

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

جامعة حسيبة بن بوعلي - الشلف

Université Hassiba Benbouali de Chlef (U.H.B.C)

Faculté de Technologie

Département de d'Electrotechnique



Projet de Fin d'Etude en vue de l'obtention du diplôme

master

Domaine : Sciences & Technologies

Filière : Electromécanique

Option : Electromécanique

Thème :

**Etude et commande des convertisseurs multi-modulateurs
(MMC) par réseau de neurone.**

Présenté par :

BENFATMA Mohamed amine

ABID Mustapha

Soutenu le /09/2022 devant le jury composé de :

Encadreur

Sahraoui hamza

MCA

Examineur

.....

.....

Promotion : 2021/2022

Remerciements

Tout d'abord, nous remercions Dieu Tout-Puissant qui nous a donné la volonté, la force et la patience pour développer notre travail.

Mes sincères remerciements à notre encadrant, MR. Sahraoui hamza Bénéfiques et objectives pour la réalisation de ce projet de fin de d'études.

Nous remercions également le jury.

Enfin, nous tenons à exprimer notre gratitude à tous nos amis et collègues pour leur soutien moral.

Dédicaces 01

À mes parents,

à mes frères et particulièrement Zaki et Youcef Bouali et

Abidazzeddine

à toute ma famille, à tous mes amis.

Benfatma Mohamedamine

Dédicaces 02

Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de M'avoir

donne le courage et la patience pour rencontrées

travail malgré toutes les difficultés rencontrées. Je

dédie ce modeste travail

A mes parents, à toute ma famille à mes

frères et particulièrement

je dédie ce mémoire.

Abid Moustapha

Sommaire

Sommaire.....	A
Notation	B
Liste des figures	C
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
CHAPITRE I: généralité sur les convertisseurs statique	
I.1 Introduction.....	03
I.2 Les convertisseurs statiques.....	04
I.3 Classification des convertisseurs statique.....	05
I.4 Quelques applications des convertisseurs statiques.....	06
I.5 . Les redresseurs	06
I.5.1 Définition.....	06
I.5.2 Défiantes type de redresseurs	07
I.5.2.1 Redresseurs de commutation naturelle (non commandé).....	07
I.5.2.2 Redresseurs de commutation forcée (commandé).....	07
I.6 LES ONDULEURS.....	08
I.6.1 Définition.....	08
I.6.2 Les type des onduleurs	08
I.6.3 Les applications des onduleurs	09
I.7 Les gradateurs.....	09
I.7.1 Définition.....	09
I.7.2 Constutiaton d'un gradateur	09
I.7.3 Les type des gradateurs.....	10
I.8 Les hacheurs	10
I.8.1 Définition d'un hacheur.....	10
I.8.2 Défiantes type de hacheurs	11
I.8.3 Hacheur abaisseur–élevateur	11
I.8.3.1. principe de fonctionnement	11
I.8.3.2 Les formes d'ondes de courant et de tension du hacheur Buck-boost.	12
I.8.4Hacheur boost	13
I.8.4.1 Définition.....	13
I.8.4.2 Fonctionnement d'un hacheur boost	14

I.8.5 Hacheur Buck.....	14
I.8.5.1 Définition.....	17
I.8.5.2 Quelques utilisations d'un hacheur Buck.....	17
I.8.5.3 Principe de fonctionnement.....	18
I.8.5.4 Le rapport cyclique.....	18
I.8.5.5 Mode de fonctionnement.....	18
I.8.5.6 Formes d'ondes.....	19
I.8.6 Rendement du convertisseur statique.....	23
I. 9 Conclusion.....	23

Chapitre II: modélisation des convertisseurs boost multi-niveaux

II.1 Introduction.....	25
II.2 Modélisation des hacheurs boost multi niveaux.....	25
II.2.1 Model moyenne des convertisseurs DC-DC.....	25
II.2.2 Modélisation de hacheur boost.....	26
II.2.2.1 La structure.....	26
II.2.2.2 Obtention du modèle d'état instantané.....	27
II.2.2.3 Le model moyen.....	28
II.2.2.4 Etude de l'état d'équilibre.....	28
II.2.2.5 Linéarisation autour de l'état d'équilibre $(x_e ; \alpha_e)$	28
II.2.2.6 Simulation sous l'outil MATLAB/SIMULINK.....	29
II.2.3 Modélisation de hacheur boost de deux niveaux.....	31
II.2.3.1 La structure.....	31
II.2.3.2 Obtention du modèle d'état instantané.....	34
II.2.3.3 Le model moyen.....	34
II.2.3.4 Etude de l'état d'équilibre.....	34
II.2.3.5 Linéarisation autour de l'état d'équilibre $(X_e; \alpha_e)$	34
II.2.3.6 Simulation et résultat.....	35
II.2.4 Modélisation de hacheur boost de trois niveaux.....	37
II.2.4.1 La structure.....	37
II.2.4.2 Obtention du modèle d'état instantané.....	40
II.2.4.3 Le model moyen.....	40
II.2.4.4 Etude de l'état d'équilibre.....	41
II.2.4.5 Linéarisation autour de l'état d'équilibre $(X_e; \alpha_e)$	41
II.2.4.6 Simulation et résultat.....	42
II.3 Conclusion.....	44

Chapitre III: commande des convertisseurs multi-niveaux par réseau de neurone

III .1 Introduction.....	45
III.2. Présentation sur les réseaux de neurone.....	45
III.3. Les réseaux de neurones.....	45

III.3.1. Présentation.....	45
III.3.2. Historique.....	46
III.3.3. Le modèle neurophysiologique.....	46
III.4. le modèle mathématique (neurone artificiel).....	47
III.4.1. Structure.....	47
III.5. Architecture des réseaux de neurones.....	48
III.5.1. Les réseaux non bouclés.....	48
III.5.2. Réseaux bouclés.....	49
III.6. Apprentissage des réseaux de neurones.....	49
III.6.1. Apprentissage supervisé.....	50
III.6.2. Apprentissage non supervisé.....	50
III.6.3. Apprentissage par renforcement.....	51
III.7. Procédure de construction d'un réseau de neurones.....	51
III.8. Collecte d'une base de données.....	52
III.9. Choix de la structure neuronale.....	52
III.10. Cneuralnetwork toolboxnntool.....	53
III.11. Création d'un réseau.....	53
III.12. Comment créer un réseau neuronal artificiel.....	54
III.12.1. Essais sur le réseau.....	55
III.12.2. Régression et performance.....	55
III.13. Analyse et simulation de méthode d'extraction de puissance maximale par les RNA.....	56
III.14- La régulation.....	57
III.14.1- Caractéristiques des régulateurs.....	57
III.14.1.a- Stabilité.....	57
III.14.1. b- Précision.....	57
III.14.1.c- Rapidité.....	57
III.14.2- Régulation PI.....	57
III.14.2. a - Action proportionnelle.....	57
III.14.2.b- Action intégrale.....	57
III.14.3-Commande PI d'un hacheur boost multi-niveaux.....	58
III.14.4-Modèle linéaire du hacheur.....	58
III.15- la simulation d'un convertisseur DC-DC multi-ni.....	58
III.15.1-Simulation sous l'outil MATLAB/SIMULINK avec contoluer.....	59
III.15.1.1. Résultats de simulation.....	60
III.15.1.1.a.Résultats de simulation en boucle fermé en utilisant la commande PID.....	60
III.15.1.1.b. Résultats de simulation en boucle fermé utilisant a commande par ANN.....	62
III.16-Les interprétations.....	63
III.16. Conclusion.....	63
CONCLUSION GÉNÉRALE.....	64
RÉFÉRENCES.....	65

Notation

Notation

DC / DC : conversion continue / continue

K : Interrupteur

α : rapport cyclique

D : Diode

L : Inductance

I_l : Le courant dans l'inductance

V_l : Tension d'entrée

I_{\min} : Courant minimale dans l'inductance

t : temps

I_{\max} : Courant maximale dans l'inductance

V_s : Tension de sortie

Δ_{i_l} : Ondulation du courant dans l'inductance

I_s : Courant de sortie

N : nombre de niveaux de convertisseur dc/dc

C : condensateur

V_C : la tension de condensateur

E : la tension d'entrée de l'hacheur boost multi-niveaux

x: vecteur d'état

u: vecteur de commande.

A: matrice d'état.

B: matrice d'entrée.

y : le vecteur de sortie.

C: matrice de sortie.

R : résistance

X_e : la valeur à l'équilibre de la grandeur x

\tilde{X} : Variation basse fréquence de grandeur x.

α_e : Valeur de à l'état d'équilibre.

F : Fréquence de commutation

I_{sc} : Courant de court circuit de la cellule

R : Résistance

I_d : Courant dans la diode

I_0 : Courant de polarisation inverse de saturation de la diode

V_d : La tension aux bornes de la diode

S : surface

PI: proportional et integral

RNA : Réseau de neurone
artificiel

Liste des figures

Chapitre I : generalite sur les convertiseurs statique

Figure (I.1) : Diagramme des divers types de convertisseurs statiques en électronique de puissance. 4

Figure (I.2) : Architecture générique d'un convertisseur statique. 4

Figure (I.3) : Schéma de principe de la conversion alternatif – Continu.....6

Figure (I.4) : Redressement Monophasé non commandé 7

Figure (I.5) : Redressement tréphasé commandé.....8

Figure (I.6) : schéma de la conversion Alternatif - Continu (onduleur). 8

Figure (I.7) : Schéma de principe de la conversion Alternative – Alternative (AC – AC)..... 9

Figure (I.8) : principe de base d'un hacheur. 10

Figure (I.9) : Hacheur abaisseur-élevateur.....11

Figure (I.10) : Les deux configurations d'un convertisseur Buck-Boost suivant l'état de l'interrupteur " S ".[10] 12

Figure (I.11) : Chronogrammes de courant et de tension d'un hacheur Buck-Boost..... 13

Figure (I.12) : Schéma d'un hacheur élévateur (boost). 14

Figure (I.13) : Schéma équivalent du hacheur Boost durant la phase active..... 15

Figure (I.14) : Schéma équivalent du hacheur Boost durant la phase de roue libre. 16

Figure (I.15) : Schéma d'un hacheur série..... 17

Figure (I.16) : schéma équivalent pendant ($0 \leq t \leq \alpha T$)..... 19

Figure (I.17) : schéma équivalent pendant ($\alpha T \leq t \leq T$)..... 20

Figure (I.18) : fonctionnement pendant ($0 \leq t \leq \alpha T$). 21

Figure (I.19) : forme du courant en mode critique $i_L(t)$22

Chapitre II : modélisation des convertisseurs boost multi-niveaux

Figure II.1 : Schéma du hacheur boost.....26

Figure II.2 : Schéma du hacheur boost quand l'interrupteur est fermé.....	26
Figure II.3 : Schéma du hacheur boost quand l'interrupteur est ouvert.....	27
Figure II.4: Le schéma bloc de simulation du hacheur boost d'un niveau.....	29
Figure II.5: allure de courant d'entrée, du la tension de sortie pour le hacheur boost.....	30
Figure II.6 : Schéma du hacheur boost (niveau 2).....	31
Figure II.7 : Schéma du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est fermé.....	32
Figure II.8 : Schéma du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est ouvert.....	32
Figure II.9 : Schéma réduit du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est fermé..	33
Figure II.10 : Schéma réduit du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est ouvert....	33
Figure II.11: Le schéma bloc de simulation du hacheur boost de deux niveaux.....	35
Figure II.12: allure de courant d'entrée, du la tension de sortie pour le hacheur boost de deux niveaux.....	36
Figure II.13 : Schéma du hacheur boost (niveau 3).....	37
Figure II.14 : Schéma du hacheur boost (niveau 3) quand l'interrupteur est fermé.....	38
Figure II.15 : Schéma du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est ouvert.....	38
Figure II.16 : Schéma réduit du hacheur boost (niveau 3) quand l'interrupteur est fermé.....	39
Figure II.17 : Schéma réduit du hacheur boost (niveau 3) quand l'interrupteur est ouvert....	40
Figure II.18: Le schéma bloc de simulation du hacheur boost de trois niveaux.....	42
Figure II.19: allure de courant d'entrée, du la tension de sortie pour le hacheur boost de trois niveaux.....	43

Chapitre III : commande des convertisseurs multi niveaux par réseau de neurone

Figure (III.1) Représentation schématique d'un neurone biologique.....	47
Figure (III.2) Mise en correspondance du neurone biologique /et du neurone artificiel.....	48
Figure (III.3) Réseau non bouclé.....	48
Figure (III.4) Réseau non bouclé.....	49

Figure (III.5) : Schéma bloc de l'apprentissage supervisé d'un réseau de neurone.....	50
Figure (III.6) : Schéma bloc de l'apprentissage non supervisé d'un réseau de neurone...	51
Figure (III.7) : Modèle du neurone choisi.....	52
Figure (III.8) Formation ANN avec MATLAB.....	54
Figure (III.9): Evaluation de l'erreur quadratique (en utilisant la méthode de Levenberg Marquardt).....	55
Figure:(III.10) approximation de fonctions « compliquées ».....	55
Figure:(III.11) : performance de fonctions Création d'un Bloc du réseau de neurone artificielle dans SIMULIN.....	56
Figure (III.12) Model Simulink d'un contrôleur ANN.....	56
Figure (II.13) représente le schéma bloc de la simulation du hacheur boost pour trois niveau en MATLAB-SIMULINK.....	59
Figure (III.14) : Résultats de simulation de la tension de sortie du système(PID).....	60
Figure (III.15) : Résultats de simulation du courant de sortie du système (PID).....	60
Figure (II.16) représente le schéma bloc de la simulation du hacheur boost pour trois niveau en MATLAB-SIMULINK.....	61
Figure (III.17) : Résultats de simulation de la tension de sortie du système(ANN).....	62
Figure (III.18) : Résultats de simulation du courant de sortie du système (ANN).....	62

Introduction générale

Introduction générale

L'utilisation des convertisseurs de puissance pour des différentes applications devient de plus en plus importante. Les domaines sont principalement les applications domestiques (téléphone mobile, ordinateurs, électroménager), l'industrie automobile (avec l'apparition de véhicules hybrides et électriques), l'aéronautique (l'avion électrique), le domaine ferroviaire, les énergies renouvelables (panneaux solaires photovoltaïques, éoliennes), les réseaux de transport d'énergie électrique (les liaisons à courant continu), etc.

Le développement des semi-conducteurs ces dernières années issu des progrès de la physique a permis l'avènement d'une nouvelle discipline de l'Électrotechnique. Sous le nom d'Électronique de Puissance.

L'électronique de puissance est une partie de génie électrique qui traite la conversion statique de l'énergie électrique d'une forme en une autre, adaptée au besoin de l'utilisateur. Les systèmes chargés de manipuler l'énergie électrique sont les convertisseurs statiques qui permettent d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné en la convertissant entre le réseau et la charge. Ces transformations apparaissent sous quatre formes pour lesquelles sont associés quatre types de convertisseurs : redresseur, onduleur, gradateur, hacheur. [1]

Un convertisseur de puissance peut être caractérisé comme un système périodique, non-linéaire et variant au cours du temps en raison du changement de la topologie de leur circuit selon les états passants et bloqués des interrupteurs et diodes.

Les convertisseurs continu-continu (dc/dc) occupent de plus en plus une place très importante dans le domaine du génie électrique leur présence est indispensable grâce à leurs rendements, leurs faibles encombrements ainsi que leurs poids et coûts réduits, ils ont occupé une place importante dans les sources d'alimentation des ordinateurs portables, les téléphones mobiles, les appareils électroménagers etc., même pour de faibles niveaux de puissance.[2] Les convertisseurs continu-continu (dc/dc) les plus répandus sont de plusieurs types, parmi lesquels Buck-boost, Buck, et le Boost.

L'objectif principal de notre mémoire se base l'étude et réalisations d'un convertisseur statique continu-continu (dc/dc) hacheur multi-niveaux boost ou «élévateur de tension un niveau et deux niveaux et trois niveaux et commandes ce convertisseur par régulateur PID et

réseaux de neurones Les hacheurs sont des convertisseurs statiques continu-continu, permettant de générer une source de tension continue variable à partir d'une source de tension continue fixe. Ils se composent de condensateurs, d'inductance et d'interrupteurs statiques. Ils consomment moins de puissance, c'est pour cette raison que les hacheurs ont de très bons rendements.

Ce travail de mémoire est dédié à l'étude et commande d'un convertisseur DC-DC multi-niveaux de type Boost par régulateur PID et réseaux de neurone. le premier chapitre nous présentons les générales sur les convertisseur statique en commençant par identification des différents types (redresseur, gradateur onduleur, et hacheur) dans le deuxième temps nous avons donné le principe de fonctionnement et domaine d'application et l'utilisation de chaque type après on fait une synthèse générale sur ces types nous allons présenter on deuxième chapitre, la modélisation des. Convertisseur boost multi-niveaux pour se faire, il faut d'abord la modéliser le hacheur à un niveau et deux niveaux et trois niveaux et nous allons extraire les équations d'états pour chaque niveaux, en suite nous présentons les modèles en espace d'état moyenne de convertisseur boost de chaque niveaux et on présentera aussi les différents schémas de simulation sous logiciel (Matlab), le troisième chapitre est consacré à l'étude, la commande des convertisseurs hacheur multi-niveaux par régulateur PID et réseaux de neurones et comparer entre le meilleur méthode et présenter les résultats de la simulation et la partie pratique de deux méthodes de commande et les composante avec les résultats de simulation (Matlab) et choisir le meilleur méthode

Enfin, ce travail sera clôturé par une conclusion générale à travers laquelle on expose les principaux résultats obtenus.

CHAPITRE I:

Généralité sur les convertisseurs statique

I.1 Introduction

Entre l'électronique et l'électrotechnique s'est développée, au cours de la deuxième moitié du 20ème siècle, une nouvelle technique, l'électronique de puissance, parfois appelée à ses débuts l'électronique des courants forts.

La mise au point de semi-conducteurs, diodes, thyristors et transistors au silicium, permettant le contrôle des courants et des tensions importants a donné un essor considérable à cette nouvelle technique, au point d'en faire aujourd'hui une discipline de base du génie électrique.

Nous allons nous intéresser dans ce chapitre au convertisseur statique qui est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donnée. Il existe différents convertisseurs tel que :

Les onduleurs qui convertissent la tension continue d'une batterie en une tension alternative.

Les redresseurs qui réalisent une conversion alternatif-continu utilisée généralement pour alimenter les appareils électroniques.

Les hacheurs qui réalisent une conversion continue- continue.

Les gradateurs qui réalisent une conversion alternatif-alternatif.

Dans ce qui suit, nous allons faire une étude détaillée des convertisseurs

I.2 Les convertisseurs statiques

Les convertisseurs statiques sont Les systèmes chargés de manipuler l'énergie électrique. qui permettent d'adapter de manière réversible ou non la forme alternative ou continue de l'énergie entre la source et le récepteur (monophasé ou triphasé). [3]

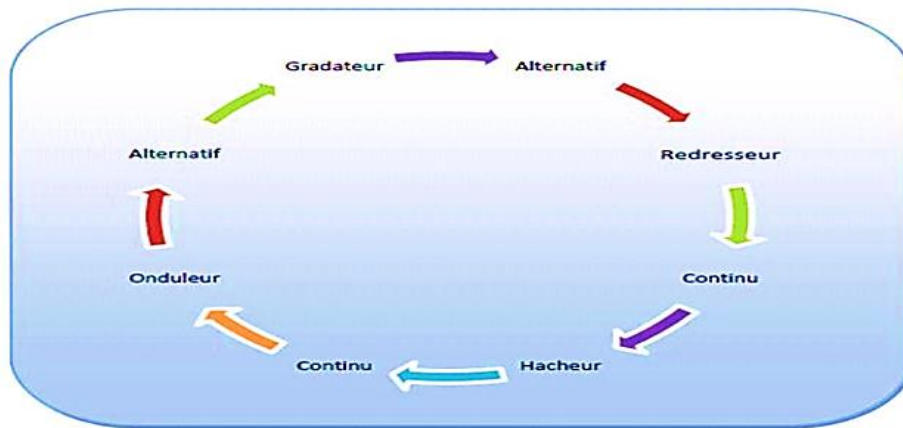


Figure (I.1) : Diagramme des divers types de convertisseurs statiques en électronique de puissance.

Les convertisseurs statiques sont des circuits électriques utilisant des semi-conducteurs de puissance (diodes, thyristors, transistors ...) utilisés comme des interrupteurs, dans le but de transformer le spectre du signal (amplitudes, fréquences, phases) pour adapter la source à la charge. L'étude et la conception de ces dispositifs est souvent appelée électronique de puissance. [4]

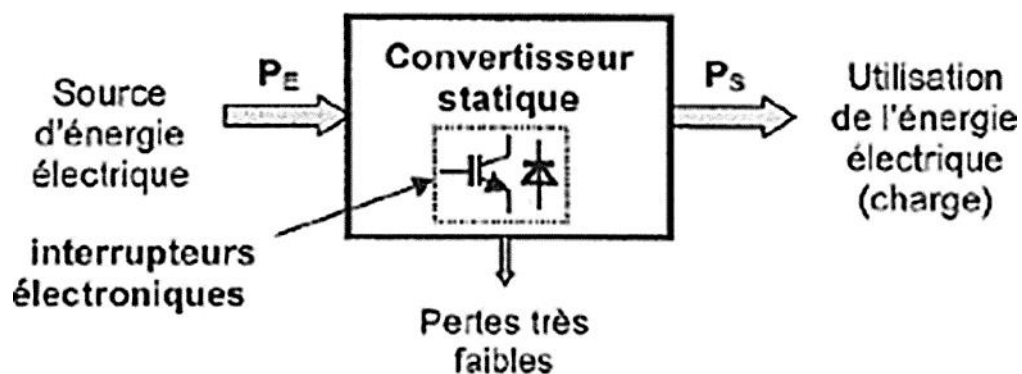


Figure (I.2) : Architecture générique d'un convertisseur statique. [3]

I.3 Classification des convertisseurs statiques

Il est nécessaire de bien noter que l'énergie électrique s'utilise soit sous la forme de tensions et courants alternatifs (le plus souvent sinusoïdaux), soit sous la forme de tensions et courants continus (en régime permanent). Sachant que « l'électronique de puissance » s'intéresse au fait de relier une source d'énergie à un récepteur donné, On différencie quatre types de convertisseurs dont les schémas de principe sont donnés :

- Convertisseur alternatif-continu : redresseur ;
- Convertisseur alternatif-alternatif : c'est un gradateur lorsque seule la valeur efficace de la tension alternative est modifiée, sinon c'est un cyclo-convertisseur.
- Convertisseur continu-continu : hacheur.
- Convertisseur continu-alternatif : onduleur

Type de convertisseur	Énergie en entrée	énergie en sortie	Modification de La nature	Réglage de la puissance
Hacheur	continu	continu	non	oui
Alimentation à découpage	continu	continu	non	non
Onduleur	continu	alternatif	oui	oui
Gradateur	alternatif	alternatif	non	oui
Redresseurs à diodes	alternatif	continu	oui	non
Redresseurs commandés	alternatif	continu	oui	oui
Cyclo-convertisseur	alternatif	alternatif	non	oui

Tableau (I.1) : présentation les types des convertisseurs et certains leurs Caractéristiques

I.4. Quelques applications des convertisseurs statiques

On peut citer quelques les applications des convertisseurs statiques dans le domaine industrielle : [5]

- ❖ Alimentation des moteurs à courant continu, charge des batteries. (Redresseur).
- ❖ Commande des moteurs à courant continu (vitesse variable) fonctions d'interrupteur onduleurs ou alimentation à découpage. (Hacheur).
- ❖ Production de tensions alternatives, alimentation des appareils électriques autonomes, protection contre les surtensions et coupures de réseau (informatique), commande des machines à courant alternatif. (Onduleur).
- ❖ Production des vitesses variables en alternatif (Levage, machine-outil). (Gradateur).

