



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique Et Populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

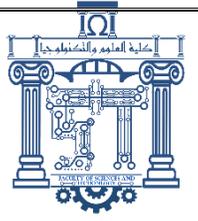
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة العربي التبسي - تبسة

Université Larbi Tébessi- Tébessa –

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de génie électrique



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme de Master Académique**

En : Electronique

Spécialité : Instrumentations

Par: Azzedine Chadia & Mezhoud Ilham

Sujet:

Commande d'un convertisseur abaisseur DC/DC multi-phases

Présenté et soutenu publiquement, le 11/06/2022

devant le jury composé de :

M. Djabri Riadh

MCB

Président

M. Gattal Azzedine

MCB

Rapporteur

M. Nezzari Hassene

MCA

Examineur 1

Promotion : 2021/2022

Remercîment :

Tout d'abord nous remercions Allah le Tout Puissant qui nous a donné la volonté et la patience pour terminer ce travail.

Tout d'abord, nous tenons à exprimer nos sincères remerciements Mr: Gattal Azzeddine, qui a accepté de nous encadrer et qui n'a ménagé ni son temps ni ses efforts pour nous prodiguer ses conseils.

Nous tenons également à remercier de manière générale tous les membres du jury qui nous ont fait l'honneur de la présence de notre soutenance et qui ont apporté des commentaires constructifs dans chacun de leurs domaines de compétence.

Enfin, un grand merci à tous ceux qui nous ont aidés de loin ou de près à accomplir ce travail.

Dédicace :

Nous dédions ce modeste travail à ceux qui nous ont donné la vie, symbole de beauté, de fierté, de sagesse et de patience.

Pour ceux qui sont la source de notre inspiration et de notre courage, que nous devons l'amour et la gratitude. Nos chers parents. Nos frères. Nos sœurs. Notre famille et tous nos proches.

Et pour tous ceux qui nous connaissent et nous aiment, tous nos amis et tous nos proches.

Chadia

Dédicace :

Du profond de mon cœur, je dédie ce travail à tous ce qui m'est chers :

*A mes **chers parents** aucune dédicace ne saurait exprimer mon respect, mon amour éternel et ma considération pour les sacrifices que vous avez consentie pour mon instruction et mon bien être.*

*A mes chères frères : **Imad, Ilyes et djihad***

*A mon merveilleuse sœur : **Rayen***

*A tous la famille **MEZHOU**, Je remercie*

*Ma chère **tante** pour son aide et son soutien,*

*Et Je remercie ma chère amie **Hasna** pour ses encouragements pour moi et pour tous nos souvenirs, et aussi je tiens à remercie **chadia** mon binôme, et tous mes amies pour leur soutien moral.*

ILHAM

Résumé :

Un convertisseur DC/DC est un convertisseur statique qui permet le contrôle de la puissance électrique dans des circuits fonctionnant-en courant continu avec une très grande souplesse et un rendement élevé. Ces convertisseurs utilisés pour les appareils électroniques sont conçus pour réguler la tension de sortie contre les changements de la tension d'entrée et du courant de charge. L'objectif de ce travail est d'étudier la commande d'un convertisseur abaisseur DC/DC multi-phases dans une gamme de fréquence variable entre 10khz à 1000Khz, notre travail basé spécifiquement sur l'amélioration du rendement de notre convertisseur. Pour cela, premièrement nous présentons une étude générale sur la conversion de l'énergie électrique. Puis nous donnons un aperçu sur les différents types des convertisseurs DC-DC (Buck-Boost, Boost et Buck). Ensuite, nous effectuons une étude générale sur la commande du convertisseur de puissance. Finalement, nous présentons nos résultats de la commande d'un convertisseur abaisseur DC/DC multiphases implémentera sur OrCAD capture et simulé par PSPICE.

Abstract:

A DC/DC converter is a static converter which allows the control of electrical power in circuits operating in direct current with great flexibility and high efficiency. These converters used for electronic devices are designed to regulate the output voltage against changes in the input voltage and load current. The objective of this work is to study the control of a multi-phase DC/DC step-down converter in a variable frequency range between 10khz to 1000Khz, our work based specifically on improving the efficiency of our converter. For this, first we present a general study on the conversion of electrical energy. Then we give an overview of the different types of DC-DC converters (Buck-Boost, Boost and Buck). Then, we made a general study on the control of the power converter. Finally, we present our results of the control of a multi-phase DC/DC buck converter to be implemented on OrCAD capture and simulated by PSPICE.

ملخص:

محول DC / DC هو محول ساكن يسمح بالتحكم في الطاقة الكهربائية في الدوائر التي تعمل في تيار مستمر بمرونة كبيرة وكفاءة عالية. تم تصميم هذه المحولات المستخدمة للأجهزة الإلكترونية لتنظيم جهد المخرج ضد التغيرات في جهد المدخل وتيار الحمل. الهدف من هذا العمل هو دراسة التحكم في محول تنحي DC / DC متعدد الأطوار في نطاق تردد متغير بين 10 كيلو هرتز إلى 1000 كيلو هرتز ، يعتمد عملنا بشكل خاص على تحسين كفاءة المحول الخاص بنا. لهذا ، نقدم أولاً دراسة عامة حول تحويل الطاقة الكهربائية. ثم نقدم نظرة عامة على الأنواع المختلفة من محولات DC-DC (Buck-Boost و Boost و Buck). بعد ذلك ، قمنا بإجراء دراسة عامة حول التحكم في محول الطاقة. أخيراً ، نقدم نتائجنا للتحكم في محول باك متعدد الأطوار DC / DC ليتم تنفيذه على التقاط OrCAD ومحاكاته بواسطة PSPICE..

Liste des tableaux :

Chapitre I : conversion d'énergie électrique.

Tableau I.1 : comparaison entre l'alimentation à découpage et l'alimentation linéaire

Tableau I.2 : les rôles des composants utilisés en l'alimentation linéaire

Chapitre II : généralité sur le convertisseur DC-DC

Tableau II.1 : différence entre IGBT et MOSFET

Chapitre IV : commande d'un convertisseur DC-DC abaisseur multiphases

Tableau IV.1 : les composants utilisés d'un convertisseur DC-DC abaisseur

Tableau IV.2 : les paramètres de générateur de la pulsation.

Tableau IV.3: les composants utilisés d'un convertisseur DC-DC abaisseur à deux phases.

Tableau IV.4: le rendement de puissance d'un convertisseur deux phases.

Tableau IV.5 : les composants utilisées d'un convertisseur DC-DC à trois phases.

Tableau IV.6 : le rendement de puissance d'un convertisseur à trois phases.

Tableau IV.7 : les composants utilisées d'un convertisseur DC-DC à quatre phases.

Tableau IV.8 : le rendement de puissance du convertisseur à quatre phases.

Tableau IV.9 : les composants utilisés d'un convertisseur DC-DC à cinq phases

Tableau IV.10 : le rendement de puissance du convertisseur à cinq phases.

Liste des figures :

Chapitre I : conversion d'énergie électrique.

Figure I.1 : principe de fonctionnement d'un générateur photovoltaïque

Figure I.2 : architecture globale d'une éolienne.

Figure I.3 : Schéma de fonctionnement d'une centrale hydraulique

Figure I.4 : alimentation linéaire.

Figure I.5 : alimentation à découpage.

Figure I.6 : Le transformateur

Figure I.7: schéma électrique équivalent d'une inductance simple.

Figure I.8 : régime d'impulsion

Chapitre II : généralité d'un convertisseur DC-Dc

Figure II.1: symbole convertisseur DC/DC

Figure II.2: convertisseur abaisseur-élévateur (Buck-Boost)

Figure II.3 : convertisseur élévateur (Boost)

Figure II.4: convertisseur abaisseur(Buck)

Figure II.5: schéma équivalent pendant ($0 \leq t \leq \alpha T$)

Figure II.6: schéma équivalent pendant ($\alpha T \leq t \leq T$)

Figure II.7: résultats de simulation du courant du l'inductance avec l'état de transistor.

Figure II.8: Caractéristiques statiques d'une diode

Figure II.9 : Caractéristique dynamique d'une diode

Figure II.10: Caractéristiques statiques d'un transistor bipolaire.

Figure II.11: Caractéristique statiques du MOSFET

Figure II.12: Caractéristique statiques de l'IGBT

Chapitre III : commande d'un convertisseur statique.

Figure III.1 : (a) Représentation symbolique,

(b) structure interne du MOSFET.

Figure III.2 : courbe caractéristique statique du MOSFET.

Figure III.3 : commutation à fermeture.

Figure III.4 : commutation à l'ouverture.

Figure III.5 : Schéma de principe d'une régulation Mode Tension.

Figure III.6 : schéma de principe d'une régulation Mode courant.

Figure III.7 : principe de commande prédictive.

Figure III.1 : Trajectoire d'un système pour une commande par mode glissant

Chapitre IV : commande d'un convertisseur DC-DC abaisseur multiphases.

Figure IV.1: structure d'un convertisseur abaisseur classique

Figure IV.2: Forme d'onde de la tension de la source et la charge.

Figure IV.3: structure d'un convertisseur abaisseur à deux phases.

Figure IV.3.1: l'allure de la tension de commande (-20%)

Figure IV.3.2: l'allure de la Tension de sortie

Figure IV.3.3: l'allure de la tension de commande (0%)

Figure IV.3.4: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

Figure IV.3.5: l'allure de la tension de commande (20%)

Figure IV.3.6: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

Figure IV.4: structure d'un convertisseur abaisseur à trois phases.

Figure IV.4.1: l'allure de la tension de commande (-20%)

Figure IV.4.2: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

Figure IV.4.3: l'allure de la tension de commande (0%)

Figure IV.4.4: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

Figure IV.4.5: l'allure de la tension de commande (20%)

Figure IV.4.6: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

Figure IV.4.7: l'allure de la tension de commande (40%)

Figure IV.4.8: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

Figure IV.5 : structure d'un convertisseur à quatre phases

Figure IV.5.1: l'allure de la tension de commande (-20%)

Figure IV.5.2: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

Figure IV.5.3: l'allure de la tension de commande (0%)

Figure IV.5.4: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

Figure IV.5.5: l'allure de la tension de commande (20%)

Figure IV.5.6: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

Figure IV.5.7: l'allure de la tension de commande (40%)

Figure IV.5.8: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

Figure IV.5.9: l'allure de la tension de commande (60%)

Figure IV.5.10: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

Figure IV.6: structure d'un convertisseur à cinq phases

Figure IV.6.1: l'allure de la tension de commande (-20%)

Figure IV.6.2: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

Figure IV.6.3: l'allure de la tension de commande (0%)

Figure IV.6.4: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

Figure IV.6.5: l'allure de la tension de commande

Figure IV.6.6: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

Figure IV.6.7: l'allure de la tension de commande (40%)

Figure IV.6.8: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

Figure IV.6.9 : l'allure de la tension de commande (60%)

Figure IV.6.10: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

Figure IV.6.11: l'allure de la tension de commande (80%)

Figure IV.6.12: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

Figure IV.7: l'évolution de rendement de puissance en fonction de nombre de phase et l'entrelacement de commande.

Figure IV.8: Schéma de principe d'un convertisseur abaisseur à redressement synchrone

Liste des symboles:

P_f	Pertes par courant de Foucault.
B_{\max}	Induction maximale.
S	Section du circuit magnétique.
F	Fréquence de fonctionnement.
ρ	Résistivité du matériau.
P_h	Pertes par hystérésis.
V	Volume de circuit magnétique.
A_{ch}	Surface du cycle d'hystérésis du matériau.
f	Fréquence de fonctionnement.
C	Capacité de condensateur.
ϵ	La permittivité
ϵ_r	Permittivité diélectrique
ϵ_0	La permittivité diélectrique du vide.
S	La surface des armatures.
e	L'épaisseur de l'isolant.
k	La rigidité diélectrique
L	Inductance.
μ_0	Perméabilité du vide.
μ_e	Perméabilité effective.
S_e	Section effective magnétique du noyau.
l_e	Longueur magnétique effective.
N	Nombre de spires.
R	La charge.
D	Diode.
V_d	Tension aux bornes de la diode.
i_L	Courant de l'inductance.
V_l	Tension aux bornes de l'inductance.
V_C	Tension aux bornes de condensateur.
V_k	Tension aux bornes de transistor.
V_S	Tension de sortie.

f	Fréquence de commutation.
T	Période de commutation.
α	Rapport cyclique.
E	Tension d'entrée.
Δi	Ondulation du courant.
V_{ak}	Tension anode cathode.
V_{GS}	Tension de la grille.
V_{th}	Tension de seuil.
V_{DS}	Tension drain-source.
Z	Largeur du canal,
L	Longueur du canal.
μ_n	La mobilité des porteurs de charge.
C_{OX}	La capacité d'oxyde de grille.
ϵ_{SiO_2r}	Le constant diélectrique relatif de l'oxyde.
e_{SiO_2}	L'épaisseur de l'oxyde.
P_w	Durée de la conduction de transistor.
P_{er}	Période de hachage.

Liste des abréviations :

MLI : Modulation par Largeur d'Impulsion.

PID : Proportionnelle Intégrale Dérivée.

IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor.

MOSFET : Métal Oxyde silicone Field effet transistor.

PWM : Pulse Witdh Modulation.

Sommaire :**Remercîment****Dédicaces****Résumé****Liste des tableaux****Liste des figures****Liste des symboles****Liste des abréviations****Chapitre I : conversion d'énergie électrique**

Introduction générale.....	1
I.1. Introduction	5
I.2. Conversion de l'énergie électrique	5
I.2.1. Conversion l'énergie solaire en énergie électrique	5
I.2.1.1. Les panneaux thermiques.....	5
I.2.1.2. Les panneaux photovoltaïques.....	6
I.2.2. Conversion d'énergie éolienne en énergie électrique	6
I.2.3. Conversion d'énergie hydraulique en énergie électrique.....	7
I.3. Les alimentations électriques.....	8
I.3.1. Définition.....	8
I.3.2. Tableau comparatif des deux structures.....	8
I.3.3. Alimentation linéaire.....	9
I.3.3.1. Définition.....	9
I.3.4. Alimentation à découpage.....	9
I.3.4.1. Définition.....	9
I.4. Les composants passifs dans les alimentations à découpage.....	10
I.4.1. Le transformateur.....	10
I.4.1.1. Définition.....	10
I.4.1.2. Le circuit magnétique.....	11
I.4.1.3. Les enroulements du transformateur.....	11
I.4.1.4. Principe de fonctionnement.....	12
I.4.1.5. Les pertes.....	12
I.4.1.6. Les types de transformateur.....	13
I.4.2. Choix de condensateur.....	13
I.4.2.1. Le phénomène.....	13
I.4.2.2. Paramètres caractéristiques d'un diélectrique, et donc d'un condensateur...	14
I.4.3. Choix de l'inductance.....	14

I.4.3.1. Généralité.....	14
I.4.3.2. Dimensionnement de l'inductance.....	14
I.5. Conclusion.....	16
Chapitre II: Généralité sur les convertisseurs DC-DC	
II.1. Introduction.....	18
II.2. Convertisseur DC-DC.....	18
II.3. Applications de convertisseurs DC/DC.....	18
II.4. Les différents types de convertisseur DC-DC.....	19
II.4.1. Hacheur abaisseur –élevateur (Buck-Boost).....	19
II.4.1.1. Définition.....	19
II.4.1.2. Schéma de principe.....	19
II.4.1.3. Principe de fonctionnement.....	19
II.4.1.4. Application.....	19
II.4.2. Hacheur élévateur (Boost).....	20
II.4.2.1. Définition.....	20
II.4.2.2. Schéma de principe.....	20
II.4.2.3. Principe de fonctionnement.....	20
II.4.2.4. Application.....	20
II.4.3. Hacheur abaisseur (Buck).....	21
II.4.3.1. Définition.....	21
II.4.3.2. Schéma de principe.....	21
II.4.3.3. Principe de fonctionnement.....	21
II.4.3.4. Application.....	24
II.5. Les interrupteurs.....	25
II.5.1. La Diode.....	25
II.5.1.1. Caractéristiques statiques.....	25
II.5.1.2. Caractéristiques dynamiques.....	25
II.5.1.3. Choix d'une diode.....	26
II.5.2. Le transistor.....	27
II.5.2.1. Transistor bipolaire.....	27
II.5.2.1.1. Caractéristiques statiques.....	27
II.5.2.2. Transistor à effet de champ.....	27
II.5.2.2.1. Transistor MOSFET.....	27
II.5.2.2.2. Transistor IGBT.....	28
II.5.2.3. Choix de transistor.....	28
II.6. Différence entre IGBT et MOSFET.....	28
II.7. Conclusion.....	29
Chapitre III : commande du convertisseur statique	
III.1. Introduction.....	31
III.2. Technologie de MOSFET (Métal Oxyde silicone Field effet transistor).....	31

III.2.1. Structure.....	31
III.2.2. Caractéristique électrique en régime statique.....	32
III.2.3. Fermeture du MOSFET.....	33
III.2.4. Ouverture du MOSFET.....	34
III.3. Les méthodes de commande classique.....	35
III.3.1. Commande en tension.....	35
III.3.2. Commande en courant.....	36
III.4. les méthodes de commande avancées.....	36
III.4.1. Commande « Gain Scheduling ».....	37
III.4.2. Commande prédictive.....	37
III.4.3. Commande par Mode glissant.....	38
III.4.4. Méthode fondée sur Lyapunov.....	39
III.5. Conclusion.....	40

Chapitre IV : commande d'un convertisseur DC-DC abaisseur multi phases

IV.1. Introduction.....	42
IV.2. Convertisseur abaisseur (Buck) classique.....	42
IV.3. Convertisseur abaisseur multi phase.....	44
IV.3.1. Convertisseur à deux phases.....	44
IV.3.1.1. Schéma de principe.....	44
IV.3.1.2. Résultat de simulation en PSPICE.....	45
IV.3.1.3. Rendement de puissance deux phases.....	48
IV.3.2. Convertisseur à trois phases.....	49
IV.3.2.1. Schéma de principe.....	49
IV.3.2.2. Résultat de simulation en PSPICE.....	50
IV.3.2.3. Rendement de puissance trois phases.....	55
IV.3.3. Convertisseur à quatre phases.....	56
IV.3.3.1. Schéma de principe.....	56
IV.3.3.2. Résultat de simulation en PSPICE.....	56
IV.3.3.3. Rendement de puissance quatre phases.....	63
IV.3.4. Convertisseur cinq phases.....	64
IV.3.4.1. Schéma de principe.....	64
IV.3.4.2. Résultat de simulation en PSPICE.....	64
IV.3.4.3. Rendement de puissance cinq phases.....	74
IV.4. Graphe de rendement de puissance.....	74
IV.5. Les avantages de la commande entrelacée.....	75
IV.6. les inconvénients de la commande entrelacé.....	75
IV.7. Convertisseur abaisseur synchrone.....	76
IV.7.1. schéma de principe.....	76
IV.8. Conclusion.....	77
Conclusion générale.....	78



Introduction générale

Entre l'électrotechnique et l'électronique s'est développée, depuis la deuxième moitié du XXe siècle, une nouvelle technique, l'électronique de puissance, parfois appelée à ses débuts l'électronique des courants forts [1]. L'électronique de puissance est la partie du génie électrique qui traite des modifications de la présentation de l'énergie électrique. Pour cela elle utilise des convertisseurs statiques à semi-conducteurs. Grâce aux progrès sur ces composants et sur leur mise en œuvre. [2]

Le convertisseur statique est un appareil électrique conçu pour convertir les paramètres de l'énergie électrique (tension, fréquence, nombre de phases, forme d'onde). Les dispositifs à semi-conducteurs sont largement utilisés pour la mise en œuvre de convertisseurs, car ils offrent un rendement élevé. Les systèmes d'alimentation, en plus de la conversion, incluent souvent la redondance et la régulation de tension [3]. Une façon de classer les systèmes de conversion d'énergie selon ce qui est en entrée et en sortie : pour AC (AC) ou pour DC (DC). Il existe différents convertisseurs tel que :

- Les onduleurs qui convertissent la tension continue d'une batterie en une tension alternative, il peut être utilisé dans l'alimentation des appareils électriques autonomes, la protection contre les coupures de réseau, la commande des machines à courant alternatif, etc.
- Les redresseurs qui réalisent une conversion alternatif-continu utilisée généralement pour alimenter les appareils électronique.
- Les gradateurs qui réalisent une conversion alternatif-alternatif, il est utilisé dans la production des vitesses variables en alternatif, etc.
- Les hacheurs qui réalisent une conversion continue-continue, il peut être utilisé pour commander les moteurs à courant continu (vitesse variable), il est aussi utilisé dans l'alimentation à découpage.

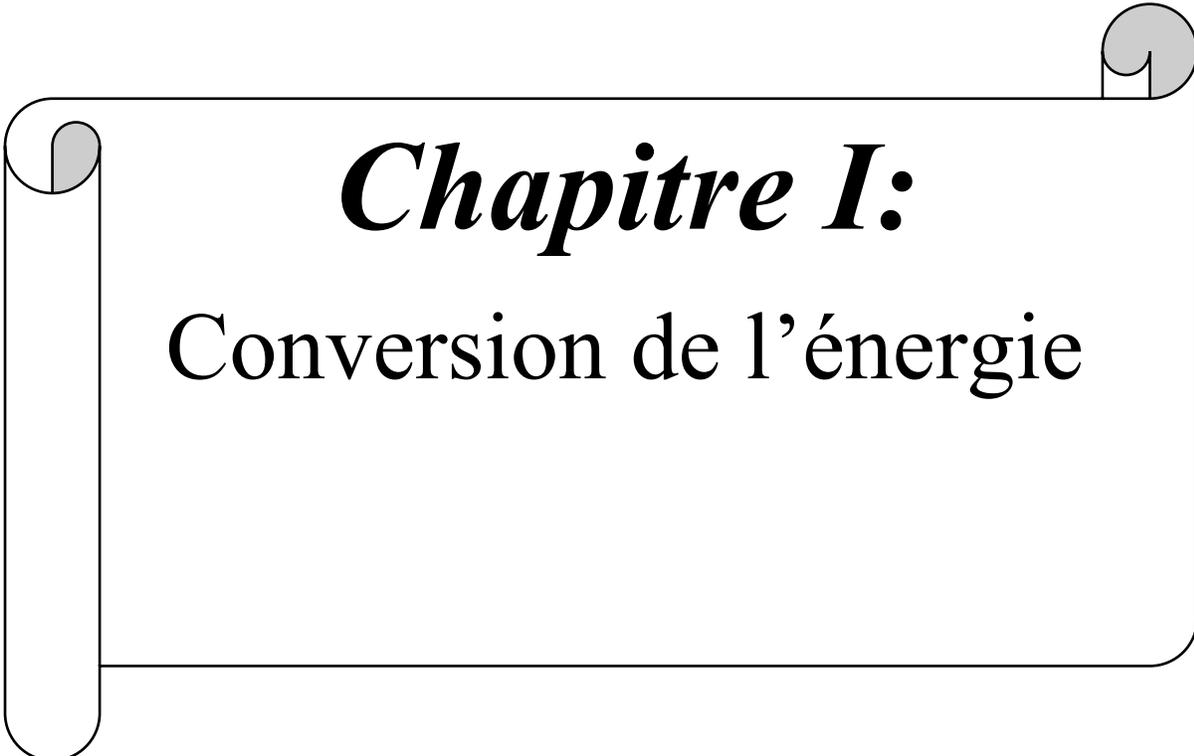
Les convertisseurs continus - continu ou commercialement appelés DC-DC constituent une partie essentielle des alimentations de puissance. En effet, on trouve ces convertisseurs dans de nombreuses applications à différents niveaux de puissance. Les convertisseurs DC-DC ont donc un rôle très important dans les systèmes de conversion d'énergie. Il faut résoudre le problème d'optimisation de convertisseur prenant en compte les processus électromagnétiques dans ses éléments. Cet article propose un modèle pour une multiphase optimisation du convertisseur abaisseur entrelacé à l'aide d'inducteurs avec et sans noyaux, Un abaisseur de fréquence multiphase se compose de deux, trois ou plusieurs convertisseurs DC/DC monophasés, qui augmente la puissance globale du convertisseur et réduit l'ondulation du courant de sortie

Dans ce contexte, l'objectif de ce travail est la modélisation et commande d'un convertisseur Buck multiphases. Notre mémoire est structuré en trois chapitres comme suit :

- Le premier chapitre consacre la définition de la conversion d'énergie électrique avec quelque exemples de cette conversion (solaire-électrique, éolienne-électrique....). Comprend également les alimentations électriques : alimentation à découpage, alimentation linéaire.

- La deuxième chapitre, présente des généralités sur les différents types de convertisseurs DC-DC : abaisseur, élévateur ainsi que le hacheur dévolteur-survolteur, et nous sommes concentrés particulièrement notre étude sur le hacheur Buck avec détailler le principe de fonctionnement et quelque application de chaque types.
- Dans le troisième chapitre, nous présenterons le contexte de l'étude du MOSFET ainsi qu'une rapide étude bibliographique va porter sur l'état de l'art des topologies de commande.
- Dans le dernier chapitre, nous étudierons la commande d'un convertisseur DC-DC Buck multiphases pour déduire quelle nombre de phases nous donne le meilleure rendement de conversion.

Enfin, nous terminerons notre travail par une conclusion qui englobe à tout ce qui a été développé, ainsi qu'une discussion des résultats obtenus.



Chapitre I:

Conversion de l'énergie

Chapitre I : conversion d'énergie électrique

1.1. Introduction :

La conversion de l'énergie est une transformation de formes directement obtenues de la nature en d'autres formes utilisées par les humains. Le processus de transformation de l'énergie se produit dans la plupart des processus qui se produisent dans l'univers et en continu. L'énergie peut subir une ou plusieurs conversions, comme l'énergie électrique qui est fournie sous forme de courant électrique à l'électrotechnique ou au système électronique.

Dans ce chapitre nous allons voir de nombreux exemple de conversion d'énergie électrique. Tout d'abord, nous connaissons le processus de conversion de l'énergie électrique, puis nous mentionnerons ses types et la méthode de conversion de chacun d'eux. Nous aborderons également les alimentations électriques et leurs utilisations dans la conversion d'énergie, leurs types et leurs caractéristiques.

1.2. Conversion de l'énergie électrique :

L'énergie est transformée par un convertisseur d'énergie qui dépend du service à réaliser un convertisseur qui peut être un moteur électrique ou thermique, une lampe ou une chaudière. D'après le principe de conservation de l'énergie, l'énergie totale sortant d'un convertisseur est strictement inférieure à l'énergie entrante. Une chaîne énergétique fait apparaître une ou plusieurs conversions successives, d'où son nom de chaîne.[1][2]

On peut citer différentes énergies : l'énergie thermique, électrique, lumineuse, hydraulique ou mécanique. Pour être utilisée, l'énergie doit souvent se présenter sous une forme spécifique. Aussi il est parfois nécessaire de passer d'une forme à l'autre en faisant appel à un convertisseur.[3]

1.2.1 Conversion l'énergie solaire en énergie électrique :

L'énergie solaire est obtenue grâce à la lumière et à la chaleur du soleil. Grâce aux panneaux photovoltaïques et aux centrales solaires thermiques, cette source propre et inépuisable permet de fabriquer de l'électricité ou de l'eau chaude.

1.2.1.1. Les panneaux thermiques :

Le panneau solaire thermique est composé de capteurs, disposés sur une plaque que l'on fixe généralement sur le toit des habitations. Ces capteurs contiennent un fluide caloporteur qui

permet de canaliser la chaleur, qui peut parfois atteindre les 80°. Celle-ci est ensuite injectée dans le réseau d'eau sanitaire ou de chauffage grâce à un échangeur thermique et peut alors gagner jusqu'à 5° de plus.[4]

I.2.1.2. Les panneaux photovoltaïques :

Les panneaux photovoltaïques permettent quant à eux de créer de l'électricité. Ils sont composés de cellules en silicium qui captent les rayons du soleil et libèrent des photons. En se déplaçant, ceux-ci produisent un puissant courant électrique, modulé par un onduleur et transformé en courant alternatif compatible au réseau. La quantité de courant émis est ensuite mesurée par un compteur.[4]

Les panneaux photovoltaïques transforment le rayonnement lumineux en courant continu. Un onduleur transforme ce courant continu en courant alternatif. L'énergie ainsi produite peut être consommée par le bâtiment sur lequel est installé le générateur, ou renvoyée sur le réseau de distribution public.

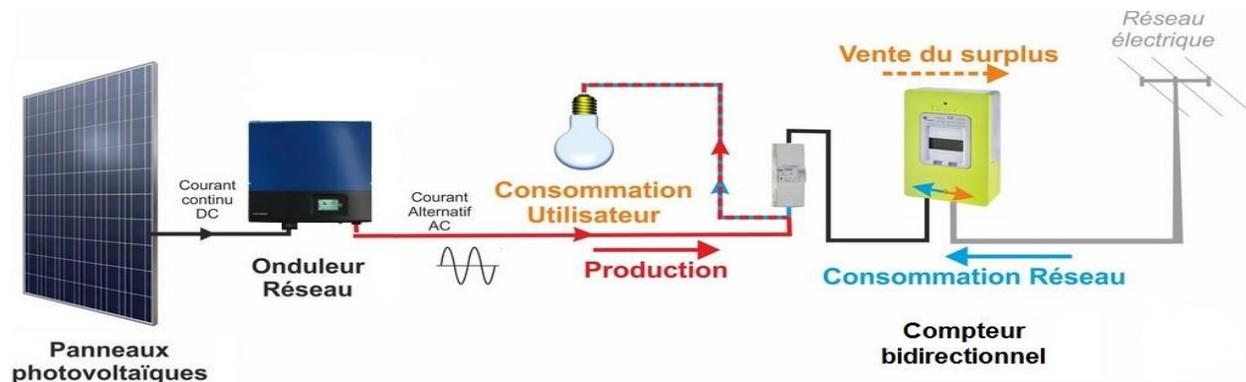


Figure I.1. : principe de fonctionnement d'un générateur photovoltaïque

I.2.2. Conversion Énergie éolienne en énergie électrique :

Une éolienne transforme l'énergie du vent en énergie électrique. Cette transformation se fait en plusieurs étapes, la transformation de l'énergie par les pales. La différence de pression entre les deux faces de la pale crée une force aérodynamique, mettant en mouvement le rotor par le transformateur de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique.

