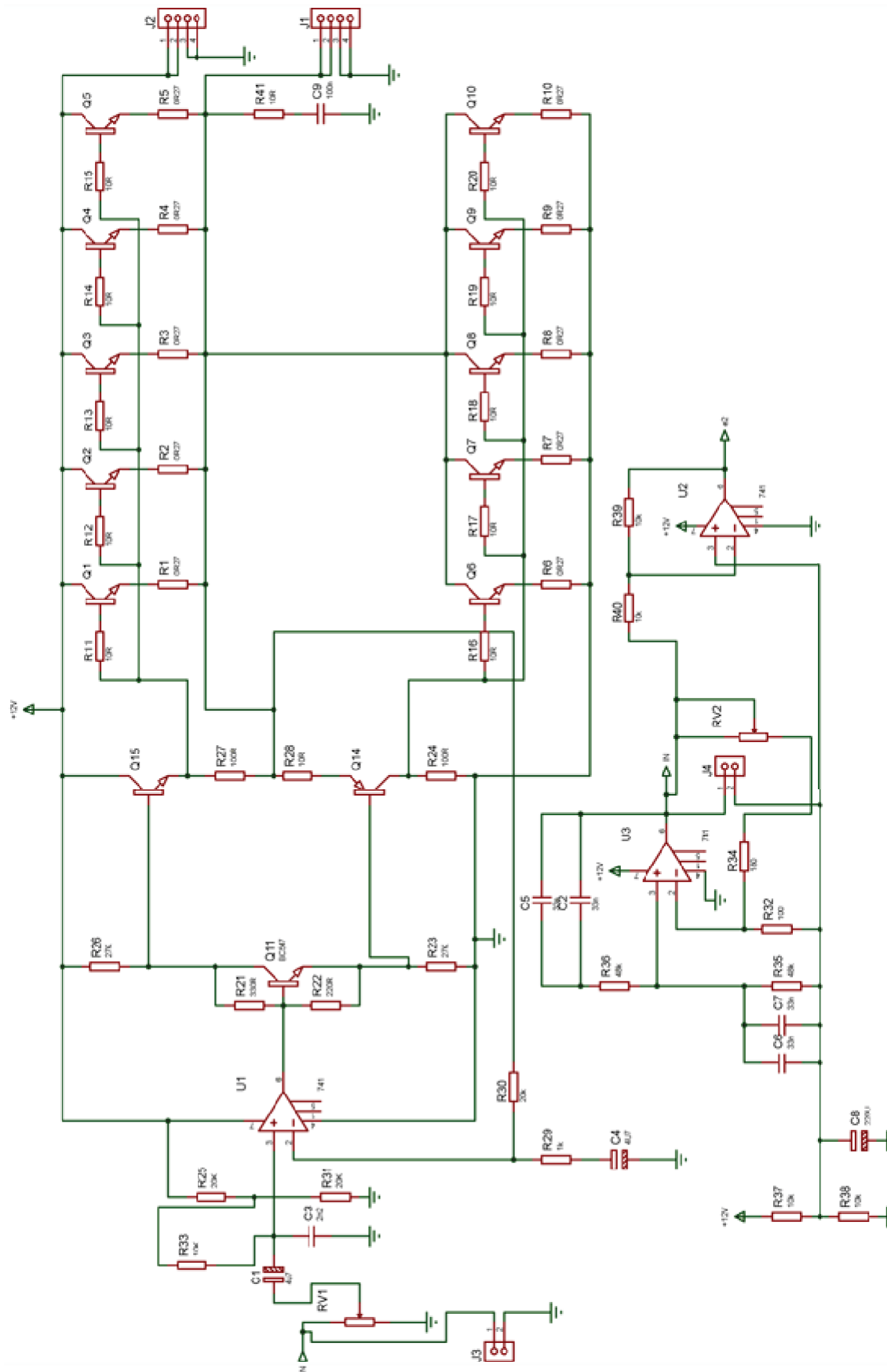


Fig. 3.1 : Schéma général de l'onduleur
(Présence d'un seul amplificateur de puissance classe AB)

Pour cela l'encadreur a créé une masse virtuelle (flottante) grâce à un diviseur de tension à base d'un pont de résistances R37 et R38 de valeurs égales à 10K. On a ajouté ensuite un condensateur de filtrage C8 de 220uF/25Volts pour éliminer les ondulations parasites du 50Hz. Donc la tension continue aux bornes de C8 est égale à 6Volt si $V_{cc} = 12 \text{ Volts}$

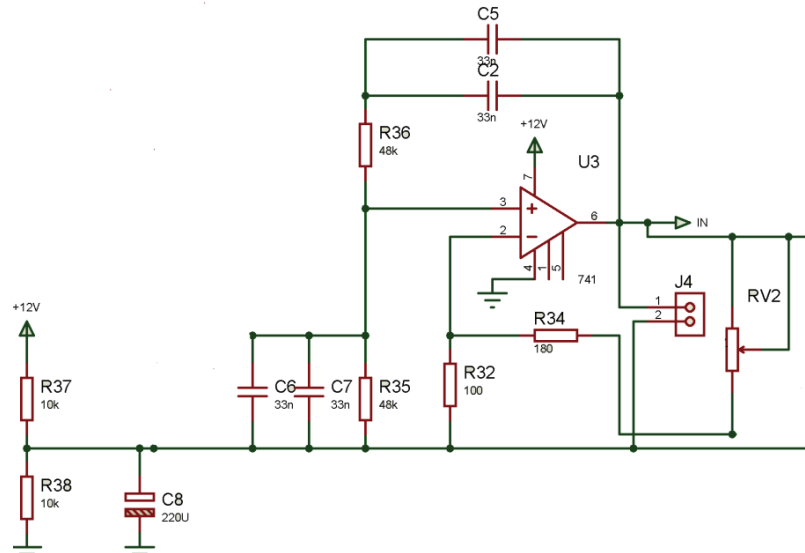


Fig. 3.2 : Principe du générateur sinusoïdal

La fréquence d'oscillation est donnée par :

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi R C} \quad (3.1)$$

Pour avoir $f_0 = 50 \text{ Hz}$, on a choisi $R=48 \text{ K}$ et on a trouvé $C=66.34 \text{ nF}$.

Donc $R=R35=R36=48 \text{ K Ohms}$ et on a placé deux capacités de 33 nF en parallèles pour obtenir 66 nF , donc $C=C6//C7=C2//C5=66 \text{ nF}$.

Le gain de la contre réaction pour obtenir des oscillations stables est :

$$B = \frac{R32}{R32 + R34} = \frac{1}{3} \quad (3.2)$$

À la fréquence 50 Hz .

On a choisi $R32=100 \text{ Ohms}$ et $R34=180 \text{ Ohms}$ et on a ajouté une résistance variable $RV2=100 \text{ Ohms}$ pour bien ajuster B pour le démarrage des oscillations.

