

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Réf :.....



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الكهربائية
المرجع :.....

Thèse présentée en vue de l'obtention
du diplôme de
Doctorat en Electronique

Intitulée

**Conception et simulation d'un amplificateur audio haute performance
et basse consommation pour smartphone**

Présentée par :

Nour El Imane Bellili

Soutenue publiquement le 07 Décembre 2022

Devant le jury composé de :

Achour Saadoune	Professeur	Président	Université de Biskra
Khaled Bekhouche	MCA	Rapporteur	Université de Biskra
Abderezak Debilou	Professeur	Examineur	Université de Biskra
Lakhdar Dehimi	Professeur	Examineur	Université de Batna



*Now I know, when we have accumulated sufficient wealth to last our lifetime, we should pursue other matters that are unrelated to wealth...
Should be something that is more important :
Perhaps relationships, perhaps art, perhaps a dream from younger days ...
Non-stop pursuing of wealth will only turn a person into a twisted being, just like me.
God gave us the senses to let us feel the love in everyone's heart, not the illusions brought about by wealth.
The wealth I have won in my life I cannot bring with me.
What I can bring is only the memories precipitated by love.
That's the true riches which will follow you, accompany you, giving you strength and light to go on. Steve Jobs*

Dédicace

A mes chers parents

A mon cher frère

A mes chères sœurs

A ma chère grand-mère qui aurait tant voulu être là

A mes chères tantes

A ma famille

A mes amies

A ceux que j'aime et qui m'aiment

Imane

Remerciement

Je remercie Allah

Je remercie ma famille

Je remercie le directeur de ma thèse

Je remercie les membres du jury

Je remercie mes professeurs

Abstract

In recent years, class-D amplifier has received a lot of attention because, basically, of the need of high efficiency and low dissipation. Since it offers these competitive and exceeded advantages, it becomes the desired and has generated a great deal of interest. Traditional amplifiers have simple architecture but very low efficiency, which makes them a poor option. The class D amplifier came to replace them and take them out of the market, because of its high efficiency especially, after big development in MOSFET transistors.

This thesis is devoted to design and simulate an efficient architecture of class-D amplifier using OrCad/PSpice. Class-D amplifier has annoying drawbacks: the architecture complexity, adding to the non-linearity. These are the main dilemmas comparing to classes-A, B and AB. We propose a simple efficient architecture with a novel RC network which mimics classic amplifiers in terms of simplicity, but overcomes them in terms of efficiency, it decreases THD+N (decreases non-linearity) to a very low level, by 3 times more less than other architectures in state of the art. In addition, our architecture has obtained good results in terms of SNR and PSRR.

Keywords : *Class-D amplifier, Novel network RC, Design, Circuit, PSpice, Matlab, THD+N, SNR, PSRR, Efficiency*

Résumé

Ces dernières années, l'amplificateur de classe D a reçu beaucoup d'attention en raison, essentiellement, du besoin d'un rendement élevé et d'une faible dissipation. Puisqu'il offre ces avantages concurrentiels, il devient désirable et suscite beaucoup d'intérêt.

Les amplificateurs traditionnels ont une architecture simple mais un rendement très faible, ce qui en fait une mauvaise option. L'amplificateur de classe D est venu les remplacer et les retirer du marché en raison de son rendement élevé, en particulier après le développement important des transistors MOSFET.

Cette thèse est consacrée à la conception et la simulation d'une architecture efficace d'amplificateur de classe- D en utilisant OrCad/PSpice.

L'amplificateur de classe D a des inconvénients gênants : la complexité de l'architecture, et la non-linéarité. Ce sont les principaux dilemmes si on le compare aux classes-A, B et AB. Nous proposons une architecture simple et efficace avec un nouveau réseau RC qui rivalise les amplificateurs classiques en termes de simplicité, mais les dépasse en termes d'efficacité, elle diminue le THD+N (diminue la non-linéarité) à un niveau très bas, de 3 fois moins que les architectures existantes dans l'état de l'art. De plus, notre architecture a obtenu de bons résultats en termes de SNR et PSRR.

Mots clés : *Amplificateur de classe D, Nouveau réseau RC, Design, Circuit, PSpice, Matlab, THD+N, SNR, PSRR, Efficacité*

الملخص

في السنوات الأخيرة، حظي مكبر الصوت من الفئة D باهتمام كبير بسبب الحاجة إلى الكفاءة العالية والتبديد المنخفض. نظرًا لأنه يقدم هذه الميزات التنافسية، أصبح هو المطلوب وولد قدرًا كبيرًا من الاهتمام. تتميز مكبرات الصوت التقليدية ببنية بسيطة ولكن كفاءة منخفضة للغاية، مما يجعلها خيارًا سيئًا. جاء مضخم الصوت من الفئة D ليحل محلها ويخرجها من السوق بسبب كفاءته العالية خاصة بعد التطور الكبير في ترانزستورات الـ MOSFET.

تم تخصيص هذه الأطروحة لتصميم ومحاكاة بنية فعالة لمكبر الصوت من الفئة D باستخدام OrCad/PSpice. مكبر الصوت من الفئة D له عيبان مزعجان: البنية المعقدة، إضافة إلى اللاخطية. هذه هي المعضلات الرئيسية مقارنة بالفئات A و B و AB. نقترح بنية فعالة وبسيطة مع شبكة RC جديدة تحاكي مكبرات الصوت الكلاسيكية من حيث البساطة، ولكنها تتغلب عليها من حيث الكفاءة، تقلل من $THD + N$ (تقلل اللاخطية) إلى مستوى منخفض جدًا، بمقدار 3 مرات أقل من البنيات الحديثة الموجودة. بالإضافة إلى ذلك، بلغت البنية الخاصة بنا نتائج جيدة من حيث $PSRR$ و SNR .

الكلمات الرئيسية: مضخم صوت من الفئة D، شبكة RC جديدة، تصميم، دارة، PSpice، Matlab، $THD + N$ ، $PSRR$ ، SNR ، الكفاءة

Publications et communications

Publications internationales

Bellili, NEI, & Bekhouche, K. (2022). A simple architecture for high performance class-D audio amplifier with novel RC network as negative feedback loop. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 707-713.

Bellili, NEI, & Bekhouche, K. (2022). Class-D Audio Amplifier using Sigma-Delta ($\Sigma\Delta$) Modulator. *Indonesian journal of electrical engineering and Informatics*, 567-572.

Communications internationales

Bellili, NEI, & Bekhouche, K. (2018). Class-D audio amplifier using pulse width modulation. *2nd international conference on electrical engineering*. Biskra, Algeria.

Bellili, NEI, & Bekhouche, K. (2019). Class-D audio amplifier with high performance and high efficiency. *6th international conference on image and signal processing and their applications, ISPA*. Mostaganem, Algeria: IEEE.

Table de matières

Dédicace	III
Remerciement	IV
Abstract	V
Résumé	VI
الملخص	VII
Publications et communications	VIII
Table de matières	IX
Liste des figures	XIII
Liste des tableaux	XVI
Liste des acronymes	XVII
Introduction générale.....	1
Chapitre 1: Amplificateurs de puissance.....	3
1.1 Introduction.....	4
1.2 Amplificateur de puissance	4
1.2.1 Amplificateur de puissance classe A	4
1.2.2 Amplificateur de puissance classe B.....	5
1.2.3 Amplificateur de puissance classe AB	6
1.2.4 Amplificateur de puissance classe C.....	7
1.2.5 Amplificateur de puissance classe D	7
1.3 Amplificateur classe A	8
1.3.1 Amplificateur classe A à transistor bipolaire.....	8
1.3.1.1 Amplificateur à montage émetteur commun	8
1.3.1.2 Amplificateur à montage collecteur commun.....	10
1.3.1.3 Amplificateur à montage base commune	11
1.3.2 Amplificateur de classe A à transistor JFET	12
1.3.2.1 Amplificateur à montage source commune.....	13
1.3.2.2 Amplificateur à montage drain commun (suiveur en tension)	14
1.3.2.3 Amplificateur à montage grille commune (Convoyeur de courant)	15
1.4 Amplificateur classe B et AB.....	16
1.4.1 Amplificateur Classe B à transistors bipolaires	16
1.4.2 Amplificateur de classe B à transistors MOSFET	16

1.4.3 Amplificateur de classe AB à transistors bipolaires	17
1.4.4 Amplificateur de classe AB à transistors MOSFET	18
1.5 Amplificateur Classe C	18
1.6 Amplificateurs opérationnels	19
1.6.1 Intégrateur.....	19
1.6.2 Générateur onde triangulaire	20
1.7 Conclusion	21
Chapitre 2: Amplificateur de classe D	23
2.1 Introduction.....	24
2.2 L'évolution de l'amplificateur audio.....	24
2.3 Généralités sur l'amplificateur audio de classe D	24
2.4 Définition	26
2.5 Principe de fonctionnement.....	28
2.6 Les techniques de modulation de l'amplificateur de classe D	28
2.6.1 Modulation de largeur d'impulsion (MLI, en Anglais : PWM)	28
2.6.2 Modulation Sigma-Delta.....	30
2.6.3 Contrôle Bang-Bang.....	30
2.6.4 Auto-oscillant	31
2.7 Principaux étages d'amplificateur classe D utilisant MLI (PWM).....	32
2.7.1 Etage de Modulation de largeur d'impulsion.....	32
2.7.2 Intégrateur.....	33
2.7.3 Comparateur	34
2.7.4 Etage de commutation (switching)	35
2.7.5 Filtre passe bas du second ordre.....	35
2.8 Principaux étages d'amplificateur classe D utilisant modulation $\Sigma\Delta$ (PDM)	36
2.8.1 Modulation de densité d'impulsion (MDI, PDM : Pulse Density Modulation) ou modulation sigma-delta (SDM)	36
2.8.2 Quantificateur	37
2.9 Conclusion	37
Chapitre 3: Performances d'un amplificateur audio	39
3.1 Introduction.....	40
3.2 Sources de perturbation.....	40
3.2.1 Bruit.....	40
3.2.2 Distorsion.....	40

3.2.3 Sources de distorsion	41
3.2.3.1 Linéarité de référence triangulaire et bande passante	41
3.2.3.2 Quantification de la largeur d'impulsion	41
3.2.3.3 Temps mort	41
3.2.3.4 Temps de montée/descente asymétriques	41
3.3 Mesures de performance d'amplificateur audio	42
3.3.1 Distorsion harmonique totale + Bruit (THD + N)	42
3.1.2 Rapport signal sur bruit (SNR)	42
3.3.3 Taux de rejet de l'alimentation (PSRR)	42
3.3.4 Efficacité	43
3.4 A propos du haut-parleur	43
3.4.1 Principe de fonctionnement du haut-parleur	43
3.4.2 Types du haut-parleur	44
3.4.2.1 Haut-parleur électromagnétique	44
3.4.2.1.1 principe électromagnétique	45
3.4.2.1.2 Impédance d'un haut-parleur	45
3.4.2.2 Haut-parleur Piézoélectrique	46
3.4.2.2.1 Principe de fonctionnement	47
3.5 Convertisseur LLC résonnant comme alimentation de l'amplificateur	48
3.5.1 Structures des convertisseurs LLC	48
3.5.1.1 Convertisseur résonnant LLC à demi-pont	49
3.5.1.2 Convertisseur résonnant LLC à pont complet	50
3.5.1.3 Convertisseur résonnant TL-LLC (Three Levels : Trois Niveaux)	50
3.5.2 Fonctionnement	50
3.6 Conclusion	51
Chapitre 4: Résultats de simulation et discussion	52
4.1 Introduction	53
4.2 Schéma bloc diagramme d'amplificateur de classe-D	53
4.3 Explication des étages de base	54
4.3.1 Intégrateur	54
4.3.2 Rétroaction	55
4.3.2.1 Rétroaction négative	55
4.3.3 Comparateur	57
4.3.4 Générateur d'ondes triangulaires	57

4.3.5 Pilotes des MOSFETs	58
4.3.5.1 Circuit de décalage de niveau.....	59
4.3.5.2 Circuit push-pull.....	59
4.3.6 Filtre passe-bas.....	60
4.3.6.1 Filtre Butterworth.....	60
4.4 Circuits conçus.....	62
4.4.1 Circuit sans contre-réaction	62
4.4.2 Circuit avec contre-réaction	64
4.5 Circuit proposé avec une nouvelle contre-réaction RC.....	66
4.5.1 Résultats et discussion	68
4.6 Conclusion	71
Conclusion générale et Perspectives.....	72
Bibliographie.....	XVIII

Liste des figures

Figure 1.1 Distorsion croisée de l'étage de sortie push-pull complémentaire de base	6
Figure 1.2 Architecture de base d'un amplificateur de classe D	8
Figure.1.3 Montage d'amplificateur de classe A à émetteur commun : (a) schéma statique, (b) schéma petits signaux	10
Figure.1.4 Montage d'amplificateur de classe A à collecteur commun : (a) schéma statique, (b) schéma petits signaux	11
Figure.1.5 Montage d'amplificateur de classe A à base commune : (a) schéma statique, (b) schéma petits signaux	12
Figure.1.6 Montage d'amplificateur de classe A à transistor JFET : (a) schéma statique, (b) schéma petits signaux	13
Figure.1.7 Montage d'amplificateur de classe A à source commune : (a) schéma statique, (b) schéma petits signaux	14
Figure.1.8 Montage d'amplificateur de classe A à drain commun : (a) schéma statique, (b) schéma petits signaux	14
Figure.1.9 Montage d'amplificateur de classe A à grille commune : (a) schéma statique, (b) schéma petits signaux	15
Figure 1.10 Etage de sortie d'un amplificateur classe B.....	16
Figure 1.11 Amplificateur de classe B à MOSFET	17
Figure 1.12 Etage de sortie d'un amplificateur de classe AB	18
Figure 1.13 Montage d'amplificateur de classe AB à MOSFET.....	18
Figure 1.14 Amplificateur classe C : schéma de principe	18
Figure 1.15 Schéma de base d'un ampli-op	19
Figure 1.16 Schéma d'un amplificateur inverseur généralisé	20
Figure 1.17 Schéma d'un intégrateur du premier ordre	20
Figure 1.18 Schéma d'un générateur d'onde triangulaire	20
Figure 2.1 Circuit de base d'amplificateur de classe D.....	28
Figure 2.2 Schéma de principe d'un ACD MLI en boucle ouverte	29
Figure 2.3 Schéma de principe d'un 2ème ordre ACD MLI en boucle fermée	29
Figure 2.4 Schéma de principe d'un ACD $\Sigma\Delta$ synchrone du 1er ordre	30
Figure 2.5 Schéma de principe d'un ACD $\Sigma\Delta$ asynchrone du 1er ordre.....	30
Figure 2.6 Schéma de principe d'un ACD bang-bang	31

Figure 2.7 Schéma de principe d'un ACD auto-oscillant	31
Figure 2.8 Formes d'onde PWM (MLI) en boucle ouverte	32
Figure 2.9 Architecture de l'amplificateur classe-D en MLI boucle fermée	33
Figure 2.10 Intégrateur du premier ordre	34
Figure 2.11 Intégrateur du second ordre	34
Figure 2.12 Comparateur	34
Figure 2.13 MOSFETs NMOS et PMOS	35
Figure 2.14 Filtre passif passe-bas du second ordre	36
Figure 2.15 Formes d'onde PDM (MDI) en boucle fermée	37
Figure 2.16 Architecture de l'amplificateur classe-D en MDI en boucle fermée	37
Figure 3.1 Coupe schématique d'un haut-parleur électrodynamique	44
Figure 3.2 Principe de fonctionnement d'un haut-parleur	45
Figure 3.3 Schéma d'impédance d'un haut-parleur	45
Figure 3.4 Haut-parleur piézoélectrique : fonctionnement	47
Figure 3.5 Haut-parleur piézoélectrique : schéma équivalent	47
Figure 3.6 Schéma de base d'un convertisseur résonnant LLC	49
Figure 3.7 Convertisseur résonnant LLC à demi-pont	49
Figure 3.8 Convertisseur résonnant LLC à pont complet	50
Figure 3.9 Convertisseur résonnant TL-LLC	50
Figure 4.1 Bloc diagramme d'amplificateur classe D	54
Figure 4.2 Intégrateur du second ordre	54
Figure 4.3 Signal de sortie de l'intégrateur	55
Figure 4.4 Signal d'entrée de l'intégrateur	55
Figure 4.5 Illustration de rétroaction négative	56
Figure 4.6 Illustration d'un amplificateur à contre-réaction	56
Figure 4.7 Schéma de principe du comparateur avec étage de sortie push-pull	57
Figure 4.8 Signal de sortie du comparateur	57
Figure 4.9 Circuit générateur d'ondes triangulaires	58
Figure 4.10 Le changeur de niveau BJT	59
Figure 4.11 Le push-pull BJT	59
Figure 4.12 Filtre utilisé du second-ordre de Butterworth	60
Figure 4.13 Courbe de la fonction de transfert du filtre passe-bas	61
Figure 4.14 Courbe de la fonction de transfert du filtre passe-bas (avec augmentation en C)	61

Figure 4.15 Courbe de la fonction de transfert du filtre passe-bas (avec augmentation en L)	62
.....	62
Figure 4.16 Schéma de base : circuit sans contre-réaction	62
Figure 4.17 Signal de sortie du circuit sans contre-réaction	63
Figure 4.18 Spectre du signal de sortie	63
Figure 4.19 Spectre du signal de sortie sans signal d'entrée	64
Figure 4.20 Schéma présentatif du circuit avec contre-réaction (avec la contre-réaction traditionnelle)	64
Figure 4.21 Schéma présentatif du circuit avec contre-réaction (avec la nouvelle contre-réaction proposée)	65
Figure 4.22 Signal de sortie du circuit avec contre-réaction	65
Figure 4.23 Spectre du signal de sortie avec notre nouvelle contre-réaction proposée	65
Figure 4.24 Spectre du signal de sortie avec la contre-réaction traditionnelle	66
Figure 4.25 Circuit proposé d'amplificateur de classe D	66
Figure 4.26 Circuit équivalent du compensateur	68
Figure 4.27 Comparaison de THD+N vs fréquence (entre notre rétroaction proposée et la traditionnelle)	68
Figure 4.28 SNR vs fréquence	69
Figure 4.29 PSRR vs fréquence	69
Figure 4.30 Efficacité vs indice de modulation	70
Figure 4.31 Simulink de circuit proposé	70
Figure 4.32 Résultat de diagramme de Bode	71

Liste des tableaux

Tableau 4.1 Comparaison avec l'état de l'art..... 71

Liste des acronymes

AOP	Amplificateur opérationnel
Ampli-op	Amplificateur opérationnel
ACD/CDA	Amplificateur de classe D
A_v	Gain en tension
A_i	Gain en courant
R_{in}	Résistance d'entrée
R_{out}	Résistance de sortie
$g_m = 1/\rho$	Admittance = pente de la caractéristique $i_c = f(v_{ce})$
r	Résistance dynamique de la jonction base-émetteur
β	Gain en courant = pente de la caractéristique $i_c = f(i_b)$
BJT	Transistor à jonction bipolaire
JFET	Transistor à effet de champ à jonction
MOSFET	Transistor à effet de champ semi-conducteur à oxyde métallique
CMOS	Oxyde métallique semi-conducteur complémentaire
FPB/LPF	Filtre passe-bas
MLI/PWM	Modulation de largeur d'impulsion
MCI/PCM	Modulation de code d'impulsion
MDI/PDM	Modulation de densité d'impulsion
$\Sigma\Delta$	Modulation sigma-delta
THD + N	Distorsion harmonique totale + Bruit
SNR	Rapport signal sur bruit
PSRR	Taux de rejet de l'alimentation
η	Efficacité
VQM/RMS	Valeur quadratique moyenne
F_{sw}	Fréquence de commutation
CEI	Commission électrotechnique internationale
V_{pp}	Tension crête à crête (peak to peak)
EMI	Interférences électromagnétiques
CI/IC	Circuit intégré

Introduction générale

Le but des amplificateurs audio est de reproduire les signaux audio d'entrée aux éléments de sortie produisant du son, avec le volume et les niveaux de puissance voulus, fidèlement et efficacement et avec une faible distorsion. L'intervalle des fréquences audio est d'environ 20 Hz à 20 kHz, de sorte que l'amplificateur doit avoir une bonne réponse en fréquence sur cette plage.

Les capacités de puissance varient considérablement en fonction de l'application, des milliwatts dans les écouteurs à quelques watts en audio TV ou PC, à des dizaines de watts pour les "mini" chaînes stéréo domestiques et l'audio automobile, à des centaines de watts et au-delà pour une maison plus puissante et systèmes de sonorisation commerciaux et pour remplir des théâtres ou des salles avec son. [1]

Avec le développement de l'équipement de l'électronique audio portable, des amplificateurs audio à haut rendement, haute densité de puissance et faible distorsion de tension de sortie ont attiré beaucoup d'attention récemment. Il existe deux principaux types des amplificateurs audio, amplificateurs linéaires, comme les amplificateurs de classe A, B et AB et amplificateurs commutateurs, comme les amplificateurs de classe D. Par rapport aux amplificateurs linéaires, les amplificateurs de classe D à découpage présentent les avantages de petite volume et haute efficacité, les amplificateurs audio de classe D sont donc de plus en plus, plus populaires et commencent à prospérer dans des applications où les amplificateurs linéaires dominaient autrefois. L'amplificateur audio de classe D peut être classé en demi-pont et pont complet. [2] Comparé à l'ACD en pont complet, l'ACD en demi-pont est largement utilisé dans les amplificateurs audio portable et les amplificateurs audio automobile en raison de ses appareils réduits et sa petite inductance parasite. [3]

Les amplificateurs de classe D souffrent de complexité et de non-linéarité, le comportement des étages de puissance de sortie peut dégrader les performances de linéarité, de bruit... s'ils sont utilisés dans des configurations en boucle ouverte. Les amplificateurs de classe D en boucle fermée façonnent les non-idéalités des amplificateurs de puissance et offrent des performances améliorées. [4] La distorsion harmonique totale et les performances des amplificateurs de classe D sont devenues égales à, ou mieux que les performances des amplificateurs de classe AB. Tous les deux

la haute efficacité et les hautes performances audio ont résulté dans une croissance de l'utilisation des amplificateurs audio de classe D. [5]

Parmi les techniques de modulation utilisées dans les ACDs, la modulation de largeur d'impulsion (PWM) est la technique de modulation la plus utilisée dans les ACDs analogiques. Sa prévalence est en grande partie due à sa fréquence de commutation relativement plus faible, à sa grande stabilité à près de 100 % de modulation ainsi qu'à une architecture plus simple. [6] Placée dans la deuxième position, la modulation de densité d'impulsion (PDM) marquée par sa fréquence de commutation relativement très élevée et une architecture plus compliquée.

Cette thèse est essentiellement consacrée à concevoir un design intéressant d'amplificateur de classe D et est composée de quatre chapitres :

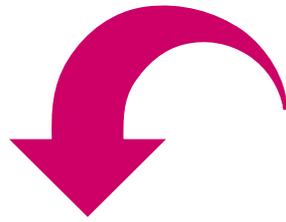
Chapitre 1 : Dans ce chapitre on va discuter les amplificateurs de puissance, les différentes classes connues/ courantes ; A, B, AB, C et D : définitions, types, usages, avantages et inconvénients....

Chapitre 2 : On va consacrer ce chapitre à discuter la classe-D avec détails. On va parler d'un peu des généralités, sa définition et son principe de fonctionnement, les techniques de modulation utilisées et les architectures associées et les étages principaux.

Chapitre 3 : On va exposer les performances. Initialement, on touche les sources de bruit et ses effets, suivant, on va explorer comment découvrir la qualité du signal en utilisant des mesures efficaces et vigoureuses. On va parler du haut-parleur, sa définition, son principe de fonctionnement, ses types. Finalement, on va aborder les circuits LLC résonants étant qu'alimentation d'amplificateur.

Chapitre 4 : Ce chapitre est consacré à exposer nos résultats et à en discuter. On a rassemblé nos années de travail, nos essais, nos tentatives et nos expériences jusqu'à le résultat final. On va présenter notre architecture proposée de l'amplificateur de classe D soutenue par un nouveau réseau qu'on a utilisé comme contre-réaction aboutissant un niveau de bruit extrêmement bas et des bonnes performances.

Chapitre 1
Amplificateurs de puissance



1.1 Introduction

En électronique, de nombreux dispositifs tels que, les haut-parleurs, nécessitent pour fonctionner des courants relativement intenses. Par conséquent, les signaux doivent être amplifiés. Pour cela, on utilise un amplificateur.

Les amplificateurs de puissance utilisent deux éléments principaux : le transistor comme élément discret et l'amplificateur opérationnel comme circuit intégré.

Les transistors sont, selon l'application, présents dans l'étage d'entrée dans le cas de très faible signal d'entrée et dans l'étage de sortie comme élément de puissance.

L'amplificateur opérationnel est un élément actif qui est généralement un amplificateur de tension. Grosso modo, il est pour augmenter la puissance d'un signal.

Un amplificateur opérationnel a une entrée différentielle. C'est à dire qu'il comporte deux entrées de polarité opposée, avec une seule sortie.

Ces amplificateurs sont appelés "amplificateurs de fonctionnement", car ils ont été initialement conçus pour effectuer des opérations arithmétiques dans un circuit analogique. Il peut réaliser des opérations diverses sur un signal électrique : amplifications, soustractions, additions, filtrages, etc... Les différentes fonctions à réaliser définies par les résistances, condensateurs, diodes, etc....auxquels il est branché ainsi que de la topologie du circuit externe.

