

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE

SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DE M'SILA

FACULTÉ DES SCIENCES ET DES SCIENCES DE L'INGÉNIORAT



DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME

D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

THEME

**Réglage par contrôleur flou
d'un entraînement électrique**

« un hacheur à GTO-MCC »

Proposé et dirigé par :

M^{me}. BELOUNIS Ouassila

Présenté par :

LAMARA Mohamed

BELAZZOUG khaled

Année Universitaire 2008/2009

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION: ELECTROMECHANIQUE

Proposé et dirigé par : *M^{me}: O. BELOUNIS*

Présenté par : *LAMARA mohamed*
BELAZZOUG khaled

Thème :

**Réglage par contrôleur flou
d'un entraînement électrique
« un hacheur à GTO-MCC »**

Résumé :

Les entraînements électromécaniques à vitesse variable, constitue l'application la plus importante et la plus vaste de l'électronique industrielle. Le fait que généralement amenés à varier fréquemment les vitesses des mécanismes, le moteur à courant continu est le plus approprié.

Dans ce travail on propose de faire l'étude de l'association d'un hacheur à base de GTO-M.C.C,

Nous commençons la régulation de l'association par un régulateur de type PI

Afin d'améliorer les performances du réglage, on utilise un autre type de commande. Il s'agit d'un régulateur flou PI.

Enfin, des résultats de simulation sont présentés pour montrer la faisabilité de ces techniques de réglage.

Mots Clés:

Hacheur à GTO – Moteur à courant continu - Régulateur PI – Régulateur flou – Simulation

Remerciement

Avant tout, nous remercions le bon Dieu tout puissant qui nous a donné à la foi, du courage et de la patience afin d'accomplir ce modeste travail.

*Nous tenons à remercier aussi notre promotrice **M^{me}.BELOUNIS OUASSILA** pour avoir accepté de nous encadrer et pour les efforts qu'elle a déployés, pour nous aider, conseiller, encourager avec une grande gentillesse durant toute cette période.*

Nous remercions les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail et pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce dernier.

Nous n'oublions pas de remercier tous les enseignants qui ont contribué à notre formation.

Et enfin nous remercions l'ensemble des collègues de notre promotion, et surtout mon binôme qui m'a aidés à réaliser ce modeste travail.

Mohamed & Khaled



Sommaire

Notation.....	1
Introduction générale.....	4
<u>Chapitre I :</u>	
Généralités sur les semi-conducteurs	
Introduction	6
I.1) Les différents types des sources	7
I.1.1) Définitions et représentations	7
I.1.2) Forme d'onde	8
I.1.3) Amélioration ou changement de nature d'une source	9
I.2) Les charges	10
I.3) Les interrupteurs en électronique de puissance	10
I.3.1) Diode	10
I.3.2) Transistor	11
I.3.3) Thyristor	12
I.3.4) Le thyristor GTO	13
I.3.4.a) Symbole et Description	13
I.3.4.b) Structure	14
I.3.4.c) Fonctionnement et Caractéristiques.....	15
I.3.4.d) Avantages des thyristors GTO.....	16
I.3.4.e) Domaine d'application.....	17
I.3.4.f) Choix du GTO	17
Conclusion.....	18
<u>Chapitre II :</u>	
Conversion continu-continu	
Introduction	19
II.1) Les hacheurs directs	19
II.1.1) Hacheur série.....	20
II.1.2) Hacheur parallèle	22

II.1.3) Hacheur réversible.....	24
II.1.3.1) Hacheur réversible en courant.....	24
II.1.3.2) Hacheur réversible en tension	25
II.1.3.3) Hacheur réversible en tension et en courant (pont)	26
II.2) Hacheur à liaison indirecte	28
II.2.1) Hacheur à stockage inductif	28
II.2.2) Hacheur à stockage capacitif.....	31
II.3) Simulation	34
II.3.1) Hacheur série.....	34
II.3.2) Hacheur parallèle.....	36
II.3.3) Hacheur réversible en tension	38
Conclusion.....	40

Chapitre III :

Etude de système en boucle fermée

Introduction	41
III.1) Définition d'un régulateur	41
III.2) Fonction d'un régulateur.....	41
III.3) Régulation en cascade	42
III.4) Configuration des circuits de réglage de vitesse d'un moteur à courant continu avec convertisseur de courant	43
III.5) Fonction de transfert du moteur a courant continu	44
III.5.1) Fonction de transfert de la partie électrique.....	44
III.5.2) Fonction de transfert de la partie mécanique	44
III.5.3) Calcul des paramètres statiques du moteur.....	45
III.5.4) Résultat de la simulation de moteur à courant-continu.....	47
III.6) Le convertisseur utilise	48
III.6.1) Fonction de transfert du convertisseur.....	48
III.6.2) Schéma bloc de l'ensemble Convertisseur-Moteur à courant continu.....	49
Interprétation	51
III.7) Etude de la boucle de courant	51
Introduction	51
III.7.1) Capteur de courant d'induit	52
III.7.1.1) Calcul du facteur de transfert.....	52

III.7.1.2) Calcul le constante de temps T_{CC}	52
III.7.1.3) Fonction de transfert du capteur de courant.....	53
III.7.2) Synthèse de la boucle de courant	53
III.7.3) Détermination des paramètres du régulateur de courant par la méthode de l'optimum symétrique	53
III.8) Etude de la boucle de vitesse	55
Introduction	55
III.8.1) Capteur de vitesse	55
III.8.1.1) Facteur de transfert du capteur de vitesse	55
III.8.1.2) La fonction de transfert du capteur de vitesse	55
III.8.2) Synthèse de la boucle de vitesse	56
III.8.3) Détermination des paramètres de régulateur de vitesse	56
III.9) Schéma bloc complet de la régulation en cascade de l'association hacheur à GTO -moteur à courant continu	57
Interprétation	61
Conclusion.....	61

Chapitre IV :

Réglage par contrôleur flou

Introduction	62
IV.1) Historique	63
IV.2) Ensembles flous	64
IV.3) Variables linguistiques.....	65
IV.4) Fonction d'appartenance.....	66
IV.5) Opérations sur les ensembles flous.....	67
IV.6) Propriétés des opérations sur les sous-ensembles.....	68
IV.7) Relations floues	69
IV.7.1) Opérations sur les relations floues.....	69
IV.7.2) Les implications floues	71
IV.8) Schéma d'une commande floue	72
IV.9) Structure d'une commande floue	73
IV.9.1) Bases de règles et définitions.....	74
IV.9.1.1) Partition floue	74

IV.9.1.2) Bases de règles.....	75
IV.9.2) Interface de fuzzification	76
IV.9.3) Mécanismes d'inférence.....	77
IV.9.4) Interface de défuzzification	78
IV.10) Application de la logique floue a la commande de la MCC.....	79
IV.10.1) Synthèse du régulateur	80
IV.10.2) Les fonctions d'appartenance des variables linguistiques.....	80
IV.10.3) Les Bases de règles	81
IV.10.4) Régulateur floue PI de courant	82
IV.10.5) Régulateur floue PI de vitesse	82
IV.11) Schéma bloc complet de la régulation floue moteur à courant continu.....	83
IV.12) Les résultats de simulations	84
IV.13) Comparaison des résultats de simulation entre régulateur floue PI et régulateur (PI)	85
Conclusion générale	88
Annexes	
Bibliographique	

NOTATION

symbole	Notation
D	Diode.
A	Anode.
K	Cathode.
Th	Le thyristor.
G	Gâchette.
P	La jonction positive.
N	La jonction négative.
i_G (A)	Le courant de gâchette.
i_A (A)	Le courant anode cathode.
U_{AK} (V)	La tension entre anode et cathode.
U_{GK} (V)	La tension entre la gâchette et cathode.
T	Le transistor.
E	Émetteur
B	Base
C	Collecteur
t_q (μS)	Le temps désamorçage.
GTO	Le thyristor (Gate Turn Off)
J_A	La jonction d'anode.
J_C	La jonction de commande.
i_{GF} (A)	Le courant de gâchette positif
t_d (S)	Le temps de retard
t_{fv}	Le temps de décroissance.
t_{gt} (S)	Le temps d'amorçage de GTO.
U_{AKON} (V)	la chute de tension aux bornes de GTO.
i_{GON} (A)	courant de fermeture.
U (V)	la tension d'entrée
I (A)	Le courant d'entré

u' (V)	la tension de sortie.
i' (A)	Le courant de sortie.
K_1, k_2, K'_1, k'_2	Sont des interrupteurs.
$i_{K_1}, i_{k_2}, i_{K'_1}, i_{k'_2}$ (A)	Courant dans chaque interrupteur.
$u_{K_1}, u_{k_2}, u_{K'_1}, u_{k'_2}$ (V)	La tension aux bornes de chaque interrupteur.
U , et U' (V)	la tension moyenne d'entrée, et de sortie.
I , et I' (A)	Le courant moyenne d'entré, et de sortie.
α	Le rapport cyclique de hacheur.
L (H)	L'inductance.
C (F)	Capacité.
u_D (V)	La tension aux bornes de la diode.
i_D (A)	Le courant de la diode.
u_T (V)	La tension aux bornes du thyristor
u_c (V)	La tension aux bornes de la charge (Capacité).
u_L (V)	La tension aux bornes de la charge (L'inductance).
i_c (A)	Le courant de charge (Capacité).
i_L (A)	Le courant de charge (L'inductance).
E (V)	La force électromotrice.
Th_1, Th_2	Les thyristors
D_1, D_2	Les diodes
G_1, G_2, \dots, G_7	Des Fonctions de transfert
G_R	Fonction de transfert de régulateur
G_{cc}	Fonction de transfert de capteur de courant
G_{con}	Fonction de transfert de convertisseur
G_{RC}	Fonction de transfert de régulateur de courant
G_{CV}	Fonction de transfert de capteur de vitesse
h	Coefficient d'amplification de régulateur de courant
h'	Coefficient d'amplification de régulateur de vitesse
L_a (H)	L'inductance de l'induit
R_a (Ω)	Résistance de l'induit
I_a (A)	Courant de l'induit
J	Moment d'inertie

K	Coefficient de moteur
M	Moteur à courant continu
w (rad/s)	Vitesse de rotation
w_n (rad/s)	Vitesse de rotation nominale
W_{cbi}	La fréquence de coupure de boucle de courant
P	Opérateur de Laplace
\emptyset	Flux magnétique
T	Période de hachage
T	Constantes de temps de régulateur de courant
T'	Constantes de temps de régulateur de vitesse
T	Constant de temps électromécanique
T_1, T_2, T'_1, T'_2	Les constantes du temps de fonction de transfert standard
t (S)	Temps
T_{cc}	Constant de temps
T_{cm}	Constante de temps de convertisseur de courant
T_e	Constant de temps électrique
K_m	Coefficient électromagnétique
K_{cc}	Facteur de transfert de courant
K_{CV}	Facteur de transfert de vitesse
K_{con}	Coefficient de convertisseur statique
C_m (N.m)	Couple moteur
C_r (N.m)	Couple résistant
C_n (N.m)	Couple nominale
μ	Fonction d'appartenance
e	Erreur
Δe	Variation de l'erreur
u	La commande
Δu	Variation de la commande
x	Variable d'état
\bar{y}	centre de gravite
FLC	Fuzzy logic controller



Table des figures

Chapitre I :

Figure (I.1) Représentation d'une source de tension.....	7
Figure (I.2) Représentation d'une source de courant	8
Figure (I.3) Les formes d'ondes des sources.....	9
Figure (I.4) Changement de nature d'une source	10
Figure (I.5) Représentation schématique et caractéristique Statique d'une diode	11
Figure (I.6) La structure et le symbole d'un transistor bipolaire	12
Figure (I.7) Représentation schématique et la caractéristique statique d'un thyristor	13
Figure (I.8) Représentation symbolique et caractéristique du GTO	14
Figure (I.9) Structure d'un thyristor GTO.....	15
Figure (I.10) Les formes d'ondes des tensions et des courants à la fermeture	15
Figure (I.11) Détermination les performances électriques et fréquentielles pour chaque famille de composants en silicium.....	17

Chapitre II :

Figure (II.1) Convertisseur continue-continue	19
Figure(II.2) Hacheur série	21
Figure(II.3) Hacheur parallèle.....	23
Figure (II-4) Hacheur réversible en courant.....	25
Figure (II.5) Hacheur réversible en tension	26
Figure (II.6) Hacheur en pont.....	27
Figure (II.7) Hacheur à stockage inductif	29
Figure (II.8) Hacheur à stockage capacitif.....	31
Figure (II.9) Modèle simulink de simulation du hacheur série à GTO	34
Figure (II.10) Détails de bloc (PLECS circuit)	34
Figure (II.11) La tension aux bornes de la charge.....	34
Figure (II.12) Le courant aux bornes de la charge	35
Figure (II.13) La tension aux bornes de GTO	35
Figure (II.14) Modèle simulink de simulation du hacheur série à GTO	35

Figure (II.15) Détails de bloc (PLECS circuit)	36
Figure (II.16) La tension aux bornes de la charge	36
Figure (II.17) Le courant aux bornes de la charge	36
Figure (II.18) La tension aux bornes de GTO	37
Figure (II.19) Modèle simulink de simulation du hacheur série à GTO	37
Figure (II.20) Détails de bloc (PLECS circuit)	37
Figure (II.21) La tension aux bornes de la charge.....	38
Figure (II.22) Le courant aux bornes de la charge	38
Figure (II.23) La tension aux bornes de GTO	38
<u>Chapitre III :</u>	
Figure (III-1) Régulation en cascade.....	42
Figure (III.2) Schéma de principe d'un réglage de vitesse d'un moteur à courant continu, alimenté par un convertisseur de courant.....	43
Figure (III.3) Schéma bloc du Moteur à courant continu.....	46
Figure (III.4) Marche à vide ($U_{ind}=220v$; $C_r =0 N.m$)	47
Figure (III.5) Marche en charge ($U_{ind}=220v$; $C_r=2.127N.m$)	47
Figure (III.6) Caractéristique idéale du convertisseur utilisé	48
Figure (III.7) Schéma bloc de l'ensemble moteur –convertisseur.....	49
Figure (III.8) Marche en charge ($U_{ind}=220v$; $C_r=2.127N.m$)	50
Figure (III.9) Marche à vide avec variation de vitesse ($U_{ind}=110v$; puis à $t=5s$; $U_{ind} =220v$) et perturbation($t=2,5s$; $t=7,5s$)	50
Figure (III.10) Schéma bloc de régulation de courant	53
Figure (III.11) Le schéma bloc final de l'association convertisseur-MCC.....	56
Figure (III.12) Schéma bloc complet de la régulation en cascade de l'association « hacheur à GTO -moteur à courant continu ».....	58
Figure (III.13) Marche en charge ($U_{ind}=220v$; $C_r=2.127N.m$)	59
Figure (III.14) Marche en charge, avec changement de sens de rotation ($t= 5 s$),	59
Figure (III.15) Marche à vide avec variation de vitesse ($U_{ind}=110v$, puis à $t=5s$; $U_{ind} =220v$)	60
Figure(III.16) Marche en charge avec variation de vitesse ($U_{ind}=110v$; puis à $t=5s$; $U_{ind} =220v$)	60

Chapitre VI :

Figure (IV.1) Fonction d'appartenance : (a) logique classique : (b) logique floue	65
Figure (IV.2) Représentation floue de la variable Vitesse	66
Figure (IV.3) Forme des fonctions d'appartenance usuelles.....	67
Figure (IV.4) Schéma de la commande floue	73
Figure (IV.5) Structure d'une commande floue.....	74
Figure (IV.6) Méthode de fuzzification pour une mesure exacte	76
Figure (IV.7) Méthode de fuzzification pour une mesure incertaine	77
Figure (IV.8) Schéma bloc de régulation par régulateur flou	80
Figure (IV.9) Fonctions d'appartenance des variables linguistiques de l'erreur	81
et la variation de l'erreur	
Figure (IV.10) Fonctions d'appartenance des variables linguistiques de commande.....	81
Figure (IV.11) Régulateur floue (PI) de courant.....	82
Figure (IV.12) Régulateur floue(PI) de vitesse.....	82
Figure (IV.13) Schéma bloc complet de la régulation floue moteur à courant continu.....	83
Figure (IV.14) Marche à vide ($U_{ind}=220v$; $C_r =0$ N.m)	84
Figure (IV.15) Marche à vide ($U_{ind}=220v$); puis en charge (à $t=5$ s).....	84
Figure (VI.16) Marche à vide ($U_{ind}=220v$); puis en charge (à $t=5$ s)	85
Figure (VI.16) Marche à vide ($U_{ind}=220v$); puis en charge (à $t=5$ s)	86
Figure (VI.16) Marche à vide ($U_{ind}=220v$); puis en charge (à $t=5$ s)	87

Introduction générale :

Le développement des machines électriques est basé sur des caractéristiques bien définies dans ce cas on trouve que les applications industrielles ou la traction électrique nécessitant la vitesse variable, utilisent des machines à courant continu, car elles sont plus flexibles à commander.

La commande des moteurs à courant continu est considérée comme étant facile à réaliser et ceci à un coût moindre que ceux des moteurs à courant alternatif. On peut varier très rapidement la tension continue tout en disposant d'une puissance de commande très faible.

Les performances des composants semi-conducteurs de l'électronique de puissance (diodes, thyristors, GTO, transistors) ont ensuite permis de réaliser de telles conversions, cette conversion est réalisée avec des convertisseurs statiques, qui sont les dispositifs à composants électroniques capables de modifier la tension et/ou la fréquence de l'onde électrique.

Le hacheur est le seul convertisseur statique qui a lieu direct avec le semi-conducteur en donnant la possibilité d'examiner leur performance de commutation et de puissance à la fois suivant le type du semi-conducteur utilisé.

Pour régler la vitesse de la machine à courant continu on fait appel à des régulateurs classiques de type PI. Les performances de ce dernier restent souvent limitées en raison de la complexité réelle du système à commander (non linéarité, variation des paramètres...)

Afin de remédier les inconvénients cités ci avant, on introduit la régulation par logique floue. Les bases de cette théorie généralisent la notion d'appartenance d'un objet d'un ensemble donné. De plus, les systèmes à base de logique floue s'appuient sur une base de connaissance et sur des règles de traitement de celles-ci. Ainsi un régulateur flou permet de traiter des idées humaines souvent incertaines.

Dans ce mémoire nous nous proposons de faire l'étude approfondie d'une association d'un hacheur - moteur à courant continu.

La structure du mémoire est représentée en une introduction générale et quatre chapitres et une conclusion générale, suivie l'annexe, est détaillé comme suit :

- Le premier chapitre est consacré aux généralités sur les semi-conducteurs et leurs caractérisations.
- Le deuxième chapitre consacré aux structures des convertisseurs continu-continu avec une présentation de différents types des hacheurs.
- Dans le troisième chapitre on fera l'étude du système en boucle fermée avec la simulation du moteur à courant continu après le calcul des régulateurs de courant et de vitesse, on procède à la simulation de l'ensemble à base des schémas blocs.
- Dans le quatrième chapitre nous donnons les notions de base sur la logique floue juste nécessaires pour notre application, une logique qui permet de traiter mathématiquement des données incertaines et imprécises, et nous appliquerons la régulation par logique floue sur la machine à courant continu

Introduction :

Le principe des convertisseurs statiques est basé sur la commutation de courants entre les mailles d'un circuit électrique de puissance. Ces commutations sont réalisées au moyen d'éléments semi-conducteurs de puissance fonctionnant comme interrupteur.