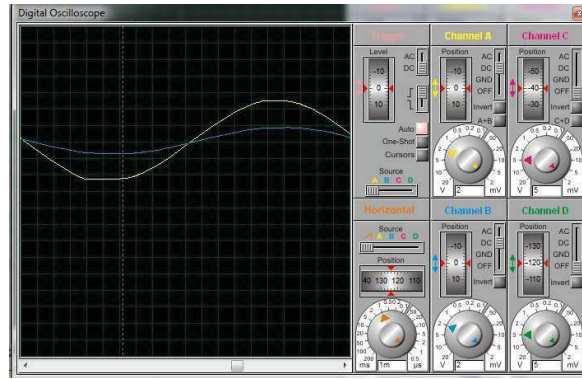


Fig.3.3 : Signaux du générateur sinusoïdal :
en jaune : la sortie, en bleu : l'entrée e- de U3.

On constate sur la figure 3.3, le décalage des deux signaux d'à peu près 6Volts dû à la masse virtuelle. L'amplitude maximale est de 5Volt à la sortie de U3 et de 2 volts à l'entrée e-.

3.2.2 L'inverseur à ampli opérationnel

Le principe de l'inverseur est donné à la figure 3.4.

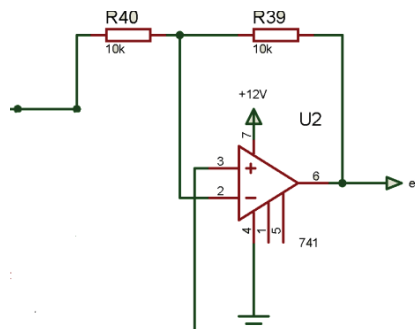


Fig. 3.4 : Schéma de l'inverseur

Comme expliquer au chapitre 2, le gain de l'inverseur est $Av = \frac{Vs}{Ve} = -\frac{R39}{R40} = -1$. On

a choisi $R39=R40=10\text{ KOhms}$.

V_e étant la tension venant de la sortie du précédant générateur entrant par la résistance R40 et V_s étant la sortie de l'AO U2 (PIN6). Cette sortie va à l'entrée (e2) du deuxième amplificateur de puissance classe AB pour avoir le mode bridgé.

L'entrée e+ de U2 est raccordée à la masse virtuelle, puisque U2 fonctionne aussi sous la tension 12V de la batterie uniquement.

La figure 3.5 représente les tensions à l'entrée et à la sortie de l'inverseur.

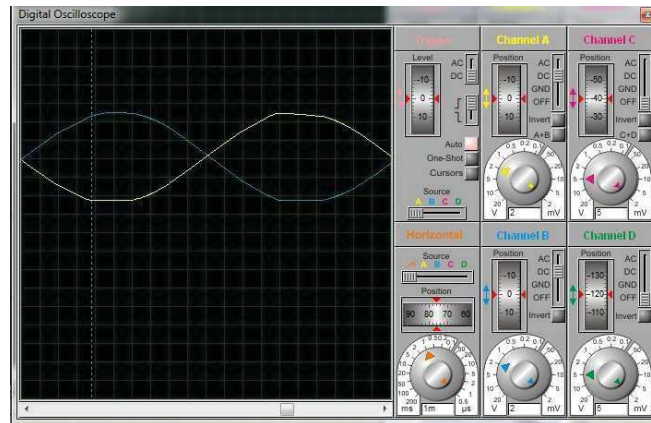


Fig. 3.5 : Signaux à l'entrée et à la sortie de l'inverseur.

En jaune : la sortie, en bleu : l'entrée

On voit sur la figure 3.5 les signaux en opposition de phase ainsi que la présence de la composante continue d'à peu près 6Volts dû à la masse virtuelle.

3.2.3 L'amplificateur de puissance classe AB

3.2.3.1 Le schéma de principe détaillé

Le schéma général est donné dans la figure 3.6. Pour multiplier deux fois la tension de sortie ou quatre fois la puissance de sortie on a besoin de deux montages comme celui de la figure 3.6. Dans ce cas la charge, dans notre cas c'est un transformateur de 12V/220V, est placée entre les deux sorties de ces deux amplificateurs appelées S1 et S2.

Le schéma de la figure 3.6 est le même que celui de la figure 2.9, on a ajouté seulement suivant [10] d'autres transistors de puissances en parallèles pour augmenter le courant de sortie suivant la puissance de la charge. Effectivement, on a placé 5 transistors de puissance NPN en haut de l'amplificateur pour amplifier l'alternance positive à la place d'un seul transistor de puissance NPN et on a placé aussi 5 transistors de puissance NPN en bas pour amplifier l'alternance négative à la place d'un seul transistor de puissance NPN.

Les résistances de 10Ohms/1/4 de Watts sont placées aux bases des 10 transistors de puissance pour une protection contre une éventuelle panne de l'un des transistors et les résistances de 0.27 Ohms/5Watts servent comme protection contre un surplus du courant de l'émetteur dans chaque transistor de puissance. Dans le cas d'un surplus de courant, la résistance de l'émetteur se coupe et le fusible aussi pour protéger les autres transistors.