Il a de nombreuses autres applications de traitement du signal, de mesure et de l'instrumentation.

1.2 Amplificateur de puissance

L'amplificateur de puissance permet de fournir une puissance beaucoup plus grande que celle fournie par le signal de commande, tout en gardant la même forme de signal. La finalité des amplificateurs est la commande d'un actionneur (haut-parleur, moteur, inductance, résistance...) sans déformation du signal appliqué en entrée. 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. [7]

1.2.1 Amplificateur de puissance classe A

Les amplificateurs de classe A sont les amplificateurs linéaires les plus fidèles, ils présentent le taux de distorsion harmonique le plus faible, même en l'absence de réaction négative. Leur rendement est tellement faible que leur usage est tellement limité.

Il est bien connu que l'amplificateur de classe A est un amplificateur hautement linéaire. En fait, c'est la classe la plus linéaire de l'amplificateur avec la plus faible distorsion du signal de

sortie. Ceci est atteint en polarisant son transistor de puissance de sortie avec un courant de repos pour permettre une pleine conduction du cycle du signal. Afin d'avoir une opération d'oscillation de sortie complète, le point de polarisation du transistor de sortie est normalement choisi pour être au point médian des rails d'alimentation. Ainsi, l'efficacité devrait être très faible. Théoriquement, son efficacité maximale est d'environ 25 %. [8] En pratique, le rendement énergétique réel est encore plus bas. Le transistor de sortie dissipe la puissance perdue sous forme de chaleur même lorsqu'aucun signal n'est appliqué à son entrée, par conséquent, une grande chaleur. Les dissipateurs sont normalement nécessaires pour canaliser l'énergie thermique loin de la sortie des transistors afin d'éviter des dommages permanents aux transistors de sortie dans l'amplificateur de classe A.

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

1.2.2 Amplificateur de puissance classe B

Les amplificateurs de classe B sont des amplificateurs plus utilisés que ceux de la classe A. Leur distorsion harmonique tombe à un niveau faible, quand on leurs associe une boucle de réaction négative. Leur rendement est bon et ils peuvent aisément fournir des puissances de sortie élevées.

L'efficacité maximale des amplificateurs de classe B peut être théoriquement boostée à 50%. Ceci est fait en utilisant soit un couplage inductif ou une charge couplée à un transformateur. Cependant, l'encombrement des inductances et des transformateurs devient l'inconvénient majeur de tels amplificateurs dans la plupart des solutions d'amplification audio portables.

Cet amplificateur est constitué d'un étage de sortie comportant deux transistors complémentaires. Le point de repos se situe à la limite du blocage de chaque transistor. Pour pouvoir amplifier les deux alternances d'un signal sinusoïdal, il faut que l'un des transistors amplifie les alternances positives et le second amplifie les alternances négatives.

Pour tout signal d'entrée sinusoïdal arbitraire, le transistor de puissance de sortie en classe B fonctionne que pendant la moitié du cycle du signal. En d'autres termes, l'angle de conduction pour l'amplificateur de classe B est d'environ 180 degrés.

Par conséquent, tels amplificateurs nécessitent normalement deux transistors à configurer comme une structure "push-pull" pour permettre une sortie complète oscillante du signal.

Théoriquement, l'efficacité maximale réalisable pour un amplificateur de classe B est de 78,5 %, c'est nettement plus élevée que l'efficacité maximale pouvant être offerte par un amplificateur de classe A.

Malheureusement, le plus gros problème avec l'amplificateur de classe B est que son signal de sortie amplifié résultant souffre souvent d'un phénomène connu sous le nom de "distorsion de croisement", ce phénomène produit une tension nulle "zone morte" sur le signal de sortie, une telle distorsion se produit lorsque le signal de sortie passe de la moitié positive de la forme d'onde à la moitié négative comme illustré à la figure 1.1.

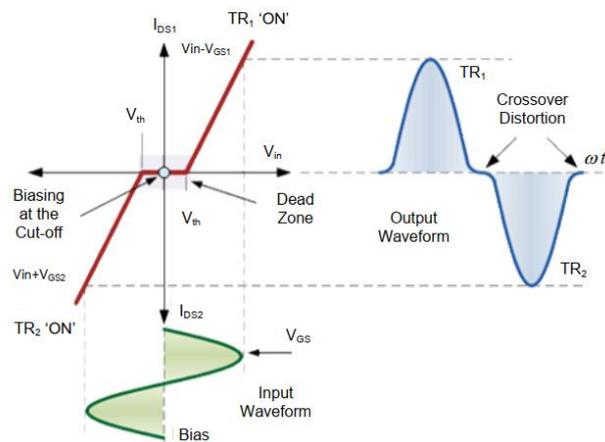


Figure 1.1 Distorsion croisée de l'étage de sortie push-pull complémentaire de base

1.2.3 Amplificateur de puissance classe AB

Les amplificateurs de classe AB sont la variante de la classe B et plus utilisée qu'elle. La classe AB est un compromis entre la classe A et la classe B.

Pour atténuer la distorsion de croisement, les transistors de sortie peuvent être polarisés avec un petit courant de repos. Par conséquent, le transistor de sortie est fonctionnant à une tension légèrement supérieure à sa tension d'amorçage. Ainsi, le transistor de sortie conduit pendant un peu plus de la moitié du cycle du signal. Tel le fonctionnement de l'amplificateur est classé comme fonctionnement de classe AB. Similaire à l'amplificateur de classe B, l'amplificateur de classe AB conventionnel nécessite deux transistors de sortie à configurer en structure "Push-Pull" pour une amplification d'oscillation de tension. La condition de fonctionnement de classe AB est essentiellement un compromis entre la linéarité de l'amplificateur de classe A et l'efficacité de son homologue de classe B.

L'avantage de l'atténuation de la distorsion de croisement l'emporte sur le léger inconvénient de dégradation de l'efficacité. Par conséquent, les amplificateurs de classe AB sont largement utilisés dans les applications où un bon compromis de distorsion et d'efficacité sont

obligatoires. En fait, les amplificateurs push-pull de classe AB étaient très populaires dans les applications linéaires d'amplification audio au siècle dernier, en raison de son niveau relativement élevé de performance, de linéarité et d'efficacité.

Cet amplificateur est constitué d'un étage de sortie comportant deux transistors complémentaires. C'est la structure de base de la sortie d'un amplificateur classe B, modifiée au niveau de la polarisation. Le point de repos se situe alors 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.

1.2.4 Amplificateur de puissance classe C

Les amplificateurs de classe C sont des amplificateurs non-linéaires à très haut rendement. Ils ne sont employés que dans des applications particulières comme les amplificateurs HF (émetteur radio) et les multiplicateurs de fréquence, etc... Ils sont également appelés amplificateurs « accordés ». Ils génèrent un nombre considérable d'harmoniques qui doivent être filtrées à la sortie à l'aide de circuits accordés appropriés.

Cet amplificateur est constitué d'un étage de sortie comportant un seul transistor. Le point de repos se situe largement dans la région bloquée des caractéristiques de ce dernier. Seules les crêtes des alternances positives du signal d'entrée feront apparaître un signal de sortie. [7,9]

Dans le fonctionnement de l'amplificateur de classe C, la sortie du transistor est légèrement polarisée en inverse au point de repos. Ainsi, il conduit pour moins de la moitié du cycle du signal. Autrement dit, le transistor de la sortie ne conduit que lorsque le signal d'entrée est suffisamment élevé pendant le demi-cycle positif du signal. Ainsi, l'efficacité résultante est même supérieure à celle offerte par l'amplificateur de classe B (78,5%). Cependant, l'application de tels amplificateurs dans l'industrie des amplificateurs audio est plutôt limitée. Cette est due à sa forte non-linéarité entrée-sortie. En conclusion, de tels amplificateurs ne sont généralement pas adaptés aux applications audio en raison de ses faibles performances de linéarité.

1.2.5 Amplificateur de puissance classe D

Les amplificateurs de classe D ont le rendement le plus élevé de tous les amplificateurs, et les plus utilisés et demandés. Ils présentent un taux de distorsion harmonique légèrement supérieur aux amplificateurs de la classe B ou AB. Mais on peut tellement le réduire en utilisant une boucle de réaction négative.

Ils sont utilisés par exemple dans les amplificateurs d'autoradio et les appareils mobiles... [9]

Un amplificateur audio de classe D ou un amplificateur de commutation est un amplificateur non-linéaire qui peut fournir une efficacité très élevée. Grâce à une fréquence élevée

d'opération de commutation qui tourne alternativement la puissance de sortie des transistors en état complètement allumé ou complètement éteint (0 1 principe), la quantité de puissance dissipée dans ces transistors de commutation est considérablement réduite. Donc, il est possible pour un système d'amplification de classe D d'atteindre des rendements énergétiques de 90 %.

Malgré ses performances d'efficacité énergétique remarquablement élevées, l'amplificateur de classe D a quelques défauts. L'inconvénient majeur des amplificateurs de classe D est la complexité accrue du circuit par rapport aux amplificateurs traditionnels linéaires de classe AB.

L'amplificateur de classe D se compose de trois éléments essentiels qui incluent un circuit de modulation d'impulsions, un étage de sortie CMOS et un filtre passe-bas. Selon son circuit de modulation d'impulsions, un amplificateur de classe D peut être mis en œuvre soit par moyens numériques ou analogiques. Les amplificateurs de classe D analogiques et numériques en boucle ouverte partagent une architecture de base commune comme illustrée à la figure 1.2. Le signal audio d'entrée est d'abord modulé à un signal d'impulsion à haute fréquence dans l'étage de modulation d'impulsions. Ensuite, ce train d'impulsions à haute fréquence est amplifié par l'étage de puissance de sortie de classe D.

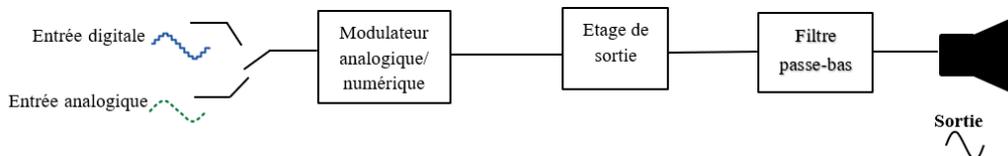


Figure 1.2 Architecture de base d'un amplificateur de classe D

L'étage de sortie fonctionne en commutation (switching), entre deux niveaux de tension. Le signal basse fréquence (BF) à amplifier est donc codé en modulation de largeur d'impulsions (MLI ou PWM : Pulse Width Modulation), c'est la modulation la plus utilisée grâce à sa simplicité et sa basse consommation et son efficacité. La fréquence de commutation est supérieure à la fréquence maximum du signal BF plus que dix fois (théoriquement), mais en réalité, elle est plus qu'au moins cent fois pour que ce signal soit reconstitué correctement par un filtrage passe bas à la sortie.

1.3 Amplificateur classe A

1.3.1 Amplificateur classe A à transistor bipolaire

1.3.1.1 Amplificateur à montage émetteur commun

Sa structure de base est illustrée à la figure 1.3 [10].

L'injection des variations sinusoïdales (u_E) s'effectue sur la base du transistor, à travers la capacité de liaison C_1 . Le prélèvement des ondulations est fait sur l'émetteur, au travers d'une capacité de liaison (C_2).

La résistance d'émetteur est découplée pour l'alternatif par la capacité C_{dec} .

Le découplage n'est efficace que si est d'impédance négligeable devant R_E .

Le schéma « petits signaux » est établi par l'application du théorème de superposition : On neutralise la source continue qui impose les grandeurs continues (polarisation) ; pour les variations créées par $u_E(t)$, le transistor est remplacé par son modèle « petits signaux ».

♣ *Quelques définitions importantes*

♣ **Gain** (A_v , amplification en tension) : Le gain correspond au taux d'amplification en tension, au nombre de fois que la tension d'entrée va être multipliée. Le gain d'un AOP est généralement extrêmement élevé (plusieurs centaines de milliers, par exemple 160000 pour un classique LM741), quand on le fait travailler en boucle ouverte (sortie complètement isolée des entrées). En pratique et quand on veut utiliser un AOP en amplificateur linéaire, le gain est ramené à une valeur plus "raisonnable" de 10, 100, 1000 en utilisant une résistance ou deux résistances qui permettent de ramener sur une des entrées, une fraction plus ou moins grande de la tension de sortie. Cette réinjection de la sortie vers l'entrée s'appelle une réaction ou contre-réaction. Plus la réaction ou contre-réaction est forte et plus le gain est réduit. [11]

♣ **Résistance d'entrée et de sortie** (R_{in}, R_{out}) L'impédance d'entrée d'un amplificateur est l'impédance d'entrée « vue » par la source pilotant l'entrée de l'amplificateur.

L'impédance de sortie est ce que l'on voit lorsque l'on regarde dans le circuit d'alimentation depuis l'extrémité de sortie.

L'impédance d'entrée est le rapport entre la variation de la tension d'entrée et la variation du courant de charge. Elle peut être élevée que plusieurs mégaohms ou peut être aussi basse. Habituellement, plus elle est élevée, mieux c'est pour les amplificateurs de tension.

L'impédance de sortie est le rapport entre la variation de la tension de sortie et la variation du courant de charge. L'impédance de sortie de l'alimentation varie selon qu'elle est utilisée comme source de tension idéalement d'impédance nulle ou comme source du courant d'impédance infinie ou très élevée. Une faible impédance dans une source de tension est généralement préférée car elle aide à empêcher le bruit d'entrer dans le circuit et à maintenir une tension de sortie stable.

L'impédance d'entrée ou de sortie de l'alimentation est utilisée pour vérifier la stabilité et les performances dynamiques de l'alimentation lorsqu'elle est soumise à diverses charges.

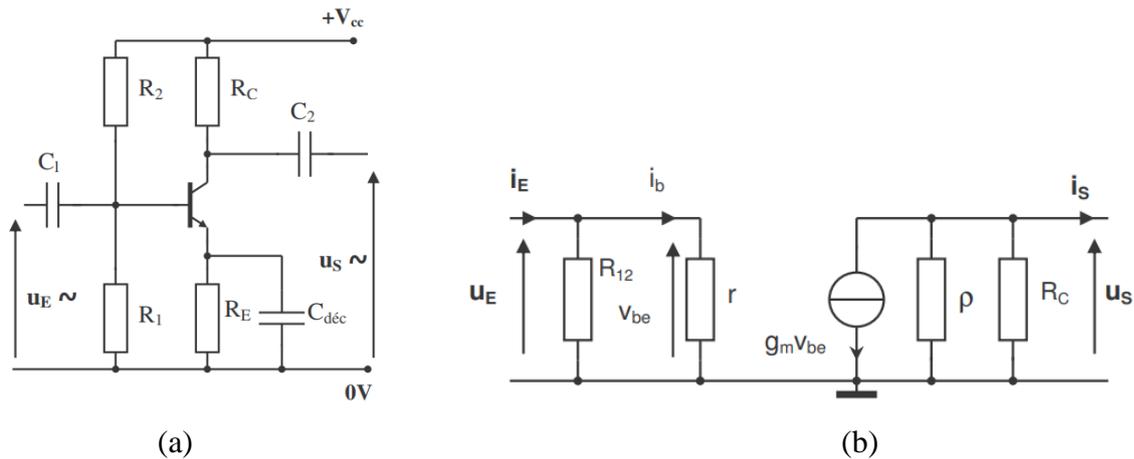


Figure.1.3 Montage d'amplificateur de classe A à émetteur commun : (a) schéma statique, (b) schéma petits signaux [10]

$$\begin{cases} A_v \approx -g_m R_C \\ R_{in} = \frac{r R_{12}}{r + R_{12}} \\ R_{out} = \rho // R_C \approx R_C \end{cases} \quad 1.1$$

C'est la configuration la plus utilisée. L'amplificateur à émetteur-commun (source-commune), en général, montre la plus grande réduction de la bande passante due à l'effet Miller. [12] le gain de tension et les résistances d'entrée et de sortie sont moyens. Il est utilisé dans les montages nécessitent un niveau de bruit bas, les circuits RF et généralement comme amplificateur de courant car il présente un A_i plus grand qu' A_v .

1.3.1.2 Amplificateur à montage collecteur commun

Sa structure de base est illustrée à la figure 1.4 [10]

L'injection s'effectue sur la base et le prélèvement sur l'émetteur, à travers deux capacités de liaison C_1 et C_2 .

C'est maintenant la résistance du collecteur R_C qui est découplée pour l'alternatif par la capacité C_{dec} .

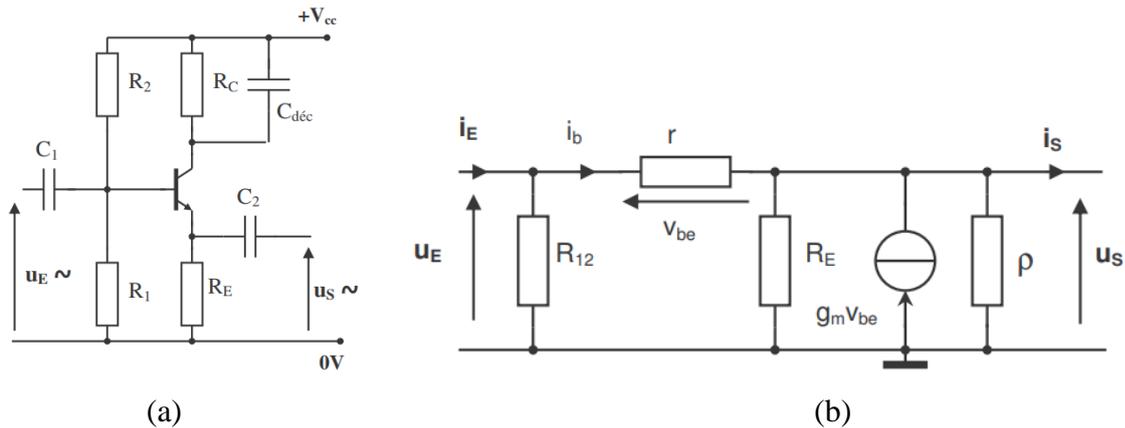


Figure.1.4 Montage d'amplificateur de classe A à collecteur commun : (a) schéma statique, (b) schéma petits signaux

$$\begin{cases} A_v = \frac{g_m R_E}{1 + g_m R_E} \approx 1 \\ R_{in} = R_{12} // r \cdot (1 + g_m R_E) \\ R_{out} = R_E // (r + R_G) / \beta \end{cases} \quad 1.2$$

L'émetteur suiveur a une résistance d'entrée élevée, une faible résistance de sortie et un gain de tension proche de l'unité. Il est le plus largement utilisé comme transformateur d'impédance pour réduire la charge d'une source du signal précédente par l'impédance d'entrée d'un étage suivant. Ça aussi trouve une application en tant que décalage de niveau du gain de tension unitaire car la tension de sortie continue est décalée de la tension d'entrée continue de $V_{BE(on)}$. [13]

1.3.1.3 Amplificateur à montage base commune

Sa structure est illustrée à la figure 1.5 [10]

L'injection se fait sur l'émetteur, le prélèvement sur le collecteur (via deux capacités de liaison C_1 et C_2)

Les résistances R_1 et R_2 sont découplées pour l'alternatif par la capacité C_{dec} (de valeur suffisante)

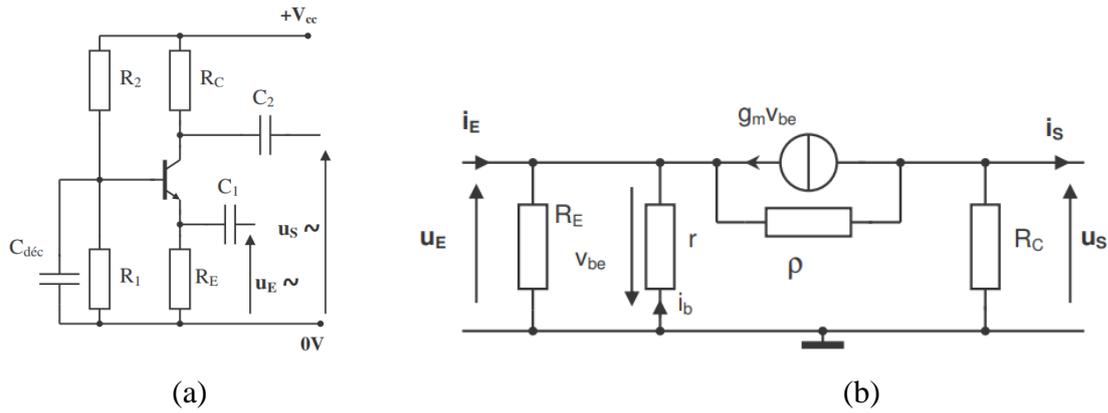


Figure.1.5 Montage d'amplificateur de classe A à base commune : (a) schéma statique, (b) schéma petits signaux

$$\begin{cases} A_v \approx g_m R_C \\ R_{in} \approx R_E // 1/g_m \approx 1/g_m \\ R_{out} \approx R_C \end{cases} \quad 1.3$$

Bien que la connexion ne soit pas aussi largement utilisée que l'amplificateur à émetteur commun, elle possède des propriétés qui la rendent utile dans certaines circonstances.

La motivation principale pour l'utilisation des étages de base-commune est double. Premièrement, la capacité collecteur-base ne provoque pas de rétroaction de haute fréquence de la sortie vers l'entrée comme dans l'amplificateur à émetteur-commun. Deuxièmement, l'amplificateur à base-commune peut atteindre une résistance de sortie beaucoup plus grande que l'étage à émetteur-commun dans le cas limite où $R_C \rightarrow \infty$. En conséquence, la configuration à base commune peut être utilisée comme source de courant dont le courant est presque indépendant de la tension à ses bornes. [13]

1.3.2 Amplificateur de classe A à transistor JFET

Sa structure de base est illustrée à la figure 1.6

Comme le transistor à jonction bipolaire, le transistor à effet de champ étant un dispositif à trois bornes est capable de trois modes de fonctionnement distincts et peut donc être relié à l'intérieur d'un circuit. [14]

Le JFET est commandé par la tension v_{gs} , avec un courant d'entrée négligeable, (jonction polarisée en inverse) : son modèle d'entrée est donc un circuit ouvert entre grille et source.

Le réseau des caractéristiques de sortie d'un JFET est identique au réseau de sortie d'un transistor bipolaire.

Il apparaît logiquement que le modèle « petits signaux » d'un JFET soit le même, côté sortie : source de courant commandée par v_{gs} et résistance de sortie élevée.

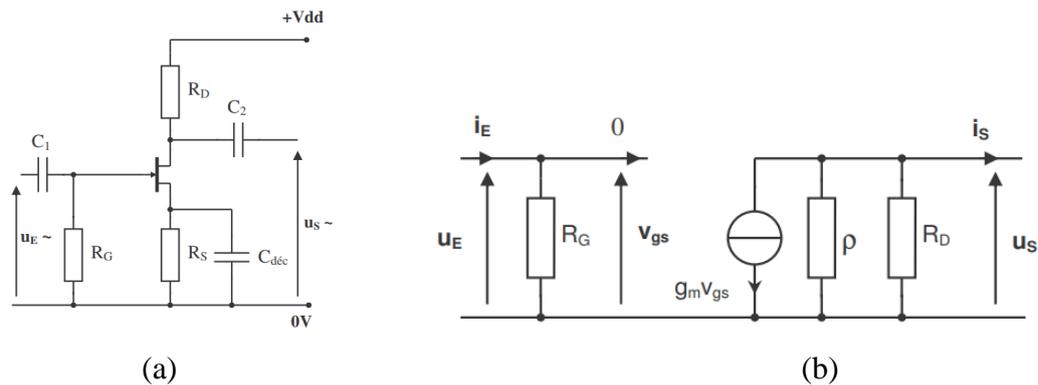


Figure.1.6 Montage d'amplificateur de classe A à transistor JFET : (a) schéma statique, (b) schéma petits signaux

$$\begin{cases} A_v \approx -g_m R_D \\ R_{in} = R_G \\ R_{out} \approx R_D \end{cases} \quad 1.4$$

Le JFET est appelé un dispositif d'appauvrissement puisqu'un canal conducteur existe entre source et drain sous une tension grille-source nulle. L'application de V_{GS} avec la bonne polarité épuise ou rétrécit le canal. Ceci est distinct du MOS qui peut être soit un épaissement, soit un enrichissement. [15]

Les FETs sont particulièrement utiles en tant que dispositifs à faible bruit dans les amplificateurs à résistance d'entrée élevée. Ils sont utilisés également comme amplificateur tampon, amplificateur cascade, commutateur analogique, hachoir, multiplexeur, limiteur de courant et oscillateurs à décalage de phase.

1.3.2.1 Amplificateur à montage source commune

Dans la configuration source commune, l'entrée est appliquée à la grille et dont la sortie est prise à partir du drain comme indiqué. Ceci est le mode le plus courant de fonctionnement du TEC en raison de son impédance d'entrée élevée et une bonne amplification de la tension et en tant que tels amplificateurs source commune sont largement utilisés. [16]

Ce mode est généralement utilisé comme amplificateurs à fréquence audio et des pré-amplificateurs et des stades haute impédance d'entrée. Étant un circuit amplificateur, le signal de sortie est "hors de phase" avec l'entrée.