Dans la nacelle l'arbre principale entraîne un alternateur qui produit l'électricité. La vitesse de rotation du rotor de l'éolienne doit être augmentée par un multiplicateur de vitesse jusqu'à une vitesse Nécessaire au bon fonctionnement de l'alternateur. Cette électricité ne peut pas être utilisée directement, elle est traitée grâce à un convertisseur, puis sa tension est élevée par un transformateur. L'électricité est alors acheminée à travers un câble enterré jusqu'à un poste de transformation, pour être injecté sur les réseaux électriques, puis à cheminée ou consommateurs les plus proches [5][6].

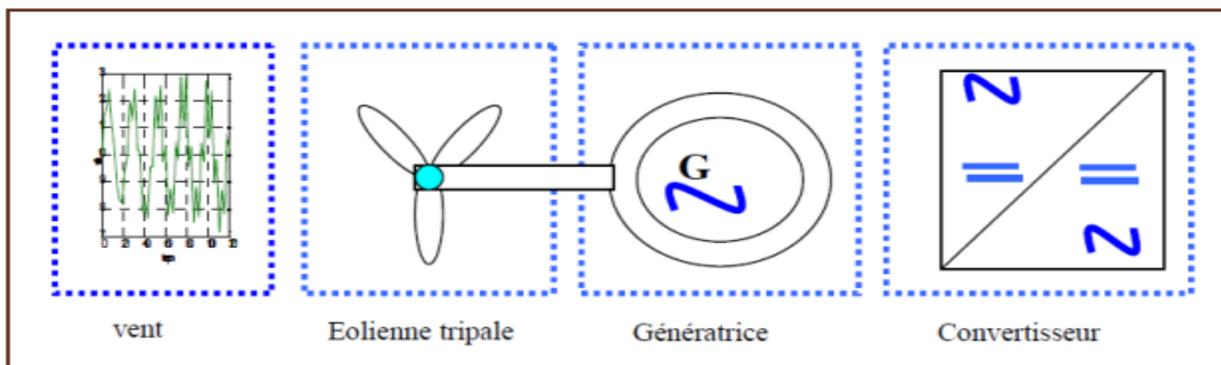


Figure I.2 : architecture globale d'une éolienne.

1.2.3. Conversion d'énergie hydraulique en énergie électrique :

Une centrale hydraulique utilise l'énergie fournie par une masse d'eau en mouvement pour produire de l'énergie électrique. Un barrage retient une grande quantité d'eau sous la forme d'un lac de retenue. Pour produire de l'électricité, les vannes du barrage sont ouvertes, de l'eau s'y engouffre dans une conduite forcée dans le barrage, sa vitesse augmente. À la sortie de cette conduite, l'eau fait tourner une turbine qui entraîne elle-même un alternateur qui produit une tension alternative sinusoïdale. L'eau est ensuite libérée au pied du barrage et reprend le cours normal de la rivière. Plusieurs variantes des centrales hydrauliques existent. Certaines fonctionnent en exploitant l'énergie fournie par les marées ou par les vagues. Leur nombre reste toutefois très limité. Les centrales hydrauliques ont une puissance qui peut aller de quelques milliers de watts pour une centrale individuelle (destinée à alimenter une seule habitation) à 500 MW (mégawatts) pour un barrage d'importance.

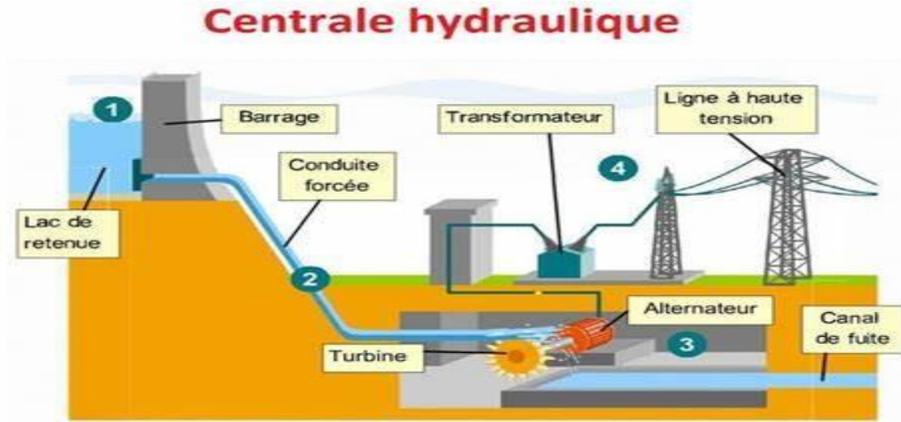


Figure I.3 : Schéma de fonctionnement d'une centrale hydraulique

I.3. Les alimentations électriques :

I.3.1. Définition :

L'alimentation est un appareil électronique couramment utilisé dans le monde qui convertit le courant électrique provenant d'une source d'alimentation en la valeur de tension nécessaire pour alimenter une charge, comme un moteur ou un appareil électronique. Il existe deux conceptions principales: Les alimentations linéaires, Les alimentations à découpage.

I.3.2. Tableau comparatif des deux structures : [7]

Les alimentations linéaires		Les alimentations à découpage	
Transformateur → hacheur → filtrage → régulation et stabilisation		Hacheur → filtrage → découpage et transformateur	
Avantages	Inconvénients	Avantages	inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> - Très bonne stabilité. - Facile à mettre au point. - Bonne tenue en température. 	<ul style="list-style-type: none"> - encombrantes. - Très mauvais rendement. - Energie perdue très importante. 	<ul style="list-style-type: none"> - Très bon rendement. - Poids et volume réduits. - Taille du transformateur faible 	<ul style="list-style-type: none"> - Générateur de bruit (harmoniques) CEM. - Blindage souhaitable ou éloigné du montage.

Tableau I.1 : comparaison entre l'alimentation à découpage et l'alimentation linéaire

1.3.3. Alimentation linéaire

1.3.3.1. Définition :

Les alimentations linéaires sont conçues pour un faible bruit et sont souvent considérées comme silencieuses car il n'y a pas de commutation à haute fréquence. Ils sont utilisés partout où une excellente régulation, ainsi que de faibles émissions électromagnétiques et une excellente réponse transitoire. Les alimentations linéaires ne peuvent abaisser une tension d'entrée que pour produire une tension de sortie inférieure.

Une alimentation linéaire utilise généralement un transformateur pour faire modifier la tension d'une ligne CA à une tension CA plus faible ou plus élevée, puis utilise une série de circuits redresseurs et un processus de filtrage pour produire une tension CC très propre.

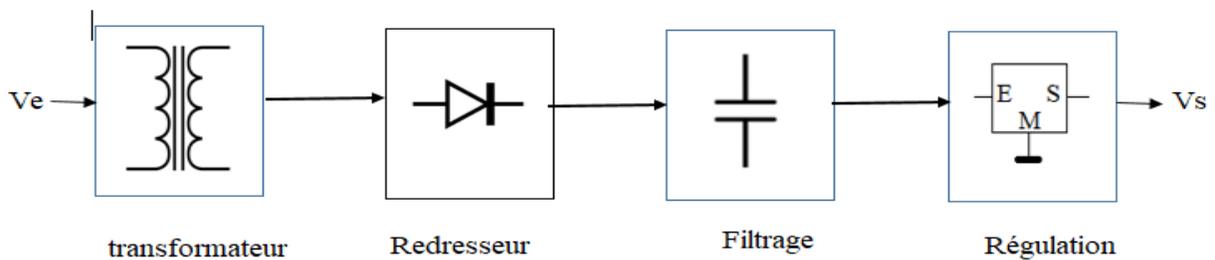


Figure I.4 : alimentation linéaire.

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

Tableau I.2 : les rôles des composants utilisés en l'alimentation linéaire.

1.3.4. Alimentation à découpage :

1.3.4.1. Définition :

Une conception d'alimentation à découpage est une méthodologie plus récente développée pour résoudre de nombreux problèmes associés à la conception d'alimentation électrique linéaire, notamment la taille du transformateur et la régulation de la tension. Dans les

conceptions d'alimentation à découpage, la tension d'entrée n'est plus réduite ; au lieu de cela, il est rectifié et filtré à l'entrée. Ensuite, la tension passe par un hacheur, qui la convertit en un train d'impulsions à haute fréquence. Avant que la tension n'atteigne la sortie, elle est à nouveau filtrée et redressée.

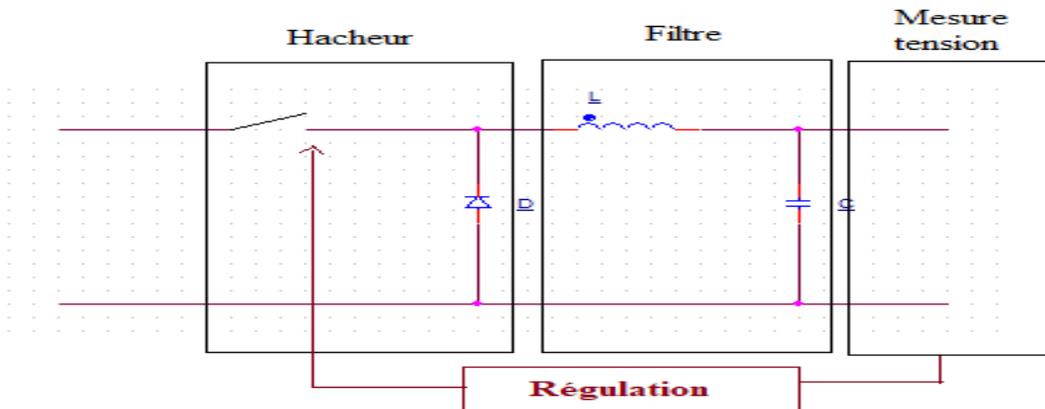


Figure I.5 : alimentation à découpage.

I.4. Les composants passifs dans les alimentations à découpage.

I.4.1. Le transformateur :

I. 4.1.1. Définition :

Un transformateur électrique est un convertisseur qui permet de modifier les valeurs de la tension et de l'intensité du courant délivrées par une source d'énergie électrique alternative en un système de tension et de courant de valeurs différentes mais de même fréquence et de même forme. Il effectue cette transformation avec un excellent rendement. Il est analogue à un engrenage en mécanique. On distingue les transformateurs statiques et les commutateurs. Dans un transformateur statique, l'énergie est transférée du primaire au secondaire par l'intermédiaire du circuit magnétique que constitue la carcasse du transformateur. Ces deux circuits sont alors magnétiquement couplés. Ceci permet de réaliser un isolement galvanique entre les deux circuits. Dans une commutatrice, l'énergie est transmise de manière mécanique entre une génératrice et un moteur électrique [8]. Il est constitué de deux parties essentielles, le circuit magnétique et les enroulements.

1.4.1.2. Le circuit magnétique :

Le circuit magnétique d'un transformateur est soumis à un champ magnétique variable au cours du temps. Pour les transformateurs reliés au secteur de distribution, cette fréquence est de 50 ou 60 Hertz. Le circuit magnétique est généralement feuilleté pour réduire les pertes par courants de Foucault, qui dépendent de l'amplitude du signal et de sa fréquence. Pour les transformateurs les plus courants, les tôles empilées ont la forme de E et de I, permettant ainsi de glisser une bobine à l'intérieur des fenêtres du circuit magnétique ainsi constitué. Les circuits magnétiques des transformateurs " haut de gamme " ont la forme d'un tore. Le bobinage des tores étant plus délicat, le prix des transformateurs toriques est nettement plus élevé.[9]

1.4.1.3. Les enroulements du transformateur :

Le transformateur est constitué de deux enroulements (ou plus) couplé sur un noyau magnétique, comme à la figure. Le cote de la source est appelé le primaire, et a N_1 enroulements de fils (tours). Le cote de la charge est appelé le secondaire et a N_2 enroulements. Le flux ϕ est le flux mutuel. Le “•” indique la polarité des tensions. Par convention, un courant qui entre dans un “•” indique un flux positif.[9]

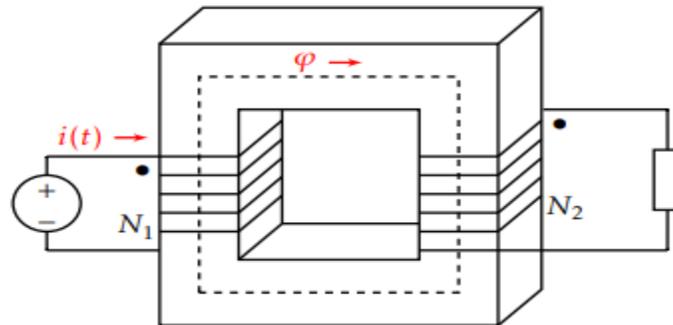


Figure I.6 : Le transformateur

Pour réaliser un enroulement de transformateur d'une tension nominale donnée et d'un nombre de spires défini, deux technologies de bobinages sont réalisables : cuirassé ou colonne. Chacune d'elle est caractérisée par sa configuration d'enroulements par rapport au circuit magnétique. La technologie dite cuirasser consiste à disposer les bobines au centre du circuit magnétique. Dans la technologie colonne, c'est l'inverse.[9]

1.4.1.4. Principe de fonctionnement : [10]

Lorsqu'un courant alternatif traverse la bobine (primaire), une modification du champ magnétique se produit.

- Si la bobine (secondaire) est exposée, le courant dû au champ magnétique changeant coulera,
- Si le rapport du nombre de spires entre la bobine primaire et la bobine secondaire est ajusté, la tension induite dans la bobine secondaire est réduite. Il peut être rendu haut ou bas.

1.4.1.5. Les pertes : [11]

- a) **pertes par courant de Foucault** : Lorsque la fréquence de travail augmente, des courants sont induits en surface du circuit. Ces pertes sont proportionnelles au carré de la fréquence. Ces pertes sont proportionnelles à :

$$P_f = \frac{B_{\max} \cdot S \cdot f}{\rho} \quad (\text{I.1})$$

Avec :

B_{\max} : induction maximale.

S : section du circuit magnétique.

F : fréquence de fonctionnement.

ρ : résistivité du matériau.

- b) **pertes par hystérésis** : Elles dépendent de l'aire du cycle d'hystérésis décrit et de la fréquence. Leur expression est donnée par

$$P_h : V \cdot A_{ch} \cdot f \quad (\text{I.2})$$

Avec :

V : volume de circuit magnétique.

A_{ch} : surface du cycle d'hystérésis du matériau.

f : fréquence de fonctionnement.

1.4.1.6. Les type de transformateur : [11]

- ***Transformateurs de courant*** : aussi appelés transformateurs d'intensité, ce sont des transformateurs dans lesquels le courant secondaire est proportionnel au courant primaire. Ils sont utilisables avec tous les courants alternatifs à basse fréquence.
- ***Transformateurs de puissance*** : il s'agit des transformateurs de distribution dont la tension d'une des phases est supérieure à 1000 V. Ils sont utilisés pour transporter l'électricité sur de longues distances.
- ***Transformateurs de mesure*** : ils alimentent des appareils de mesure et des compteurs ce qui permet à ces derniers de mesurer le courant. Ils transforment le courant sans déphasage.
- ***Transformateurs d'impulsion*** : ils produisent des impulsions électriques à des fréquences élevées. Ils sont souvent utilisés pour la commande de composants électroniques tels que les transistors et les thyristors. Ils peuvent fournir un courant important.
- ***Transformateurs d'isolement*** : ils créent une isolation galvanique entre le courant primaire et le courant secondaire, ce qui permet par exemple de protéger des installations de risques d'électrocution. On les utilise souvent dans les blocs opératoires.

1.4.2. Choix de condensateur :

Les condensateurs que nous rencontrons dans les alimentations à découpage remplissent deux rôles distincts : ils servent de réservoir d'énergie lors des variations de commande ou de charge, et ils servent également de condensateur de découplage ou de filtrage vis à vis du fonctionnement haute fréquence de l'alimentation [12]

1.4.2.1. Le phénomène :

La valeur de condensateur, ou capacité, s'exprime de façon générale par : $C = \epsilon \cdot \frac{S}{e}$ avec :

$$\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \quad (I.3)$$

ϵ_r : permittivité diélectrique

ϵ_0 : constante diélectrique ($\epsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-8}$)

S: la surface des armatures.

e: est l'épaisseur de l'isolant.

- La valeur de capacité étant directement proportionnelle à ϵ_r , nous rechercherons à utiliser des isolants à forte constante diélectrique.

1.4.2.2. Paramètres caractéristiques d'un diélectrique, et donc d'un condensateur

- ❖ La permittivité relative du diélectrique: $\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0}$
- ❖ La rigidité diélectrique (k): la rigidité diélectrique ainsi que l'épaisseur de l'isolant vont limiter la tension maximale d'utilisation: $U_{\max} = k.e$.
- ❖ Les pertes diélectriques : Elles sont représentatives des pertes dans le diélectrique lors de son utilisation en régime alternatif.

1.4.3. Choix de L'inductance : [12]

4.3.1 Généralité : Les inductances sont utilisées essentiellement dans des applications de filtrage, de conversion d'énergie (alimentations à découpage...), Le schéma électrique équivalent d'une inductance simple L est le suivant :

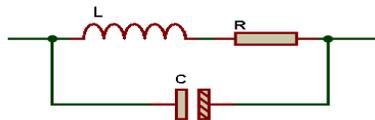


Figure I.7: schéma électrique équivalent d'une inductance simple.

Où R : représente la résistance série du fil bobiné L et Cp les capacités parasites inter spires.

1.4.3.2 Dimensionnement de l'inductance : La valeur de l'inductance qui est nécessaire pour ce convertisseur est directement donnée par :

$$L = \mu_0 \cdot \mu_e \cdot \frac{S_e}{l_e} \cdot N^2 \quad (I.4)$$

μ_0 : $4 \pi 10^{-7}$ (SI)

μ_e : perméabilité effective.

S_e : section effective magnétique du noyau.

l_e : longueur magnétique effective.

N : nombre de spires.

Dans les catalogues des fournisseurs de noyaux, on donne souvent le coefficient

$$A_L = \mu_0 \cdot \mu_e \cdot \frac{S_e}{l_e} \quad (\text{En nH}) \quad (I.5)$$

De même, on trouve l'expression $c = \mu_0 \cdot \frac{Se}{le}$, encore appelé facteur de forme.

Après avoir calculé N, il faut s'assurer que l'induction crête B_c ne dépasse pas l'induction de saturation B_s :

- a) soit en partant directement de la courante crête I_c appliqué dans l'inductance, et en faisant une approximation linéaire entre B et H :

$$B_c = \mu_0 \cdot \mu_e \cdot \frac{N I_c}{l_e} \tag{I.6}$$

- b) soit en partant de la tension appliquée au bobinage $U = \frac{d}{dt} (N \cdot B \cdot Se)$, ce qui donne :

- pour des signaux sinusoïdaux

$$U_c = 2\pi F \cdot N \cdot B_c \cdot Se \tag{I.7}$$

- pour des impulsions de tensions de largeur τ et d'amplitude U_c :

$$I_c = (U_c / L) \tau \tag{I.8}$$

Avec $L = A_L \cdot N^2$ en remplaçant I_c et A_L par leur expression :

$$U_c = N \cdot Se \cdot B_c / \tau \tag{I.9}$$

Soit, en considérant le rapport cyclique $\alpha = \tau \cdot F$

$$D'où : B_c = U_c \alpha / (N \cdot Se \cdot F) \tag{I.10}$$

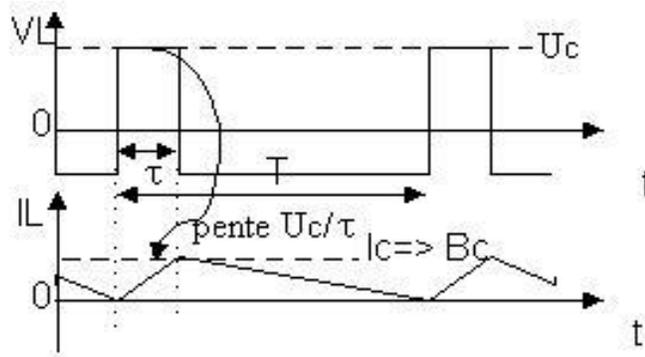
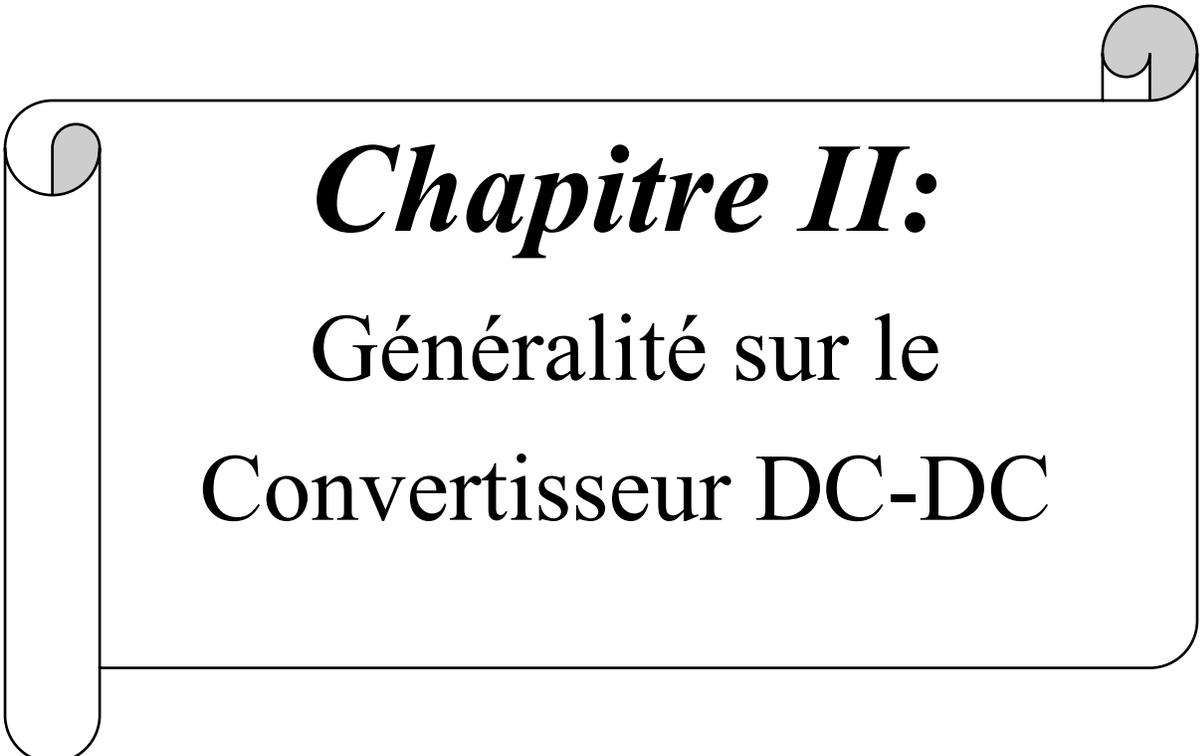


Figure I.8 : régime d'impulsion

1.5. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons étudié la conversion d'énergie électrique, on a présenté les caractéristiques de l'énergie électrique. Autrement dit, l'énergie électrique est facilement convertible en une autre énergie. En d'autres termes, elle peut être facilement convertie en énergie thermique, mécanique,... l'humanité a réalisé le développement de nombreuses civilisations grâce à l'énergie électrique. Ainsi que les alimentations électriques avec ces types à savoir les alimentations à découpage et les alimentations linéaires. L'étude de ces deux types d'alimentation nous a permis de remarquer que le rendement théorique de 90 % et les dimensions du transformateur sont les deux principaux avantages des alimentations à découpage sur les alimentations régulées. Enfin, dans l'électronique d'aujourd'hui, les alimentations à découpage sont généralement préférées en raison de leur coût, de leur taille et de leur efficacité.



Chapitre II:
Généralité sur le
Convertisseur DC-DC

Chapitre II : Généralité sur le convertisseur DC-DC

II.1. Introduction:

L'utilisation des convertisseurs DC/DC permet le contrôle de la puissance électrique dans les circuits fonctionnant en courant continu avec une très grande souplesse et un rendement élevé [1]. Ce chapitre est consacré à l'étude des différentes topologies des convertisseurs DC/DC. Les convertisseurs DC/DC en générale réalisent deux fonctions : modifier le niveau de tension (vers le haut ou vers le bas) et réguler la tension (maintenir la tension stable aux bornes de la charge) [2]. Ainsi nous distinguons deux types de convertisseur DC/DC:

- Les convertisseurs DC/DC non isolé qu'ils soient abaisseurs (Buck), élévateur (Boost) ou abaisseur-élévateur (Buck-Boost).
- Les alimentations à découpages qui correspondent aux applications petites puissance de la conversion DC/DC. [1][4]

II.2. Convertisseur DC/DC:

Un Convertisseur DC-DC est un circuit électronique qui convertit une source de courant continu (DC) d'un niveau de tension spécifié à un autre différent. Les niveaux de puissance considérés par de tels circuits vont de très bas (petites batteries) à très haut (transmission de puissance à haute tension voire très haute tension). [3]

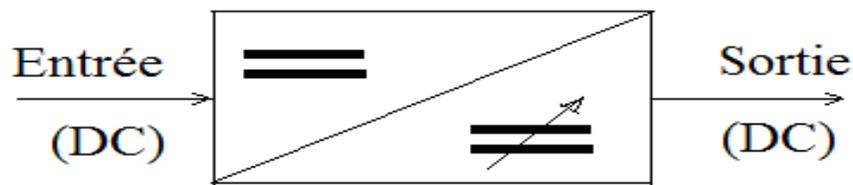


Figure II.1: symbole convertisseur DC/DC

II.3. Applications de convertisseurs DC/DC:

Le hacheur est principalement utilisé pour :

- La variation de vitesse d'un moteur à courant continu
- Le freinage par récupération

- Alimentation d'appareil électronique grand public (power Bank, ...) [4]

II.4. Les différents types de convertisseurs DC/DC:

II.4.1. Hacheur abaisseur-élevateur:(Buck-Boost)

II.4.1.1. Définition:

Un convertisseur Buck-Boost est un convertisseur qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible ou plus grande valeur mais de polarité inverse. L'inconvénient de ce type de convertisseur est que son interrupteur ne possède pas de borne reliée à la masse, compliquant ainsi sa commande. [5]

II.4.1.2. Schéma de principe :

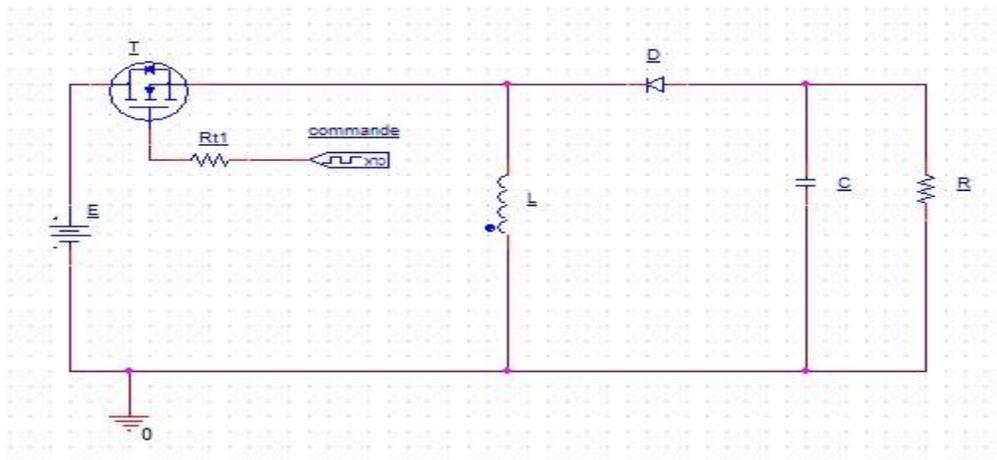


Figure II.2 : convertisseur abaisseur-élevateur (Buck-boost)

II.4.1.3. Principe de fonctionnement :

Un convertisseur abaisseur-élevateur produit une tension de sortie continue « DC » qui peut être supérieure ou inférieure à sa tension d'entrée DC. [2] Comme son nom l'indique, il combine les fonctions d'un convertisseur abaisseur (utilisé pour l'abaissement de la tension continue) et d'un convertisseur élévateur (utilisé pour l'élévation de la tension continue).