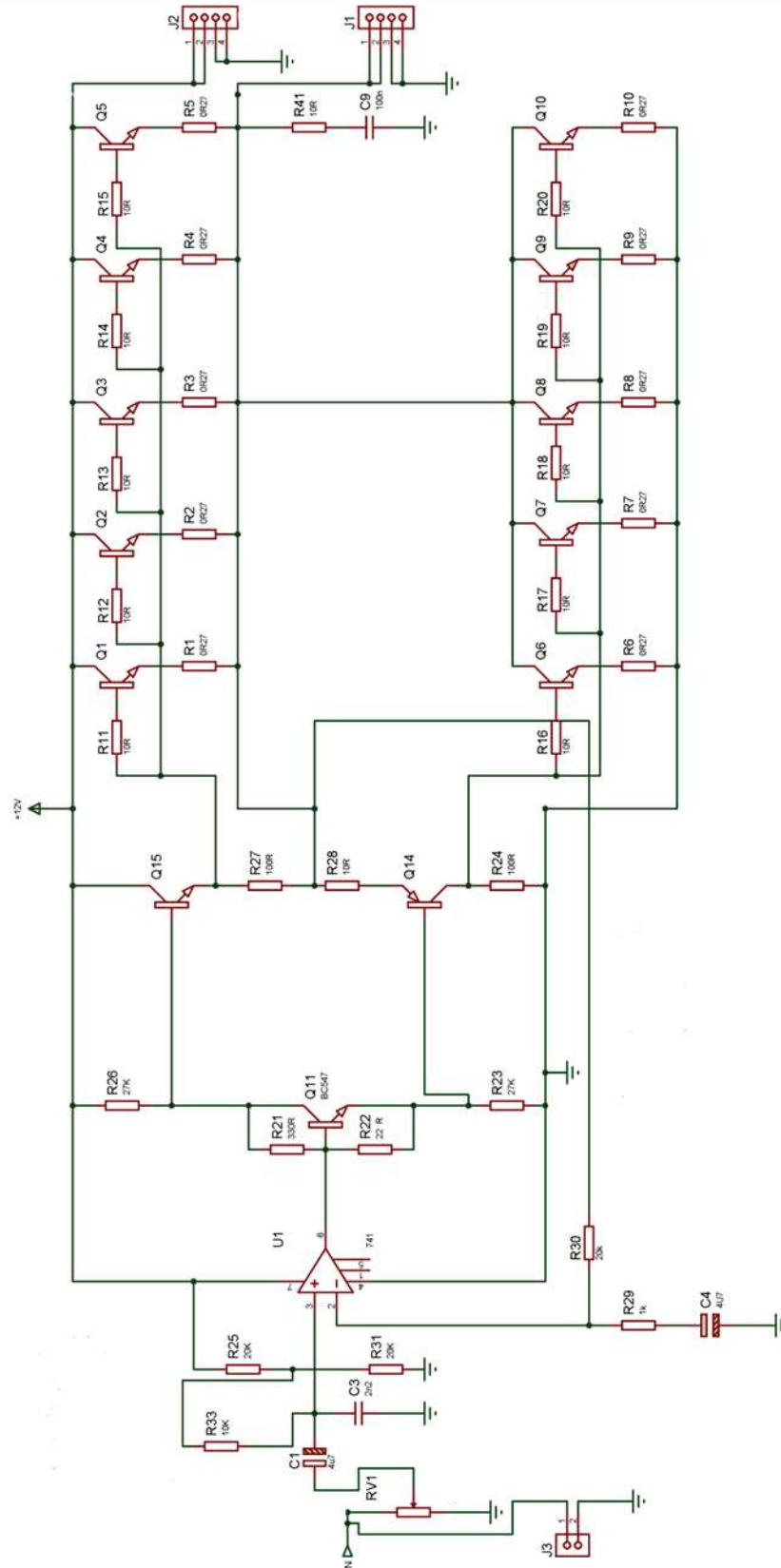


Fig. 3.6 : Schéma de l'amplificateur de puissance classe AB [6-10] amélioré

Ce schéma est issu des références [6-10] avec une amélioration. La puissance de sortie est :

$$P_S = V_{eff} I_{eff} = \frac{V_{smax}^2}{2R_L} \quad (3.3)$$

Puisque c'est un amplificateur à alimentation unique V_{cc} , $V_{smax} = \frac{V_{cc}}{2}$ et donc :

$$P_S = \frac{V_{cc}^2}{8 R_L} \quad (3.4)$$

Donc pour augmenter la puissance, il faut diminuer R_L puisque V_{cc} est limitée à 12Volts, c'est-à-dire augmenté le courant de sortie :

$$I_{smax} = \frac{V_{smax}}{R_L} = \frac{V_{cc}}{2R_L} \quad (3.5)$$

Pour cela on utilise le secondaire d'un transformateur à faible pertes monté en élévateur de tension, figure 3.7.

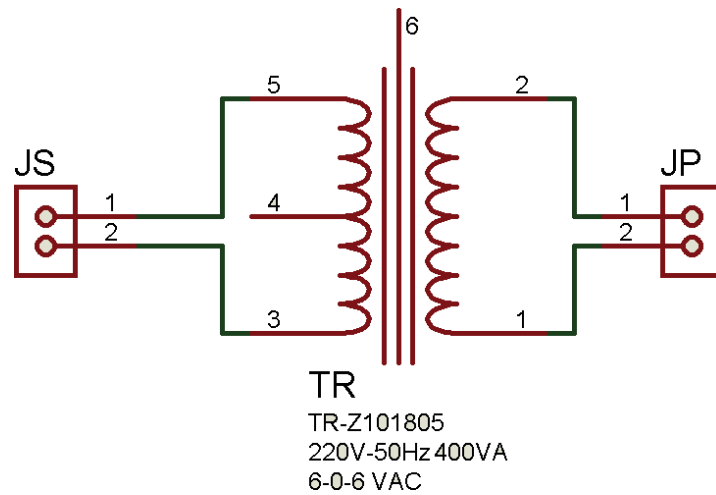


Fig. 3.7 : Raccordement du transformateur de sortie en élévateur

Le secondaire du transformateur (12Volts) est raccordé au connecteur JS et le primaire (220Volts) est raccordé au connecteur JP.

Le connecteur JS est raccordé aux deux sorties J1(S1 et S2) des deux amplificateurs de puissance et le connecteur JP est raccordé à la charge, par exemple un moteur 220V/350 Watts (pompe à eau), figure 3.8. Dans cette figure la liaison en bleu foncé veut dire que l'entrée de l'ampli 2 vient du générateur sinusoïdal de l'ampli 1 mais inversé (mode bridgé).

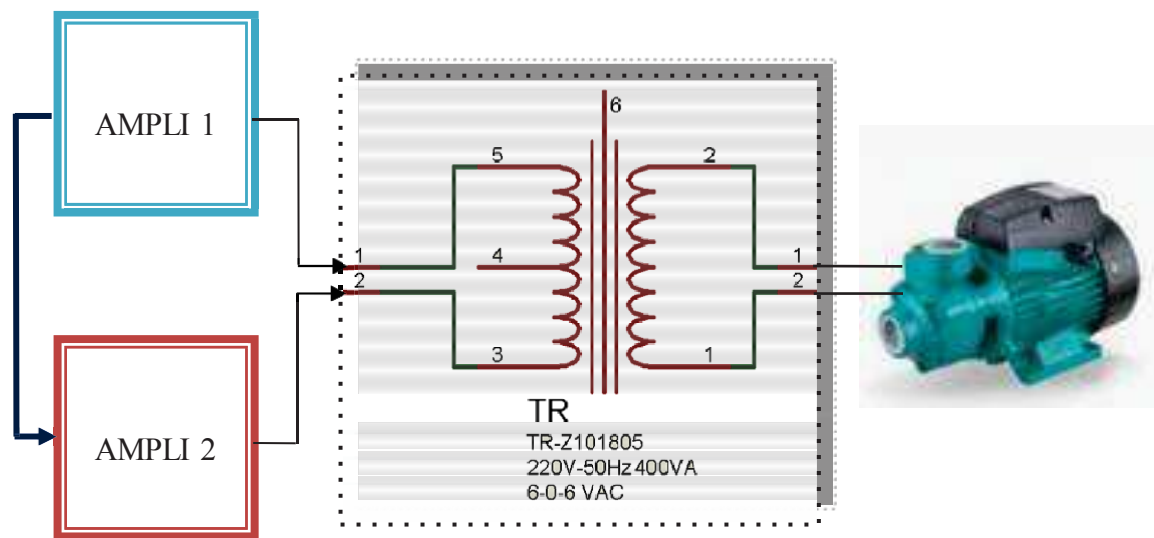


Fig. 3.8 : Principe du branchement de la pompe

3.2.3.2 Calcul des courants

Pour que le transfert d'énergie ou de puissance soit maximal, il faut que la puissance à l'entrée du transformateur soit égale à la puissance à la sortie du transformateur, c'est-à-dire :

$$P_1 = P_2 \Leftrightarrow V_1 I_1 = V_2 I_2 \quad (3.6)$$

Avec P_1 est la puissance de sortie de l'amplificateur de puissance bridgé et P_2 étant la puissance de la charge, 350 Watts dans notre cas.