La source est prise comme référence commune à l'entrée et à la sortie [17]

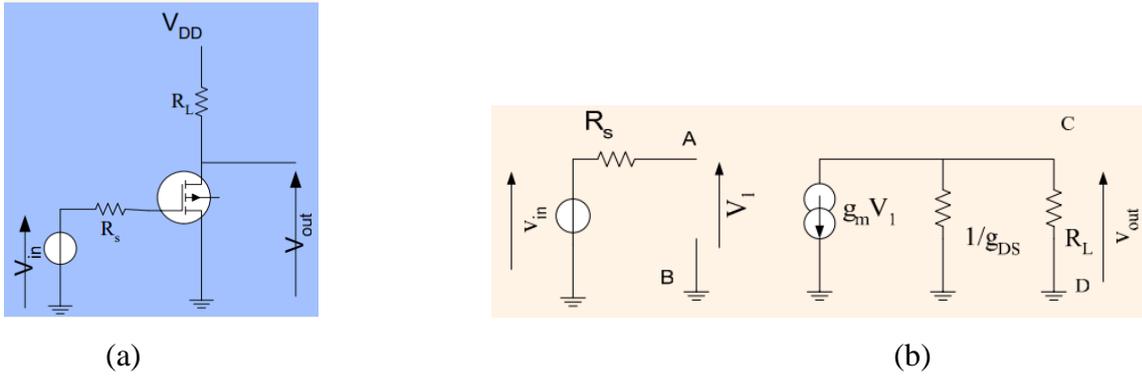


Figure.1.7 Montage d’amplificateur de classe A à source commune : (a) schéma statique, (b) schéma petits signaux

Ses caractéristiques :

$$\begin{cases} R_{in} = \infty \\ R_{out} = 1/g_{DS} // R_L \approx R_L \\ A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_m(1/g_{DS} // R_L) \approx -g_m R_L \end{cases} \quad 1.5$$

1.3.2.2 Amplificateur à montage drain commun (suiveur en tension)

Le drain est commun à la sortie et à l’entrée

Dans la configuration drain commun, l’entrée est appliquée à la grille et dont la sortie est prise à partir de S. La configuration de drain commun ou “source suiveuse” a une impédance d’entrée élevée et à faible puissance et un gain de tension pratiquement unitaire, elle est ensuite utilisée dans les amplificateurs tampons. La tension de la configuration du gain en suiveur de source est inférieure à l’unité et le signal de sortie est “en phase” avec le signal d’entrée. La sortie est en phase avec l’entrée. [16,17]

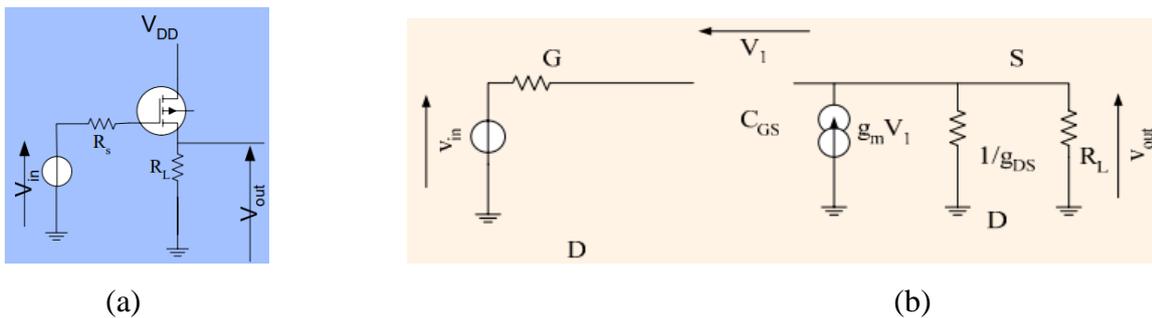


Figure.1.8 Montage d’amplificateur de classe A à drain commun : (a) schéma statique, (b) schéma petits signaux

Ses caractéristiques :

$$\begin{cases} R_{in} = \infty \\ R_{out} = 1/g_m // R_L \approx 1/g_m \\ A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{g_m R_L}} \approx 1 \end{cases} \quad 1.6$$

1.3.2.3 Amplificateur à montage grille commune (Convoyeur de courant)

La grille est commune à l'entrée et à la sortie et reliée à la masse.

Dans la configuration porte commune (similaire à la base commune), l'entrée est appliquée en S et sa sortie est prise en D avec la grille connectée directement à la masse (0 V) comme le montre dans la figure 1.9. L'entrée haute impédance de la connexion précédente est perdue dans cette configuration depuis le port commun à faible impédance d'entrée, mais une sortie à haute impédance.

Ce type de configuration à effet de champ est utilisé dans des circuits à haute fréquence ou des circuits d'adaptation d'impédance si faible impédance d'entrée doit être adaptée à une impédance de sortie élevée. La sortie est "en phase" avec l'entrée.

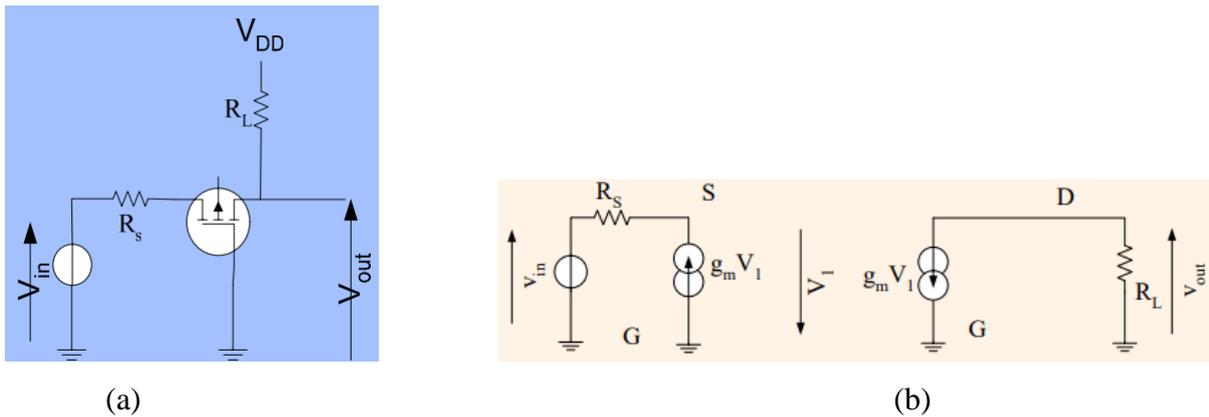


Figure.1.9 Montage d'amplificateur de classe A à grille commune : (a) schéma statique, (b) schéma petits signaux

Ses caractéristiques :

$$\begin{cases} R_{in} = 1/g_m \\ R_{out} = \frac{1+g_m R_S}{g_{DS}} \\ A_i = 1 \\ A_v = \frac{g_m R_L}{1+g_m R_S} \end{cases} \quad 1.7$$

Le rendement d'amplificateur de la classe A,

$$\eta = \frac{\frac{\hat{v}_c \cdot \hat{I}_c}{2}}{V_{CC} \cdot I_{C0}} \quad 1.8$$

$$\eta_{max} = \frac{V_{CC} \cdot I_{C0}}{4 \cdot V_{CC} \cdot I_{C0}} = \frac{1}{4} \quad (25\%) \quad 1.9$$

1.4 Amplificateur classe B et AB

1.4.1 Amplificateur Classe B à transistors bipolaires

La figure 1.10 illustre sa structure de base

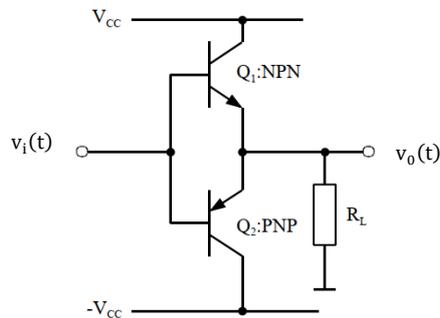


Figure 1.10 Etage de sortie d'un amplificateur classe B

Chaque transistor a besoin d'une tension de jonction (seuil) V_j pour entrer en conduction, il en résulte une plage morte de $2V_j$. Ça va produire une distorsion connue comme "distorsion de croisement" (cross-over). [9]

Lorsque l'entrée est une tension de polarité positive, c'est le transistor Q_1 de type NPN qui conduit, le transistor complémentaire étant bloqué, alors que pour une polarité négative on se trouve dans la situation inverse. En aucun moment les deux transistors sont conducteurs simultanément.

Une nouvelle classe d'amplificateurs a été créée, dénommée classe AB, pour les applications où "la distorsion de cross-over" n'est pas acceptable.

1.4.2 Amplificateur de classe B à transistors MOSFET

Le FET à canal N fournit une amplification de puissance pour la partie positive de l'entrée CA.

Le FET à canal P fournit une amplification de puissance pour la partie négative de l'entrée CA. Le gain de tension est d'1. [18]

Aucun condensateur de couplage de sortie n'est nécessaire (évitant l'utilisation d'un composant physiquement gros).

Lorsqu'il n'y a pas d'entrée, aucun MOSFET n'est conducteur. Cela permet d'économiser de l'énergie.

Lorsqu'il y a une entrée CA, chaque MOSFET ne conduit que 50 % du temps.

Ce circuit simple souffre d'une distorsion croisée.

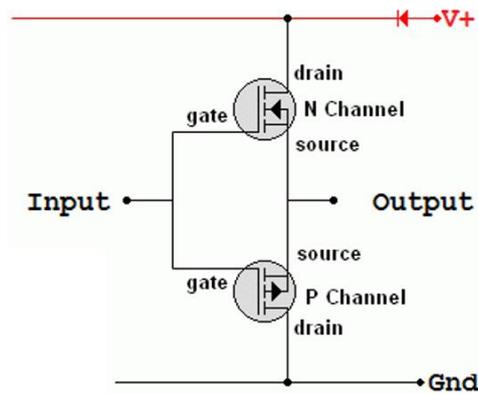


Figure 1.11 Amplificateur de classe B à MOSFET

Il est utilisé pour Conduire des haut-parleurs, amplifier l'énergie radiofréquence avant d'alimenter l'antenne et entraîner des moteurs à courant continu, la vitesse et la direction peuvent être contrôlées.

Le rendement d'amplificateur de classe B,

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{\widehat{V}_o}{V_{CC}} \quad 1.10$$

$$\eta_{max} = \frac{\pi}{4} (78.5\%) \quad 1.11$$

En réalité le rendement maximum ne peut jamais atteindre même pas 70%, il peut atteindre que 50%.

1.4.3 Amplificateur de classe AB à transistors bipolaires

La figure 1.12 illustre sa structure de base

La polarisation de diode est facilement réalisée dans les amplificateurs de circuit intégré moderne car la diode et le transistor de commutation sont fabriqués sur la même puce, comme dans le circuit intégré d'amplificateur de puissance audio LM386 populaire. Cela signifie qu'ils ont tous deux des courbes de caractéristiques identiques sur une large variation de température assurant une stabilisation thermique du courant de repos.

La polarisation d'un étage de sortie d'amplificateur de classe AB est généralement ajustée pour s'adapter à une application d'amplificateur particulière. Le courant de repos des amplificateurs est ajusté à zéro pour minimiser la consommation d'énergie, comme en fonctionnement de classe B, ou ajusté pour un très petit courant de repos à circuler qui minimise la distorsion de croisement produisant un véritable fonctionnement d'amplificateur de classe AB.

Dans la polarisation de classe AB ci-dessous, le signal d'entrée est couplé directement aux bases des transistors de commutation à l'aide de condensateurs. Mais nous pouvons améliorer

un peu plus l'étage de sortie d'un amplificateur de classe AB en ajoutant un simple étage de commande à émetteur commun. [19]

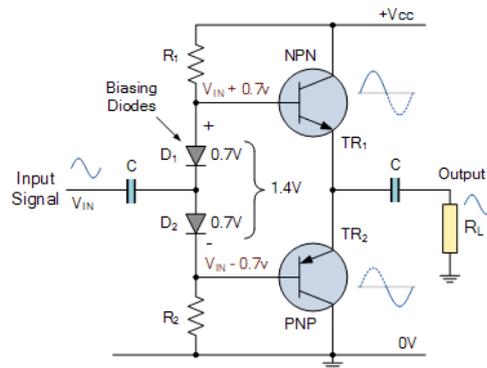


Figure 1.12 Etage de sortie d'un amplificateur de classe AB

1.4.4 Amplificateur de classe AB à transistors MOSFET

Ce circuit est utilisé pour réduire le problème de la distorsion de croisement qui est dû aux tensions de seuil. Pour compenser cet effet, on utilise des diodes ou transistors montés en diodes polarisés en directe. [18]

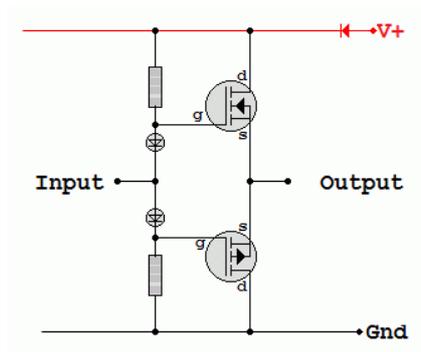


Figure 1.13 Montage d'amplificateur de classe AB à MOSFET

1.5 Amplificateur Classe C

Sa structure de principe est illustrée à la Figure 1.14

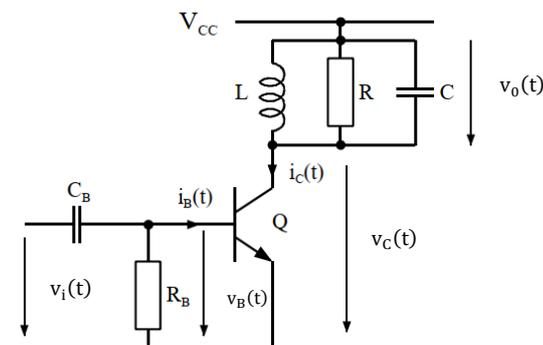


Figure 1.14 Amplificateur classe C : schéma de principe

Les amplificateurs de classe C sont utilisés comme étage de sortie dans les émetteurs radiophoniques, comme multiplicateurs de fréquence du signal d'entrée, comme étage de sortie dans les installations de chauffage haute fréquence, etc... [9]

Son rendement,

$$\eta = \frac{k}{4} \cdot \frac{2 \cdot \delta - \sin(2 \cdot \delta)}{\sin(\delta) - \delta \cos(\delta)} \quad 1.12$$

k est une grandeur multiplicatrice ou $\hat{V}_0 = k \cdot V_{CC}$

2δ est l'angle de conduction (pendant lequel le courant de collecteur i_C n'est pas nul).

1.6 Amplificateurs opérationnels

L'amplificateur opérationnel à circuit intégré a évolué peu après le développement du premier circuit intégré bipolaire. Le $\mu A-709$ a été introduit par Fairchild Semiconductor en 1965 et a été l'un des premiers amplificateurs opérationnels à usage général largement utilisés. Maintenant le $\mu A-741$ classique, également de Fairchild, a été introduit à la fin des années 1960. Depuis, une vaste gamme d'amplificateurs opérationnels avec des caractéristiques améliorées, ont été conçus utilisant à la fois les technologies bipolaires et MOS. La plupart des amplificateurs opérationnels sont très peu coûteux (moins d'un dollar) et sont disponibles auprès d'un large éventail de fournisseurs.

Du point de vue du signal, l'ampli-op a deux bornes d'entrée et une borne de sortie. L'ampli-op nécessite également une alimentation en courant continu, comme tous les circuits à transistors, de sorte que les transistors sont polarisés dans la région active. De plus, la plupart des amplificateurs opérationnels sont polarisés avec une alimentation en tension positive et négative, comme indiqué dans la figure 1.15 [20]

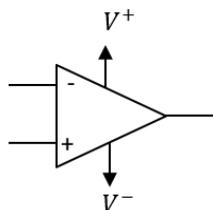


Figure 1.15 Schéma de base d'un ampli-op

1.6.1 Intégrateur

L'illustration 1.16 montre un amplificateur inverseur généralisé dont la fonction de transfert de tension est montrée dans 1.13. L'illustration 1.17 montre un amplificateur en tant qu'intégrateur.

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad 1.13$$

Où Z_1 et Z_2 sont des impédances généralisées. Deux circuits spéciaux peuvent être développés de cet amplificateur inverseur généralisé.

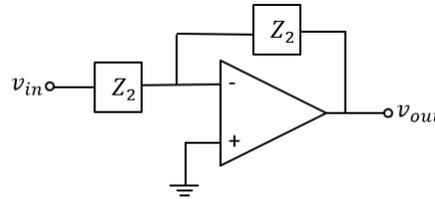


Figure 1.16 Schéma d'un amplificateur inverseur généralisé

Z_1 correspond à une résistance et Z_2 à un condensateur. Les impédances sont alors $Z_1 = R_1$ et $Z_2 = \frac{1}{sC_2}$, où s est la fréquence complexe. La tension de sortie est

$$v_{out} = -\frac{Z_2}{Z_1} v_{in} = -\frac{1}{sR_1C_2} v_{in} \quad 1.14$$

L'équation (1.15) représente l'intégration dans le domaine temporel. Si V_C est la tension aux bornes du condensateur à $t = 0$, la tension de sortie est

$$v_{out} = V_C - \frac{1}{R_1C_2} \int_0^t v_{in}(t') dt' \quad 1.15$$

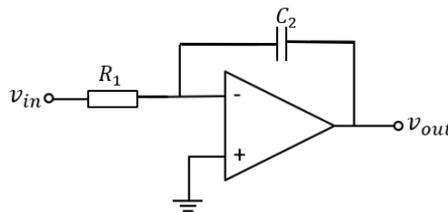


Figure 1.17 Schéma d'un intégrateur du premier ordre

1.6.2 Générateur onde triangulaire

Il se compose d'un comparateur (A) et d'un intégrateur (B) comme le montre la figure 1.18. La sortie du comparateur A est une onde carrée d'amplitude $\pm V_{sat}$ et appliquée à la borne d'entrée inverseuse (-) de l'intégrateur B. La sortie de l'intégrateur est une onde triangulaire et elle est réinjectée en entrée du comparateur A via un diviseur de tension R_2R_3 . [21]

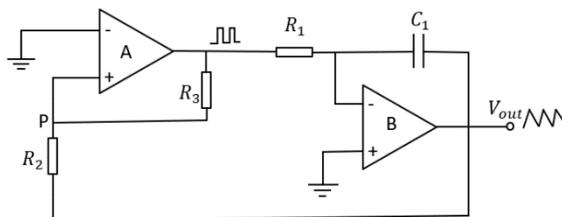


Figure 1.18 Schéma d'un générateur d'onde triangulaire

Ce circuit fonctionne comme suit : supposons que la sortie du comparateur A est à $+V_{sat}$, cela force un courant constant à travers C_1 pour donner une rampe négative à la sortie de l'intégrateur. Par conséquent, une extrémité du diviseur de tension est à une tension $+V_{sat}$ et l'autre à la rampe descendante. Lorsque la rampe descendante atteint une certaine valeur $-V_{ramp}$, la sortie du comparateur A passe de la saturation positive à la saturation négative $-V_{sat}$, cela force un courant constant inverse (de droite à gauche) à travers C_1 pour donner une rampe positive à la sortie de l'intégrateur, quand la rampe positive atteint $+V_{ramp}$, la tension effective au point P devient légèrement supérieure à 0V. En conséquence, la sortie du comparateur A passe de la saturation négative à la saturation positive $+V_{sat}$. La séquence se répète ensuite pour donner une onde triangulaire à la sortie de l'intégrateur B.

La fréquence et l'amplitude du générateur d'onde triangulaire à l'aide d'une onde d'ampli-op peuvent être déterminées comme suit :

$$\frac{-V_{ramp}}{R_2} = -\frac{+V_{sat}}{R_3} \quad 1.16$$

$$-V_{ramp} = -\frac{R_2}{R_3}(+V_{sat}) \quad 1.17$$

De même, $+V_{ramp}$, la sortie de l'intégrateur à laquelle la sortie du comparateur passe de $-V_{sat}$ à $+V_{sat}$,

$$+V_{ramp} = -\frac{R_2}{R_3}(-V_{sat}) \quad 1.18$$

L'amplitude de sortie crête à crête de l'onde triangulaire est,

$$V_{out}(pp) = +V_{ramp} - (-V_{ramp}) = 2\frac{R_2}{R_3}(V_{sat}) \quad 1.19$$

Où (V_{sat}) est la valeur absolue.

Le temps mis par la sortie pour passer de $-V_{ramp}$ à $+V_{ramp}$ (ou vice versa) est égal à la moitié de la période ($T/2$), ce temps peut être calculé à partir de l'équation de sortie de l'intégrateur comme suit :

$$V_{out}(pp) = -\frac{1}{R_1 C_1} \int_0^{T/2} (-V_{sat}) dt = \frac{V_{sat}}{R_1 C_1} \cdot \frac{T}{2} \quad 1.20$$

$$T = 2R_1 C_1 \frac{V_{out}(pp)}{V_{sat}} \quad 1.21$$

$$T = \frac{4R_1 C_1 R_2}{R_3} \quad 1.22$$

$$f_{out} = \frac{R_3}{4R_1 C_1 R_2} \quad 1.23$$

1.7 Conclusion

Dans une chaîne d'appareils ou de circuits électroniques, toutes les modifications et les traitements divers (modulation, filtrage, intégration, etc...) que doit subir un signal sont effectuées dans les étages intermédiaires. Les étages de puissance sont situés à la fin de cette chaîne. Après plusieurs étages de gain en tension, un amplificateur final (de puissance) amplifie le courant au lieu de la tension, Afin que le signal aille atteindre la puissance requise. Dans ce chapitre, on a essayé de définir les amplificateurs de manière compréhensible marquée par l'abréviation.

Parce que les amplificateurs de classe D sont notre intéressé, on les a passé dans ce chapitre pour consacrer le deuxième chapitre à les détailler affinement.

Chapitre 2
Amplificateur de classe D



2.1 Introduction

En raison de la croissance technologique constante, l'exigence envers la qualité des produits proportionnellement augmentée. Dans ce qu'est l'amplification audio concernée, cela signifie que les topologies existantes (classes A, B et AB), malgré leur haute-fidélité audio, devaient être améliorées en raison de ses faibles efficacités énergétiques. Cette demande de circuits à plus haute efficacité énergétique a conduit à la création de la topologie de classe D. [22]

L'émergence des amplificateurs audio de classe D a eu un grand impact dans la technologie audio. Ces amplificateurs sont de nos jours très courants et demandés en raison de leur rendement très élevé par rapport aux autres topologies (classes : A, B et AB).

Ce genre d'amplificateurs audio peut atteindre des valeurs d'efficacité arrondies à 90%, ce qui représente une amélioration considérable par rapport aux topologies précédentes. En conséquence, les amplificateurs audio de classe D sont les plus utilisés de nos jours, étant insérés dans les tablettes, les smartphones, les téléviseurs, etc.

2.2 L'évolution de l'amplificateur audio

À la fin des années 1960, l'introduction commerciale de transistors à semi-conducteurs avait réussi à transformer le marché des amplificateurs audio de la dominée amplificateur audio à base de tubes en un amplificateur à semi-conducteurs. Solide-état ou les amplificateurs à transistors sont relativement peu compensés par rapport à leurs homologues à tubes. [8]

La plupart des amplificateurs audio dans le premier stade de développement d'amplificateurs à base de transistor sont des amplificateurs linéaires. Ceux-ci contiennent les quatre classes d'amplificateur, amplificateur classe-A, classe-B, classe-AB, et classe-C.

Chaque classe d'amplificateurs a ses propres avantages en termes de linéarité et d'efficacité énergétique. Avec un bon équilibre entre linéarité et rendement électrique, l'amplificateur Classe-AB est rapidement devenu le choix dominant dans le marché des amplificateurs audio linéaires à transistors.

Dans le contexte actuel, la demande de portabilité des appareils et de puissance élevée, l'efficacité avait conduit le marché des amplificateurs audio à se concentrer sur les amplificateurs de classe D. Cela est principalement dû à sa structure, compacité dans la taille physique et la très faible dissipation de puissance par les dispositifs de commutation de sortie.

2.3 Généralités sur l'amplificateur audio de classe D

Grâce aux progrès récents de la technologie de fabrication microélectronique, solutions d'amplification de puissance audio intégrées pour appareils portables tels que les téléphones portables et les ordinateurs portables sont rendus possibles. Cependant, la durée de vie de la

batterie de ces appareils est plutôt courte en raison de la puissance limitée de Ressources. Par conséquent, une solution d'amplificateur audio à très haute efficacité énergétique est souhaitable. Les amplificateurs de puissance audio en mode de fonctionnement de classe D satisfont à ce qui précède exigence sans effort car ils offrent une efficacité énergétique de 90% ou plus, ce qui est beaucoup plus efficace par rapport aux amplificateurs de puissance linéaires traditionnels dont le fonctionnement en classe AB. De plus, l'efficacité énergétique ultra-élevée des amplificateurs classe D conduit à une réduction du facteur de forme physique des produits finaux en rendant l'exigence de dissipateur de chaleur inutile. [22]

Un amplificateur audio de classe D ou amplificateur de commutation est un amplificateur non linéaire qui peut fournir un rendement énergétique très élevé. Grâce à relativement la haute opération de commutation de fréquence entraînant une rotation alternée de la puissance de sortie dans l'état entièrement passant ou complètement bloqué, la quantité de puissance dissipée dans ces transistors de commutation est significativement réduite. Malgré ses performances d'efficacité énergétique remarquablement élevées, L'amplificateur de classe D a quelques défauts. L'inconvénient majeur des amplificateurs de classe D est la complexité accrue du circuit par rapport aux amplificateurs traditionnels linéaires de classe AB.