Un interrupteur semi-conducteur, comme un interrupteur mécanique, équivaut à une résistance :

- Très faible lorsqu'il est fermé
- Très forte lorsqu'il est ouvert

Les semi-conducteurs de puissance actuellement sur le marché remplissent partiellement la fonction d'interrupteur. En effet, leur caractéristique de fonctionnement se limite à deux ou trois branches de celle interrupteur idéal. De plus, les éléments semi-conducteurs de puissance se différencient par leur possibilités ou non de commande

- Commande à la fermeture (enclenchement),
- Commande à l'ouverture (déclenchement).

Les éléments semi-conducteurs de puissance peuvent être classés selon leurs possibilités de commande.

Pour les éléments les plus utilisés, on peut définir trois classes de semi-conducteurs de puissance

- Éléments non commandables (diodes) ,
- Éléments commandables à la fermeture (thyristors, thyristors asymétriques, thyristors à conduction inverse, triacs)
- Éléments commandables à la fermeture et à l'ouverture (transistors bipolaires, transistors MOS, IGBT, GTO).

Les circuits de commandes des éléments semi-conducteurs de puissance jouent un rôle essentiel dans la fiabilité des équipements de puissance.

Les circuits de commandes sont différents selon l'élément employé. Ils doivent généralement assurer une isolation galvanique entre la haute tension liée à l'élément de puissance et le circuit de réglage et de commande [1].

Avant d'aborder l'étude des montages à semi-conducteurs quelques rappels sur les sources, les

charges, et les Semi-conducteurs, nous indique simplement les caractéristiques à l'état passant et à l'état bloqué et indiquons ce qui permet de passer d'un état à l'autre.

I.1) Les différents types des sources :

En électronique de puissance, la caractérisation des générateurs et des récepteurs est plus délicate, car les commutations des semi-conducteurs du convertisseur auquel ils sont reliés imposent de brusques variations aux courants qui les traversent ou aux tensions à leurs bornes[1].

Ces brusques variations altèrent sensiblement les courants et les tensions de générateurs et des récepteurs.

il faut donc définir le comportement de ceux-ci en présence de signaux (hachés).

I.1.1) Définitions et représentations :

❖ Source de tension :

Un générateur ou un récepteur est dit de tension si la forme d'onde de la tension à ses bornes n'est pas affectée par le courant qui le traverse, en particulier par les rapides variations de courant lors des commutations. On le représente (figure (I.1)) par un cercle portant à l'intérieur le symbole (=) s'il est de tension continue, le symbole (~) s'il est de tension alternative ou bien par un cercle traversé par un trait dans le sens de passage de courant [2].

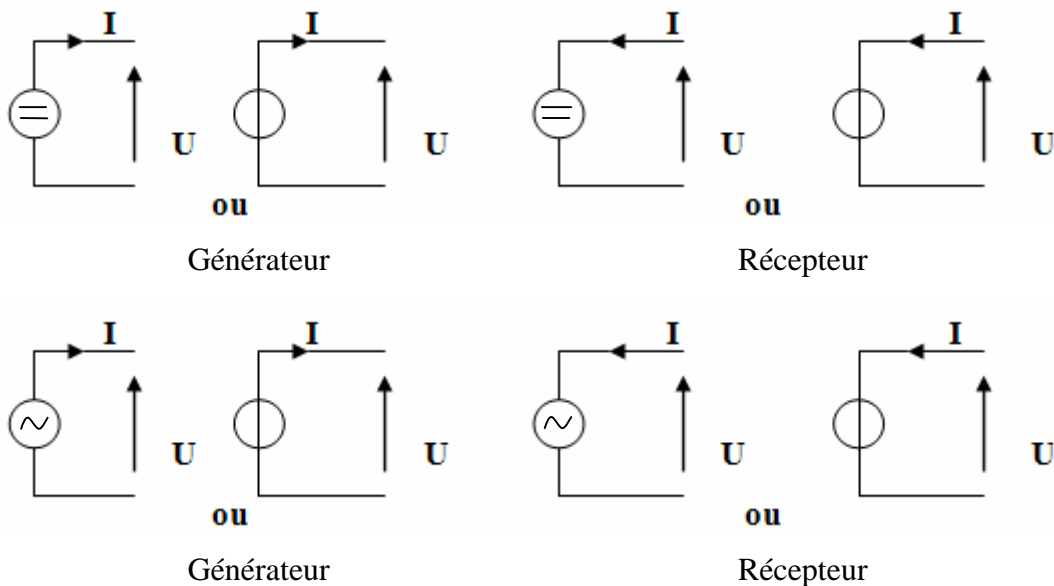


Figure (I.1) Représentation d'une source de tension

❖ Source de courant :

Un générateur ou récepteur est dit de courant si la forme d'onde de courant qui la traverse n'est pas affectée par les variations à ses bornes, en particulier lors des commutations. On le représente par deux cercles (figure (I.2)) avec dans l'un d'eux le symbole (=) ou (~) ou bien par un seul cercle traversé par un trait perpendiculaire au sens du passage de courant [2].

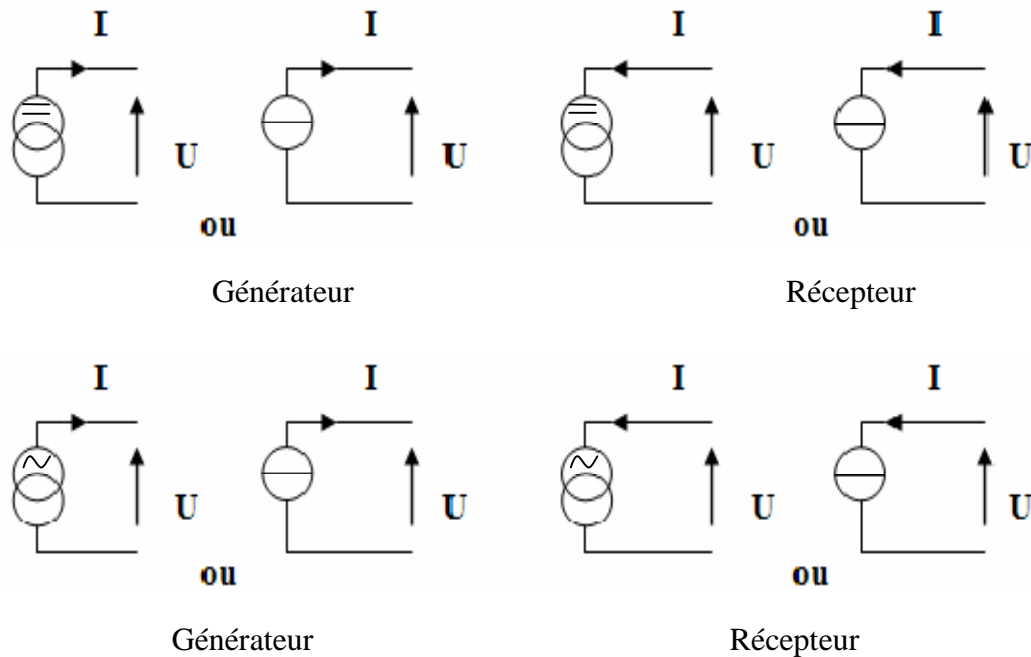


Figure (I.2) Représentation d'une source de courant

I.1.2) Forme d'onde :

La forme d'onde de la compasnte utile de la tension ou du courant qu'on souhaite trouver à un accès est à priori quelconque. mais dans l'étude du principe de fonctionnement des différents convertisseurs on s'en tient le plus souvent :

- au continu constant
- à l'alternatif sinusoidal

les exemples de formes d'ondes pour des générateurs ou des récepteurs parfaits :

- S'ils sont de tension continue ou sinusoidale, la tension à leurs bornes restes constante ou sinusoidale, même si le courant présente de brusques variations (on a pris ici par exemple des courants formés de créneaux rectangulaires) ;

- S'ils sont de courant continu ou sinusoïdal, leur courant reste constant ou sinusoïdal, quelle que soit la tension à leurs bornes. Ici on a représenté des tensions formées de créneaux rectangulaires [3].

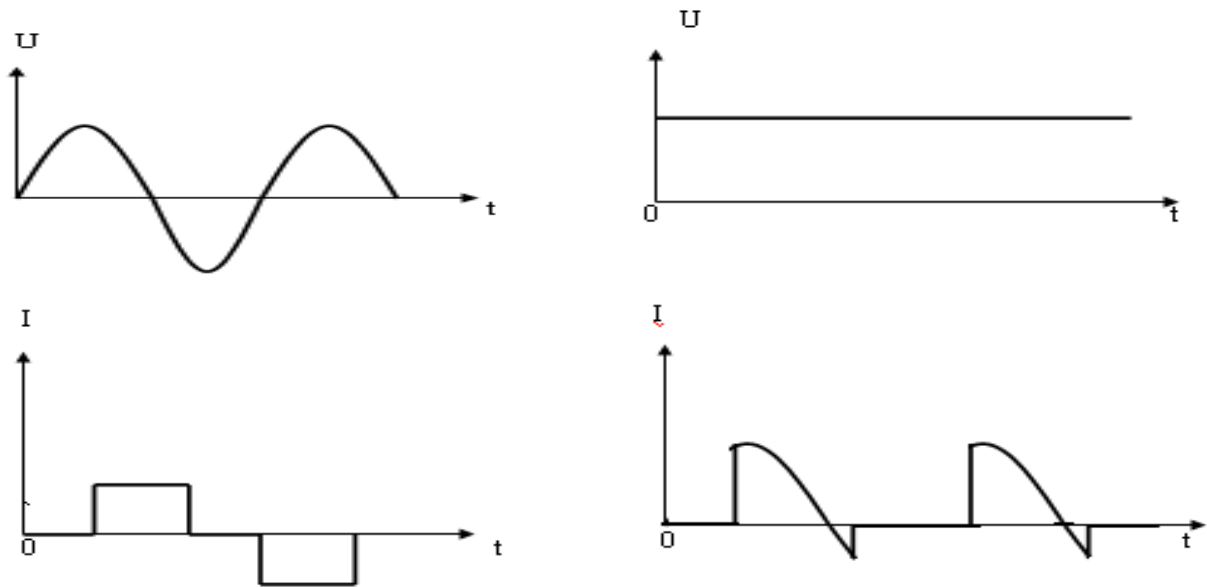


Figure (I.3) Les formes d'ondes

I.1.3) Amélioration ou changement de nature d'une source :

❖ Amélioration :

Pour améliorer une source de courant continu, il faut augmenter son inductance en ajoutant une inductance supplémentaire en série.

Plus l'inductance totale L est grande, mieux la f.é.m. d'inductance, $L \frac{di}{dt}$, s'oppose aux variations du courant i sous l'effet des variations de la tension U .

Pour améliorer une source de tension continue, il faut diminuer son impédance apparente. Pour cela, on dérive un condensateur à ses bornes.

Ce condensateur empêche les discontinuités de la tension U , fournit du courant quand U diminue, en absorbe quand U augmente, réduisant ainsi les effets sur U des variations de i [3].

❖ Changement de nature :

Pour obtenir une source de courant continu à partir d'une source de tension continue, il suffit de mettre en série avec celle-ci une inductance L suffisante la figure (I.4.a).

L'inductance se charge et se décharge se l'effet des variations de U . si sa valeur est suffisante, les variations de i seront négligeables durant une période de fonctionnement du convertisseur.

Pour obtenir une source de tension continue à partir d'une source de courant continu, il suffit de dériver aux bornes de celle-ci un condensateur de capacité C suffisante la figure (I.4.b).

Les variations de la tension U seront négligeables si l'énergie : $(1/2)*C*U^2$, stockée dans le condensateur est grande devant l'énergie reçue ou fournie par cette source de tension durant une période de fonctionnement du condensateur [3].

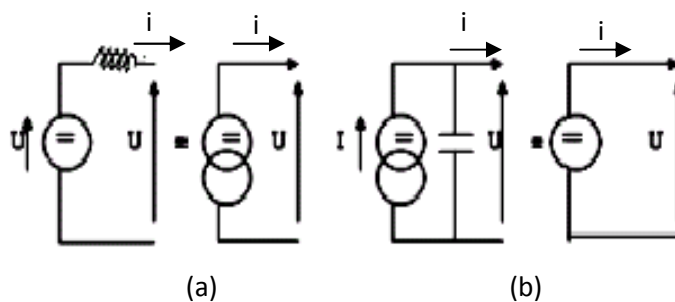


Figure (I.4) Changement de nature d'une source

I.2) Les charges :

La charge à courant continu est en général de nature ohmique et inductive et présente le plus souvent une tension interne [1].

Il s'agira de moteurs électriques (alternatifs ou continus) et de divers appareils électriques.

I.3) Les interrupteurs en électronique de puissance :

I.3.1) Diode :

La diode est un élément redresseur constitué d'une jonction PN. C'est un élément semi-conducteur non commandable. Pour une diode au silicium, la tension anode cathode U_{AK} à

l'état de conduction est de l'ordre de 0.7 ... 1V (chute de tension directe).

Dans le sens inverse, Le courant i est faible et ceci jusqu'à une certaine valeur de la tension inverse ; au delà de cette tension, appelée tension d'avalanche, le courant inverse augmente fortement et à pour conséquence la destruction de la diode. Le fabricant indique des valeurs limitées à l'usage de l'utilisateur [1].

La figure (I.5) montre le symbole représentatif de la diode et les deux segments de sa caractéristique statique simplifiée. Le passage d'un segment à l'autre, dans un sens ou dans l'autre, s'effectue nécessairement par le point O.

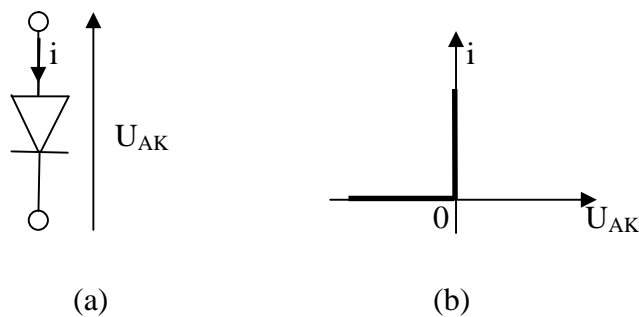


Figure (I.5) Représentation schématique et caractéristique Statique d'une diode

La figure (I.5.a) représente une diode et indique les sens de référence adoptés pour la tension U_{AK} à ses bornes et le courant i qui la traverse.

-Quand ce circuit tend à faire passer un courant dans le sens direct ou perméable, c'est-à-dire de A vers K, la diode est conductrice ou passante.

-Quand ce circuit applique une tension négative ou inverse à ses bornes, la diode est bloqué ou isolante.

Une diode est essentiellement caractérisée par le courant direct moyen qu'elle peut écouler et par la tension inverse maximale qu'elle peut supporter figure (I.5.b) [1].

I.3.2) Transistor :

Les transistors de puissance sont des transistors spécialisés adaptés au fonctionnement par tout au rien. La commande externe agit sur la fermeture et l'ouverture.

Le symbole comme un interrupteur idéal et réel est représenté dans la figure (I.6.b).

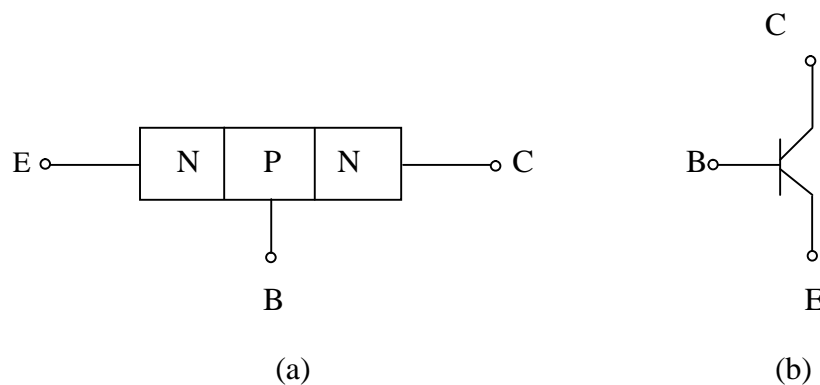


Figure (I.6) La structure et le symbole d'un transistor bipolaire

La structure représentée sur la figure (I.6.a) est typique des transistors bipolaires. L'émetteur fortement dopé, émet des électrons dans la base, sous l'action de la polarisation en direct de la jonction correspondante. Ces porteurs négatifs, arrivant dans la base où toutes les charges sont figées, sont aspirés par le potentiel positif élevé du collecteur, au lieu d'être piégés dans la connexion de base; ce qui aurait été le cas si la base avait été trop large. La partie N de la jonction polarisée en inverse. Donc un courant, égal à celui émis par l'émetteur, moins les divers courants de fuite. C'est l'effet transistor: l'émetteur émet des charges dans une base très fine, qui n'a pas le temps de les absorber ; ils sont donc aspirés par le collecteur, polarisé en inverse. Dans ce mécanisme, ce sont les Électrons minoritaires de la base qui contrôlent le courant transité. Un transistor PNP fonctionne de la même façon que son homologue NPN [1].

I.3.3) Thyristor :

Le thyristor ou (silicon controlled rectifier) est le composant semi-conducteur commandable à la fermeture. L'enclenchement des thyristors s'effectue à l'aide d'une impulsion positive appliqué entre la gâchette (G) et la cathode (K), à condition que la tension anode cathode soit positive ($U_{AK} > 0$); alors un courant i peut circuler dans le sens anode -cathode. On parle aussi d'allumage ou d'amorçage d'un thyristor [1].