De l'équation (3.6), on peut déterminer I_1 et I_2 comme suit :

$$I_1 = \frac{P_1}{V_1} \text{ et } I_2 = \frac{P_2}{V_2} \quad (3.7)$$

V_1 étant la tension de sortie de l'amplificateur de puissance bridgé, donc $V_1 = 2 \times \frac{V_{CC}}{2} = V_{CC}$ et $P_1 = 350$ Watts, la puissance de la pompe, donc :

$$I_1 = \frac{350}{12} = 29A \quad (3.8)$$

Donc le courant de sortie de l'amplificateur de puissance bridgé doit être égal au moins à 29 Ampère pour supporter la puissance de la charge, par conséquent les courants des collecteurs des transistors de puissance doivent supporter ce courant aussi.

Pour cela, on a utilisé pour chaque amplificateur 5 transistors de puissance pour l'alternance positive et 5 transistors de puissance pour l'alternance négative comme illustré dans la figure 3.6.

Parmi les transistors bipolaires de puissance disponible au laboratoire, on a choisi des BD 249C qui présentent un fort courant $I_{C\max}$ de 40 Ampère, une tension VCE de blocage de 100Volts et une puissance dissipée maximale de 125 Watts, voir annexe 1 joint.

En fonctionnement normal $I_{CN}=25$ Ampère et puisque on a besoin de 29 Ampère, on a choisi de placer uniquement 3 transistors BD 249C à la place de 5 transistors pour chaque transistor de puissance dans le montage final, donc un facteur de sécurité en courant entre 2 et 3.

La figure 3.9 représente les tensions obtenues à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur de la figure 3.6.

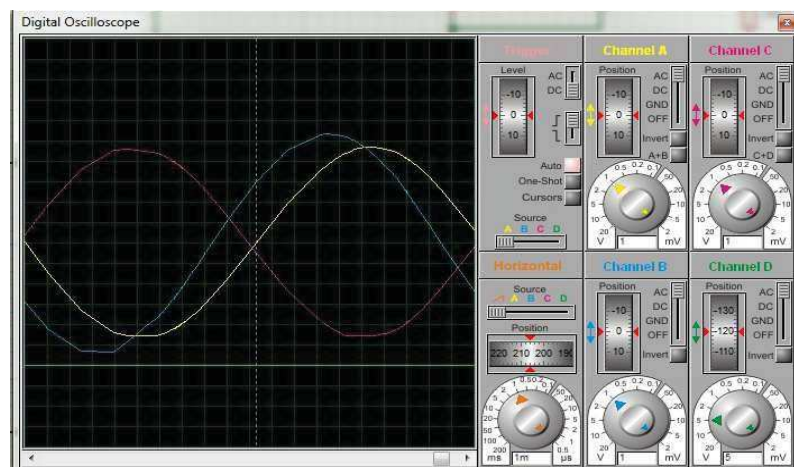


Fig. 3.9 : Signaux pris dans un seul amplificateur de puissance

Couleur jaune : entrée, couleur Bleu : sortie,

Couleur mauve : sortie de l'inverseur.

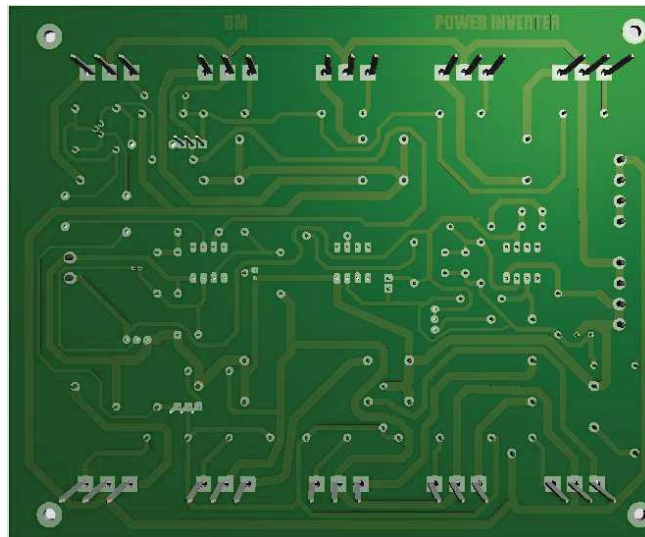
Le signal d'entrée est le signal de sortie du générateur sinusoïdal et va à l'entrée AMPLI 1, il a une amplitude de 4.8 Volt et une fréquence de 50Hz. Le signal de sortie a une amplitude maximale de 5.4Volt et de même fréquence 50Hz. Le troisième signal est celui provenant de la sortie de l'inverseur, il est inversé par rapport à celui de l'entrée et de même amplitude. Ce signal inversé va à l'entrée du deuxième amplificateur de puissance AMPLI 2. On constate sur la figure 3.9 un léger déphasage causé par la capacité C4, il faut encore augmenter sa valeur.

Après avoir vu la partie simulation, nous allons passer à la réalisation pratique et les tests.

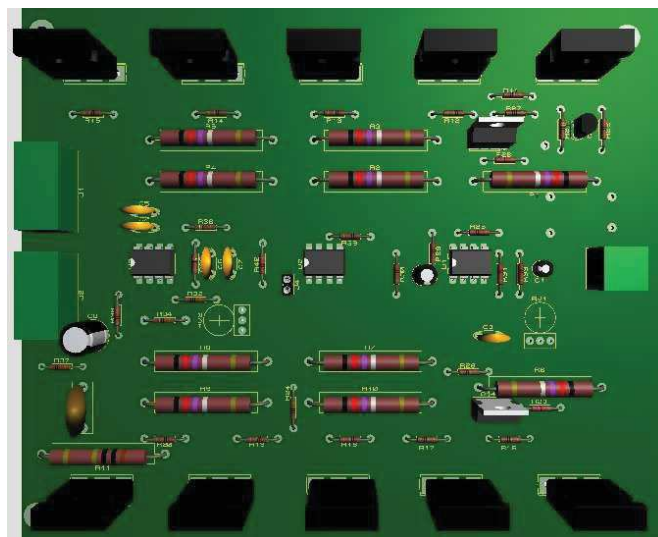
3.3. Réalisation pratique et tests

Pour la réalisation pratique, on a mis les trois montages précédant dans un seul typon pour la réalisation du circuit imprimé. Puisque notre montage est un amplificateur classe AB bridgé, on a réalisé deux fois le même circuit imprimé.

La figure 3.10 représente le typon d'un seul circuit imprimé et sa face composants.



(a)



(b)

Fig.3.10 : Vue d'ensemble de l'amplificateur de puissance classe AB :

(a) Coté pistes (b) coté composants

On voit sur cette figure les 10 transistors de puissance et les 10 résistances branchées aux émetteurs pour leurs protections.

On voit aussi les 2 transistors d'attaques ou Driver, le TIP 41C et le TIP 42C, pour piloter les transistors de puissance. Ces 2 transistors avec les transistors de puissance constituent une paire de transistors Darlington de forte puissance.

De même on voit sur la figure 3.10 (b) les 3 amplis opérationnels qui ont pour rôle respectueusement de gauche à droite, le 1er génère le signal sinusoïdal de fréquence 50Hz, le 2^{ème} est l'inverseur et le 3^{ème} constitue l'étage de l'entrée différentiel de l'amplificateur.