L'amplificateur de classe D est constitué de trois éléments essentiels qui comprennent un circuit de modulation d'impulsions, étage de sortie CMOS et filtre passe-bas. [8]

Les amplificateurs analogiques conventionnels de classe D en boucle ouverte se composent généralement d'un circuit de modulation d'impulsions, un étage de sortie CMOS et un filtre passe-bas (LPF). Le modulateur d'impulsions module le signal de bande audio d'entrée en une série d'impulsions à haute fréquence. Selon les types de modulation d'impulsions, la fréquence de commutation typique pour le type de schéma de modulation le plus efficace est d'environ 400 kHz. L'étage de sortie augmente alors la force d'entraînement du signal d'impulsion à un niveau suffisant pour entraîner la charge de haut-parleur à faible impédance. Dans la plupart des cas, le signal amplifié de commutation doit être démodulé, de sorte que le signal audio amplifié peut être récupéré. Pour accomplir la tâche, un simple LC du second ordre (Inducteur et condensateur) LPF est utilisé. Le LC LPF récupère le signal audio amplifié rejetant la porteuse de haute fréquence des impulsions amplifiées, et ne permettant que le contenu de fréquence audio d'être livré à la charge.

Bien qu'une telle architecture ait grandement influencée le développement de l'industrie des amplificateurs audio en raison de ses avantages d'avoir une simple structure, efficacité énergétique supérieure et facteurs de forme plus petits ; Il y a toujours certains défis auxquels sont confrontés les amplificateurs de classe D pour leur adoption dans le marché des

amplificateurs de puissance audio commerciaux. L'un d'eux est lié au développement révolutionnaire de l'industrie du stockage de données.

L'inconvénient majeur d'une telle structure d'amplificateur de classe D aussi simple est l'absence de réjection des artefacts de commutation et de l'ondulation de l'alimentation (PSR) dans l'étage de commutation de puissance.

Pour les amplificateurs analogiques de classe D, la plupart des solutions visent à atténuer ce problème en appliquant une rétroaction négative de la sortie de l'amplificateur à son étage de modulation.

La topologie d'amplificateur de classe D à pont complet consomme normalement énorme immobilier de silicium car les tailles des dispositifs de commutation de sortie sont relativement larges. De plus, elle nécessite des signaux de conduite complémentaire ou différentielle à développer à travers la charge du haut-parleur. Par conséquent, la topologie demi-pont d'amplificateur de classe-D serait plus attrayante dans certaines applications où le facteur de forme du produit final est une préoccupation majeure, et aussi, dans les applications où les exigences matérielles physiques limitent la possibilité du signal différentiel de sortie à développer sur la charge (c'est-à-dire casque stéréo connecteurs).

2.4 Définition

L'amplificateur de classe D (CDA : Class D Amplifier), également connu sous le nom d'amplificateur de puissance numérique ou amplificateur de commutation, est un appareil électronique qui prend un signal de tension d'entrée, soit en analogique ou numérique et l'amplifie à l'aide d'un étage de sortie fonctionnant comme un invertisseur numérique. [23]

Ses avantages principaux sont son rendement élevé et son signal numérique robuste de sortie.

L'étage de sortie d'un amplificateur de classe D comprend des interrupteurs qui sont allumés ou éteints. Les interrupteurs appliquent l'alimentation positive à la sortie pendant une brève période, puis connectent le rail d'alimentation négatif à la sortie pendant la courte période suivante. Le processus est ensuite répété indéfiniment. Cela donne un carré vague à la sortie. Si ces deux intervalles sont identiques, la sortie nette est nulle. Si le premier est plus long que le second, la sortie a une valeur nette positive. Un filtre passe-bas extrait la valeur moyenne pour piloter le haut-parleur.

Ce processus est appelé modulation de largeur d'impulsion (PWM). Ces intervalles de commutation alternent à une fréquence élevée, souvent de l'ordre de 200-500 kHz. Ainsi, la valeur moyenne de l'onde carrée entraîne la charge. Parce que les interrupteurs sont allumés ou éteints, ils dissipent peu d'énergie. Pratiquement toute la puissance d'entrée des rails

d'alimentation est transférée à la charge, donc l'efficacité est très élevée et la dissipation de puissance est très faible. Efficacité de 85% à 95% n'est pas rare. Un grand défi dans les amplificateurs de classe D est le bon pilotage des commutateurs de l'étage de sortie afin que les intervalles de synchronisation on/off reflètent avec précision le signal d'entrée. Les amplificateurs de classe D ont longtemps souffert de mauvaises performances de distorsion. Les matières sont considérablement améliorées depuis la fin des années 1990. Le besoin de presser plus de capacité de puissance dans un espace plus petit tout en générant moins de chaleur a conduit leur développement. Cela a été particulièrement le cas dans les appareils portables fonctionnant sur batterie, mais comprend également les domaines importants suivants dans l'audio :

- Récepteurs de cinéma maison
- Caissons de basse
- Son professionnel
- Haut-parleurs auto-alimentés

Bien que le D dans la classe D ne signifie pas numérique (digitale), il est vrai que les implémentations d'amplificateurs de classe D s'orientent davantage vers le numérique, et en fait, il existe des approches qui impliquent une conversion numérique directe à partir de flux d'entrée PCM aux sorties audio de classe D.

Il existe de nombreuses façons de construire un amplificateur de puissance de classe D, mais celles basées sur Les PWM sont les plus anciennes et toujours très populaires.

Le fonctionnement de l'étage de sortie de classe D est le suivant : si le signal d'entrée est dans le domaine analogique, le signal audio est typiquement modulé par un signal porteur haute fréquence pour obtenir une modulation de largeur d'impulsion (MLI, PWM : Pulse Width Modulation), puis il est amplifié par l'étage de sortie de classe D.

Si le signal d'entrée est dans le domaine numérique exprimé sous la forme d'un train de bits, le vecteur du signal numérique d'entrée est typiquement transformé à partir d'une modulation de code d'impulsion (PCM : Pulse Code Modulation) en PWM.

Le signal modulé (V_{PWM}) est utilisé pour commuter les transistors de puissance de sortie entre les rails de tension à haut rendement. Enfin, un filtre passe-bas de sortie est utilisé pour récupérer le signal à basse fréquence et l'appliquer au haut-parleur.

Les fréquences de fonctionnement typiques du CDA dans les applications audio sont de 20 Hz à 20 kHz pour les signaux d'entrée et de sortie, et $\in [200 \text{ kHz}-400 \text{ kHz}]$ pour les signaux porteurs et PWM.

2.5 Principe de fonctionnement

Une forme d'onde triangulaire à plusieurs centaines de kilohertz est appliquée à un côté d'un comparateur tandis que le signal d'entrée est appliqué de l'autre côté. Chaque fois que le signal d'entrée est plus positif que l'onde triangulaire de référence, une impulsion positive est produite qui dure aussi longtemps que le signal d'entrée est au-dessus du seuil défini par l'onde triangulaire. Avec une onde triangulaire parfaite, il est facile de voir que la largeur d'impulsion est linéairement proportionnelle à l'amplitude d'entrée. Inversement, lorsque le signal d'entrée est inférieur au seuil variable dans le temps défini par l'onde triangulaire, la sortie du comparateur est négative.

La sortie du comparateur est donc un signal carré dont le rapport cyclique correspond à l'amplitude du signal d'entrée. La fréquence de l'onde carrée est référencée comme fréquence porteuse. La sortie est extraite du flux d'impulsions haute puissance par un filtre de sortie passe-bas, comme illustré à la figure 2.1. Le terme technique pour ce processus de récupération du signal analogique à partir d'un train d'impulsions est "la reconstruction"; un signal commuté au temps discret est converti en un signal au temps continu. Le filtre de sortie supprime également les hautes fréquences EMI qui font partie de l'onde carrée.

Le gain de cet amplificateur est égal au rapport de la tension du rail d'alimentation à la tension de crête de l'onde triangulaire. [24]

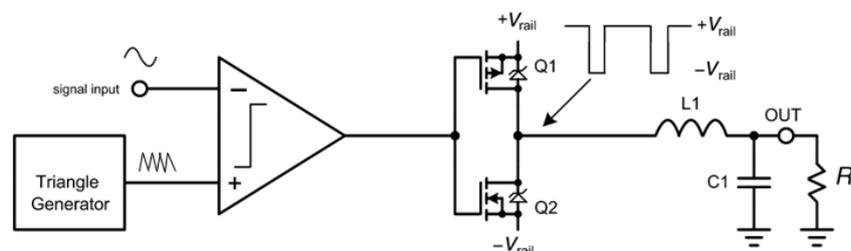


Figure 2.1. Circuit de base d'amplificateur de classe D

2.6 Les techniques de modulation de l'amplificateur de classe D

Les amplificateurs de classe D peuvent être classés en quatre types généraux basés sur différents schémas de modulation :

- Modulation de largeur d'impulsion (PWM)
- Modulation Sigma-Delta
- Bang-Bang Contrôle
- Auto-oscillant.

2.6.1 Modulation de largeur d'impulsion (MLI, en Anglais : PWM)

Parmi ces topologies de modulation, PWM est la plus largement utilisée dans la conception ACD en raison de la simplicité des circuits et du faible dissipation de puissance et de grande efficacité.

Le MLI ACD peut être conçu en boucle ouverte ou en boucle fermée. L'ACD en boucle ouverte, comme illustré sur la Figure 2.2, a une structure matérielle simple et souvent utilisée pour les applications basse fidélité. Le signal PWM est fondamentalement généré à partir d'un comparateur en comparant la sinusoïdale d'entrée v_{in} avec un signal triangulaire de référence à plus haute fréquence v_c (porteur : porteuse), produisant ainsi le train d'impulsions de sortie v_m . [25]

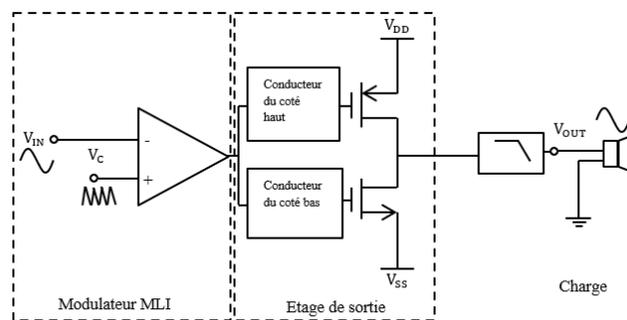


Figure 2.2 Schéma de principe d'un ACD MLI en boucle ouverte

Un PWM en boucle ouverte est inacceptable en raison de la non-linéarité élevée générée fondamentalement de la porteuse, alors un THD+N très élevé.

Typiquement, un PWM ACD est conçu avec rétroaction pour surmonter les non-linéarités de la structure en boucle ouverte, c'est l'architecture en boucle fermée.

Un schéma de principe d'un 2ème ordre PWM ACD en boucle fermée est montré sur la figure 2.3 ci-dessous.

Comparé au PWM en boucle ouverte, le THD+N de la PWM en boucle fermée est considérablement réduit.

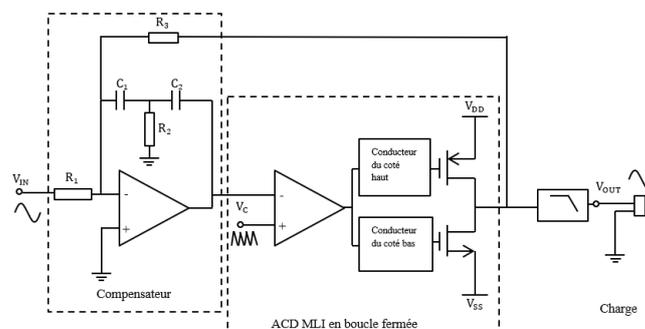


Figure 2.3 Schéma de principe d'un 2ème ordre ACD MLI en boucle fermée

2.6.2 Modulation Sigma-Delta

L'ACD Sigma-Delta ($\Sigma\Delta$) est un autre type d'ACD bien connu pour son bruit de sortie faible et ses non-linéarités.

Les $\Sigma\Delta$ ACDs peuvent être synchrones et asynchrones sur les conceptions de quantificateurs. Le $\Sigma\Delta$ ACD synchrone, comme illustré sur la figure 2.4, a le quantificateur d'un comparateur et une bascule D avec fréquence d'horloge fixe. Il est bien établi que les non-linéarités, en particulier le bruit de quantification en bande, peut être réduit par un modulateur d'ordre supérieur ou en augmentant la fréquence d'échantillonnage. Cependant, ces techniques sont coûteuses à mesure que la complexité du matériel et la dissipation de puissance augmentaient.

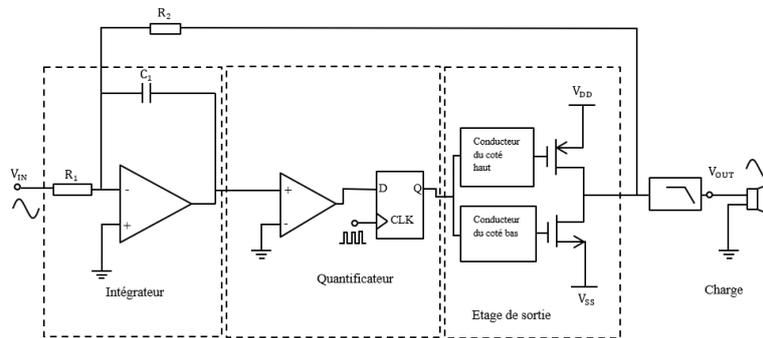


Figure 2.4 Schéma de principe d'un ACD $\Sigma\Delta$ synchrone du 1er ordre

L'ACD $\Sigma\Delta$ asynchrone tel que représenté sur la figure 2.5 utilise un comparateur d'hystérésis comme quantificateur. L'erreur de quantification de l'ACD $\Sigma\Delta$ asynchrone est théoriquement nul. Il est car la commutation, continu et dépend de l'entrée, au lieu d'être fixé dans le synchrone homologue. L'inconvénient d'ACD $\Sigma\Delta$ asynchrone est que la fréquence de découpage est variable et le couplage indésirable pour les conceptions de canaux multiples sur un seul circuit intégré.

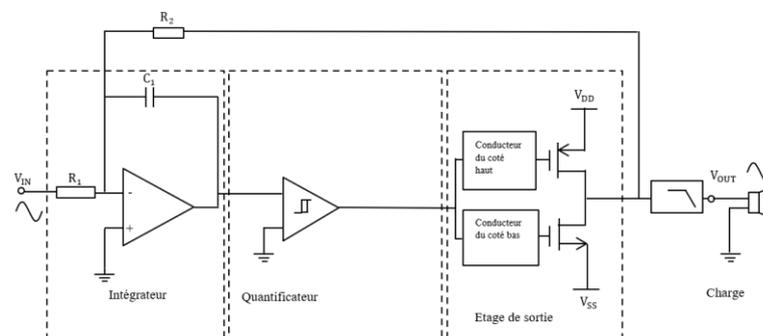


Figure 2.5 Schéma de principe d'un ACD $\Sigma\Delta$ asynchrone du 1er ordre

2.6.3 Contrôle Bang-Bang

L'ACD bang-bang, comme le montre la figure 2.6, est moins populaire puisque les avantages déjà offerts par les modulations PWM et $\Sigma\Delta$. Cependant, l'ACD bang-bang présente le matériel le plus simple et c'est la structure la plus économe en énergétique.

Le seul bloc de dissipation de puissance au repos d'un ACD bang-bang est le comparateur d'hystérésis. Par rapport aux ACDs MLI et $\Sigma\Delta$, qui ont tous les deux une consommation d'énergie intégrateur, l'ACD bang-bang a une meilleure efficacité énergétique.

De plus, la fréquence de commutation d'un contrôleur typique bang-bang est inférieure aux ACDs MLI et $\Sigma\Delta$ qui mène une dissipation de puissance de commutation plus faible.

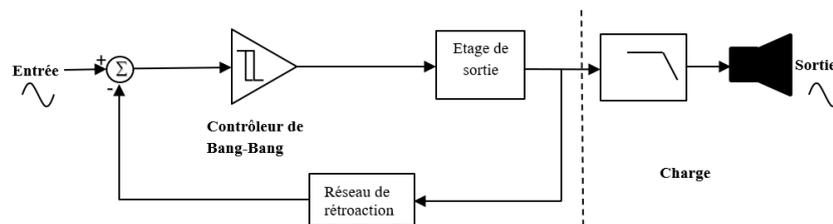


Figure 2.6 Schéma de principe d'un ACD bang-bang

2.6.4 Auto-oscillant

L'auto-oscillant est un autre type de schéma de modulation en plus des trois techniques de modulation mentionnées ci-dessus.

Le schéma fonctionnel d'un ACD auto-oscillant est illustré dans la figure 2.7. Le fonctionnement d'un ACD auto-oscillant est similaire à un oscillateur normal. L'oscillation se produit lorsque le décalage de la phase totale dans le réseau modulateur et rétroaction est de 180° . Comme le mode oscillant est intrinsèquement instable, il n'y a pas problèmes de stabilité pour l'ACD auto-oscillant.

L'avantage d'ACD auto-oscillant est que la rétroaction peut être prise après le filtre passe-bas (où d'autres ACDs prennent la rétroaction de la sortie de l'étage de sortie), d'où les non-linéarités peuvent donc être supprimé par le filtre passe-bas dans la boucle de rétroaction. L'inconvénient de cet ACD auto-oscillant est la complexité matérielle accrue en tant que broche d'E/S supplémentaire obligatoire.

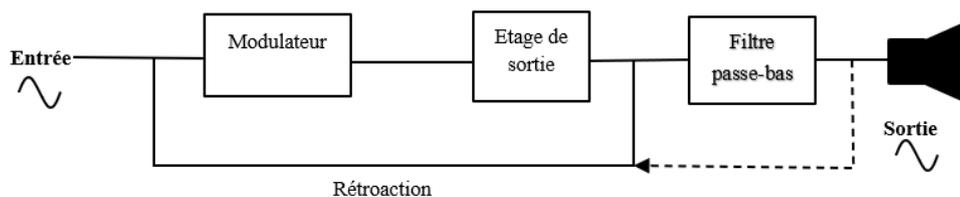


Figure 2.7 Schéma de principe d'un ACD auto-oscillant

2.7 Principaux étages d'amplificateur classe D utilisant MLI (PWM)

2.7.1 Etage de Modulation de largeur d'impulsion

Les signaux numériques ont deux positions : on ou off, interprétées en abrégé comme 1 ou 0. Les signaux analogiques, par contre, peuvent être allumés, éteints, à demi-chemin, aux deux tiers de la marche et un nombre infini de positions entre 0 et 1 approchant de 1 ou descendant jusqu'à zéro. Les deux sont traités très différemment en électronique, mais doivent très souvent fonctionner ensemble (c'est alors que nous l'appelons « électronique à signaux mixtes »).

PWM est un moyen de contrôler des appareils analogiques avec une sortie numérique. C'est l'un des principaux moyens par lesquels les microcontrôleurs pilotent des périphériques analogiques tels que des moteurs à vitesse variable, des lumières à intensité variable, des actionneurs et des haut-parleurs. Cependant, PWM n'est pas une véritable sortie analogique. PWM « simule » un résultat analogue en appliquant une puissance par impulsions ou de courtes salves de tension régulée.

Un signal porteur haute fréquence v_c est comparé à un signal de basse fréquence v_{in} pour générer le signal carré modulé amplifié par l'étage de sortie de l'amplificateur de classe D v_{sw} . L'architecture PWM de l'amplificateur de classe D en boucle fermée fonctionne de la même manière que la boucle ouverte, la différence est qu'un bloc compensateur est ajouté pour corriger l'erreur v_e entre l'entrée et le signal de retour, et pour fournir un gain et la stabilité en système en boucle fermée. [23]

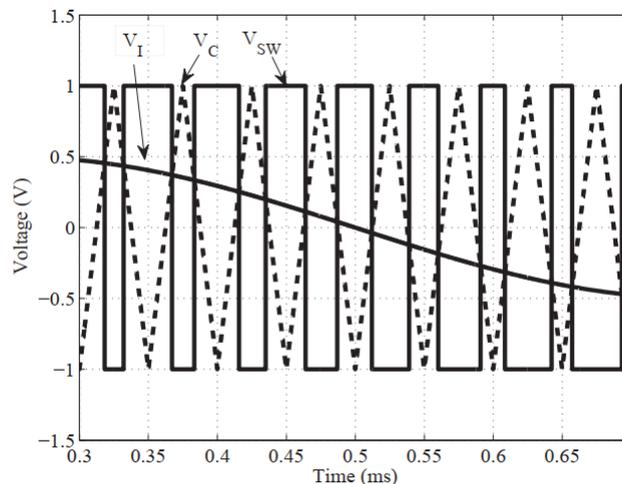


Figure 2.8 Formes d'onde PWM (MLI) en boucle ouverte

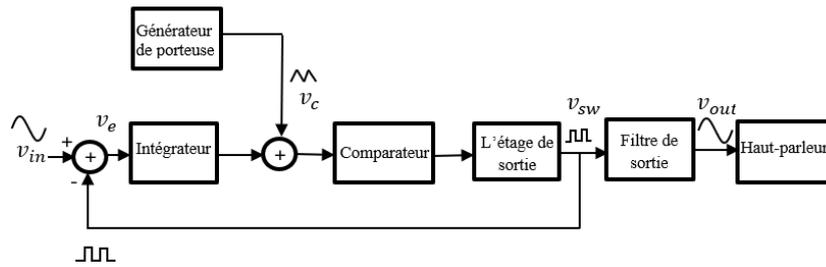


Figure 2.9 Architecture de l'amplificateur classe-D en MLI boucle fermée

La modulation de largeur d'impulsion (PWM) est un schéma de modulation qui convertit un signal en une série d'impulsions périodiques où la largeur d'impulsion de chaque période d'impulsion est une fonction du signal modulant d'entrée. En général, un signal PWM peut être facilement généré par comparaison du signal modulant d'entrée avec un signal porteur triangulaire.

Malgré la nature fortement non linéaire du procédé PWM, sa non-linéarité à basse fréquence peut être grandement supprimée si la fréquence porteuse est suffisamment supérieure à la fréquence maximale du signal audio. [8]

La valeur moyenne de la forme d'onde PWM dans un cycle est :

$$V_{avg} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad 2.1$$

Où T est la période d'impulsion PWM et $f(t)$ est une onde carrée avec une valeur d'état haut V_{max} pour l'intervalle de temps entre $0 < t < D \times T$ et une valeur d'état bas V_{min} pour l'intervalle de temps $D \times T < t < T$.

D est le rapport cyclique de l'impulsion carrée.

En substituant les conditions ci-dessus dans (2.1), l'expression pour valeur moyenne de la forme d'onde PWM dans un cycle est :

$$V_{avg} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{DT} V_{max} dt + \int_{DT}^T V_{min} dt \right) \quad 2.2$$

$$V_{avg} = \frac{1}{T} (D \cdot T \cdot V_{max} + T(1-D) V_{min}) \quad 2.3$$

$$V_{avg} = D V_{max} + (1-D) V_{min} \quad 2.4$$

2.7.2 Intégrateur

Un intégrateur est un circuit qui effectue une opération mathématique appelée intégration. L'application la plus courante d'un intégrateur est la production d'une rampe de tension de sortie, qui est une tension linéairement croissante ou décroissante. L'intégrateur est parfois appelé l'intégrateur Miller, du nom de l'inventeur. [26]

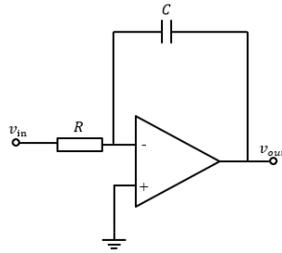


Figure 2.10 Intégrateur du premier ordre

Sa fonction de transfert,

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{1}{sRC} \quad 2.5$$

Quand $s=j\omega$

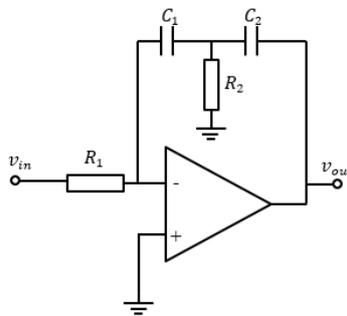


Figure 2.11 Intégrateur du second ordre

Dont, sa fonction de transfert est :

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{sR_2(C_1+C_2)+1}{s^2R_1R_2C_1C_2} \quad 2.6$$

2.7.3 Comparateur

Souvent, nous voulons comparer une tension à une autre pour voir laquelle est la plus grande. Dans cette situation, un comparateur peut être la solution parfaite. Un comparateur est similaire à un ampli-op car il a deux tensions d'entrée (non inverseuse et inverseuse) et une tension de sortie. Il diffère d'un circuit ampli-op linéaire car il a deux états de sortie, soit une basse ou une haute tension. Pour cette raison, des comparateurs sont souvent utilisés pour s'interfacer avec des circuits analogiques et numériques.