I.5. Les redresseurs

I.5.1. Définition

Le convertisseur alternatif - continu également appelé redresseur est un convertisseur de l'électronique de puissance qui destiné à alimenter une charge de type continu (un récepteurbranché à leur sortie), qu'elle soit inductive ou capacitive à partir d'une source alternative (monophasé ou polyphasé). La source est, la plupart du temps, du type tension.

Il est utilisé par exemple pour :

- ❖ L'alimentation de moteur à courant continu.
- ❖ Chargeur de batteries d'accumulateur.
- ❖ Variateur de vitesse pour moteur à courant continu. [6]

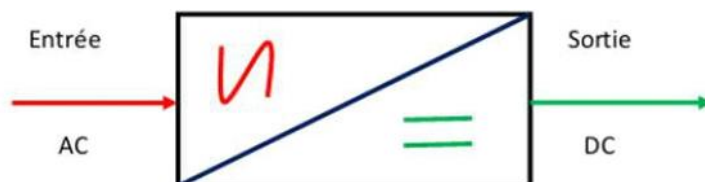


Figure (I.3) : Schéma de principe de la conversion alternatif – Continu.

I .5.2. Différents types de redresseurs

Du point de vue de la commutation électrique, on trouve deux grandes catégories de convertisseurs alternatif-continu (redresseurs).

I .5.2.1. Redresseurs à commutation naturelle (non commandé)

Les redresseurs non commandés, essentiellement réalisés à partir de diodes, sont utilisés lorsque la tension de sortie n'a pas besoin d'être ajustée.

Ces ponts ne délivrent qu'une tension de sortie fixe, et ne seront donc pas utilisés pour faire la variation de vitesse pour les MCC.

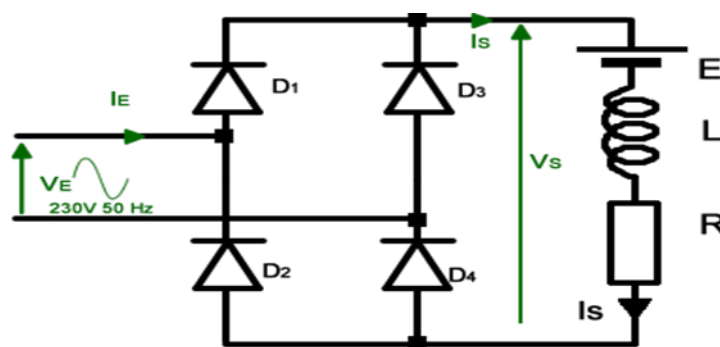


Figure (I.4) : Redressement Monophasé non commandé

I .5.2.2. Redresseurs à commutation Forcée (commandé)

On nomme « redresseur commandé » un montage redresseur dont une partie des diodes a été remplacée par un ensemble des thyristors pour obtenir une tension réglable aux bornes du sortie.

On distingue :

- ❖ Le pont tout thyristor triphasé PT3.
- ❖ Le pont mixte triphasé PM3.
- ❖ Le pont mixte symétrique monophasé.
- ❖ Le pont mixte asymétrique monophasé.

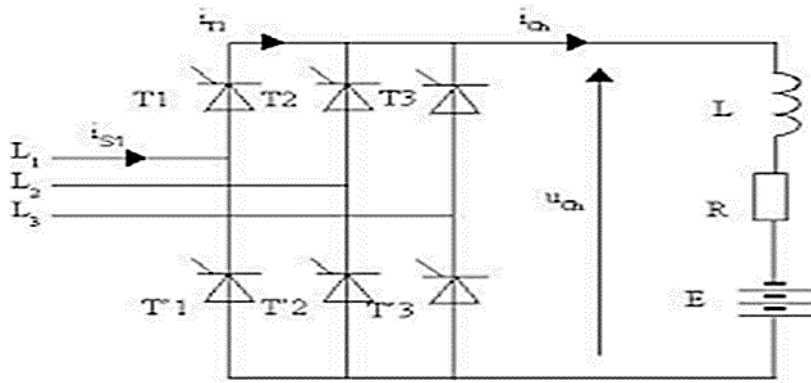


Figure (I.5) : Redressement triphasé commandé.

I.6 Les onduleurs

I.6.1 Définition

Un convertisseur alternatif - continu est nommé un onduleur est un dispositif d'électronique de puissance permettant de délivrer des tensions et des courants alternatifs à partir d'une source d'énergie électrique continue. C'est la fonction inverse d'un redresseur.

L'objectif d'un onduleur est de délivrer des tensions et des courants alternatifs à partir d'une source d'énergie électrique continue.

Il utilise la technologie des interrupteurs de la même manière qu'un hacheur 4 quadrants. C'est grâce à une loi de commande particulière qu'il permet d'obtenir un signal sinusoïdal.

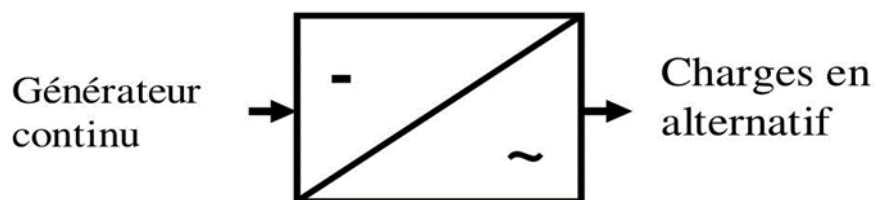


Figure (I.6) : schéma de la conversion Alternatif - Continu (onduleur).

I.6.2 Les types des onduleurs

Deux types d'onduleurs sont donc utilisés pour assurer une telle conversion :

- ❖ Onduleur de tension
- ❖ Onduleur de courant
- ❖ Onduleur à résonance
 - Onduleur à résonance parallèle
 - Onduleur à résonance série
 - Onduleur de tension triphasé

I.6.3 Les applications des onduleurs

Nous citons quelques domaines d'application

- Alimentations alternatives de secours fonctionnant sur batteries d'accumulateurs
- Alimentation de dispositif de chauffage par induction.
- Alimenter des moteurs synchrones ou asynchrones, dont on désire faire varier la vitesse en gardant $U/f = \text{Cste}$.

I.7 Les gradateurs

I.7.1 Définition

On désigne sous le nom de gradateurs tous les convertisseurs statiques qui, alimentés par un réseau alternatif, fournissent une ou plusieurs tensions à valeur moyenne nulle, de même fréquence que celle du réseau d'alimentation, mais de valeur efficace différente, celle-ci étant habituellement réglable. [7]

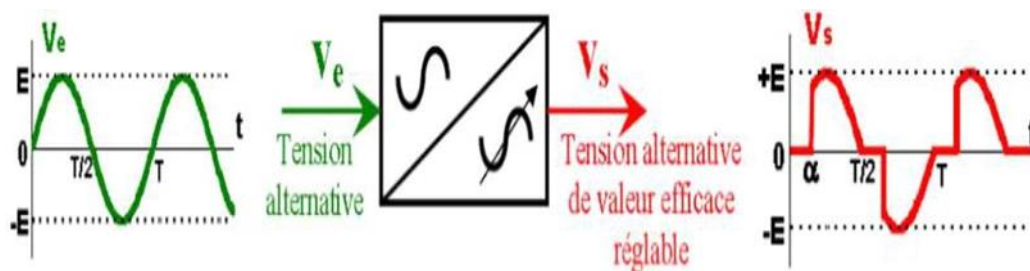


Figure (I.7) : Schéma de principe de la conversion Alternative – Alternative (AC – AC).

I.7.2 Constitution d'un gradateur

Il se compose d'une partie puissance et d'une partie commande intégrées dans le même

- ❖ La partie puissance est constituée de deux thyristors montés « tête-bêche » pour les fortes puissances ($> 10 \text{ kW}$) ou d'un triac pour les puissances inférieures.
- ❖ La partie commande est constituée de divers circuits électroniques permettant d'élaborer les signaux de commande des thyristors à partir d'un ordre de commande extérieur. Suivant les types de gradateur, ce signal de commande sera de type Tout Ou Rien ou bien analogique. [8]

I.7.3 .Les types des gradateurs

- GRADATEUR A ANGLE DE PHASE : C'est un appareil qui, alimenté sous une tension sinusoïdale de valeur efficace constante, fournit à la charge un courant alternatif non sinusoïdal de même fréquence que la tension d'alimentation, mais de valeur efficace réglable.
- GRADATEUR A TRAIN D'ONDES : C'est un appareil qui, alimenté sous une tension sinusoïdale de valeur efficace constante, fournit à la charge des salves de tension de manière à faire varier la valeur efficace de la tension aux bornes de la charge.

I.8 Les hacheurs

I.8.1 Définition d'un hacheur (convertisseur continu-continu)

Les hacheurs opèrent une conversion continue-continue. Placés entre un générateur et un récepteur, tous deux à courant-continu, ils permettent de régler la tension appliquée au récepteur ou le courant qui y circule. Ils peuvent être directs ou indirects.[9]

- Les hacheurs directs relient un générateur et récepteur qui se comportent l'un comme une source de tension, l'autre comme une source de courant. Ils ne comportent que des interrupteurs qui permettent d'agir sur les connexions entre générateur et récepteur.
- Les hacheurs indirects relient un générateur et récepteur de même nature. Ils comportent des interrupteurs et un élément de stockage d'énergie qui joue le rôle de source intermédiaire de courant ou de tension suivant que générateur et récepteur.

Sont des sources de tension ou de courant. L'élément de stockage reçoit de l'énergie du générateur puis la transmet au récepteur en fonction des connexions établies par les interrupteurs.

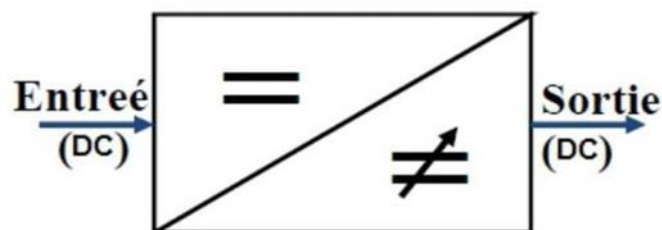


Figure (I.8) : principe de base d'un hacheur.

I.8.2 Différents types d'hacheurs

L'étude des convertisseurs DC-DC les plus simples qui puissent être. Les différences structures de hacheurs dépendent du cahier des charges imposé au système pour choisie le type d'hacheur prendre en compte la nature des réseaux d'entrée et de sortie, différents types de convertisseurs de tension peuvent être :

- Hacheur abaisseur (ou Buck), Hacheur abaisseur-élévateur (Buck-Boost),
- Hacheur élévateur (ou Boost),
- Hacheur élévateur (ou Boost),

I.8.3 Hacheur abaisseur-élévateur

Hacheur abaisseur-élévateur, dévolteur-survolteur, de type Buck-Boost. Le hacheur abaisseur-élévateur est un convertisseur indirect DC-DC à stockage inductif.

La source d'entrée est de type tension continue (filtrage capacitif en parallèle avec une source de tension) et la charge de sortie continue de type source de tension (condensateur en parallèle avec la charge résistive). Le convertisseur dévolteur-survolteur combine les propriétés des deux convertisseurs précédents. [8]

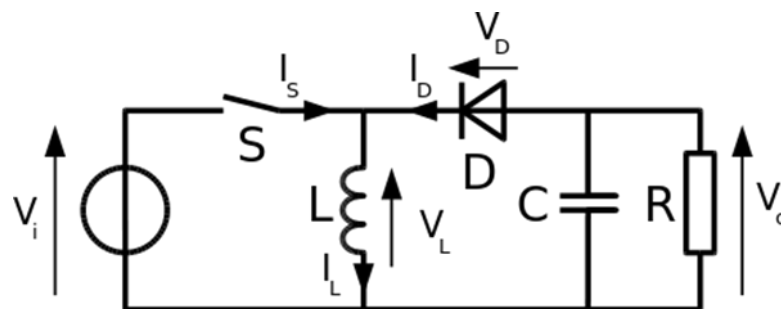


Figure (I.9) : Hacheur abaisseur-élévateur.

I.8.3.1 Principe de fonctionnement

Le fonctionnement d'un convertisseur Buck-Boost peut être divisé en deux configurations suivant l'état de l'interrupteur " S " ; Figure (I.10) : [10]

- Dans l'état passant, l'interrupteur " S " (est fermé, conduisant ainsi à une augmentation de l'énergie stockée dans l'inductance.
- Dans l'état bloqué, l'interrupteur " S " est ouvert. L'inductance est reliée à la charge et à la capacité. Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance vers la capacité et la charge.

Comparé aux convertisseurs Buck et Boost, les principales différences sont :

- La tension de sortie est de polarité inverse de celle d'entrée.
- La tension de sortie peut varier de 0 à $-\infty$ (pour un convertisseur idéal).

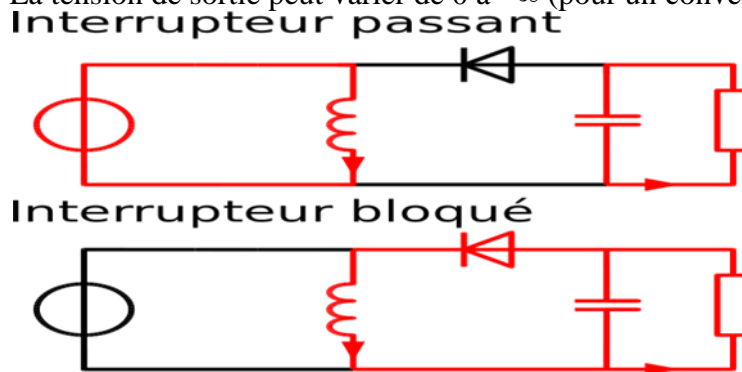


Figure (I.10) : Les deux configurations d'un convertisseur Buck-Boost suivant l'état de l'interrupteur " S ".[10]

I .8.3.2 Les formes d'ondes de courant et de tension du hacheur Buck-boost

La topologie et les formes d'ondes de courant et de tension obtenues de ce convertisseur sont présentées à la figure (I.11).

La tension de sortie moyenne est donnée par :

$$V_o = \frac{\alpha \times V_i}{L \times f} \quad (I.1)$$

L'ondulation de courant dans l'inductance est donnée par :

$$\Delta I_L = \frac{\alpha \times V_i}{L \times f} \quad (I.2)$$

Et l'ondulation de la tension de sortie :

$$\Delta V_o = \frac{\alpha \times i_{ch}}{C \times f} = \frac{\alpha^2 \times V_i}{(1-\alpha) \cdot R.C.f} \quad (I.3)$$

La tension de sortie du convertisseur Buck-Boost est négative par rapport à la tension d'entrée. Son amplitude peut être supérieure ou inférieure à celle de la tension d'entrée selon la valeur du rapport cyclique. C'est un abaisseur-élevateur-inverseur en tension. Le courant moyen traversant l'inductance est donné par :

$$I_L = \frac{i_{ch}}{1-\alpha} \quad (I.4)$$

En conduction continue, les formes d'ondes de courant et de tension de ce convertisseur sont présentées dans la figure 1-11.

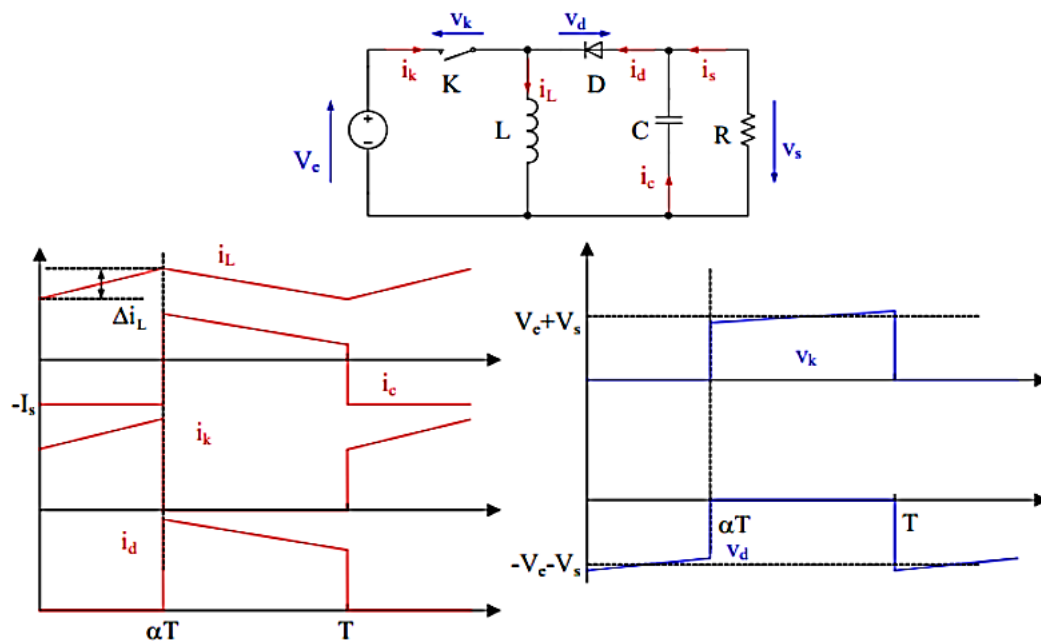


Figure (I.11) : Chronogrammes de courant et de tension d'un hacheur Buck-Boost.

I .8.4 Hacheur boost

I .8.4.1 Définition

C'est un convertisseur direct DC-DC. La source d'entrée est de type courant continu (inductance en série avec une source de tension) et la charge de sortie est de type tension continue (condensateur en parallèle avec la charge résistive).

L'interrupteur T (Figure I.12) peut être remplacé par un transistor puisque le courant est toujours positif et que les commutations doivent être commandées (au blocage et à l'amorçage). [11]

Dans ce hacheur, la tension moyenne de sortie est supérieure à la tension d'entrée, d'où son nom. Cette structure demande un interrupteur commandé à l'amorçage et au blocage (bipolaire, MOS, IGBT...) et une diode (amorçage et blocage spontanés).

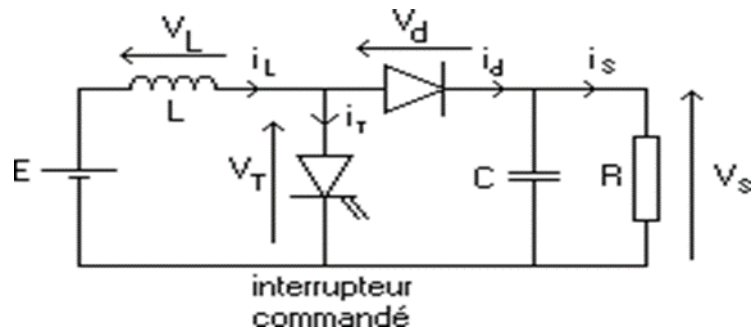


Figure (I.12) : Schéma d'un hacheur élévateur (boost).

I.8.4.2 Fonctionnement du hacheur Boost

On peut distinguer deux régimes de conduction :[12]

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

Dans la suite on explique le comportement de la structure en fonction de ces deux régimes de conduction. L'objectif principal est de déterminer les relations reliant les grandeurs électriques d'entrée et de sortie du convertisseur ainsi que les formules permettant de dimensionner les différents composants.

- **Conduction continue**

- Séquence 1 : Phase active ; $0 < t < \alpha T$

À l'instant $t = 0$; on ferme l'interrupteur Tr pendant une durée αT . La tension aux bornes de la diode " D " est égale $V_D = V_{Tr} - V_s$. Comme l'interrupteur Tr est fermé, on a $V_{Tr} = 0$ ce qui implique $V_D = -V_s$. La diode est donc bloquée puisque $V_s > 0$. Dans ces conditions, on obtient alors le schéma équivalent de la figure ci-dessous.[10]

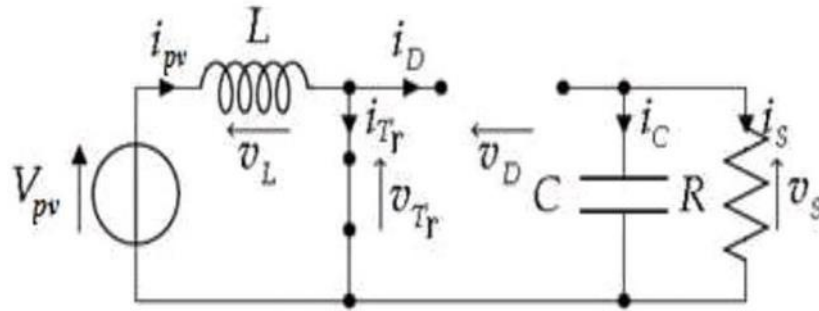


Figure (I.13) : Schéma équivalent de le hacheur Boost durant la phase active. [12]

La tension aux bornes de l'inductance est alors :

$$V_L = V_{pv} = L \frac{di}{dt} > 0 \quad (\text{I.5})$$

En résolvant cette équation différentielle, on obtient l'expression suivante qui exprime l'évolution du courant traversant l'inductance :

$$i_L = \frac{V_{pv}}{L} t + I_{\min} \quad (\text{I.6})$$

I_{\min} : la valeur minimale du courant dans l'inductance.

A l'instant $t = \alpha T$, le courant dans l'inductance atteint sa valeur maximale I_{\max} , [1 1]

$$I_{\max} = \frac{V_{pv}}{L} \cdot \alpha T + I_{\min} \quad (\text{I.7})$$

Le condensateur donne de l'énergie à la charge, on peut écrire,

$$C \cdot \frac{d}{dt} V_S = -i_S \quad (\text{I.8})$$

Alors l'ondulation de la tension de sortie peut être exprimée par :

$$\Delta V_S = \frac{\alpha i_S}{C.f} = \frac{\alpha \cdot V_{pv}}{(1-\alpha) \cdot R \cdot C.f} \quad (\text{I.9})$$

- Séquence 2 : Phase de roue libre ; $\alpha T < t < T$

À l'instant $t = \alpha T$, on ouvre l'interrupteur T_r pendant une durée $(1 - \alpha) T$. Pour assurer la continuité du courant, la diode D entre en conduction. On obtient alors le schéma équivalent de la figure ci-dessous :

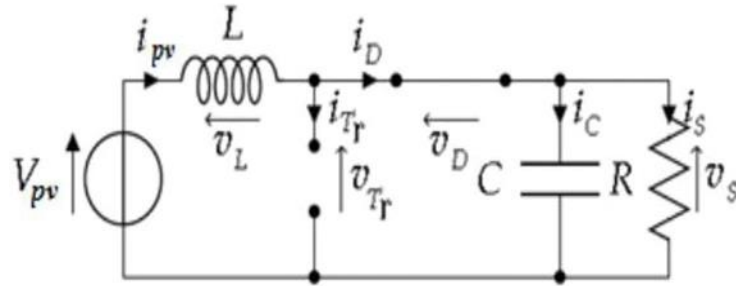


Figure (I.14) : Schéma équivalent de le hacheur Boost durant la phase de roue libre.[12]

La tension aux bornes de l'inductance est alors :

$$V_L = V_{pv} - V_s = L \frac{di}{dt} < 0 \quad (I.10)$$

En résolvant cette équation différentielle, on obtient la formule suivante qui exprime l'évolution du courant traversant l'inductance :

$$i_L = \frac{V_{pv}-V_s}{L} (t - \alpha T) + I_{max} \quad (I.11)$$

A l'instant $t = T$, le courant dans l'inductance atteint sa valeur minimale I_{min} :[13]

$$I_{min} = I_{max} + \frac{V_{pv}-V_s}{L} \cdot (1 - \alpha). \quad (I.12)$$

La Valeur moyenne de la tension aux bornes de la charge :

$$V_s = \frac{1}{(1-\alpha)} \cdot V_{pv}, \text{ Comme } \alpha < 1 \text{ on retrouve que } V_s > V_{pv} \text{ le hacheur est bien survolteur.} \quad (I.13)$$

La valeur moyenne du courant dans l'inductance en fonction du courant moyen dans la charge et du rapport cyclique :

$$i_L = \frac{1}{(1-\alpha)} \cdot i_s \quad (I.14)$$

L'expression de l'ondulation de courant dans l'inductance :[13]

$$\Delta i_L = i_{max} - i_{min} = \frac{\alpha \cdot V_{pv}}{L} \cdot T = \frac{\alpha \cdot V_{pv}}{L \cdot f} \quad (I.15)$$

Avec f : la fréquence de découpage.