La figure 3.11 représente le circuit imprimé de l'amplificateur réalisé au laboratoire des circuits imprimés de la faculté de technologie. La partie sombre est causée par l'ombre de la salle.

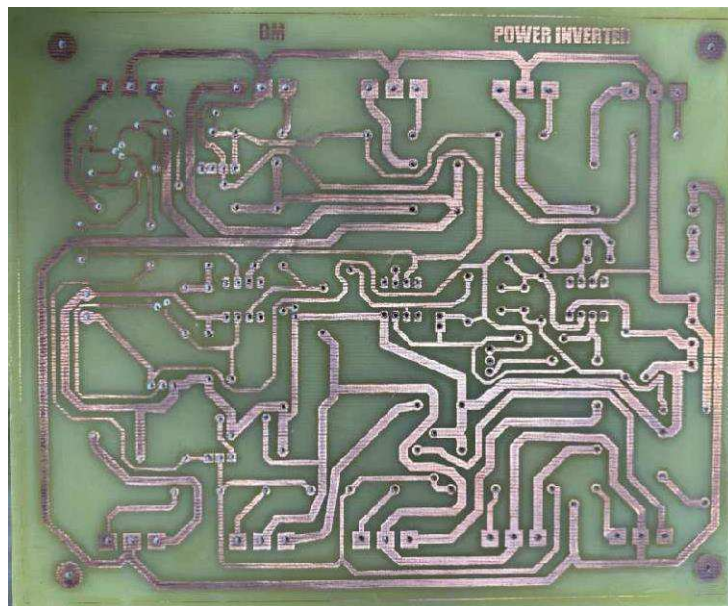


Fig. 3.11 : Réalisation du circuit imprimé

Donc pratiquement nous avons réalisé deux circuits imprimés comme celui de la figure 3.11, donc deux amplificateurs de puissance classe AB et nous les avons raccordés en mode bridge pour obtenir une tension de sortie double et une puissance de sortie quadruple.

La figure 3.12 représente la réalisation pratique finale de tout le montage amplificateur de puissance classe AB bridgé après insertion des composants et soudure.

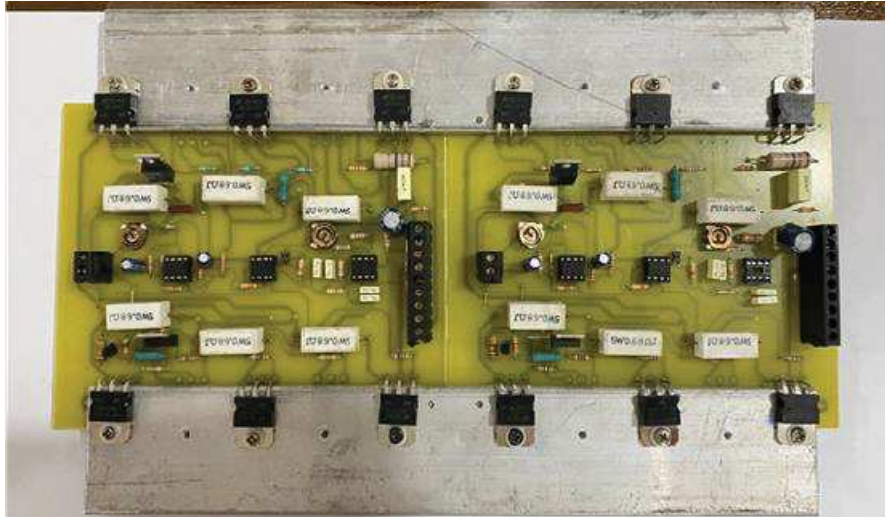


Fig. 3.12 : Soudure et assemblage de l'amplificateur de puissance bridgé

Dans la figure 3.12, nous avons associé deux amplificateurs de puissance classe AB identique. Nous avons utilisé seulement 6 transistors de puissance BD 249C parmi les 10 pour chaque amplificateur. Puisque nous avons besoin d'un seul générateur sinusoïdal de fréquence 50 Hz nous avons enlevé un uA 741 de l'amplificateur de puissance de droite car son entrée est prise de l'étage inverseur venant du premier générateur sinusoïdal du premier amplificateur de puissance de gauche.

On voit sur cette figure deux grands refroidisseurs en aluminium pour dissiper la chaleur des transistors de puissance et les six résistances blanches en céramiques pour la protection des jonctions base-émetteur contre un surplus du courant de l'émetteur.

Les deux grands connecteurs servent pour alimenter les deux amplificateurs bridgés par les 12Volts de la batterie et contiennent les deux sorties et les masses. La sortie résultante est bien sûr flottante (sans la masse) et va directement au secondaire du transformateur 12 Volts /220Volts/400 VA.

La figure 3.13 représente le montage final avec comme charge une lampe à LED et un lecteur VCD.

Dans cette figure, on voit le montage le l'amplificateur de puissance bridgé inséré dans un boîtier métallique que nous avons trouvé dans la casse. Le transformateur étant à l'extérieur du boîtier par manque de place.