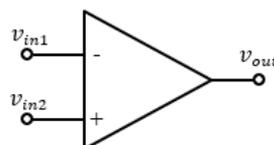


Figure 2.12 Comparateur

Comme illustrer sur la figure 2.12, c'est un comparateur qui fait la comparaison entre v_{in1} et v_{in2} pour obtenir un train d'impulsions à la sortie. Il travaille avec le principe :

$$\begin{cases} v_{in1} > v_{in2} \text{ alors } v_{out} = 1 \\ v_{in1} < v_{in2} \text{ alors } v_{out} = 0 \end{cases} \quad 2.7$$

2.7.4 Etage de commutation (switching)

Comme il s'appelle étage de puissance ou de sortie.

Un amplificateur à plusieurs étages peut être nécessaire pour fournir une grande quantité de puissance à une charge passive. Cette puissance peut être sous la forme d'un courant important délivré à une résistance de charge relativement faible telle qu'un haut-parleur audio, ou peut être sous la forme d'une grande tension délivrée à une résistance de charge relativement grande telle qu'une alimentation de commutation. L'étage de sortie de l'amplificateur de puissance doit être conçu pour répondre à la puissance des exigences.

Deux fonctions importantes de l'étage de sortie sont de fournir une faible résistance de sortie afin qu'il puisse fournir la puissance du signal à la charge sans perte de gain et à maintenir la linéarité du signal de sortie.

Une mesure de la linéarité du signal de sortie est la distorsion harmonique totale (THD) ou bien plus exacte, utilisée et globale, la distorsion harmonique totale plus bruit (THD+N). [27]

Les MOSFETs de puissance diffèrent des transistors de puissance bipolaires tant par leur principe de fonctionnement que par leurs performances. Les performances supérieures des MOSFETs de puissance sont : temps de commutation plus rapide, pas de seconde panne, gain stable et temps de réponse sur une large plage de température.

Le chemin entre le drain et la source étant essentiellement résistif, la résistance R_{dson} est un paramètre tellement important, pour garantir un rendement élevé, la résistance interne entre le drain et la source R_{dson} du MOSFET doit être faible.

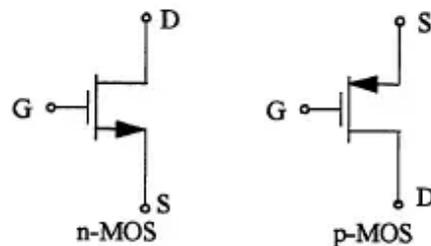


Figure 2.13 MOSFETs NMOS et PMOS

2.7.5 Filtre passe bas du second ordre

Un filtre passe-bas passif du second ordre (appelé filtre du Butterworth) est utilisé pour récupérer l'information (signal audio) vers le haut-parleur (dans notre cas bien sûr). Ce filtre de sortie est implémenté avec un inducteur et un condensateur pour éviter de dégrader l'efficacité.

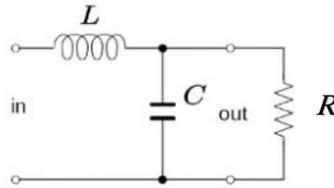


Figure 2.14 Filtre passif passe-bas du second ordre

Sa fonction du transfert,

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{1}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1} \quad 2.8$$

2.8 Principaux étages d'amplificateur classe D utilisant modulation $\Sigma\Delta$ (PDM)

Sont les mêmes en utilisant la MLI, seules les différences sont citées en suivant.

2.8.1 Modulation de densité d'impulsion (MDI, PDM : Pulse Density Modulation) ou modulation sigma-delta (SDM)

La modulation sigma-delta a été initialement développée comme un système sur échantillonné pour les applications de conversion analogique-numérique. Il est également connu sous le nom de modulation de densité d'impulsion car les informations d'entrée sont codées comme le nombre d'impulsions émises par le modulateur. La principale différence pour le SDM par rapport au PWM pour les applications d'amplificateur de classe-D est qu'une fréquence d'horloge plus élevée est généralement utilisée pour exploiter le sur échantillonnage effet. [23] Le modulateur sigma-delta comme en MLI, génère en sortie, un signal numérique de train d'impulsions, mais la largeur des impulsions, est échantillonnée et multiple de la période de l'horloge.

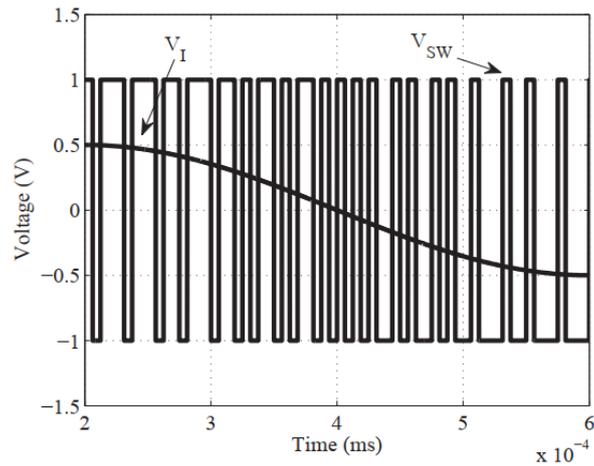


Figure 2.15 Formes d'onde PDM (MDI) en boucle fermée

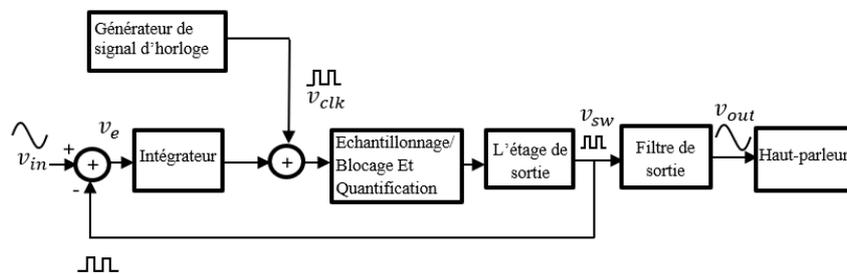


Figure 2.16 Architecture de l'amplificateur classe-D en MDI en boucle fermée

2.8.2 Quantificateur

Il est composé d'un comparateur et d'une bascule D. La fréquence d'horloge est constante et élevée. Le comparateur compare la sortie de l'intégrateur avec la masse, résultant des impulsions à la sortie. Ces impulsions ont une largeur constante et une période inconstante.

La bascule D adapte la sortie du comparateur et supprime les bruits, les erreurs et les défaillances.

2.9 Conclusion

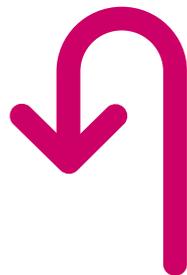
Les amplificateurs de classe D de haute efficacité offrent désormais des performances similaires aux amplificateurs de classe AB conventionnelle si les composants clés sont soigneusement sélectionnés et la disposition prend en compte l'impact subtil mais significativement les composants parasites. [28]

Les innovations constantes dans les technologies des semi-conducteurs augmentent l'utilisation des amplificateurs de classe D en raison de l'amélioration des efficacités, densité de puissance accrue et meilleure performances sonores.

Les amplificateurs de classe D offrent faibles pertes et une efficacité énergétique très élevée dans un petit boîtier pour les conceptions portables et alimentées par batterie. Les circuits intégrés prêts à l'emploi rendent l'application de ces amplificateurs rapide et facile, et les progrès récents ont réduit le besoin de filtres, les rendant moins chers et plus compacts. [32]

Chapitre 3

Performances d'un amplificateur audio



3.1 Introduction

L'objectif principal des mesures audio est de déterminer les performances d'un appareil dans le domaine audible, 20 Hz à 20 kHz. Bien que la plupart des gens n'entendent pas les fréquences inférieures à 50 Hz ou supérieures à 17 kHz, le large spectre est une norme de l'industrie qui permet une comparaison plus précise des appareils. Les performances peuvent être rapidement analysées et seulement quelques équipements de base sont nécessaires. Une méthode pour mesurer les informations de la fiche technique standard pour les amplificateurs audio de puissance est présentée pour plusieurs paramètres clés. Ceux-ci sont : [29]

- THD+N
- Gain et phase par rapport à la fréquence
- Bruit intégré
- Rapport signal sur bruit
- Diaphonie par rapport à la fréquence
- Taux de réjection de l'alimentation
- Efficacité
- Puissance dissipée dans l'appareil

3.2 Sources de perturbation

3.2.1 Bruit

Il est important que les amplificateurs de puissance produisent un faible bruit, car le bruit qu'ils produisent est toujours là, indépendamment du réglage du volume et du niveau d'écoute. C'est particulièrement lorsque les amplificateurs sont utilisés avec des haut-parleurs à haut rendement. Le bruit est généralement spécifié comme étant tant de décibels au-dessous de la puissance maximale de sortie ou par rapport à 1 W.

La spécification de bruit peut être non pondérée ou pondérée. Bruit non pondéré pour un amplificateur de puissance audio sera généralement spécifié sur une bande passante complète de 20 kHz. Les spécifications de bruit pondéré tiennent compte de la sensibilité de l'oreille au bruit sur différentes parties du spectre de fréquences. La plus couramment utilisée est pondéré. [24]

3.2.2 Distorsion

La spécification de distorsion la plus courante est la distorsion harmonique totale (THD : total harmonic distortion). Il sera généralement spécifié à une ou deux fréquences ou sur une gamme de fréquences. Ce sera généralement spécifié à un niveau de puissance donné avec une charge spécifiée.

En fait, la spécification de distorsion harmonique sera décrite comme THD + N, où le N fait référence au bruit (noise).

Lors de la mesure de THD + N, une onde sinusoïdale fondamentale d'1 kHz est appliquée à l'entrée de l'amplificateur. La fréquence fondamentale 1 kHz apparaissant dans le signal de sortie est alors coupée, tout le reste, à la fois les harmoniques de distorsion et le bruit, est mesuré donnant lieu à la spécification THD + N.

3.2.3 Sources de distorsion

Il existe de nombreuses sources de distorsion dans les amplificateurs de classe D. Quelques-unes d'entre eux sont énumérées ci-dessous et chacune est brièvement discutée.

3.2.3.1 Linéarité de référence triangulaire et bande passante

Tout écart de linéarité dans la forme d'onde triangulaire de référence dans un modulateur PWM de classe D se traduira directement par une distorsion dans la sortie audio. Tandis que la production d'une rampe très linéaire n'est pas difficile aux basses fréquences, elle devient progressivement plus difficile aux hautes fréquences.

Bande passante limitée dans la génération ou le traitement de l'onde triangulaire se traduira par des bords arrondis plutôt que droits et bords pointus. Cela correspond également à la non-linéarité, et provoque donc "Distorsion".

3.2.3.2 Quantification de la largeur d'impulsion

Les approches numériques simples de la production d'un signal PWM reposent sur des fonctions telles que compteurs et temporisateurs pour déterminer la largeur des impulsions de sortie du modulateur. Cela conduit à quantification dans le domaine temporel.

3.2.3.3 Temps mort

Le temps mort nécessaire dans l'étage de sortie PWM provoque une distorsion. Pour cette raison les temps morts doivent être minimisés.

Le temps mort soustrait de la largeur d'impulsion effective et provoque la relation entre le modulateur de la largeur d'impulsion et la largeur d'impulsion de sortie pour devenir non linéaire et entraîne ainsi une distorsion.

3.2.3.4 Temps de montée/descente asymétriques

Si un interrupteur conduit le courant direct lorsqu'il s'éteint, le nœud commuté de sortie reviendra à la tension de rail opposée en roue libre ; le temps de montée sera contrôlé par l'inductance et les capacités au niveau du nœud de commutation. D'autre part, si un interrupteur est éteint avant la fin de sa période de demi-cycle, le courant de commutation circulera dans le sens inverse et le temps de montée sera régi par le courant d'enclenchement d'interrupteur opposé lorsqu'il s'allume. Le temps de montée résultant au nœud de commutation peut être

beaucoup plus rapide dans ce cas. L'asymétrie dans le temps de montée et de descente du nœud de commutation sera donc en résulte. Ce phénomène se produit généralement lorsque le courant du signal est suffisamment important d'être en dehors de la région centrale d'exploitation.

3.3 Mesures de performance d'amplificateur audio

On pourrait dire que la qualité d'un amplificateur audio peut être mesurée et définie, cela peut être atteint, grâce aux mesures de performance. Le signal le plus utilisé en électronique analogique pour mesurer ces métriques est une forme d'onde sinusoïdale, généralement à 1 kHz.

3.3.1 Distorsion harmonique totale + Bruit (THD + N)

La distorsion harmonique totale plus bruit (THD + N) mesure la quantité de distorsion générée par le processus d'amplification par rapport à la fréquence d'entrée fondamentale, y compris le bruit total produit par l'amplificateur. [30]

Le bruit dans la mesure THD + N doit être intégré sur la bande passante de mesure. Le THD + N est la plus courante mesure de distorsion, c'est un excellent, fiable et robuste vérifiant plusieurs aspects des performances globales et marque de qualité. Il est généralement mesuré utilisant une entrée sinusoïdale d'1 kHz.

THD + N est défini comme,

$$THD + N = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^N V_i^2 + V_n^2}}{V_1} \quad 3.1$$

Où V_i est la VQM de tension d'ième harmonique, V_n est la VQM de tension de bruit intégré dans la bande passante d'intérêt, et V_1 est la VQM de tension de fréquence fondamentale.

3.3.2 Rapport signal sur bruit (SNR)

Afin de déterminer la force d'un signal, il est nécessaire de calculer ce que l'on appelle le rapport signal sur bruit (SNR). Le SNR décrit le bruit total présent dans la tension de sortie (V_o) et, c'est l'une des méthodes les plus simples de mesure de la sensibilité de l'amplificateur audio.

Plus le rapport est élevé, plus il devient facile de détecter un vrai signal ou d'extraire des informations utiles du signal brut. Le SNR peut être exprimé comme suit :

$$SNR = 10 \log \frac{P_o}{P_n} \cong 20 \log \frac{V_o}{V_n} \quad 3.2$$

Où V_o est la tension de sortie de la fréquence fondamentale du signal audio, et V_n est le bruit de sortie intégré d'amplificateur.

3.3.3 Taux de rejet de l'alimentation (PSRR)

Le PSRR décrit la capacité d'un amplificateur à maintenir sa tension de sortie lorsque sa tension d'alimentation en courant continu varie. Il est souhaitable que l'amplificateur présente un PSRR

élevé. Il est défini comme le rapport entre la variation de la tension d'alimentation et la variation de la tension de sortie qu'elle produit,

$$PSRR = 20 \log \frac{V_n}{V_o} \quad 3.3$$

Où V_n est le bruit superposé et V_o est la tension de sortie.

3.3.4 Efficacité

Un amplificateur de classe D pratique souffrira de plusieurs sources de perte. Les plus importantes sont les pertes de conduction résultant de la résistance associée aux inductances de filtre et de la résistance à l'état « marche » des dispositifs de sortie (R_{Dson} pour les MOSFETs). Les pertes de conduction sont proportionnelles à la résistance et au carré du courant. Les pertes de commutation d'un amplificateur de classe D bien conçu sont généralement insignifiantes. L'efficacité de charge résistive de l'amplificateur de classe D, pour une sortie sinusoïdale, est donnée dans l'équation (3.4)

$$\eta_D = \frac{R_L}{R_L + R_{Dson} + R_{in} + \frac{2I_r^2 R_L (R_{Dson} + R_{in})}{\bar{v}_o^2}} \quad 3.4$$

Où R_L est la charge résistive, R_{Dson} est la résistance à l'état « on » des dispositifs de commutation, R_{in} est la résistance de l'inductance du filtre, I_r est la VQM du courant d'ondulation et V_o est la tension de sortie.

3.4A propos du haut-parleur

Les haut-parleurs se présentent sous différentes formes, tailles et configurations, mais ils font tous la même chose : ils convertissent les signaux audio en ondes sonores.

Le haut-parleur est un transducteur dont le rôle est de traduire les variations de grandeur électrique à ses bornes en une modification d'une grandeur acoustique. En un mot, il convertit un signal électrique en son.

Le haut-parleur transforme les tensions alternatives, comprises entre 20 Hz et 20 kHz en vibrations acoustiques. [31]

Il est utilisé pour créer le son dans les radios, les téléviseurs et les systèmes d'amplification d'instruments de musique électriques. [32]

Pour qu'un haut-parleur produit du son, il doit être connecté à un amplificateur électronique.

3.4.1 Principe de fonctionnement du haut-parleur

Les haut-parleurs sont généralement construits en utilisant un cône en papier rigide, une bobine de fil de cuivre mince et un aimant circulaire.

Le cône, le fil de cuivre et l'aimant sont généralement montés dans une armoire en bois de forme rectangulaire. La bobine de fil de cuivre se déplace d'avant en arrière lorsqu'un signal électrique

la traverse. La bobine de fil de cuivre et l'aimant fait vibrer le cône en papier rigide et reproduire les sons. [33]

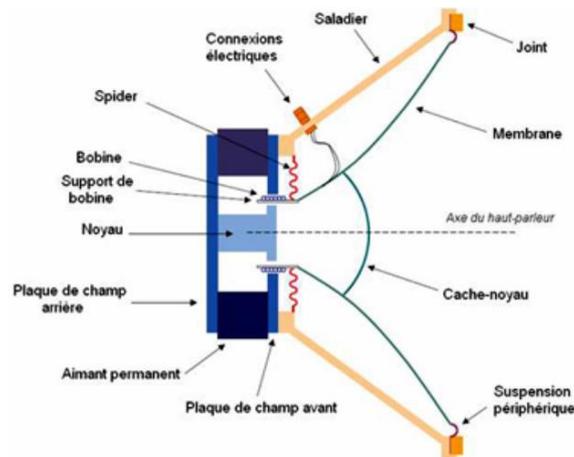


Figure 3.1 Coupe schématique d'un haut-parleur électrodynamique

Figure ci-dessus (3.1) représente une coupe schématique d'un haut-parleur électrodynamique, constitué d'une partie fixe et d'une partie mobile.

La partie fixe construite de l'aimant permanent constitué la plupart du temps en ferrite mais de plus en plus fréquemment d'un alliage au Néodyme, les pièces polaires (noyau, plaques de champ avant et arrière) en acier doux, perméables au champ magnétique, et le châssis ou saladier.

La partie mobile comprend la bobine, son support cylindrique (en kapton, fibre de verre, voire aluminium), la membrane et le cache-noyau qui empêche la pénétration de poussières magnétiques.

L'ensemble de l'équipage mobile est guidé par la suspension périphérique et la suspension de centrage (spider), toutes deux fixées sur le saladier.

Le rôle des suspensions est d'exercer une force de rappel contraire au mouvement de la membrane et de maintenir simultanément la bobine parfaitement centrée entre la plaque de champ avant et le noyau.

3.4.2 Types du haut-parleur

3.4.2.1 Haut-parleur électromagnétique

Il existe une convention pour l'utilisation du terme "impédance nominale", et si l'impédance sur la majorité de la bande passante, couvrant spécifiquement la plage du spectre où se produit la majorité de la puissance spectrale musicale, elle est de 8 ohms. Il faut garder à l'esprit que "l'impédance nominale" n'est pas définie dans la CEI. En effet, l'industrie électronique a été informée, lors de l'introduction de la loi sur les descriptions commerciales, que le mot "nominal"

ne devrait plus être utilisé dans les spécifications. C'est pourquoi le concept CEI de "valeur nominale" est si utile. La norme CEI (CEI60268-3) autorise toute "augmentation" au-dessus de la valeur nominale, mais limite la "diminution". La norme ne permet pas à l'impédance de tomber en dessous de 80% de la valeur nominale à n'importe quelle fréquence, y compris CC. [34]

3.4.2.1.1 Principe électromagnétique

Le principe le plus couramment utilisé pour les haut-parleurs représenté en les lois de Laplace, introduisant l'interaction entre champ magnétique et courant électrique.

La loi dit que si on a deux rails, conducteurs et parallèles entre eux et qu'ils sont trouvés dans un champ magnétique créé par un aimant U, perpendiculaire à leur plan, sur ces deux rails peut se mouvoir un autre conducteur, qui est perpendiculaire aux deux rails et traversé par le courant.

[31]

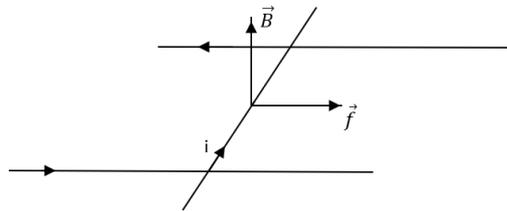


Figure 3.2 Principe de fonctionnement d'un haut-parleur

La relation entre la force, le champ magnétique et le courant est donné sous la forme $f = B \cdot i \cdot l$ (l est la longueur de la tige), c'est cette relation qui est utilisée pour la modélisation du haut-parleur électrodynamique.

3.4.2.1.2 Impédance d'un haut-parleur

L'impédance est une propriété de tout réseau passif à deux ports (c'est-à-dire de tout circuit constitué de résistances, de condensateurs et inducteurs). Un tel réseau peut être condensé en un composant qui pourrait ressembler à ceci sous forme schématique : [35]

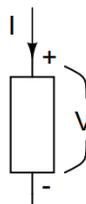


Figure 3.3 Schéma d'impédance d'un haut-parleur

Les résistances, les condensateurs et les inducteurs sont des composants passifs à 2 ports. Chacun d'eux a une impédance associée avec lui.

- ♣ Résistances : l'impédance d'une résistance est $Z_R = R$, ou simplement sa résistance. Il n'y a pas de partie imaginaire, l'amplitude de l'impédance est R et l'angle de phase est nul à toutes les fréquences. Cela a du sens, ajouter une résistance à un système ne peut pas retarder ou décaler une forme d'onde, mais seulement diminuer sa magnitude. Les résistances sont mesurées en ohms (Ω) et peuvent être arbitrairement petites ou grandes, valeurs entre 1Ω et 50Ω sont courants dans les haut-parleurs.
- ♣ Condensateurs : l'impédance d'un condensateur est $Z_C = \frac{1}{i\omega C} = \frac{1}{i2\pi f C}$. La chose importante à noter est que la fréquence f fois la capacité C est dans le dénominateur. Pour toute capacité donnée, l'impédance diminue avec une fréquence croissante. Et l'amplitude de l'impédance va dans le sens opposé de la capacité : les condensateurs plus grands ont une impédance plus faible. Le i là-dedans signifie que l'impédance est imaginaire. Il a une phase angle de -90 degrés. En ce qui nous concerne, cela signifie que le courant traversant un condensateur est en fait décalé d' $\frac{1}{4}$ d'un cycle par rapport à la tension. Les capacités sont mesurées en farads (F), bien que les valeurs réalisables des condensateurs varient d'environ 1 pF (10^{-12} F) à 10 mF ($0,001 \text{ F}$). Dans les haut-parleurs, vous trouverez des condensateurs entre $1 \mu\text{F}$ et $100 \mu\text{F}$.
- ♣ Inducteurs : l'impédance d'une inductance (bobine) est $Z_L = i\omega L = i2\pi f L$. C'est l'opposé d'un condensateur. L'impédance est directement proportionnelle à la fréquence et les inducteurs plus grands ont une impédance plus élevée. L'angle de phase est de $+90$ degrés. En d'autres termes, le courant dans un inducteur est également décalé d' $\frac{1}{4}$ d'une onde par rapport à la tension, mais dans le sens opposé. Les inductances sont mesurées en henries (H), et apparaissent généralement entre $1 \mu\text{H}$ (10^{-9} H) et 1 H . Dans les haut-parleurs sont généralement de $0,1 \text{ mH}$ à 10 mH .

3.4.2.2 Haut-parleur Piézoélectrique

Piézoélectrique signifie charge capacitive.

Les haut-parleurs piézoélectriques ont un total différent principe de fonctionnement qu'une électrodynamique haut-parleur. Il n'y a pas de bobine, pas de champ magnétique et pas de grande consommation de courant.

Le cœur de chaque haut-parleur piézoélectrique est un disque en céramique qui interagit quand il ressent une certaine différence de tension.

Une augmentation de l'amplitude du signal V_{pp} se traduira par un plus grand piézo déformation et se traduit par une plus grande sortie sonore. [36]

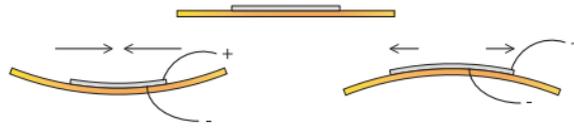


Figure 3.4 Haut-parleur piézoélectrique : fonctionnement

Les haut-parleurs piézoélectriques ont un circuit électronique équivalent complexe mais principalement ils peuvent être vus comme une charge capacitive avec des valeurs comprises entre 10 nF et 1 μ F.

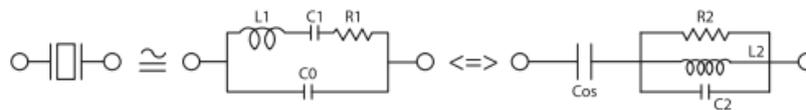


Figure 3.5 Haut-parleur piézoélectrique : schéma équivalent

La valeur capacitive du haut-parleur est une caractéristique importante pour le circuit amplificateur du haut-parleur.

La plupart des circuits intégrés d'amplification sont développés pour des haut-parleurs électrodynamiques. Ils peuvent fournir des variations de courant et sont limités à une tension niveau de $\pm 10 V_{pp}$.