- ❖ Conduction discontinue : En conduction discontinue [12] , on rajoute une phase pendant laquelle la diode D ne conduit pas ($i_L = 0$). A partir de l'allure de-il (Figure ci -dessus), on peut déduire Δt la durée d'annulation du ce courant :

$$\Delta t = \beta T - \alpha T; \forall \alpha T \leq t \leq \beta T \rightarrow i_L(t) = \frac{V_{pv} - V_s}{L} (t - \alpha T) + I_L \alpha T$$

$$i_L(\beta T) = 0 \quad (I.16)$$

Et avec :

$$i_L(\alpha T) = \frac{V_{pv}}{L} \alpha T \text{ On a: } \Delta t = \frac{V_{pv}}{V_s - V_{pv}} \alpha T \quad (I.17)$$

Le courant moyen de sortie est :

$$i_s = \langle i_s \rangle = \langle i_D \rangle = \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^{\beta T} i_L(t) dt \rightarrow i_s = \frac{1}{2} i_L(\alpha T) \left(\frac{\beta T - \alpha T}{L T T} \right) \quad (I.18)$$

Ou bien :

$$V_s = V_{pv} \left(1 + \alpha^2 \frac{V_{pv}}{2Lfi_s} \right) \quad (I.19)$$

❖ **Conduction critique**

Cette phase définit la limite entre les régimes continus discontinus. [12]

Pour α limite on a : $\Delta t = \beta T - \alpha T = (1 - \alpha)T$ c'est-à-dire $\beta T \cong T$

$$\Delta t = \frac{V_{pv}}{V_s - V_{pv}} \alpha_{\text{limite}} T = (1 - \alpha_{\text{limite}}) T \quad (I.20)$$

Ce qui nous donne finalement :

$$\alpha_{\text{limite}} = \frac{V_s - V_{pv}}{V_s} \quad (I.21)$$

I.8.5 Hacheur abaisseur (ou Buck)

I.8.5.1 Définition

Un convertisseur Buck, ou hacheur série, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible valeur. L'interrupteur " K " Peut être remplacé par un transistor puisque le courant est toujours positif et que les commutations doivent être commandées (au blocage et à l'amorçage). C'est un convertisseur qui donne en sortie une tension plus petite que celle de l'entrée.

La charge est constituée par la résistance R. Les éléments L et C forment un filtre dont le but est de limiter l'ondulation résultant du découpage sur la tension et le courant de sortie. Si ces éléments sont correctement calculés, on peut supposer que i_s et v_s sont continus (on néglige l'ondulation résiduelle). L'ensemble (filtre + charge) peut être composé différemment, mais nous raisonnerons sur cet exemple par la suite.[14]

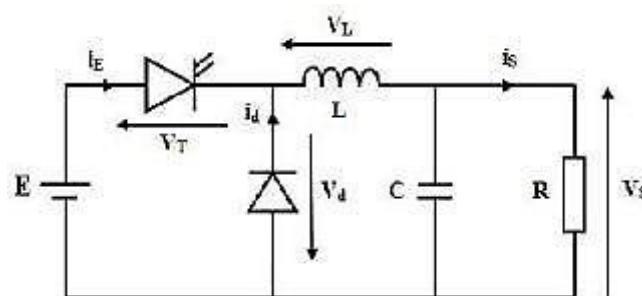


Figure (I.15) : Schéma d'un hacheur série.

I.8.5.2. Quelques utilisations d'un hacheur Buck

Ce type de convertisseur est utilisé pour des applications que l'on peut classer en deux Catégories : [15]

- Les applications visant à obtenir une tension continue fixe (et parfois régulée) 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.
- Les applications permettant d'obtenir une tension réglable mais toujours inférieure à celle présente à l'entrée.
 - Variateur de tension continue.

I.8.5.3. Principe de fonctionnement

Le schéma de principe de le hacheur série est donné par la figure (I.15). Le circuit est construit d'un interrupteur " K " à amorçage et blocage commandés (Thyristor avec circuit d'extinction, transistor bipolaire, transistors MOS ou IGBT...) et un interrupteur à blocage et amorçage spontanés (diode D). La charge est par exemple une résistance R. Le cycle de fonctionnement, de période de hachage T ($T=1/f$) :

- De 0 à αT , "K" est passant et la diode est polarisée en inverse, donc bloquée, alors :

$$V_d(t) = E \tag{I.22}$$

- De " αT " à " T ", "K " est ouvert. On a alors : $I=0$ et le courant I circule à travers la diode D Donc :

$$V_d(t) = 0 \tag{I.23}$$

Tant que la diode D conduit, soit tant que le courant I test non nul.

A l'ouverture de " K ", il n'y aura pas d'étincelle puisque le courant imposé par la bobine pourra passer par la diode de roue libre (D), car elle est active lorsque la charge n'est pas alimentée. Elle est nécessaire pour un bon fonctionnement du montage. [16]

I .8.5.4 Le rapport cyclique

Le rapport cyclique de fonctionnement est déni par la fraction :

$$\alpha = \frac{\text{durée de l'état passant de } K}{\text{période defonctionnement de } K}$$

Le rapport cyclique est théoriquement compris entre 0 et 1. En réalité, à cause des durées de commutation non nulles de K et D, cet intervalle est plus ou moins réduit. Toutefois, pour l'étude théorique du hacheur, nous négligeons ces durées de commutation et nous considérerons que : $0 \leq \alpha \leq 1$.

I.8.5.5. Mode de fonctionnement :

On distingue trois modes de conduction :[17]

Mode de conduction continu : Dans ce cas, l'énergie emmagasinée dans l'inductance L est transférée partiellement à la charge. Le courant dans l'inductance ne s'annule jamais sur une période de commutation et est donc continu.

❖ Equation de fonctionnement :

- Première séquence de conduction ($0 \leq t \leq \alpha T$)

Dans ce mode de fonctionnement, le courant dans l'inductance ne s'annule jamais.

A $t=0$ on ferme l'interrupteur K, la diode D est bloquée. Le schéma équivalent du circuit est le suivant :

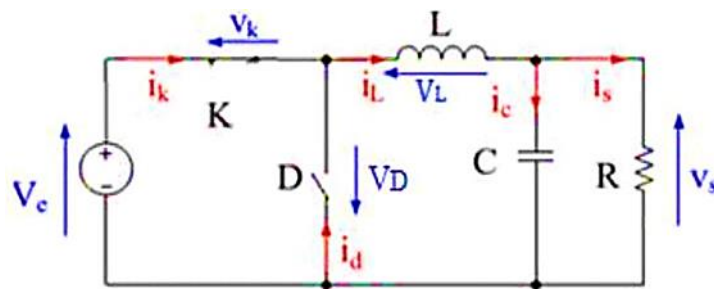


Figure (I.16) : schéma équivalent pendant ($0 \leq t \leq \alpha T$).

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

$$V_e(t) = V_L(t) + V_K(t) + V_S(t) \tag{I.24}$$

Dans le cas d'un interrupteur idéal on a :

$$V_K(t) = 0 \Rightarrow V_e(t) = V_L(t) + V_S(t) \Rightarrow V_L(t) = V_e(t) - V_S(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

Donc :

$$i_L(\alpha T) = \frac{V_e - V_s}{L} (\alpha T) + I_{Lmin} = I_{Lmax} \tag{I.25}$$

- Pour $t = 0$: $i_L(0) = I_{Lmin}$
- Pour $t = 0$: $i_L(\alpha T) = \frac{V_e - V_s}{L} (\alpha T) + I_{Lmin} = I_{Lmax}$ (I.26)

L'ondulation de courant crête à crête Δi_L peut-être déterminé à partir de (I.26) par l'expression suivante :

$$\Delta i_L = I_{Lmax} - I_{Lmin} = \frac{V_e - V_s}{L} (\alpha T) \quad (I.27)$$

- Deuxième séquence du conduction ($\alpha T \leq t \leq T$)

A l'instant $t = \alpha T$ on ouvre l'interrupteur K et la diode devient conductrice Le schéma équivalent du circuit est le suivant :

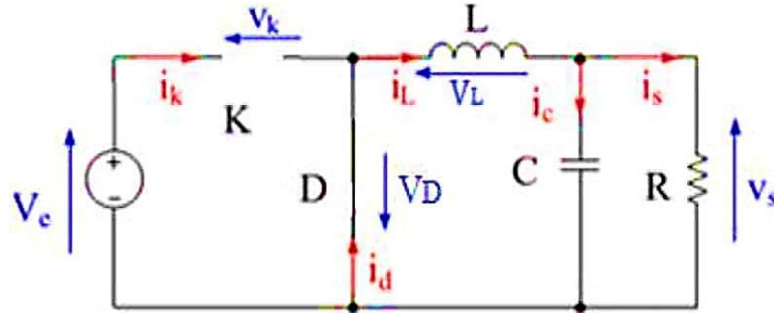


Figure (I.17) : schéma équivalent pendant ($\alpha T \leq t \leq T$).

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

$$V_L(t) + V_D(t) + V_s(t) = 0 \quad (I.28)$$

Dans le cas d'un interrupteur idéal on a :

$$V_D(t) = 0 \Rightarrow V_L(t) = -L \frac{di_L(t)}{dt} = V_s(t)$$

Donc :

$$i_L(t) = \frac{-V_s}{L} (t - \alpha T) + A \quad (I.29)$$

$$\text{Pour } t = \alpha T : i_L(\alpha T) = I_{Lmax} = A \Rightarrow i_L(t) = \frac{-V_s}{L} (t - \alpha T) + I_{Lma}$$

$$\text{Pour } t = T : i_L(T) = \frac{-V_s}{L} (T - \alpha T) + I_{Lmax} = I_{Lm} \quad (I.30)$$

L'ondulation de courant crête à crête Δi_L peut être déterminée à partir de l'expression (I.30) par l'expression suivante :

$$\Delta i_L = I_{Lmax} - I_{Lmin} = \frac{V_s}{L} (1 - \alpha) T \quad (I.31)$$

Mode de conduction discontinu : Dans ce cas, l'énergie emmagasinée dans l'inductance L est transférée totalement à la charge. Le courant dans l'inductance s'annule avant la fin d'une période de commutation. Le courant dans l'inductance est discontinu.[17]

- ❖ Equation de fonctionnement :

- Première séquence de conduction ($0 \leq t \leq \alpha T$)

A $t=0$ on ferme l'interrupteur K, la diode D est bloquée. Le schéma équivalent du circuit est le suivant :

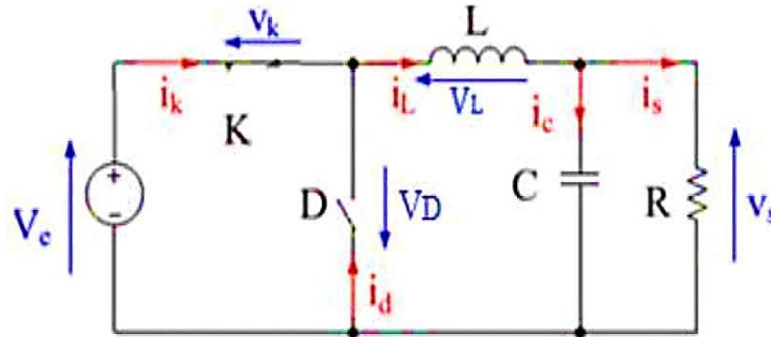


Figure (I.18) : fonctionnement pendant ($0 \leq t \leq \alpha T$).

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

$$V_e(t) = V_L(t) + V_S(t) + V_K(t) \quad (I.32)$$

$$V_K(t) = 0 \Rightarrow V_L(t) = V_e(t) - V_S(t) \Rightarrow V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = V_e(t) - V_S(t)$$

Donc :

$$i_L(t) = \frac{V_e - V_S}{L} t + i_L(0); \quad \text{et } i_L(0) = 0 \quad (I.33)$$

$$\text{Pour } t = \alpha T : i_L(\alpha T) = \frac{V_e - V_S}{L} (\alpha T) = I_{Lmax}$$

- Deuxièmes séquences de conduction ($\alpha T \leq t \leq$

$\alpha'T$) : $\alpha'T$: est le temps de décroissance de $i_L(t)$, (Origine

en αT)

$$i_L(t) = \frac{-V_S}{L} t + I_{Lmax} \quad (I.34)$$

$$i_L(\alpha'T) = 0 \Rightarrow I_{Lmax} = \frac{V_S}{L} (\alpha'T)$$

Mode de conduction critique : c'est un fonctionnement qui définit la limite entre les deux premiers modes de fonctionnement. Lorsque le courant à travers l'inductance s'annule juste au moment de la commutation, le courant moyen dans la charge est égal à la moitié de l'ondulation ΔI_L . On se trouve alors à la limite entre la conduction continue et la conduction discontinue.[17]

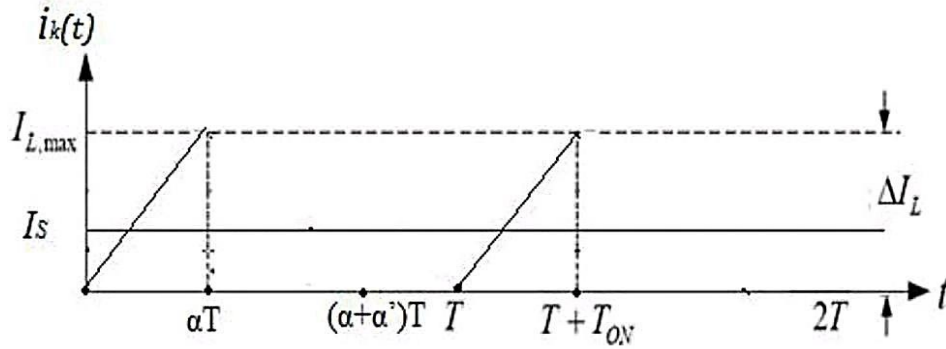


Figure (I.19) : forme du courant en mode critique $i_L(t)$.

$$I_S = I_{L\text{moy}} = \frac{I_{L\text{max}}}{2} = \frac{V_S}{2LF} (1 - \alpha) \quad (\text{I.35})$$

Si la fréquence de commutation F et la résistance de la charge R désirées sont établies, alors il existe une valeur minimale $I_{L\text{min}}$ pour l'inductance qui assure le mode de conduction continue.

$$F_{\text{min}} = \frac{(1-\alpha)}{2L} R \quad (\text{I.36})$$

Si la valeur de l'inductance L et la résistance de la charge R désirées sont établies, alors il existe une valeur minimale pour la fréquence de commutation F qui assure le mode de conduction continue.

$$F_{\text{min}} = \frac{(1-\alpha)}{2L} R \quad (\text{I.37})$$

Si la fréquence de commutation F et la valeur de l'inductance L désirées sont établies, alors il existe une valeur minimale pour la résistance de la charge R qui assure le mode de conduction continue.

$$R_{\text{min}} = \frac{2LF}{(1-\alpha)} \quad (\text{I.38})$$

I.8.5.6 Formes d'ondes

Nous allons être amenés à distinguer deux cas : la conduction continue et la conduction discontinue.[18]

Dans le premier, le courant de sortie est suffisamment fort et le courant dans l'inductance ne s'annule jamais, même avec l'ondulation due au découpage.

Dans le second, le courant de sortie moyen est bien entendu positif, mais, en raison de sa faible valeur moyenne, l'ondulation du courant dans l'inductance peut amener ce dernier à s'annuler. Or, les interrupteurs étant unidirectionnels, le courant ne peut changer de signe et reste à 0.

Les formes d'ondes données maintenant supposent que les composants sont tous parfaits et que tension et courant de sortie, v_s et i_s , peuvent être assimilés à leur valeur moyenne (ondulations de sortie négligées).

I.8.6 Rendement du convertisseur statique

Dans ce qui a précédé, nous avons décrit le fonctionnement des convertisseurs Buck, ce convertisseur présente un meilleur rendement. En effet, il existe d'autres configurations de convertisseur, mais dont le rendement est plus faible. Le tableau donne une idée sur le rendement de quelques convertisseurs connus. L'expression du rendement du convertisseur est donné par :[19]

$$\eta = \frac{p_{i_{out}}}{P_{ui}} \quad (I.39)$$

Structure	Rendement de conversion	Batterie
Buck	93%	12V
Boost	92%	24V
Buck-Boost	92%	12-24V

Tableau (I.2) : Rendement de quelques convertisseurs connus.

I.9 conclusion

Dans ce chapitre nous avons consacré l'étude sur les hacheurs de type Buck. Au début nous avons commencé par présenter en générale les convertisseurs statiques (l'onduleur, gradateur, redresseur, le hacheur), les définitions de chaque types de convertisseur, classification et quelque application des convertisseurs statiques.

Ensuite, nous avons détaillé l'étude des trois types des hacheurs : abaisseur, élévateur ainsi que le hacheur dévolteur-survolteur, et Nous sommes concentrés 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 est décomposée en trois parties essentielles : l'étude du mode de conduction continu, l'étude du mode de conduction discontinu et le mode conduction critique.

CHAPITRE II:

Modélisation des convertisseurs boost multi-niveaux

II.1 Introduction

La modélisation est une étape fondamentale qui permet d'introduire un certain nombre de modèles. Ce chapitre, a pour but la modélisation et la simulation d'un hacheur survolteur «Boost» multi-niveaux.

II.2 Modélisation des hacheurs boost multi niveaux

II.2.1 Model moyenne des convertisseurs DC-DC

Le modèle moyen est obtenu en considérant la moyenne des deux ou trois équations d'état selon le mode de fonctionnement du convertisseur (mode de conduction continue ou bien discontinue) sur une période de découpage. Chaque configuration du circuit d'un convertisseur est représentée par un modèle linéaire à temps continu.

Les expressions mathématiques des dynamiques continues sont obtenues en appliquant les lois de Kirchhoff qui décrivent le comportement du convertisseur dans chacune des configurations. Le vecteur d'état des différents modèles est composé par le courant dans les inductances et la tension aux bornes des condensateurs, et l'entrée des modèles est donnée par la tension d'alimentation E et par la grandeur de commande correspondant au rapport cyclique [20]. Dans de tels systèmes, l'ordre d'équations d'états est égal au nombre des variables d'état.

Dans le cas où le système considéré est linéaire, la représentation d'état se met sous la forme:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases}$$

Où :

x: vecteur d'état

u: vecteur de commande.

A: matrice d'état.

B: matrice d'entrée.

y : le vecteur de sortie.

C: matrice de sortie.

II.2.2 Modélisation de hacheur boost

II.2.2.1 La structure

la figure (II.1) représente le schéma de principe d'un convertisseur boost.

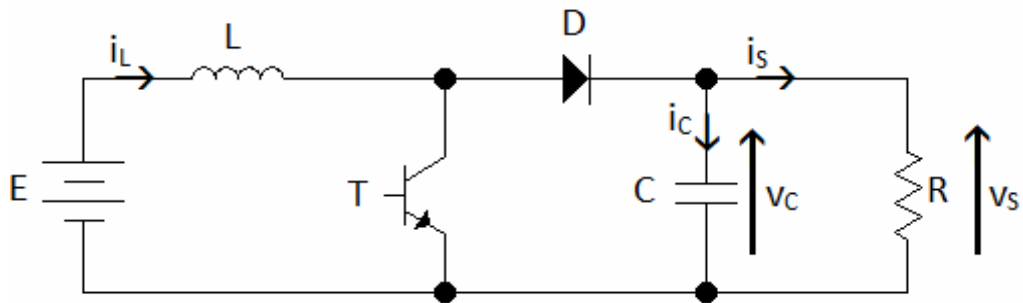


Figure II.1 : Schéma du hacheur boost

Les grandeurs d'état sont définies comme suit:

- le courant dans l'inductance i_L
- la tension V_S aux bornes de condensateur

On pose le vecteur d'état $X = \begin{bmatrix} i_1 \\ V_S \end{bmatrix}$

Etat 1: L'interrupteur est fermé suivant la figure II.2 :

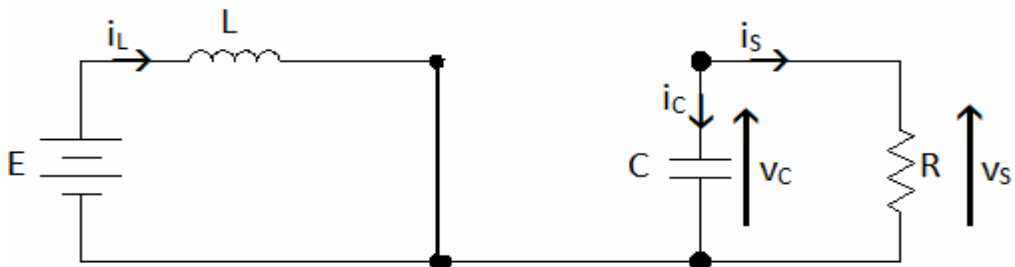


Figure II.2 : Schéma du hacheur boost quand l'interrupteur est fermé

On obtient les relations II.1 et II.2 faisant intervenir les différentes grandeurs d'état :

$$E = L \frac{di_L}{dt} \quad (\text{II.1})$$

$$i_C + i_S = 0 \Rightarrow C \frac{dV_S}{dt} + \frac{V_S}{R} = 0 \quad (\text{II.2})$$

En combinant les deux relations, on obtient :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{E}{L} \quad (\text{II.3})$$

$$\frac{dV_g}{dt} = -\frac{V_g}{CR} \quad (\text{II.4})$$

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E = A_1 X + B_1 E \quad (\text{II.5})$$

Etat 2: L'interrupteur est ouvert représenté par figure II.3 :

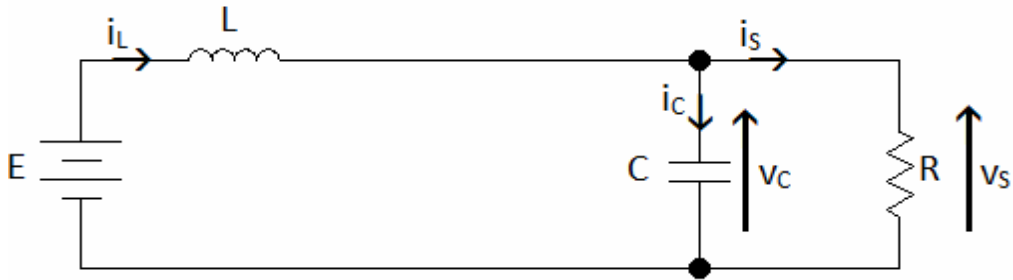


Figure II.3 : Schéma du hacheur boost quand l'interrupteur est ouvert

On considère les relations suivantes :

$$E = L \frac{di_L}{dt} + V_S \quad (\text{II.6})$$

$$i_C + i_S = i_L \Rightarrow C \frac{dv_C}{dt} + \frac{v_C}{R} = i_L \quad (\text{II.7})$$

En combinant les relations II.6 et II.7, on obtient:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{E}{L} - \frac{V_S}{L} \quad (\text{II.8})$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{V_S}{CR} \quad (\text{II.9})$$

On obtient l'équation d'état suivante II.10 comme suit:

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E = A_2 X + B_2 E \quad (\text{II.10})$$

II.2.2.2 Obtention du modèle d'état instantané

Pour obtenir le modèle d'état instantané, il suffit de combiner les équations (II.5) et (II.10), on obtient :

$$\begin{aligned} & (\text{II.5}) \times \alpha + (\text{II.10}) \times (1 - \alpha) \\ \Rightarrow \dot{x} &= (A_1 \alpha + A_2(1 - \alpha))x + (B_1 \alpha + B_2(1 - \alpha))E \end{aligned} \quad (\text{II.11})$$

Ce qui donne :

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-\alpha)}{L} \\ \frac{(1-\alpha)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E = AX + BE \quad (\text{II.12})$$

II.2.2.3 Le model moyen

Pour passer au modèle moyen, on pose les grandeurs moyennes comme suit :

$$\begin{cases} \alpha = \alpha_e + \alpha x \\ x = x_e + \dot{x} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Tel que :

x_e : désigne la valeur à l'équilibre de la grandeur x

\dot{x} : désigne une variation basse fréquence (par rapport à la fréquence de découpage) de Cette grandeur.