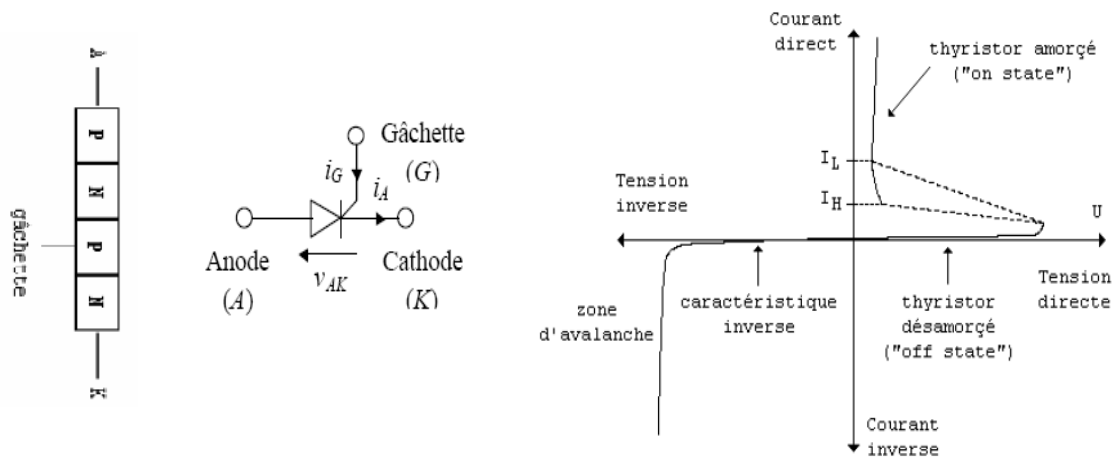


Figure (I.7) Représentation schématique et la caractéristique Statique d'un thyristor

Le blocage du thyristor dépend du circuit environnant ; il y a lieu de provoqué l'annulation du courant (par commutation naturelle ou forcée) ainsi que l'application d'une tension négative entre l'anode et la cathode immédiatement après le blocage du thyristor et ceci pendant un certain laps de temps supérieur a t_q (10à100 μ s, selon le type de thyristor). Le temps t_q est appelé temps de désamorçage. La tension positive peut alors de nouveau être rétablie entre l'anode et la cathode et le thyristor reste bloqué [1].

I.3.4) Le thyristor GTO :

I.3.4.a) Symbole et Description :

Le thyristor GTO (Gate Turn Off) est un semi-conducteur composé de trois jonctions (P-N-P-N) similaire à un thyristor.

L'allumage du GTO est provoqué, comme pour le cas du thyristor, par une impulsion positive appliquée entre la gâchette et la cathode. L'avantage du GTO réside dans son pouvoir de blocage de courant, comme pour un transistor.

En effet, en appliquant une impulsion négative entre la gâchette et la cathode, on peut bloquer très rapidement le GTO.

Contrairement à un thyristor normal, le thyristor GTO ne permet pas le blocage d'une tension inverse. En effet, en polarisation inverse ($U_{AK} < 0$), le GTO se comporte comme une résistance ne pouvant pas bloquer aucune tension. Dans le cas ou le circuit de puissance

impose une tenue en tension inverse, il suffit d'insérer une diode en série avec la cathode. De même pour le passage inverse d'un courant, on peut monter une diode en antiparallèle avec le GTO [1].

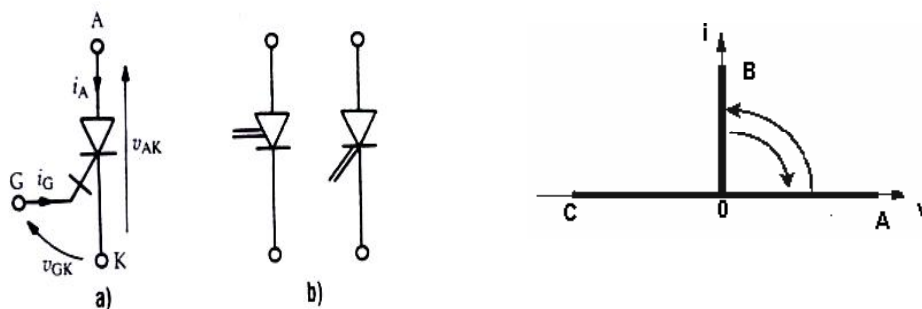


Figure (I.8) Représentation symbolique et caractéristique du GTO

Le thyristor GTO supporte des tensions de blocage directe très élevées (quelque KV) et ceci pour des courants nominaux allant jusqu'à quelque centaines d'ampères.

Le thyristor GTO c'est celui qui a le développement industriel le plus récent et ses caractéristiques sont susceptibles d'évoluer rapidement [1].

I.3.4.b) Structure :

Comme le thyristor, le GTO est un dispositif à quatre couches figure (I.9).

La couche N_1 , ou couche de blocage, est très épaisse et peut dopée. Son épaisseur est directement liée à la tension directe blocable. Elle forme avec P_2 la jonction de commande J_c . la couche P_1 est réalisée par diffusion dans N_1 , comme la couche P_2 , elle possède les mêmes caractéristiques que celle-ci. Elle forme avec N_2 la jonction d'anode J_A

Pour pouvoir réaliser la métallisation de gâchette, la couche N_2 est enlevée aux endroits où doivent se trouver les contacts de gâchette, ce qui donne des îlots de cathode en forme de bâtonnets de cathode dont la largeur est comprise entre 50 et 500 μm , leur nombre, qui dépend du calibre en courant du composant, peut atteindre plusieurs centaines.

Toutes ces cathodes élémentaires sont en trouvées de gâchettes, elles sont réunis entre elles par une plaque de cathode serrée mécaniquement sur la pastille. La réalisation de ce serrage est délicat car il faut assurer un bon contact entre chacun des îlots de la couche N_2 et la plaque de cathode [3].

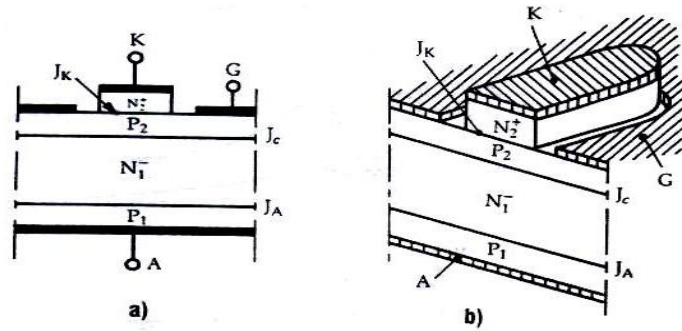


Figure (I.9) Structure d'un thyristor GTO

I.3.4.c) Fonctionnement et Caractéristiques :

❖ Fermeture :

Le phénomène d'amorçage du GTO est le même que celui du thyristor ordinaire : La tension U_{AK} entre anode et cathode étant positive, un courant de gâchette positif i_{GF} (forward) d'amplitude suffisante fait entrer le composant en conduction.

Mais en raison de la structure du GTO, il faut amorcer pratiquement en même temps tous les GTO élémentaires. Sinon, il y aurait une surcharge de courant dans les premiers GTO entrés en conduction avant que la chute de la tension U_{AK} n'empêche l'amorçage des autres. La commande de l'amorçage doit donc être énergique : L'impulsion de courant i_{GF} doit présenter un front raide et une amplitude atteignant 2 à 5 fois la valeur minimale nécessaire pour le déclenchement [3].

La figure (I.10) donne les formes d'ondes des tensions et des courants à la fermeture

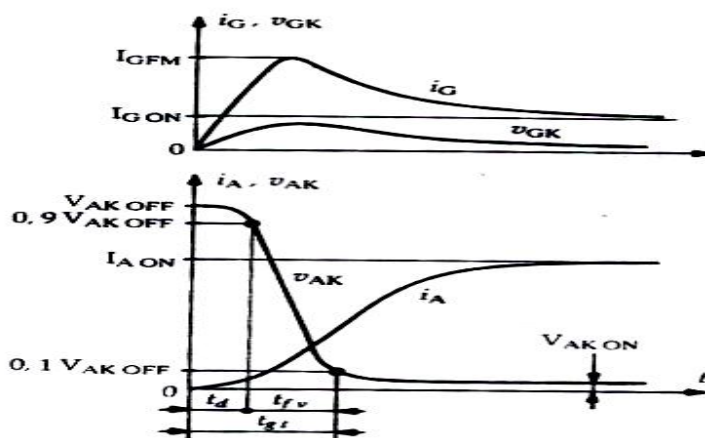


Figure (I.10) Les formes d'ondes des tensions et des courants à la fermeture

On retrouve le temps de retard t_d et temps de décroissance t_{fv} de la tension U_{AK} déjà vu pour l'amorçage du thyristor. Le temps d'amorçage du GTO est noté t_{gt} : $t_{gt}=t_d+t_{fv}$.

A puissance égale, le temps d'amorçage du GTO est un peu supérieur à celui du thyristor. Cependant, le GTO supporte des vitesses de croissance du courant i_A supérieures, grâce à la répartition de lignes de courant entre les multiples cathodes.

Lorsque le courant i_A a dépassé la valeur du courant d'accrochage, on peut ramener le courant de gâchette à une valeur plus faible.

Toute fois, ce courant doit rester suffisant pour maintenir en conduction tous les GTO élémentaires, la suppression de i_{GF} pourrait entraîner l'extinction de certaines, donc la surcharge des autres.

Ce courant de gâchette i_{GON} permet aussi de réduire la chute de tension U_{AKON} aux bornes du GTO [3].

❖ L'ouverture :

La commutation à l'ouverture du GTO nécessaire à l'étude, puisque c'est elle qui le diffère du thyristor.

Ce sont les progrès réalisés dans la maîtrise des technologies de fabrication des semi-conducteurs qui ont permis le développement des GTO. En effet, la possibilité d'extinction d'un thyristor par extraction des charges par sa gâchette avait été envisagée depuis long temps, mais elle n'avait pu être mise en œuvre que sur des prototypes de laboratoire [3].

I.3.4.d) Avantages des thyristors GTO :

On peut classer les avantages de GTO :

- Technique de commutation :
 - Livrabable pour la plupart
 - Faibles pertes à l'état passant
- Commutation de puissance :
 - Sûreté contre les défaillances graves.

- Équipements:
 - Fiabilité éprouvée
 - Compacité.
- application haute tension, basse fréquence ($> 1\ 000\ \text{V}$) (forte puissance)[6].

I.3.4.e) Domaine d'application :

Les applications où la fiabilité de semi-conducteurs joue un rôle prédominant dans l'électronique industrielle, leurs domaines d'application résident en particulier dans les Moteurs d'entraînements industriels, les groupes de propulsion pour chemin de fer et Navires, aussi que dans les systèmes de transport et de distribution d'énergie électrique [6].

I.3.4.f) Choix du GTO :

Le choix adéquat des éléments semi-conducteurs de puissance commandable à la fermeture et à l'ouverture (transistor bipolaire, thyristor GTO) nécessite une connaissance précise des caractéristiques statiques et dynamiques de ces éléments.

La figure (I.11) illustre le domaine d'application de chaque famille de composants pour les fortes puissances, ce sont les thyristors et les GTO qui sont retenus [6].

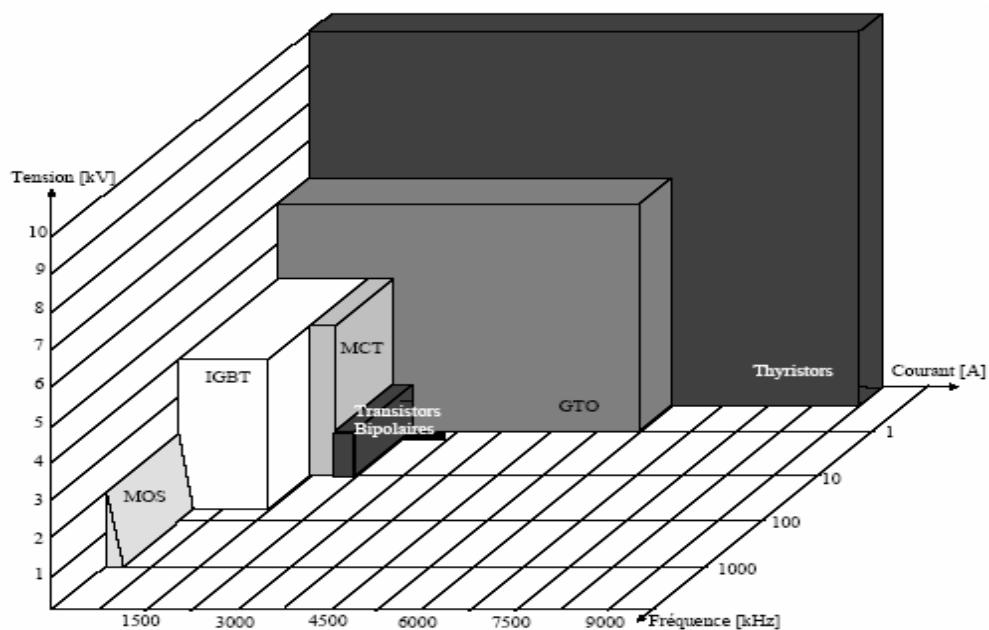


Figure (I.11) Détermination des performances électriques et fréquentielles pour chaque famille de composants en silicium

Conclusion:

Actuellement le choix des composants repose sur deux stratégies :

- La première se base sur les exigences industrielles (vitesse, rendement, fiabilité, dimensions réduites,...etc.).
- La deuxième se base sur les principes ou sur les matériaux qui permettent d'avoir des idées nouvelles de structure.

Selon le niveau de tension, de fréquence et de courant on sélectionne le composant électronique le plus convenable à notre application ; par exemple : pour une tension élevée et une fréquence importante, l'utilisation d'un transistor ou un GTO, s'avère plus judicieuse, mais pour le même cas (tension et fréquence) avec un courant également important, l'utilisation d'un GTO sera la plus favorise.

Introduction :

La conversion continue-continue occupe une place très importante dans le domaine de l'électronique de puissance. En effet, il y a beaucoup de consommateurs qui ont besoin d'une alimentation en tension et courant continus. On mentionne par exemple les entraînements avec moteur à courant continu, les sous-stations à redresseur à traction à courant continu, ou la charge d'accumulateurs. Mais aussi les installations pour la recherche nucléaire nécessitent des alimentations en courant continu pour les divers aimants, pompes à faire le vide, etc. [1].

Dans ce chapitre, on présentera le convertisseur statique permettant la conversion continue-continue c'est l'hacheur

Un hacheur est un convertisseur statique, continu-continu. il permet d'alimenter une charge sous une tension continue de valeur moyenne réglable à partir d'une source de tension continue constante [10].

On représente le hacheur par le symbole suivant :

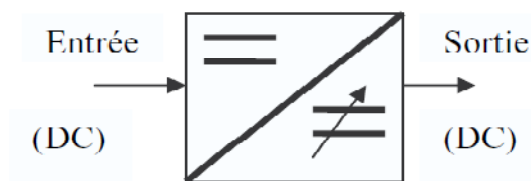


Figure (II.1) Convertisseur continu-continu

Selon le modèle, un hacheur peut être abaisseur ou élévateur en tension (un quadrant), réversible en courant ou en tension (deux quadrants), ou en courant et tension (quatre quadrants). Ils peuvent être directs ou indirects.

II.1) Les hacheurs directs :

Les hacheurs directs relient un générateur et un récepteur qui se comportent l'un comme une source de tension, l'autre comme une source de courant, conformément à la règle d'alternance des sources. Ils ne comportent que des interrupteurs qui permettent d'agir sur les connexions entre le générateur et le récepteur.

On désignera par :

u et i , la tension et le courant d'entrée,
 u' et i' , la tension et le courant de sortie,
 U , I , U' et I' , les valeurs moyennes de u , i , u' et i' .

Si on néglige les pertes à l'intérieur du hacheur, les puissances moyennes à l'entrée et à la sortie sont les mêmes dans un hacheur direct, puisqu'il n'y a pas d'élément interne de stockage, il en est de même des puissances instantanées : $ui = u'i'$ [4].

II.1.1) Hacheur série :

Le hacheur série, dit aussi abaisseur de tension ou buck converter, commande le début :

- d'un générateur de tension dont la tension est toujours positive,
- dans un récepteur de courant dont le courant ne peut devenir négatif. [4]

❖ Principe de fonctionnement :

On supposera d'abord que le générateur et le récepteur sont parfaits le premier fournit une tension U constante, le second absorbe un courant I' constant.

La figure (II.2.a) explique avec deux interrupteurs K_1 et K_2 ce qu'on demandera aux semi-conducteurs de réaliser.

Les deux interrupteurs doivent être complémentaires (toujours un fermé, jamais les deux à la fois) pour que le générateur de tension ne soit pas court-circuité, et que le récepteur de courant ne soit pas mis en circuit ouvert.

- *Quand K_1 est fermé*, i_{k_1} est égal à I' , i_{k_2} nul, u_{k_1} nulle et u_{k_2} égale à $-U$.
- *Quand K_2 est fermé*, i_{k_1} est nul, i_{k_2} égal à I' , u_{k_1} égale $+U$ et u_{k_2} nulle.

Les branches de caractéristiques utilisées figure (II.2.c) montrent que k_1 doit être à ouverture et fermeture commandées, et que k_2 être une simple diode.

Le schéma de principe est présenté sur la figure (II.2.b) : le hacheur est formé d'un GTO T et d'une diode D .

La figure (II.2.d) donne les formes d'ondes de la tension de sortie u' , du courant d'entrée i , des courants dans T et D et des tensions à leurs bornes.

- *Quand T est fermé :*

$$\begin{aligned} u' &= U, & i &= I' \\ u_T &= 0, & i_T &= I', & u_D &= -U, & i_D &= 0. \end{aligned}$$

- *Quand T est ouvert :*

$$\begin{aligned} u' &= 0, & i &= 0 \\ u_T &= +U, & i_T &= 0, & u_D &= 0, & i_D &= I'. \end{aligned}$$

Si T est la période de fonctionnement et αT la durée des intervalles de conduction du GTO, la tension de sortie u' a pour valeur moyenne : $U' = \alpha U$
 En faisant varier α de 0 à 1, on fait varier U' de 0 à U . [4].