II.4.1.4. Application :

Le convertisseur abaisseur-élevateur (Buck-Boost) a plusieurs applications parmi eux:

- Alimentations autorégulées.
- Systèmes d'alimentation par batterie.
- Applications de contrôle adaptatif.
- Applications d'amplificateur de puissance. [7]

II.4.2. Hacheur élévateur : (Boost)

II.4.2.1. Définition :

Il est aussi appelé hacheur parallèle ou survolteur de tension. Il met en œuvre un ou plusieurs interrupteurs commandés et qui permet de modifier la valeur de la tension d'une source de tension continue avec un rendement élevé. Le découpage se fait à une fréquence très élevée ce qui a pour conséquence de créer une tension moyenne pratiquement continue. [8]

II.4.2.2. Schéma de principe :

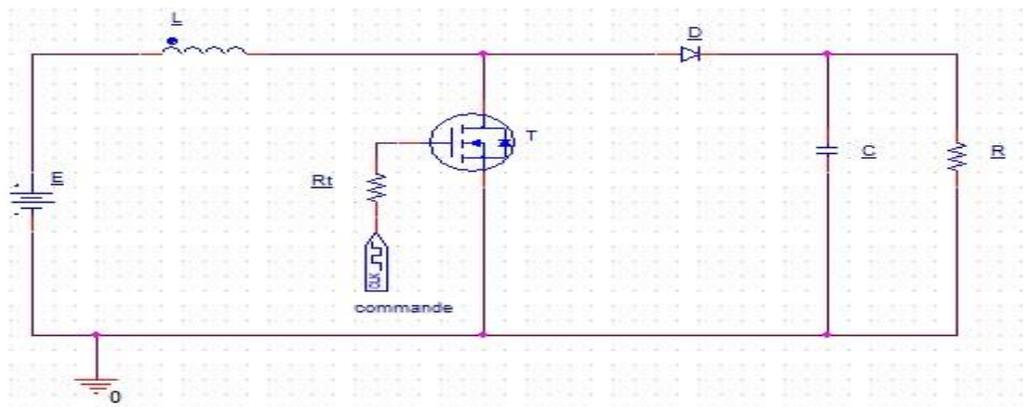


Figure II.3 : convertisseur élévateur (Boost)

II.4.2.3. Principe de fonctionnement :

On peut distinguer deux régimes de conduction :

- La conduction continue qui correspond au cas où le courant " i_L " traversant l'inductance 'L' ne s'annule jamais.
- La conduction discontinue qui correspond au cas où le courant " i_L " traversant l'inductance 'L' s'annule avant la prochaine phase active.

II.4.2.4. Application :

On utilise un convertisseur Boost lorsqu'on désire augmenter la tension disponible d'une source continue. Les systèmes alimentés par les batteries d'accumulateur utilisent souvent plusieurs accumulateurs en série afin de disposer d'un niveau de tension suffisamment élevé. La place disponible étant souvent limitée, il n'est pas toujours possible de disposer d'un nombre suffisant d'éléments. Un convertisseur boost permet d'augmenter la tension fournie par les

batteries et ainsi diminuer le nombre d'éléments nécessaires pour atteindre le niveau de tension désiré. Les véhicules hybrides ainsi que les systèmes d'éclairage sont deux exemples typiques d'utilisation des convertisseurs boost. Les convertisseurs boost sont utilisés dans des applications de faible puissance comme les systèmes d'éclairage portatifs. [7]

II.4.3. Hacheur abaisseur :

II.4.3.1. Définition:

Il est appelé aussi dévolteur, Buck converter, Step down converter. Ce hacheur commande le débit d'un générateur de tension E , dans un récepteur de courant, tous deux unidirectionnels en tension et en courant. [10]

Ce nom est lié au fait que la tension moyenne de sortie est inférieure à celle de l'entrée. Il comporte un interrupteur commandé (transistor bipolaire ; transistor MOS ou IGBT...), à amorçage et au blocage. Dans notre cas nous utilisons le transistor MOS, et un interrupteur à blocage et amorçage spontanés (diode). [5]

II.4.3.2. Schéma de principe :

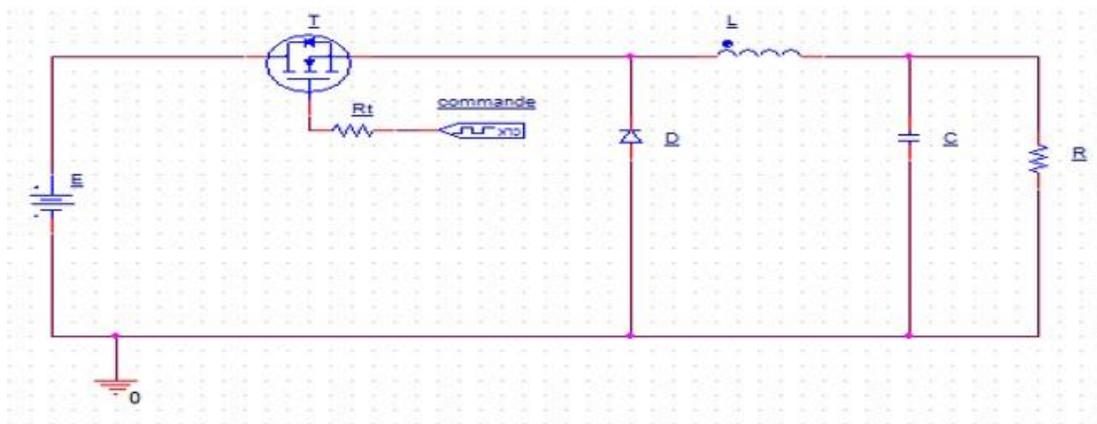


Figure II.4: convertisseur abaisseur(Buck)

II.4.3.3. Principe de fonctionnement :

Le cycle de fonctionnement, de période $T(T=1/f)$ comporte deux étapes :

1^{ère} étape:

[0; αT]: on commande le transistor à la fermeture $V_k=0$, et la diode D sera automatiquement bloquée.

α : est le rapport cyclique, il est compris entre 0 et 1, En réalité, à cause des durées de commutation non nulles du transistor et de la diode.

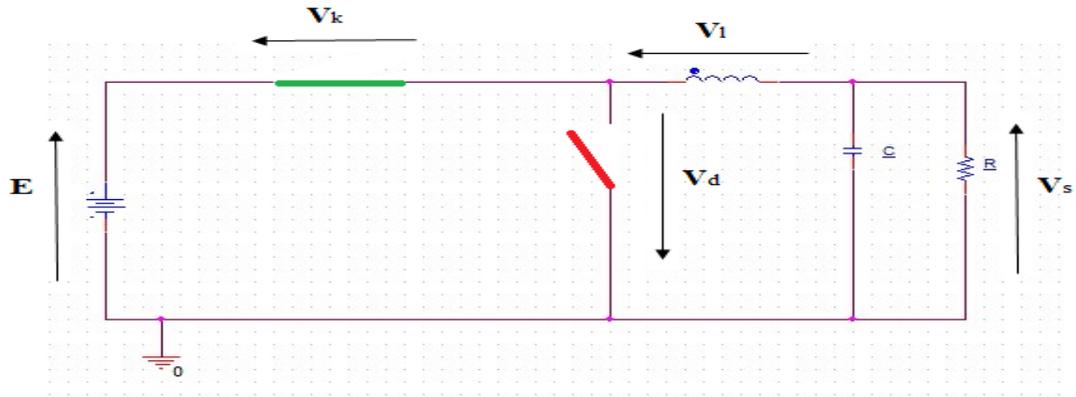


Figure II.5: schéma équivalent pendant $(0 \leq t \leq \alpha T)$

Dans cette phase la variation du courant dans l'inductance est donnée par l'équation suivant :

$$E = V_l + V_s + V_k \rightarrow V_k = 0 \tag{II.1}$$

$$E = V_l + V_s \tag{II.2}$$

Donc :

$$V_l = L \left(\frac{di}{dt} \right) \rightarrow E = L \left(\frac{di}{dt} \right) + V_s \tag{II.3}$$

$$E - V_s = L \left(\frac{di}{dt} \right) \tag{II.4}$$

$$(E - V_s) dt = L di \tag{II.5}$$

$$\int (E - V_s) dt = \int L di \tag{II.6}$$

$$(E - V_s) t = Li(t) + K \tag{II.7}$$

$$i(t) = \frac{E - V_s}{L} * t + K \tag{II.8}$$

Pour $t=0 \rightarrow$

$$i(0) = K = i_{min} \tag{II.9}$$

Pour $t = \alpha T \rightarrow$

$$i(\alpha T) = \frac{E - V_s}{L} * \alpha T + K = i_{max} \tag{II.10}$$

$$I_{max} = \frac{E - V_s}{L} * \alpha T + i_{min} \tag{II.11}$$

L'ondulation de courant crête à crête ΔI_L peut être déterminé à partir de (II.11) par l'expression suivante :

$$\Delta i = I_{\max} - i_{\min} \tag{II.12}$$

$$\Delta i = \frac{E - V_s}{L} * \alpha T + i_{\min} - I_{\max} \tag{II.13}$$

$$\Delta i = \frac{E - V_s}{L} * \alpha T \tag{II.14}$$

2^{ème} étape:

[$\alpha T, T$]: Le transistor est bloqué, la diode est passante ($V_d=0$)

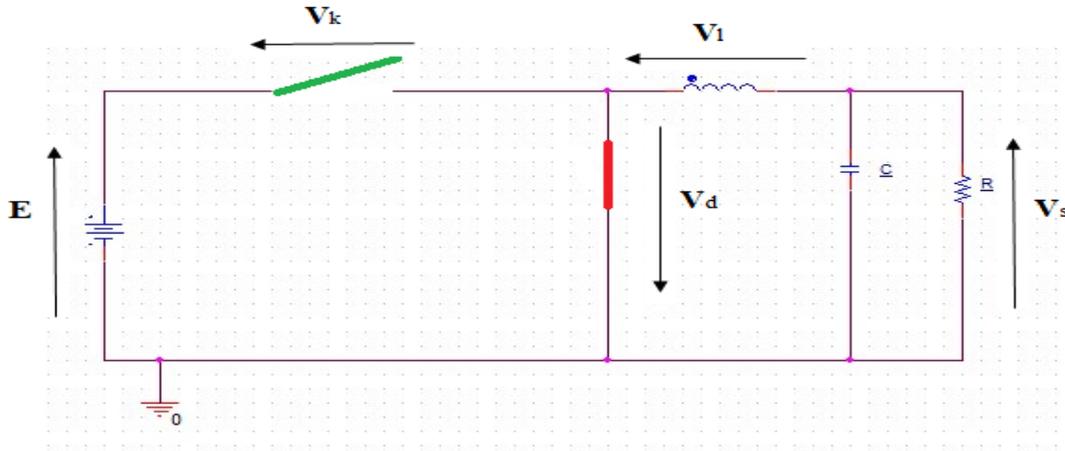


Figure II.6: schéma équivalent pendant ($\alpha T \leq t \leq T$)

Dans cette phase la variation du courant dans l'inductance est donne par l'équation suivant :

$$V_l + V_s + V_k = 0 \rightarrow V_d = 0 \tag{II.15}$$

$$V_s = -V_l = -L \frac{di}{dt} \tag{II.16}$$

$$V_s * dt = -L di \tag{II.17}$$

$$\int V_s = - \int L di \tag{II.18}$$

$$V_s * t = -(Li(t) + K) \tag{II.19}$$

Donc :

$$i(t) = \frac{-V_s * t + K}{L} \tag{II.20}$$

Pour $t = \alpha T \rightarrow$

$$i(\alpha T) = \left(-\frac{V_s}{L}\right) \alpha T + K = I_{\max} \tag{II.21}$$

$$K = \left(\frac{V_s}{L}\right) \alpha T + I_{\max} \tag{II.22}$$

Donc :

$$i(t) \left(-\frac{V_s}{L} \right) t + \left(\frac{V_s}{L} \right) \alpha T + I_{max} \tag{II.23}$$

$$i(t) = \frac{V_s}{L} (\alpha T - t) + I_{max} \tag{II.24}$$

Pour $t=T \rightarrow$

$$i(T) = i_{min} = \frac{V_s}{L} (\alpha T - T) + I_{max} \tag{II.25}$$

L'ondulation de courant crête à crête Δi peut-être déterminé à partir de l'expression (II.25) par l'expression suivante :

$$\Delta i = I_{max} - i_{min} \tag{II.26}$$

$$\Delta i = \left(-\frac{V_s}{L} \right) \alpha T + \left(\frac{V_s}{L} \right) \alpha T + I_{max} - \left(\frac{V_s}{L} \right) (\alpha T - T) - I_{max} \tag{II.27}$$

$$\Delta i = \left(\frac{V_s}{L} \right) (-\alpha T + \alpha T - (\alpha T - T)) = \left(\frac{V_s}{L} \right) (\alpha T - T) \tag{II.28}$$

$$\Delta i = \left(\frac{V_s}{L} \right) (1 - \alpha) T \tag{II.29}$$

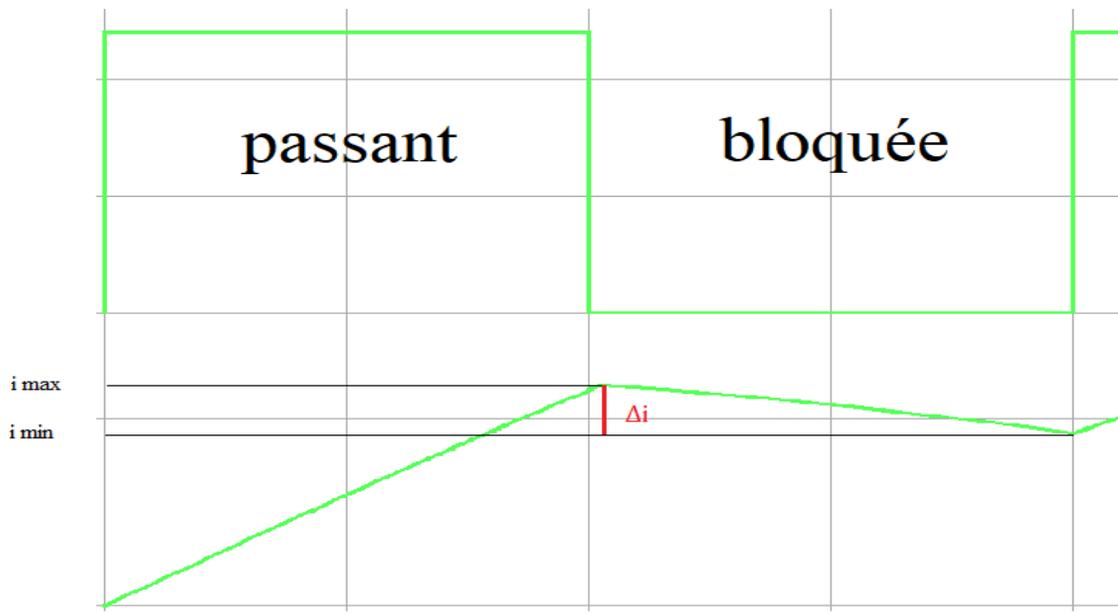


Figure II.7: résultats de simulation du courant de l'inductance avec l'état de transistor.

II.4.3.4. Applications:

Ce type de convertisseur est utilisé pour des applications que l'on peut classer en deux catégories :

1. Les applications visant à obtenir une tension continue fixe (et parfois réglée) à partir d'un générateur de tension continue supérieure.

- ✓ Conversion des 12-24V fournis par une batterie d'ordinateur portable vers les quelques volts nécessaires au processeur.
 - ✓ Conversion de la tension du secteur redressée en continu fixe.
2. Les applications permettant d'obtenir une tension réglable mais toujours inférieure à celle présente à l'entrée.
- ✓ Variateur de tension continue.

Pour ces deux catégories d'application, on souhaite également que l'impédance interne du système ainsi créée soit faible - du même ordre de grandeur que celle du générateur qui alimente le dispositif - ce qui interdit l'usage d'un diviseur de tension dissipant sous forme de chaleur l'excès de tension et possédant un faible rendement ce qui est réhhibitoire pour les applications d'électronique de puissance.[6]

II.5. Les interrupteurs :

II.5.1. Diodes :

Le premier interrupteur est représenté par une diode dont les propriétés sont les suivantes :

II.5.1.1. Caractéristiques statiques :

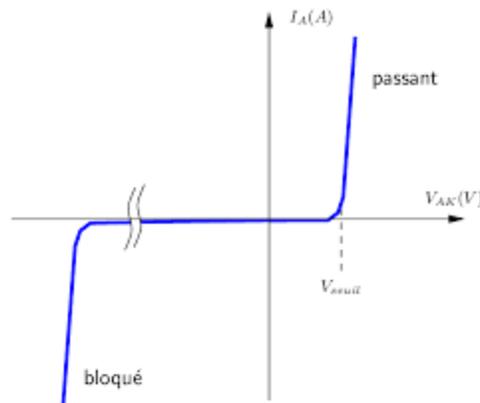


Figure II.8: Caractéristiques statiques d'une diode

La diode est conductrice quand le courant passe de l'anode vers la cathode et lorsque la tension V_{ak} est positive ($i > 0$ et $V_{ak} > 0$). La diode est bloquée lorsque la tension V_{ak} est négative ($i = 0$ et $V_{ak} < 0$).

II.5.1.2. Caractéristiques dynamiques:

Elles concernent le passage de l'état bloqué (blocage) à l'état passant (amorçage) et inversement.

❖ *Amorçage*

Généralement le phénomène transitoire à l'amorçage se présente d'une manière plus faible.

❖ *Blocage*

Le blocage d'une diode est caractérisé par l'annulation du courant direct qui la traverse, puis l'apparition d'une tension inverse à ses bornes.

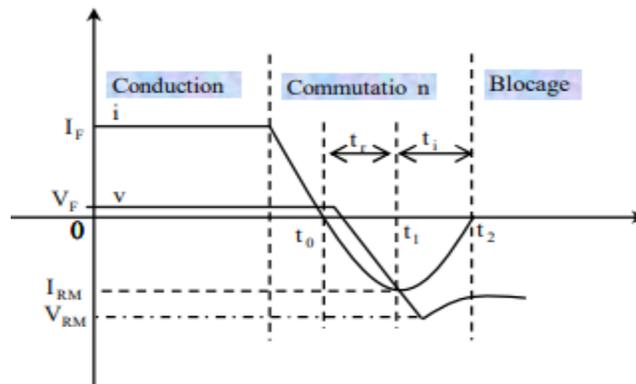


Figure II.9 : Caractéristique dynamique d'une diode

❖ *Pertes en conduction*

Les pertes peuvent être calculées en utilisant la formule : $P = V_d \cdot I_0 + r_d \cdot I_{\text{eff}}^2$

II.5.1.3. Choix d'une diode

Il dépend principalement :

- De la conduction du montage incluant la diode,
- Du courant moyen dans le semi-conducteur,
- Du courant de pointe répétitif,
- De la tension inverse répétitive.

II.5.2. Le transistor:

Le deuxième interrupteur est représenté par un transistor que nous avons mentionné trois types d'entre eux, avec des caractéristiques détaillées.

II.5.2.1 Transistor bipolaire:

II.5.2.1.1. Caractéristiques statiques:

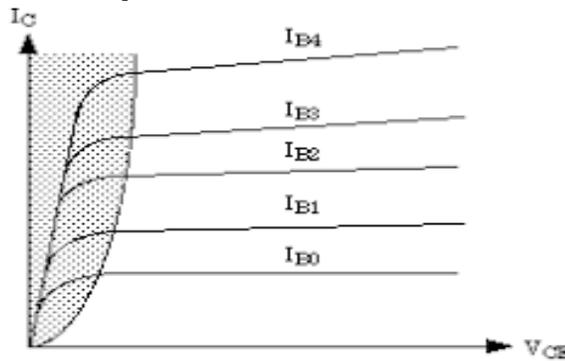


Figure II.10: Caractéristiques statiques d'un transistor bipolaire.

La gâchette provoque la conduction du thyristor, puis perd le contrôle de celle-ci. Alors que le courant de base du transistor contrôle sa conduction pendant toute sa durée de fonctionnement.

II.5.2.2. Transistors à effet de champ

II.5.2.2.1. Transistors MOSFET:

•Caractéristiques statiques :

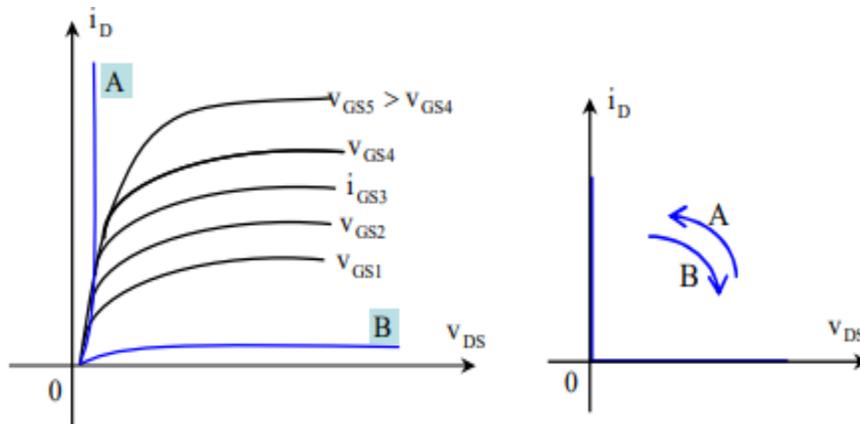


Figure II.11: Caractéristique statiques du MOSFET

II.5.2.2.2. Transistors IGBT:

•Caractéristiques statiques :

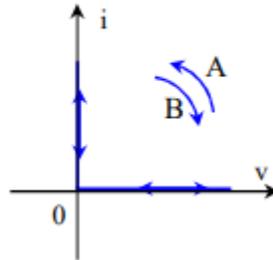


Figure II.12: Caractéristique statiques de l'IGBT

II.5.2.3. Choix de transistor:

Le MOSFET et l'IGBT sont deux types de transistors, et tous deux appartiennent à la catégorie à grille. Les deux appareils ont des composants similaires avec différents types de couches semi-conductrices. [11]

II.6. Différence entre IGBT et MOSFET:

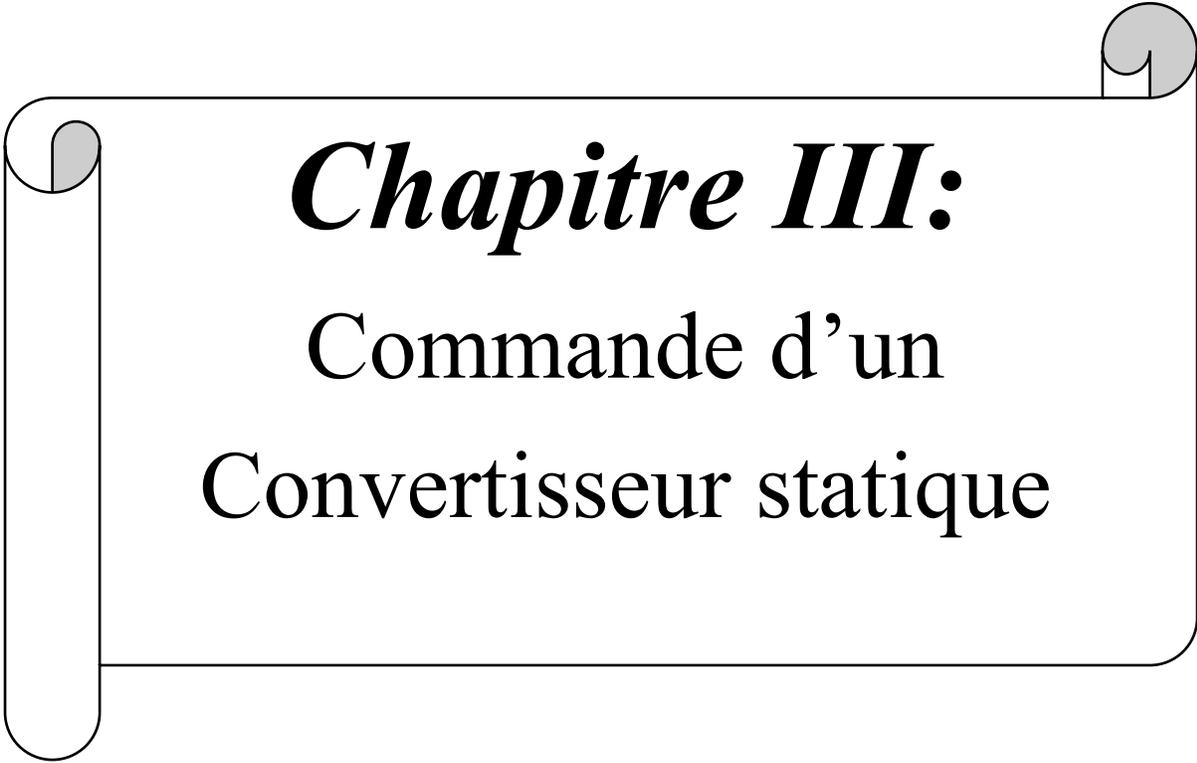
	<i>MOSFET</i>	<i>IGBT</i>
Disponibilité	début 80 secondes	tard 80 secondes
tensions nominales	500v	3.3kv
Courant nominales	200A	1.2KA
fréquences de commutation	1MH	100KH
chute de tension à l'état passant	1*rds (on) 4.5v	2- 3v
circuit d'entraînement	Très simple	Très simple
Commentaires	Bon performance en haut fréquence	meilleures performances globales

Tableau II.1 : différence entre IGBT et MOSFET

II.7. Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons présenté un aperçu général sur les différents types des convertisseurs statiques (les hacheurs). Nous avons détaillé l'étude des trois types des hacheurs : abaisseur, élévateur ainsi que le hacheur abaisseur-élévateur, et nous somme concentrer particulièrement notre étude sur le hacheur Buck et présenté une méthode d'étude qui peut être généralisée sur les deux types de hacheurs (Buck et Boost). Cette méthode et décomposé en trois parties essentielles. L'étude du mode de conduction continue, l'étude du mode de conduction discontinue.

Ensuite nous avons présenté les critères de choix des interrupteurs utilisés dans notre simulation : diode, transistor, et on a détailler les types de transistor (MOSFET, IGBT, Bipolaire). La comparaison entre ces derniers nous a permet de conclure que le transistor MOSFET présente des avantages majeurs par rapport aux autres.



Chapitre III:
Commande d'un
Convertisseur statique

Chapitre III: Commande d'un Convertisseur statique

III.1. Introduction

Le dimensionnement des convertisseurs statiques repose sur divers compromis, mais les pertes dans les semi-conducteurs constituent un point d'entrée particulièrement important car elles impactent tous les critères de performance.[1] Ce chapitre présente le contexte de l'étude et la problématique de la commande des interrupteurs de puissance, en particulier du MOSFET. Nous allons définir les caractéristiques de sa commande vis-à-vis des besoins des interrupteurs de puissance. Une rapide étude bibliographique va porter sur l'état de l'art des topologies de commande rapprochée afin de répondre à ces besoins.

III.2. Technologie de MOSFET (Métal Oxyde silicone Field effect transistor) :

III.2.1. Structure :

Le MOSFET ou le transistor à effet de champ à grille isolée, est le transistor le plus utilisé en microélectronique et dans les convertisseurs de puissances faibles et moyennes tensions car il est très facile à commander à la fermeture et à l'ouverture et possède des caractéristiques en commutation particulièrement favorables. Le MOSFET est un composant à trois électrodes : drain, source et grille ; dans sa structure, une diode interne existe entre le drain et la source, celle-ci fait que le MOSFET est un composant bidirectionnel en courant. La structure de MOSFET présente une structure semi conductrice trois couches, deux régions de même type sont séparées par une couche de type opposée. La région de grille permet de court-circuiter la région centrale par création d'un canal entre les deux régions extrêmes. [2]

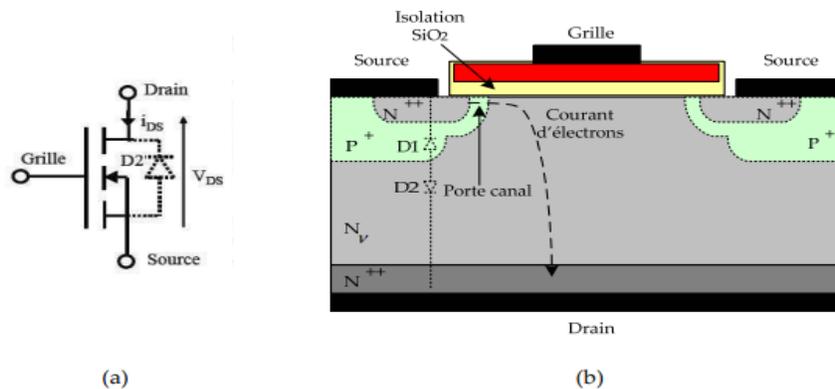


Figure III.1 : (a) Représentation symbolique, (b) structure interne du MOSFET.

III.2.2. Caractéristique électrique en régime statique :

La Figure 02 représente la courbe de la caractéristique électrique du MOSFET dont on peut distinguer trois modes d'opération :

- ✓ Etat bloqué : quand la tension de la grille est inférieure à la tension de seuil $V_{GS} < V_{th}$, le canal n'est pas inversé, le courant du drain est nul.
- ✓ Régime ohmique (ou linéaire) : quand la tension de la grille est supérieure à la tension de seuil $V_{GS} > V_{th}$, une couche d'inversion est alors créée, cette couche forme le « canal » et permettra la circulation d'un courant en fonction du niveau d'inversion. La mise en conduction des porteurs majoritaire est donc une conséquence directe à l'effet de champ. La tension drain-source V_{DS} est faible. La valeur du courant dans le canal en régime linéaire est calculée par l'équation (III.1) [3].

$$I_{canal} = C_0 \cdot (V_{GS} - V_{th} - 1/2 V_{canal}) \cdot V_{canal} \quad (III.1)$$

Ou :

$$C_0 = \frac{Z}{L} \cdot \mu_n \cdot \frac{\epsilon_{SiO_2r} \cdot \epsilon_0}{e_{SiO_2}} \quad (III.2)$$

- Z est largeur du canal, L est longueur du canal.
- μ_n est la mobilité des porteurs de charge.
- C_{OX} est la capacité d'oxyde de grille.
- ϵ_{SiO_2r} est le constant diélectrique relatif de l'oxyde.
- ϵ_0 est la permittivité diélectrique du vide.
- e_{SiO_2} est l'épaisseur de l'oxyde.