α_e : désigne la valeur de à l'état d'équilibre.

II.2.2.4 Etude de l'état d'équilibre

Le point d'équilibre x_e est calculé en imposant $\dot{x}=0$ Cette équation conduit à l'expression

Suivant :

$$X_e = -A^{-1}BE \quad (\text{II.14})$$

Ce qui donne le résultat suivant:

$$\begin{cases} i_{Le} = \frac{E}{R(1-\alpha_e)} = X_e \\ V_{Se} = \frac{E}{(1-\alpha_e)} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

II.2.2.5 Linéarisation autour de l'état d'équilibre :($x_e ; \alpha_e$)

Le modèle moyen obtenu est un modèle non-linéaire, Donc Pour obtenir le modèle d'état petit Signaux du hacheur, nous allons linéariser le modèle d'état moyen autour de l'état d'équilibre ($x_e ; \alpha_e$)

On considère le système d'état linéaire représenté par l'équation II.16:

$$\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + B\tilde{\alpha} \quad (\text{II.16})$$

Tel que :

$$A = A_1\alpha_e + A_2(1 - \alpha_e) \quad (\text{II.17})$$

$$B=(A_1 - A_2)x_e$$

Donc :

$$X = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-\alpha_e)}{L} \\ \frac{(1-\alpha_e)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \delta + \begin{bmatrix} \frac{E}{L(1-\alpha_e)} \\ -\frac{E}{RC(1-\alpha_e)^2} \end{bmatrix} \tilde{\alpha} \quad (\text{II.18})$$

II.2.2.6 Simulation sous l’outil MATLAB/SIMULINK

La simulation sous MATLAB/SIMULINK se fait avec les valeurs suivantes :

$$R=230\Omega, L=800\text{mH}, C=220\mu\text{F}_s f=50\text{Hz}, \alpha=0.5 \quad [21]$$

La figure (II.4) représente le schéma bloc de la simulation du hacheur boost pour un niveau en MATLAB-SIMULINK.

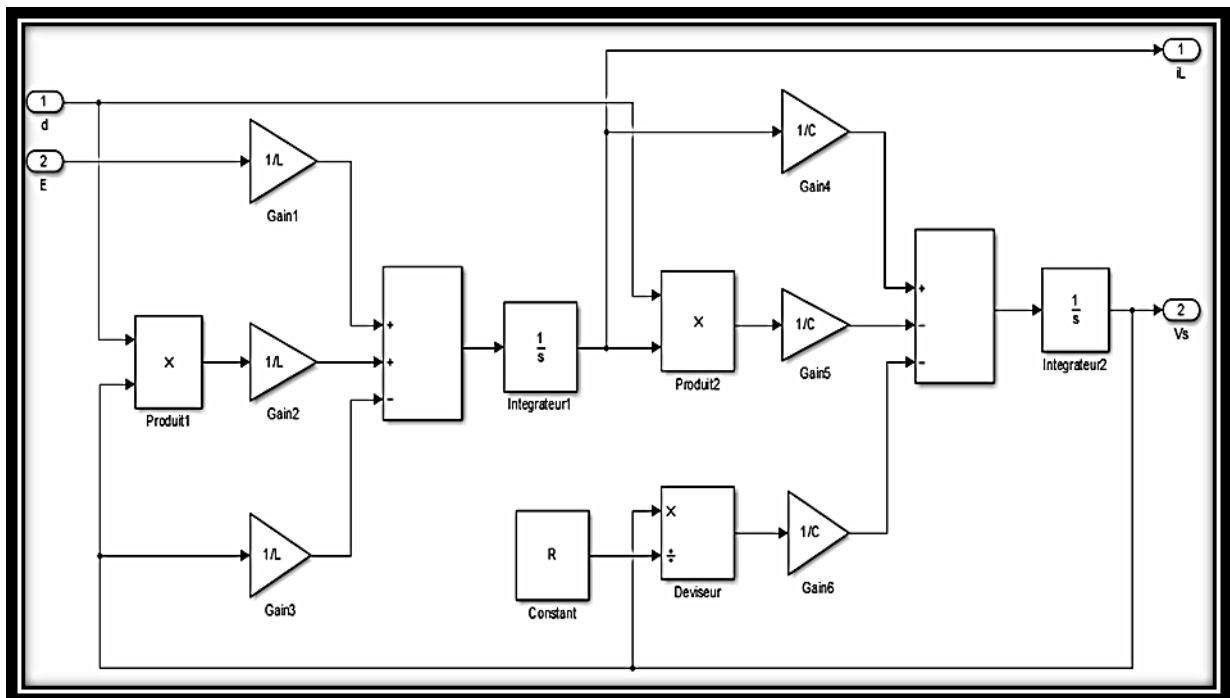


Figure (II.4) : représente les résultats de simulation pour la modélisation de hacheur boost.

La figure (II.5) représente les résultats de simulation pour la modélisation de hacheur boost.

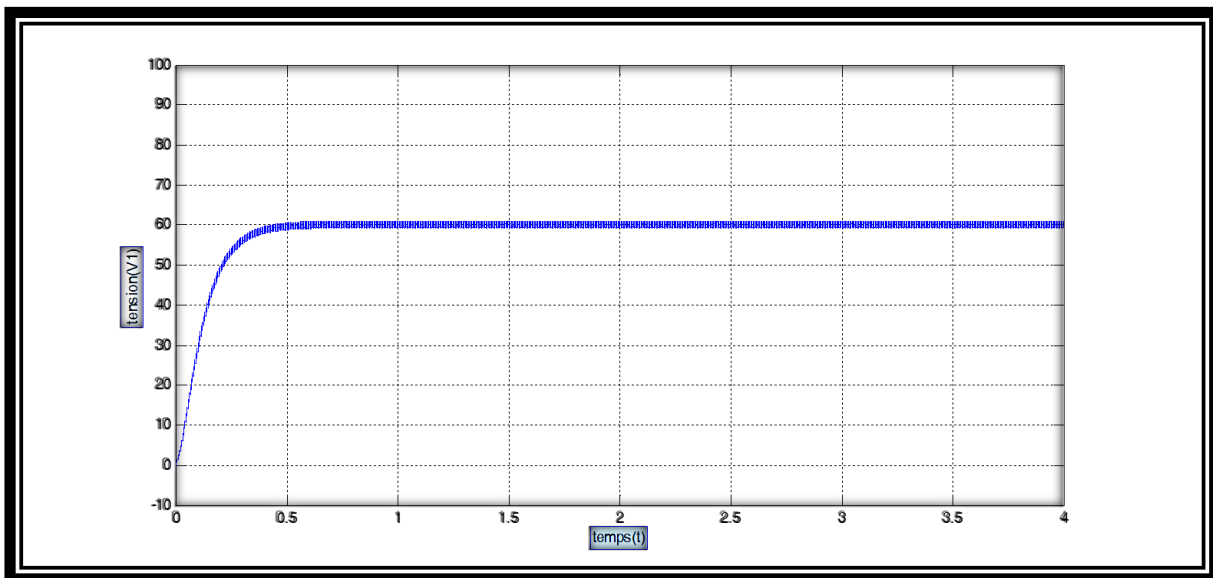
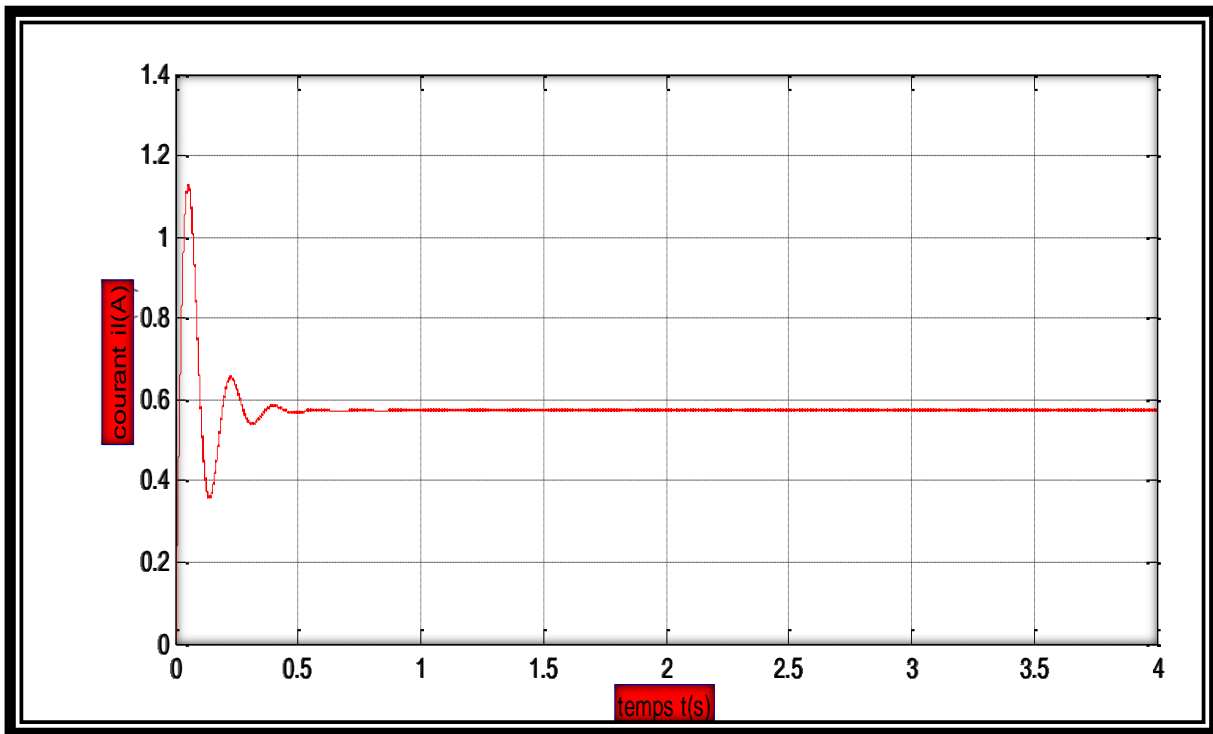


Figure II.5: allure de courant d'entrée, du la tension de sortie pour le hacheur boost.

La figure (II.5) montre que la valeur moyenne de la tension de sortie est égale à 60V.

D'autre part la valeur de la tension V_s est exprimée comme suit :

$$V_s = \frac{1}{1 - \alpha} E = \frac{1}{1 - 0.5} 30 = 60V$$

On constate que pour une fréquence de 50Hz la valeur moyenne de la tension de sortie obtenue par la simulation est égale à la valeur moyenne de la théorie.

Pour les deux allures de courant d'entrée i_l et de la tension de sortie V_s , le fonctionnement Commence par un régime transitoire puis prend des valeurs stables en régime permanent.

II.2.3 Modélisation de hacheur boost de deux niveaux [22]

II.2.3.1 La structure

la figure (II.6) représente le schéma de principe d'un convertisseur boost de deux niveaux.

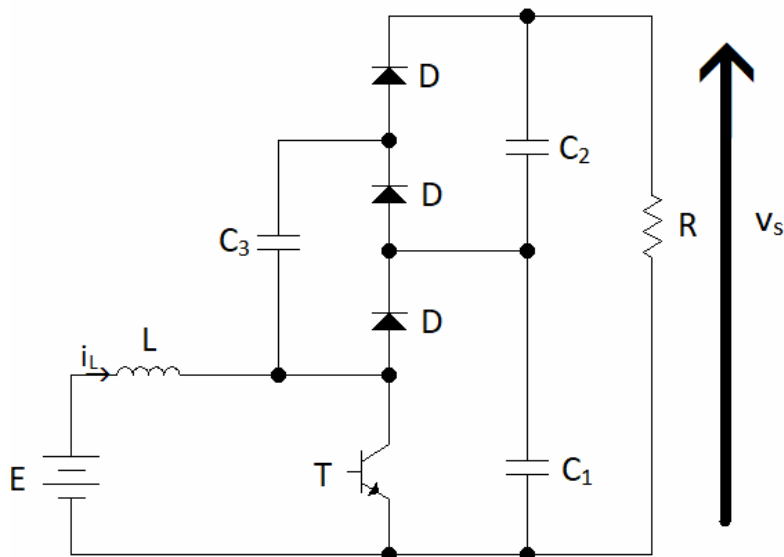


Figure II.6 : Schéma du hacheur boost (niveau 2)

Etat 1: L'interrupteur est fermé suivant la figure II.7 :

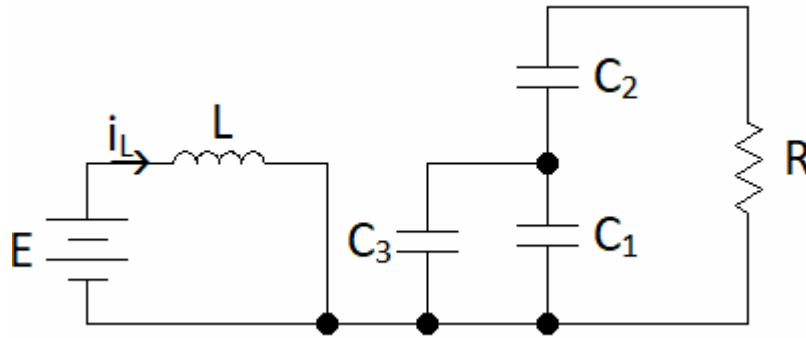


Figure II.7 : Schéma du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est fermé

Etat 2: L'interrupteur est ouvert (figure II.8)

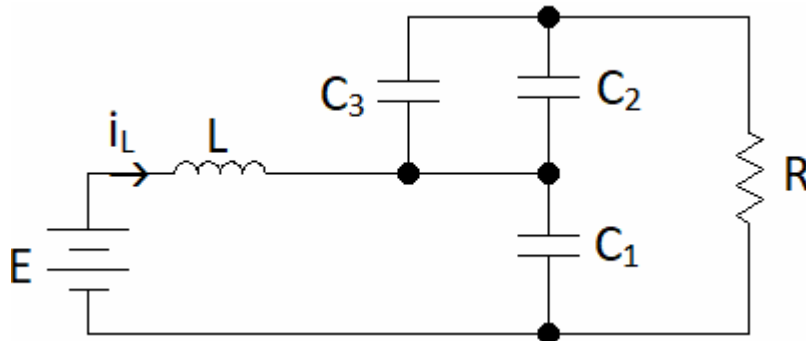


Figure II.8 : Schéma du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est ouvert

Dans le but de réduire l'ordre de système on considère les deux circuits équivalent quand l'interrupteur est fermé (II.9) et ouvert (II.10)

Dans ces deux topologies on considère que :

$$C_1 = C_2 = C_3 = C \quad (\text{II.19})$$

$$C_{eq1} = (C_1 // C_2) = 2C \quad (\text{II.20})$$

$$C_{eq2} = C_2 = C \quad (\text{II.21})$$

De plus, la tension dans chaque sortie de condensateur C_1 et C_2 est égale a la moitié du la tension de sortie V_S :

$$V_1 = V_2 = \frac{V_S}{2} \quad (\text{II.22})$$

La figure II.9 illustre le schéma réduit du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est fermé.

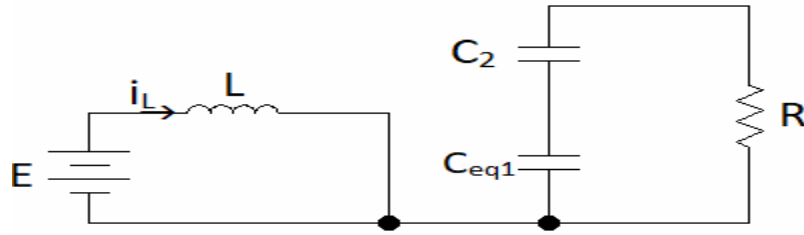


Figure II.9 : Schéma réduit du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est fermé

On pose le vecteur d'état comme suit :

$$x = \begin{bmatrix} i_L \\ v_s \end{bmatrix} \quad (II.23)$$

On obtient alors les relations suivantes $\frac{di_L}{dt} = \frac{E}{L}$ (II.24)

$$\frac{dv_s}{dt} = -\frac{2V_s}{R_{C_{eq1}}} \quad (II.25)$$

On peut réécrire ce système d'équations sous la forme d'une équation d'état :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{2}{RC_{sq1}} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} E = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} E = A_1 x + B_1 E \quad (II.26)$$

La figure II.10 illustre le schéma réduit du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est ouvert.

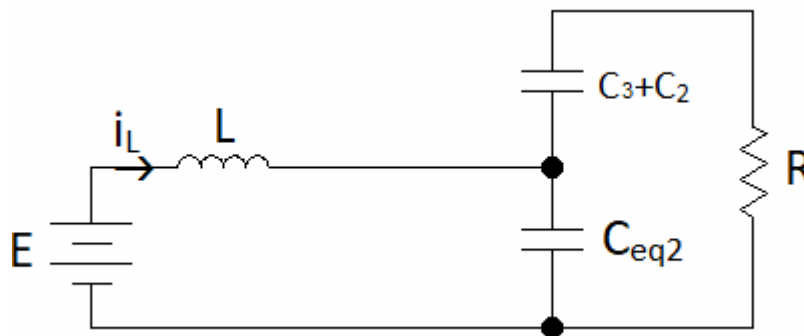


Figure II.10 : Schéma réduit du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est ouvert

On a alors les relations suivantes :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{E}{L} - \frac{V_s}{2L} \quad (II.27)$$

$$\frac{dv_S}{dt} = \frac{i_L}{C_{eq2}} - \frac{2v_S}{RC_{eq2}} \quad (\text{II.28})$$

On obtient l'équation d'état suivante :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2L} \\ \frac{1}{C_{eq2}} & -\frac{2}{RC_{eq2}} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{2}{RC} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E = A_2 x + B_2 \quad (\text{II.29})$$

II.2.3.2 Obtention du modèle d'état instantané

Le modèle d'état instantané, est donné par

la combinaison des équations (II.26) et (II.29) :

$$\begin{aligned} & (\text{II. 26}) \times \alpha + (\text{II. 29}) \times (1 - \alpha) \\ \Rightarrow \dot{x} &= (A_1 \alpha + A_2(1 - \alpha))x + (B_1 \alpha + B_2(1 - \alpha))E \end{aligned} \quad (\text{II.29}).$$

Après le calcul on obtient le modèle suivant :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-\alpha)}{2L} \\ \frac{(1-\alpha)}{C} & -\frac{(2-\alpha)}{RC} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E = Ax + BE \quad (\text{II.31})$$

II.2.3.3 Le model moyen

Comme le convertisseur boost, on pose les grandeurs moyennes :

$$\begin{cases} \alpha = \alpha_e + \tilde{\alpha} \\ x = x_e + \tilde{x} \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

II.2.3.4 Etude de l'état d'équilibre

Le point d'équilibre X_e est obtenu lorsque $\dot{x} = 0$ ce qui donne le résultat suivante :

$$\begin{cases} l_{I_e} = \frac{4E}{R(1-\alpha_g)^2} = X_e \\ V_{se} = \frac{2E}{(1-\alpha_e)} \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

II.2.3.5 Linéarisation autour de l'état d'équilibre ($X_e; \alpha_e$)

Pour obtenir le modèle d'état petit signaux du hacheur, nous allons linéariser le modèle d'état moyen autour de l'état d'équilibre ($X_e; \alpha_e$)

Le système d'état linéarisé est donné par :

$$\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + B\tilde{\alpha} \quad (\text{II.34})$$

Avec:

$$\begin{aligned} A &= A_1\alpha_e + A_2(1 - \alpha_e) \\ B &= (A_1 - A_2)X_e \end{aligned} \quad (\text{II.35})$$

Alors l'équation d'état s'écrit comme suit :

$$\dot{\hat{X}} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-\alpha_e)}{2L} \\ \frac{(1-\alpha_e)}{G} & -\frac{(2-\alpha_e)}{RC} \end{bmatrix} \hat{X} + \begin{bmatrix} \frac{E}{L(1-\alpha_e)} \\ -\frac{2E(1+\alpha_e)}{RC(1-\alpha_e)^2} \end{bmatrix} \hat{\alpha} \quad (\text{II.36})$$

II.2.3.6 Simulation et résultat

La simulation se fait avec les mêmes valeurs précédents.