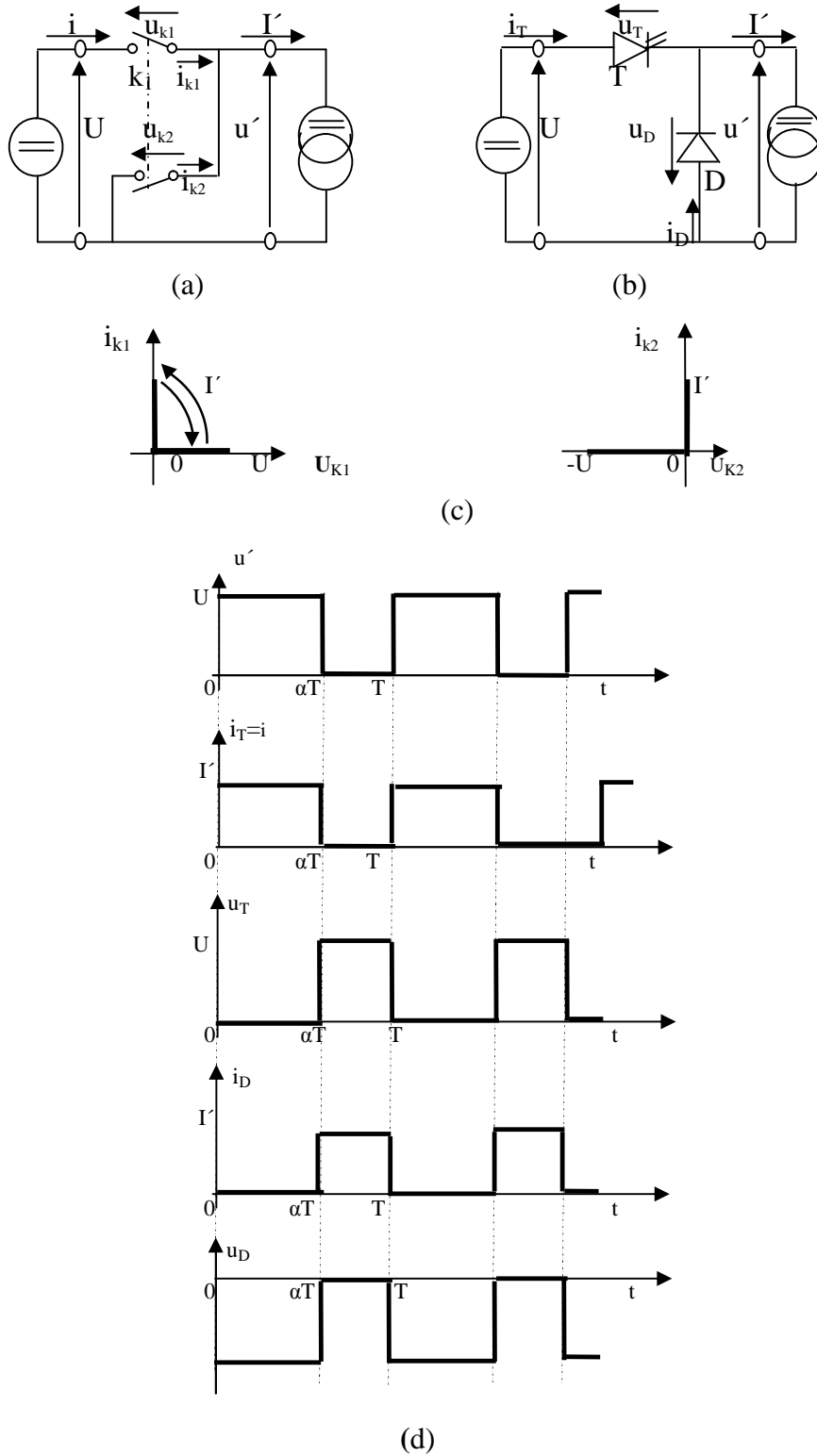


Figure (II.2) Schémas et caractéristique d'un hacheur série

II.1.2) Hacheur parallèle :

Le hacheur parallèle ou élévateur ou (boost converter) commande le débit

D'un générateur de courant dont le courant i est toujours positif,

Dans un récepteur de tension dont la tension u' ne peut devenir négative [4].

❖ Principe de fonctionnement :

La figure (II.3.a) donne le schéma avec interrupteurs mécaniques

L'interrupteur k_1 permet de relier l'entrée à la sortie ; l'interrupteur complémentaire k_2 ferme le circuit du générateur de courant quand k_1 est ouvert.

➤ *Quand k_1 est fermé :*

$$u_{k_1}=0, \quad i_{k_1}=I, \quad u_{k_2}=+U', \quad i_{k_2}=0.$$

➤ *Quand k_2 est fermé :*

$$u_{k_1}=-U', \quad i_{k_1}=0, \quad u_{k_2}=0, \quad i_{k_2}=I.$$

Les branches de caractéristiques utilisées figure (II.3.c) montrent qu'il faut remplacer k_1 par une diode et k_2 par un GTO. D'où le schéma de principe de la figure (II.3.b).

La figure (II.3.d) donne les formes d'ondes des diverses variables.

Pour $0 < t < \alpha T$, le GTO conduit :

$$\begin{aligned} u &= 0, & i' &= 0 \\ i_D &= 0, & u_D &= -U', & i_T &= I, & u_T &= 0. \end{aligned}$$

Pour $\alpha T < t < T$, la diode conduit :

$$\begin{aligned} u &= U, & i' &= I \\ i_D &= I, & u_D &= 0, & i_T &= 0, & u_T &= +U' \end{aligned}$$

➤ La tension d'entrée u a pour valeur moyenne :

$$U = (1-\alpha) U'$$

➤ Le courant de sortie i' a pour valeur moyenne :

$$I' = (1-\alpha) I$$

Quand α va de 1 à zéro, U va de 0 à U' et I' va de 0 à I . [4].

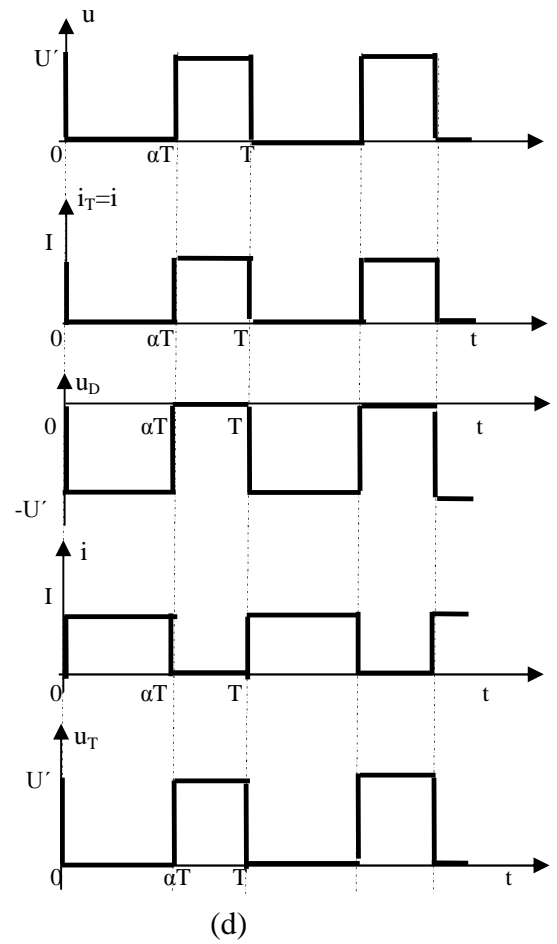
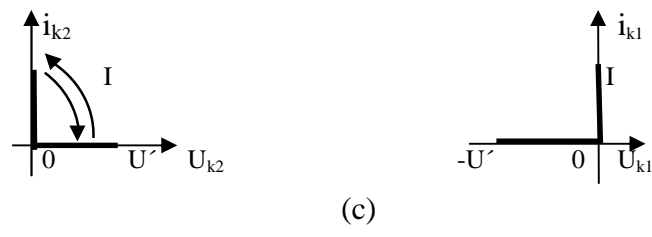
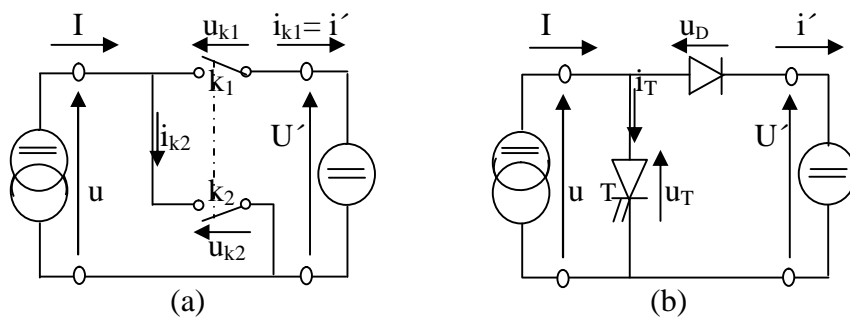


Figure (II.3) Schémas et caractéristiques d'un hacheur parallèle

II.1.3) Hacheur réversible :**II.1.3.1) Hacheur réversible en courant :**

Avec un schéma à deux interrupteurs on peut commander le transfert de l'énergie dans les deux sens entre :

- Une source de tension
- Une source de courant

À condition que les deux sources présentent la ou les mêmes réversibilités (toutes deux réversibles en tension, ou en courant, ou en tension et en courant). [4].

❖ Principe de fonctionnement :

Le schéma avec interrupteurs figure (II.4.a) est toujours le même : k_1 permet de relier l'entrée et la sortie, k_2 court-circuite la source de courant quand k_1 est ouvert.

- *Quand I' est positif :*

Si k_1 est fermé (état 1) :

$$\begin{aligned} u_{k_1} &= 0, & i_{k_1} &= I' > 0 \\ u_{k_2} &= +U, & i_{k_2} &= 0 \end{aligned}$$

Si k_1 est ouvert (état 2) :

$$\begin{aligned} u_{k_1} &= +U, & i_{k_1} &= 0 \\ u_{k_2} &= 0, & i_{k_2} &= -I' < 0 \end{aligned}$$

- *Quand I' est négatif :*

Si k_1 est fermé (état 3) :

$$\begin{aligned} u_{k_1} &= 0, & i_{k_1} &= I' < 0 \\ u_{k_2} &= +U, & i_{k_2} &= 0 \end{aligned}$$

Si k_1 est ouvert (état 4) :

$$\begin{aligned} u_{k_1} &= +U, & i_{k_1} &= 0 \\ u_{k_2} &= 0, & i_{k_2} &= -I' > 0. \end{aligned}$$

On en déduit les branches de caractéristiques utilisées et les semi-conducteurs devant être substitués aux interrupteurs mécaniques :

- k_1 doit être remplacé par un GTO, T_1 avec une diode D_1 en parallèle inverse

De même k_2 doit être remplacé par un GTO, T_2 avec une diode D_2 en parallèle inverse figure (II.4.c).

On voit que ce convertisseur résulte de l'association d'un hacheur série, formé par T_1 et D_2 , et d'un hacheur parallèle formé par T_2 et D_1 figure (II.4.b).

- Pour I' positif, il fonctionne en hacheur série ; le courant I' passant tantôt par T_1 , tantôt par D_2 . Si α_1 est la durée relative de la fermeture de T_1 pendant chaque période, u' a pour valeur moyenne : $U' = \alpha_1 U$.

- Pour I' négatif, il fonctionne en hacheur parallèle ; le courant I' passant tantôt par T_2 , tantôt par D_1 . Si α_2 est la durée relative des intervalles de fermeture de T_2 , u' a pour valeur moyenne : $U' = (1 - \alpha_2) \cdot [4]$.

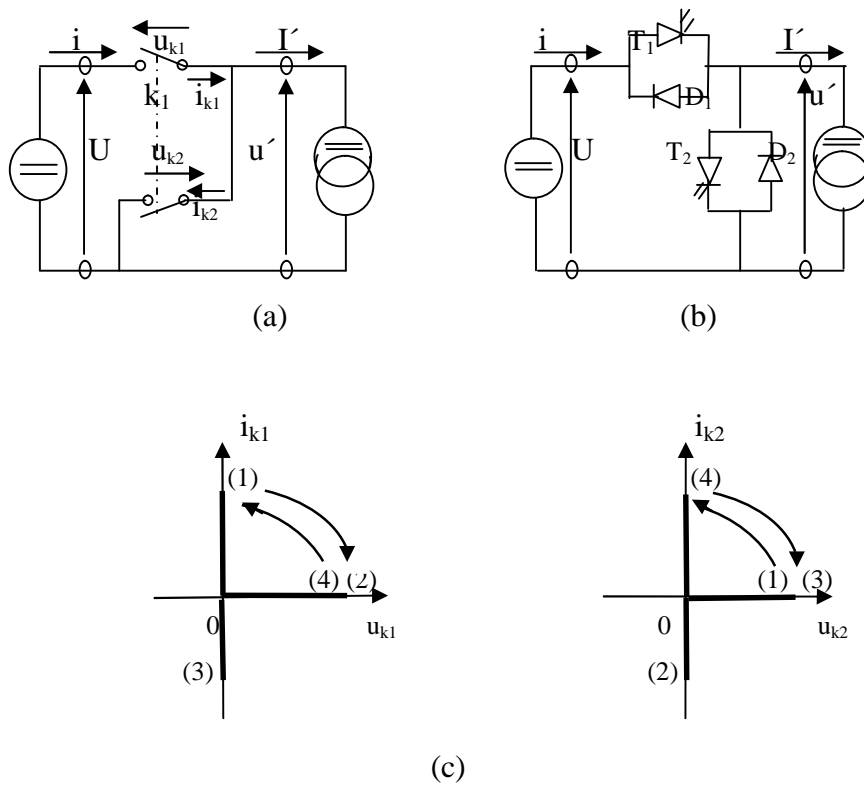


Figure (II.4) Hacheur réversible en courant

II.1.3.2) Hacheur réversible en tension :

Le courant I' est toujours positif.

➤ Quand la tension U est positive :

k_1 fermé, k_2 ouvert : $i_{k1} = I' > 0$; $u_{k2} = -U < 0$ (état1)

k_1 ouvert, k_2 fermé : $u_{k1} = U > 0$; $i_{k2} = I' < 0$ (état2)

➤ Quand la tension U est négative :

k_1 fermé, k_2 ouvert : $i_{k_1} = I' > 0$; $u_{k_2} = -U < 0$ (état3)

k_1 ouvert, k_2 fermé : $u_{k_1} = U < 0$; $i_{k_2} = I' > 0$ (état4)

Les deux interrupteurs k_1 et k_2 doivent être réalisés avec deux semi-conducteurs à fermeture et ouverture commandées figure (II.5.a), aptes à bloquer des tensions inverses, T_1 et T_2 , comme indiqué sur le schéma de principe figure (II.5.b)

Si la tension U est positive, on retrouve le fonctionnement du convertisseur série, si la tension U est négative celui du convertisseur parallèle figure (II.5.c). [3].

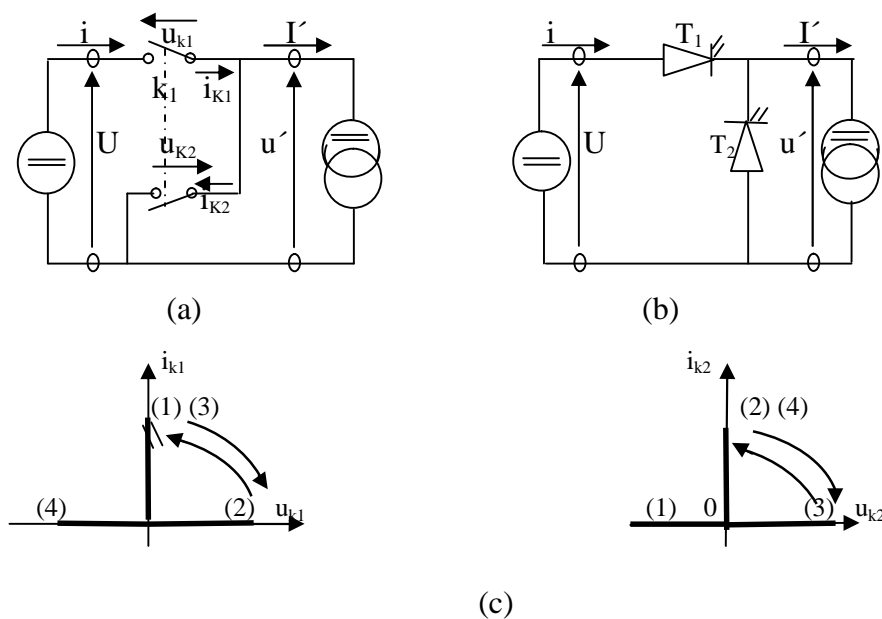


Figure (II.5) Hacheur réversible en tension

II.1.3.3 Hacheur réversible en tension et en courant (pont) :

La structure à quatre interrupteurs ou en pont figure (II.6.a) offre plus possibilités que celle à deux interrupteurs car elle permet de relier chacune des bornes de sortie à chacune des bornes d'entrée ou de les séparer.

Puisque, par moments, le hacheur relie directement, les sources d'entrée et de sortie doivent encore être de natures différentes, l'une de tension, l'autre de courant. Mais on peut commander le transfert entre sources de réversibilités différentes.

La commande des interrupteurs, k_1 et k'_1 d'une part, et k'_2 d'autre part, doit être complémentaire pour que la source de tension ne soit jamais en court-circuit et la source de courant jamais en circuit ouvert. [2].

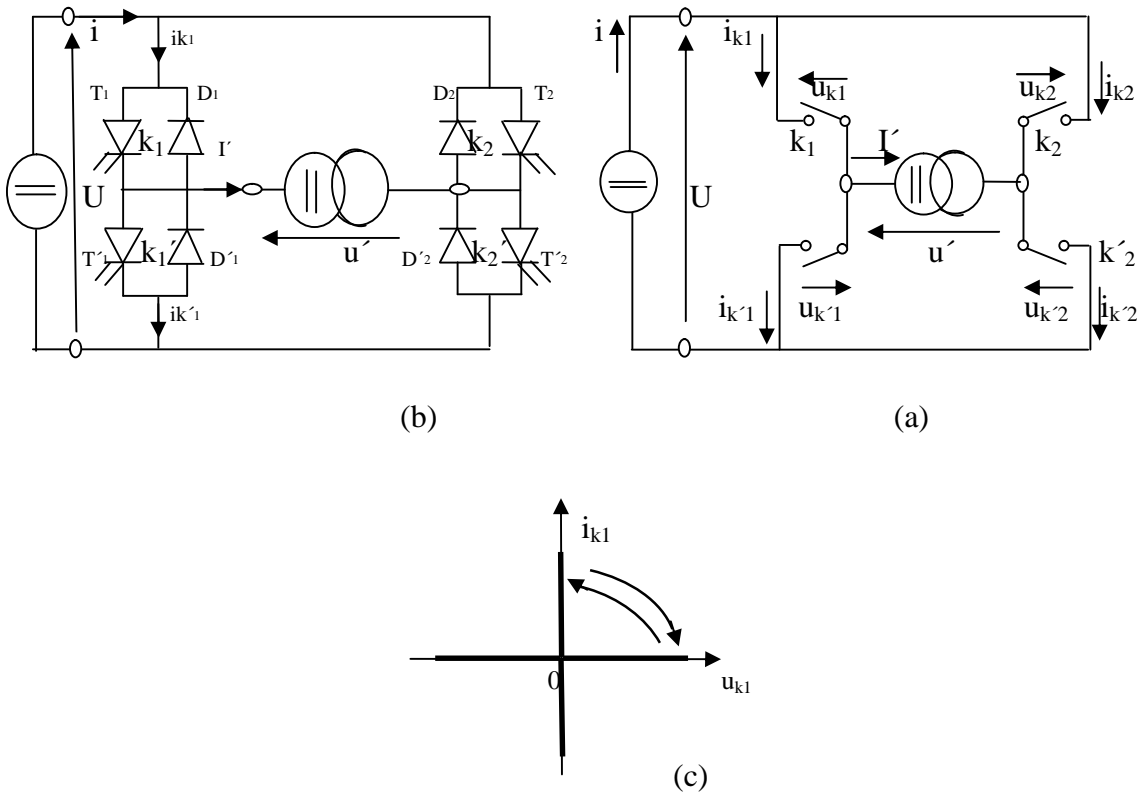


Figure (II.6) Hacheur en pont

Parmi les nombreuses possibilités offertes par la structure en pont, l'une de plus utilisées correspond au hacheur reliant :

- une source de tension réversible en courant :

$$U > 0, \quad i > 0 \text{ ou } i < 0$$
- une source de courant réversible en courant et en tension

$$I' > 0 \text{ ou } I' < 0, \quad u' > 0 \text{ ou } u' < 0.$$

Nous nous limiterons à l'étude de ce cas et désignerons par U' la valeur moyenne de la tension u' .