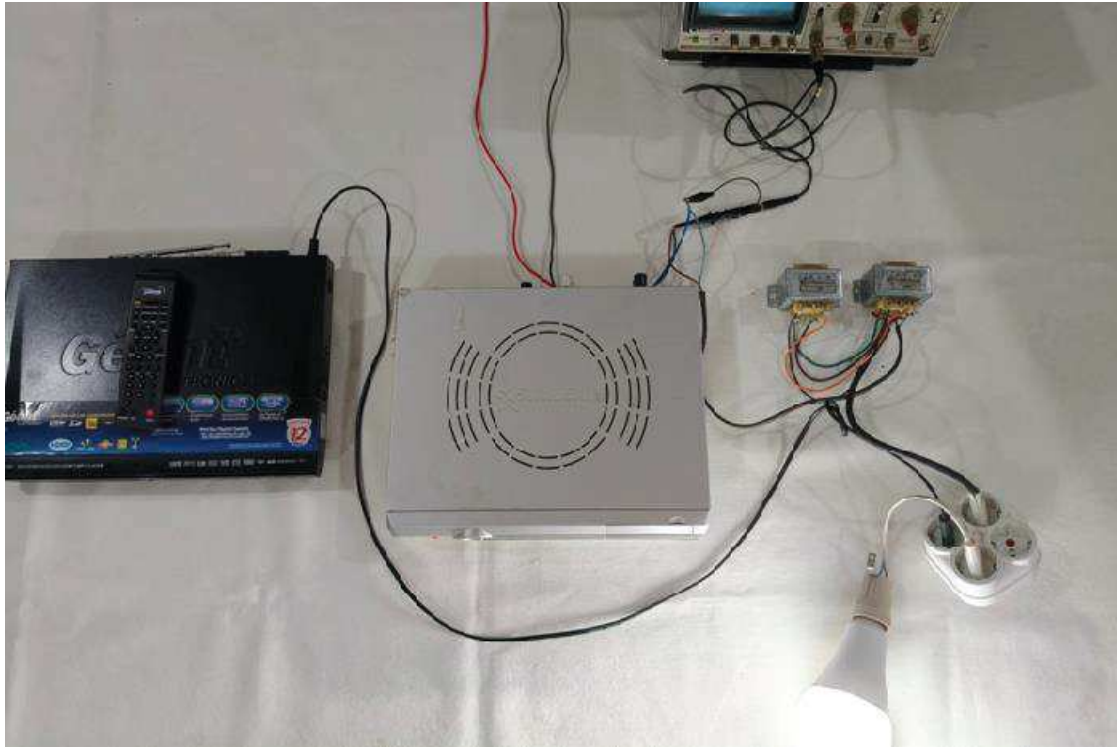


Fig.3.13 : Montage final assemblé avec charges

Nous avons réalisé ce projet en fonction des composants disponibles au laboratoire d'électronique comme mentionné plus haut. Comme la sortie de cet amplificateur est bridée, elle fournit une tension maximale égale à V_{CC} en négligeant les pertes causées par les tensions de saturation des transistors de puissance. Il fallait que la tension efficace V_{eff} du secondaire du transformateur soit adaptée à la tension maximale de la sortie bridée de l'amplificateur, c'est-à-dire :

$$V_{eff} = \frac{V_{CC}}{\sqrt{2}} \quad (3.9)$$

Si on choisit $V_{CC} = 12Volts$, la tension d'une batterie, donc :

$$V_{eff} = \frac{12}{\sqrt{2}} = 8,5V \approx 9V$$

Puisque on n'a pas trouvé au labo un grand transformateur de 9V/220V/400VA, nous avons utilisé des transformateurs de 12V/220V/36VA disponible au labo pour l'essai.

On a effectué des essais à vide et avec une lampe à LED de 220V/25Watts comme charge et $V_{CC} = 12Volts$.

A vide on a constaté que la tension de sortie maximale de chaque amplificateur de puissance ne dépassée pas 5 Volts à la place de la valeur théorique de $\frac{V_{cc}}{2} = 6 \text{ Volts}$. Cette diminution est causée par les tensions V_{CE} de saturations (V_{CE_s}) des transistors de puissance. Effectivement dans la figure 3.6, la tension de sortie maximale de chaque amplificateur de puissance est par exemple pour l'alternance positive $V_{smax} = \frac{V_{cc}}{2} - V_{CE_s}$, de même pour l'alternance négative.

Au départ on a voulu utiliser un amplificateur de puissance classe D à base de transistors de puissance MOSFETs avec une modulation PWM car en mode bloqué/saturé la résistance de saturation $R_{D(ON)}$ des MOSFETs est presque nulle. La non-disponibilité des transistors de puissance MOSFETs au laboratoire d'électronique nous a conduit à changer d'avis et on a choisi un amplificateur de puissance classe B et ensuite AB à base de transistors de puissance bipolaires disponibles au labo.

En charge, avec la Lampe à LED de 220Volts/25 Watts branchée au primaire du transformateur et dont le secondaire est branché à l'amplificateur bridgé, la lampe s'est allumée mais la tension à ses bornes ne dépassait pas 140 Volts efficaces mesurée par un multimètre en position 500 Volts AC. Ceci est dû à la tension de sortie maximale en charge de l'amplificateur bridgé qui ne dépassée pas 8 Volts et les transformateurs disponibles au labo étaient des $220 \text{ V}/2 \times 6\text{V}$ et des transformateurs de $220 \text{ V}/12\text{V}$, donc de valeurs efficaces 12 Volts supérieure à 8 Volts max.

Puisque le laboratoire d'électronique ne dispose que de ces transformateurs, il fallait augmenter la tension de sortie de l'amplificateur à une valeur maximale de $12\sqrt{2} = 17 \text{ Volts}$. Dans ce cas la tension d'alimentation V_{cc} de l'amplificateur doit être au moins égale à 17Volts ; et donc en incluant les pertes causées par les tensions de saturation des transistors de puissance on a augmenté V_{CC} jusqu'à 20 Volts à vide ; et donc en charge on a opté pour une tension $V_{CC} = 24 \text{ V}$, donc équivalent à une batterie de 24 Volt ou deux batteries de 12Volts montées en série.

Rem1 : On peut remédier à ces problèmes si on construit nous-mêmes le transformateur pour l'adapter à nos besoins sans augmenter V_{cc} mais nous n'avons ni le temps ni le matériel nécessaire pour fabriquer notre transformateur.

Les tableaux suivants représentent les tests et les mesures effectués pratiquement, sans charge et avec charge avec une tension $V_{cc} = 24\text{Volts}$.

Tableau 1 : Sans charge

Paramètres	V_{cc} (V)	$V_{S1S2-eff}$ (V)	Sortie transformateur (V)
Sans transformateur	25	15.6	0
avec transformateur	21.2	13.6	215

Tableau 2 : Avec charge (Lampe à LED 25 Watts +lecteur VCD en position Play)

Paramètres	V_{cc}	$V_{S1S2-eff}$ (V)	Sortie transformateur (V)
Avec transformateur	18	9.7	171

Rem2 : Pour passer d'une alimentation par batterie de 24 Volts à une batterie de 12 Volts, il faut ajuster les deux résistances variables RV1 pour enlever la saturation des transistors de puissance de l'amplificateur bridgé. Si $V_{cc} = 12 Volts$, l'onduleur fonctionne normalement avec la lampe à LED mais le lecteur VCD ne peut pas démarrer par manque de tension.

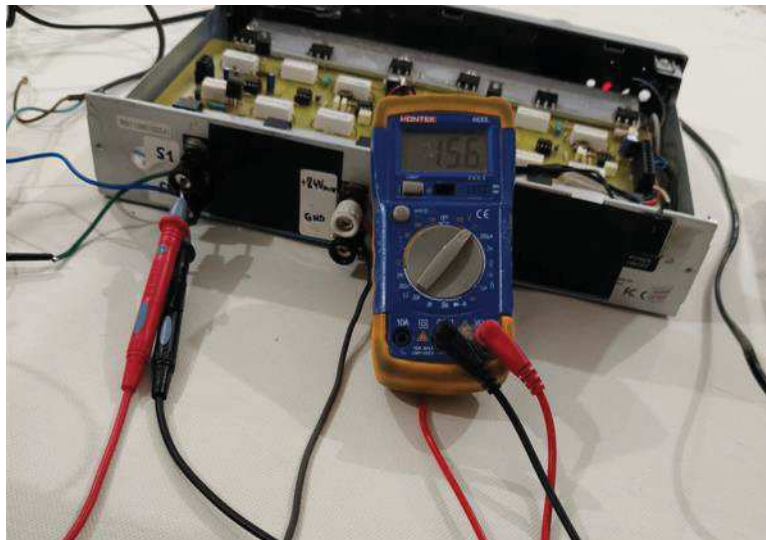


Fig.3.14 : Mesure de la tension de sortie de l'onduleur sans les 2 transformateurs

La figure 3.14 représente la mesure de la tension de sortie de l'onduleur, donc entre les 2 sorties S1 et S2 de l'amplificateur de puissance bridgé, on lit 15.6 Volts efficaces sans les transformateurs, donc à vide avec une tension d'alimentation de 24 Volts.