Le maximum du courant du drain, correspondant à la limite de validité de l'équation est donné pour $V_{GS} - V_{th} = V_{canal}$. On observe alors le phénomène de pincement du canal. Le composant passe dans le régime de saturation de courant.

- ✓ Régime saturé (zone active) : le courant du canal dans cette zone de fonctionnement est donné par l'équation (III.3) :

$$I_{canal} = \frac{C_0}{2} \cdot (V_{GS} - V_{th})^2 = C_0 \cdot V_{canal}^2 \quad (III.3)$$

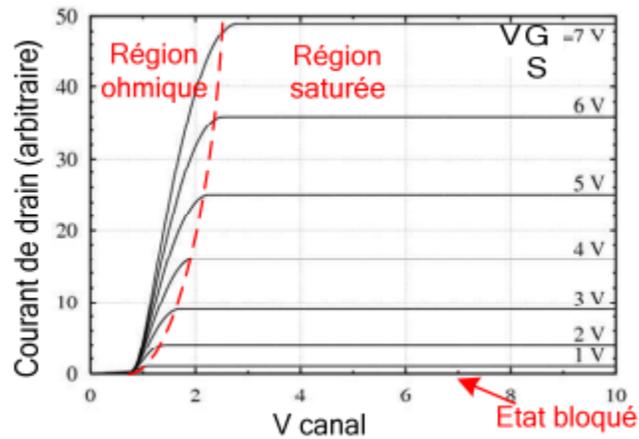


Figure III.2 : courbe caractéristique statique du MOSFET.

III.2.3. Fermeture du MOSFET :

La commutation idéalisée à la fermeture du MOSFET peut se décomposer en quatre phases :

- ✓ Durant la phase 1, les circuits de grille et de puissance sont indépendants, la tension grille source croît jusqu'à la tension de seuil V_{GSth} . Nous pouvons voir que cette phase sera fortement dépendante de la charge de la capacité d'entrée C_{iss} . Il est donc important de bien prendre en compte l'évolution de sa valeur en fonction des deux potentiels V_{GS} et V_{DS} .
- ✓ Le MOSFET passe en régime linéaire, la diode étant toujours conductrice. Le courant drain évolue alors via la grille, dans la mesure où la source de courant évolue suivant la relation :

$$I_{MOS} = gm(V_{GS}) \cdot (V_{GS} - V_{GSth}) \quad (III.4)$$

C'est la phase de commutation en courant. Durant cette phase, l'évolution des capacités en fonction de V_{GS} et V_{DS} est toujours capitale à prendre en compte, mais la connaissance précise du gain gm est également importante (fonction de V_{GS} , V_{GSth} et de la température).

- ✓ Dans l'étape suivante, on considère que la décroissance du courant après le pic de recouvrement est exponentielle. Le modèle du MOSFET reste identique à celui dans la phase précédente.

- ✓ Quand la tension V_{DS} atteint la tension $V_{DS(ON)}=I_D \times R_D$, les circuits de grille et de puissance sont à nouveau découplés, et la tension V_{GS} évolue vers son niveau final (15V couramment). [4]

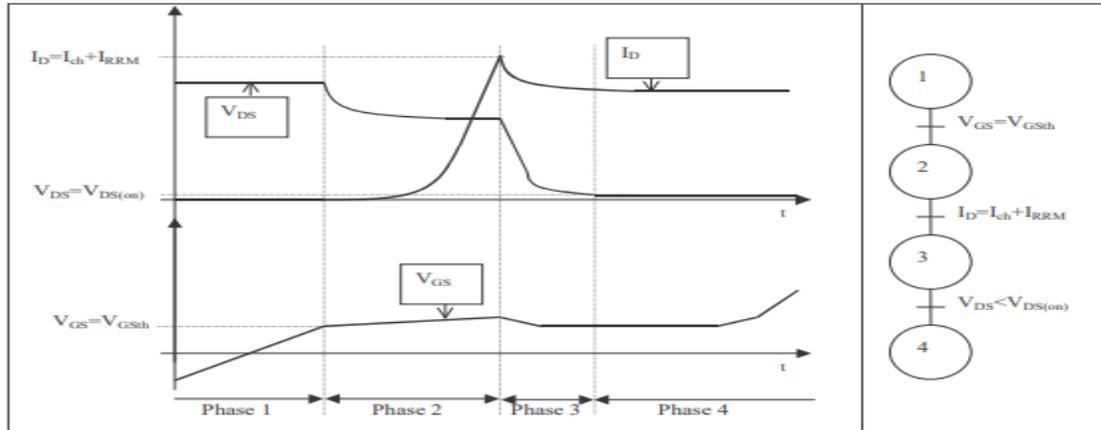


Figure III.3 : commutation à fermeture.

III.2.4. Ouverture du MOSFET :

L'ouverture est également divisée en 4 phases :

- ✓ la tension grille source décroît jusqu'à un niveau imposé par le courant du MOSFET :

$$V_{GS} = V_{GSth} + I_{ch}/g_m.$$

Durant cette phase, il est capital de bien prendre en compte l'évolution de la capacité d'entrée C_{iss} en fonction des deux potentiels V_{GS} et V_{DS} .

- ✓ Le MOSFET passe en régime linéaire, la diode étant toujours bloquée. C'est la phase de commutation en tension.
- ✓ A partir du moment où la diode devient conductrice, on entre dans la phase de commutation en courant. Les circuits de grille et de puissance sont sollicités ensemble. Le modèle de diode n'est pas vraiment critique dans cette phase, puisque celle-ci est conductrice.
- ✓ Quand le courant MOSFET s'annule (en fait devient inférieur au courant de fuite du MOSFET), les circuits de grille et de puissance sont à nouveau découplés, et la tension V_{GS} évolue vers son niveau final. [4]

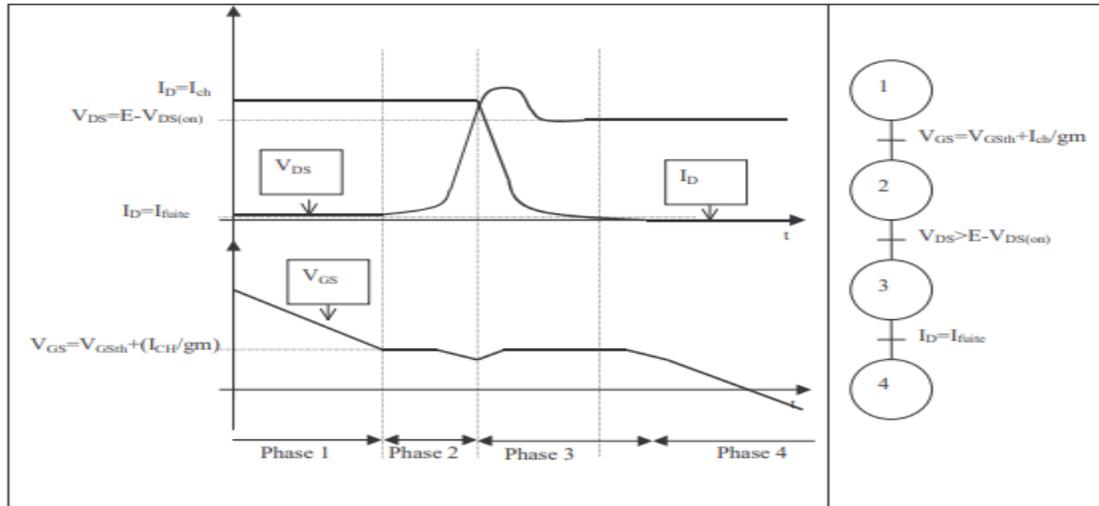


Figure III.4 : commutation à l'ouverture.

III.3. Les méthodes de commande classique :

Les convertisseurs sont commandés en envoyant un MLI (modulation de largeur d'impulsion ou PWM- Pulse Width Modulation en anglais) à l'entrée de l'interrupteur T. La variable de commande est α . Dans le cas des convertisseurs, cela s'appelle le rapport cyclique. C'est le rapport entre le temps de fermeture de l'interrupteur pendant la période de hachage. Le but de l'organisation des convertisseurs est de trouver un rapport cyclique permettant de maintenir une certaine valeur de tension en sortie. Pour cela, plusieurs méthodes sont aujourd'hui utilisées principalement dans l'industrie. [5]

III.3.1. Commande en tension :

Le contrôle en mode tension est la méthode principale, où seule la tension de sortie est renvoyée via la boucle de rétroaction. La tension différentielle, qui est obtenue pour comparer la tension de sortie à la tension de référence par l'amplificateur comparateur, est comparée au signal en dents de scie pour générer un signal de commande PWM. Ainsi, le rapport cyclique du signal PWM est déterminé ce qui permet d'asservir la tension de sortie vers sa tension de référence. Les avantages de cette méthode sont sa relative simplicité basée sur l'utilisation d'une boucle de contre-réaction constituée uniquement de la tension de sortie ainsi qu'une tolérance au bruit relativement élevée. Les commentaires sont souvent liés au régulateur PID. [6]

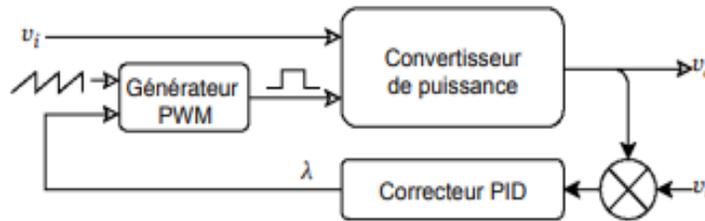


Figure III.5 : Schéma de principe d'une régulation Mode Tension.

III.3.2. Commande en courant :

La commande Mode courant est une modification de la commande en mode tension, où le courant de l'inductance primaire est utilisé à la place des formes d'ondes triangulaires utilisées dans la commande en mode tension pour la génération du signal de commande PWM. Le principe de base du Mode courant est illustré par la figure 1.11. Comme le Mode courant a deux boucles de rétroaction : une boucle de tension et une boucle de courant, le contrôle exercé est plus complexe. Cependant, le Mode courant offre l'avantage d'une conception du circuit de compensation de phase simplifiée. Parmi les autres avantages, la boucle de rétroaction est très stable et permet une réponse transitoire de charge plus rapide que celle du Mode tension. Un inconvénient est la faible tolérance au bruit due à la sensibilité élevée de la mesure du courant. [7][8]

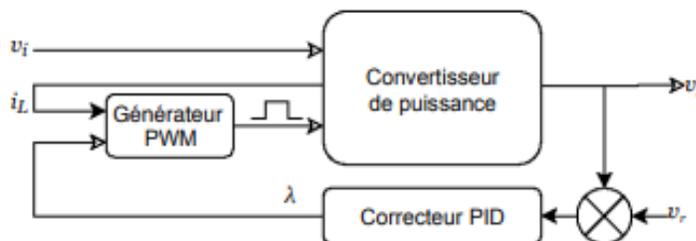


Figure III.6 : schéma de principe d'une régulation Mode courant.

III.4. Les méthodes de commande avancées :

L'étude de la stabilité des convertisseurs est complexe par leur nature non linéaire et les outils classiques ne sont pas suffisants pour garantir des résultats satisfaisants. Des méthodes mathématiques plus robustes existent dans la littérature. Dans la suite on présente une liste non

exhaustive des méthodes appliquées aux convertisseurs permettant d'obtenir des résultats de stabilité globale ou s'en approchant. [5]

III.4.1. Commande « Gain Scheduling »

Le contrôle Gain scheduling est une méthode de contrôle adaptative. Il s'agit d'une rétroaction non linéaire fondée sur un contrôleur linéaire dont les paramètres sont modifiés en fonction des conditions de fonctionnement. Après avoir déterminé les variables du système, les paramètres du régulateur sont calculés pour un certain nombre de points de fonctionnement. Les gains sont généralement déterminés par placement de pôles pour chaque point de fonctionnement. Le régulateur est ainsi réglé ou calibré pour chaque point de fonctionnement. La stabilité et les performances du système sont évaluées par simulation avec une attention particulière accordée à la transition entre les différents points de fonctionnement qui peuvent être critiques pour la stabilité de l'ensemble. On retrouve ces méthodes appliquées au calcul des gains PID pour les convertisseurs de puissance. [9][10][11]

III.4.2. Commande prédictive :

Cette méthode de commande génère un effet anticipatif par le calcul sur un horizon fini de la trajectoire du système et permet la prise en compte de contraintes le long de cette trajectoire. C'est une stratégie de commande adaptée aux problèmes de suivi de trajectoire pour lesquels la trajectoire à suivre est connue à l'avance. Néanmoins, cette méthode requiert une puissance de calcul importante car il est nécessaire de simuler le comportement du système sur un horizon fini. Par conséquent elle n'est pas adaptée pour le contrôle de systèmes rapides en temps réel dont les convertisseurs font partie. Cependant, des études montrent les gains potentiels des méthodes prédictives appliquées aux convertisseurs de puissance en calculant hors ligne un tableau de valeurs de commande en fonction des cas pour rendre la commande implémentable. [12][13]

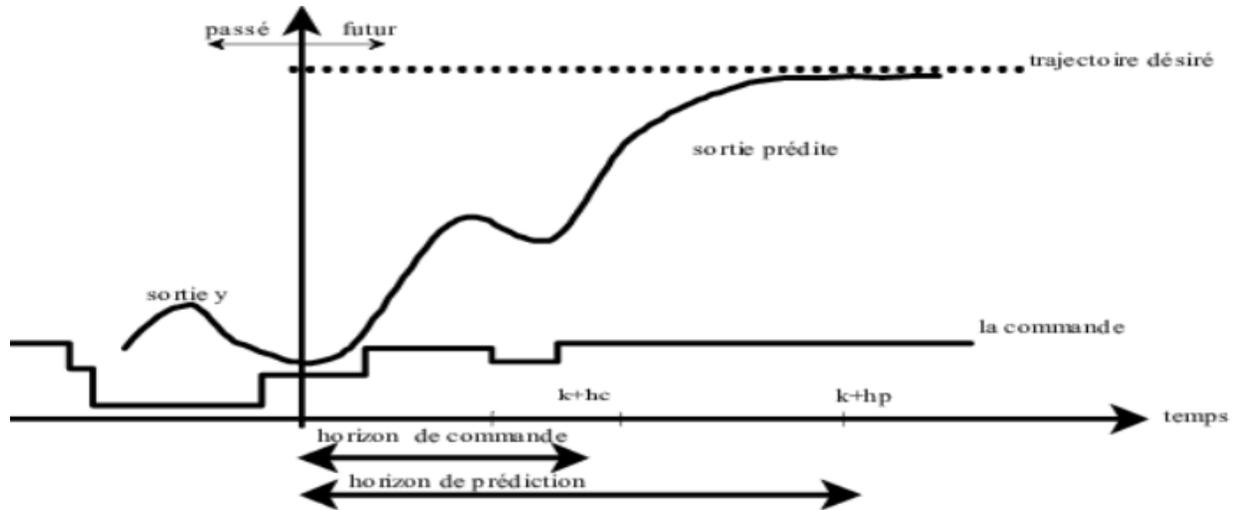


Figure III.7 : principe de commande prédictive.

III.4.3. Commande par Mode glissant :

Le principe de la commande est un fonctionnement en deux phases. Premièrement, une phase d'approche ou d'attraction, où le système est amené vers la surface de glissement. Durant cette phase, la réponse du système est sensible aux incertitudes des paramètres et aux perturbations. La seconde phase est la phase de glissement dans laquelle la trajectoire de l'état rejoint l'origine le long de la surface de glissement. Lors de cette phase, la trajectoire du système est définie par l'équation de la surface de glissement et n'est plus directement dépendante des paramètres du système. Un contrôleur par mode glissant comprend plusieurs fonctions continues fonctionnant dans un domaine dépendant de l'état. La commutation d'une fonction à l'autre est dépendante de la position de l'état par rapport à la surface de glissement. L'objectif principal de la commande par mode glissant est de forcer les états du système à suivre une surface de glissement, et la stratégie de contrôle adoptée doit garantir l'attractivité de la trajectoire du système vers cette surface de glissement et son maintien sur la surface de glissement à partir de n'importe quelle condition initiale. [5]

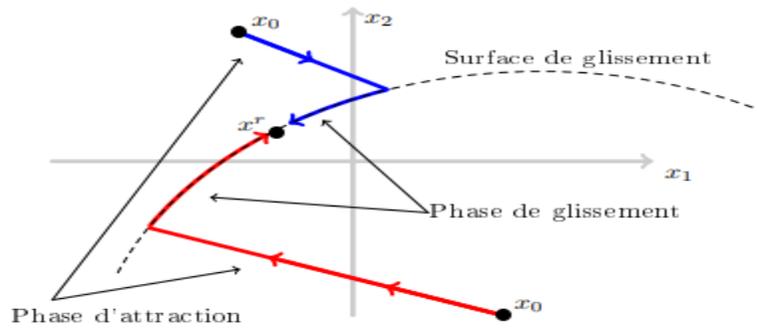


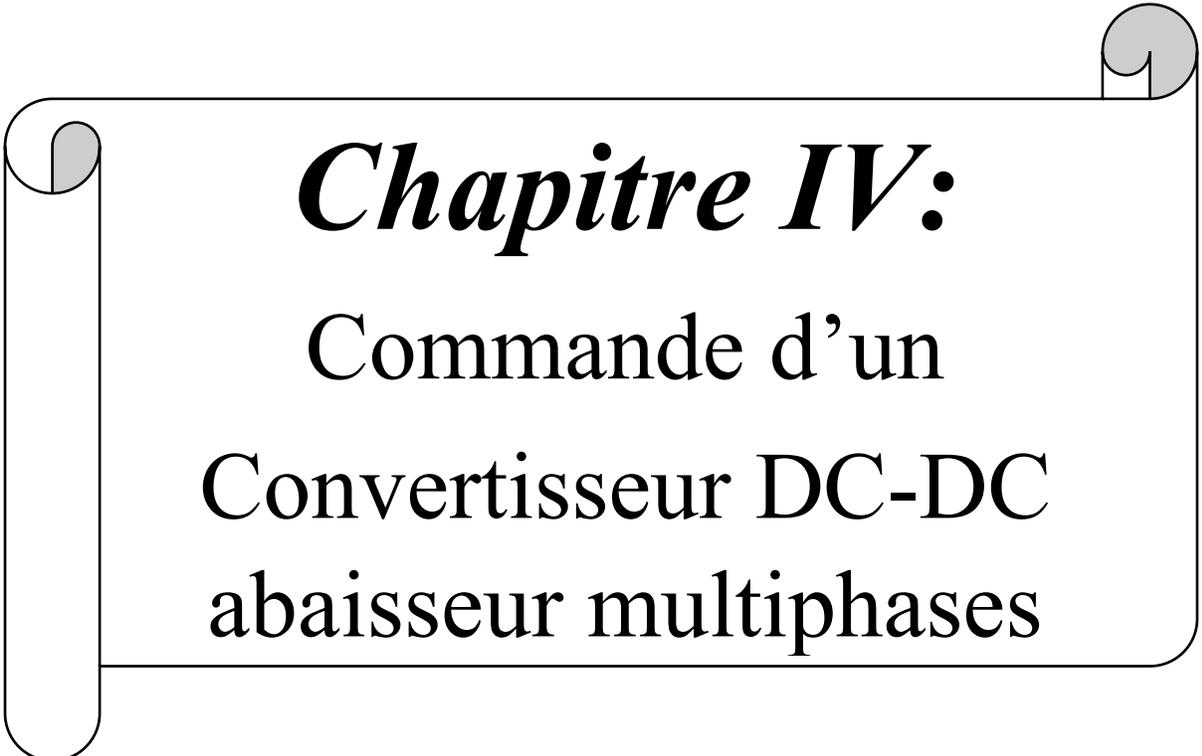
Figure III.2 : Trajectoire d'un système pour une commande par mode glissant

III.4.4. Méthode fondée sur Lyapunov :

La théorie développée par Lyapunov [14], [15] est l'un des outils les plus puissants pour l'étude de la stabilité des systèmes dynamiques, qu'ils soient linéaires ou non linéaires. Les méthodes associées sont fondées sur la recherche d'un minimum d'une fonction spécifique permettant de garantir la stabilité du système (Figure 2.9). Cette fonction, dite fonction de Lyapunov et généralement notée V , permet non seulement d'étudier la stabilité des systèmes dynamiques mais aussi de générer des commandes stabilisantes robustes [16]. On retrouve l'utilisation des fonctions de Lyapunov dans de nombreux contrôles pour les gains en robustesse [17]. Cette méthode permet en effet de considérer l'aspect commuté des convertisseurs de puissance directement dans la synthèse de la commande est ainsi de garantir une stabilité asymptotique globale.

III.5. Conclusion :

L'étude bibliographique sur le MOSFET de puissance que nous avons faite montre qu'une modélisation précise du comportement de celui-ci est bien possible avec un modèle constitué d'un cœur issu d'une étude statique (la source de courant qui décrit le fonctionnement du MOSFET). L'évolution des systèmes électriques apporte avec elle des contraintes supplémentaires sur les convertisseurs de puissance. Les méthodes industrielles actuelles fondées sur une linéarisation ne permettent pas de garantir des plages de fonctionnement très importantes, et ne garantissent que des résultats de stabilité locale. Cependant, avec l'augmentation constante de la puissance de calcul, des méthodes de commande avancées ont été explorées dans la littérature (Mode glissant, commande prédictive) sans apporter toutefois toutes les garanties de stabilité nécessaires en présence de paramètres variant dans le temp.



Chapitre IV:
Commande d'un
Convertisseur DC-DC
abaisseur multiphases

Chapitre IV : commande d'un convertisseur DC-DC abaisseur multiphases

IV.1. Introduction :

La dynamique de fonctionnement des convertisseurs est liée à l'état des transistors mais aussi à l'état des diodes. Généralement, le transistor et la diode conduisent l'électricité en alternance. Lorsque le transistor est fermé, la diode est bloquée et lorsque le transistor est ouvert la diode est passante, ce mode est dit « mode de conduction continu ». Lorsque la diode se bloque pendant que le transistor est lui-même bloqué, ce mode est dit « Mode de Conduction Discontinue ». Dans ce chapitre nous allons simuler la commande d'un convertisseur DC-DC abaisseur dans une gamme de fréquence variable entre 10khz à 1000Khz, notre travail basé spécifiquement sur l'amélioration du rendement de notre convertisseur. Sachant que tous les schémas électriques du convertisseur DC-DC étudié sont implémentés sur OrCAD capture et simulé par PSPICE.

IV.2. Convertisseur abaisseur (Buck) classique:

Le convertisseur classique possède une seule cellule de commutation, composée d'un interrupteur commandé (MOSFET) et d'une diode qui vont fonctionner simultanément dans des modes opposés, et e connecté à une charge inductive

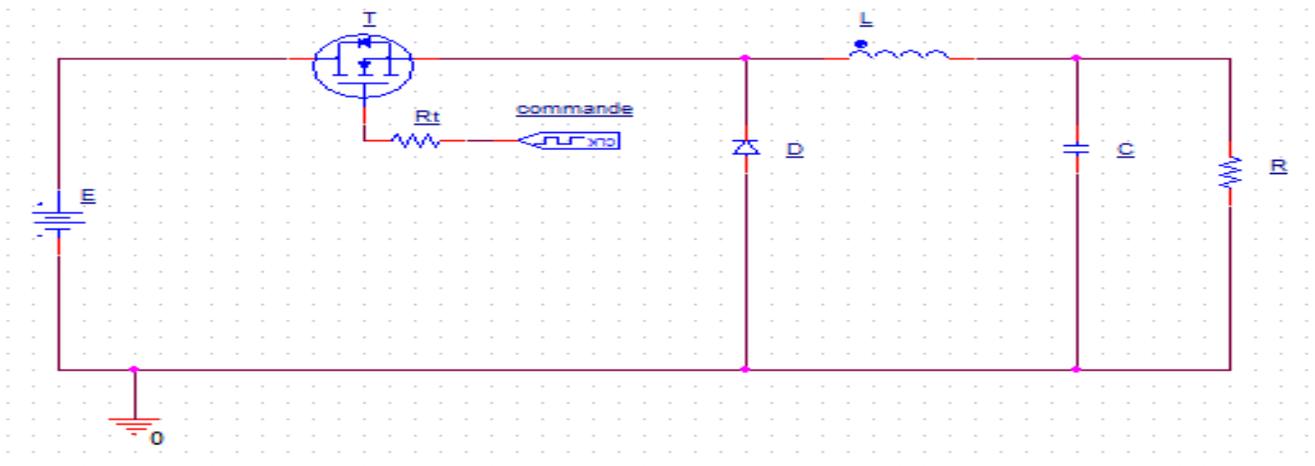


Figure IV.1: structure d'un convertisseur abaisseur classique

Le tableau IV.1 présente les valeurs et les types de composants utilisé pour une fréquence $f=50\text{kHz}$

Tableau IV.1 : les composants utilisés d'un convertisseur DC-DC abaisseur

	Matières						
Symboles	E	T	D	L	R	C	Rt
Valeurs	12v	IRF3711	MBR6045	10uH	1 ohm	45uF	20 ohms
Ou types							

Paramètre de générateur de pulsation (la commande) :

Tableau IV.2: les paramètres de générateur de la pulsation.

paramètres	V1	V2	TF	TR	Per
valeurs	0v	12v	1ns	1ns	1/50kHz=20us

Remarque : ces valeurs sont toujours fixes pour tous les circuits suivants.

- **Résultats de simulation en PSPICE :**

La tension d'entrée et la tension de sortie :

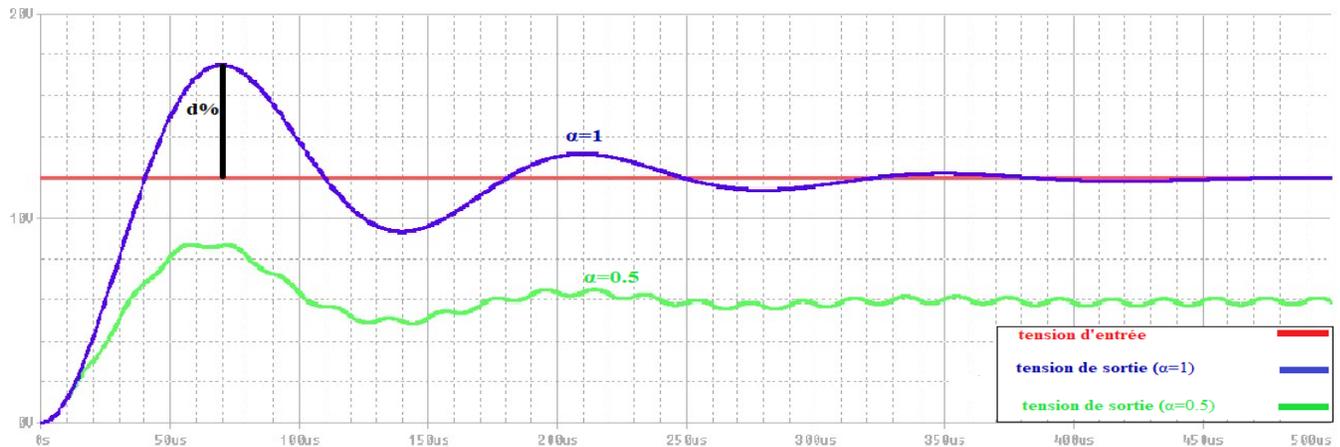


Figure IV.2: Forme d'onde de la tension de la source et la charge.

• **Analyse du courbes :**

Le hacheur série est équivalent à un convertisseur non réversible à courant continu de rapport de transformation α avec $\alpha \leq 1$.

On a le rapport cyclique

$$\alpha = \frac{\text{durée du conduction de transistor}}{\text{période de hachage}} = \frac{Pw}{Per} \dots\dots\dots(1).[1]$$

1. Pour $Pw=Per \rightarrow \alpha=1$ on remarque que la valeur maximale du tension de sortie est : $Vm \approx 18v > 12v$ donc le premier dépassement est :

$$d\% = \frac{\text{valeur max-valeur finale}}{\text{valeur finale}} * 100 = \frac{Vm-E}{E} * 100 \dots\dots\dots(2)$$

application numérique : $d\% = [(18-12)/12]*100=33.3\%$

Cet valeur de dépassement est une sur tension, il est très dangereux sur les composants utilisée puisque il est causé l'élévation de chouffement,

mais pour $pw=1/2(per) \rightarrow \alpha=0.5$ la valeur maximale du tension de sortie est inférieur à tension d'entrée $Vm < E$.

→ Grâce à cette étude, on peut voir que la tension de sortie varie linéairement avec le rapport cyclique. Le rapport cyclique étant compris entre 0 et 1, la tension de sortie V_s est toujours inférieure à celle d'entrée. C'est pour cela que l'on parle parfois de dévolteur (abaisseur).

2. Pour $\alpha=1$ On remarque le regime transitoire est sur l'intégrale [0 ; 470us],

mais pour $\alpha=0.5$ le regime transitoire est sur l'intégrale [0 ; 200us] donc il est très rapide par rapport le président ms l'oscillation est augmenté.