❖ **Principe de fonctionnement :**

Considérons les divers régimes imposés à l'interrupteur k_1 :

- Quand k_1 est fermé avec I' positif, $i_{k_1} = I'$ est positif ;
- Quand k_1 est fermé avec I' négatif, $i_{k_1} = -I'$ est négatif ;

- Quand k_1 est ouvert, $u_{k_1} = U$ est positif ;

Il faut pouvoir fermer et ouvrir k_1 .

La figure (II.6.c) montre les trois branches de caractéristiques sur lesquelles a pouvoir travailler k_1 et les commutations qu'il peut avoir à effectuer.

Pour les trois autres interrupteurs on trouverait exactement la même chose.

Chaque interrupteur doit donc être réalisé avec un semi-conducteur à fermeture et ouverture commandées du type GTO et une diode montée en parallèle inverse. D'où le schéma de la figure (II.6.b) [2].

II.2) Hacheurs à liaisons indirectes :

Pour commander le transfert d'énergie entre deux sources de même nature, sans changer la nature de l'une d'elles, il faut utiliser un hacheur à liaison indirecte.

Les hacheurs indirects relient un générateur et un récepteur de même nature.

Ils comportent des interrupteurs et un élément de stockage d'énergie qui joue le rôle d'une 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 connections établies par les interrupteurs. [2].

II.2.1) Hacheur à stockage inductif :

Lorsque le hacheur est monté entre un générateur de tension et un récepteur de tension, l'élément de stockage doit être une inductance qui joue le rôle d'une source de courant reliée à l'entrée ou à la sortie. [2].

❖ Principe de fonctionnement :

La figure (II.7.a) donne le schéma avec interrupteurs mécaniques k_1 et k_2 de ce hacheur souvent appelé abaisseur-élevateur ou (buck-boost converter). Les deux interrupteurs doivent être complémentaires pour que les deux sources de tension ne soient jamais reliées directement et pour que l'inductance L ne soit jamais en circuit ouvert.

La tension U' doit être positive dans le sens indiqué pour que, en régime périodique, la tension aux bornes de L ait une valeur moyenne nulle figure (II.7.c).

➤ Quand k_1 est fermé :

$$U_{k_1}=0, \quad i_{k_1}=i_L, \quad u_{k_2}=-(U+U'), \quad i_{k_2}=0$$

➤ Quand k_2 est fermé :

$$U_{k_1}=+(U+U'), \quad i_{k_1}=0, \quad U_{k_2}=0, \quad i_{k_2}=i_L,$$

Il faut donc remplacer k_2 par une diode D et k_1 par un semi-conducteur à fermeture et ouverture commandées T figure (II.7.b). [4].

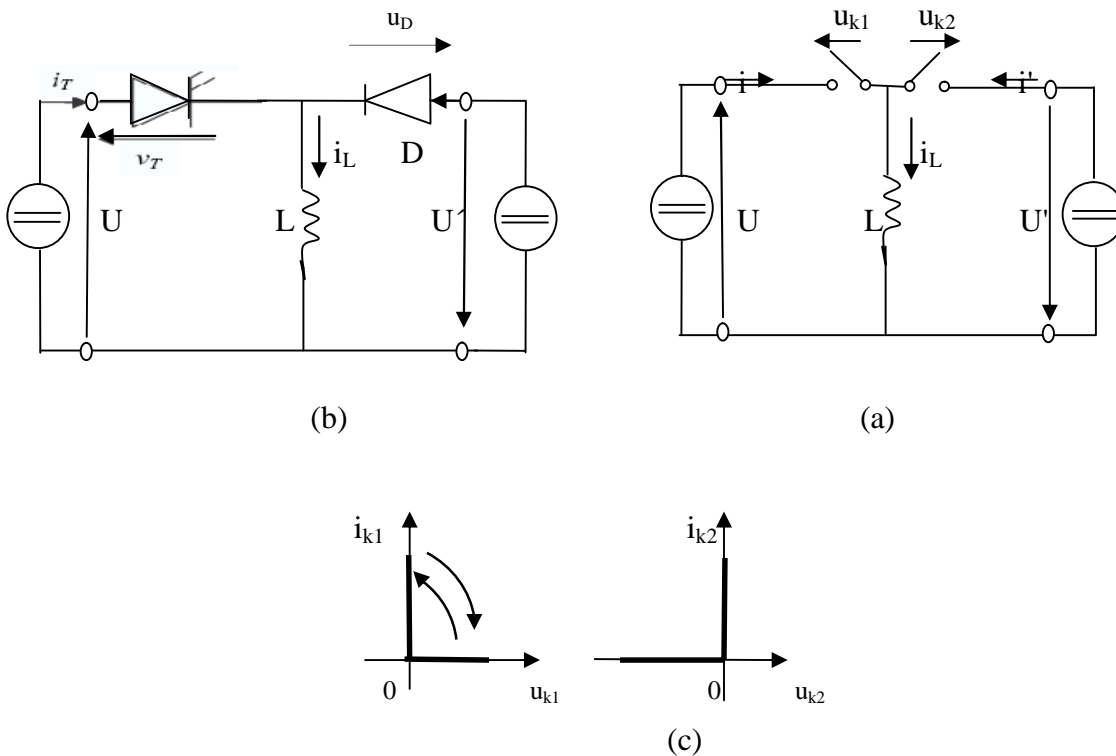


Figure (II.7) Hacheur à stockage inductif

❖ Les formes d'ondes :

On arrive ainsi au schéma et aux formes d'ondes de la figure (II.7.d). Ces dernières ont été tracées en tenant compte de la valeur finie de l'inductance L .

Pour $0 < t < \alpha T$, T conduit :

$$i=i_T=i_L, \quad i'=0, \quad u_D=-(U+U')$$

Puisque $L\left(\frac{di_L}{dt}\right)=U$, i_L croit linéairement.

Pour $\alpha T < t < T$, D conduit :

$$i_L=i'=i_D, \quad i=0, \quad u_T=+(U+U')$$

Puisque $L\left(\frac{di_L}{dt}\right) = -U$, i_L décroît linéairement.

En régime établi, le courant i_L a la même valeur moyenne I_L pendant les deux intervalles, d'où les valeurs moyennes I et I' des courants d'entrée et de sortie :

$$I = \alpha I_L, \quad I' = (1 - \alpha) I_L$$

Si on néglige les pertes à l'intérieur du hacheur, la puissance moyenne (elle n'est plus la puissance instantanée) est la même à l'entrée et à la sortie.

De $U'I' = UI$ on déduit : $\frac{U'}{U} = \frac{I}{I'} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$

Si α varie de 0 à 1, $\frac{U'}{U}$ varie théoriquement de 0 à l'infini. [4].

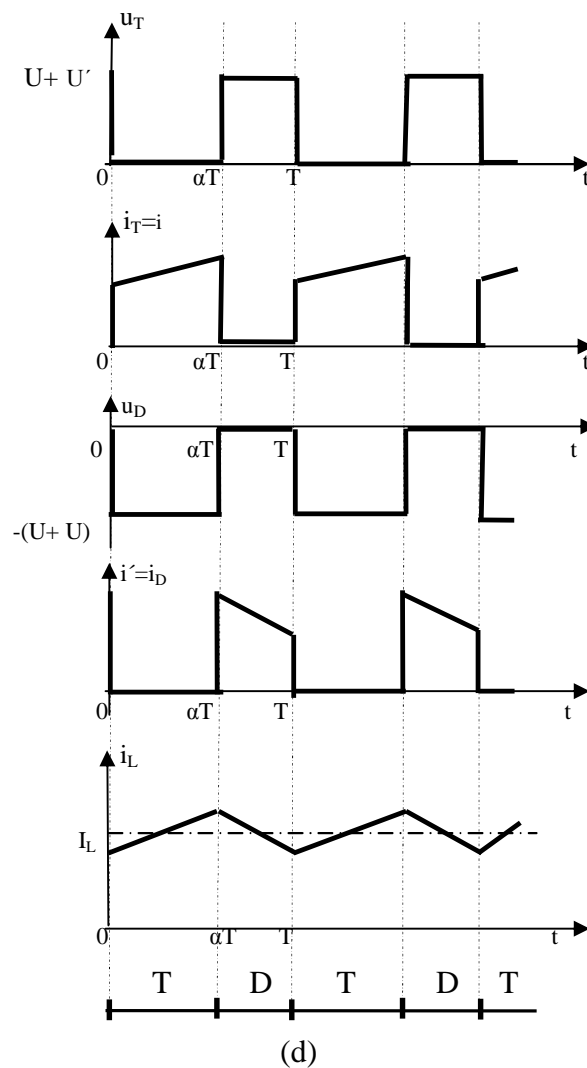


Figure (II.7) Hacheur à stockage inductif

II.2.2) Hacheur à stockage capacitif :

Si le hacheur doit relier deux sources de courant, l'élément d'accumulation doit être un condensateur. (Hacheur de cuk ou cuk converter), il joue le rôle de source de tension intermédiaire. [4].

❖ Principe de fonctionnement :

La figure (II.8.a) donne le schéma à deux interrupteurs k_1 et k_2 . Ceux-ci doivent être complémentaires. Des branches de caractéristiques utilisées on déduit que k_1 doit être remplacé par un semi-conducteur à fermeture et ouverture commandées T, et que k_2 doit être remplacé par une diode D. figure (II.8.b). [2].

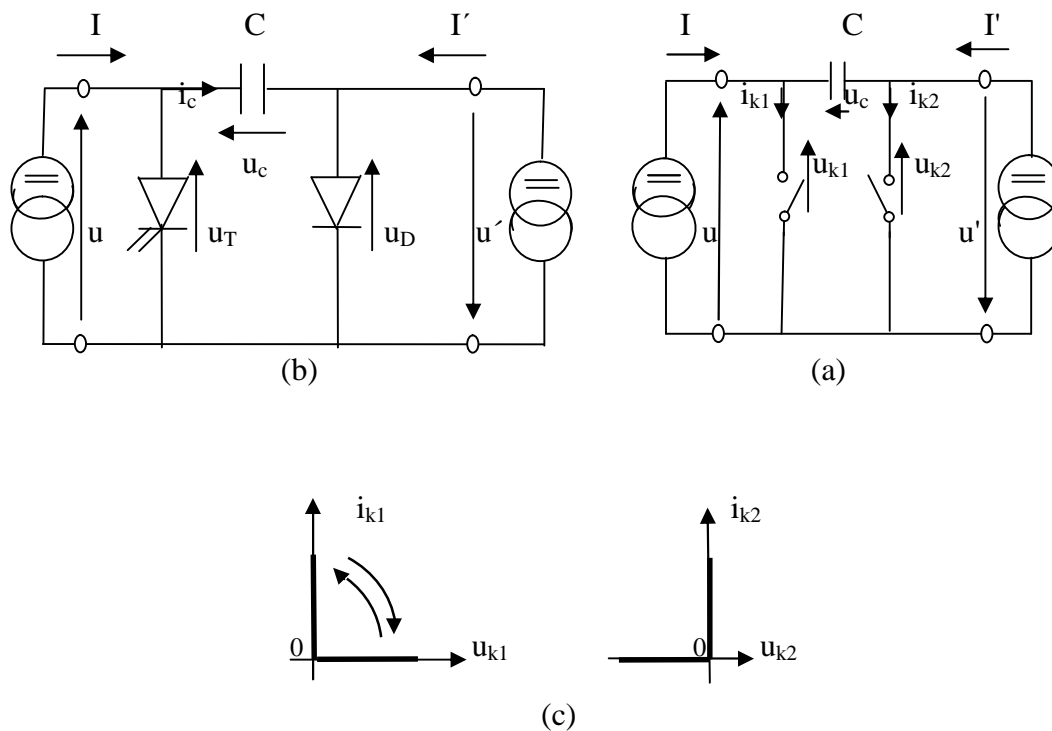


Figure (II.8) Hacheur à stockage capacitif

❖ Les formes d'ondes :

Pour $0 < t < \alpha T$, le semi-conducteur commandé conduit ; le condensateur alimente le récepteur à courant I' constant, la tension u_c diminue linéairement :

$$u=0, \quad u' = u_c$$

$$i_C = -I', \quad \frac{du_C}{dt} = -\frac{I'}{C}$$

$$i_T = I+I', \quad u_T = 0, \quad i_D = 0, \quad u_D = -u'.$$

Pour $\alpha T < t < T$, la diode conduit ; le générateur charge le condensateur à courant I constant, la tension u_c croit linéairement :

$$U = u_c, \quad u' = 0$$

$$i_C = I, \quad \frac{du_C}{dt} = \frac{I}{C}$$

$$i_T = 0, \quad u_T = u_c, \quad i_D = I+I', \quad u_D = 0.$$

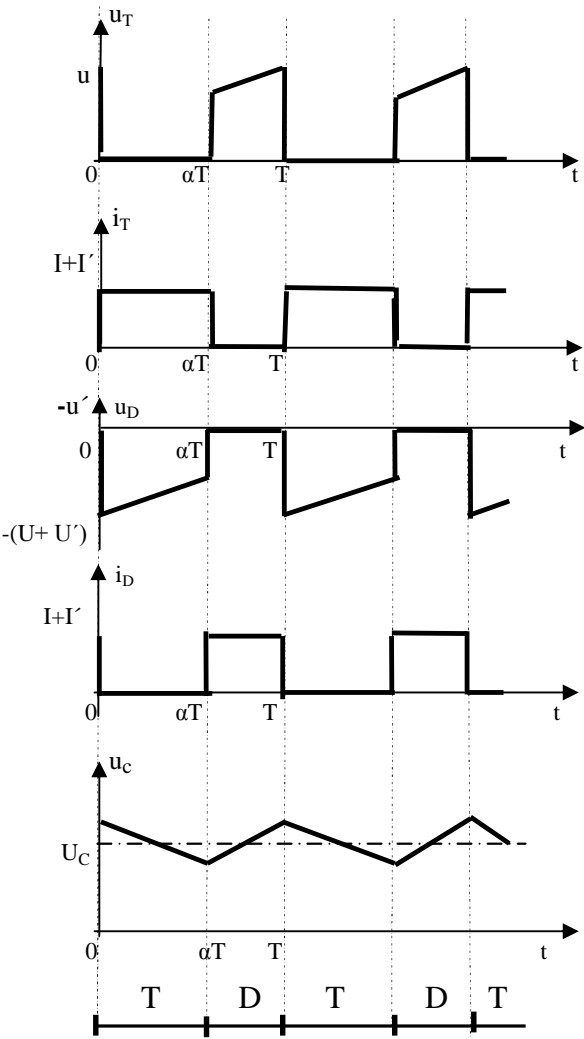
En régime établi, la valeur moyenne U_c de la tension aux bornes de C est la même pendant sa décharge et pendant sa charge. D'où les valeurs moyennes U et U' des tensions d'entrée et de sortie :

$$U' = \alpha U_c, \quad U = (1-\alpha)U_c$$

Si on néglige les pertes à l'intérieur du hacheur, les puissances moyennes à l'entrée et la sortie sont les mêmes :

$$\frac{U'}{U} = \frac{I}{I'} = \frac{\alpha}{1-\alpha}$$

D'ordinaire le générateur est circuit RLE, de la résistance R négligeable, qui impose en régime permanent $U=E$ et le récepteur est caractérisé par une relation $U' = U'(I')$. dans ce cas en agissant sur α , on impose la valeur de la tension appliquée au récepteur $U' = \frac{\alpha E}{1-\alpha}$; le récepteur réagit en imposant alors I' . Figure (II.8.d). [4].



(d)

Figure (II.8) Hacheur à stockage capacitif

II.3) Simulation :

II.3.1) Hacheur série :

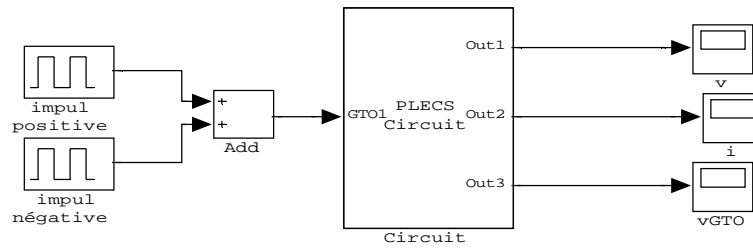


Figure (II.9) Modèle simulink de simulation du hacheur série à GTO

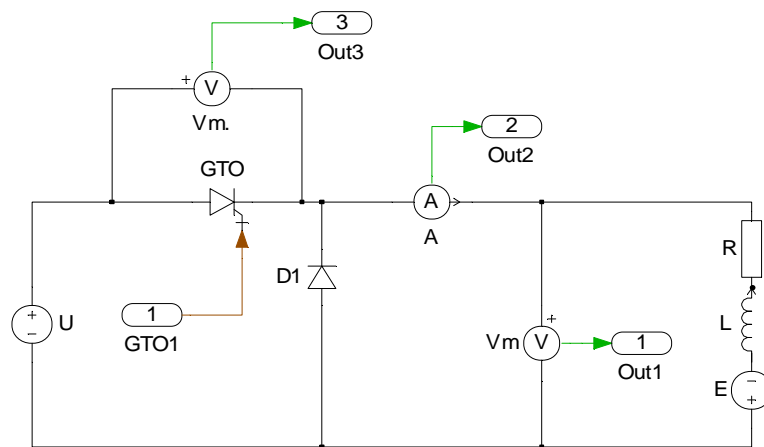


Figure (II.10) Détails de bloc (PLECS circuit)