Les haut-parleurs piézo-céramiques exigent des variations de tension. La consommation de courant est extrême petite et le niveau de tension crête à crête augmente à $60 V_{pp}$.

Parce que les haut-parleurs piézoélectriques agissent principalement comme une charge capacitive, l'impédance complexe diminuera avec une augmentation de la fréquence. La réactance capacitive est une fonction asymptotique.



3.4.2.2.1 Principe de fonctionnement

Les haut-parleurs piézo-céramiques produisent son par le mouvement vers l'avant et l'arrière d'un appartement membrane. Au cours de ce mouvement, la membrane crée une onde de pression d'air en avant et en arrière de la membrane.

Un mouvement vers l'avant va créer une légère surpression à la face avant et une légère dépression à l'arrière et vice versa. Il est donc important que l'avant et l'arrière sont acoustiquement isolés les uns des autres pour éviter l'annulation de la pression d'air et par conséquent une sérieuse réduction de la sortie sonore.

3.5 Convertisseur LLC résonnant comme alimentation de l'amplificateur

La structure du convertisseur résonnant LLC a été initialement inventé en 1988, mais en raison de sa commande compliquée et la conception complexe des paramètres, il n'a pas reçu suffisamment d'attention, et il n'a pas été beaucoup utilisé dans les applications pratiques pendant longtemps.

Avec la demande récente de haute densité d'énergie, l'alimentation à découpage était développée pour fonctionner avec des fréquences plus élevées, ce qui est une tendance inévitable dans l'évolution d'électronique de puissance. Cependant, haute fréquence signifie haute consommation d'énergie de commutation et haute pollution par EMI. Par conséquent, les convertisseurs résonnants avec une fonction de commutation douce et caractéristique à haute fréquence ont attiré l'attention et les recherches d'érudits du monde entier dans les dernières décennies.

Par rapport au convertisseur résonnant LC en série et le convertisseur résonnant LC en parallèle, le convertisseur résonnant LLC combine les avantages de ces autres convertisseurs résonnants, y compris l'isolation CC, fonctionnement stable à vide, faibles exigences de courant ondulé du condensateur de filtre et réglage du courant résonnant comme charge, et offre des avantages dans le réglage de la tension et de la plage de commutation douce. Ainsi, les érudits ont commencé à mener des recherches approfondies à ce sujet. Avec le développement d'un grand nombre de commandes des CIs et des recherches substantielles sur les convertisseurs résonnants, les convertisseurs résonnants LLC sont devenus de plus en plus matures, et ont été appliqués dans des applications industrielles très diverses. [37]

3.5.1 Structures des convertisseurs LLC

Le convertisseur résonnant LLC a plusieurs structures principales utilisées dans les applications industrielles, y compris les convertisseurs résonnants LLC à demi-pont, les convertisseurs résonnants LLC au pont-complet et les convertisseurs résonnants LLC à trois niveaux (TL).

Comme le montre la Fig. 3.6, le convertisseur résonnant LLC peut être divisé en trois parties, c'est-à-dire le système de génération d'onde carrée, le réseau résonnant et le réseau redresseur. [38]

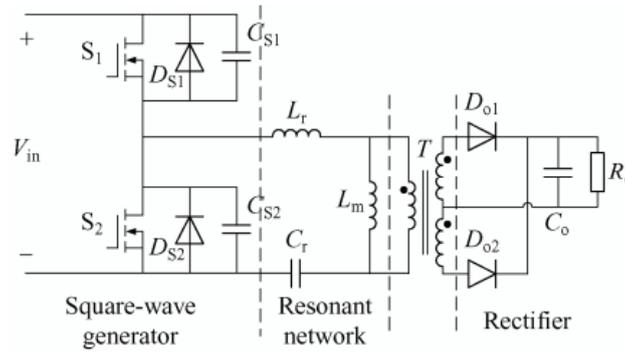


Figure 3.6 Schéma de base d'un convertisseur résonnant LLC

Le générateur d'onde carrée est composé de deux interrupteurs (y compris leurs diodes corporelles et condensateurs parasites) avec le rapport cyclique complémentaire de 0,5.

Le réseau résonnant comprend un transformateur de haute fréquence (y compris l'inductance résonnante L_r et l'inductance magnétisante L_m) et un condensateur résonnant C_r .

Le réseau redresseur est généralement composé de deux ou quatre diodes et un filtre à condensateur.

3.5.1.1 Convertisseur résonnant LLC à demi-pont

Comme le montre la figure 3.7, le convertisseur résonnant LLC à demi-pont est composé de deux interrupteurs, composants résonnants, deux diodes et un condensateur de sortie.

Le convertisseur résonnant LLC à demi-pont est toujours appliqué aux conditions avec une tension d'entrée élevée et faible courant d'entrée et faible tension de sortie et courant de sortie élevé.

Cette topologie est largement utilisée dans les stations de recharge des véhicules électriques, conducteurs d'éclairage LED, réseaux électriques embarqués, alimentations TV LCD, alimentations d'ordinateur et de communication, alimentation de micro-ondes, chargeurs de batterie et systèmes chauffage sans fil.

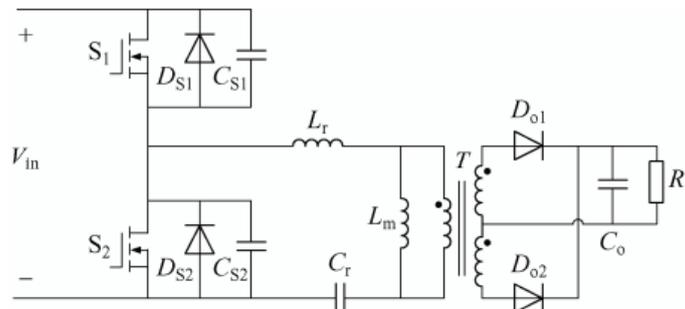


Figure 3.7 Convertisseur résonnant LLC à demi-pont

3.5.1.2 Convertisseur résonnant LLC à pont complet

Comme le montre la figure 3.8, le convertisseur résonnant LLC à pont complet est composé de quatre interrupteurs, composants résonnants, deux diodes et un condensateur de sortie. Ce convertisseur convient aux transferts de puissance élevée et moyenne.

Cette topologie est largement utilisée dans les stations de recharge des véhicules électriques, systèmes photovoltaïques, chargeurs de batterie, systèmes de soudage, alimentations d'ordinateur et de communication, systèmes de chauffage par induction et alimentations des machines des rayons X.

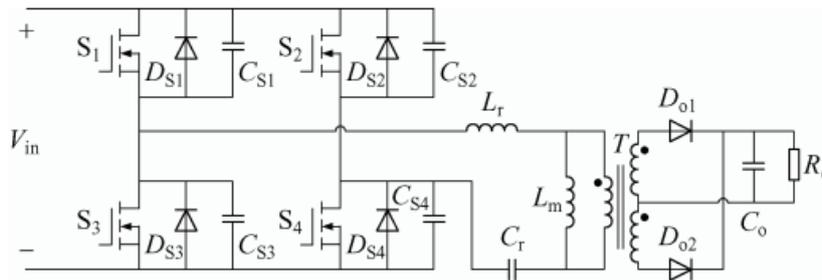


Figure 3.8 Convertisseur résonnant LLC à pont complet

3.5.1.3 Convertisseur résonnant TL-LLC (Three Levels : Trois Niveaux)

Comme le montre la figure 3.9, le convertisseur résonnant TL-LLC est composé de quatre interrupteurs, composants résonnants, quatre diodes et trois condensateurs.

Le convertisseur résonnant TL-LLC est toujours appliqué aux conditions haute puissance avec une large plage de sortie.

Cette topologie est largement utilisée dans les stations de recharge des véhicules électriques.

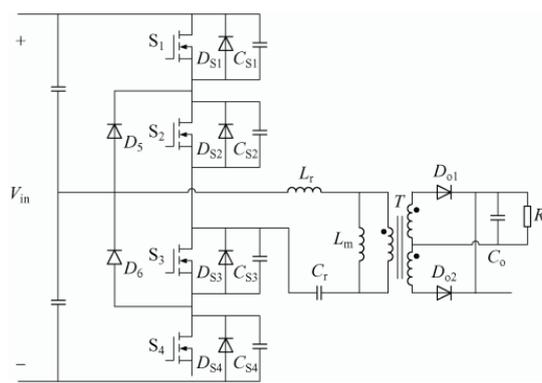


Figure 3.9 Convertisseur résonnant TL-LLC

3.5.2 Fonctionnement

Dans une discussion simpliste, le pont de commutation génère une forme d'onde carrée pour exciter le réservoir résonnant LLC, qui produira un courant sinusoïdal résonnant qui est mis à l'échelle et redressé par le transformateur et le circuit redresseur, le condensateur de sortie filtre le courant alternatif redressé et délivre un courant continu.

3.6 Conclusion

Les amplificateurs audio de classe D semblent être une voie de développement de l'électronique car ils fournissent une efficacité élevée ainsi que la possibilité d'intégration et la diminution des dimensions de l'appareil. Avec l'utilisation de rétroaction négative, l'amplificateur de la classe D peut atteindre le niveau de la classe AB en termes de linéarité. Il se débarrasse également du bruit, alors il offre des performances parfaitement géniales surpassent les autres classes traditionnelles.

Chapitre 4

Résultats de simulation et discussion



4.1 Introduction

Les amplificateurs traditionnels présentent une bonne linéarité et une architecture simple, malheureusement un faible rendement, une perte de puissance en chaleur.

Les amplificateurs de classe-D ont envahi le marché et sont devenus les plus utilisés et les plus célèbres ; alors, ils remplacent les amplificateurs classiques car ils présentent une grande efficacité cependant ils ont deux problèmes essentiels : la complexité d'architecture et la non-linéarité amenant à un fort bruit.

On les trouve en deux architectures, en boucle ouverte ou fermée. Dans la boucle ouverte, l'entrée est indépendante de la sortie et ne peut corriger les erreurs et les perturbations. Contrairement, en boucle fermée, l'entrée dépend d'une portion de la sortie et le signal erreur corrige les erreurs et les perturbations.

Dans notre travail, nous présentons une architecture simple aussi simple que les architectures des amplificateurs traditionnels donnant un grand avantage, dont elle présente un nouveau réseau RC comme rétroaction négative qui diminue extrêmement le bruit comparant avec les traditionnelles et avec les autres architectures présentant une seule terminaison, nous avons atteint un niveau de bruit trois fois moindre.

Dans ce chapitre nous allons présenter notre acheminement de A à Z : comment débiter pour concevoir notre circuit jusqu'à la finale architecture proposée qui a donné de très bons résultats. Notre simulation est faite par OrCad/PSpice.

PSpice est un logiciel de simulation de circuits électroniques (analogique, numérique ou mixte). PSpice est issu de Spice (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis), un logiciel créé à l'université de Californie (Berkeley) au début des années 1970.

Il fait parti d'une suite, OrCAD, qui contient également :

- ♣ Capture (saisie de schéma électrique)
- ♣ Layout (conception des circuits imprimés)

OrCAD est l'un des leaders dans son domaine (Protel, Proteus, Eagle, Edwin...).

4.2 Schéma bloc diagramme d'amplificateur de classe-D

La figure 4.1 illustre la conception de base d'un amplificateur de classe D en boucle fermée. Il se compose de filtres, d'intégrateur, d'un modulateur, des commutateurs et une charge. Les filtres et l'intégrateur améliorent la distorsion harmonique totale (THD), dans la boucle : diminuent et éliminent les composantes indésirables de la porteuse et fournissent un gain constant. Le modulateur fournit un train d'impulsions modulées en largeur d'impulsion en modulant le signal d'entrée, qui sert comme signal d'attaque de l'étage de sortie de puissance.

L'étage de puissance fournit une puissance suffisante pour faire fonctionner à la fois le filtre passe-bas et la charge. [39]

En boucle ouverte c'est la même architecture avec l'absence d'intégrateur qui fait partie du système en boucle fermée.

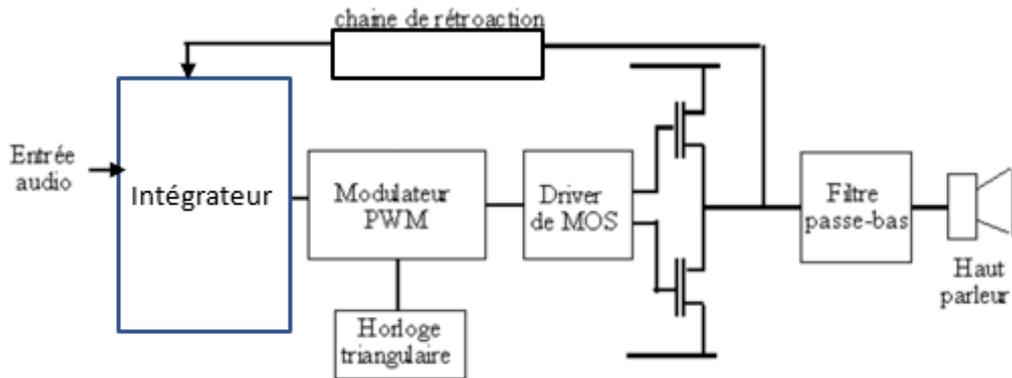


Figure 4.1 Bloc diagramme d'amplificateur classe D

4.3 Explication des étages de base

4.3.1 Intégrateur

Le fonctionnement de base d'un intégrateur : la tension de sortie est le résultat de l'intégrale définie de V_{in} du temps= 0 à un temps arbitraire t . A cela s'ajoutera une constante qui représente la sortie du réseau à $t=0$. L'intégration est essentiellement le processus de sommation. La sortie V_{out} de ce circuit (Fig.4.2) représente toujours la somme totale des valeurs d'entrée jusqu'à cet instant précis dans le temps. Par conséquent, si une valeur statique (non nulle) est utilisée comme entrée, la sortie augmentera continuellement au fil du temps. Si cette croissance se poursuit sans contrôle, une saturation de la production se produira. Si la quantité d'entrée change de polarité, la sortie peut également changer de polarité. [40]

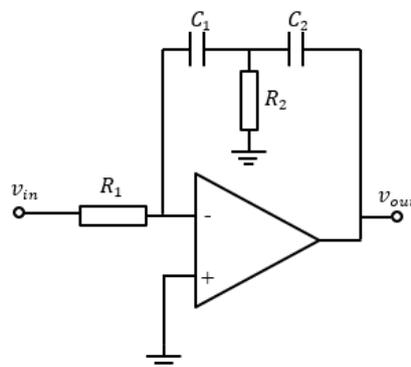


Figure 4.2 Intégrateur du second ordre

Sa fonction de transfert est :

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{sR_2(C_1+C_2)+1}{s^2R_1R_2C_1C_2} \quad 4.1$$

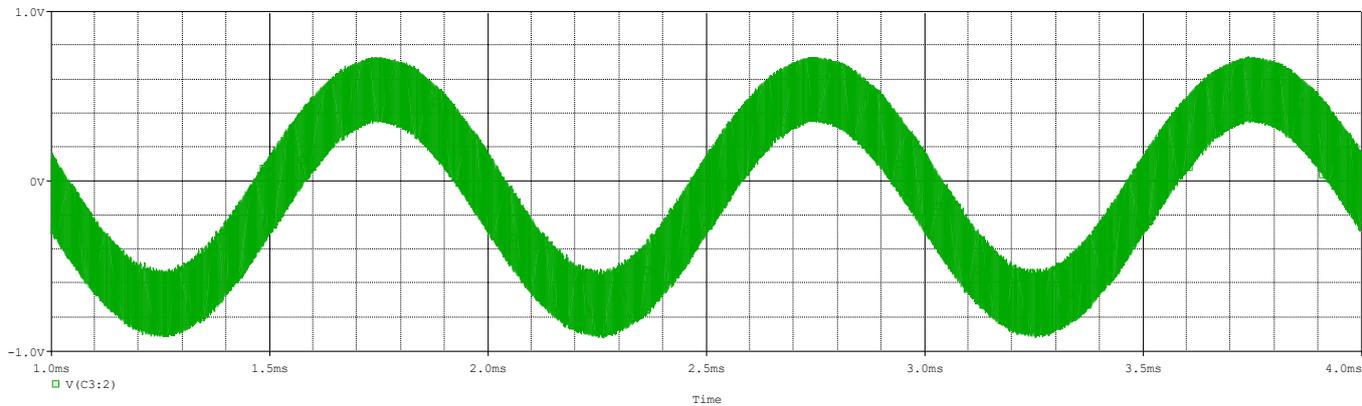


Figure 4.3 Signal de sortie de l'intégrateur

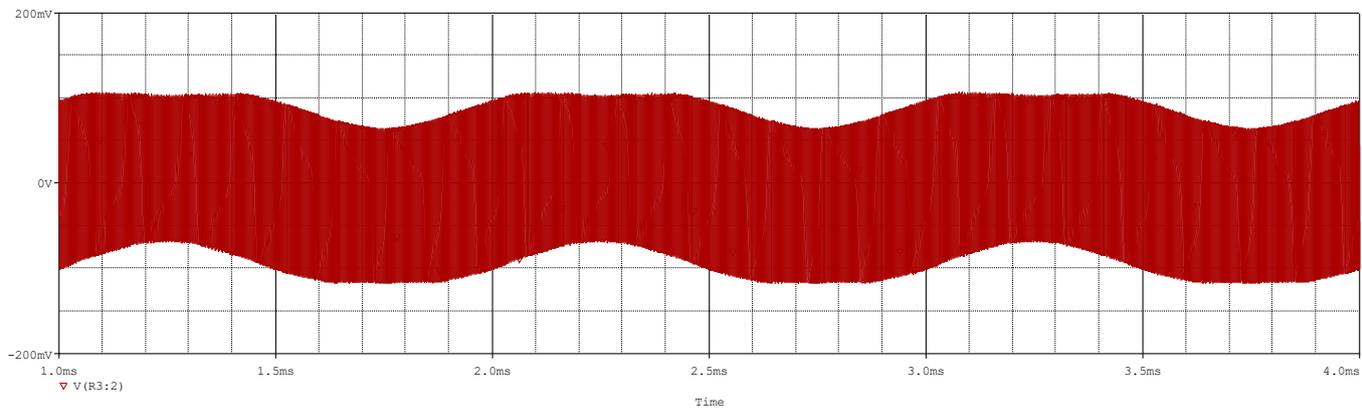


Figure 4.4 Signal d'entrée de l'intégrateur

4.3.2 Rétroaction

Le phénomène de renvoi d'une partie du signal de sortie vers l'entrée de circuit est connu sous le nom de rétroaction. L'effet se traduit par une dépendance entre la sortie et l'entrée et un contrôle efficace peut être obtenu dans le fonctionnement du circuit. [41]

4.3.2.1 Rétroaction négative

-En rétroaction négative, l'énergie de rétroaction (tension ou courant) de sortie est en opposition de phase avec le signal d'entrée.

-La rétroaction négative réduit le gain de l'amplificateur. Elle réduit également la distorsion, le bruit et l'instabilité.

-Cette rétroaction augmente la bande passante et améliore les impédances de l'entrée et de la sortie.

-En raison de ces avantages, la rétroaction négative est fréquemment utilisée dans les amplificateurs.

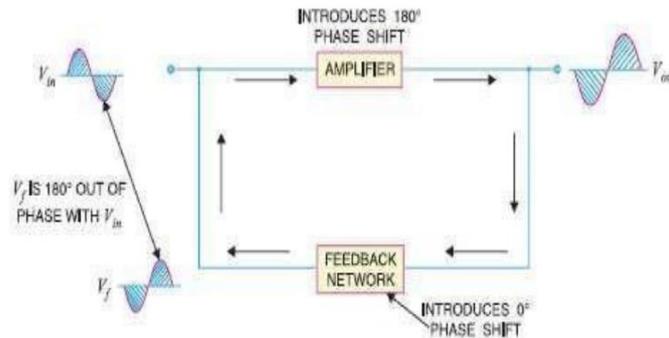


Figure 4.5 Illustration de rétroaction négative

Un amplificateur à contre-réaction se compose généralement de deux parties. Ils sont l'amplificateur et le circuit de rétroaction. Le circuit de rétroaction généralement se compose de résistances. Le concept d'amplificateur de rétroaction peut être compris à partir de la figure ci-dessous.

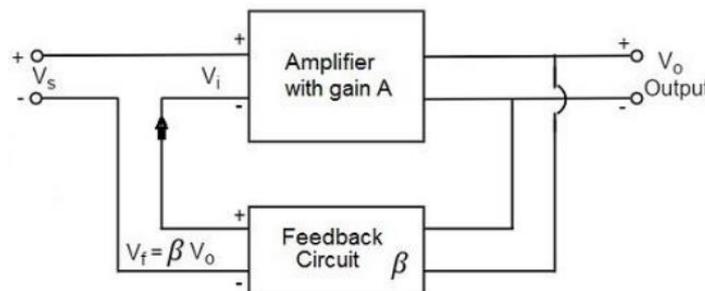


Figure 4.6 Illustration d'un amplificateur à contre-réaction

L'effet de la rétroaction négative sur un amplificateur est considéré par rapport au gain, à la stabilité du gain, distorsion, bruit, impédance d'entrée/sortie et bande passante et produit gain-bande passante.

Un amplificateur de puissance aura une distorsion non-linéaire en raison des variations importantes du signal. La rétroaction négative réduit la distorsion non-linéaire.

$$D_f = D/(1+A\beta) \quad 4.2$$

Où D = distorsion dans l'amplificateur sans rétroaction

D_f = distorsion dans l'amplificateur avec rétroaction négative

Il existe de nombreuses sources de bruit dans un amplificateur. Le bruit N peut être réduit aussi comme la distorsion par le facteur $(1+A\beta)$

$$N_f = N/(1+A\beta) \quad 4.3$$

Généralement la rétroaction contient une résistance ou dans certains cas plus qu'une.

On a proposé une ouvelle qui contient une résistance plus un condensateur.

4.3.3 Comparateur

Le circuit PWM est généralement mis en œuvre à l'aide d'un comparateur avec un grand gain CC. Le comparateur peut être conçu comme un amplificateur à boucle ouverte push-pull, comme indiqué dans la figure 4.7, pour obtenir une vitesse de balayage élevée afin de minimiser le retard de propagation et avec un PSRR élevé pour supprimer la contribution du bruit d'alimentation à sa sortie. [23]

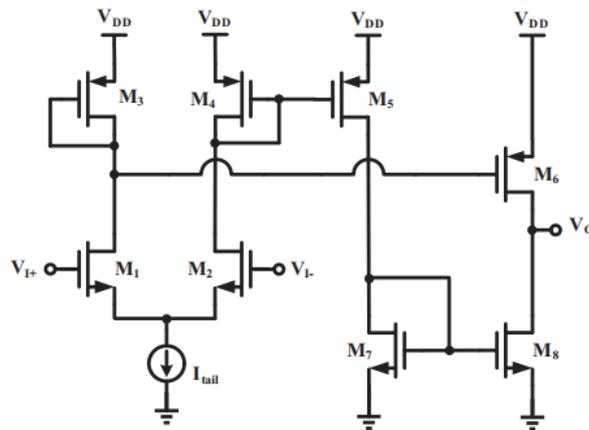


Figure 4.7 Schéma de principe du comparateur avec étage de sortie push-pull

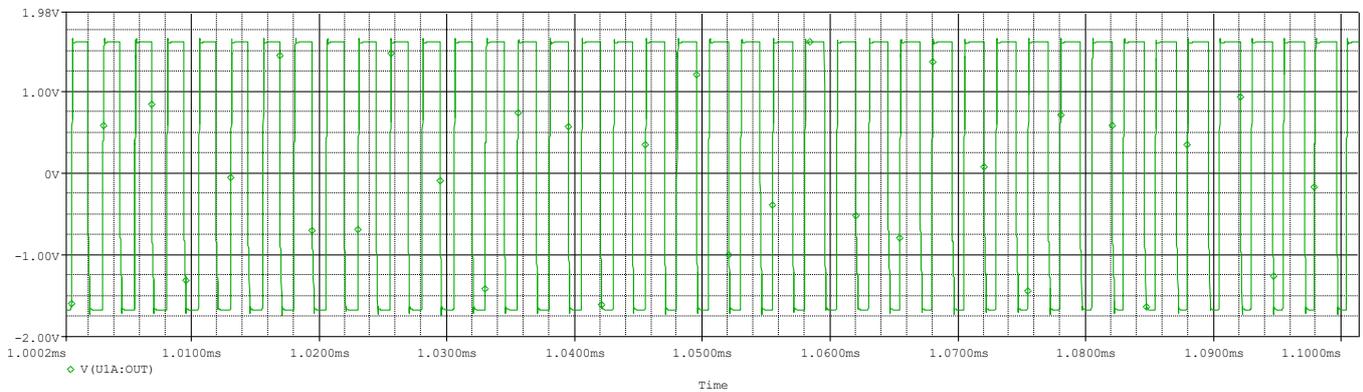


Figure 4.8 Signal de sortie du comparateur

4.3.4 Générateur d'ondes triangulaires

Le signal d'onde triangulaires peut être généré à partir d'un oscillateur à relaxation, comme indiqué sur la figure 4.9, où le signal d'onde triangulaire de sortie (V_{TRI}) est utilisé comme entrée pour deux comparateurs qui fixeront les limites de tension de V_{TRI} . La sortie des comparateurs est utilisée pour contrôler un verrou set-reset (SR) qui génère les tensions de grille pour les

commutateurs $M1$ et $M2$. Les comparateurs utilisés pour définir les limites de tension doivent être rapides et sans parasites pour éviter des erreurs ou des pics lors des transitions. Le verrou SR doit avoir une faible métastabilité et petit délai pour éviter toute déviation par rapport au F_{SW} souhaitée.