→ On peut voir que la tension de sortie est bien plus compliquée. En effet, la tension de sortie dépend non seulement de la tension d'entrée (V_i) et du rapport cyclique mais aussi de la valeur de l'inductance (L) c'est pourquoi nous avons remarqué que lorsque $\alpha=0.5$ une augmentation d'oscillation due au de la valeur de l'inductance faible

IV.3. Convertisseur abaisseur multi phase :

La topologie abaisseur entrelacée consiste à connecter N convertisseur abaisseur en parallèle (de N=2 à N=5) partageant le même condensateur de sortie, est les inductances couplées sont conçues une structure symétrique ($L1=L2=.....=L$), le courants de sortie **Is** est réparti sur les N phases, parcourues théoriquement par le même courants moyen **Is/N**,

IV.3.1. Convertisseur à deux phases :

IV.3.1.1. Schéma de principe :

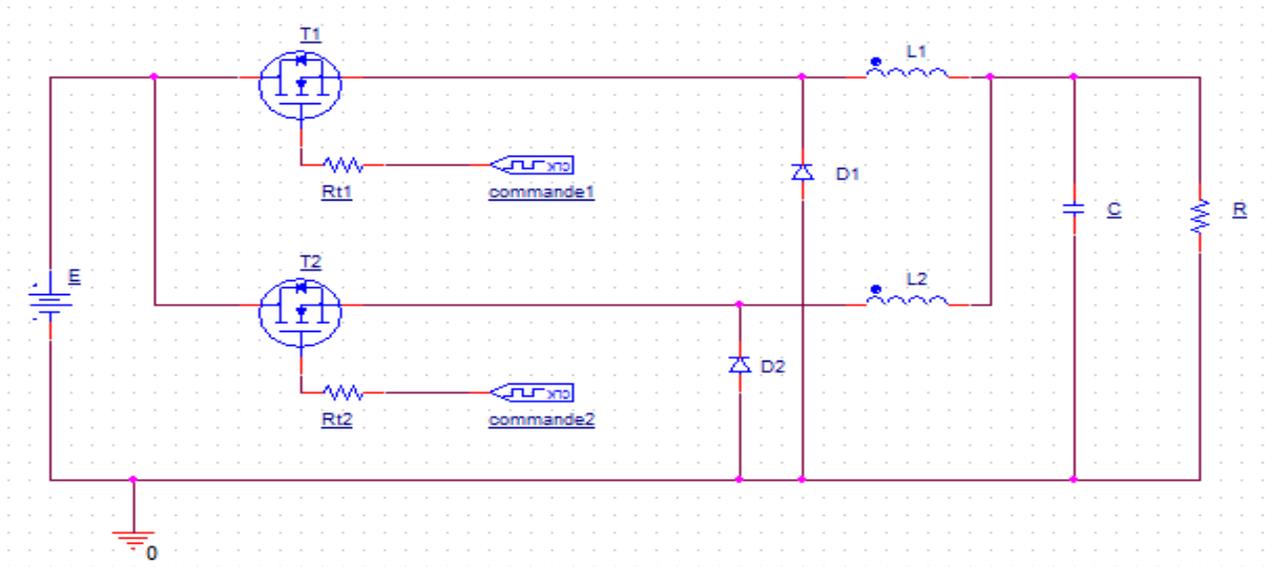


Figure IV.3: structure d'un convertisseur abaisseur à deux phases.

Tableau des valeurs et des types de composants utilisé :

	Matières						
Symboles	E	T1 ; T2	D1 ; D2	L1 ; L2	R	C	Rt1 ; Rt2
Valeurs	12v	IRF3711	MBR6045	10uH	1	45uF	20 ohms
Ou types							

Tableau IV.3: les composants utilisés d'un convertisseur DC-DC abaisseur à deux phases.

IV.3.1.2. Résultats de simulation en PSPICE :

❖ **Commande sans chevauchement** : $P_w=8\mu s \rightarrow \alpha=40\%$

- **[0 ; 8 μs]** : (T1 passant, T2 bloqué) \rightarrow L1 en charge, L2 en décharge.
- **[8 μs ; 10 μs]** : (Les deux transistors T1, T2 bloqués) \rightarrow L1, L2 en décharge.
- **[10 μs ; 18 μs]** : (T2 passant et T1 bloquée) \rightarrow L1 en décharge, L2 en charge.

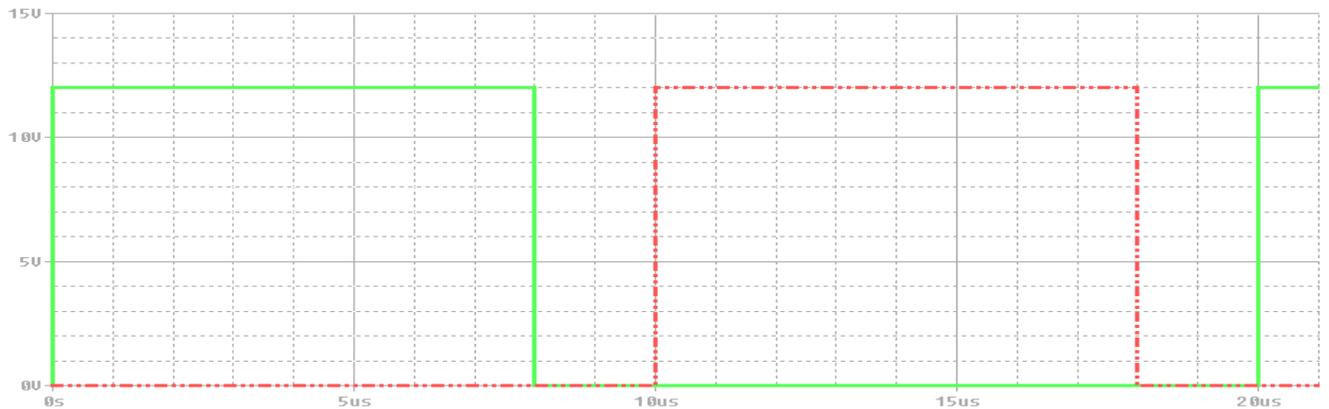


Figure IV.3.1: l'allure de la tension de commande (-20%)

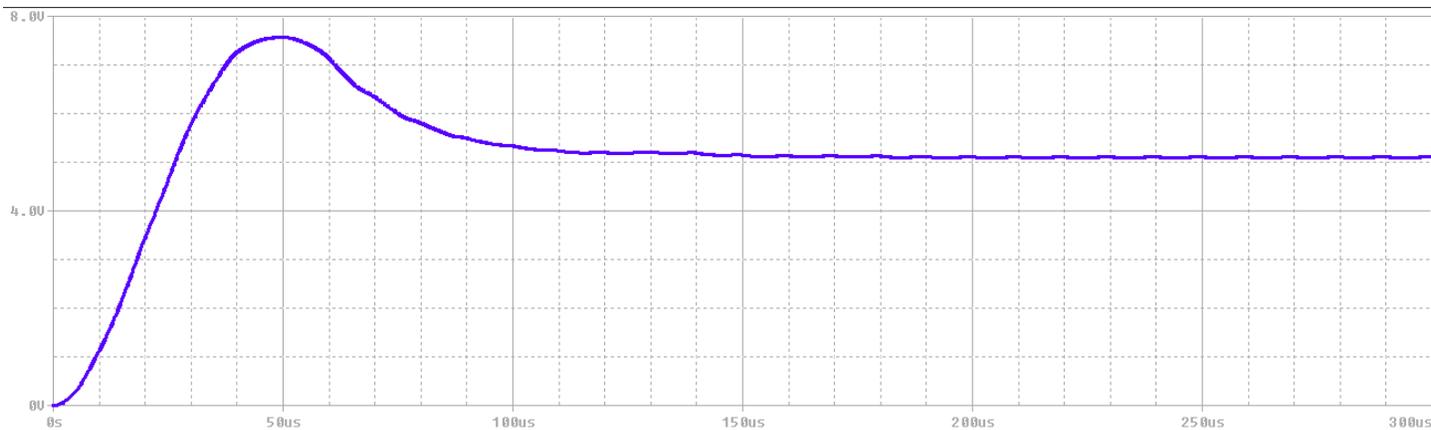


Figure IV.3.2: l'allure de la Tension de sortie.

❖ **Remarques** : à partir la courbe président on remarque :

1. La valeur maximale de tension de sortie $V_{max} \approx 7.5$;
2. La valeur finale de La tension de sortie mesuré $V_s \approx 5.1$ v ;
3. 1^{ère} dépassement

$$d\% = [(7.5 - 5.1) / 5.1] * 100 = 47\%$$

4. Le régime transitoire [0 ; 160 μs]

❖ **Commande Avec chevauchement (0%) :** $P_w=10\mu s \rightarrow \alpha=50\%$

- [0 ; 10 μs] : (T1 passant, T2 bloqué) \rightarrow L1 en charge, L2 en décharge.
- [10 μs ; 20 μs] : (T2 passant et T1 bloquée) \rightarrow L1 en décharge, L2 en charge.



Figure IV.3.3: l’allure de la tension de commande (0%)

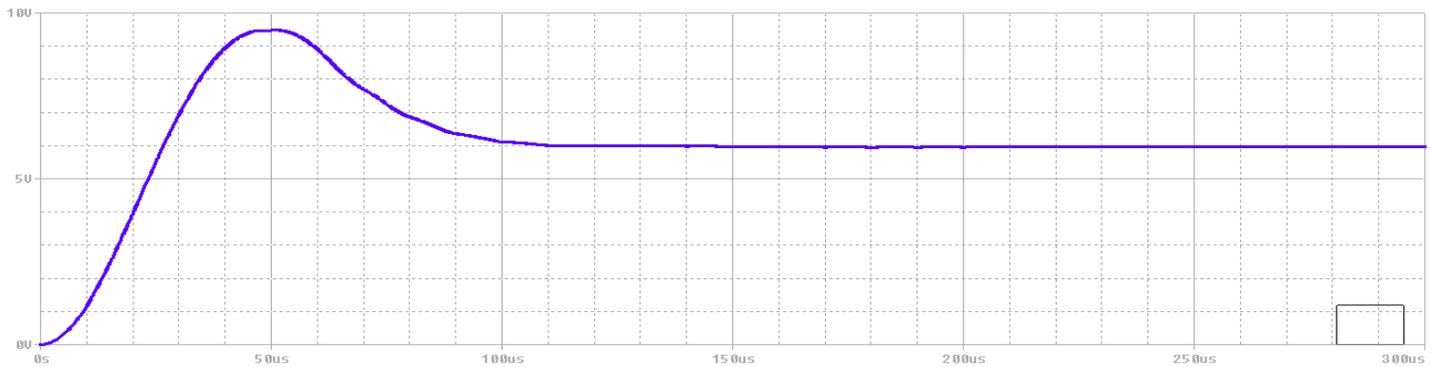


Figure IV.3.4: l’allure de la tension de sortie.

❖ **Remarque :** à partir la courbe président on remarque :

1. La valeur maximale de la tension de sortie $V_{max} \approx 9.5v$
2. La valeur finale de la tension de sortie mesuré $V_s \approx 6v$
3. 1^{ère} dépassement: en applique l’équation (2)

$$d\% = [(9.5-6)/6] * 100 = 58.3\%$$
4. Le régime transitoire [0 ; 140 μs]

- ❖ **Commande avec chevauchement (20%):** $P_w=10\mu s \rightarrow \alpha=50\%$
 - $[0 ; 8\mu s] \rightarrow$ (T1 passant, T2 bloqué) donc L1 en charge, L2 en décharge.
 - $[8\mu s ; 10\mu s] \rightarrow$ (T1, T2 passants) donc L1, L2 en charge (**chevauchement 20%**).
 - $[10\mu s ; 18\mu s] \rightarrow$ (T2 passants, T1 bloqué) donc L2 en charge, L1 en décharge.
 - $[18\mu s ; 20\mu s] \rightarrow$ (T1, T2 bloqués) donc L1, L2 en décharge.

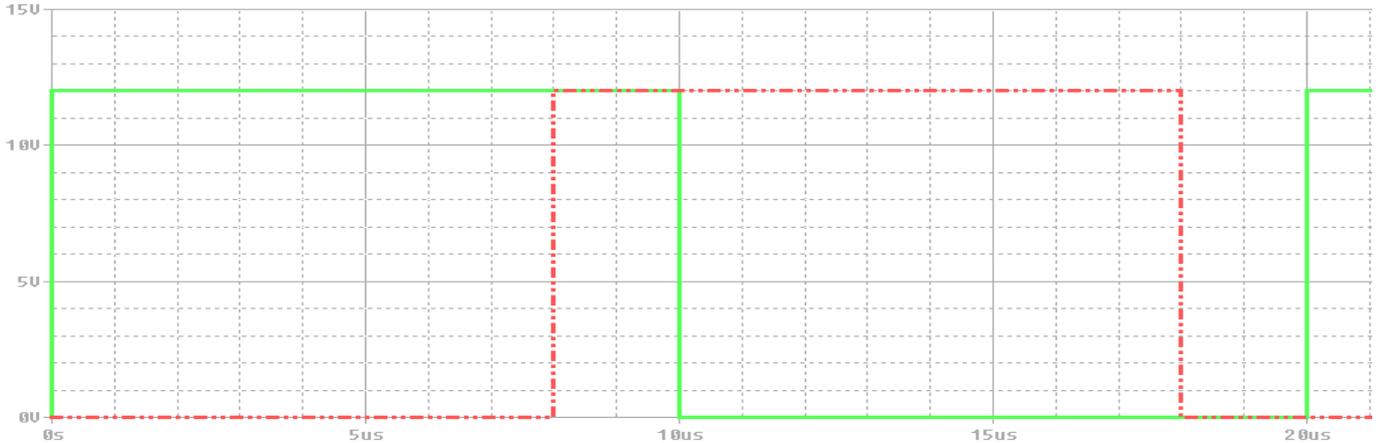


Figure IV.3.5: l’allure de la tension de commande (20%)

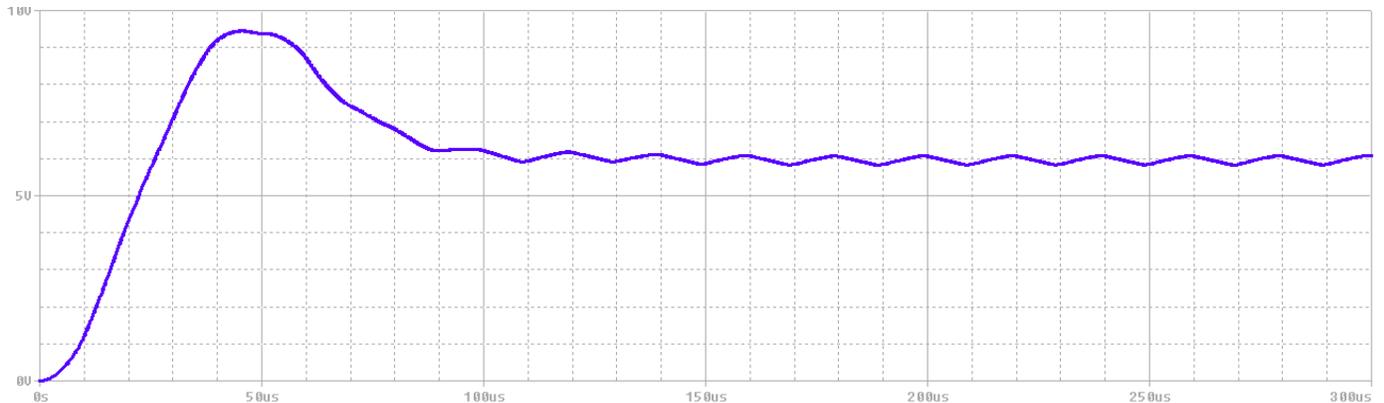


Figure IV.3.6: l’allure de la Tension de sortie

- ❖ **Remarque :** à partir la courbe président on remarque :
 1. La valeur maximale de la tension de sortie $V_{max} \approx 9.5v$.
 2. La valeur finale de la tension de sortie mesuré $V_s \approx 6v$.
 3. 1^{ère} dépassement

$$d\% = [(9.5-6)/6] * 100 = 58.3\%$$
 4. Le régime transitoire $[0 ; 110\mu s]$.

5. augmentation d'oscillation.

A chaque cas on va calculer le rendement de puissance $\eta = P_e/P_s$ et en conclure qu'elle est le bon rendement ;

IV.3.1.3. Rendement de puissance deux phases :

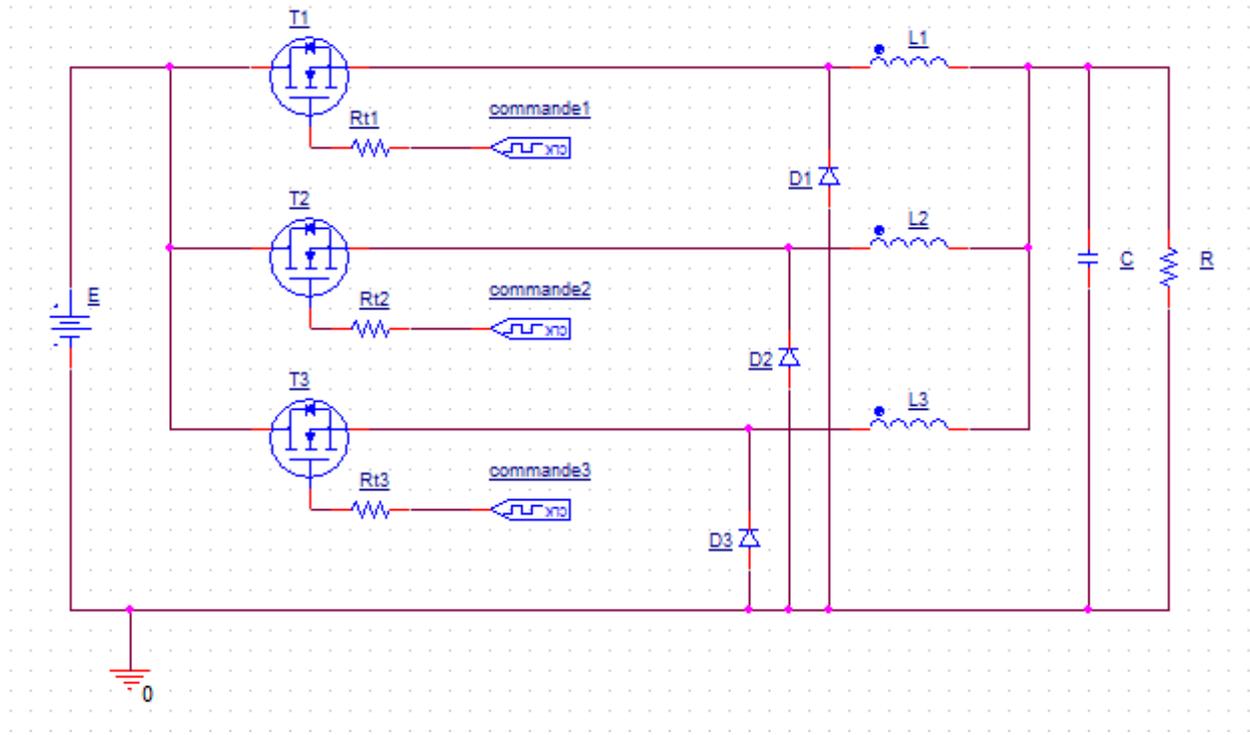
Colonne1	TD1	TD2	Rapport cyclique A	Rendement η
Sans chevauchement	0u	10u	40%	94.5309091
Avec chevauchement (0%)	0u	10u	50%	95.7523627
Avec chevauchement (20%)	0u	8u	50%	95.8120477

Tableau IV.4: le rendement de puissance du convertisseur deux phases.

- ❖ **Remarque :** après l'étude précédent on remarque que dans le troisième cas on va marquer le bon rendement de puissance.

IV.3.2. Convertisseur à trois phases :

IV.3.2.1. Schéma de principe :



7

Figure IV.4: structure d'un convertisseur abaisseur à trois phases.

Tableau des valeurs et des types de composants utilisé :

	Matières						
Symboles	E	T1; T2; T3	D1; D2; D3	L1; L2; L3	R	C	Rt1 ; Rt2 ; Rt3
Valeurs	12v	IRF3711	MBR6045	10uH	1 ohm	45uF	20 ohms
Ou types							

Tableau IV.5 : les composants utilisées d'un convertisseur DC-DC à trois phases.

IV.3.2.2. Resultas de simulation en PSPICE :

❖ **Commande sans chevauchement:** $P_w=5\mu s \rightarrow \alpha=25\%$

- **[0us ; 5us] :** (T1 passant et T2, T3 bloqué) \rightarrow L1 en Charge, L2 et L3 en décharge.
- **[5us ; 6.66us] :** (Les trois transistors T1, T2 et T3 bloquées) \rightarrow les inductances L1, L2, L3 en décharge.

- [6.66us ; 11.66us] : (T2 passant et T1, T3 bloquée) → L2 en charge, L1 et L3 en décharge.
- [11.66us ; 13.32us] : (Les trois transistors T1, T2 et T3 bloquées) → les bobines L1, L2, L3 en décharge.
- [13.32us ; 18.32us] : (T3 passant et T1, T2 bloquée) → L3 en charge, L1 et L2 en décharge.
- [18.32us ; 20us] : Les trois transistors T1, T2 et T3 bloquées) → les bobines L1, L2, L3 en décharge.

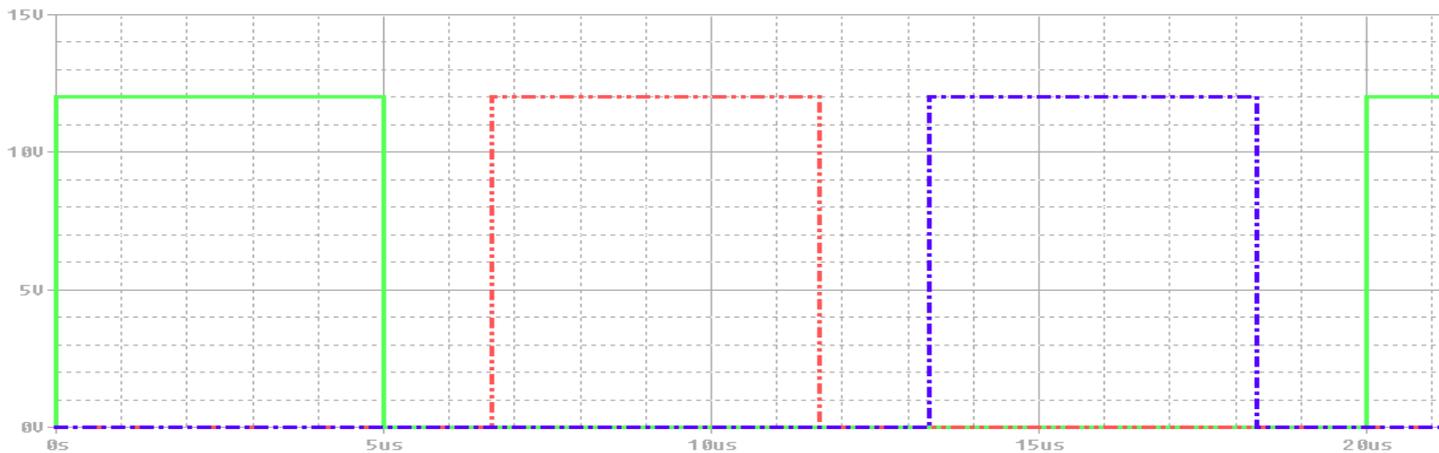


Figure IV.4.1: l'allure de la tension de commande (-20%)

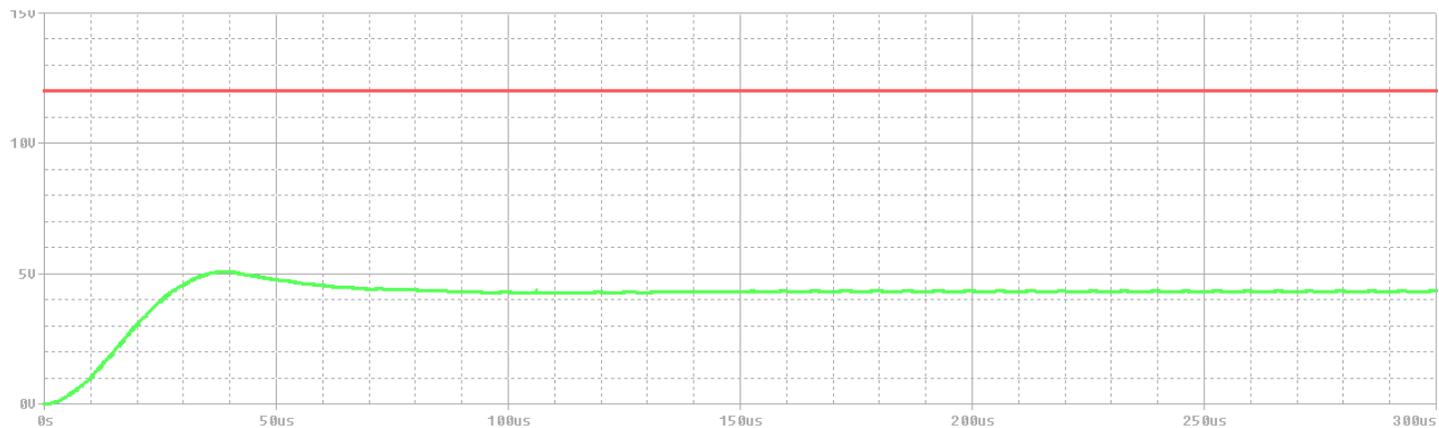


Figure IV.4.2: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

❖ **Remarque** : à partir la courbe président on remarque :

1. La valeur maximale de la tension de sortie $V_{max} \approx 5v$
2. La valeur finale de La tension de sortie mesuré $V_s \approx 4.3v$
3. 1^{ère} dépassement

$$d\% = [(5-4.3)/4.3] * 100 = 16.27\%$$

4. Le régime transitoire [0 ; 130us]

Commande avec chevauchement (0%) : $P_w = 6.66\mu s \rightarrow \alpha = 33.3\%$

- [0us ; 6.66us] : (T1 passant et T2, T3 bloqué) \rightarrow L1 en Charge, L2 et L3 en décharge.
- [6.66us ; 13.32us] : (T2 passant et T1, T3 bloquée) \rightarrow L2 en charge, L1 et L3 en décharge.
- [13.32us ; 20us] : (T3 passant et T1, T2 bloquée) \rightarrow L3 en charge, L1 et L2 en décharge.

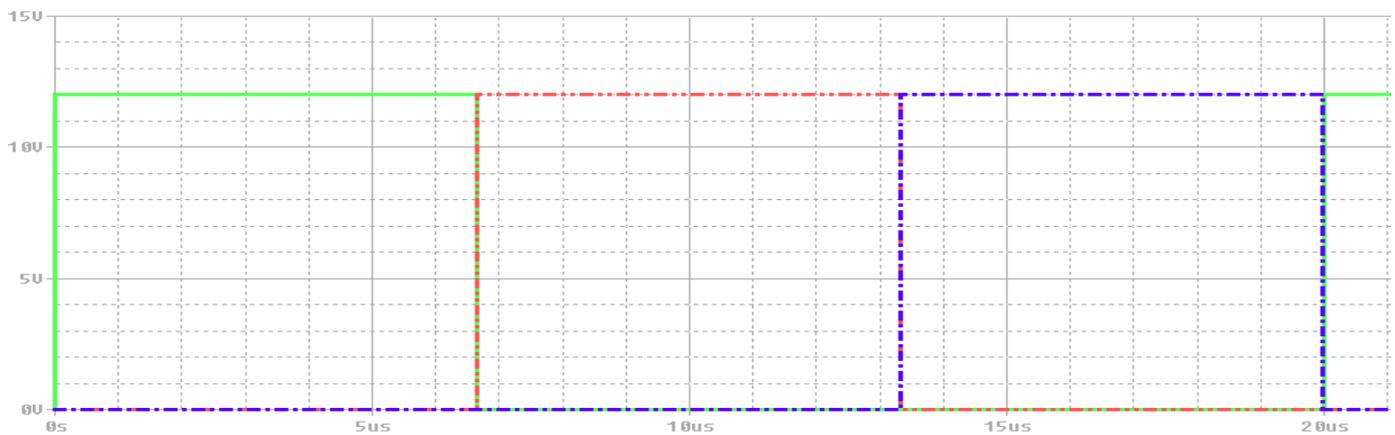


Figure IV.4.3: l'allure de la tension de commande (0%)

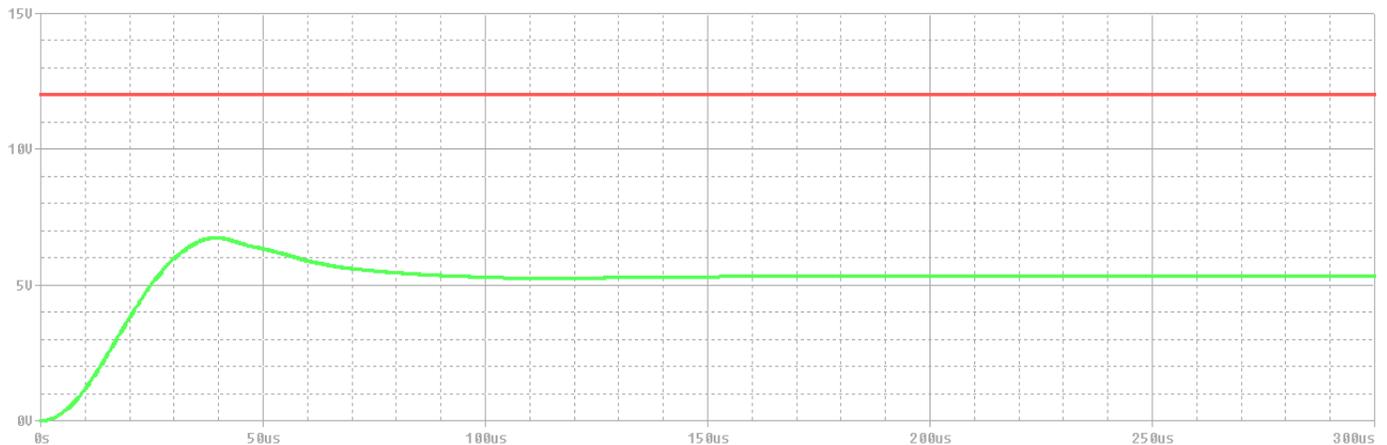


Figure IV.4.4: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

❖ **Remarque** : à partir la courbe président on remarque :

1. La valeur maximale de la tension de sortie $V_{max} \approx 6.9v$.
2. La tension de sortie mesuré $V_s \approx 5.2v$.
3. 1^{ère} dépassement $d\% = [(6.9-5.2)/5.2] * 100 = 32.7\%$
4. Le régime transitoire $[0 ; 110\mu s]$.