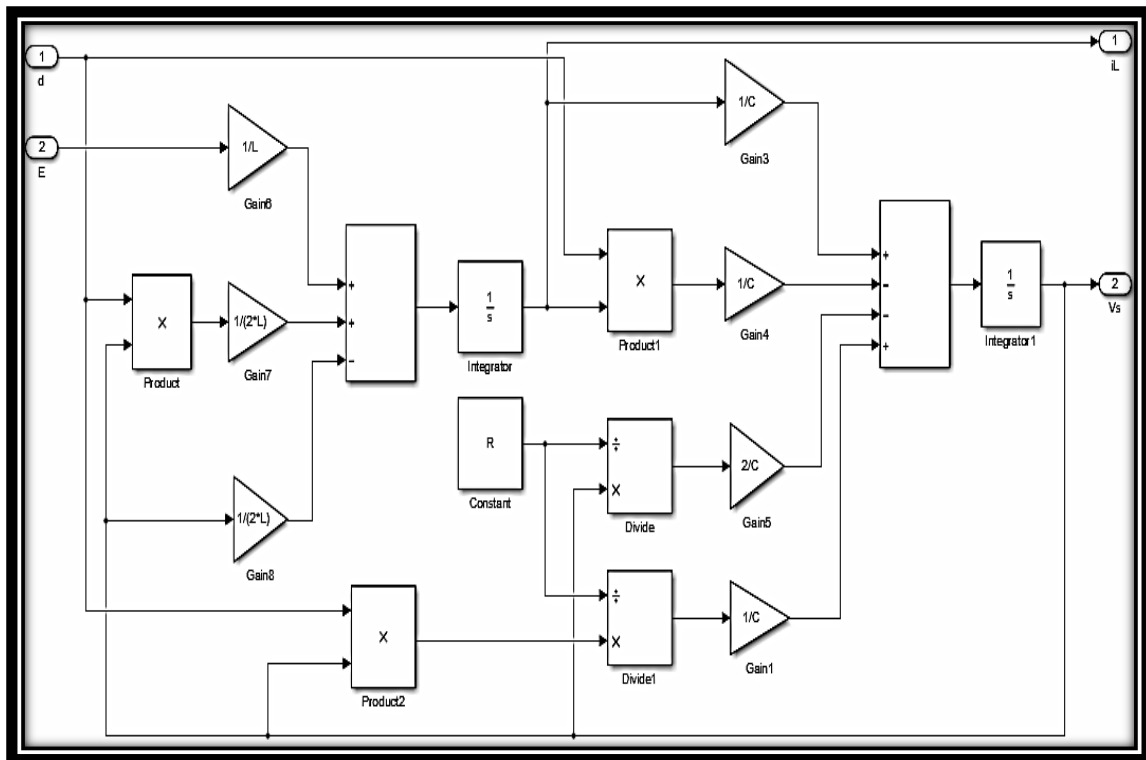


Figure II.11: Le schéma bloc de simulation du hacheur boost de deux niveaux

La figure (II.12) représente les résultats de simulation pour la modélisation de hacheur boost pour deux niveau

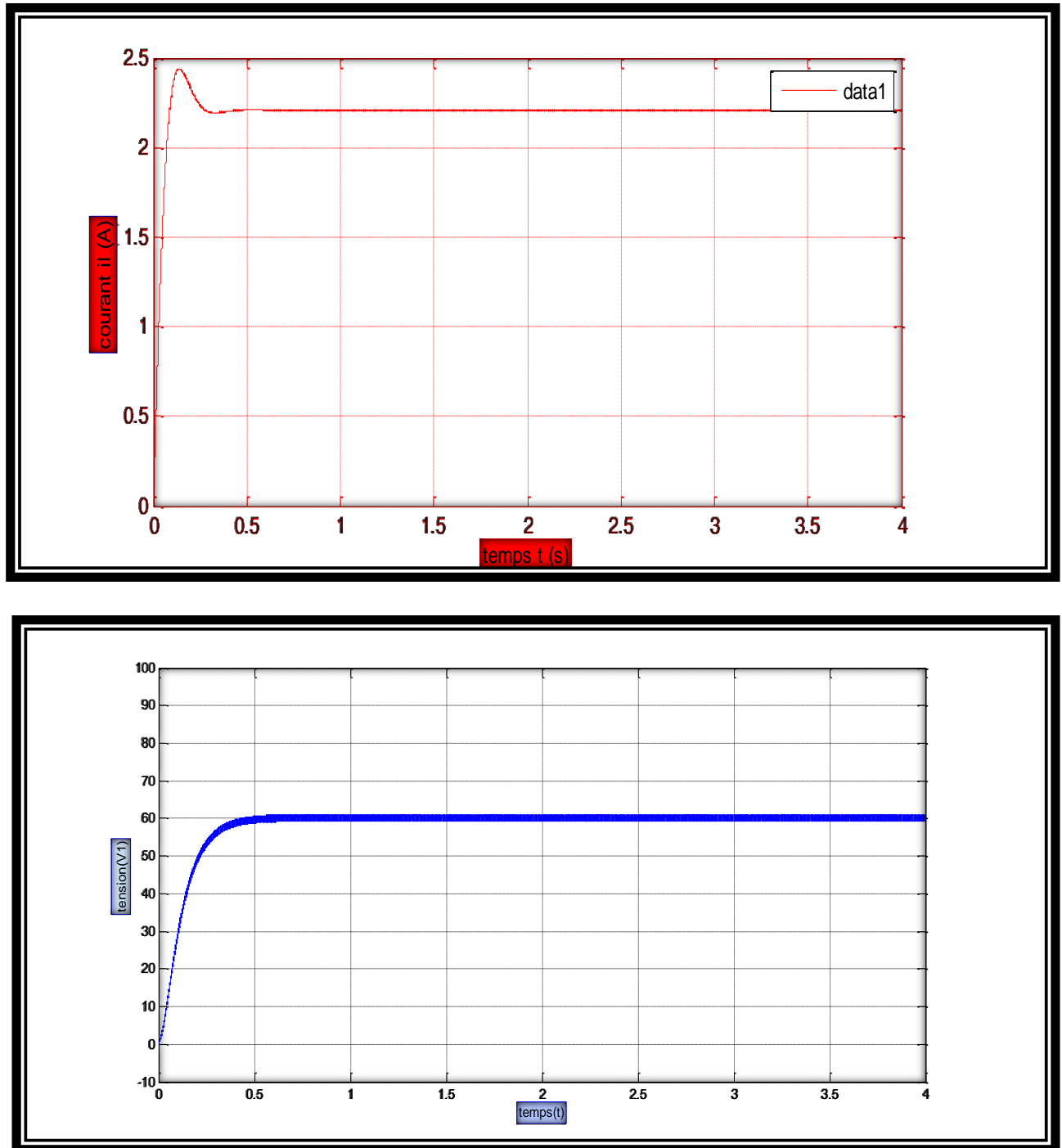


Figure II.12: allure de courant d'entrée, du la tension de sortie pour le hacheur boost de deux niveaux

La figure (II.12) montre que la valeur moyenne de la tension de sortie est égale à 32.01V.

D'autre part on a

$$V_s = \frac{2}{1-0.5} E = \frac{2}{1-0.5} 30 = 120V. \quad (II.37)$$

On conclut que pour une fréquence de 50Hz, la valeur moyenne de la tension de sortie obtenue par la simulation s'accorde parfaitement avec la valeur moyenne de la théorie.

II.2.4 Modélisation de hacheur boost de trois niveaux [23]

II.2.4.1 La structure

la figure (II.13) représente le principe d'un convertisseur boost de troisniveaux.

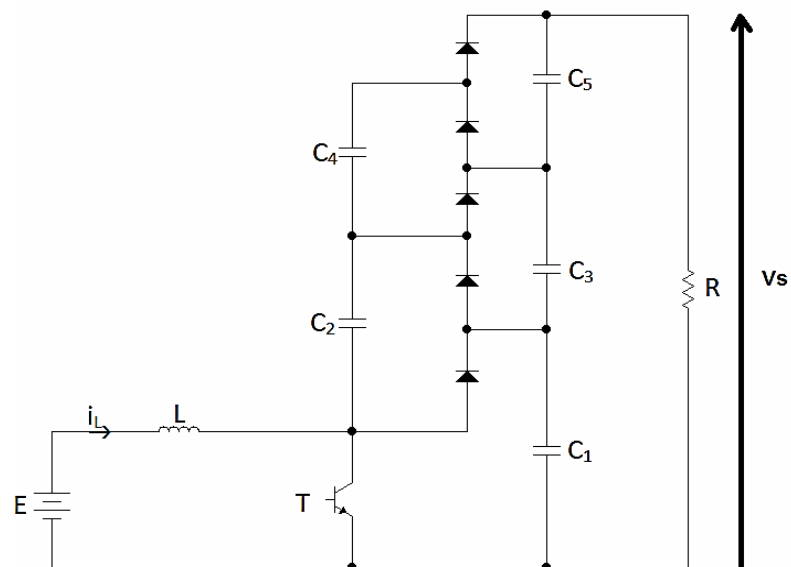


Figure II.13 : Schéma du hacheur boost (niveau 3)

Etat 1: L'interrupteur est fermé (figure II.14)

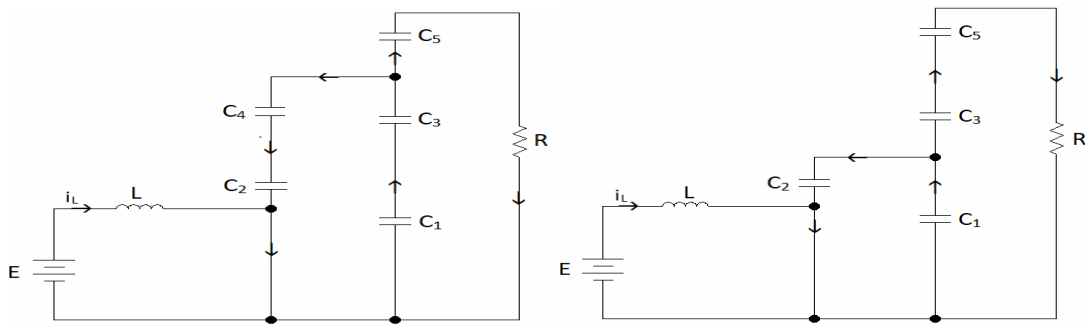


Figure II.14 : Schéma du hacheur boost (niveau 3) quand l'interrupteur est fermé

Etat 2: L'interrupteur est ouvert (figure II.15)

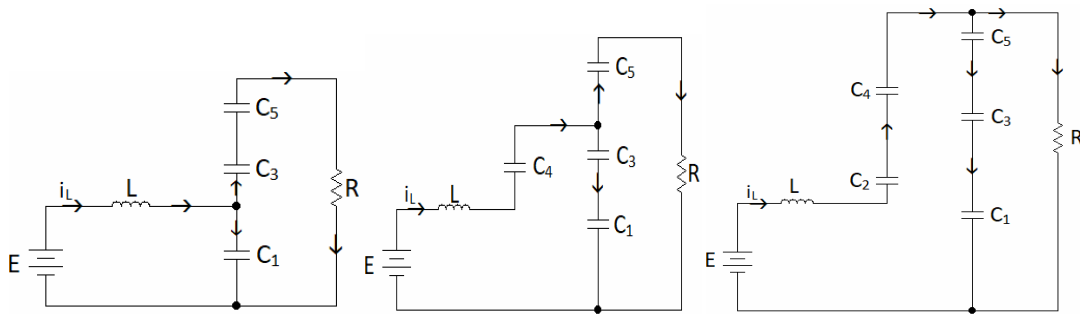


Figure II.15 : Schéma du hacheur boost (niveau 3) quand l'interrupteur est ouvert

Dans le but de réduire l'ordre de système on considère les deux circuits équivalent quand l'interrupteur est fermé (II.16) et ouvert (II.17)

Dans ces deux topologies on considère que :

$$C_1 = C_2 = C_3 = C \quad (II.38)$$

$$C_{eq1} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + \frac{C_3 C_4}{C_3 + C_4} = C \quad (II.39)$$

$$C_{eq2} = C_1 = C \quad (II.40)$$

$$C_{eq3} = \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3} + \frac{C_4 C_5}{C_4 + C_5} = C \quad (II.41)$$

De plus, la tension dans chaque sortie de condensateur C_1 , C_2 et C_3 est égale a la tiers du la tension de sortie V_S :

$$V_1 = V_2 = V_3 = \frac{V_S}{3} \quad (II.42)$$

La figure II.16 : illustre le schéma réduit du hacheur boost (niveau 3) quand l'interrupteur est fermé.

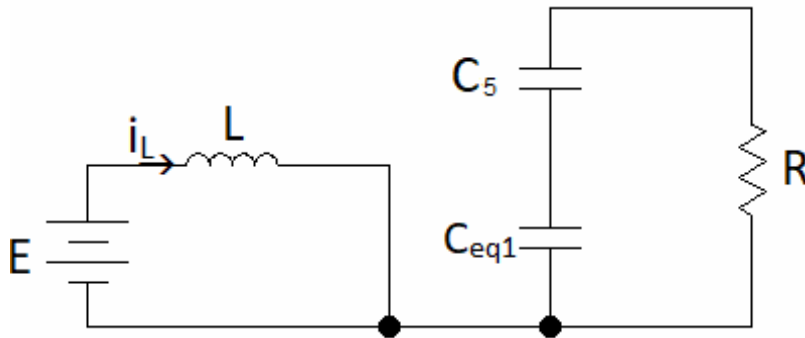


Figure II.16 : Schéma réduit du hacheur boost (niveau 3) quand l'interrupteur est fermé

On pose le vecteur d'état

$$x = \begin{bmatrix} i_L \\ v_S \end{bmatrix} \quad (\text{II.43})$$

On obtient alors les relations suivantes :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{E}{L} \quad - \quad (\text{II.44})$$

$$\frac{dv_S}{dt} = -\frac{3v_S}{RC_{eq1}} \quad (\text{II.45})$$

On peut réécrire ce système d'équations sous la forme d'une équation d'état :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{3}{RC_{eq1}} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{3}{RC} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E' = A_1 x + B_1 E' \quad (\text{II.46})$$

La figure II.17 présente le schéma réduit du hacheur

Boost (niveau 3) quand l'interrupteur est ouvert.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{E}{L} - \frac{V_S}{3L} \quad (II.47)$$

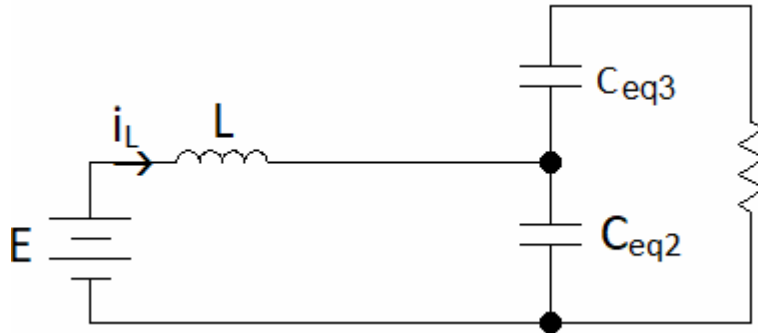


Figure II.17 : Schéma réduit du hacheur boost (niveau 3)

quand l'interrupteur est ouvert On a alors les relations suivantes :

$$\frac{dv_s}{dt} = \frac{i_1}{C_{qq2}} - \frac{3v_s}{RC_{qq2}} \quad (II.48)$$

On obtient l'équation d'état suivante :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{3L} \\ \frac{1}{C_{eq2}} & -\frac{3}{RC_{eq2}} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{3L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{3}{RC} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E = A_2 x + B_2 E \quad (II.49)$$

II.2.4.2 Obtention du modèle d'état instantané

Le modèle d'état instantané, est donné par la combinaison des équations (II.46) et (II.49) :

$$(II.46) \times \alpha + (II.49) \times (1 - \alpha)$$

$$\Rightarrow \dot{x} = (A_1 \alpha + A_2(1 - \alpha))x + (B_1 \alpha + B_2(1 - \alpha))E \quad (II.50)$$

Après le calcul on obtient le modèle suivant :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-\alpha)}{3L} \\ \frac{(1-\alpha)}{C} & -\frac{3}{RC} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E = Ax + BE \quad (II.51)$$

II.2.4.3 Le model moyen

Comme le convertisseur boost de niveau 1, on pose les grandeurs moyennes :

$$\begin{cases} \alpha = \alpha_e + \tilde{\alpha} \\ x = x_e + \tilde{x} \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

II.2.4.4 Etude de l'état d'équilibr

Le point d'équilibre \mathbf{X}_e est obtenu lorsque $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{0}$ ce qui donne le résultat suivante

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{le} = \frac{9E}{R(1-\alpha_e)^2} = X_e \\ v_{se} = \frac{3E}{(1-\alpha_e)} \end{array} \right. \quad (\text{II.53})$$

II.2.4.5 Linéarisation autour de l'état d'équilibre ($\mathbf{X}_e ; \alpha_e$)

Pour obtenir le modèle d'état petit signaux du hacheur, nous allons linéariser le modèle d'état moyen autour de l'état d'équilibre ($\mathbf{X}_e ; \alpha_e$). Dans ce cas le système d'état linéaire est Exprimé comme :

$$\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + B\tilde{\alpha} \quad (\text{II.54})$$

Tel que :

$$\begin{aligned} A &= A_1\alpha_0 + A_2(1 - \alpha_0) \\ B &= (A_1 - A_2)X_2 \end{aligned} \quad (\text{II.55})$$

On obtient alors l'équation d'état :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-\alpha_e)}{3L} \\ \frac{(1-\alpha_e)}{C} & -\frac{3}{RC} \end{bmatrix} \tilde{x} + \begin{bmatrix} \frac{L}{L(1-\alpha_e)} \\ -\frac{9E}{RC(1-\alpha_e)^2} \end{bmatrix} \tilde{\alpha} \quad (\text{II.56})$$

II.2.4.6 Simulation et résultat

La simulation se fait avec les mêmes grandeurs précédentes. A cet effet, la figure (II.18) représente le schéma bloc de la simulation du hacheur boost à trois niveaux en MATLAB-SIMULINK

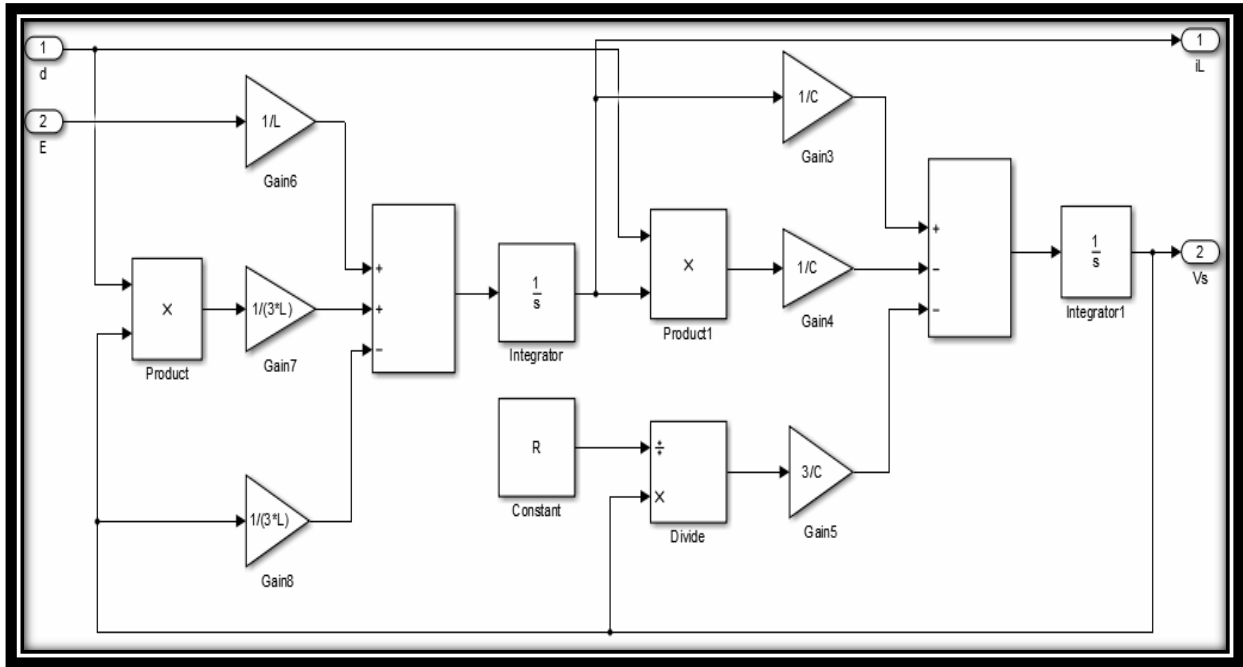


Figure II.18: Le schéma bloc de simulation du hacheur boost de trois niveaux

La figure (II.19) représente les résultats de simulation pour la modélisation de hacheur boost pour trois niveaux

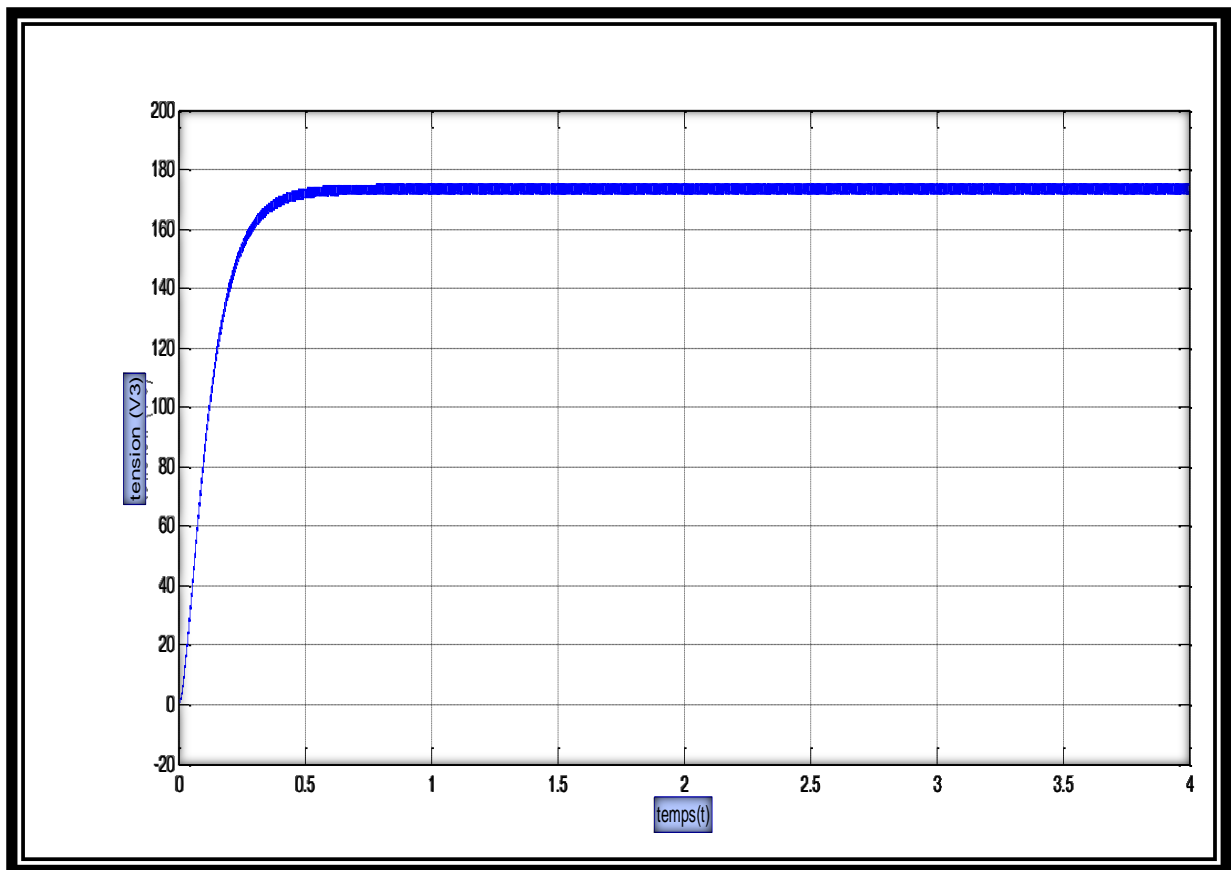
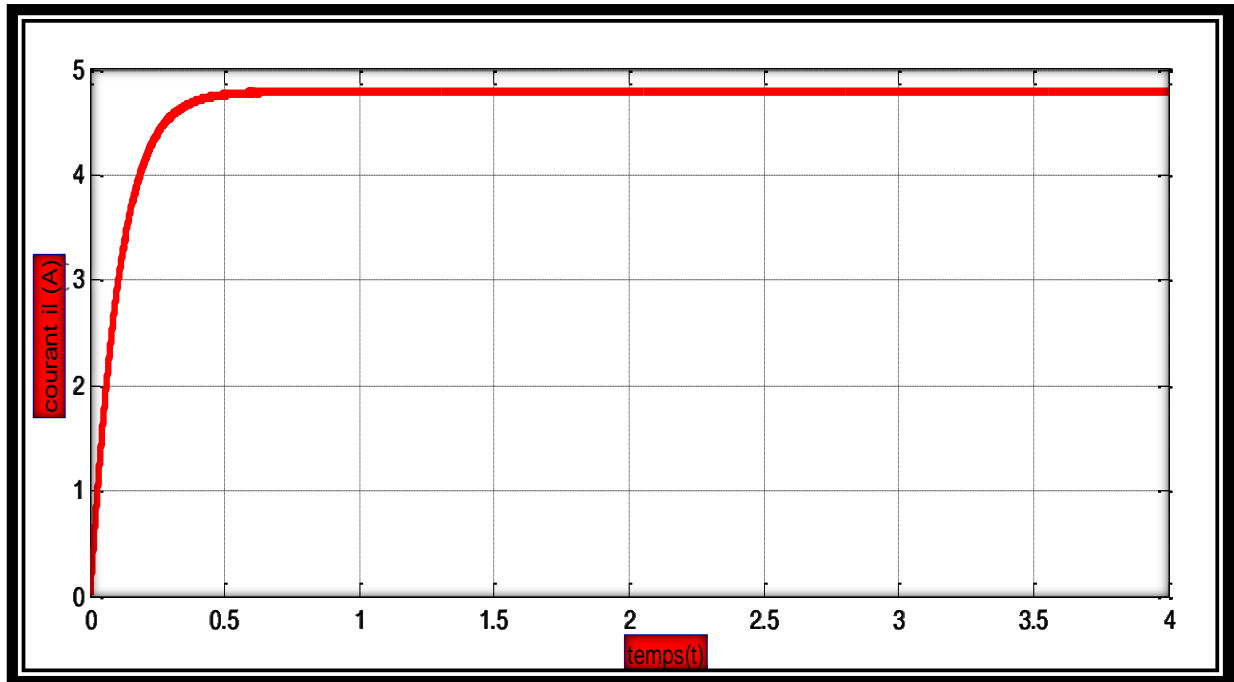


Figure II.19: allure de courant d'entrée, du la tension de sortie pour le hacheur boost de trois niveaux

La figure (II.19) montre que la valeur moyenne de la tension de sortie est égale à 180v.