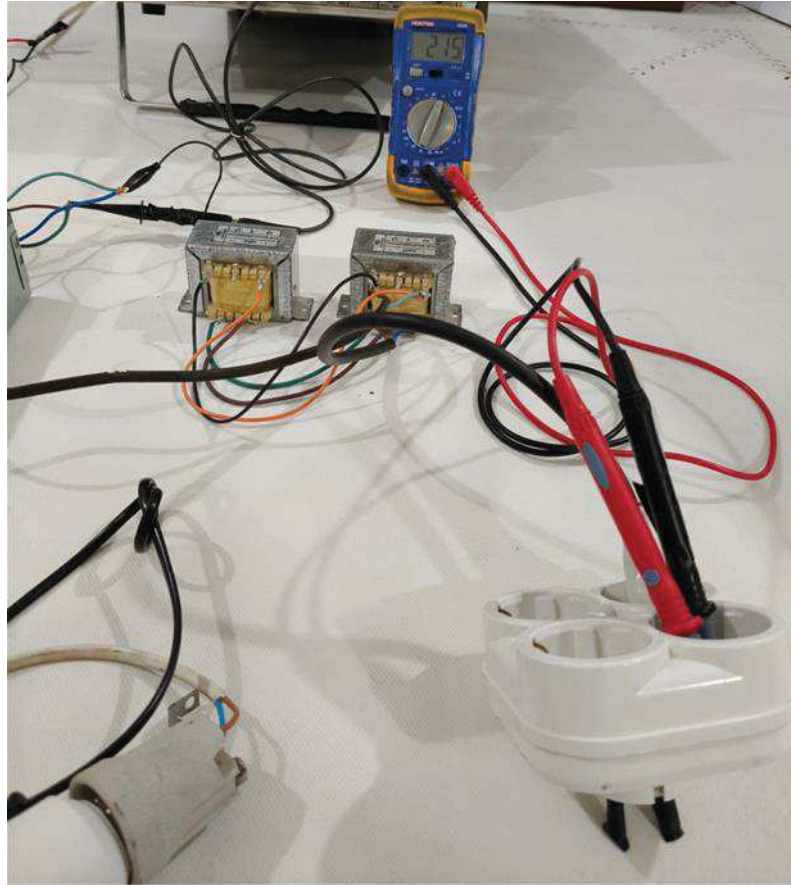


Fig.3.15 : Mesure de la tension de sortie

La figure 3.15 représente la mesure de la tension de sortie aux bornes des primaires des 2 transformateurs qui sont raccordés en parallèles, on lit donc 215 Volt sans la charge. On voit aussi à l'oscilloscope le signal sinusoïdal à la sortie de l'onduleur, donc aux bornes des secondaires des 2 transformateurs qui sont raccordés aussi en parallèles.

La figure 3.16 représente le signal de sortie de l'onduleur vu à l'oscilloscope, on lit une valeur crête de plus de 20 Volts car le calibre est sur 5Volts/division et une période de 20 ms donc une fréquence de 50Hz.



Fig.3.16 : Mesure de la tension de sortie à l'oscilloscope

La figure 3.17 représente l'onduleur en état de marche raccordé à une lampe à LED et un lecteur VCD en position Play via les 2 transformateurs.

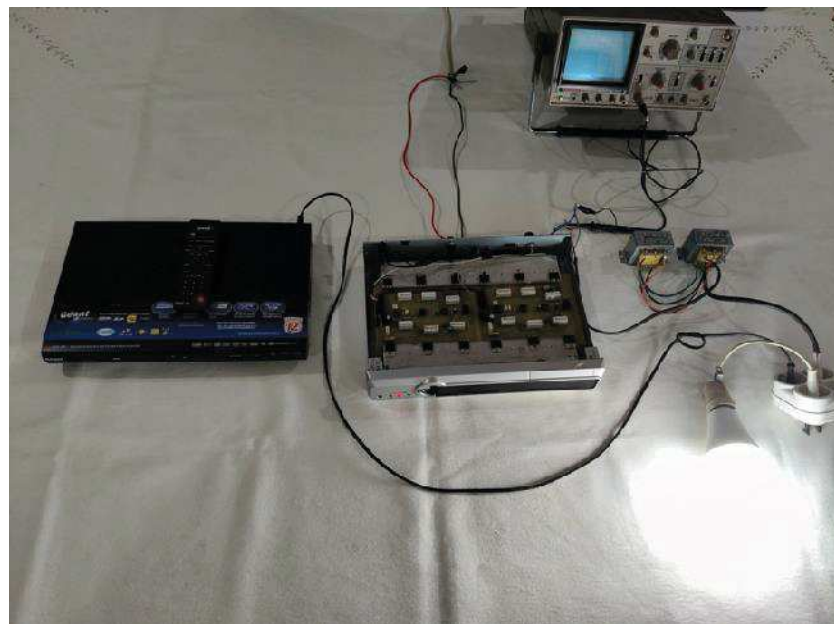


Fig.3.17 : L'onduleur en état de marche avec charges

La figure 3.18 représente le lecteur VCD en état de marche, voir son afficheur.



Fig.3.18 : L'onduleur en état de marche avec le VCD en position Play et la lampe allumée

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons fait la simulation et la réalisation pratique de l'onduleur à base d'un amplificateur de puissance bridgé. Partant d'un simple oscillateur à pont de Wien nous avons réalisé un générateur sinusoïdal de fréquence 50 Hz. Ce générateur sinusoïdal a servi comme tension d'entrée de notre amplificateur de puissance bridgé et par suite pour notre onduleur qui fournit du 220V/50Hz à partir de V_{cc} . Les mesures faites à la sortie de l'onduleur sont très satisfaisantes malgré l'utilisation de transformateurs 220Volts/12Volts de faible puissance 36VA.

Conclusion générale et perspectives

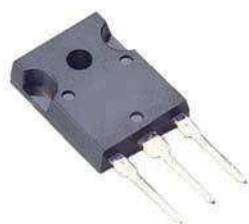
Ce projet nous a permis de valider une idée que nous avions au début, à savoir la conception et la réalisation d'un onduleur à partir d'un amplificateur de forte puissance.

Après avoir fait un rappel sur les différents amplificateurs de puissance existants dans la littérature, nous avons opté pour un amplificateur de puissance classe B et puis AB pour éliminer les distorsions du signal de sortie. L'entrée de cet amplificateur est réalisée grâce à un ampli opérationnel pour avoir une contre réaction série parallèle entre l'entrée et la sortie. Pour le signal d'entrée nous avons choisi un oscillateur à circuits RC, un pont de Wien à base d'un ampli opérationnel pour obtenir la fréquence du secteur, à savoir 50Hz.