❖ **Commande avec chevauchement (20%)** : $P_w = 7\mu s \rightarrow \alpha = 35\%$

- **[0 μs ; 5 μs]** → (T1 passant et T2, T3 bloqué) donc L1 en Charge, L2 et L3 en décharge.
- **[5 μs ; 7 μs]** → (T1, T2 passant et T3 bloquée) donc L1, L2 en charge (**chevauchement 20%**), et L3 en décharge.
- **[7 μs ; 12 μs]** → (T2 passant et T1, T3 bloquée) donc L2 en charge, L1 et L3 en décharge.
- **[12 μs ; 13 μs]** → (Les trois transistors T1, T2, T3 bloqué) donc les inductances L1, L2, L3 en décharge.
- **[13 μs ; 20 μs]** → (T3 passant et T2, T1 bloqué) donc L3 en Charge, L2 et L1 en décharge.

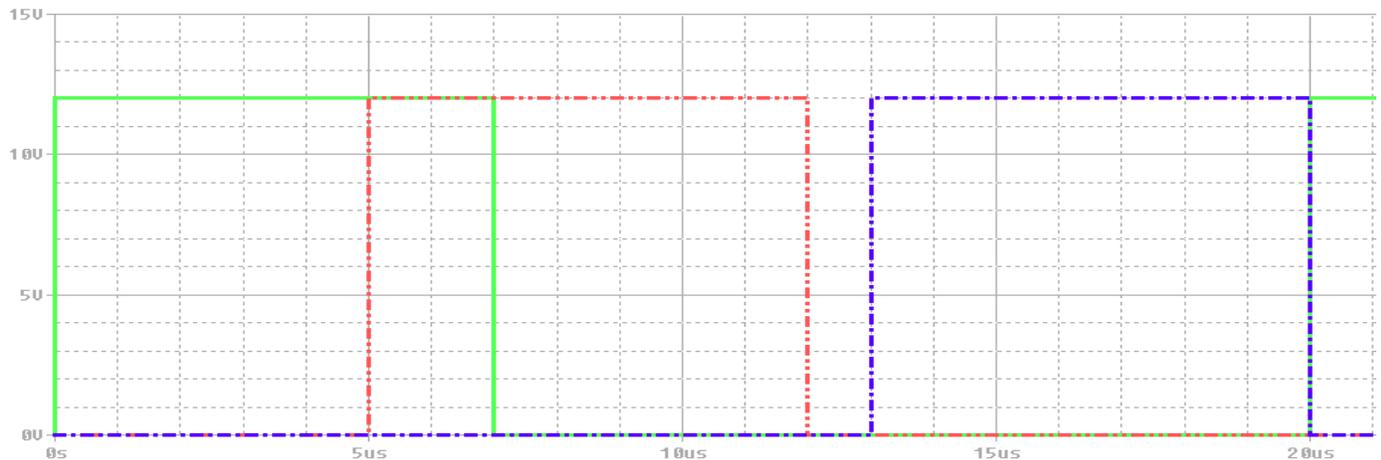


Figure IV.4.5: l'allure de la tension de commande (20%)

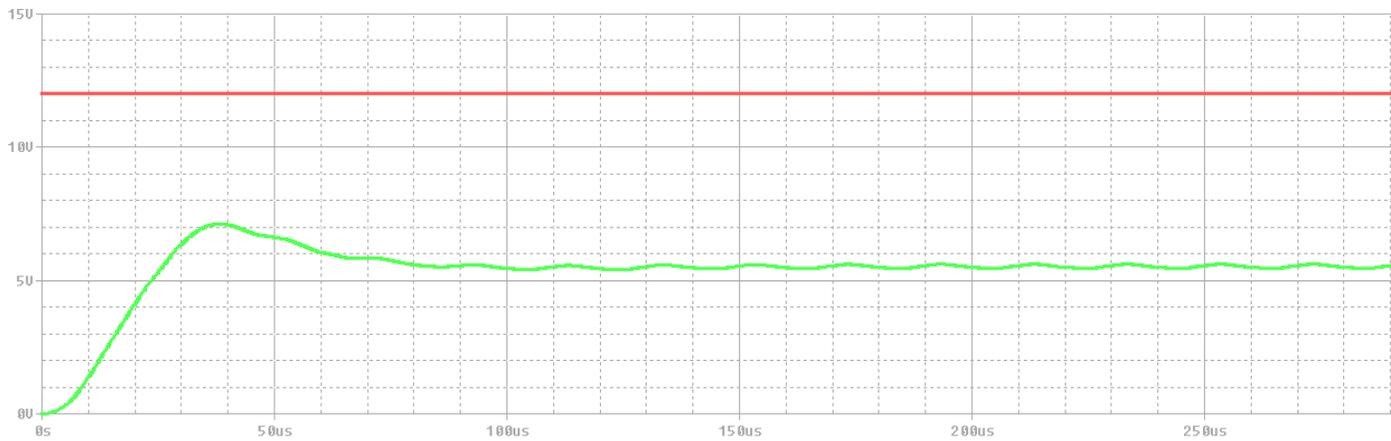


Figure IV.4.6: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

❖ **Remarque :** à partir la courbe président on remarque :

1. La valeur maximale de la tension de sortie $V_{max} \approx 7.1$.
2. La valeur finale de La tension de sortie mesuré $V_s \approx 5.5v$.
3. 1^{ère} dépassement : $d\% = [(7.1 - 5.5) / 5.5] * 100 = 38.2\%$
4. Le régime transitoire [0 ; 100us].

❖ **Commande avec chevauchement (40%) :** $P_w = 10\mu s \rightarrow \alpha = 50\%$

- [0us ; 6us] : (T1 passant et T2, T3 bloqué) \rightarrow L1 en charge et L2, L3 en décharge.
- [6us ; 8us] : (T2, T1 passant et T3 bloqué) \rightarrow L1, L2 en charge et L3 en décharge (**chevauchement 40%**).
- [8us ; 10us] : (T1, T2, T3 passant) \rightarrow L1, L2, L3 en charge (**chevauchement 20%**).
- [10us ; 16us] : (T2, T3 passant et T1 bloqué) \rightarrow L3, L2 en charge et L1 en décharge.
- [16us ; 18us] : (T3 passant et T2, T1 bloqué) \rightarrow L3 en charge et L2, L1 en décharge.
- [18us ; 20us] : (les trois transistors T1, T2, T3 bloqué) \rightarrow les bobines L1, L2, L3 en décharge.



Figure IV.4.7: l'allure de la tension de commande (40%)



Figure IV.4.8: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

❖ **Remarque :** à partir la courbe président on remarque :

1. La valeur maximale de la tension de sortie $V_{max} \approx 10.2v$.
2. La valeur finale de La tension de sortie mesuré $V_s \approx 7v$.
3. 1^{ère} dépassement

$$d\% = [(10.2 - 7) / 7] * 100 = 45.7\%$$

4. Le régime transitoire [0 ; 90μs]
5. Augmentation d'oscillation.

A chaque cas on va calculer le rendement de puissance $\eta = P_e / P_s$ et en conclure qu'elle est le bonne rendement ;

IV.3.2.3. Rendement de puissance trois phases :

Colonne1	TD1	TD2	TD3	Rapport cyclique α	Rendement η
Sans chevauchement	0u	6.66u	13.32u	25%	93.0926779
Avec chevauchement (0%)	0u	6.66u	13.32u	33.3%	93.8456669
Avec chevauchement (20%)	0u	5u	13u	35%	94.1743736
Avec chevauchement (40%)	0u	4u	8u	50%	96.6783287

Tableau IV.6 : le rendement de puissance du convertisseur à trois phases.

- ❖ **Remarque :** après l'étude précédent on remarque que dans le quatrième cas on va marquer le bon rendement de puissance.

IV.3.3. Convertisseur quatre phases:

IV.3.3.1. Schéma de principe :

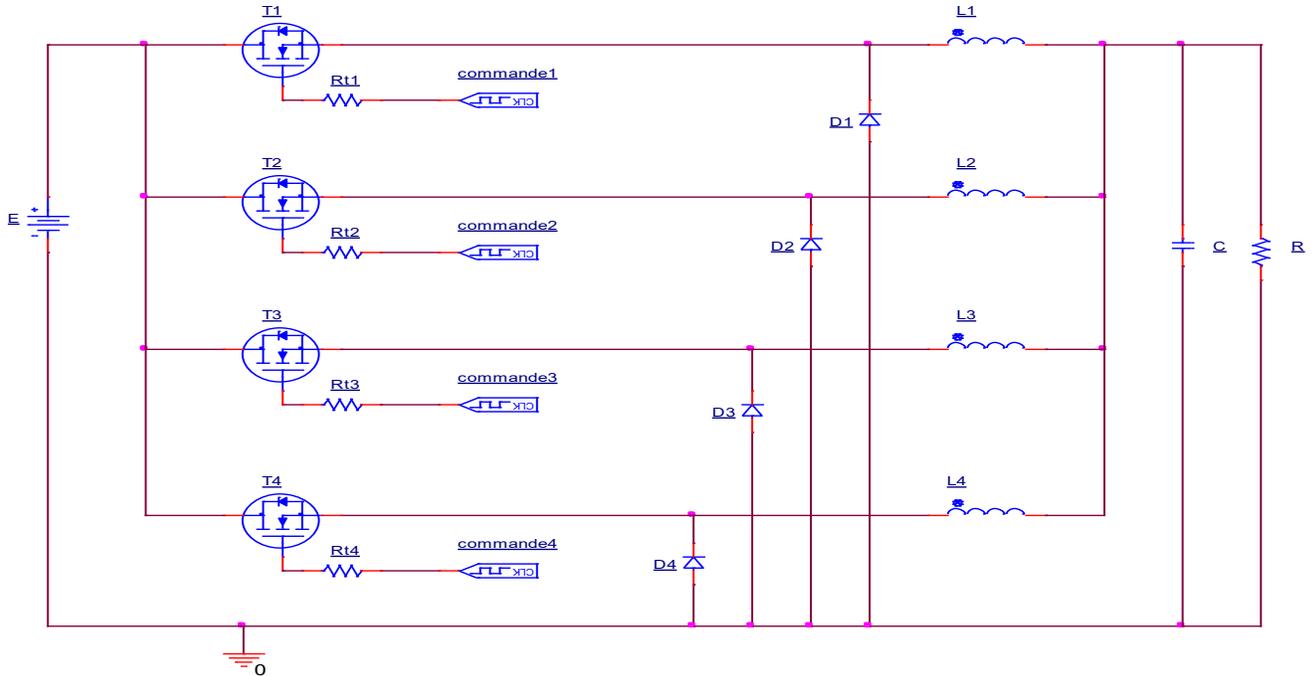


Figure IV.5: structure d'un convertisseur à quatre phases.

	Matières						
Symboles	E	T1; T2; T3; T4	D1; D2; D3; D4	L1; L2; L3 ; L4	R	C	Rt1 ; Rt2; Rt3; Rt4
Valeurs	12v	IRF3711	MBR6045	10uH	1 ohm	45uF	20 ohms
Ou types							

Tableau IV.7 : les composants utilisées d'un convertisseur DC-DC à quatre phases.

IV.3.3.2. Resultas de simulation en PSPICE :

- ❖ **Commande sans chevauchement** : $P_w=4\mu s \rightarrow \alpha=20\%$
- **[0us ; 4us]** : (T1 passant et T2, T3 et T4 bloqué) \rightarrow L1 en charge et L2, L3, L4 en décharge.
- **[4us ; 5us]** : (Les quatre transistors T1, T2, T3 et T4 bloquées) \rightarrow L1, L2, L3, L4 en décharge.
- **[5us ; 9us]** : (T2 passant et T1, T3 et T4 bloquée) \rightarrow L2 en charge et L1, L3, L4 en décharge.

- [9us ; 10us] : (Les quatre transistors T1, T2, T3 et T4 bloquées) → L1, L2, L3, L4 en décharge.
- [10us ; 14us] : (T3 passant et T2, T1 et T4 bloqué) → L3 en charge et L2, L1, L4 en décharge.
- [14us ; 15us] : (Les quatre transistors T1, T2, T3 et T4 bloquées) → L1, L2, L3, L4 en décharge.
- [15us ; 19us] : (T4 passant et T2, T1 et T3 bloqué) → L4 en charge et L2, L1, L3 en décharge.
- [19us ; 20us] : (Les quatre transistors T1, T2, T3 et T4 bloquées) → L1, L2, L3, L4 en décharge.

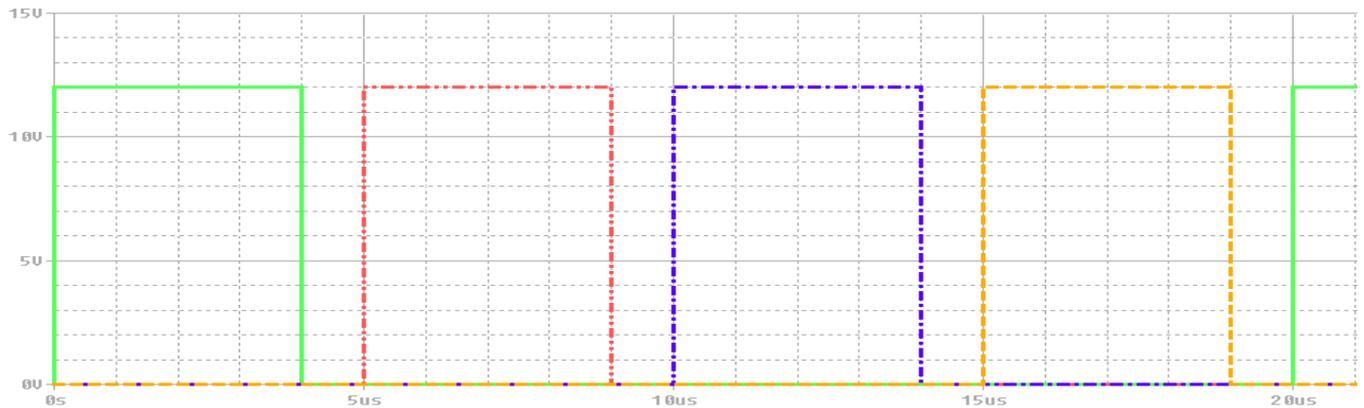


Figure IV.5.1: l'allure de la tension de commande (-20%)

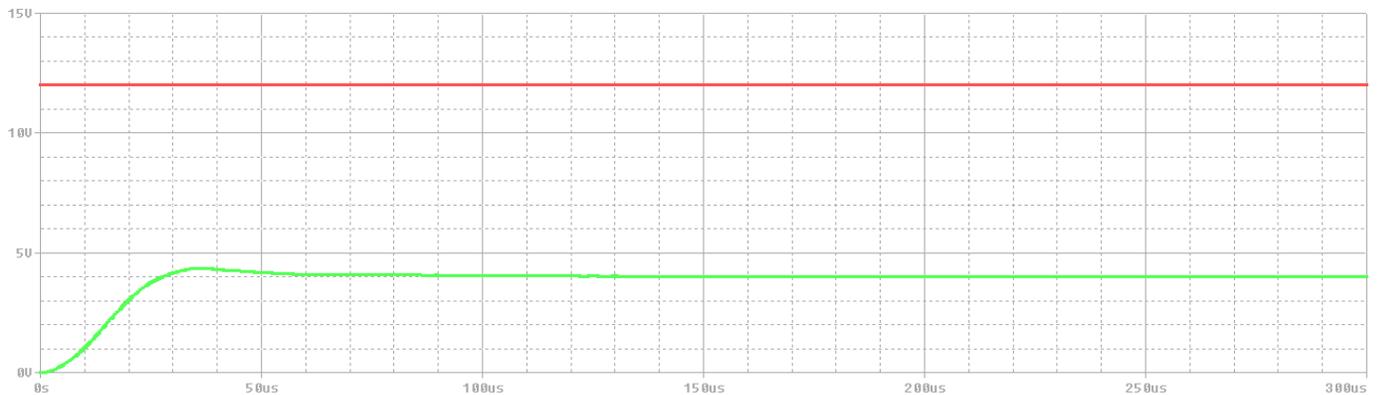


Figure IV.5.2: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

❖ **Remarque** : à partir la courbe président on remarque :

1. La valeur maximale de la tension de sortie $V_{max} \approx 10.2v$.
2. La valeur finale de La tension de sortie mesuré $V_s \approx 7v$.
3. 1^{ère} dépassement

$$D\% = [(4.4-4)/4] * 100 = 10\%$$

4. Le régime transitoire [0 ; 130us].

❖ **Commande avec chevauchement (0%)** : $P_w = 5\mu s \rightarrow \alpha = 25\%$

- [0 ; 5us] : (T1 passant et T2, T3 et T4 bloqué) → L1 en charge et L2, L3, L4 en décharge.
- [5us ; 10us] : (T2 passant et T1, T3 et T4 bloquée) → L2 en charge et L1, L3, L4 en décharge.
- [10us ; 15us] : (T3 passant et T1, T2 et T4 bloquée) → L3 en charge et L1, L2, L4 en décharge.
- [15us ; 20us] : (T4 passant et T1, T2 et T3 bloquée) → L4 en charge et L1, L2, L3 en décharge.

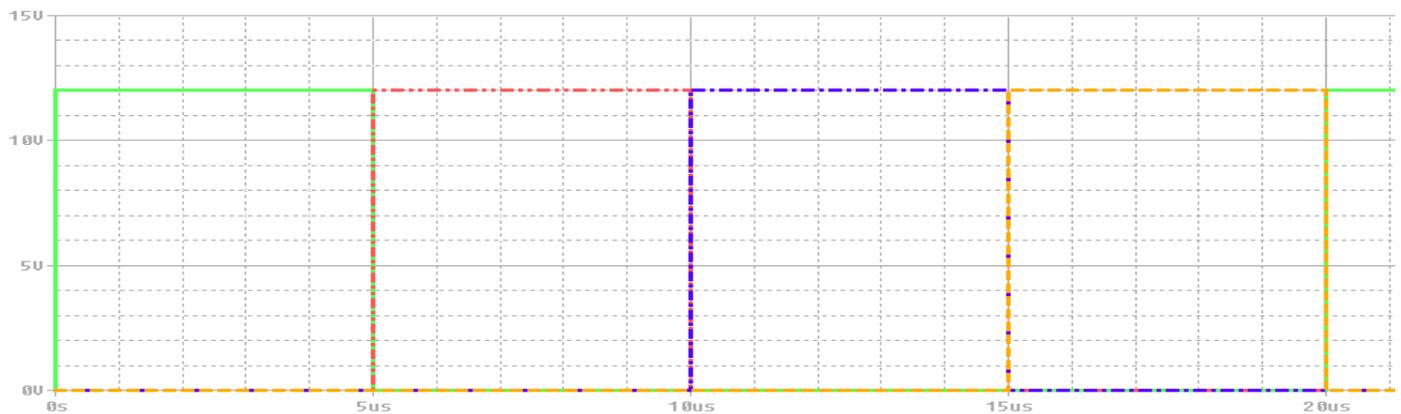


Figure IV.5.3: l'allure de la tension de commande (0%)



Figure IV.5.4: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

❖ **Remarque :** à partir la courbe président on remarque :

1. La valeur maximale de la tension de sortie $V_{max} \approx 5.5v$.
2. La valeur finale de La tension de sortie mesuré $V_s \approx 4.9v$.
3. 1^{ère} dépassement

$$D\% = [(5.5 - 4.9) / 4.9] * 100 = 12.25\%$$

4. Le régime transitoire [0 ; 100us]

❖ **Commande avec chevauchement (20%) :** $P_w = 5\mu s \rightarrow \alpha = 25\%$

- [0us ; 4us] : (T1 passant et T2, T3 et T4 bloqué) → L1 en charge et L2, L3, L4 en décharge.
- [4us ; 5us] : (T1, T2 passant et T3 et T4 bloquée) → L1, L2 en charge et L3, L4 en décharge (**entrelacement 20%**).
- [5us ; 9us] : (T2 passant et T2, T3 et T4 bloqué) → L1 en charge et L2, L3, L4 en décharge.
- [9us ; 10us] : (les quatre transistors T1, T2, T3 et T4 bloquées) → L1, L2, L3, L4 en décharge.
- [10us ; 15us] : (T3 passant et T2, T1 et T4 bloqué) → L3 en charge et L2, L1, L4 en décharge.
- [15us ; 20us] : (T4 passant et T1, T2 et T3 bloqué) → L4 en charge et L1, L2, L3 en décharge.

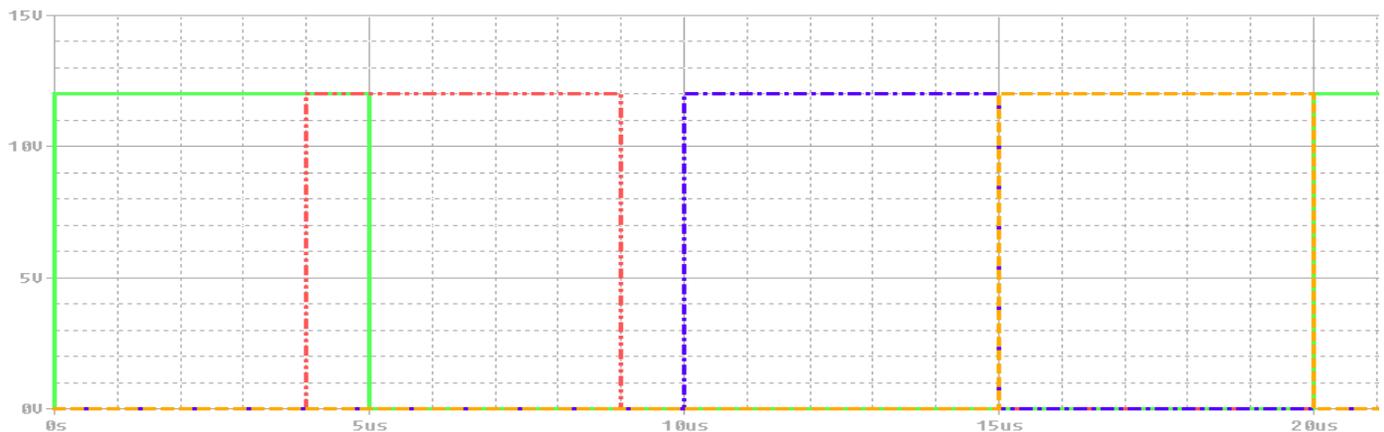


Figure IV.5.5: l'allure de la tension de commande (20%)

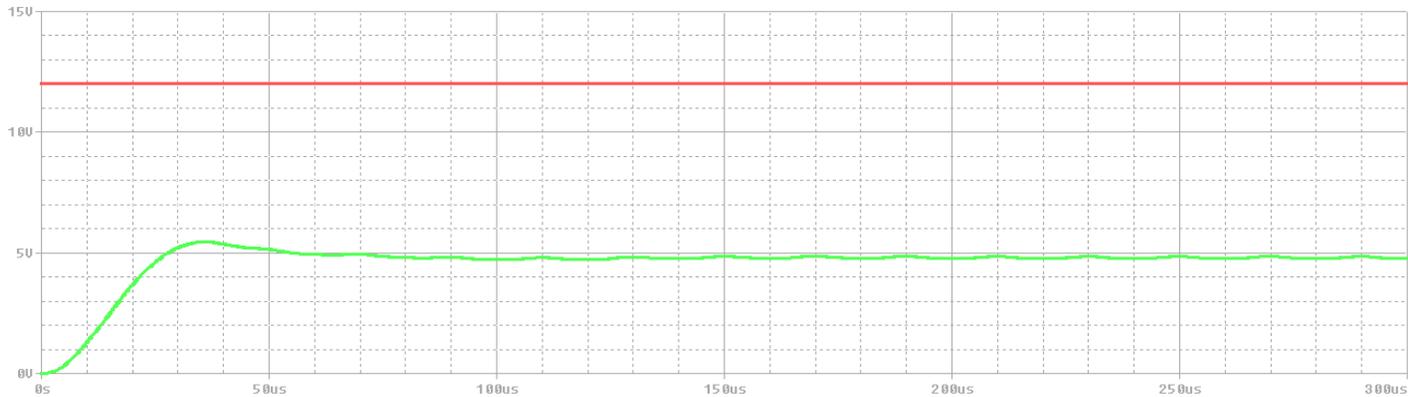


Figure IV.5.6: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

❖ **Remarque :** à partir la courbe président on remarque :

1. La valeur maximale de la tension de sortie $V_{max} \approx 5.5v$.
2. La valeur finale de La tension de sortie mesuré $V_s \approx 4.7v$.
3. 1^{ère} dépassement : $D\% = [(5.5-4.7)/4.7] * 100 = 17\%$
4. Le régime transitoire [0 ; 90µs]
5. Augmentation faible d'oscillation.

❖ **Commande avec chevauchement (40%) :** $P_w = 6\mu s \rightarrow \alpha = 30\%$

- [0µs ; 4µs] : (T1 passant et T2, T3 et T4 bloqué) → L1 en charge et L2, L3, L4 en décharge.
- [4µs ; 5µs] : (T1, T2 passant et T3, T4 bloquée) → L1, L2 en charge et L3, L4 en décharge (**entrelacement 40%**).
- [5µs ; 6µs] : (T1, T2, T3 passant et T4 bloquée) → L1, L2, L3 en charge et L4 en décharge (**entrelacement 20%**).
- [6µs ; 10µs] : (T3, T2 passant et T1, T4 bloquée) → L3, L2 en charge et L1, L4 en décharge.
- [10µs ; 11µs] : (T3 passant et T2, T1 et T4 bloqué) → L3 en charge et L2, L1, L4 en décharge.
- [11µs ; 12µs] : (les transistors T1, T2, T3, T4 bloqué) → L1, L2, L3, L4 en décharge.
- [12µs ; 18µs] : (T4 passant et T2, T3 et T1 bloqué) → L4 en charge et L2, L3, L1 en décharge.
- [18µs ; 20µs] : (les transistors T1, T2, T3, T4 bloqué) → L1, L2, L3, L4 en décharge.

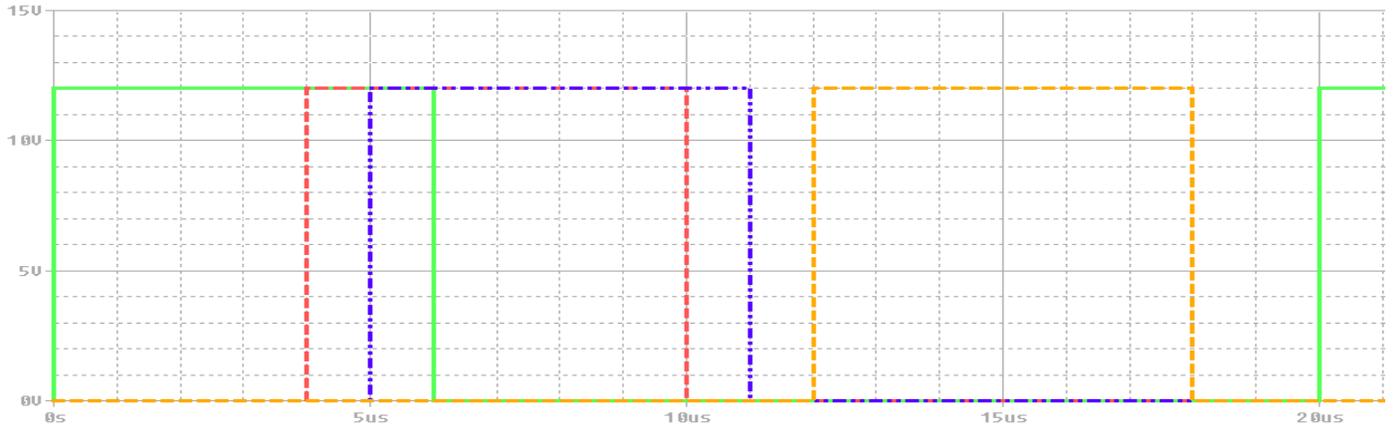


Figure IV.5.7: l'allure de la tension de commande (40%)

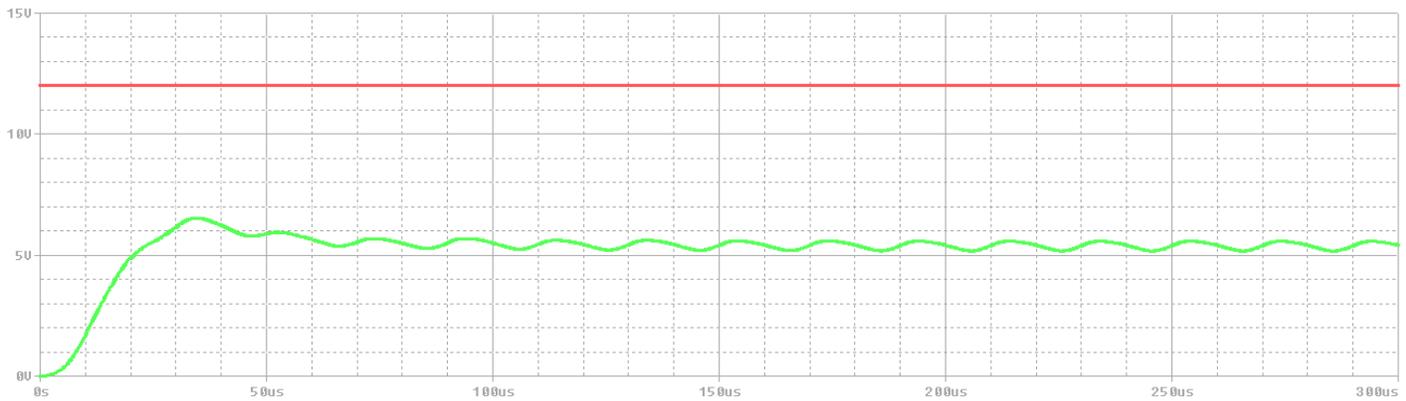


Figure IV.5.8: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

❖ **Remarque :** à partir la courbe président on remarque :

1. La valeur maximale de la tension de sortie $V_{max} \approx 6.6v$.
2. La valeur finale de La tension de sortie mesuré $V_s \approx 5.3v$.
3. 1^{ère} dépassement

$$D\% = [(6.6 - 5.3) / 5.3] * 100 = 24.5\%$$

4. Le régime transitoire [0 ; 70us].
5. Augmentation d'oscillation.

❖ **Commande avec chevauchement (60%) :** $P_w = 10us \rightarrow \alpha = 50\%$

- [0us ; 4us] : (T1 passant et T2, T3 et T4 bloqué) \rightarrow L1 en charge et L2, L3, L4 en décharge.
- [4us ; 6us] : (T1, T2 passant et T3, T4 bloquée) \rightarrow L1, L2 en charge et L3, L4 en décharge (entrelacement 60%).
- [6us ; 8us] : (T1, T2, T3 passant et T4 bloquée) \rightarrow L1, L2, L3 en charge et L4 en décharge (entrelacement 40%).