D'autre part on a :

$$V_s = \frac{3}{1-0.5} E = \frac{3}{1-0.5} 30 = 180V.$$

On conclut que pour une fréquence de 50Hz, la valeur moyenne de la tension de sortie obtenue par la simulation est égale à la valeur moyenne de la théorie.

II.3 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation et la simulation sous Matlab/Simulink Des convertisseurs dc-dc de type élévateur pour les niveaux un, deux et trois.

Le chapitre qui suit présente la commande de convertisseur dc-dc dédié pour un système

CHAPITRE III:

*Commande des convertisseurs multi-niveaux
par réseau de neurone*

III .1 Introduction

L'opération optimale d'un commande hacheur boost multi-niveaux est importante pour augmenter l'efficacité de contrôle d'un charge (R) pour obtenir bonne résultat et améliorer son rendement Dans ce chapitre, nous allons présenter les réseaux neurones et leur architecture puis nous montrerons les résultats de simulation d'un hacheur multi-niveaux, commandé par un contrôleur neurone RNA, une étude comparative entre la méthode PI et RNA sera présenté.

III.2. Présentation sur les réseaux de neurones

Les réseaux de neurones, fabriqués de structures cellulaires artificielles, constituent une approche permettant d'aborder sous des angles nouveaux les problèmes de perception, de mémoire, d'apprentissage et de raisonnement. Ils s'avèrent aussi des alternatives très prometteuses pour contourner certaines des limitations des ordinateurs classiques. Grace à leur traitement parallèle de l'information et à leurs mécanismes inspirés des cellules nerveuses (neurones), ils infèrent des propriétés émergentes permettant de solutionner des problèmes qualifiés de complexes.

III .3. Le réseau de neurone

III.3.1. Présentation

Les capacités d'un seul neurone sont limitées. L'implantation de fonctions complexes nécessite l'intégration de plusieurs neurones, fonctionnant en parallèles, sous forme d'un réseau à topologie spécifique. Les entrées d'un neurone sont soit les entrées du réseau global,

Soit les sorties d'autres neurones. Les connexions entre les neurones qui composent le réseau décrivent la topologie du modèle. Elle peut être quelconque, mais le plus souvent il est possible de distinguer une certaine régularité.

Les paramètres les plus importants de ce modèle sont les coefficients synaptiques. Ce sont eux qui construisent le modèle de résolution en fonction des informations données au réseau.

Il faut donc trouver un mécanisme qui permet de les calculer à partir des grandeurs que l'on peut acquérir du problème. C'est le principe fondamental de l'apprentissage [24].

Une fois que l'ajustement des poids synaptiques a été effectué, le réseau de neurones constitue un modèle statistique non linéaire [25]. L'avantage des réseaux de neurones sur les

méthodes de régression classique est qu'ils nécessitent, en général, un nombre de paramètres ajustables plus faible pour obtenir un modèle non linéaire de précision donnée [26].

On peut distinguer deux types de réseaux de neurones: les réseaux non bouclés et les réseaux bouclés.

Les réseaux bouclés sont le plus souvent utilisés pour des tâches telles que le traitement du signal, la commande ou la régulation. Les non bouclés eux sont utilisés pour la reconnaissance, la classification ou la prédiction [27].

III.3.2. Historique

Historiquement, les origines de cette discipline sont très diversifiées. En 1943, McCulloch et Pitts étudièrent un ensemble de neurones formels interconnectés et montrèrent leurs capacités à calculer certaines fonctions logiques. En 1949, Hebb, dans une perspective psychophysiologique, souligna l'importance du couplage synaptique dans les processus d'apprentissage. C'est en 1958, que Rosenblatt décrivit le premier modèle opérationnel de réseaux de neurones mettant en œuvre les idées de Hebb, McCulloch et Pitts: le perceptron inspiré du système visuel, capable d'apprendre à calculer certaines fonctions logiques en modifiant ses connexions synaptiques. Ces modèles suscitèrent l'intérêt de plusieurs chercheurs avant que Minsky et Papert en 1969 démontrèrent leurs limites théoriques. Le renouveau actuel des réseaux de neurones est dû à des contributions originales comme celle de Hopfield en 1982, qui en montrant l'analogie des réseaux de neurones avec certains systèmes physiques, a permis de leur appliquer un formalisme riche et bien maîtrisé. Plus récemment, en 1985, de nouveaux modèles mathématiques ont permis de dépasser les limites du perceptron.

III.3.3. Le modèle neurophysiologique

Le cerveau humain est le meilleur modèle de machine polyvalente incroyablement rapide et surtout douée d'une parfaite capacité d'auto organisation. Son comportement est beaucoup plus mystérieux que le comportement de ses cellules de base. Il est constitué d'unités biologiques élémentaires (environ 10¹² neurones), chacune reçoit et envoie des informations (1000 à 10000 synapses par neurone). Les cellules nerveuses appelées "neurones" qui sont des éléments de base du système nerveux central. Elles sont constituées de trois parties essentielles, le corps cellulaire, les dendrites et l'axone .

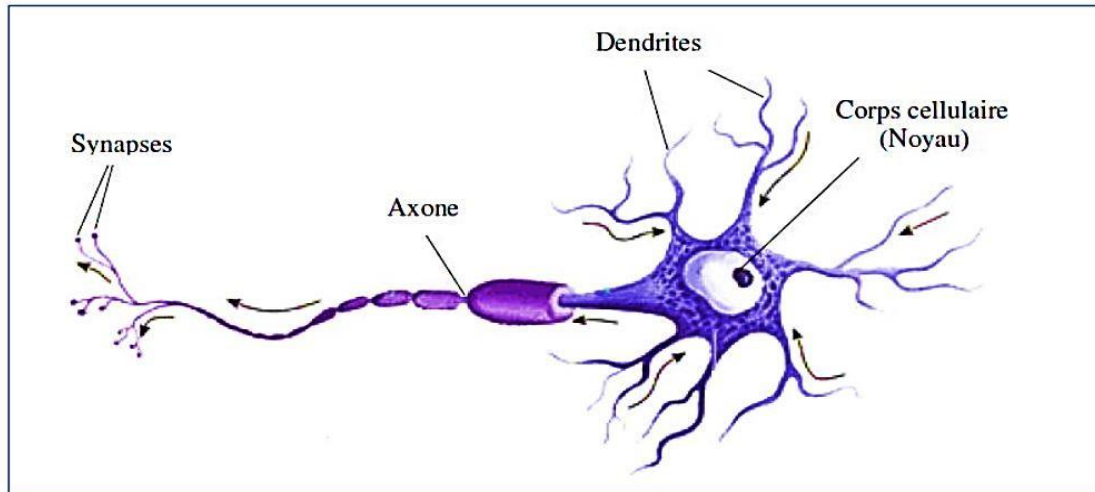


Figure (III.1) Représentation schématique d'un neurone biologique

L'architecture biologique du neurone est présentée sur la figure (III.9) Les dendrites sont considérées comme les portes d'entrées des neurones. Elles sont les réceptrices principales du neurone permettant de capter les signaux lui parvenant. Ensuite, un traitement de toutes ces informations a lieu au niveau du corps cellulaire. Les principales lignes de transmission du système nerveux sont les axones. Ils servent de moyen de transport pour les signaux émis par le neurone, vers d'autres neurones. L'information va transiter de neurone en neurone le long de l'axone jusqu'aux muscles via un potentiel d'action.

La synapse désigne les zones de contact entre neurones, zones spécialisées dans la transmission de l'information. Elles peuvent être inhibitrice ou excitatrice de signal pondérant l'information arrivant au corps cellulaire par les dendrites.

III.4. le modèle mathématique (neurone artificiel)

III.4.1. Structure

La figure (III.10) montre la structure d'un neurone artificiel. Chaque neurone artificiel est un processeur élémentaire. Il reçoit un nombre variable d'entrées en provenance de neurones "amonts". À chacune de ces entrées est associé un poids (abréviation de weight (poids en anglais) représentatif de la force de la connexion. Chaque processeur élémentaire est doté d'une sortie unique, qui se ramifie ensuite pour alimenter un nombre variable de neurones "aval". À chaque connexion est associé un poids.

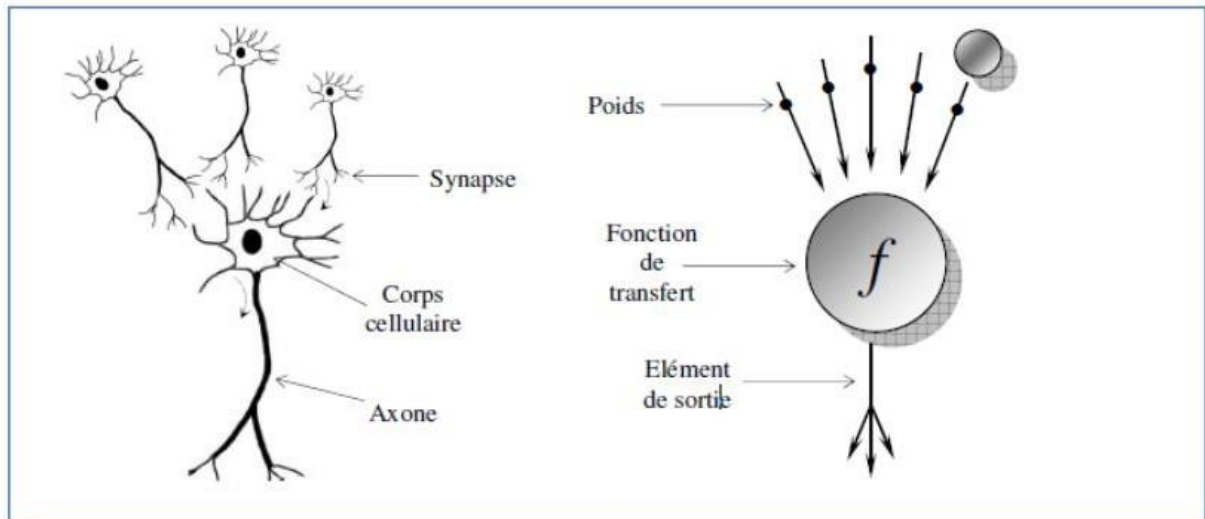


Figure (III.2) Mise en correspondance du neurone biologique /et du neurone artificiel

III.5. Architecture des réseaux de neurones

III.5.1. Les réseaux non bouclés

Ce sont des réseaux unidirectionnels sans retour arrière (feedforward). Le signal de sortie est directement obtenu après l'application du signal d'entrée. Si tous les neurones ne sont pas des organes de sortie, on parle de neurones cachés

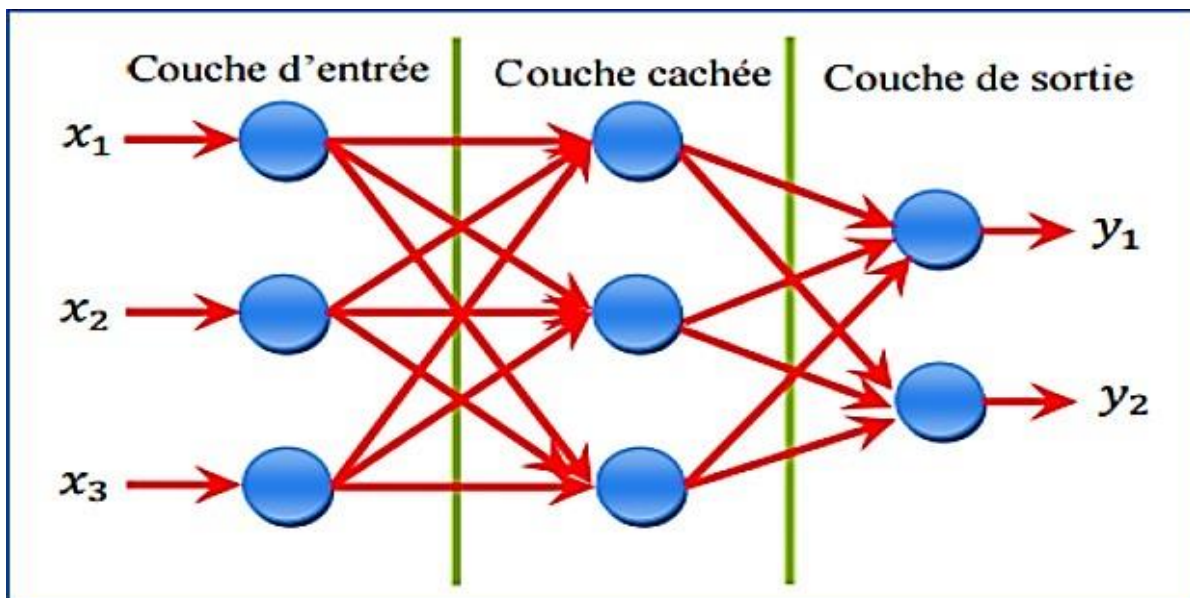


Figure (III.3) Réseau non bouclé.

III.5.2. Réseaux bouclés

Il s'agit de réseaux de neurones avec retour en arrière (feedback network ou récurrent Network).

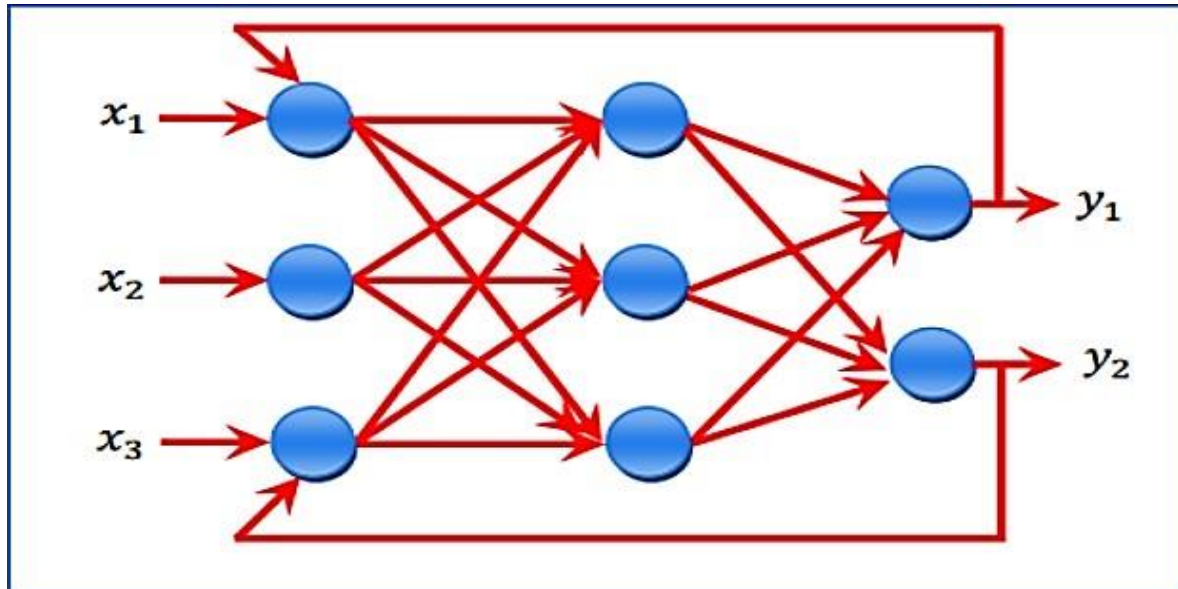


Figure (III.4) Réseau bouclé

III.6. Apprentissage des réseaux de neurones

La propriété la plus importante pour un réseau de neurones, est sûrement sa capacité d'apprendre de son environnement, d'améliorer sa performance à travers un processus d'apprentissage.

L'apprentissage est une phase du développement d'un réseau de neurones durant laquelle les valeurs des poids synaptiques du réseau sont ajustées pour remplir au mieux la tâche à laquelle le réseau est destiné. On peut distinguer trois types d'apprentissage:

- L'apprentissage supervisé.
- L'apprentissage non supervisé.
- L'apprentissage par renforcement.

III.6.1. Apprentissage supervisé

Dans l'apprentissage supervisé, des couples de données (entrée, sortie attendue) sont fournis au réseau; les différentes réponses possibles du réseau étant donc connues à priori. Les paramètres du réseau sont ajustés de façon à minimiser le signal d'erreur constitué par la différence entre la sortie obtenue et la valeur désirée correspondante. Un apprentissage est dit supervisé lorsqu'on force le réseau à converger vers un état final précis, en même temps qu'on lui présente un motif. L'apprentissage supervisé est illustré d'une manière conceptuelle par la figure (III.13).

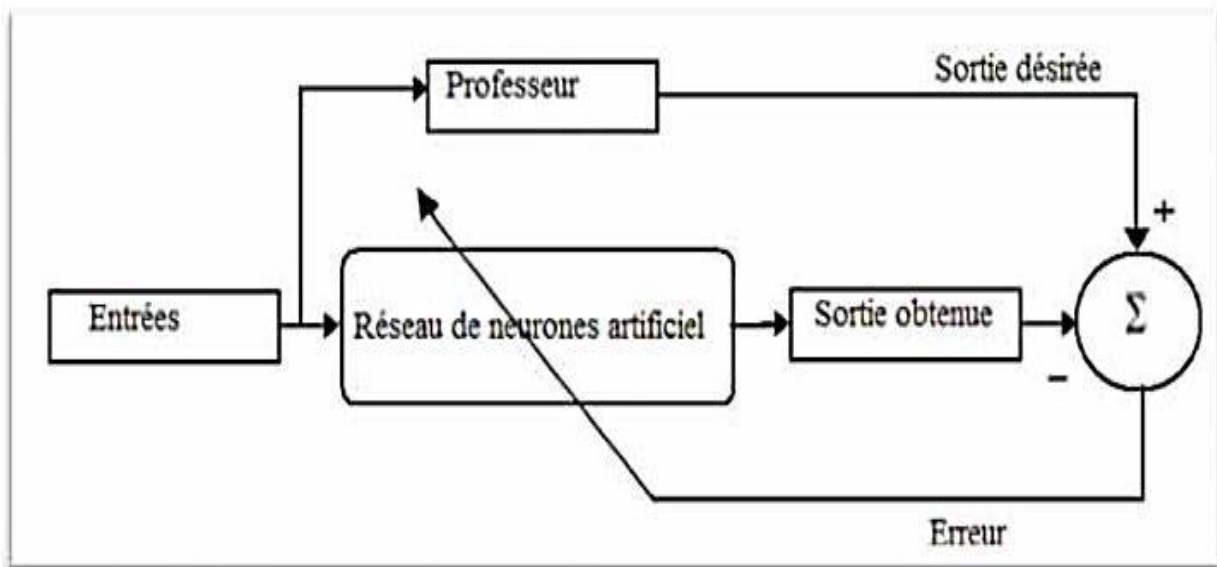


Figure (III.5) : Schéma bloc de l'apprentissage supervisé d'un réseau de neurone

III.6.2. Apprentissage non supervisé

Dans un modèle non supervisé, on n'a pas de connaissance à priori sur l'information que l'on voudrait extraire. Le réseau est laissé libre de converger vers n'importe quel état final. Dans ce cas, les exemples présentés à l'entrée provoquent une auto-adaptation du réseau (figure (III.14)) afin de produire des valeurs de sortie qui soient proches en réponse à des valeurs d'entrées similaires.

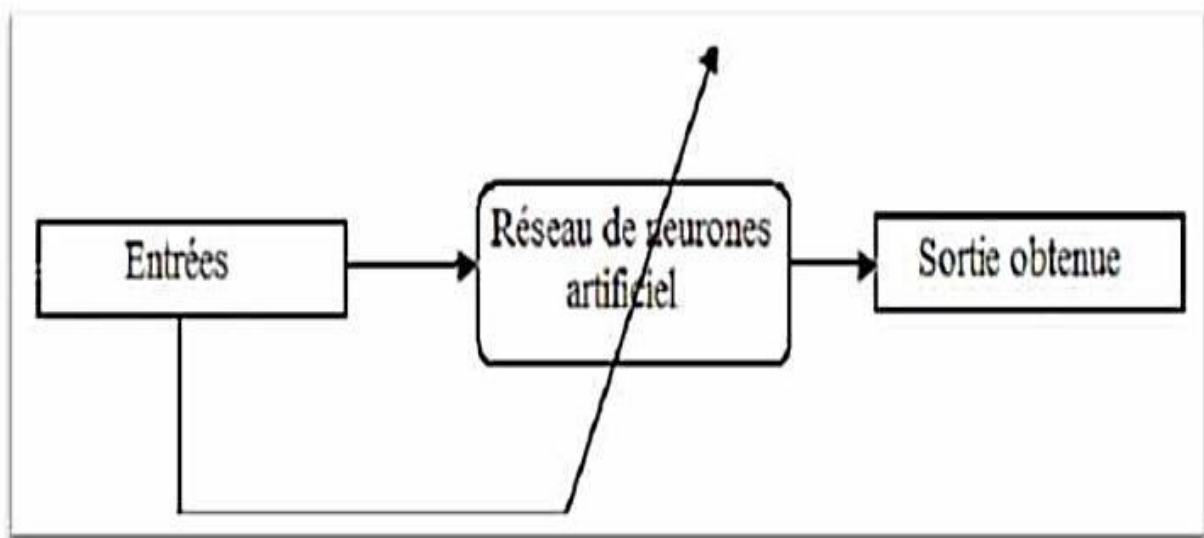


Figure (III.6) : Schéma bloc de l'apprentissage non supervisé d'un réseau de neurone

III.6.3. Apprentissage par renforcement

L'apprentissage par renforcement est utile quand une information de retour sur la qualité de la performance est fournie. Mais la conduite souhaitée du réseau n'est pas complètement spécifiée par le professeur.