Les résultats de simulation

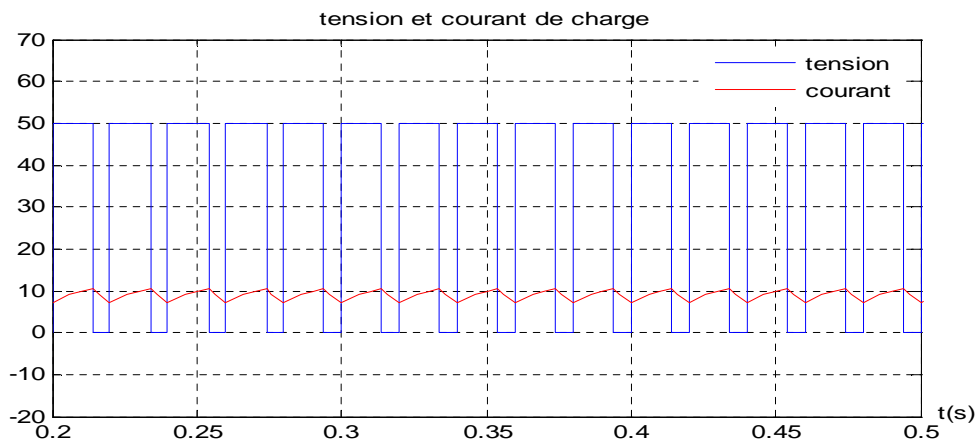


Figure (II.11) La tension et le courant aux bornes de la charge

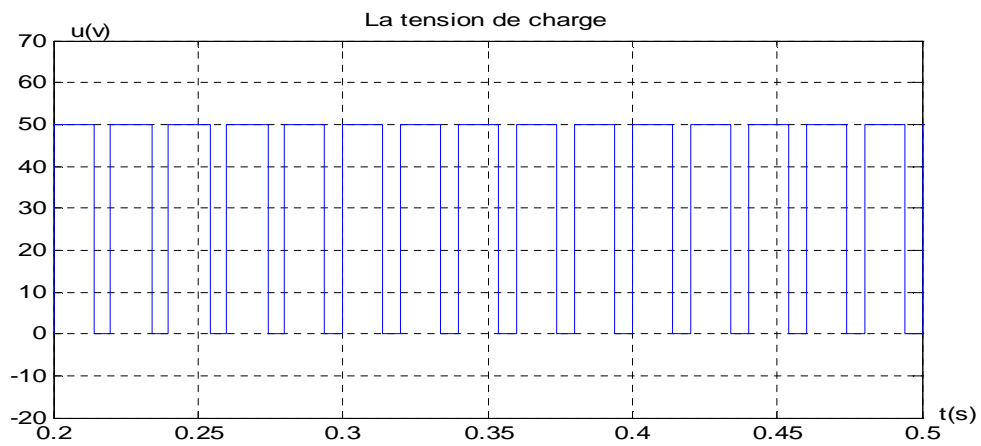


Figure (II.12) La tension aux bornes de la charge

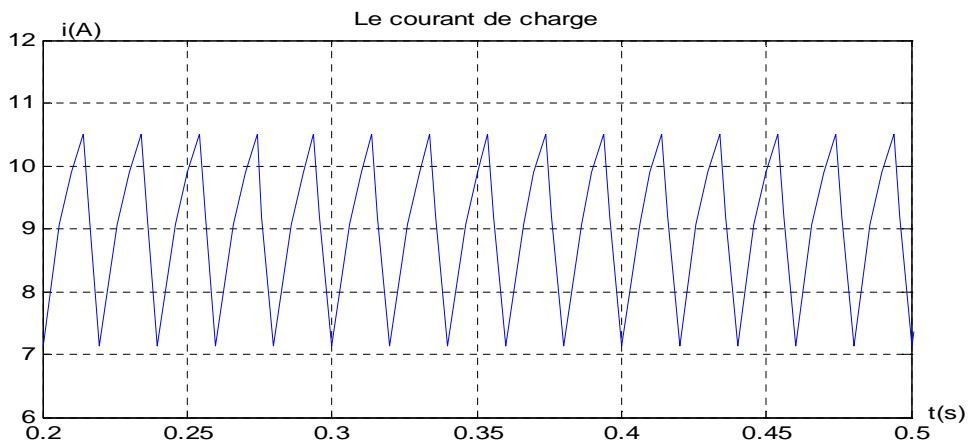


Figure (II.13) Le courant aux bornes de la charge

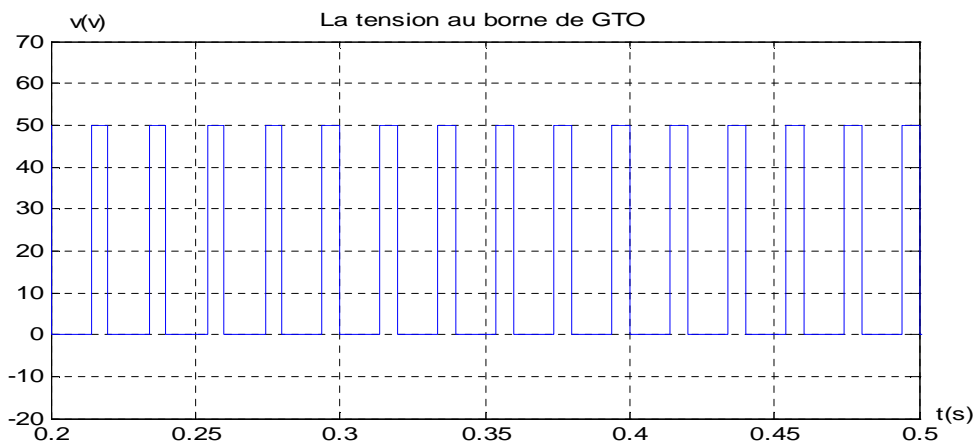


Figure (II.14) La tension aux bornes de GTO

II.3.2) Hacheur parallèle :

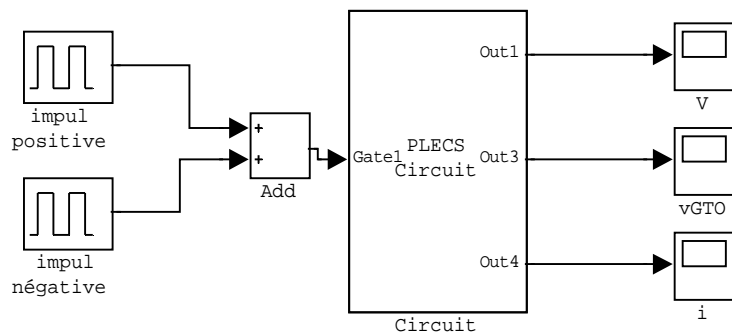


Figure (II.15) Modèle simulink de simulation du hacheur parallèle à GTO

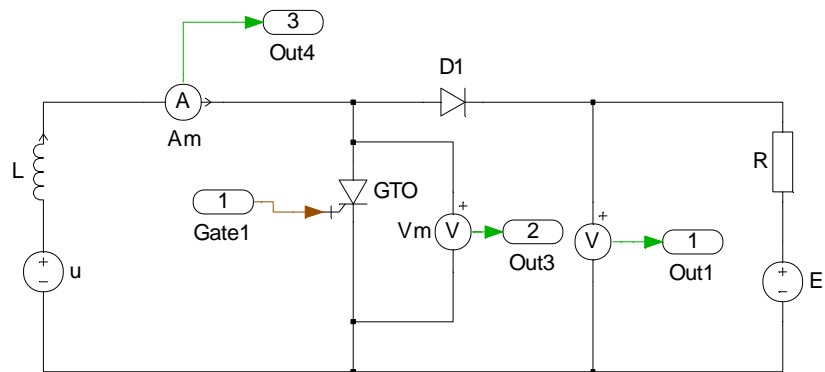


Figure (II.16) Détails de bloc (PLECS circuit)

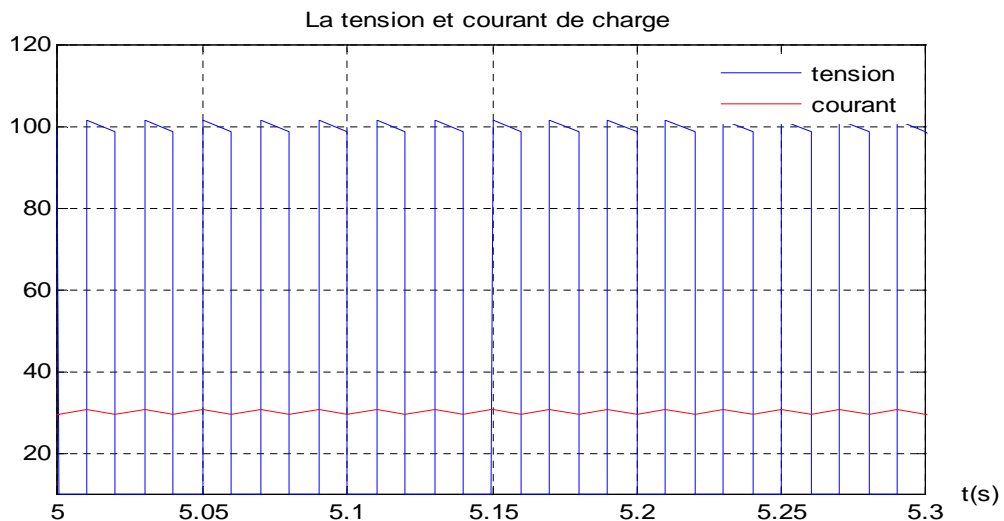


Figure (II.17) La tension et le courant aux bornes de la charge

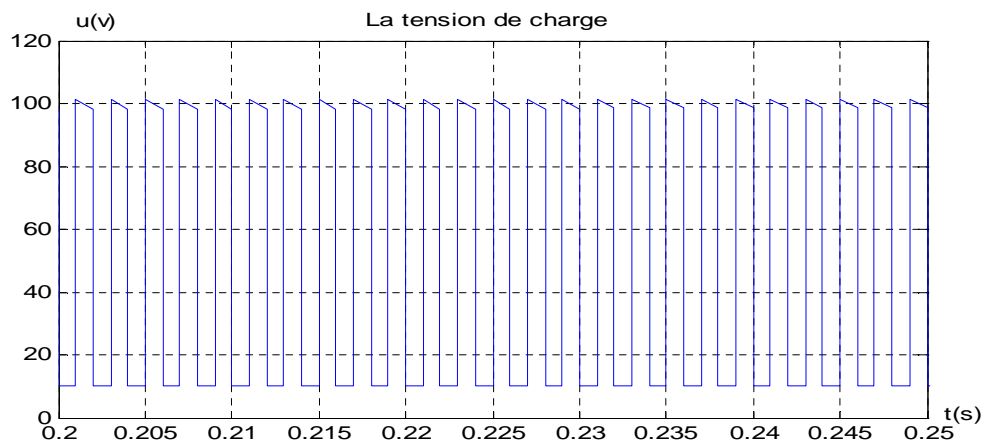


Figure (II.18) La tension aux bornes de la charge

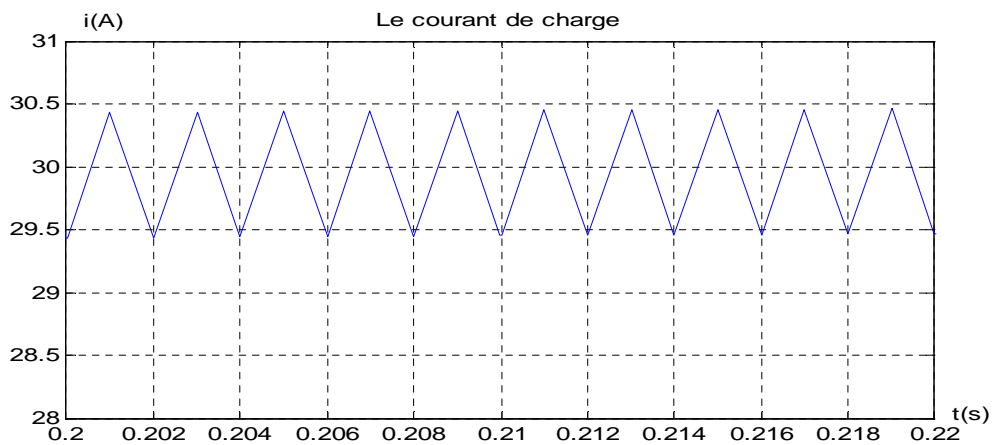


Figure (II.19) Le courant aux bornes de la charge

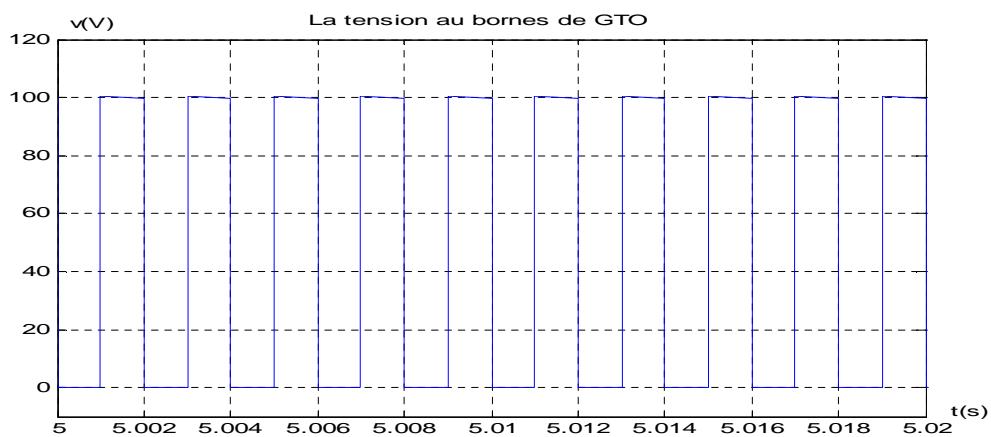


Figure (II.20) La tension aux bornes de GTO

II.3.3) Hacheur réversible en tension :

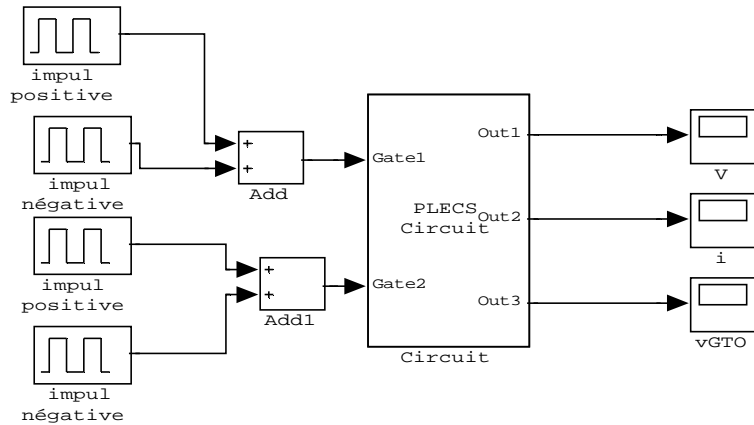


Figure (II.21) Modèle simulink de simulation du hacheur réversible en tension à GTO

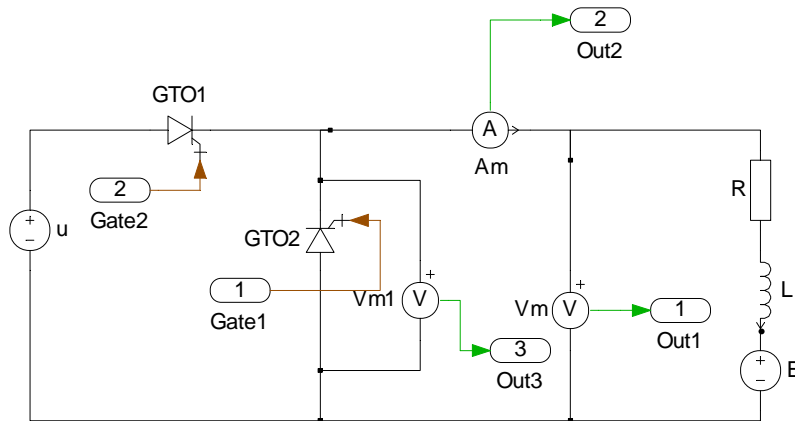


Figure (II.22) Détails de bloc (PLECS circuit)

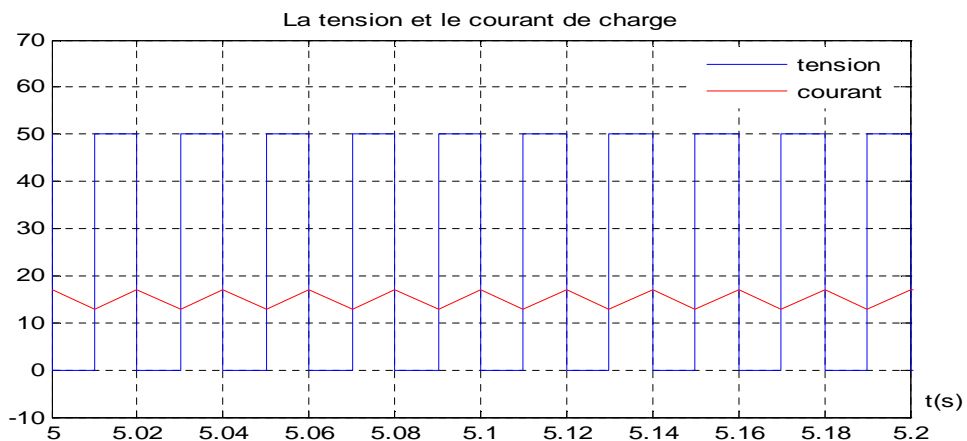


Figure (II.23) La tension et le courant aux bornes de la charge

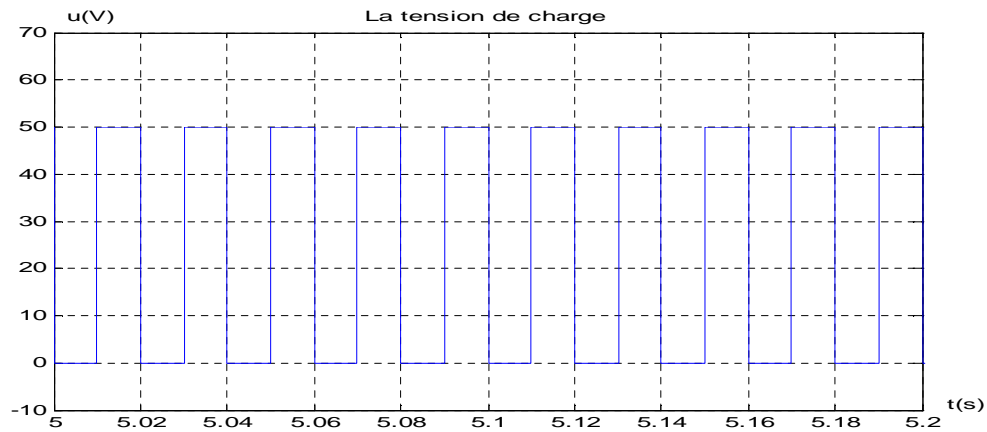


Figure (II.24) La tension aux bornes de la charge

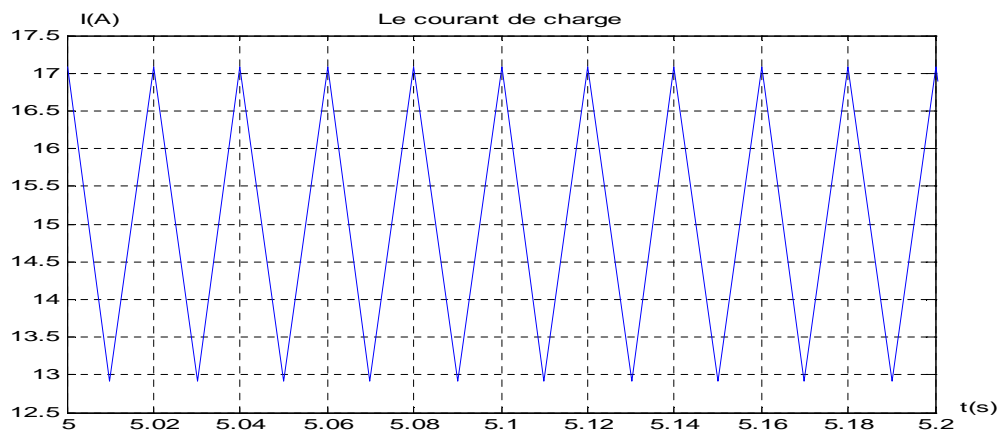


Figure (II.25) Le courant aux bornes de la charge

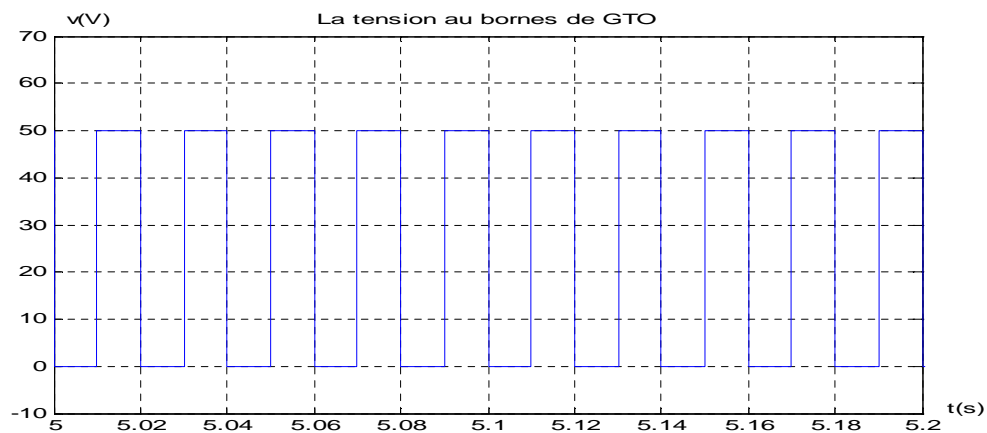


Figure (II.26) La tension aux bornes de GTO

Conclusion :

Pour obtenir la tension continue variable on utilise un hacheur lorsque l'équipement est alimenté en courant continu, batterie d'accumulateurs par exemple.