- [8us ; 10us] : (T1, T4, T3, T2 passant) → L1, L2, L3, L4 en charge. (entrelacement 20%)
- [10us ; 14us] : (T4, T3, T2 passant et T1 bloqué) → L2, L3, L4 en charge et L1 en décharge.
- [14us ; 16us] : (T3, T4 passant et T2, T1 bloquée) → L3, L4 en charge et L1, L2 en décharge.
- [16us ; 18us] : (T3 passant et T2, T4 et T1 bloqué) → L3 en charge et L2, L4, L1 en décharge.
- [18us ; 20us] : (les transistors T1, T2, T3, T4 bloqué) → L1, L2, L3, L4 en décharge.

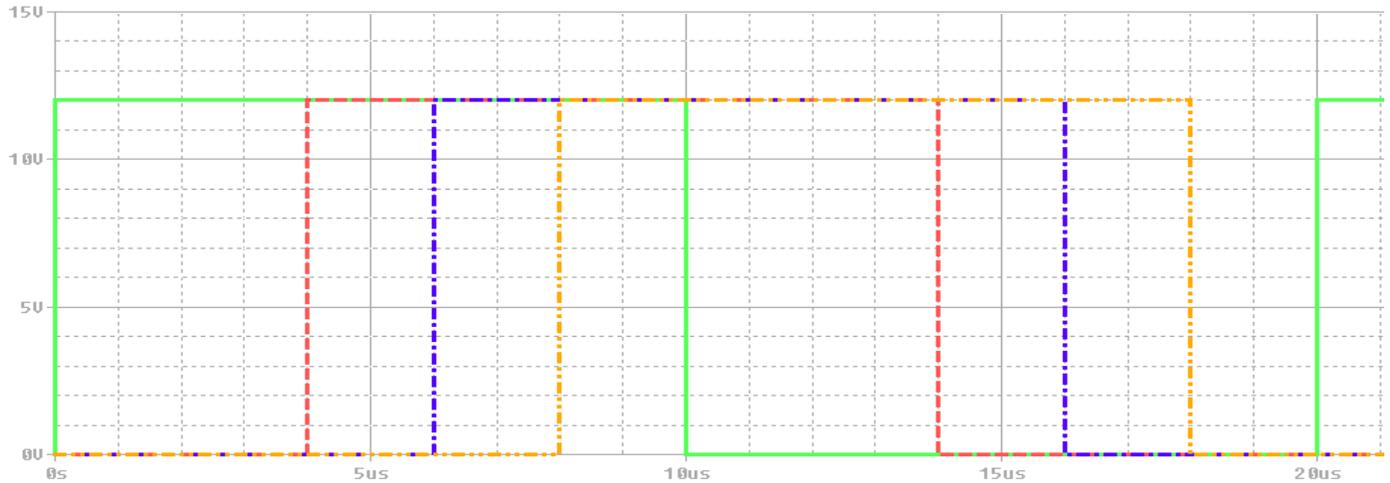


Figure IV.5.9: l'allure de la tension de commande (60%)

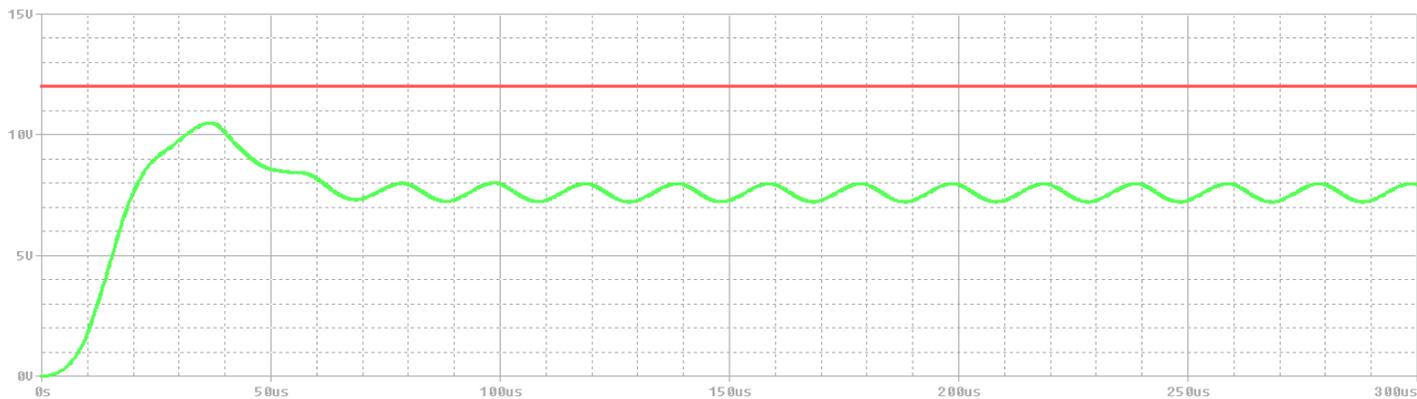


Figure IV.5.10: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

❖ **Remarque :** à partir la courbe président on remarque :

1. La valeur maximale de la tension de sortie $V_{max} \approx 10.5v$.
2. La valeur finale de La tension de sortie mesuré $V_s \approx 7.5v$.
3. 1^{ère} dépassement

$$D\% = [(10.5 - 7.5) / 7.5] * 100 = 40\%$$

4. Le régime transitoire [0 ; 70us]
5. Augmentation d'oscillation.

A chaque cas on va calculer le rendement de puissance $\eta = P_e/P_s$ et en conclure qu'elle est le bon rendement ;

IV.3.3.3. Rendement de puissance quatre phases :

Colonne1	TD1	TD2	TD3	TD4	Rapport cyclique α	Rendement η
Sans chevauchement	0u	5u	10u	15u	20%	92.3203276
Avec chevauchement (0%)	0u	5u	10u	15u	25%	93.9829954
Avec chevauchement (20%)	0u	4u	10u	15u	25%	94.0185547
Avec chevauchement (40%)	0u	2u	4u	12u	30%	94.9422902
Avec chevauchement (60%)	0u	4u	6u	8u	50%	97.1785991

Tableau IV.8 : le rendement de puissance du convertisseur à quatre phases.

- ❖ **Remarque :** après l'étude précédent on remarque que dans le cinquième cas on va marquer le bon rendement de puissance.

IV.3.4. Convertisseur cinq phases:

IV.3.4.1. Schéma de principe :

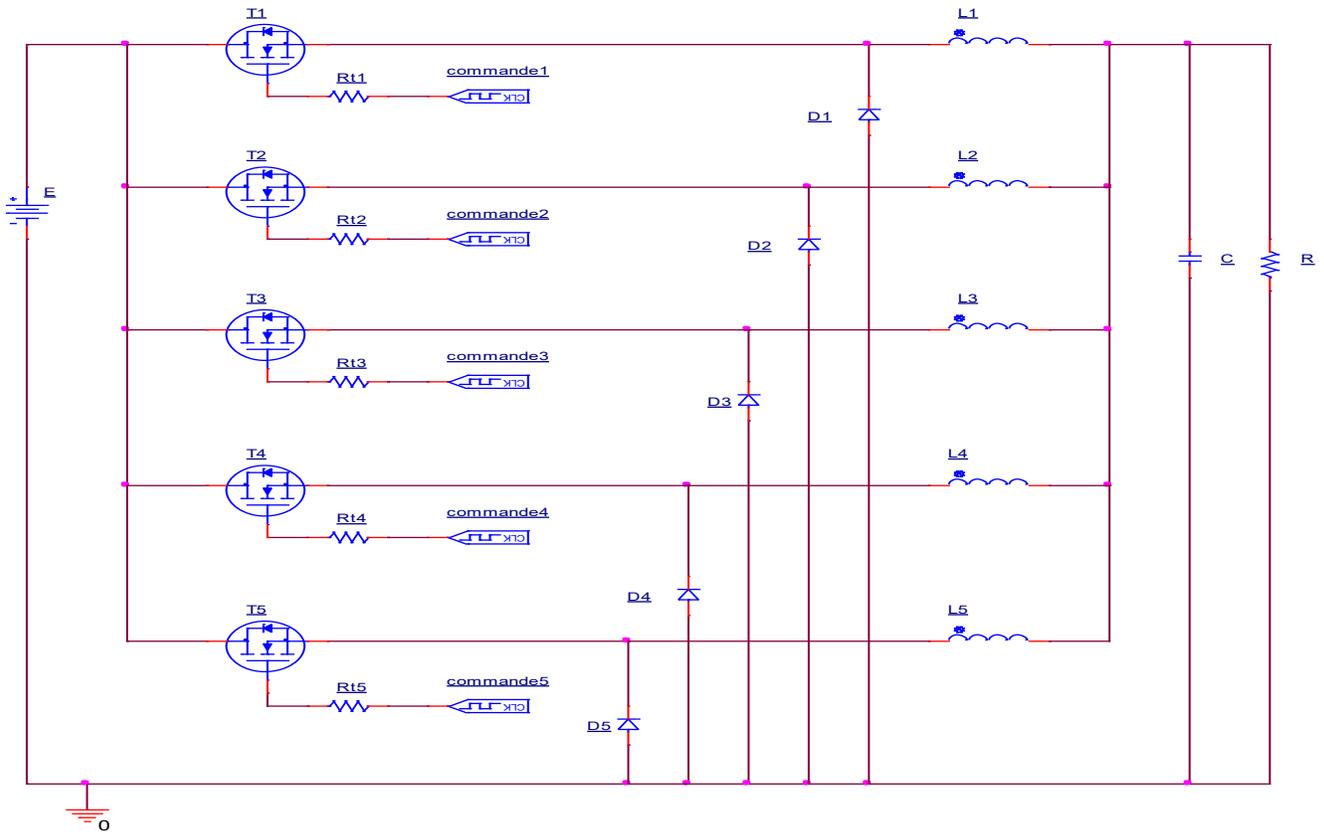


Figure IV.6: structure d'un convertisseur à cinq phases

	Matières						
symboles	E	T1; T2; T3; T4 ; T5	D1; D2; D3; D4 ; D5	L1; L2; L3 ; L4 ; L5	R	C	Rt1 ; Rt2; Rt3; Rt4 ; Rt5
Valeurs	12v	IRF3711	MBR6045	10uH	1 ohm	45uF	20 ohms
Ou types							

Tableau IV.9 : les composants utilisés d'un convertisseur DC-DC à cinq phases

IV.3.4.2. Résultats de simulation en PSPICE :

❖ **Commande sans chevauchement:** $P_w=3\mu s \rightarrow \alpha=15\%$

- [0us ; 3us] : (T1 passant et T2, T3, T4 et T5 bloqué) \rightarrow L1 en charge et L2, L3, L4, L5 en décharge.

- **[3us ; 4us]** : (Les transistors T1, T2, T3, T4, T5 bloquées) → L1, L2, L3, L4, L5 en décharge.
- **[4us ; 7us]** : (T2 passant et T1, T3, T4, T5 bloquée) → L2 en charge et L1, L3, L4, L5 en décharge.
- **[7us ; 8us]** : (Les transistors T1, T2, T3, T4, T5 bloquées) → L1, L2, L3, L4, L5 en décharge.
- **[8us ; 11us]** : (T3 passant et T2, T1, T4, T5 bloqué) → L3 en charge et L2, L1, L4, L5 en décharge.
- **[11us ; 12us]** : (Les transistors T1, T2, T3, T4, T5 bloquées) → L1, L2, L3, L4, L5 en décharge.
- **[12us ; 15us]** : (T4 passant et T2, T1, T3, T5 bloqué) → L4 en charge et L2, L1, L3, L5 en décharge.
- **[15us ; 16us]** : (Les transistors T1, T2, T3, T4, T5 bloquées) → L1, L2, L3, L4, L5 en décharge.
- **[16us ; 19us]** : (T5 passant et T2, T1, T3, T4 bloqué) → L5 en charge et L2, L1, L3, L4 en décharge.
- **[19us ; 20us]** : (Les transistors T1, T2, T3, T4, T5 bloquées) → L1, L2, L3, L4, L5 en décharge.

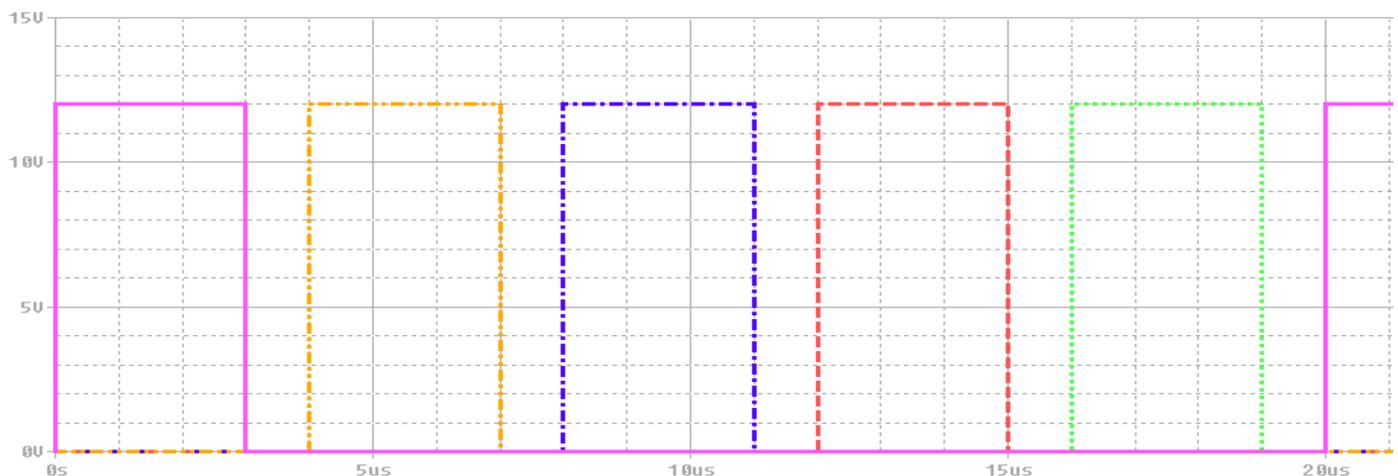


Figure IV.6.1: l'allure de la tension de commande (-20%)

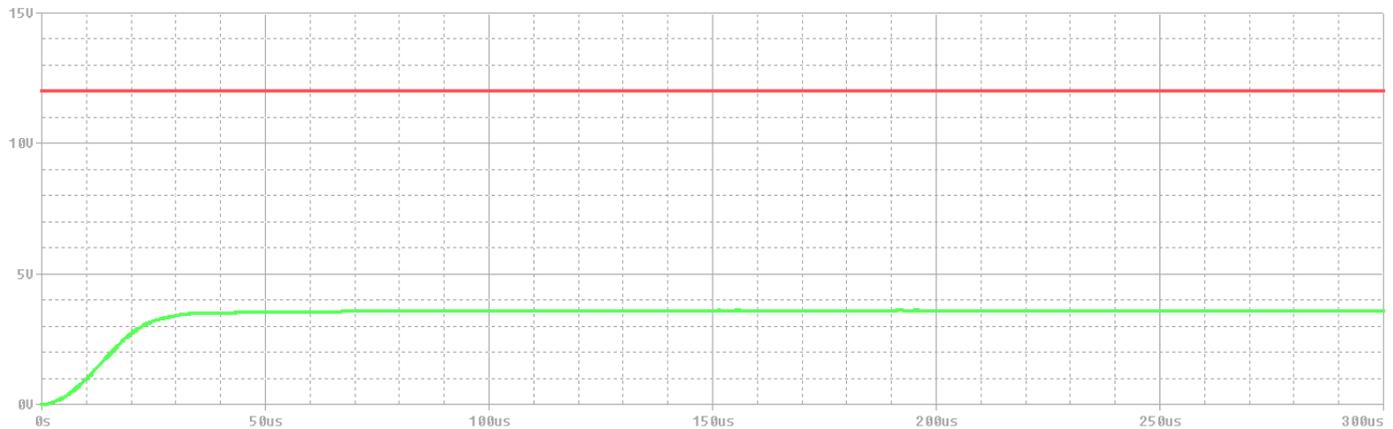


Figure IV.6.2: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

❖ **Remarque :** à partir la courbe président on remarque :

1. La valeur maximale de la tension de sortie $V_{max} \approx 3.6v$.
2. La valeur finale de La tension de sortie mesuré $V_s \approx 3.6v$.
3. 1^{ère} dépassement $D\% = 0$
4. Le régime transitoire $[0 ; 160us]$

❖ **Commande avec chevauchement (0%) :** $P_w = 4us \rightarrow \alpha = 20\%$

- $[0 ; 4us]$: (T1 passant et T2, T3, T4 et T5 bloqué) \rightarrow L1 en charge et L2, L3, L4, L5 en décharge.
- $[4us ; 8us]$: (T2 passant et T1, T3, T4 et T5 bloquée) \rightarrow L2 en charge et L1, L3, L4, L5 en décharge.
- $[8us ; 12us]$: (T3 passant et T1, T2, T4 et T5 bloquée) \rightarrow L3 en charge et L2, L1, L4, L5 en décharge.
- $[12us ; 16us]$: (T4 passant et T1, T2, T3 et T5 bloquée) \rightarrow L4 en charge et L1, L3, L2, L5 en décharge
- $[16us ; 20us]$: (T5 passant et T1, T2, T3 et T5 bloquée) \rightarrow L5 en charge et L1, L3, L2, L4 en décharge

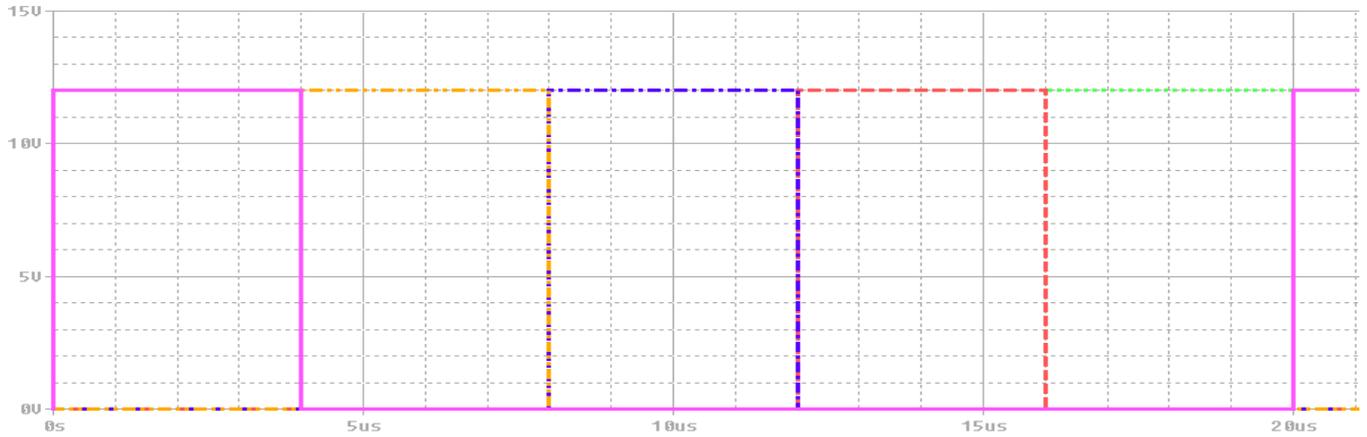


Figure IV.6.3: l'allure de la tension de commande (0%)

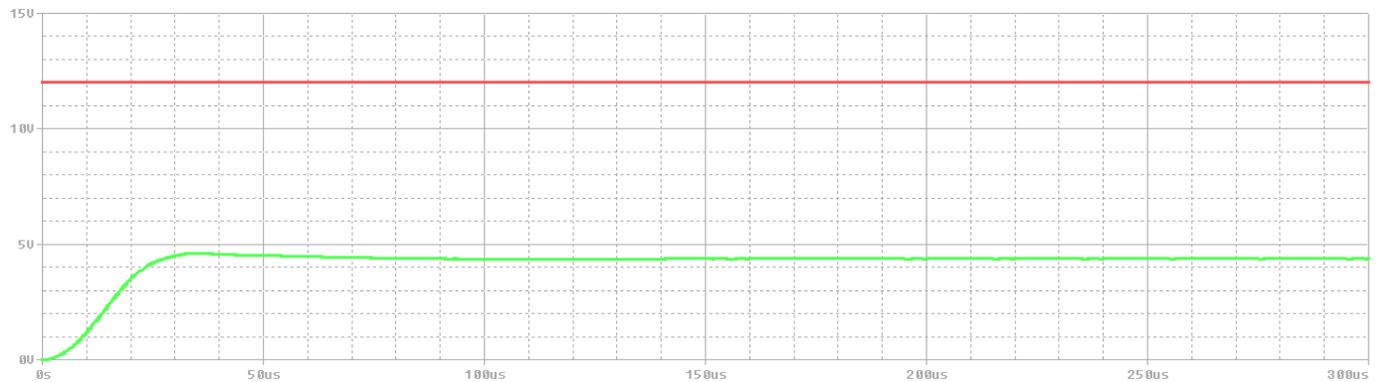


Figure IV.6.4: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

❖ **Remarque :** à partir la courbe président on remarque :

1. La valeur maximale de la tension de sortie $V_{max} \approx 4.8v$.
2. La valeur finale de La tension de sortie mesuré $V_s \approx 4.4v$.
3. 1^{ère} dépassement $d\% = [(4.8-4.4)/4.4] * 100 = 9\%$
4. Le régime transitoire [0 ; 90µs]

❖ **Commande avec chevauchement (20%) :** $P_w = 4\mu s \rightarrow \alpha = 20\%$

- [0µs ; 3µs] : (T1 passant et T2, T3, T4, T5 bloqué) \rightarrow L1 en charge et L2, L3, L4, L5 en décharge.
- [3µs ; 4µs] : (T1, T2 passant et T3, T4, T5 bloquée) \rightarrow L1, L2 en charge et L3, L4, L5 en décharge (**chevauchement 20%**).
- [4µs ; 7µs] : (T2 passant et T1, T3, T4, T5 bloqué) \rightarrow L2 en charge et L1, L3, L4, L5 en décharge.
- [7µs ; 8µs] : (les transistors T1, T2, T3, T4, T5 bloquées) \rightarrow L1, L2, L3, L4, L5 en décharge.

- [8us ; 12us] : (T3 passant et T1, T2, T4, T5 bloquée) → L3 en charge et L2, L1, L4, L5 en décharge.
- [12us ; 16us] : (T4 passant et T1, T2, T3, T5 bloquée) → L4 en charge et L1, L2, L3, L5 en décharge.
- [16us ; 20us] : (T5 passant et T1, T2, T3, T4 bloquée) → L5 en charge et L1, L2, L3, L4 en décharge.

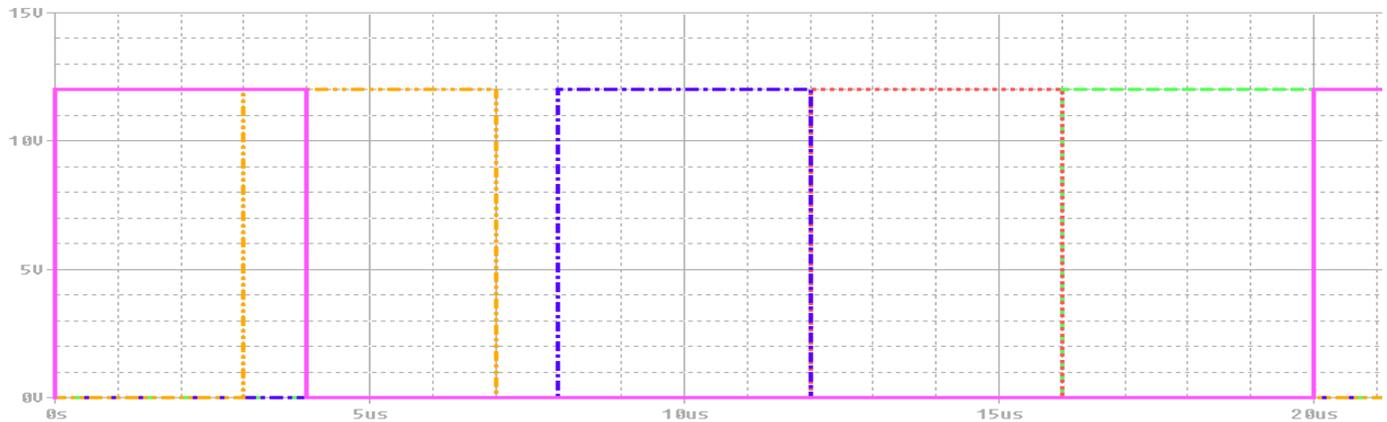


Figure IV.6.5: l'allure de la tension de commande

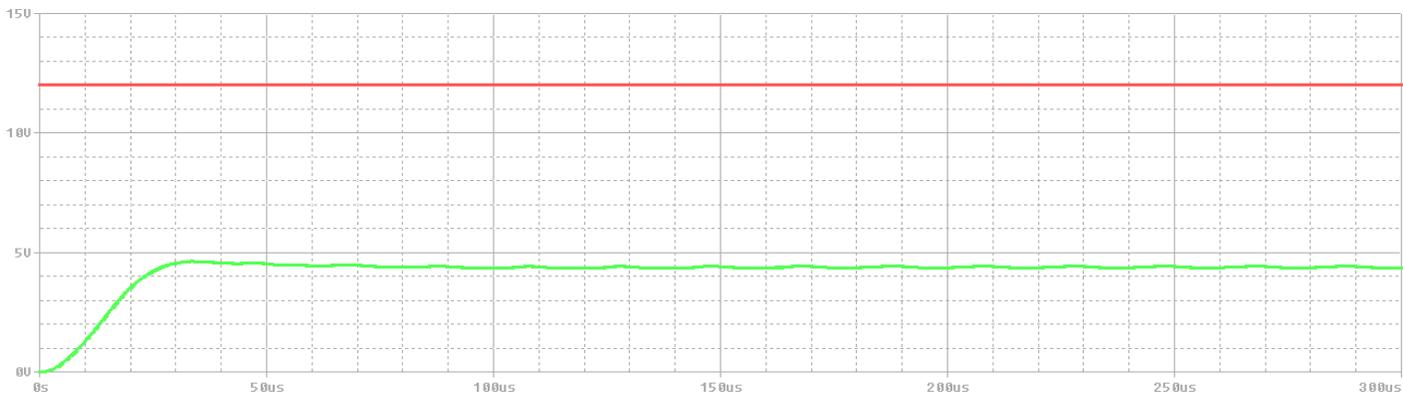


Figure IV.6.6: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

❖ **Remarque :** à partir la courbe président on remarque :

1. La valeur maximale de la tension de sortie $V_{max} \approx 4.8v$.
2. La valeur finale de La tension de sortie mesuré $V_s \approx 4.4v$.
3. 1^{ère} dépassement $d\% = [(4.8-4.3)/4.3] * 100 = 11.6\%$
4. Le régime transitoire [0 ; 70us]
5. Augmentation d'oscillation

❖ **Commande avec chevauchement (40%)** : $P_w=5\mu s \rightarrow \alpha=25\%$

- **[0 μs ; 3 μs]** : (T1 passant et T2, T3, T4, T5 bloqué) \rightarrow L1 en charge et L2, L3, L4, L5 en décharge.
- **[3 μs ; 4 μs]** : (T1, T2 passant et T3, T4, T5 bloquée) \rightarrow L1, L2 en charge et L3, L4, L5 en décharge (**chevauchement 40%**).
- **[4 μs ; 5 μs]** : (T1, T2, T3 passant et T4, T5 bloquée) \rightarrow L1, L2, L3 en charge et L4, L5 en décharge (**chevauchement 20%**).
- **[5 μs ; 8 μs]** : (T3, T2 passant et T1, T4, T5 bloquée) \rightarrow L3, L2 en charge et L1, L4, L5 en décharge
- **[8 μs ; 9 μs]** : (T3 passant et T2, T1, T4, T5 bloqué) \rightarrow L3 en charge et L2, L1, L4, L5 en décharge.
- **[9 μs ; 10 μs]** : (les transistors T1, T2, T3, T4, T5 bloquées) \rightarrow L1, L2, L3, L4, L5 en décharge.
- **[10 μs ; 15 μs]** : (T4 passant et T1, T2, T3, T5 bloquée) \rightarrow L4 en charge et L1, L2, L3, L5 en décharge.
- **[15 μs ; 20 μs]** : (T5 passant et T1, T2, T3, T4 bloquée) \rightarrow L5 en charge et L1, L2, L3, L4 en décharge.