III.7. Procédure de construction d'un réseau de neurones

La procédure de conception d'un réseau de neurone peut être résumée en six étapes :

- La collecte d'une base de données.
- La séparation de la base de données en trois sous ensembles (base d'apprentissage, base de validation et base de test).
- Le choix de l'architecture du réseau de neurones (nombre de couches cachées, nombre de neurones dans ces couches,...).
- Prétraitement des données.
- Entraînement du réseau de neurones sur les bases d'apprentissage et de validation.
- Mesure des performances du réseau de neurone sur la base de test.

III.8. Collecte d'une base de données

L'objectif de cette étape est de rassembler un nombre de données suffisant pour construire une base représentative de données, qui servira à l'apprentissage et au test du réseau de neurones. Cette base de données constitue l'entrée du réseau de neurones, et par conséquent c'est elle qui détermine à la fois la taille du réseau (et donc le temps de simulation), et les performances du système (capacité de généralisation).

III.9. Choix de la structure neuronale

La première chose dans l'implémentation de réseau de neurones est le comptage des variables d'entrée et de sortie du problème. On a deux variables comme entrées (V_{pv} , I_{pv}) en fonction de la l'éclairement (G) et la température (T) et une variable en sortie qui est la tension de référence. Dans notre travail, on a construit un réseau de neurones multicouches avec:

- Une couche d'entrée à deux neurones,
- Une couche cachée à dix neurones
- Une couche de sortie à un neurone.

Pour la fonction de transfert de la couche d'entrée et de celle de sortie ainsi que la couche cachée, on a utilisé la fonction sigmoïdale.

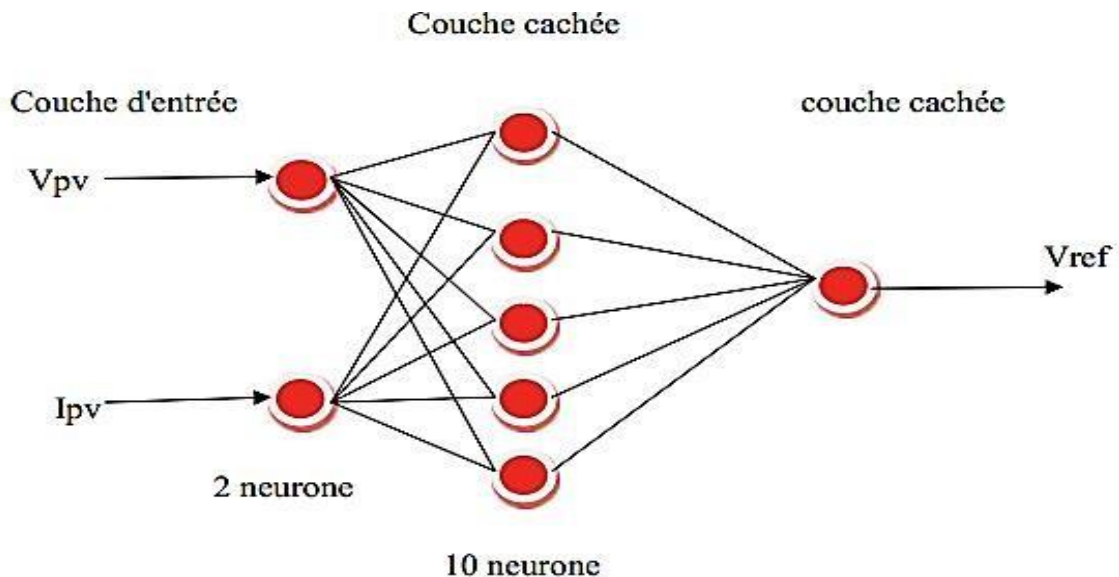


Figure (III.7) : Modèle du neurone choisi

III.10. neural network tool box nn tool)

Il s'agit d'une structure hiérarchique (certains membres de la structure de base sont eux-mêmes des structures) relativement complexe. Elle peut être visualisée lors de la création du réseaux ou plus tard

III.11. Création d'un réseau

La fonction de création d'un réseau est spécifique au modèle de réseau utilisé (newc, newlvq, etc). Pour les réseaux multicouches, la création du réseau est commandée par la fonction newff :

1/ Réseau = newff (PR, [S1 S2.....SN1] , {TF1 TF2. TFN1}, BTF , BLF , PF)
avec :

- PR : Plage des variations des entrées (affichage par minmax (p)).
Si : nombre des neurones dans la couche i, pour N1 couches.
- TFi : fonction d'activation dans la couche i, par défaut la fonction d'activation est 'tansig', elle peut être :
- Hardlim : fonctions Heaviside ; hardlims: fonctions signe ;logsig : fonction logarithme sigmoïde ;tansig : fonction tangente sigmoïde ; pureline : fonction linéaire ; satlins : Fonction linéaire a seuil.

BTF : l'algorithme d'apprentissage par paquets du réseau, la fonction BTF peut être :

- trainlm ; trainbfg ; trainoss ;

BLF : l'algorithme d'apprentissage incrémental du réseau, la fonction BLF peut être :

- Learngd : L'algorithme d'apprentissage sera la descente de gradient à taux d'apprentissage fixe ; Learngdm : version de learngd avec moment.
- PF : fonction du coût.
- mae : erreur absolu moyen ; mse : erreur quadratique moyen ;msereg : version de mse avec modérations des poids ; sse : somme des carrés des erreurs.

III.12. Comment créer un réseau neuronal artificiel ?

Une fois les vecteur d'apprentissage sont déterminé, nous procédons à l'architecture et le nombres couches cachés et nombre de neurone, plusieurs simulation vont permettre l'obtention d'un contrôleur dans la sortie neuronal est identique à la sortie donnée par la base d'apprentissage, la figure(III.17) montre formation de RNA avec MATLAB :

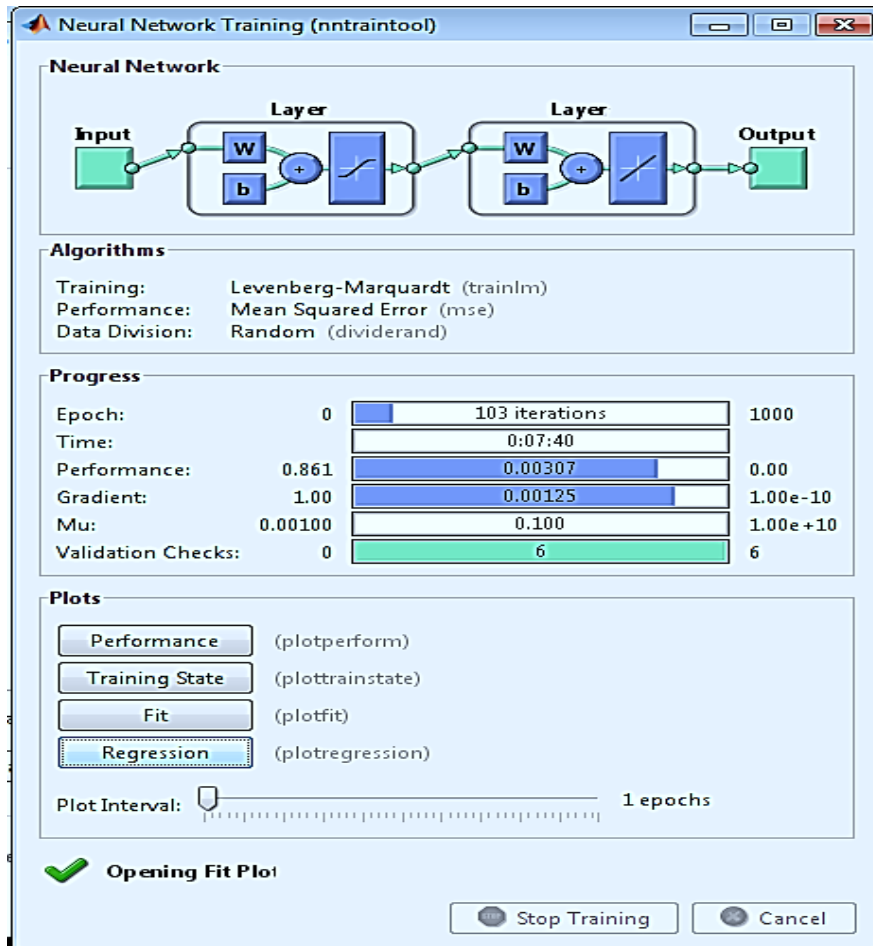


Figure (III.8) Formation ANN avec MATLAB

III.12.1. Essais sur le réseau:

On a effectué un apprentissage auto-obtention d'une erreur quadratique très petite Fig(III.18)

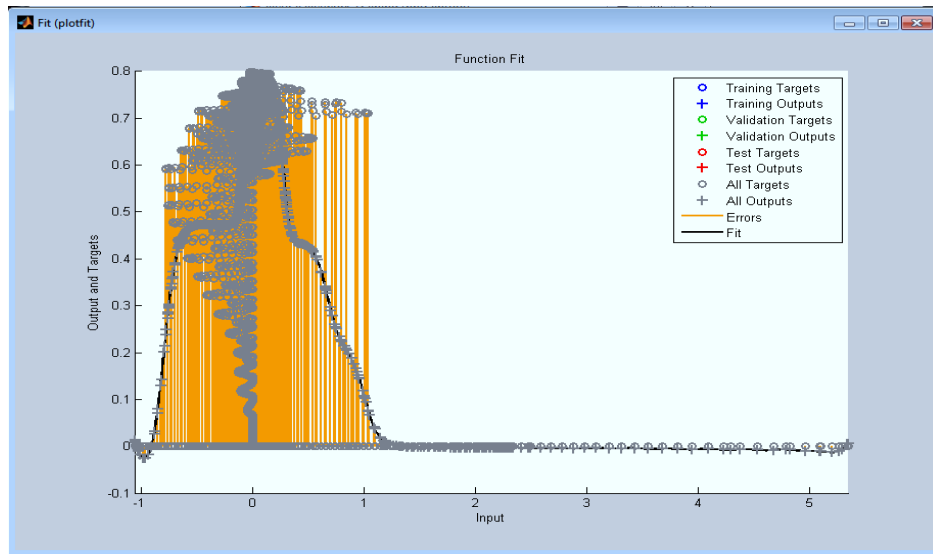


Fig.(III.9): Evaluation de l'erreur quadratique (en utilisant la méthode de LevenbergMarquardt)

III.12.2. Régression et performance

Régression et performance à partir de données expérimentales (relevés ou mesures expérimentales)

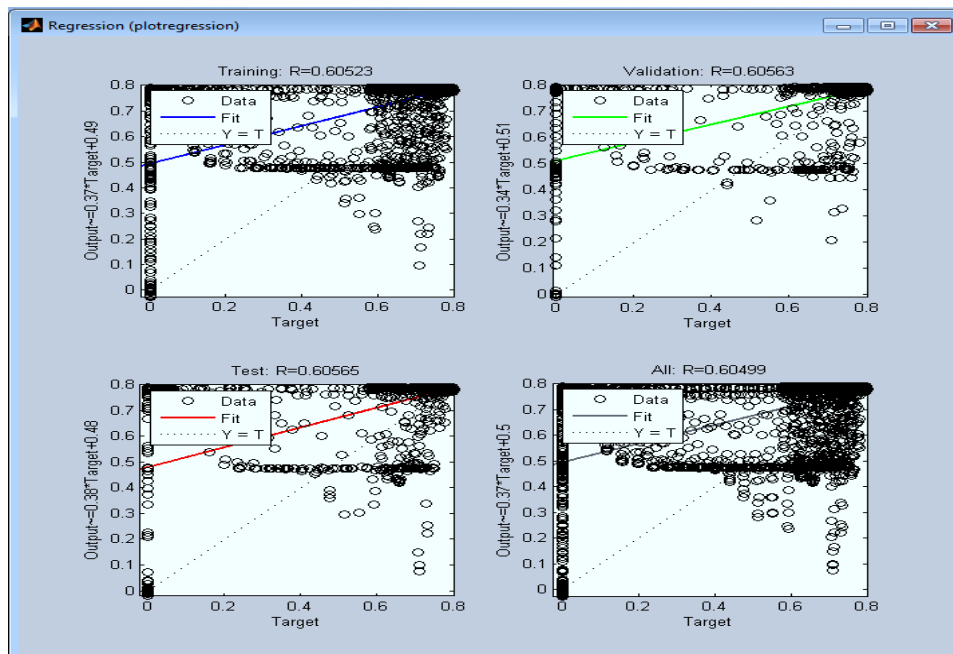


Figure:(III.10) approximation de fonctions « compliquées »

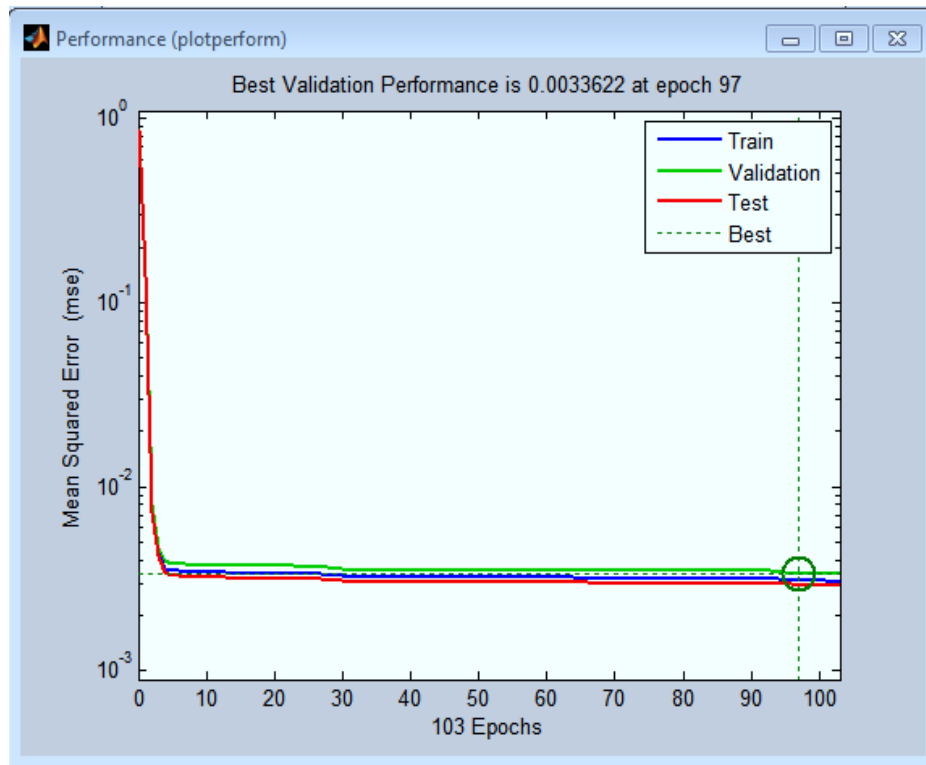


Figure:(III.11) : performance de fonctions

Création d'un Bloc du réseau de neurone artificielle dans SIMULIN:

III.13. Analyse et simulation de méthode d'extraction de puissance maximale par les RNA

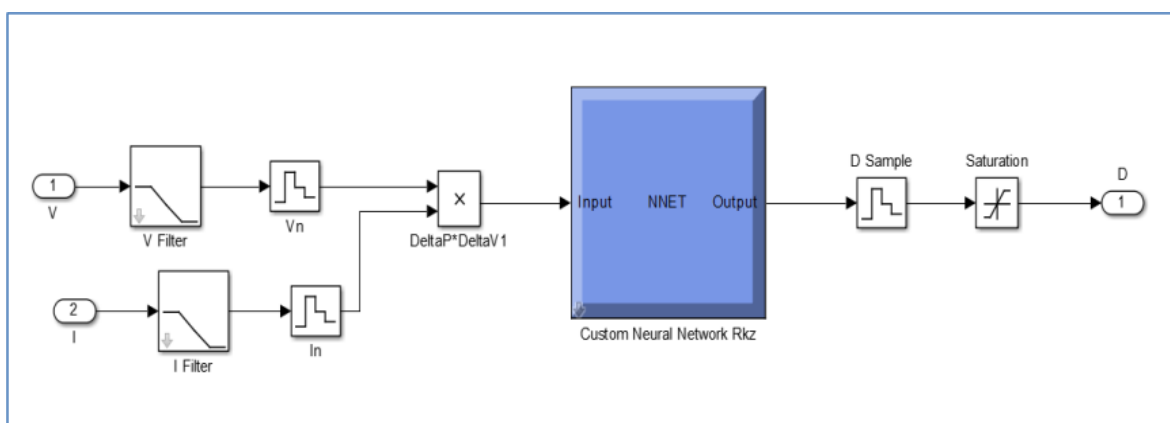


Figure (III.12) Model Simulink d'un contrôleur ANN.

III.14- La régulation

L'objectif de la commande est de pouvoir contrôler l'évolution de variables électriques.

III.14.1- Caractéristiques des régulateurs

III.14.1.a- Stabilité

Un système bouclé doit être stable. Si seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger, Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité

III.14.1. b- Précision

En régulation, la précision obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

III.14.1.c- Rapidité

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement à la variation de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation) Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus

III.14.2- Régulation PI

La régulation PI contient deux actions, proportionnelle et intégrale

III.14.2. a - Action proportionnelle

- Si K_p est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît.
- Si K_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

III.14.2.b- Action intégrale

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne. Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste l'action $U(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

Nous pouvons facilement remarquer que la combinaison $P + I$ permet, en gros, de garder l'effet bénéfique de l'action intégrale en ce qui concerne l'erreur statique et d'en éviter les inconvénients en ce qui concerne la stabilité.

III.14.3-Commande PI d'un hacheur boost multi-niveaux

Dans ce paragraphe nous étudions la commande par régulateur PI pour un hacheur Boost multi-niveaux. Ce type de commande très répandu dans l'industrie rentre dans la classe des commandes linéaires qui se basent soit sur un modèle linéaire du système pour synthétiser le contrôleur

III.14.4-Modèle linéaire du hacheur

La modélisation du hacheur vise à analyser son comportement dynamique dans le but de déterminer le correcteur convenable pour le contrôler. La synthèse des modèles des convertisseurs présente des difficultés liées à la nature même de ces derniers. Les convertisseurs sont non linéaires et à structure variable, puisqu'ils présentent plusieurs états possibles au cours d'une période de découpage. La méthode adoptée consiste à déterminer la fonction de transfert puis utiliser la méthode de pole zéro pour déterminer les valeurs des deux paramètres K_p et K_i

III.15- la simulation d'un convertisseur DC-DC multi-niveaux

Dans cette partie, nous allons simuler les circuits d'un convertisseur DC-DC (hacheur) de type Boost et d'un convertisseur DC-DC multi-niveaux à trois niveaux type Boost, les résultats sont représentés en boucle fermée utilisant la commande par PID et réseau de neurone où nous allons varier la tension d'entrée. Nous allons simuler le circuit à l'aide du programme MATLAB/SIMULINK.

III.15.1-Simulation sous l’outil MATLAB/SIMULINK avec contoluer PID

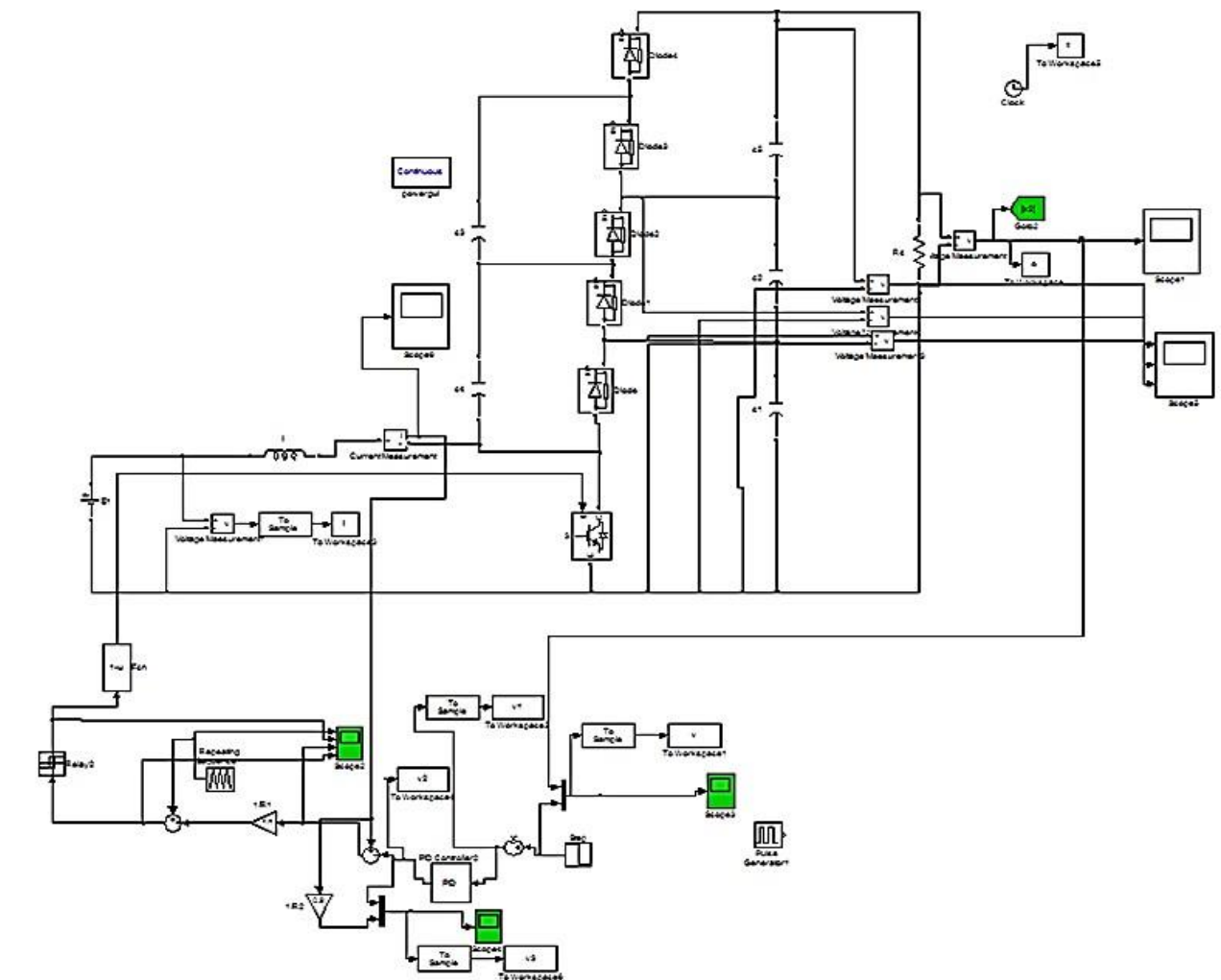


Figure (II.13) représente le schéma bloc de la simulation du hacheur boost pour trois niveau enMATLAB-SIMULINK

III.15.1.1- Résultats de simulation

III.15.1.1.a-Résultats de simulation en boucle fermé en utilisant la commande PID