Pour obtenir un amplificateur de grande puissance nous avons utilisé le mode bridgé et pour cela il fallait une inversion du signal d'entrée. Pour inverser le signal d'entrée nous avons utilisé un simple inverseur à base d'un ampli opérationnel. Puisque notre onduleur fonctionne sous une tension V_{cc} venant d'une batterie et les amplis opérationnels fonctionnent majoritairement sous une tension $\mp V_{cc}$, il fallait créer une masse virtuelle grâce à un pont de résistances. Pour les tests nous n'avons pas trouvé aux labos un transformateur de grande puissance et c'était pratiquement l'unique obstacle. En résumé ce mémoire de fin d'études nous a permis de consolider notre niveau théorique et pratique et nous espérons à l'avenir concevoir d'autres onduleurs avec d'autres idées.

BD249E / BD250E

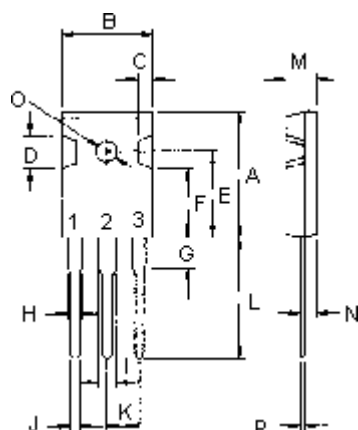
Complementary Power Transistors



Designed for use in general purpose power amplifier and switching applications.

Features:

- Collector-Emitter sustaining Voltage.
 $V_{CEO(sus)} = 100V$ (Minimum)
- DC Current Gain $h_{FE} = 25$ (Minimum) at $I_C = 1.5A$.
- Current Gain Bandwidth Product $f_T = 3.0MHz$ (Minimum) at $I_C = 1.0A$.



- Pin 1. Base
2. Collector
3. Emitter

Dimensions	Minimum	Maximum
A	20.63	22.38
B	15.38	16.20
C	1.90	2.70
D	5.10	6.10
E	14.81	15.22
F	11.72	12.84
G	4.20	4.50
H	1.82	2.46
I	2.92	3.23
J	0.89	1.53
K	5.26	5.66
L	18.50	21.50
M	4.68	5.36
N	2.40	2.80
O	3.25	3.65
P	0.55	0.70

Dimensions : Millimetres

NPN	PNP
BD249C	BD250C

25 Ampere
Complementary
Silicon Power
Transistors
100 Volts
125 Watts



TO-218

Maximum Ratings

Characteristic	Symbol	Rating	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	100	V
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	115	
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	5.0	
Collector Current-Continuous -Peak	I_C	25 40	A
Base Current	I_B	5	
Total Power Dissipation at $T_C = 25^\circ C$ Derate above $25^\circ C$	P_D	125 1.0	W W/ $^\circ C$
Operation and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{STG}	-65 to +150	$^\circ C$



REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] Luc lasne. Electronique de puissance, DUNOD.
- [2] Muhammad H. Rashid. Power Electronics, Devices, Circuits, and Applications
- [3] Chikhaoui A. Mémoire de master 2025 : Etude et réalisation d'un onduleur triphasé à PWM et à commande variable
- [4] Guy Chateigner et all. Manuel de génie électrique, ed DUNOD.
- [5] Malvino. Principes d'électronique, ed MC GRAW-HILL
- [6] Benyarou Mourad. Cours d'électronique fondamentale 2 (2017).
- [7] Steven T. Karris. Electronic devices and amplifier circuits, ed ORCHARD, PUBLICATIONS ISBN 10: 1-934404-14-4
- [8] Marc Correvo. Systèmes électroniques : Cours\Chap2, Les amplificateurs de puissance,
- [9] Jöhl N.et Declercq M. Amplificateurs de puissance cours de systèmes électroniques
- [10] Benyarou Mourad. Les multiplicateurs de puissance
https://www.researchgate.net/publication/335475034_Les_multiplicateurs_de_puissance
- [11] Milsant F. Cours d'électronique, Tome 4-contre réaction oscillation transformation des signaux, ed EYROLLES
- [12] Dattee F.et Della Maestra S. Ampli op.-travaux pratiques et diriges, ed VUIBERT ISBN : 2 7117 4196 6
- [13] RF power amplifiers / Marian K. Kazimierczuk. – Second edition. Includes bibliographical references and index. ISBN 978-1-118-84430-4
- [14] Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers Third edition:
Andrei Grebennikov Marc J. Franco : <https://www.elsevier.com/books-and-journals>
- [15] Switchmode rf power amplifiers / By Andrei Grebennikov and Nathan O. Sokal. –1st edition ISBN 978-0-7506-7962-6

Résumé

Ce travail est dédié principalement à la conception d'un onduleur monophasé à base d'un amplificateur de puissance bridgé pour fournir une très grande puissance sous une tension VCC issue d'une batterie. Après une étude détaillée sur les différentes classes d'amplificateurs de puissance nous avons opté pour un amplificateur de puissance classe B et puis AB pour éliminer les distorsions du signal de sortie. Pour adapter les amplificateurs opérationnels à la tension VCC, nous avons créé une masse virtuelle pour que leur sorties et leurs entrées soient à $VCC/2$. Des simulations ont été faites ainsi que la réalisation pratique de l'onduleur monophasé. Les mesures par simulations et par des tests pratiques ont confirmé la robustesse de notre onduleur monophasé. Ce prototype d'onduleur peut être ajusté pour obtenir plus de puissance ou sous autres tensions.

Mots clés :

Onduleur monophasé, amplificateur de puissance classe AB bridgé, simulation, réalisation pratique

Abstract

This work is primarily dedicated to the design of a single-phase inverter based on a bridged power amplifier to deliver very high power at a voltage VCC from a battery. After a detailed study of the different classes of power amplifiers, we opted for a class B power amplifier, and then a class AB amplifier to eliminate distortions in the output signal. To adapt the operational amplifiers to the VCC voltage, we created a virtual ground so that their outputs and inputs are at $VCC/2$. Simulations were performed, as well as the practical implementation of the single-phase inverter. Measurements taken through simulations and practical tests confirmed the robustness of our single-phase inverter. This inverter prototype can be adjusted to obtain more power or to operate at other voltages.

Keywords:

Single-phase inverter, bridged class AB power amplifier, simulation, practical implementation

ملخص

يهدف هذا العمل بشكل أساسي إلى تصميم عاكس أحادي الطور يعتمد على مضخم طاقة جسري لتوفير طاقة عالية جدًا عند جهد VCC من بطارية. بعد دراسة تفصيلية لأنواع مضخمات الطاقة المختلفة، اخترنا مضخم طاقة من الفئة B، ثم مضخم طاقة من الفئة AB للتخلص من التشوهات في إشارة الخرج. ولتكيف مضخمات العمليات مع جهد VCC، أنشأنا أرضية افتراضية بحيث تكون مداخلها ومخارجها عند $VCC/2$. أجرينا محاكاة، بالإضافة إلى تطبيق عملي للعاكس أحادي الطور. أكدت القياسات التي تم الحصول عليها من خلال المحاكاة والاختبارات العملية متانة العاكس أحادي الطور. يمكن تعديل نموذج هذا العاكس للحصول على طاقة أكبر أو للعمل عند جهود أخرى.

الكلمات المفتاحية: عاكس أحادي الطور، مضخم طاقة جسري من الفئة AB، محاكاة، تطبيق عملي