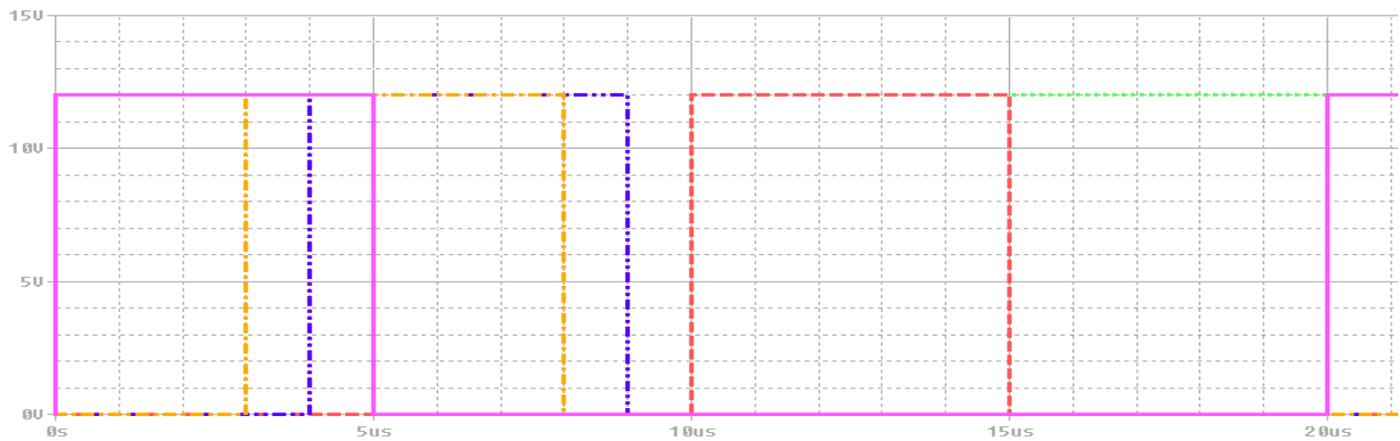


Figure IV.6.7: l'allure de la tension de commande (40%)

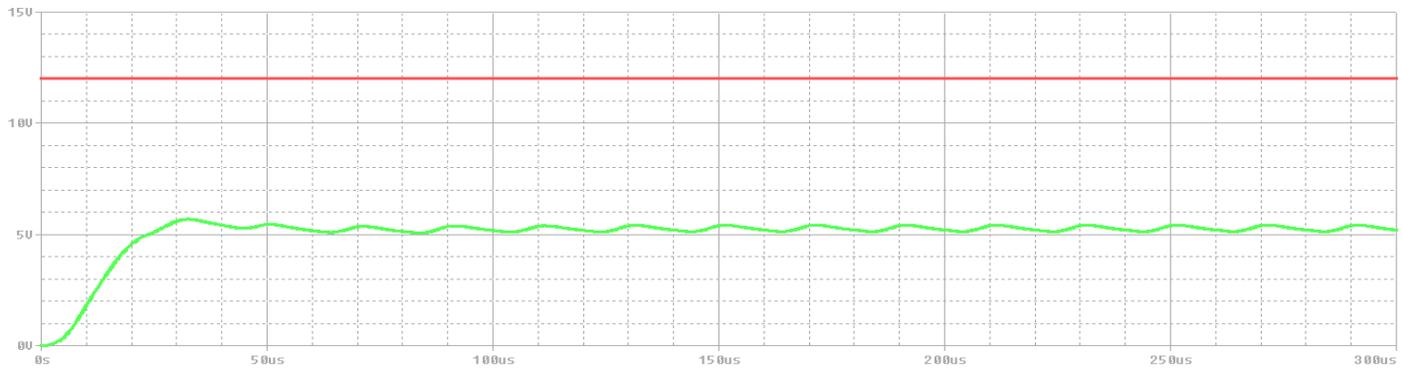


Figure IV.6.8: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

❖ **Remarque :** à partir la courbe président on remarque :

1. La valeur maximale de la tension de sortie $V_{max} \approx 5.9v$.
2. La valeur finale de La tension de sortie mesuré $V_s \approx 5.2v$.
3. 1^{ère} dépassement $D\% = [(5.9-5.2)/5.2] * 100 = 13.6\%$
4. Le régime transitoire [0 ; 60µs]
5. Augmentation d'oscillation

❖ **Commande avec chevauchement (60%) :** $P_w = 6\mu s \rightarrow \alpha = 30\%$

- [0µs ; 3µs] : (T1 passant et T2, T3, T4, T5 bloqué) → L1 en charge et L2, L3, L4, L5 en décharge.
- [3µs ; 4µs] : (T1, T2 passant et T3, T4, T5 bloquée) → L1, L2 en charge et L3, L4, L5 en décharge (**chevauchement 60%**).
- [4µs ; 5µs] : (T1, T2, T3 passant et T4, T5 bloquée) → L1, L2, L3 en charge et L4, L5 en décharge (**chevauchement 40%**).
- [5µs ; 6µs] : (T1, T2, T3, T4 passant et T5 bloquée) → L1, L2, L3, L4 en charge et L5 en décharge (**chevauchement 20%**).
- [6µs ; 9µs] : (T3, T2, T4 passant et T1, T5 bloquée) → L3, L2, L4 en charge et L1, L5 en décharge
- [9µs ; 10µs] : (T3, T4 passant et T1, T2, T5 bloquée) → L3, L4 en charge et L1, L2, L5 en décharge
- [10µs ; 11µs] : (T4 passant et T1, T2, T3, T5 bloquée) → L4 en charge et L1, L2, L3, L5 en décharge.
- [11µs ; 12µs] : (les transistors T1, T2, T3, T4, T5 bloquées) → L1, L2, L3, L4, L5 en décharge.

- [12us ; 18us] : (T5 passant et T1, T2, T3, T4 bloquée) → L5 en charge et L1, L2, L3, L4 en décharge.
- [18us ; 20us] : (les transistors T1, T2, T3, T4, T5 bloquées) → L1, L2, L3, L4, L5 en décharge.

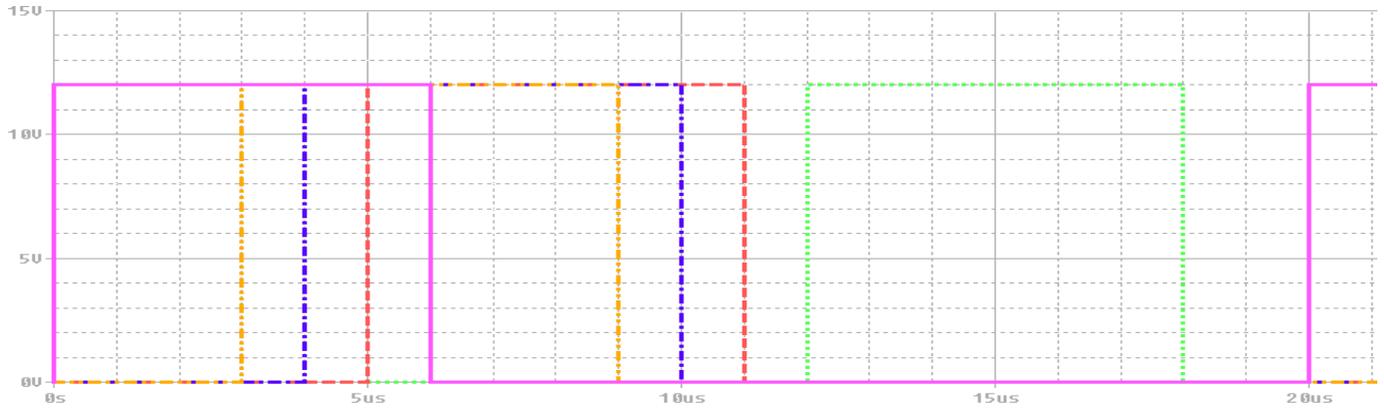


Figure IV.6.9 : l'allure de la tension de commande (60%)



Figure IV.6.10: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

❖ **Remarque** : à partir la courbe président on remarque :

1. La valeur maximale de la tension de sortie $V_{max} \approx 6.9v$.
2. La valeur finale de La tension de sortie mesuré $V_s \approx 6v$.
3. 1^{ère} dépassement $d\% = [(6.9-6)/6] * 100 = 15\%$
4. Le régime transitoire [0 ; 50us]
5. Augmentation d'oscillation

❖ **Commande avec chevauchement (80%)** : $P_w=10\mu s \rightarrow \alpha=50\%$

- **[0us ; 2us]** : (T1 passant et T2, T3, T4, T5 bloqué) \rightarrow L1 en charge et L2, L3, L4, L5 en décharge.
- **[2us ; 4us]** : (T1, T2 passant et T3, T4, T5 bloquée) \rightarrow L1, L2 en charge et L3, L4, L5 en décharge (**chevauchement 80%**).
- **1[4us ; 6us]** : (T1, T2, T3 passant et T4, T5 bloquée) \rightarrow L1, L2, L3 en charge et L4, L5 en décharge (**chevauchement 60%**).
- **[6us ; 8us]** : (T1, T2, T3, T4 passant et T5 bloquée) \rightarrow L1, L2, L3, L4 en charge et L5 en décharge (**chevauchement 40%**).
- **[8us ; 10us]** : (T1, T2, T3, T4, T5 passant) \rightarrow L1, L2, L3, L4, L5 en charge (**chevauchement 20%**).
- **[10us ; 12us]** : (T5, T2, T3, T4 passant et T1 bloquée) \rightarrow L5, L2, L3, L4 en charge et L1 en décharge
- **[12us ; 14us]** : (T3, T5, T4 passant et T1, T2 bloquée) \rightarrow L3, L5, L4 en charge et L1, L2 en décharge
- **[14us ; 16us]** : (T5, T4 passant et T1, T2, T3 bloquée) \rightarrow L5, L4 en charge et L1, L2, L3 en décharge
- **[16us ; 18us]** : (T5 passant et T1, T2, T3, T4 bloquée) \rightarrow L5 en charge et L1, L2, L3, L4 en décharge.
- **[18us ; 20us]** : (les transistors T1, T2, T3, T4, T5 bloquées) \rightarrow L1, L2, L3, L4, L5 en décharge.

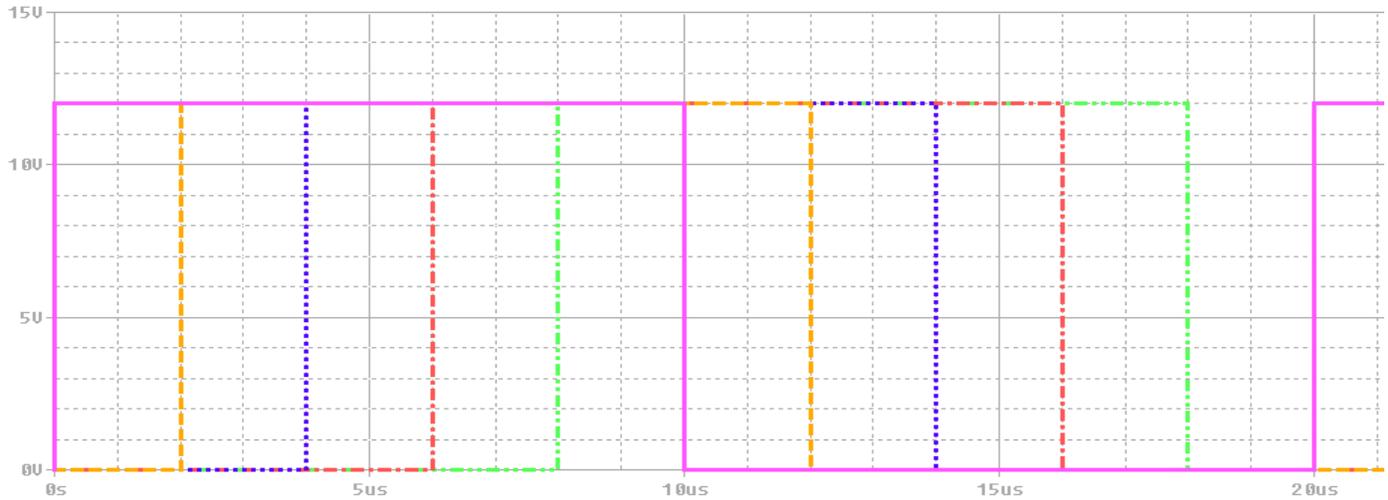


Figure IV.6.11: l'allure de la tension de commande (80%)

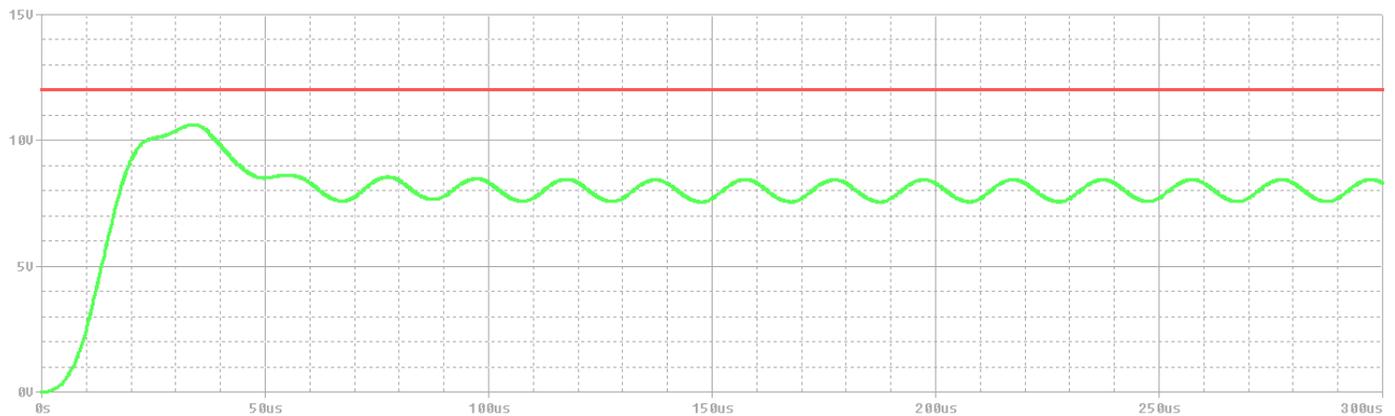


Figure IV.6.12: l'allure de la tension de sortie et tension d'entrée

❖ **Remarque :** à partir la courbe président on remarque :

1. La valeur maximale de la tension de sortie $V_{max} \approx 10.6v$.
2. La valeur finale de La tension de sortie mesuré $V_s \approx 8v$.
3. 1^{ère} dépassement :

$$D\% = [(10.6 - 8) / 8] * 100 = 32.5\%$$
4. Le régime transitoire $[0 ; 50\mu s]$.
5. augmentation d'oscillation.

A chaque cas on va calculer le rendement de puissance $\eta = P_e/P_s$ et en conclure qu'elle est le bon rendement :

IV.3.4.3. Rendement de puissance cinq phases :

Colonne1	TD1	TD2	TD3	TD4	TD5	Rapport cyclique α	Rendement η
sans chevauchement	0u	4u	8u	12u	16u	15%	91.04944142
Avec chevauchement (0%)	0u	4u	8u	12u	16u	20%	93.1107071
Avec chevauchement (20%)	0u	3u	8u	12u	16u	20%	93.1067588
Avec chevauchement (40%)	0u	2u	3u	9u	14u	25%	94.7028068
Avec chevauchement (60%)	0u	2u	3u	4u	12u	30%	96.2431291
Avec chevauchement (80%)	0u	2u	4u	6u	8u	50%	97.4512607

Tableau IV.10 : le rendement de puissance du convertisseur à cinq phases.

❖ **Remarque :** après l'étude président on remarque que dans le sixième cas on va marquer le bon rendement de puissance.

IV.4. Graphes de rendement de puissance :

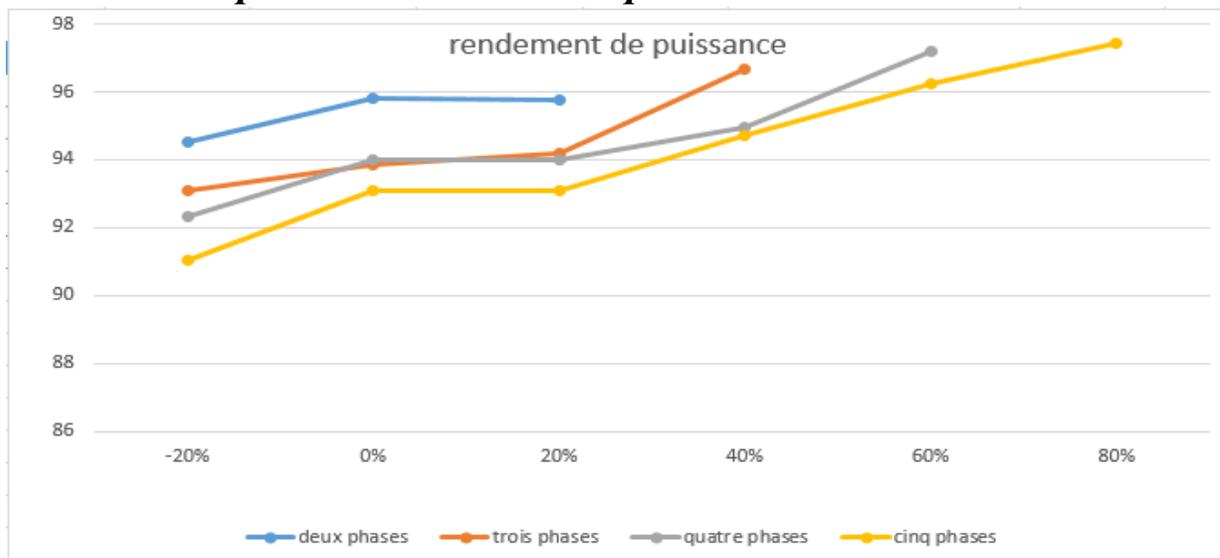


Figure IV.7: l'évolution de rendement de puissance en fonction de nombre de phase et l'entrelacement de commande.

IV.5. Les avantages de la commande entrelacée :

A partir des résultats de simulation et par rapport à la structure classique, la topologie de l'entrelacement présente de nombreux avantages :

- ❖ Atteindre des niveaux élevés de puissance tout en utilisant des composants standards de plus faible calibre et donc plus performants.
- ❖ Meilleure répartition des échanges thermiques grâce à la répartition de la puissance sur les différentes phases.
- ❖ Amélioration de la forme d'onde à l'entrée et à la sortie du convertisseur.
- ❖ la continuité du fonctionnement même en cas de pannes grâce à la modularité du convertisseur.
- ❖ La réduction de l'ondulation du courant de sortie avec l'augmentation du nombre de cellules en parallèle.

IV.6. Les inconvénients de la commande entrelacée :

- ❖ Utilisation de nombreux composants, peut aussi augmenter le volume et le coût total du convertisseur
- ❖ Avec un nombre important de composants, on augmente la probabilité de défaillance du convertisseur.
- ❖ Le contrôle du convertisseur passe par une commande rapprochée qui augmente en complexité avec l'augmentation du nombre de cellules.
- ❖ La sensibilité du convertisseur, notamment par rapport à l'équilibrage des courants demande une grande précision pour réaliser l'entrelacement des signaux de commande en haute fréquence.

IV.7. Convertisseur abaisseur à synchrone:

IV.7.1. Schéma de principe :

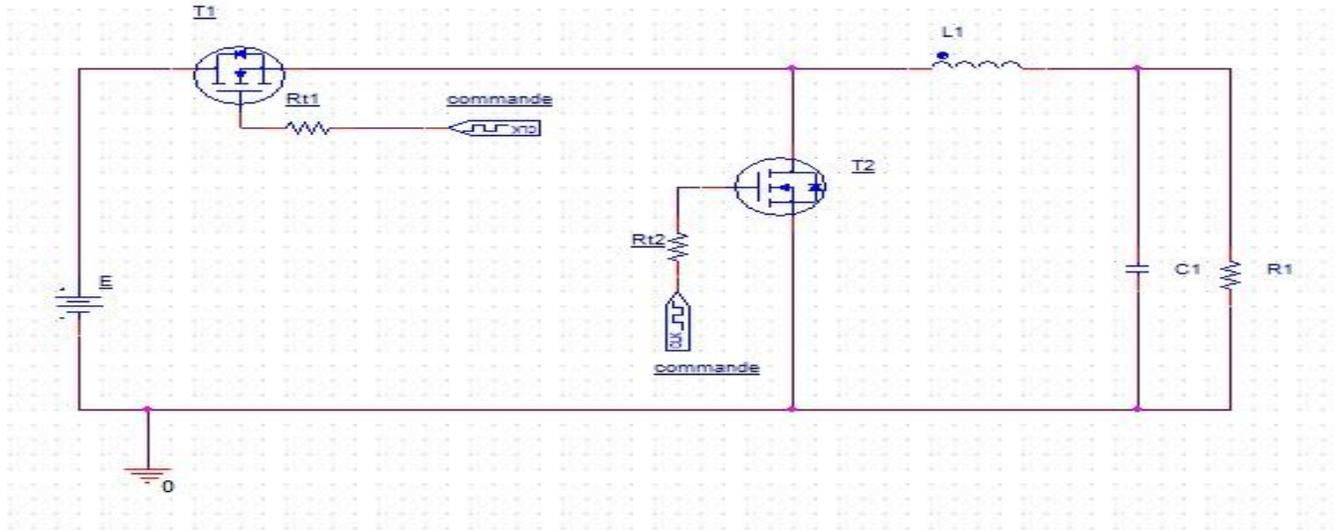


Figure IV.8: Schéma de principe d'un convertisseur abaisseur à redressement synchrone

La différence entre le convertisseur classique et le convertisseur synchrone est la diode D du convertisseur abaisseur classique a été remplacée par un second transistor, cette modification est permet d'augmenter le rendement du convertisseur car la tension aux borne d'un transistor est plus faible que celle est borne d'une diode.

IV.8. Conclusion :

Le convertisseur multicellulaire parallèle de type hacheur abaisseur (Buck est bien adapté à des applications nécessitant un fort courant sous faible tension, ainsi qu'une forte disponibilité et tolérance aux pannes. Pour illustrer le fonctionnement de convertisseur, les résultats que nous avons obtenus par simulation avec le logiciel PSIM dans les cas d'un convertisseur à deux phases jusqu'à cinq phases. Nous avons constaté que le rendement de puissance du convertisseur est proportionnel au nombre de phases et a l'entrelacement (convertisseur à cinq phases cas d'entrelacement 80%). Les résultats obtenus par OrCAD montrent que l'augmentation du nombre de phase contribue à améliorer la réponse du convertisseur (réduction du régime transitoire et les surtensions aux bornes de la charge.



***Conclusion
générale :***

Conclusion générale :

Le travail présenté dans ce mémoire expose la modélisation et la commande d'un convertisseur DC-DC abaisseur multiphases. Dans le premier chapitre, nous avons commencé notre travail par la définition de la conversion d'énergie et détailler trois types de la conversion de quelques énergies (solaire, hydraulique, éolienne) en énergie électrique. Ensuite nous avons représenté les deux structures de l'alimentation électrique : alimentation linéaire et alimentation à découpage avec détailler les rôles et principes de fonctionnement des composants passifs utilisés.

Dans le deuxième chapitre, nous avons consacré des généralités sur le convertisseur, puis nous avons montré les différentes topologies des convertisseurs DC-DC. Ensuite, nous avons présenté les principes de fonctionnement et quelques applications pour chaque type de convertisseur. Dans le troisième chapitre, nous avons étudié le contexte du MOSFET (structure, caractéristiques, ouverture et fermeture du MOSFET). Depuis, nous avons détaillé quelques stratégies de commande d'un convertisseur statique. Le dernier chapitre présente la conception, l'analyse et la simulation du fonctionnement électrique d'un convertisseur DC-DC (Buck) adapté par différentes techniques assurant un rendement le plus élevé possible, Le travail peut être implémenté dans un logiciel tel qu'OrCAD. Nous avons commencé par un convertisseur à deux-phares à chaque fois on a modifié le rapport cyclique α (modification du pourcentage de l'entrelacement) avec tracer la courbe de tension de sortie et calculer le rendement de puissance, nous avons répété ce travail avec trois, quatre et cinq phases et déduire le bon rendement et les avantages et les inconvénients du convertisseur multiphases.

Enfin, après toutes les études que nous avons faites nous concluons que :

- Le rendement théorique de 100 % et les dimensions du transformateur sont les deux principaux avantages des alimentations à découpage sur les alimentations régulées.
- l'augmentation du rendement de la puissance est corrélée à l'élévation du nombre des phases.
- Le convertisseur abaisseur couplé multiphases a un rendement significativement mieux que le convertisseur abaisseur multiphases.

- L'inconvénient de cette solution consiste à augmenter le nombre de phases du convertisseur, il est donc plus difficile de réaliser la symétrie commutation de ses phases.

Bibliographie :

[1] : Ebook sur l'électronique de puissance, <https://www.ofpptmaroc.com/cours-exercices/Cours-BTS/Cours-BTS-Energ%C3%A9tique/Ebook-sur-l%27electronique-de-puissance/>

[2] : © Dunod, Paris, 2004, 2011, 2015 5 rue Laromiguière, Paris 5e ISBN 978-2-10-073866-3 www.dunod.com

[3] : Florian Errigo. Convertisseurs de puissance avec stockage d'énergie intégré pour réseaux haute tension à courant continu. Energie électrique. Université de Lyon, 2020. Français. ffNNT : 2020LYSE1174ff. ffel-03309896f

[4] : https://eduscol.education.fr/sti/sites/eduscol.education.fr.sti/files/ressources/pedagogiques/10110/101_10-conversion-denergie-et-efficacite-energetique-ensps.pdf

[5] : <https://www.maxicours.com/se/cours/conversion-d-energie-et-rendement/>

[6] : <https://www.schoolmouv.fr/cours/les-conversions-d-energie-2/fiche-de-cours>

[7] : <https://www.greenwatt.fr/energie-solaire-quel-est-son-fonctionnement/>

[8] : Lachmat Mohamed, "simulation d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne à base d'une génératrice synchrone à aimants permanents", UNIVERSITE SAAD DAHLAB de Blida

[9] : syndicat des énergies renouvelables, France, ENERGIE EOLIENNE, juin 2011.

[10] : Richard KOWAL : l'alimentation électrique Le calcul et l'étude simplifiée. Révision....PDF.

[11] : <https://www.techno-science.net/definition/3227.html>

[12] : <https://www.techno-science.net/definition/3227.html>

[13] : http://www8.umoncton.ca/umcm-cormier_gabriel/Electrotechnique/Chap8.pdf

[14] : <https://guide.directindustry.com/fr/bien-choisir-un-transformateur/>

[15] : <https://dondon.vvv.enseirb-matmeca.fr/puissance/buck/TPbuck2019.pdf>

[16]: Professeur A. Rufer P. Barrade Cours d'electronique de puissance Conversion DC/DC

[17]: LES CONVERTISSEURS DC_DC - - ppt video online télécharger

[18]: https://fr.wikipedia.org/wiki/Convertisseur_DC-DC

[19]: BTS électrotechnique 2ème année - Sciences physiques appliquées CH10 : Les hacheurs.

[20]: <https://fr.scribd.com/document/401462584/Analyse-et-commande-d-un-hacheur-Buck-boost-pdf>

[21]: https://fr.wikipedia.org/w/index.php?title=Convertisseur_Buck&oldid=184427190

[22]: [Buck Boost Converter Circuit Theory Working and Applications \(elprocus.com\)](#)



[23]: <https://studylibfr.com/doc/2561269/dimensionnement-et-mise-en-oeuvre-d-un-hacheur-survolteur>

[24]: Mr: SOYED-Abdessami Cours d'électronique de puissance Chapitre 1 : Les composants d'électronique de puissance

[25]: Fait sous Linux et OpenOffice/StarOffice Chapitre V – Les hacheurs - LES HACHEURS (DC/DC)

[26]: <https://fr.strephonsays.com/igbt-and-vs-mosfet-13753>

[27] : Julio BRANDELERO(\$), Bernardo COUGO(£), Thierry MEYNARD(*), Nicolas VIDEAU(*), Olivier GOUALARD(*), Xavier BONNIN(*), Henri SCHNEIDER(£) (\$) CIRTEM 1389, L'Occitane

[28] : The Van Nguyen. Circuit générique de commandes rapprochées pour l'électronique de puissance. Energie électrique. Université de Grenoble, 2012. Français. Tel-00743576

[29] : « Teledyne DALSA » [online]. Available : <http://www.telenedalsa.com/>.

[30] : Pierre-Olivier JEANNIN : thèse : Le transistor MOSFET en commutation : Application aux associations série et parallèle de composants à grille isolée. Le 29 mai 2001.

[31] : Gaëtan Beneux. Développement de stratégies de contrôle pour le pilotage des convertisseurs avec prise en compte des aspects dynamiques événementiels. Automatique / Robotique. Université de Lorraine, 2018. Français. FfNNT : 2018LORR0123ff. fftel-01890112.

[32] : Christophe [2008].

[33] : Kazmierkowski et Malesani [1998]

[34] : Midya et collab. [1997]

[35] : Reshma et Arun [2015]

[36] : Bianchi et collab. [2005]

[37] : Su et Liu [2012].

[38] : Beccuti et collab. [2009]

[39] : Geyer et collab. [2008]

[40] : Lyapunov [1992]

[41] : Dixon et collab. [2013]

[42] : Haddad et Chellaboina [2011]

[43] : Sanders et Verghese [1992]