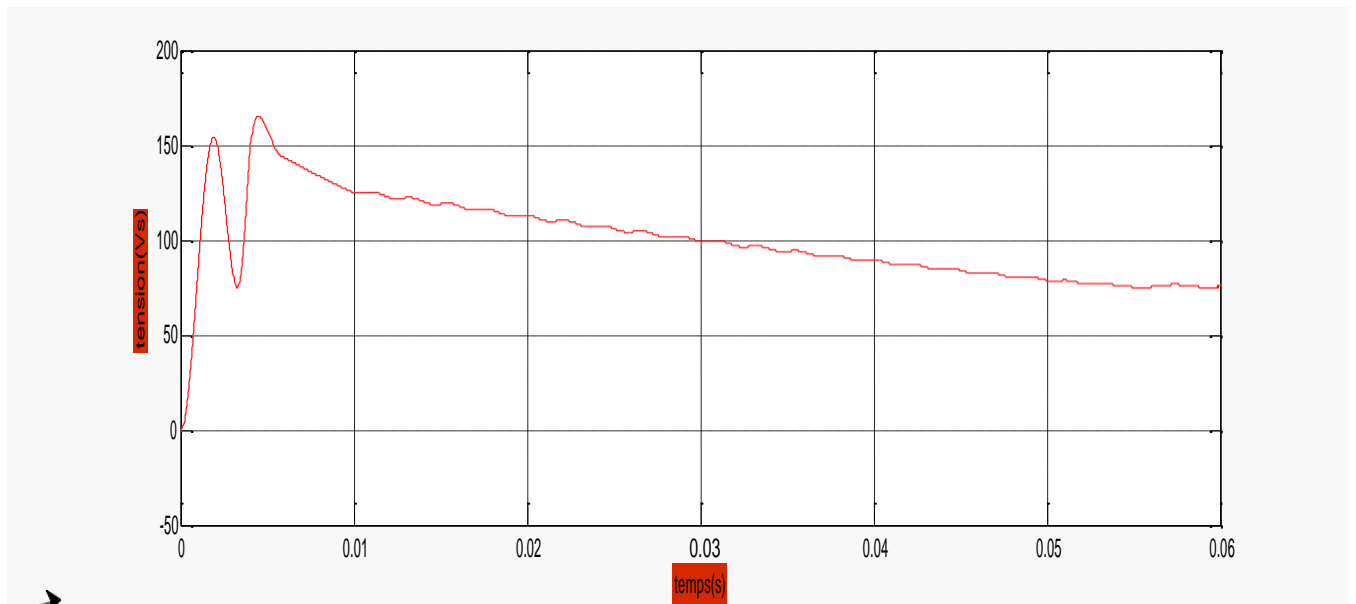


Figure (III.14) : Résultats de simulation de la tension de sortie du système(PID)

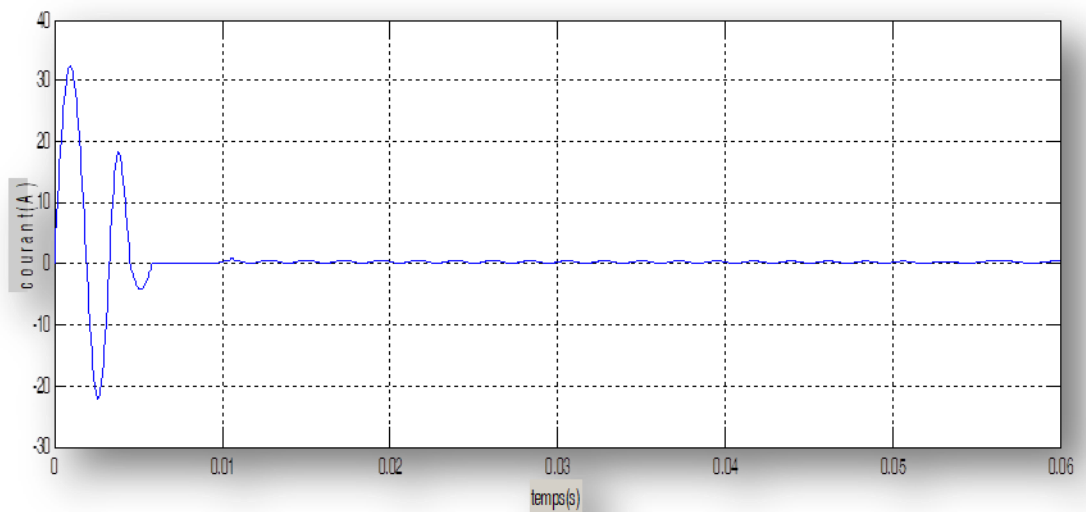


Figure (III.15) : Résultats de simulation du courant de sortie du système (PID)

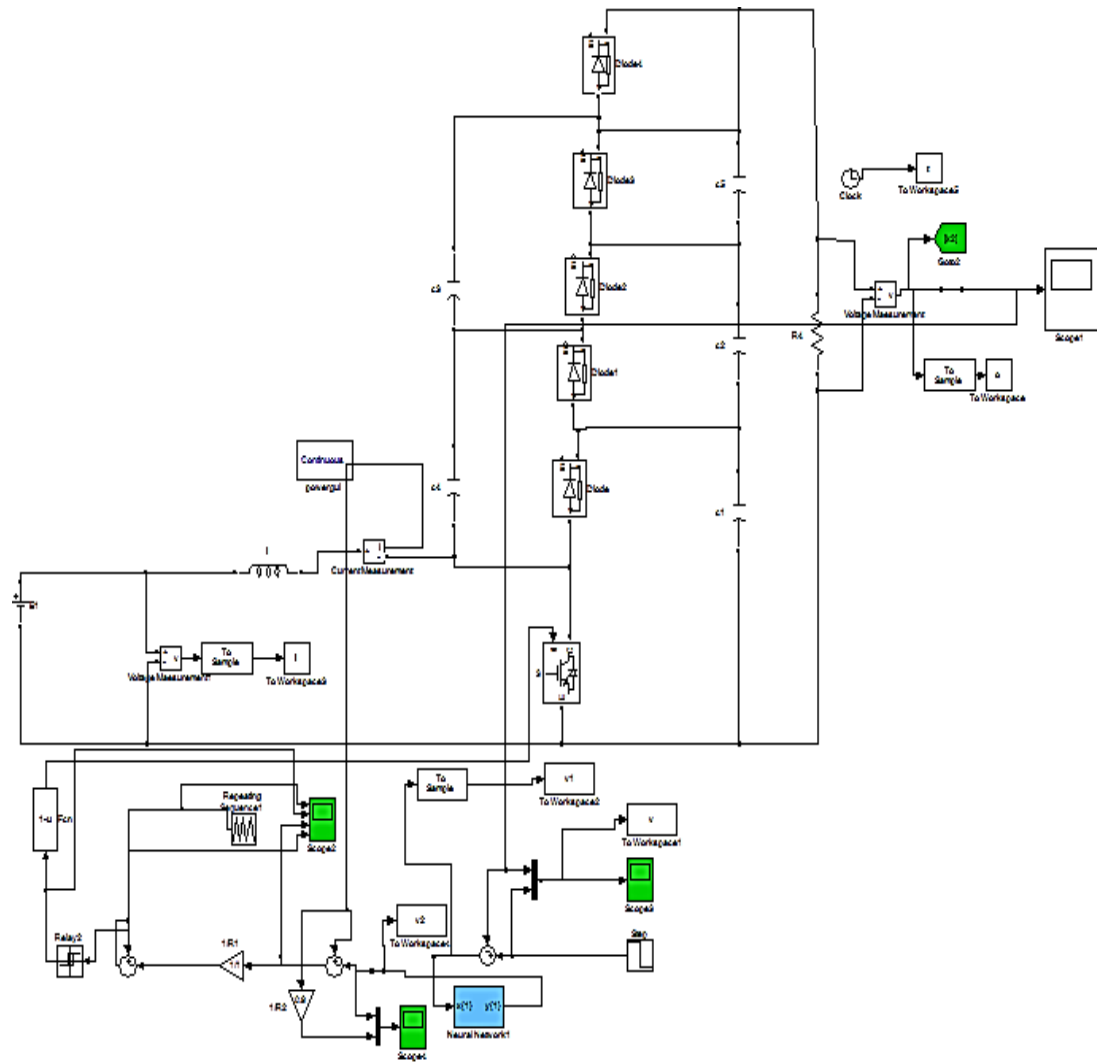


Figure (II.16) représente le schéma bloc de la simulation du hacheur boost pour trois niveau enMATLAB-SIMULINK

III.15.1.1.b .Résultats de simulation en boucle fermé en utilisant la commande ANN

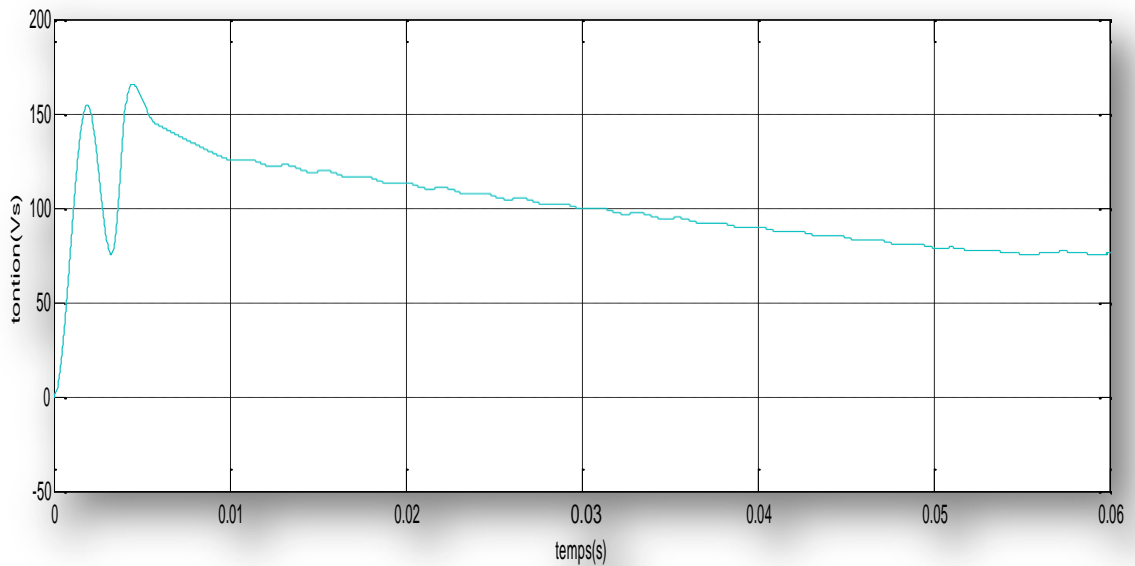


Figure (III.17) : Résultats de simulation de la tension de sortie du système(ANN)

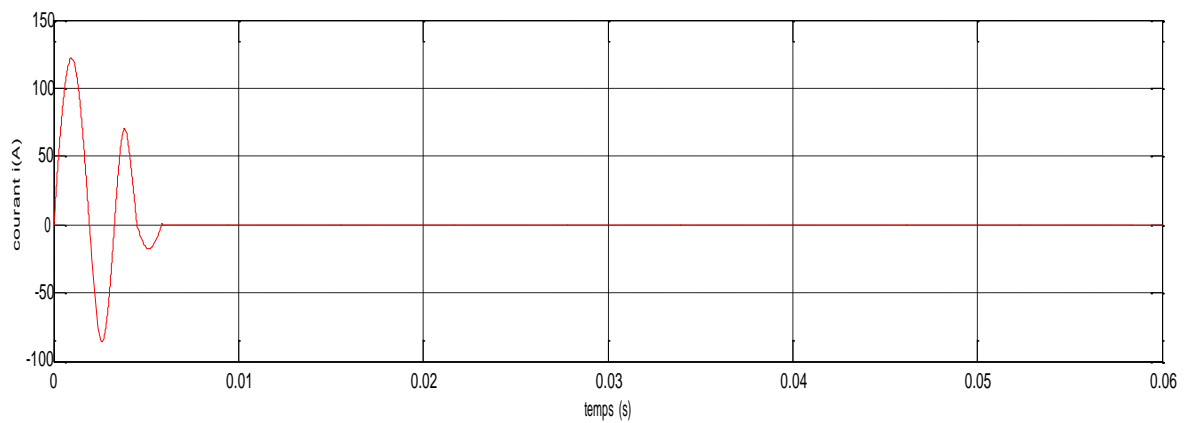


Figure (III.18) : Résultats de simulation du courant de sortie du système (ANN)

III.16- Les interprétations

Les résultats montrent les excellentes performances dynamiques du commande par ANN pour une plage de fonctionnement assez large qui a mis en évidence le caractère non linéaire du contrôleur, ainsi que elle est très prometteur puisqu'il répond de manière très satisfaisant aux critères de stabilité et de robustesse pour les variations de paramètre , des perturbations, tout en prenant en compte la non-linéarité du hacheur

Plusieurs campagnes de simulation ont été réalisées en vue de comparer les lois de commande (PI et ANN) dans différents niveaux. Les résultats obtenus pour différents niveaux de tension sont représentés sur les figures précédents Le commande ANN permet au système de rattraper la tension de référence très rapidement) et ceci avec faible ondulation. Avec le contrôleur PI, la tension de sortie rattrape la référence plus lentement. Et une faible ondulation.

Cependant, le contrôle par ANN présente deux inconvénients liés à l'erreur statique et à la variation de la fréquence de commutation du convertisseur. En fait, une erreur statique été constatée sur la tension

III.17- Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats sont obtenus dans l'environnement MATLAB Simulink. La charge est connectée pour amplifier le convertisseur continu-continu. Des travaux de simulation ont été effectués avec l'algorithme PID, puis avec un algorithme de contrôle PID de réseau neuronal, respectivement, pour évaluation et analyse de comparaison, un algorithme de réseau de neurones proposé pour le contrôle de PID dans un convertisseur boost CC / CC est présenté. La caractéristique de sortie du charge utilisant la méthode PID sur réseau neuronal est comparée à la méthode PID, et le résultat de la simulation montre que la méthode proposée donne des résultats très satisfaisants avec une bonne efficacité. Le ANN ajuste le facteur de marche en guidant immédiatement le convertisseur continu-continu en PID.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire a pour objectif de présenter et d'appliquer une commande à structure variable qui est la commande par réseau de neurone sur un convertisseur multi-niveaux de type Boost .

Afin d'aborder cette étude, nous avons établi en premier lieu une étude sur les différents convertisseurs statique (AC-DC ; DC-AC ; AC-AC ; DC-DC), définition et les différents type du chaque convertisseur en plus citer les classifications et quelques applications , les rendements de ces convertisseurs, ensuite nous avons fait une étude détailler sur les hacheurs surtout le hacheur Boost.

Dans le chapitre 2, nous avons tout d'abord présenté la modélisation l'hacheur multi-niveaux et modélisation hacheur Boost, Ensuite nous avons mis en avant le convertisseur multi-niveaux en présentant les différents modes de fonctionnement hacheur et les modèles instantanés associés. Cette modélisation aux valeurs instantanées est basée sur une analyse des équations régissant l'évolution des grandeurs d'états en fonction de l'état des interrupteurs du convertisseur.

Dans le 3ème chapitre, on a présenté des rappels théoriques de base sur la configuration de la commande par réseau de neurone, et le modèle mathématique (neurone artificiel) et architecture des réseaux de neurone et architecture des réseaux de neurones et présenté par le programme MATLAB/SIMULINK ,

Bibliographie

Bibliographie:

- [1] NETTARI Yakoub, «Commandes robustes et intelligentes des convertisseurs DC-DC», mémoire de master, Université FERHAT ABBAS -Setif1.
- [2] HAZIL Omar, «Modélisation et commande prédictive flou robuste des convertisseurs DCDC en utilisant le formalisme LMI», mémoire de master, Université de Constantine 1, 2013.
- [3] : [http://s2i.pinault-bigard.com/telechargements/category/40-genie-electrique?](http://s2i.pinault-bigard.com/telechargements/category/40-genie-electrique?Download=923:cstat-co-convertisseurs-statiques)
Download=9 23: cstat-co-convertisseurs-statiques.consulte le 12/08/2022
- [4] : <http://medias.dunod.com/document/9782100738663/Feuilletage.pdf>. Consulte le 12/08/2022
- [5] : <http://pamelard.electro.pagespersoorange.fr/fichier%20pdf/electro%20telec/chap2%20les%20convertisseurs%20.pdf>. Consulte le 12/08/2022
- [6] : http://get-couffignal.pagesperso-orange.fr/cours/cours_physique/GRADATOR.pdf. Consulte le 12/08/2022
- [7] : <http://siteelectrotechnique.free.fr/Documents%20TGE/doc%20gradateur/gradateur%20cours/GRADATEUR.pdf> consulte le 12/08/2022
- [8] : MR. MERABET A/WEHAB et MR. KHOULALENE YOUGHOURTA, « COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT D'UN CONVERTISSEUR DC/DC », mémoire de master, Université A.MIRA - Bejaïa, 2013.
- [9] : Ghania Boukerche, « Etude et Synthèse d'un Contrôleur PI et Application », mémoire de master, UNIVERSITÉ BADJI MOKHTAR- ANNABA, 2017.
- [10] : BENNACEUR YACINE, « Commande d'un convertisseur CA/CC et contrôle par différentes techniques », mémoire de master, UNIVERSITE D'EL- OUED, 2015 .
- [11] : ACHOUR Abderraouf, « Analyse et commande d'un hacheur Buck- boost », mémoire de master, Université Mohamed Khider de Biskra, 2018.
- [12] : Mohamed MERAH et Mohamed Zakaria KARI, « Conception, simulation et réalisation d'un onduleur assisté (Grid-Tie Inverter) », mémoire de master, Université Abou Bekr

Bibliographie

Belkaïd de Tlemcen, 2015.

[13] : Soltani Ali, « Etude et réalisation d'un hacheur Buck destiné à l'implémentation des commandes à base de DSP », mémoire de master, UNIVERSITE LARBI BEN M'HIDI DE

OUM EL BOUAGHI ,2016 .

[14] : http://selearn.univ_ouargla.dz2013-2014_courses_TP_ELECTRONIQUE_DE_PUIS_document_Cour_3_Hacheur.pdf. Consulté le 12/08/2022

[15] : Touaref Mostefa, « Etude et simulation d'un convertisseur AC/DC type BUCK

(Abaisseur de tension) », mémoire de master, Université Mohamed Khider Biskra ,2014.

[16] : Seif Eddine NAFFOUTI, « Dimensionnement et commande d'un hacheur parallèle alimenté par une source photovoltaïque », mémoire D'INGENIEUR, Université de Monastir,

2012.

[17] : BELKAID ABDELHAKIM, « Conception et implémentation d'une commande MPPT de haute performance pour une chaîne de conversion photovoltaïque autonome », THESE de

DOCTORAT, UNIVERSITE FERHAT ABBAS - SETIF 1. 2015.

[18] : BELFAR Mouiz eddine et SOUALMI Elyamine, « UTILISATION D'UN

CONVERTISSEUR QUASI- RESONNANT DANS UN ENTRAINEMENT ELECTRIQUE

ETUDE ET SIMULATION », mémoire D'INGENIEUR, UNIVERSITE DE M'SILA, 2007.

[19] : NETTARI Yakoub, « Commandes robustes et intelligentes des convertisseurs DCDC », Mémoire de Magister, UNIVERSITE FERHAT ABBAS — SETIF1 ,2014.

[20] ACHOUR Abderraouf, Analyse et commande d'un hacheur Buck- boost, mémoire de master:Université Mohamed Khider de Biskra, 2018.

[21] J. C. Mayo-maldonado, State Space Modeling and Control of the DC-DC Multilevel Boost Converter, article, 2010.

[22] M.Tech in Industrial Electronics, SJCE, Mysore, Modeling and Analysis of Three Level DC- DC Boost Converter for High Gain Applications: International Journal of Engineering Science and Innovative Technology (IJESIT), 2014.

[23] HANANOU FATIHA ROUABAH AICHA, Modélisation et simulation d'un système

Bibliographie

photovoltaïque, Mémoire de master académique, université KASDI MERBAH OUARGLA, 2014

[24] S. M. Ait cheikh, « Etude, Investigation et conception d'algorithmes de commande appliqués aux systèmes photovoltaïques », thèse de Doctorat d'Etat en électronique,

Ecole Nationale Polytechnique, soutenue en Décembre 2007.

[25] F. Elie, « Conception et réalisation d'un système utilisant des réseaux de neurones pour l'identification et la caractérisation, à bord de satellites, de signaux transitoires de type sifflement », thèse de Doctorat en électronique, Université d'Orléans soutenue le 23 septembre 1997 commande Appliqués aux systèmes photovoltaïques », thèse de Doctorat d'Etat en électronique, Ecole Nationale Polytechnique, soutenue en Décembre 2007.

[26] G. Dreyfus, « les réseaux de neurones », mécanique Industrielle et Matériaux, n°51,

Septembre 1998.

[27] F. Vincent, « Panorama des outils de prédiction en vue de leur application aux énergies

Renouvelables », rapport de stage de la 1ere année Master, Physique & Ingénierie

Conversion des Energies, 3 Mai– 1

Er Juin 2007.

Résumé :

De nos jours, les convertisseurs statiques comme la structure multicellulaire occupent plusieurs domaines d'applications. Cette structure possède un potentiel très important qui lui permet d'être compétitive vis-à-vis des autres structures de conversions multi-niveaux existant sur le marché et utilisées dans des applications industrielles de forte puissance. Dans ce recherché, nous avons choisi une structure multi-niveaux ce type boost, le but d'une ce recherche étudier et simulation convertisseur multi-niveaux ce type boost et De manière avancée et intelligente nous avons choser deux méthodes défèrent L'un est la Commande avec PID destinée à régler la tension de sortie à une certaine valeur fixée par l'utilisateur, l'autre est une commande par réseau de neurone qui Contrôlant la sortie de manière intelligente et très précise, nous avons présenté ces simulations par Contrôlant la sortie de manière intelligente et très précise, nous avons présenté ces simulations par MATLAB SIMULINK

Abstract:

Nowadays, convert multi-level transformers occupy several fields of application. This type of transformer have a very important characteristics that enable it to be competitive compared to other types of multi-level transformers on the market and used it in many industrial applications with high power .In this expository, we chose a "Boost" multi-level architecture, and the aim of it is to study and simulation a "Boost" multi-level transformer, yet, in order to controle it, we chose two diffrent methods. The first method is with" diffrential proportional controller"(PID) that controls the output voltage of the reference pre-set by the user .The second method by using the Neural Network "(NAN) " that controls the output in Intelligent and accurate way, also we show these simulations by MATLAB SIMILNK

ملخص

في أيامنا هذه المحولات الثابتة متعددة الخلايا تحتل عدة مجالات تطبيقية هذا النوع من المحولات تمتلك خصائص هامة جدا تمكنه من ان تكون تنافسيا بالنسبة للأنواع الأخرى من المحولات متعددة الطوابق الموجودة في السوق والمستعملة في عدة تطبيقات صناعية ذات طاقة عالية في هذا البحث اخترنا بنية متعددة الخلايا من نوع BOOST والهدف من هذا البحث هو دراسة ومحاكات محول متعدد الخلايا من نوع BOOST و التحكم فيه بطرق متعددة وذكية قمنا باختيار طريقتين مختلفتين الأولى بالمتحكم التناسبي التفاضلي التكاملية الذي يقوم بالسيطرة على توتر المخرج حسب قيمة المرجع المحدد مسبقا من طرف المستخدم أما الثانية بواسطة الشبكة العصبونية(NAN) التي تسطر على المخرج بطريقة ذكية و جد دقيقة وقمنا بعرض هذه المحاكات بواسطة MATLAB SIMULINK