On emploie :

- L'hacheur série lorsque le moteur ne doit travailler que dans le quadrant 1,
- L'hacheur parallèle est utilisé en traction électrique pour contrôler le freinage rhéostatique d'une machine à courant continu.
- L'hacheur à deux interrupteurs réversible en courant quand il doit travailler dans les quadrants 1 et 2,
- L'hacheur en pont réversible en courant et en tension du côté continu pour le fonctionnement dans les quatre quadrants.
- La marche dans les quadrants 2 et 3 nécessite que la source alimentant le hacheur soit réversible en courant.
- La marche dans les quadrants 1 et 4 nécessite que la source alimentant le hacheur soit réversible en tension.

Introduction :

Un des domaines d'application très important de l'électronique de puissance est l'alimentation de moteurs électriques au moyen de convertisseurs statiques.

Selon le type du moteur (à courant continu, asynchrone ou synchrone), on utilise des convertisseurs de courant, des variateurs de courant continu ou des convertisseurs de fréquence. En association avec des circuits de réglage et de commande, on obtient des entraînements réglés à vitesse variable de haute performance [1].

Les systèmes asservis doivent répondre aux exigences technologiques telles que la précision, la rapidité et la stabilité. Ces qualités fondamentales sont difficiles à réaliser en même temps. En effet, c'est au dépend de la stabilité qu'il est possible d'améliorer la précision ; ce dilemme stabilité-précision a toujours été le problème essentiel.

La synthèse des systèmes asservis consiste à déterminer une structure susceptible d'améliorer ce dilemme. On y arrive en adjoignant aux systèmes qui ne répondent pas aux indices de qualité un dispositif appelé « régulateur ».

III.1) Définition d'un régulateur :

Un régulateur est un assemblage d'objets servant à matérialiser une structure mathématique représentée par une équation différentielle. Ainsi la fonction remplie par un correcteur a pour effet d'introduire des pôles et des zéros dans une boucle, afin d'en modifier la dynamique globale décrite en termes de performances (Précision, stabilité, amortissement, robustesse, ...).

III.2) Fonction d'un régulateur:

On ne demande pas seulement à un régulateur de faire concorder la valeur de la variable primaire, par exemple la vitesse, avec une grandeur de référence, mais encore de remplir un certain nombre de fonctions, nécessaires au bon comportement des machines :

- **Limitation de grandeurs critiques :** Comme le courant ou la tension d'induit ; c'est là une fonction de protection.

- **Commande précise des variables** : De façon à éviter une rapidité excessive dans leurs évolutions; par exemple, le contrôle du gradient de courant dans un induit est une nécessité pour obtenir une bonne commutation.
- **Transfert sans à-coup d'un mode de commande à un autre** : Ainsi la commutation de la régulation de vitesse avec limitation de courant à la régulation du courant doit se faire sans brutalité ;
- **Ajustement et optimisation aisés d'une boucle de commande** : Indépendamment des autres ; cela est indispensable pour la période de mise en service, et aussi dans le cas où l'on serait amené à changer un régulateur, ou même à modifier ses fonctions. [7].

III.3) Régulation en cascade :

Une régulation en cascade est composée de deux boucles imbriquées. Le système peut être décomposé en deux sous systèmes liés par une grandeur intermédiaire mesurable.

- La première boucle : la boucle esclave, a pour grandeur réglée cette grandeur intermédiaire.
- La deuxième boucle : la boucle maître, a pour grandeur réglée la grandeur réglée de la régulation cascade et commande la consigne de la régulation esclave.

Dans le domaine de l'électronique industrielle, l'application des circuits de réglage en cascade figure (III-1) est très répandue .On peut même mettre en cascade plus de deux régulateurs.

Dans la pratique, les réglages en cascade sont faciles à mettre en service [5].

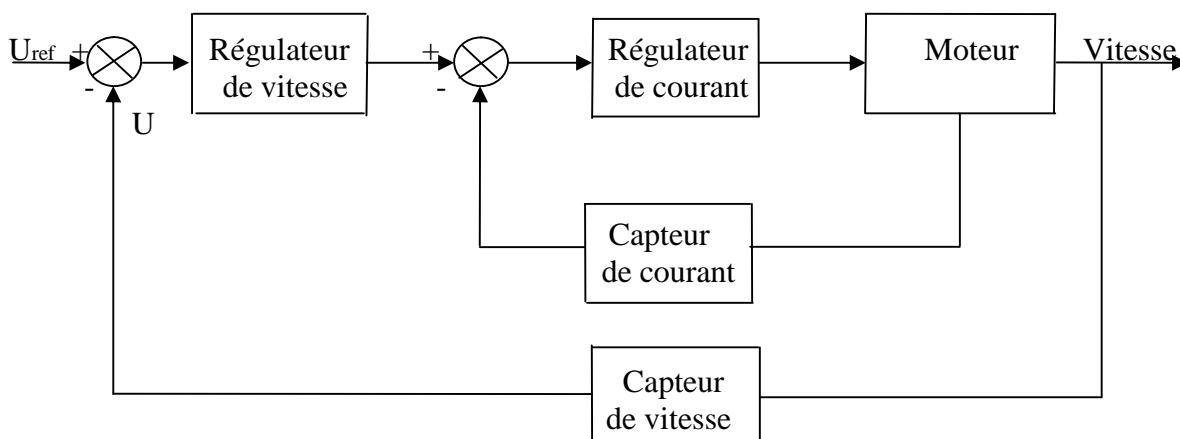


Figure (III-1) Régulation en cascade

III.4) Configuration des circuits de réglage de vitesse d'un moteur à courant continu avec convertisseur de courant :

L'incorporation d'un convertisseur de courant dans entrainement réglé avec moteur à courant continu est représentée schématiquement par la figure (III.2), ou l'on a supposé le cas normal avec un fonctionnement à flux d'excitation constant [1].

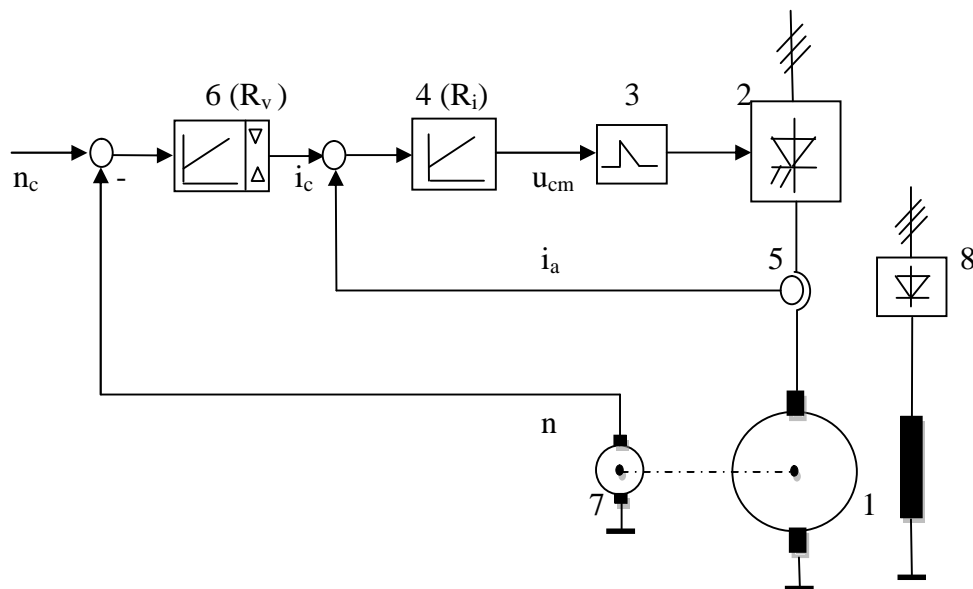


Figure (III.2) Structure d'un entrainement réglé avec moteur à courant continu

L'induit de moteur à courant continu 1 est alimenté par le convertisseur de courant 2, et l'enroulement d'excitation par un autre convertisseur de courant (redresseur à diode 8), L'excitation est donc constante.

Selon le principe de réglage en cascade, le régulateur de courant R_i régle le courant d'induit i_a sur la grandeur de consigne i_c . Ce régulateur intervient avec son signal de sortie, le signal de commande u_{cm} , sur le dispositif de commande de gâchettes 3. La grandeur de consigne interne i_c provient du régulateur de vitesse R_v qui a la tâche de régler la vitesse de rotation n sur la grandeur de consigne n_c .

L'angle de retard d'allumage α de courant et par conséquent sa tension continue U_{da} , est ajusté indirectement au point de fonctionnement (tension d'induit du moteur, dépendant de la

vitesse de rotation n et de la charge, le courant d'induit i_a) par l'intermédiaire des circuits de réglage pour le courant d'induit et de la vitesse de rotation [1].

III.5) Fonction de transfert du moteur à courant continu:

Généralement pour l'analyse des systèmes, il est commode d'analyser les équations différentielles décrivant leurs fonctionnements.

Pour obtenir les expressions des variables du système. On utilisera la transformation de Laplace, qui sera un outil pour la résolution dans le domaine « P ». La transformation inverse de Laplace nous permet de trouver ces expressions en fonction du temps.

III.5.1) Fonction de transfert de la partie électrique:

La tension d'induit du moteur est égale :

$$U_d = E + R_a I_d + L_a \frac{dI_d}{dt} \quad (\text{III.1})$$

Après la transformation de *Laplace* :

$$U_d(P) = E(P) + (R_a + L_a P) I_d(P) \quad (\text{III.2})$$

$$I_d(P) = \frac{U_d(P) - E(P)}{R_a + L_a P} \quad (\text{III.3})$$

La fonction de transfert de la partie électrique:

$$G_1(P) = \frac{I_d(P)}{U_d(P) - E(P)} = \frac{1/R_a}{1 + \frac{L_a}{R_a} P} \quad (\text{III.4})$$

$$G_1(P) = \frac{1/R_a}{1 + T_e P} \quad (\text{III.5})$$

Avec : $T_e = \frac{L_a}{R_a}$ constante de temps électrique

III.5.2) Fonction de transfert de la partie mécanique :

Ce calcul est généralement réalisé à partir de principe fondamental de la dynamique appliqué en rotation :

$$C_m - C_r = J \frac{dw}{dt} \quad (\text{III.6})$$

Après la transformation de Laplace :

$$C_m(P) - C_r(P) = JPW(P) \quad (\text{III.7})$$

Et d'autre part :

$$C_m = K' \phi \cdot I_d = KI_d \quad (\text{III.8})$$

$$E = K' \phi \cdot w_n = K \cdot w_n \quad (\text{III.9})$$

Où :

$$K = K' \phi \quad (\text{III.10})$$

On a :

$$W(P) = \frac{C_m(P) - C_r(P)}{JP} \quad (\text{III.11})$$

La fonction de transfert de la partie mécanique est écrite comme suite :

$$G_2(P) = \frac{W(P)}{C_m(P) - C_r(P)} = \frac{1}{JP} \quad (\text{III.12})$$

III.5.3) Calcul des paramètres statiques du moteur :

➤ *Coefficient de transfert du moteur :*

En régime permanent l'équation (III-1), devienne :

$$U_d = E + R_a \cdot I_d \quad (\text{III.13})$$

On remplace l'équation (III-9) dans l'équation (III-13), alors :

$$U_d = K w_n + R_a I_d \Rightarrow K = \frac{U_d - R_a I_d}{w_n} \quad (\text{III.14})$$

➤ *La vitesse de rotation w_n :*

$$w_n = \frac{2\pi n}{60} = 209.33 \text{ rad/s}$$

A.N:

$$K = \frac{220 - 17.6}{209.33} \Rightarrow K = 0.9668 \text{ v s/rad} \quad (\text{III.15})$$

➤ Coefficient électromécanique:

$$K_m = 1/K \quad (\text{III.16})$$

$$K_m = 1 / 0.9668 \Rightarrow K_m = 1.0343 \text{ rad/v s}$$

➤ La constante de temps électromécanique est donc :

$$T_m = \frac{R_a J}{K^2} = \frac{8 * 0.005}{(0.9668)^2} = 0.04279 \text{ s} \quad (\text{III.17})$$

➤ La constante de temps électrique vaut donc:

$$T_e = \frac{L_a}{R_a} \Rightarrow T_e = \frac{59.71 \cdot 10^{-3}}{8} = 0.00746 \text{ s} \quad (\text{III.18})$$

A partir de ces équations on représente le schéma fonctionnel du moteur à courant continu par la figure (III-3) ci-dessous :

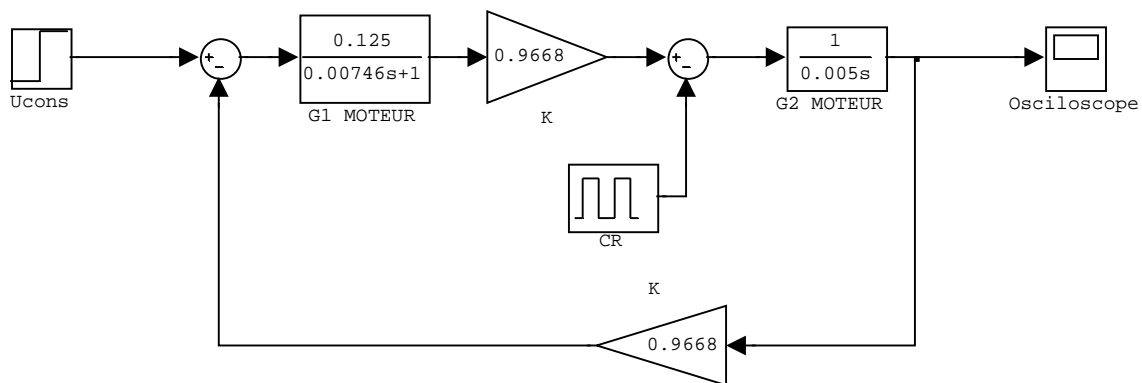


Figure (III.3) Schéma bloc du Moteur à courant continu

III.5.4) Résultat de simulation de moteur à courant-continu :

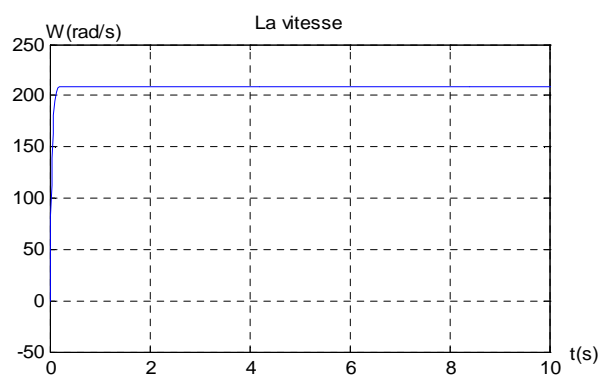
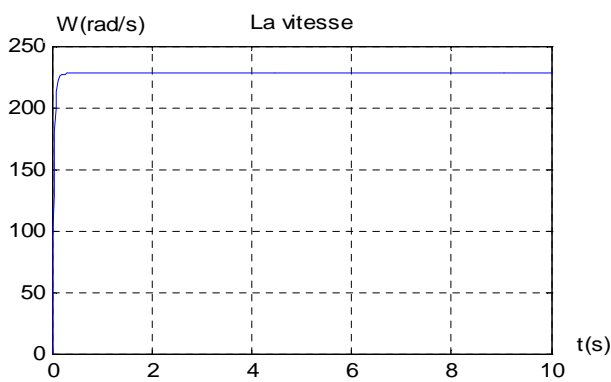
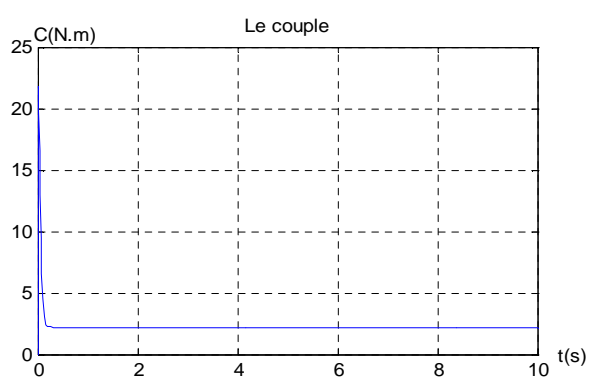
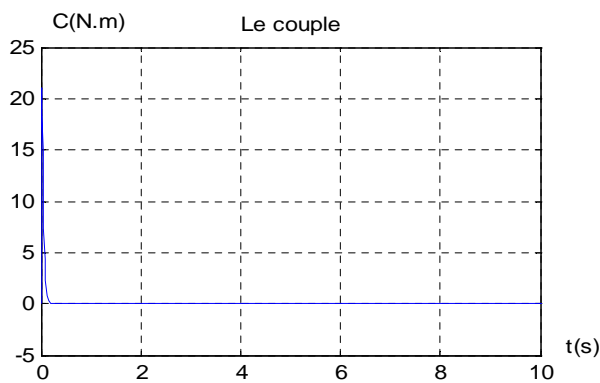
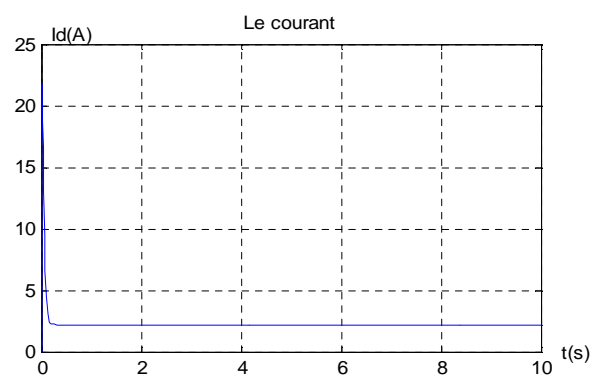
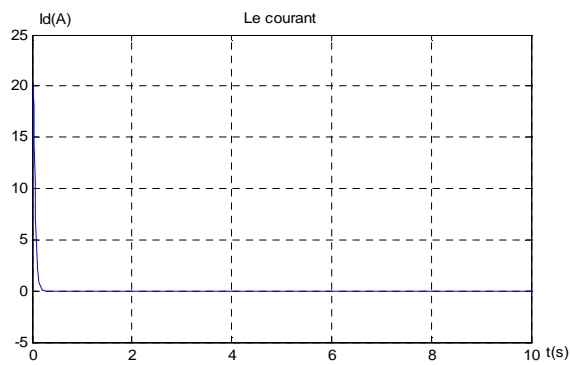


Figure (III.4) Marche à vide
($U_{ind}=220v$; $C_r=0$ N.m)

Figure (III.5) Marche en charge
($U_{ind}=220v$; $C_r=2.127$ N.m)

III.6) Le convertisseur utilisé :

Les convertisseurs statiques utilisés pour alimenter des moteurs à courant continu. Ce sont plus précisément le convertisseur de courant, le convertisseur de courant bidirectionnel et le variateur de courant continu. Ces convertisseurs statiques peuvent fournir une tension continue variable, ce qui indispensable pour faire varier la vitesse de rotation d'un moteur à courant continu à excitation constante [8].