Les sources de courant doivent avoir une conductance de sortie élevée pour éviter la distorsion du signal porteur. La résistance à l'état passant des interrupteurs doit être suffisamment petite pour éviter les chutes de tension lors de chaque cycle de commutation. [23]

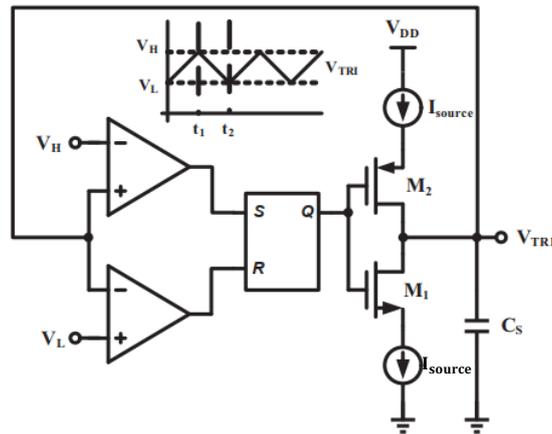


Figure 4.9 Circuit générateur d'ondes triangulaires

4.3.5 Pilotes des MOSFETs

Les pilotes de grille sont un composant clé qui permet aux MOSFETs de fournir des performances élevées.

La structure d'un MOSFET de puissance est telle que la grille forme un condensateur non linéaire. Charger le condensateur de grille allume le dispositif d'alimentation et permet la circulation du courant entre ses bornes de drain et de source, et le décharger éteint le dispositif et une tension élevée peut alors être bloquée entre les bornes de drain et de source. Pour faire fonctionner un MOSFET de puissance comme interrupteur, une tension suffisamment supérieure/inférieure à la tension de seuil V_S doit être appliquée entre les bornes de grille et de source. [42]

Le niveau logique PWM n'est pas suffisant pour allumer complètement un dispositif d'alimentation utilisé, ainsi, une interface est nécessaire entre le circuit logique/de commande et le dispositif haute puissance. [39]

Lors de la commutation, le dispositif peut être dans un état de courant élevé et de haute tension, ce qui entraîne une dissipation de puissance sous forme de chaleur. Ainsi, la transition d'un état à un autre doit être rapide afin de minimiser le temps de commutation. Pour ce faire, un courant

transitoire élevé est nécessaire pour charger et décharger rapidement le condensateur de grille. Un pilote de grille avec une capacité de commande plus élevée permet une commutation rapide avec des temps de montée et de descente. Cela réduit la perte de puissance de commutation et conduit à un système plus efficace.

4.3.5.1 Circuit de décalage de niveau

Un décaleur de niveau déplace le signal d'un niveau logique à un autre. Étant donné que le PWM ne peut pas piloter les deux MOSFETs en raison de leur différence de tension de source, le PWM doit être décalé en niveau pour l'un des MOSFET. Pour le PMOS, le PWM doit être décalé à un niveau supérieur à la tension d'alimentation de l'étage de commutation pour assurer être dans la région de coupure.

Pour le MOSFET à canal P, le signal PWM doit être inversé et référencé à l'alimentation positive. Nous utilisons un simple pilote BJT avec R_6 comme résistance de sortie.

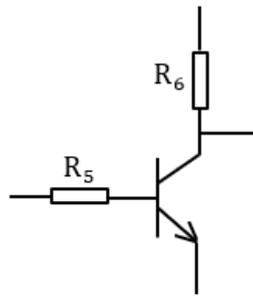


Figure 4.10 Le changeur de niveau BJT

4.3.5.2 Circuit push-pull

Le push-pull est l'un des plus populaires et ne coûte pas cher, il gère les pointes de courant et les pertes de puissance, ce qui le rend plus favorable à la technique PWM.

Il diminue le temps d'activation et de désactivation des MOSFETs, il augmente le courant circulant dans la grille et donne une charge plus rapide au condensateur de grille.

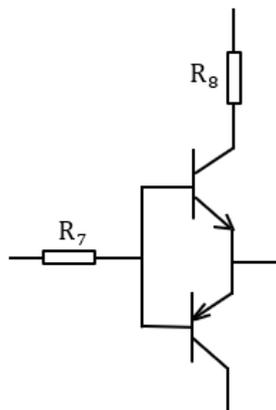


Figure 4.11 Le push-pull BJT

4.3.6 Filtre passe-bas

Les filtres passe-bas du second ordre sont faciles à concevoir et sont largement utilisés dans de nombreuses applications.

4.3.6.1 Filtre Butterworth

Le filtre Butterworth est le meilleur compromis entre atténuation et réponse en phase. Il n'a pas d'ondulation dans la bande passante ou la bande d'arrêt, et grâce à ça il est parfois appelé un filtre plat au maximum. Le filtre Butterworth atteint sa planéité au prix d'une région de transition relativement large de la bande passante à la bande d'arrêt, avec un transitoire moyen des caractéristiques. [43]

Bien que les condensateurs et les inducteurs aient chacun leurs propres capacités de suppression du bruit, la combinaison de ces deux composants permettra d'atteindre un niveau significatif de suppression du bruit. Les bobines connectées en série bloquent les bruits de haute fréquence, tandis que les condensateurs connectés en parallèle fonctionnent pour shunter les bruits haute fréquence.

Cependant, les effets de suppression du bruit changent en fonction de l'amplitude de l'impédance externe sur les côtés entrée et sortie. Par exemple, même si un condensateur à faible impédance est utilisé pour contourner le bruit, le bruit circulera vers le côté charge si l'impédance de sortie est inférieure. Inversement, même si un condensateur à haute impédance est utilisé pour bloquer le bruit, le bruit passera du côté charge si l'impédance de sortie est plus élevée. Par conséquent, lorsque l'impédance externe est élevée, des condensateurs doivent être placés à proximité et lorsqu'elle est faible, des inductances doivent être utilisées. [44]

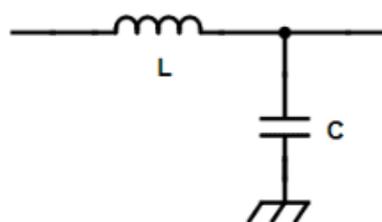


Figure 4.12 Filtre utilisé du second-ordre de Butterworth

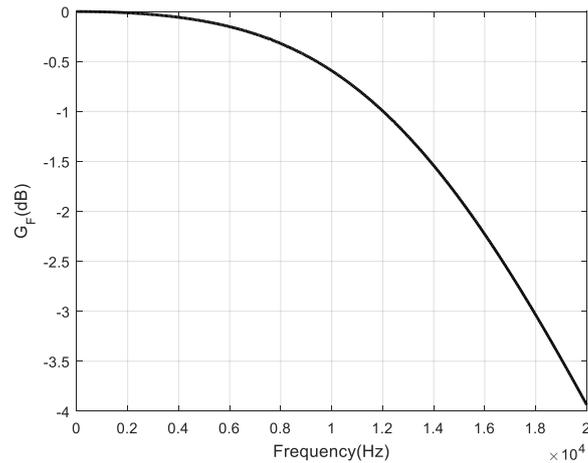


Figure 4.13 Courbe de la fonction de transfert du filtre passe-bas

L'augmentation de la valeur de C mène à une résonance plus aigüe, pour des valeurs de tension et de courant amplifiées à la fréquence harmonique concernée. Dans ce cas particulier, le courant élevé provoque une surchauffe des condensateurs, avec dégradation du diélectrique, ce qui peut entraîner sa destruction éventuelle.

La figure 4.14 montre une résonance (ondulation) dans la zone de transition essentiellement, c'est l'effet du filtre du second ordre.

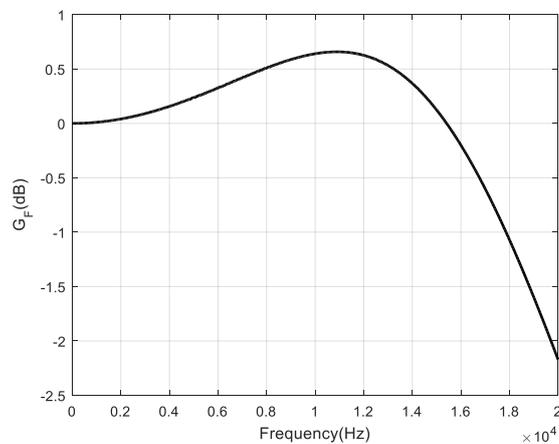


Figure 4.14 Courbe de la fonction de transfert du filtre passe-bas (avec augmentation en C)

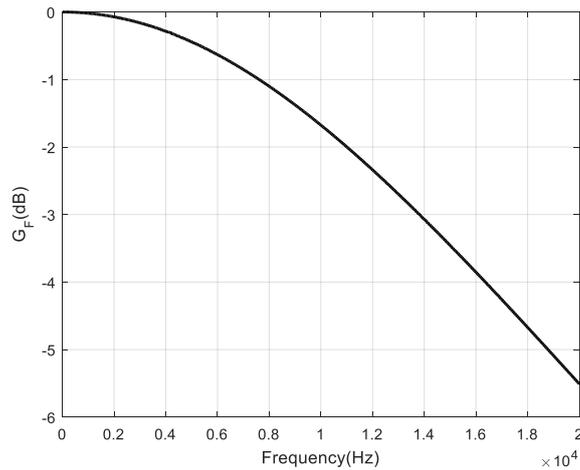


Figure 4.15 Courbe de la fonction de transfert du filtre passe-bas (avec augmentation en L)

4.4 Circuits conçus

4.4.1 Circuit sans contre-réaction

Dans les premières démarches à suivre pour la conception d'un circuit, il est primordial de commencer étape par étape pour aboutir à un résultat satisfaisant qui entre en concurrence avec les autres circuits par les avantages qu'elle présente, on a commencé avec un premier circuit qui contient les étages de base :

Le modulateur, l'étage de puissance, le filtre et le haut-parleur.

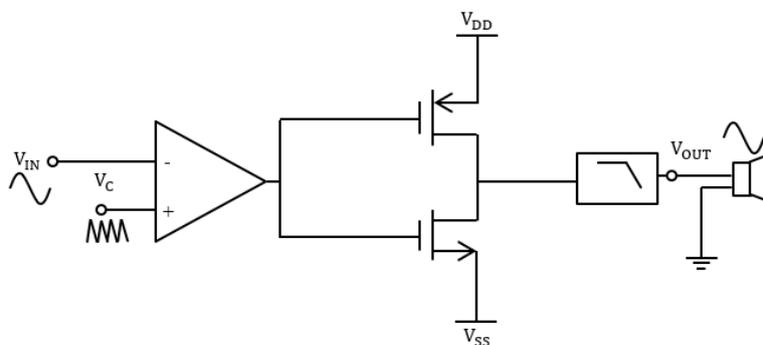


Figure 4.16 Schéma de base : circuit sans contre-réaction

Le signal d'entrée est avec un indice de modulation de 0.9. Sa fréquence est d'1 kHz.

Le signal de sortie obtenu est montré sur la figure 4.17 ; malgré sa grande amplitude mais il présente un inconvénient majeur, c'est qu'il est trop bruité.

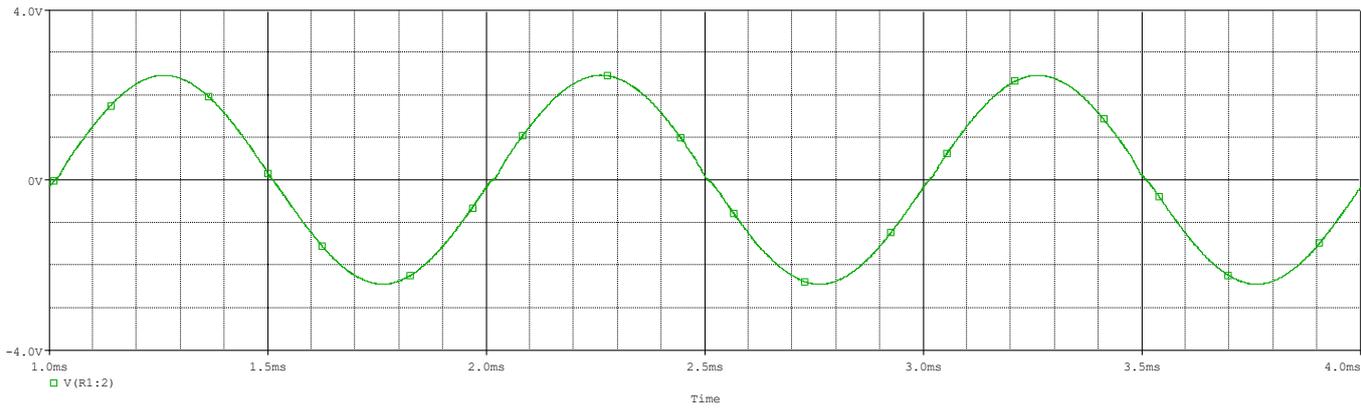


Figure 4.17 Signal de sortie du circuit sans contre-réaction

Le THD+N est une mesure de la distorsion et du bruit dans un signal obtenu en mesurant ce qui reste après le filtrage du signal utile. Le THD+N est traditionnellement mesuré à l'aide d'une onde sinusoïdale à une fréquence d'1 kHz. Supprimant cette fréquence et le signal restant qui se compose de distorsion, de bruit, de bourdonnement, etc. est mesuré.

$$THD + N = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^N V_i^2 + V_n^2}}{V_1} \quad 4.4$$

Le bruit est très élevé. Le THD+N= 1.07%. Le THD+N est calculé d'après la figure de spectre montré ci-dessous, avec la formule mentionnée ci-dessus.

Le signal voulu est situé à la fréquence fondamentale (1 kHz). Les harmoniques sont situées aux fréquences supérieures, la porteuse qui représente le signal triangulaire que nous comparons avec le signal sinusoïdal d'entrée, sa fréquence est plus importante de centaines de fois que le signal d'entrée pour éviter les interférences et avoir un signal de sortie clair et net qui tend vers la perfection.

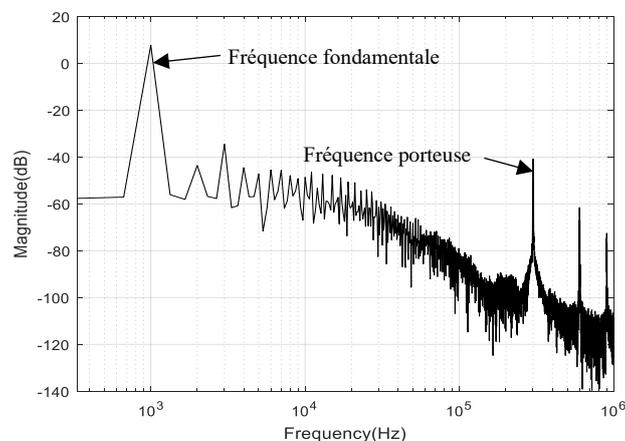


Figure 4.18 Spectre du signal de sortie

Le rapport signal/bruit (SNR) est une mesure utilisée en science de l'ingénierie qui compare le niveau d'un signal souhaité au niveau du bruit de fond.

$$SNR = 10 \log \frac{P_o}{P_n} \cong 20 \log \frac{V_o}{V_n} \quad 4.5$$

Le SNR=58 dB ; est calculé d'après la figure de spectre montré ci-dessous, avec la formule mentionnée ci-dessus.

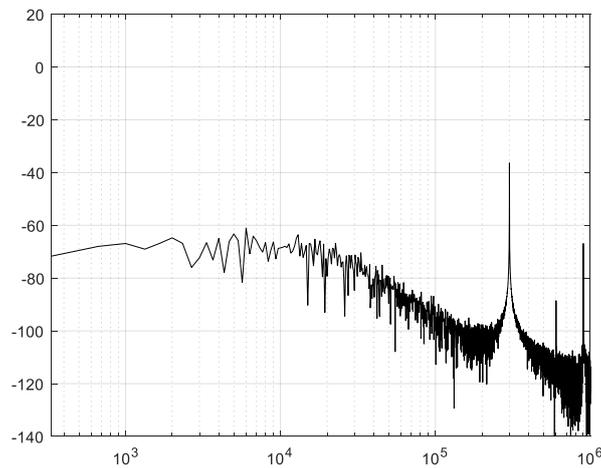


Figure 4.19 Spectre du signal de sortie sans signal d'entrée

4.4.2 Circuit avec contre-réaction

La sortie est prise du signal PWM et ramenée à l'intégrateur. En boucle fermée, le système reste stable, même le gain est stable comme il peut diminuer. Les harmoniques et le bruit chutent et l'amplitude du signal de sortie diminue aussi.

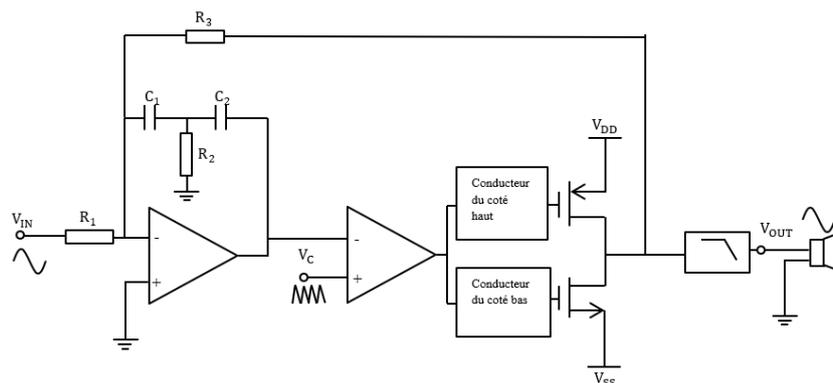


Figure 4.20 Schéma préentatif du circuit avec contre-réaction (avec la contre-réaction traditionnelle)

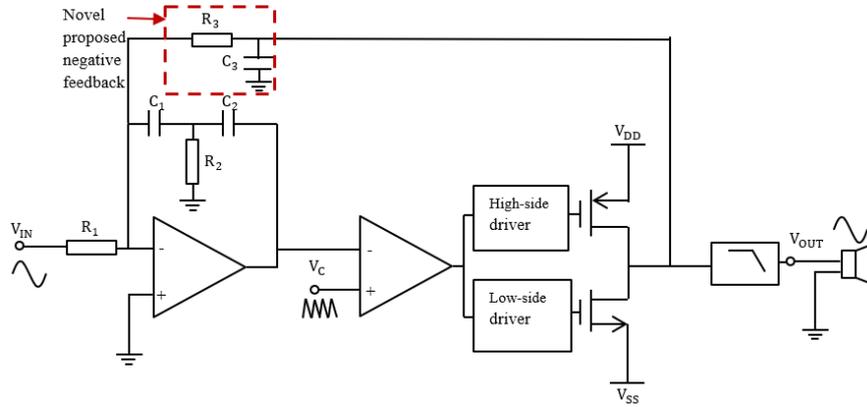


Figure 4.21 Schéma présentatif du circuit avec contre-réaction (avec la nouvelle contre-réaction proposée)

La conception d'un circuit équipé d'un intégrateur attaché de contre-réaction amène finalement à réduire le bruit comparant aux autres circuits. Ce compensateur a le rôle majeur dans la diminution du bruit.

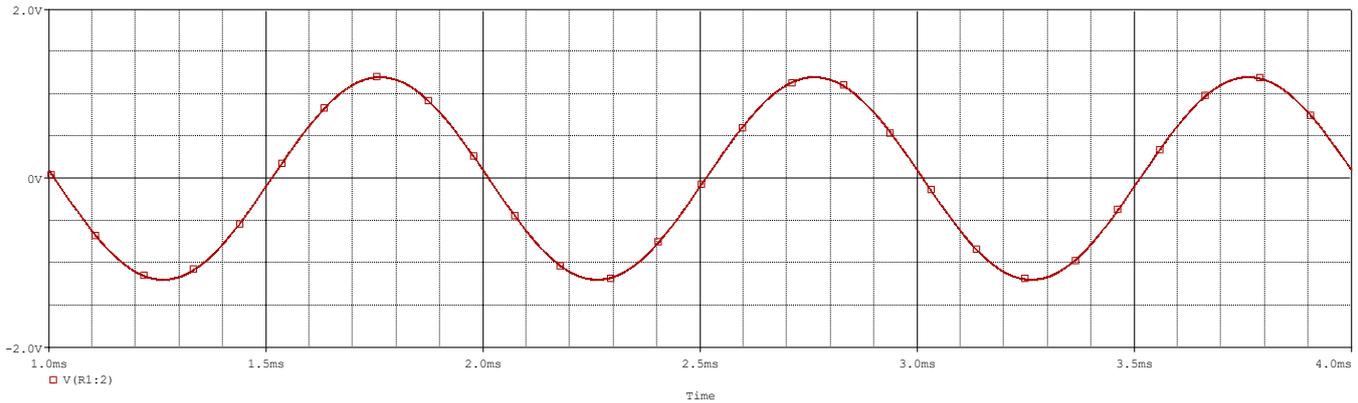


Figure 4.22 Signal de sortie du circuit avec contre-réaction

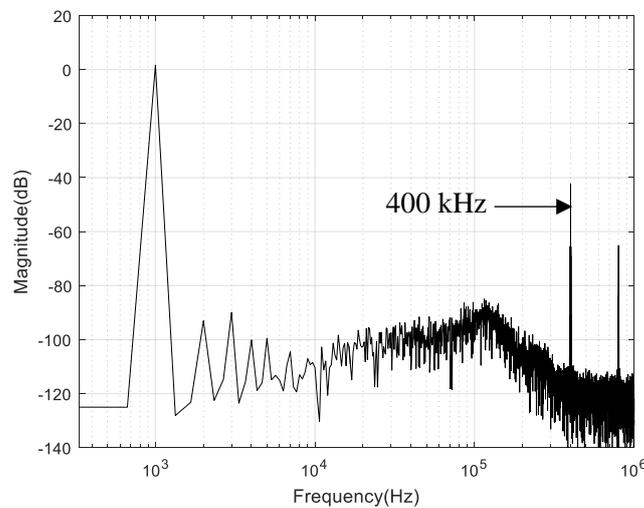


Figure 4.23 Spectre du signal de sortie avec notre nouvelle contre-réaction proposée

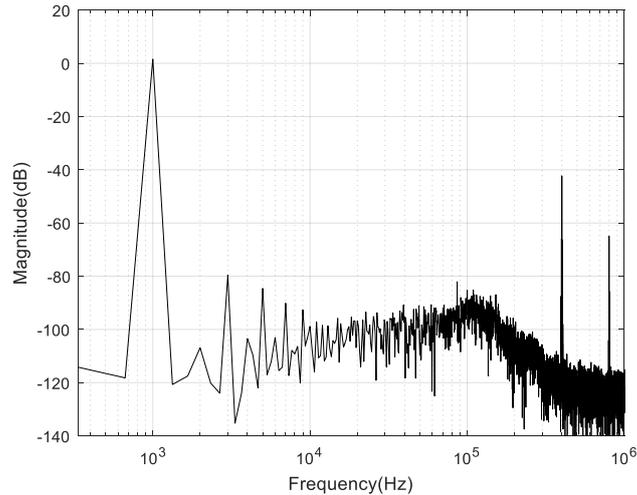


Figure 4.24 Spectre du signal de sortie avec la contre-réaction traditionnelle

4.5 Circuit proposé avec une nouvelle contre-réaction RC

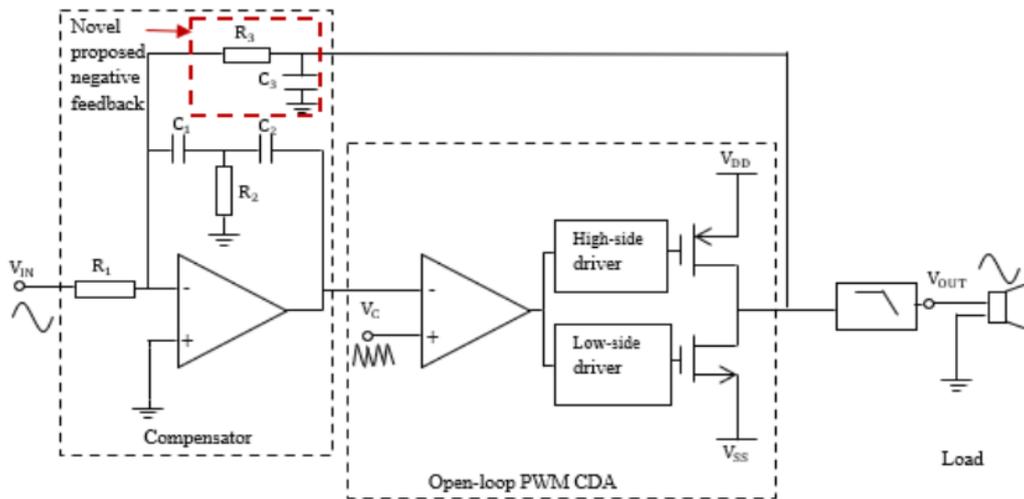


Figure 4.25 Circuit proposé d'amplificateur de classe D

Le circuit CDA proposé est illustré à la figure 4.25. Il se compose de : i) Une onde sinusoïdale d'entrée qui représente le signal audio avec une bande passante de 20 kHz ; ii) Un intégrateur du second ordre avec une bande passante accrue pour améliorer le THD ; iii) Un comparateur à faible délai de propagation t_{pd} par rapport à la période PWM T_{PWM} ($t_{pd} \ll T_{PWM}$) ; iv) Une onde porteuse triangulaire de hautes performances notamment en termes de linéarité ; v) Deux pilotes de porte basés sur la technologie bipolaire : décalage de niveau pour MOSFET canal P et pilote totem-pôle pour MOSFET canal N ; vi) Un étage de puissance qui se compose de deux MOSFETs à faible résistance à l'état passant ($R_{DS(on)}$) par rapport à l'impédance d'entrée du filtre de sortie ; vii) Un filtre LC passe-bas du second ordre qui consomme théoriquement une

puissance active nulle ; viii) Un nouveau réseau RC négatif proposé comme boucle de rétroaction négative et comme filtre d'arrêt de haute fréquence ($f \gg f_{PWM}$) à travers la faible résistance de sortie du circuit de commutation ; et ix) Une charge résistive comme haut-parleur de faible puissance. [39]

Cet amplificateur audio proposé fonctionne avec des alimentations ± 3 V et donne une sortie en RMS de 90 mW de puissance. Le comparateur choisi est le MAX942, il combine haute vitesse, faible puissance et entrée rail to rail. Nous avons utilisé un amplificateur de faible puissance TL061 pour concevoir un intégrateur du second ordre. L'étage de puissance est composé de MOSFETs NMOS et PMOS à commutation rapide, IRF520 et IRF9530. Nous avons utilisé des transistors bipolaires : 2N3904 et 2N3906 pour concevoir des pilotes de portail. L'architecture proposée réduit le chevauchement des entrées des MOSFETs, garantit l'adaptation de la puissance et du niveau de tension et réduction du temps de commutation en déchargeant facilement les différents condensateurs MOSFET. Les transistors MOSFET choisis ont une faible résistance de sortie "on" et une petite grille de capacité qui garantit une faible dissipation dans les applications portables.

Le niveau logique PWM serait insuffisant pour allumer complètement un appareil d'alimentation utilisé, donc une interface est nécessaire entre le circuit logique/de commande et le dispositif d'alimentation. Un pilote de grille haute capacité permet une commutation diminuée ainsi la perte de puissance de commutation et conduit à un système plus efficace. Le PWM doit être au niveau décalé pour l'un des MOSFETs. Pour le PMOS, le PWM doit être décalé à un niveau supérieur à la tension d'alimentation de l'étage de commutation pour s'assurer qu'elle se situe dans la zone de coupure. Nous avons utilisé un transistor conducteur à jonction bipolaire (BJT).

Le totem-pole est l'un des conducteurs les plus populaires et les plus rentables. Il gère les pics de courant et les pertes de puissance, ce qui le rend plus favorable pour la technique PWM. Il diminue le temps d'activation/désactivation du N MOSFET, augmente le courant circulant dans la grille et donne une charge plus rapide au condensateur de grille. La résistance de sortie du level-shifter est supérieure à celle du totem-pole. Cela rend les temps de charge/décharge des condensateurs MOSFET différents et contribuent à réduire le problème de croisement.

Comme représenté sur la figure 4.25, la boucle de rétroaction proposée se compose d'une résistance et d'un condensateur. C'est utilisé sous la forme d'une boucle de contre-réaction ajoutée à un intégrateur du second ordre muni de deux condensateurs et d'une résistance. Ce fonctionne comme un filtre passe-bas pour les hautes fréquences indésirables. Cette nouvelle

boucle fermée propose des atténuations extrêmes de la distorsion harmonique totale plus le bruit produit par l'étage de puissance. Améliore également le taux de rejet de l'alimentation, atténue les non-linéarités et les non-idéalités, les erreurs de hauteur d'impulsion et les ondulations. La fonction du transfert du compensateur de la figure 4.26 est donnée par l'équation (4.7)

$$G_C(s) = -\frac{R_2(R_1+R_3)(C_1+C_2)s+R_1+R_3}{R_1R_2R_3C_1C_2s^2} \quad 4.7$$

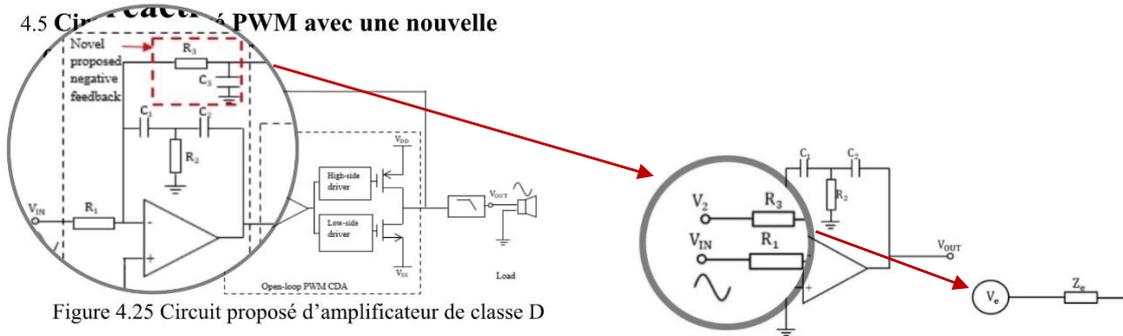


Figure 4.25 Circuit proposé d'amplificateur de classe D

Figure 4.26 Circuit équivalent du compensateur

4.5.1 Résultats et discussion

La figure 4.27 montre la comparaison entre la nouvelle rétroaction négative proposée et la rétroaction négative habituelle de THD + N. Le THD + N est de 4×10^{-5} à 1 kHz avec la nouvelle rétroaction et $1,1 \times 10^{-4}$ à 1 kHz avec la rétroaction habituelle. A partir de la figure 4.27, on peut percevoir évidemment la différence considérable entre la nouvelle rétroaction négative proposée et la rétroaction négative habituelle. La nouvelle rétroaction donne un THD+N réduit, inférieur à celui obtenu par l'habituelle presque de 3 fois à 1 kHz.

Puisque l'oreille humaine pourrait entendre entre 20 Hz et 20 kHz mais c'est vraiment plus sensible à ce qui se passe entre 250 Hz et 5 kHz, par conséquent, notre nouvelle boucle de rétroaction proposée est meilleure en tous points de vue.

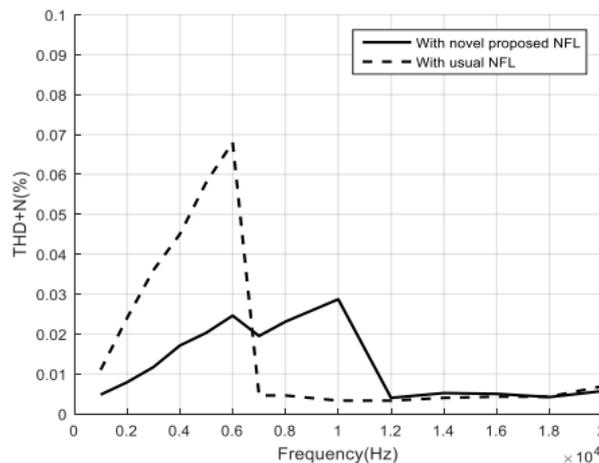


Figure 4.27 Comparaison de THD+N vs fréquence (entre notre rétroaction proposée et la traditionnelle)

Le rapport signal sur bruit est presque constant avec une valeur de 89 dB et ne diminue que légèrement au-dessus de la fréquence d'entrée de 10 kHz, comme illustré à la figure 4.28.

Le rapport signal sur bruit (SNR) diminue légèrement avec la fréquence d'entrée. Cela peut indiquer que le bruit peut être modélisé par une fonction de puissance.

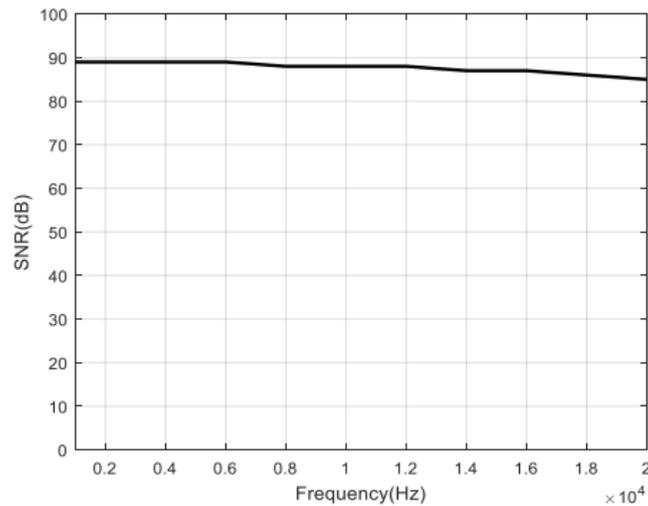


Figure 4.28 SNR vs fréquence

Le taux de réjection de l'alimentation (PSRR) par rapport à la fréquence est présenté à la figure 4.29, où 100 mV_{pp} de tension d'ondulation se superposent à l'alimentation. C'est à l'inverse proportionnel à Log(f) et c'est peut-être l'effet du filtre CR de l'intégrateur.

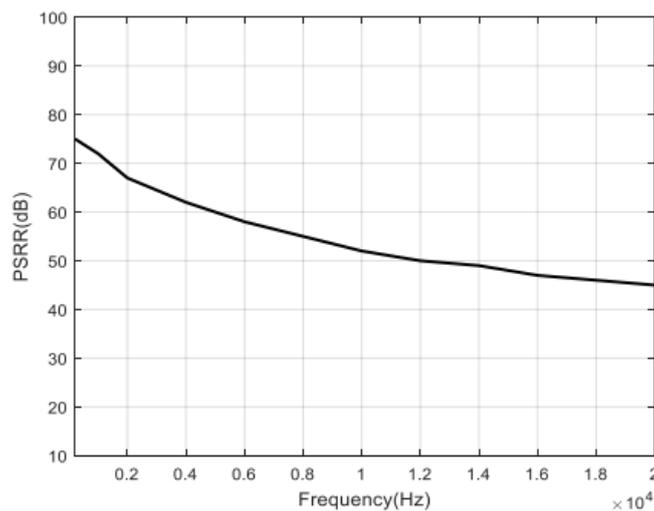


Figure 4.29 PSRR vs fréquence

La variation du rendement en fonction de l'indice de modulation est représentée sur la figure 4.30. C'est l'image de la puissance consommée par la charge résistive R_L . Il présente une

fonction exponentielle et s'élève à son extrême à environ 0.5, c'est attendu ; comme l'indice de modulation débute dans la conception des circuits de 0.5.

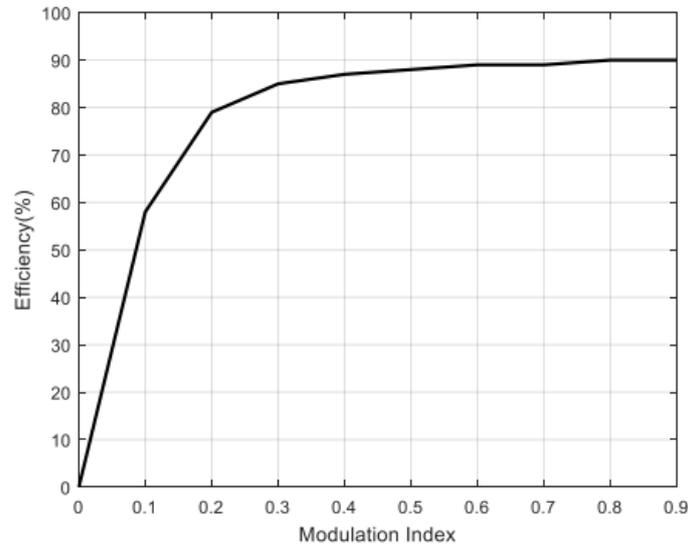


Figure 4.30 Efficacité vs indice de modulation

Le circuit proposé est modélisé avec un modèle linéaire en boucle fermée et simulé avec Simulink.

Les figures 4.31 et 4.32 présentent le modèle et le diagramme de Bode pour le modèle linéaire résultant. Où K_i ($i=1:5$) sont fonctions des éléments du circuit. Aux fréquences inférieures à la fréquence de coupure, c'est une ligne horizontale à presque 0 dB, et aux hautes fréquences, l'atténuation est de 60 dB/décade.

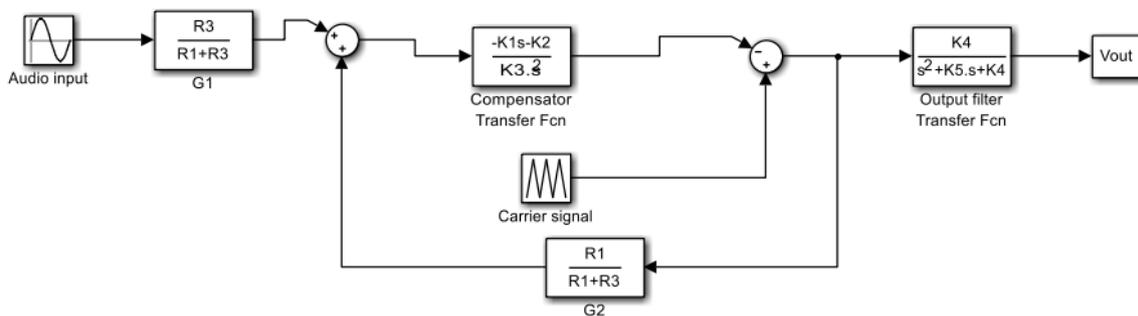


Figure 4.31 Simulink de circuit proposé

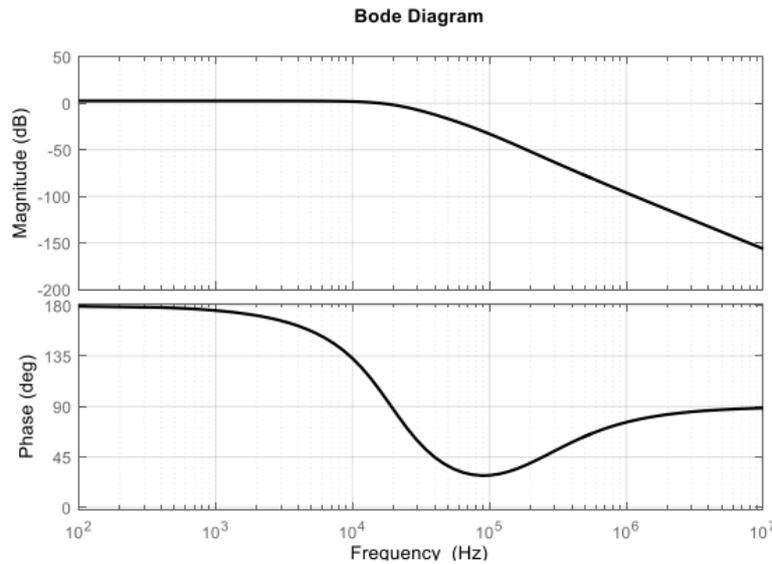


Figure 4.32 Résultat de diagramme de Bode

Pour montrer l'efficacité de notre circuit proposé, on a comparé nos résultats à d'autres dans la littérature.

Les résultats sont récapitulés ci-dessous dans le tableau 4.1. Notre architecture est efficace et fine.

Tableau 4.1 Comparaison avec l'état de l'art

Paramètre	Ce travail	[45]	[46]	[47]	[48]	[49]
THD+N (%) at 1 kHz	0.004	0.018	0.01	0.01	0.7	0.02
SNR (dB)	89	92	97	-	84	-
PSRR (dB) at 217 Hz	75	88	70	90 (at 1 kHz)	60	80
f_{sw} (kHz)	400	320	450	2300	384	300
Efficiency (%)	90	85.5	90	86	88	90

4.6 Conclusion

Dans ce travail minutieux, nous avons fixé un but c'est de simuler et de concevoir un amplificateur de classe-D simple avec une haute performance et une efficacité extrême. Nous avons atteint cet objectif. Nous avons conçu un circuit efficace mais unique en étant simple qui rivalise les classes traditionnelles (A, B, AB) et c'est un grand avantage. Nous avons atteint un niveau du THD+N extrêmement bas comparant avec les autres circuits (single-ended : seule terminaison) proposant une nouvelle contre-réaction qui donne un THD+N 3 fois plus bas que la valeur obtenue avec la contre réaction traditionnelle utilisée et plus que 3 fois bas comparant des autres circuits dans la littérature.

Conclusion générale et Perspectives

L'efficacité améliorée d'un amplificateur de classe D le rend idéal pour les appareils portables : les smartphones, les ordinateurs portables...

Les amplificateurs de classe D ne sont pas nouveaux, mais les progrès récents dans la technologie des dispositifs semi-conducteurs ont ravivé l'intérêt pour leur développement. [50]

Dans ce travail, nous avons conçu et simulé une architecture d'amplificateur audio de puissance de classe D. Cette conception, a été développée à l'aide de PSpice.

Nous avons choisi la modulation PWM car elle est plus largement utilisée avoir une architecture simple et efficace, aussi ne demande pas une fréquence de commutation (switching frequency) très haute et n'exige pas du matériel compliqué comme la PDM. Nous avons proposé un nouveau réseau RC étant que contre-réaction qui a réduit significativement le THD+N à un niveau très bas.

Les composants ont été choisis soigneusement, chaque étage a été construit minutieusement. Aussi, les valeurs sont également soigneusement sélectionnées.

Les résultats de la simulation soulignent l'efficacité absolue de notre circuit/architecture, et le rendent fortement compétitif, surmontant ses caractères uniques en termes de simplicité, de rendement élevé et de réduction de bruit très significative.

Ce projet est considéré comme un succès. Les objectifs souverains sont de concevoir une architecture simple qui aboutit à de hautes performances et une haute efficacité.

Les perspectives émergentes de ce travail peuvent être résumés comme suit :

- ♣ Utilisation d'un circuit LLC comme une alimentation
- ♣ Restructuration des circuits pour s'adapter à une charge piézoélectrique
- ♣ Simulation d'un amplificateur en pont complet (full-bridge)
- ♣ Utilisation des modulations restantes

Bibliographie

- [1] Gaalaas, E. (2006). Class D Audio Amplifiers: What, Why, and How. *Analog Dialogue*, 1-7.
- [2] Zhou, X., Xu, J., Zhong, S., & Liu, Y.-F. (2019). Soft Switching Symmetric Bipolar Outputs DCTransformer (DCX) for Eliminating Power Supply. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 6440-6455.
- [3] Xu, D., Zhou, G., Huang, R., Liu, X., & Liu, F. (2020). High Efficiency Half Bridge Class-D Audio Amplifier. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1220-1230.
- [4] Cope, E., Aschieri, J., Lai, T., Zhao, F., Grandfield, W., Clifford, M., . . . Miaille, G. (2018). A 2x20W 0.0013% THD+N Class-D Audio Amplifier. *International Solid - State Circuits Conference - (ISSCC)*. San Francisco, CA, USA: IEEE.
- [5] Lokin, C. E., Zee, R. A., Schinkel, D., & Nauta, B. (2020). EMI Reduction in Class-D Amplifiers by Actively Reducing PWM Ripple. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 765-773.
- [6] Shu, W., & Chang, J. S. (2008). THD of Closed-Loop Analog PWM Class-D Amplifiers. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 1769-1777.
- [7] Hajji, M. (2014). Amplificateur de Puissance. ISET de Nabeul.
- [8] Lam, C. K. (2014). Class D amplifier power stage with PWM feedback loop. Nanyang Technological University, Singapore.
- [9] Correvo, M. Les Amplificateurs de Puissance. Institut d'automatisation industrielle, HES-SO.
- [10] Lahache, C. *Amplificateurs de Signal à Transistors*.
- [11] Electronique > Théorie > Amplificateur opérationnel (AOP). (2020, 4 5). *sonelec-musique.com*.
- [12] Neamen, D. A. (2009). *Microelectronics : Circuits Analysis and Design*. Mcgraw-Hill.
- [13] Gray, P., Hurst, P. J., Lewis, S., & Meyer, R. (2001). *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*. John Wiley & sons.
- [14] *Junction Field Effect Transistor*. Récupéré sur electronics-tutorial: https://www.electronics-tutorials.ws/transistor/tran_5.html
- [15] Ritchie, G. (2003). *Transistor Circuit Techniques: Discrete and Integrated (Tutorial Guides in Electronic Engineering)*. CRC Press.
- [16] Le transistor à effet de champ. (2018, 1 29). *elettroamici*.
- [17] Bonnassieux, Y. (2006). Introduction à l'électronique analogique. Ecole polytechnique, Majeure MNO.
- [18] *MOSFET Push Pull Amplifier*. reviseomatic.
- [19] *Class AB Amplifier*. Récupéré sur electronicstutorials: <https://www.electronics-tutorials.ws/amplifier/class-ab-amplifier.html>
- [20] Chaniotakis & Cory. (2006). *Operational Amplifier Circuits*. Spring.
- [21] Shinoj K. V. Triangular and Sawtooth wave generators. *PH1C04 Electronics*
- [22] Sá, C. Integrated high Power Supply Rejection Ratio class D audio driver. Institut Superieur Technique, Université de Lisbonne.
- [23] Colli-Menchi, A.I, Rojas-Gonzalez, M.A, & Sánchez-Sinencio, E. (2015). *Design techniques for integrated CMOS class-D audio amplifiers*. World Scientific.
- [24] Cordell, B. (2011). *Designing Audio Power Amplifiers*. Mcgraw-Hill.
- [25] Kang, Y., Ge, T., He, H., & Chang, J. (2016). A review of audio Class D amplifiers. *International Symposium on Integrated Circuits*. Singapore: IEEE .
- [26] Malvino, A., Bates, D., & Hoppe, P. (2016). *Electronic Principles*. Mcgraw-Hill.

- [27] Neamen, D. (2000). *Electronic Circuit Analysis and Design*. McGraw-Hill.
- [28] Honda, J., & Adams, J. (2005, 8 2). *Class D Audio Amplifier Basics*. California, USA.
- [29] Palmer, R. (2019). *Guidelines for Measuring Audio Power Amplifier Performance*. TEXAS INSTRUMENTS.
- [30] Bellili, NEI, & Bekhouche, K. (2019). Class-D audio amplifier with high performance and high efficiency. *6th international conference on image and signal processing and their applications, ISPA*. Mostaganem, Algeria: IEEE.
- [31] Antoine, S.C. (2009). LE HAUT-PARLEUR.
- [32] *Le Haut-parleur*. Récupéré sur <http://colbertserv.lyceecolbert-tg.org:8080/siweb/TPE/TPE%202009-2010/TPE%202009%202010%20le%20haut%20parleur/dossier%20Haut-parleur.pdf>
- [33] Trubin, J. (2013). *LOUDSPEAKER*. Julian's Science Experiments.
- [34] Engdahl, T. (1999). Speaker impedance. *TRANSPARENT SOUND*.
- [35] Price, M. (2007). *Understanding Impedances*. Spring.
- [36] *Piezoelectric Speaker Technology*. (2012). Sonitron Techpaper.
- [37] Zeng, J., Zhang, G., Shenglong Yu, S., Zhang, B., & Zhang, Y. (2020). LLC Resonant Converter Topologies and Industrial Applications - A Review. *Chinese Journal of Electrical Engineering*, 73-84.
- [38] Sam, A.R. (2012). Resonant LLC Converter: Operation and Design. Infineon Technologies.
- [39] Bellili, NEI, & Bekhouche, K. (2022). A simple architecture for high performance and high efficiency with novel RC network as negative feedback loop. *Indonesian journal of electrical engineering and computer science*, 707-713.
- [40] Fiore, J. M. (2022, 5 22). Integrators. LibreTexts.
- [41] Analog Circuits. *CHAPTER Feedback Amplifier & Oscillators*.
- [42] Balogh, L. (2018). *Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits*. TEXAS INSTRUMENTS.
- [43] Zumbahlen, H. (2008). *Linear Circuit Design Handbook*. Newnes/Elsevier.
- [44] Optimal solution for circuit design Technical Information LC filter. (2020, 5 26). *Panasonic INDUSTRY*.
- [45] Choi, Y., Tak, W., Yoon, Y., Roh, J., Kwon, S., & Koh, J. (2012). A 0.018% THD+N, 88-dB PSRR PWM class-D amplifier for direct. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 454-463.
- [46] Pillonnet, G., Abouchi, N., Cellier, R., & Nagari, A. (2009). A 0.01%THD, 70dB PSRR single ended class D using variable hysteresis. *International Symposium on Circuits and Systems*. Taipei, Taiwan: IEEE.
- [47] *Boosted class-D amplifier with integrated dynamic speaker management*. (2020). Maxim Integrated.
- [48] Liu, J., Chien, S., & Kuo, T. (2012). A 100 W 5.1-channel digital class-D audio amplifier with single-chip design. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 1344-1354.
- [49] Zheng, H., Zhu, Z., & Ma, R. (2017). A 0.02% THD and 80 dB PSRR filterless class D amplifier with direct lithium battery hookup in. *Journal of Semiconductors*, 1-8.
- [50] Dapkus, D. (2002). Class-D audio power amplifiers: an overview. *2000 Digest of Technical Papers. International Conference on Consumer Electronics. Nineteenth in the Series (Cat. No.00CH37102)*. Los Angeles, CA, USA: IEEE.