On utilise le hacheur pour la commande de vitesse des moteurs à courant continu. Ce type de convertisseur est généralement le plus intéressant par ce qu'il permet le réglage du transfert de la puissance entre une source de tension continue et le moteur. Selon la nature de la charge mécanique, de la source et du hacheur.

III.6.1) Fonction de transfert du convertisseur :

Le convertisseur statique avec le dispositif de commande est en général décrit approximativement par une fonction de transfert de la forme :

$$G_{con}(P) = \frac{K_{con}}{1 + T_{con}P}$$

Le rapport cyclique α du hacheur est le rapport de la durée de conduction à la période de hachage : $\alpha = \frac{U'}{U}$, il s'agit d'une relation linéaire dont on représente la caractéristique suivante :

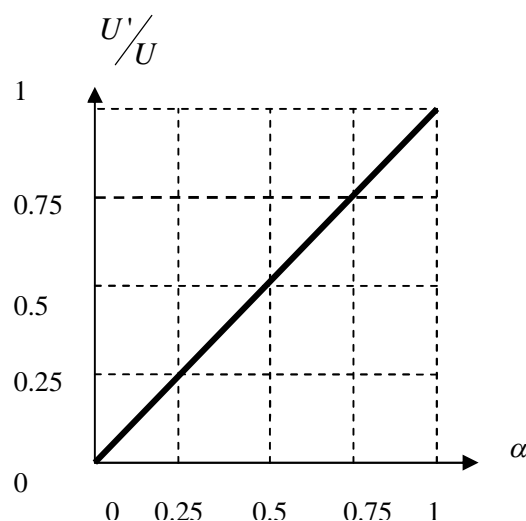


Figure (II.6) Caractéristique idéale du convertisseur utilisé

Cette caractéristique est indépendante du courant continu I' , est une caractéristique linéaire, donc on peut assimiler le convertisseur complet à un amplificateur de gain K_{con} déterminer à partir de :

K_{con} : Gain du convertisseur statique. Il est déterminé d'après la caractéristique de réglage par

le rapport : $\frac{U_{moy}}{U_a}$

Avec U_a : la tension de commande égale à 10 v.

Dans notre cas on a :

$$K_{con} = \frac{220}{10} = 22 \Rightarrow K_{con} = 22$$

III.6.2) Schéma bloc de l'ensemble Convertisseur-Moteur à courant continu :

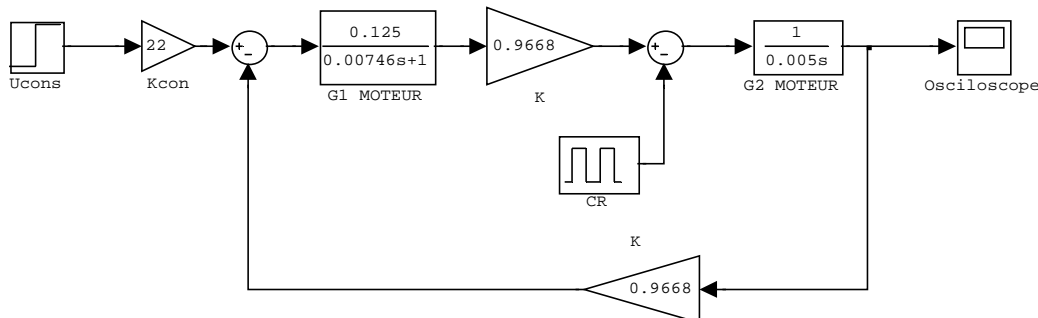


Figure (III.7) Schéma bloc de l'ensemble moteur –convertisseur

Les résultats de simulation de l'ensemble Moteur-Convertisseur est représenté par les figures suivantes:

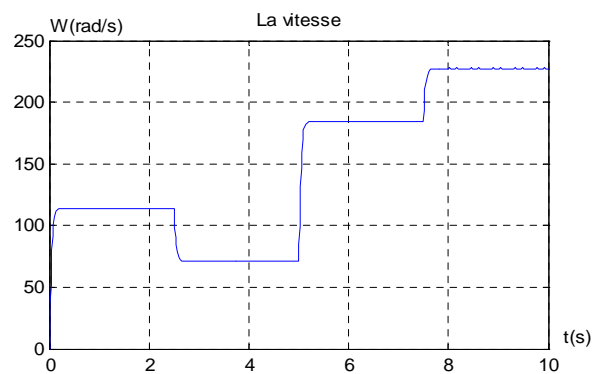
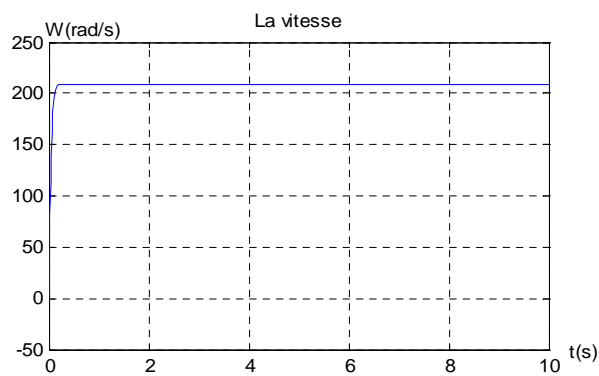
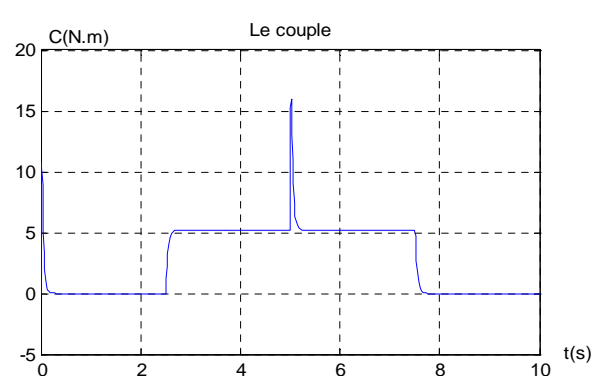
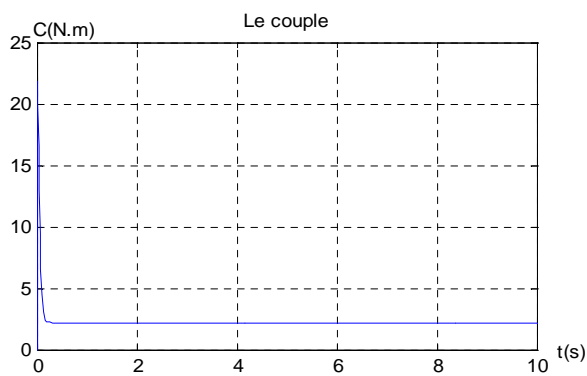
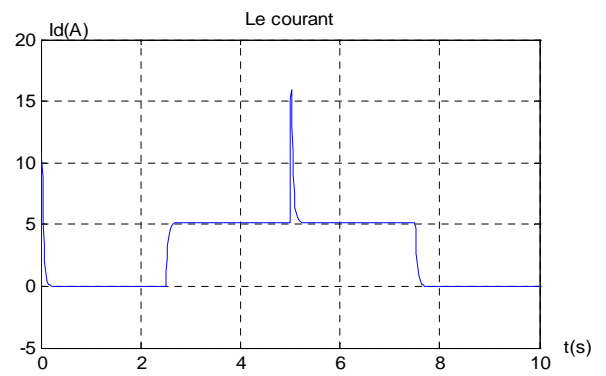
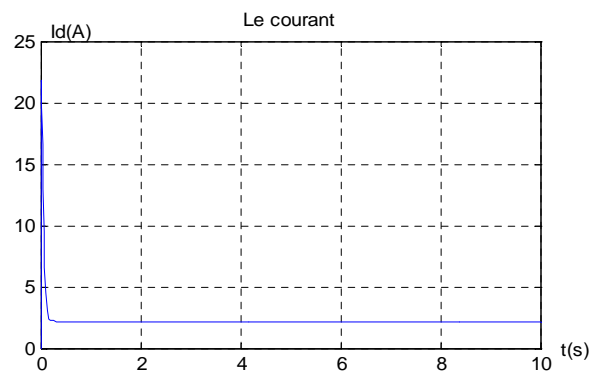


Figure (III.8) Marche en charge
($U_{ind}=220v$; $C_r=2.127N.m$)

Figure (III.9) Marche à vide avec
variation de vitesse ($U_{ind}=110v$;
puis à $t=5s$; $U_{ind}=220v$)et perturbation
($t=2,5s$; $t=7,5s$)

Interprétation :

Les figures précédentes représentent les courbes du courant, du couple et de vitesse pour différentes étapes du fonctionnement d'un moteur à courant continu.

Au premier lieu, il est bien remarquer que les caractéristiques (courant-couple -temps) des forts appels pendant le démarrage; en régime permanent sont stabilisés à des valeurs nulles.

Dans la courbe de vitesse on remarque bien qu'elle est d'une forme apériodique durant le régime transitoire, puis elle se stabilise à la vitesse de la marche à vide w_0 en régime permanent figure (III.8).

Si on applique une charge nominale ($C_r=C_n$), les valeurs du courant, du couple et de vitesse se stabilisent respectivement : au courant nominal I_{dn} , au couple nominal C_n et la vitesse nominale w_n (l'appel du courant, couple et de vitesse dépend de l'application d'un couple résistant (la charge)) figure (III.9).

Si on applique aux systèmes deux échelons d'amplitudes différentes décalés ($U_d=110$ v, $U_d=220$ v), la vitesse atteint une valeur correspondante à ce changement ($U_d=110$ v, $C_r=0$), puis la vitesse proportionnelle à la tension ($U_d=220$ v, $C_r=0$) figure (III.10).

Si on applique aux systèmes deux échelons d'amplitudes différentes décalés ($U_d=110$ v, $U_d=220$ v), avec une perturbation, la vitesse de rotation diminue durant la perturbation, par contre le courant et le couple augmentent figure (III.11).

Remarque :

Les résultats de simulation convertisseur-moteur sont les mêmes résultats que la simulation du moteur à courant continu.

III.7) Etude de la boucle de courant :**Introduction :**

Les dépassements de courant observés précédemment constituent un véritable problème, tant pour le convertisseur statique que pour le moteur. Si le système (convertisseur+moteur) a été dimensionné pour une utilisation nominale, les transitoires de courant risquent de détruire les composants de puissance du convertisseur statique. Par ailleurs, dans le cas où l'on utilise des éléments commerciaux, il arrive que le convertisseur soit sur dimensionné, car

pouvant fonctionner avec une gamme de moteurs de différentes puissances. Alors le convertisseur pourra délivrer le courant appelé. Ce sont alors les conducteurs du moteur qui risquent d'être détruits par une surintensité. Pour ces raisons il convient donc :

- D'asservir le courant pour avoir la maîtrise des dépassements ;
- De limiter le courant maximum pour protéger le moteur dans tous les cas

Pour contrôler le courant d'induit, on introduit dans la boucle de courant :

Un capteur de courant qui délivrera une tension proportionnelle au courant d'induit du moteur, et un régulateur de courant pour le contrôle et la correction

III.7.1) Capteur de courant d'induit :

La mesure de courant est effectuée à l'aide d'un transformateur de courant continu basé sur le principe des amplificateurs. Il est constitué des éléments suivants :

- Transformateur de courant.
- Pont à diodes pour avoir une tension redressée fixe.
- Une résistance fixe et une autre variable pour le réglage.
- Potentiomètre pour ajuster la tension

III.7.1.1) Calcul du facteur de transfert :

Il est déterminé d'après la formule suivante :

$$K_{cc} = \frac{U_{\max}}{I_{\max}} \quad (\text{III.18})$$

Avec : U_{\max} : tension de capteur de sortie maximale.

I_{\max} : courant admissible d'induit.

$$K_{cc} = \frac{10}{2.5 \cdot 2.2} = 1.818 \text{ V/A}$$

III.7.1.2) Calcul de la constante de temps T_{CC} :

Cette constante est égale à celle du temps du filtre placé à la sortie du transformateur de compensation et sa valeur égale à $T_{CC} = 0.005 \text{ s}$

III.7.1.3) Fonction de transfert du capteur de courant :

La fonction de transfert du capteur de courant est :

$$G_{cc}(P) = \frac{K_{cc}}{1 + T_{cc}P} \quad (\text{III.19})$$

$$G_{cc}(P) = \frac{1.818}{1 + 0.005P}$$

III.7.2) Synthèse de la boucle de courant :

On peut schématiser la boucle de courant comme suit :

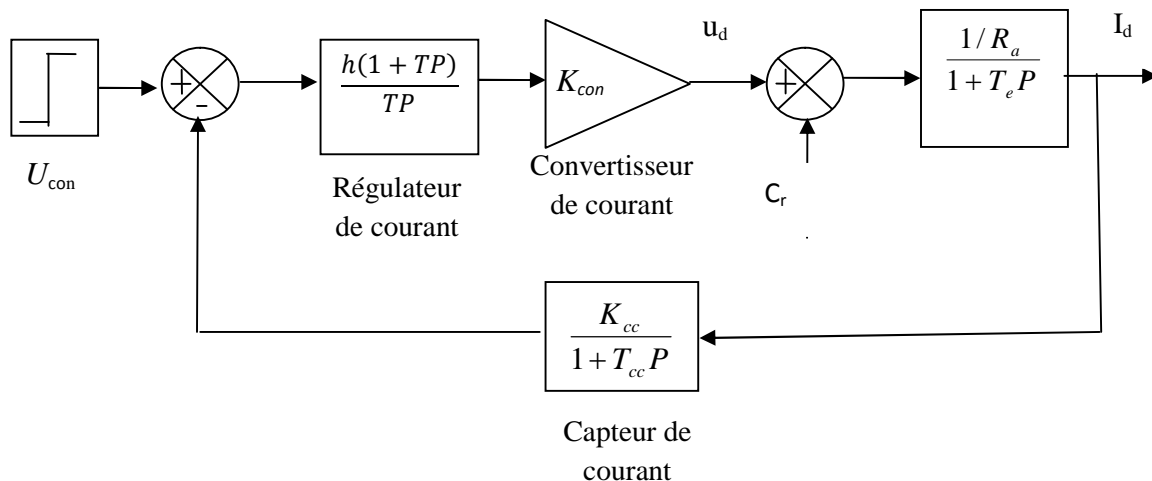


Figure (III.10) Schéma bloc de la boucle de courant.

III.7.3) Détermination des paramètres du régulateur de courant par la méthode de l'optimum symétrique:

Cette méthode s'applique aux systèmes du second ordre linéaires continus dont la fonction de transfert est de la forme standard suivant:

$$G_3(P) = \frac{1}{T_1 P (1 + T_2 P)} \quad (\text{III.20})$$

Et que l'on règle avec un régulateur proportionnel intégral **PI**, de fonction de transfert général :

$$G_{Rc}(P) = h \frac{1 + TP}{TP} \quad (\text{III.21})$$

$$\text{Tel que : } a = T / T_2 \quad ; \quad h = \frac{T_1}{T_2 \sqrt{a}} .$$

Avec a : coefficient d'avance de phase.

T : constante de temps de régulateur de courant

h : Coefficient d'amplification de régulateur de courant

La fonction de transfert en boucle ouverte de courant se présente sous la forme :

$$G_4(P) = \frac{hK_{con}K_{cc}(1/R_a)}{TP} \frac{1 + TP}{(1 + T_{cc}P)(1 + T_eP)} \quad (\text{III.22})$$

D'ordre plus élevé que celui de la forme standard de l'équation (III.20), Pour se ramener à celle-ci on procède à une approximation. En effet couramment T_{cc} est très inférieure à T_e et approche $G_4(p)$ par la forme [9] :

$$G_5(P) = \frac{hK_{con}K_{cc}}{R_a T} \frac{1 + TP}{[1 + T_{cc}P]T_e P^2} \quad (\text{III.23})$$

On peut faire l'égalité entre la fonction de transfert standard et la fonction de transfert de la boucle de courant ouverte [9].

Après la simplification, on trouve :

$$T_2 = T_{cc} = 0.005 \text{ s.}$$

$$T_1 = \frac{R_a \cdot T_e}{K_{cc} \cdot K_{con}} = \frac{8 \cdot 0.00746}{1.818 \cdot 22} = 0.0015 \text{ s}$$

$$T_1 = 0.0015 \text{ s}$$

Et avec l'application numérique on trouve les paramètres du régulateur de courant :

$$T = 0.02 \text{ s}$$

$$h = 0.15$$

III.8) Etude de la boucle de vitesse :

Introduction :

Les exigences de l'évolution du besoin industriel des variateurs de vitesse ne cessent de devenir de plus en plus contraignantes.

Ces contraintes requièrent, généralement une habilité à suivre les changements du point de fonctionnement et une aptitude à régler les perturbations de charge et les variations paramétriques.

Le régulateur conventionnel proportionnel intégral (**PI**) utilisés pour ces variations est conçu sur la base d'une linéarisation autour d'un point de fonctionnement.

III.8.1) Capteur de vitesse :

Certains convertisseurs électromécaniques à couplage magnétique sont conçus pour servir de capteur de vitesse ou de position en fournissant des signaux électriques qui sont l'image de la vitesse de déplacement ou de la position de leur rotor.

La plupart des capteurs de vitesse sont des capteurs de vitesse angulaire de rotation. Pour mesurer la vitesse de rotation du moteur, on utilise une dynamo-tachymétrique, est une petite machine à courant continu excitée par aimants permanents et capable de fournir quelque watts.

III.8.1.1) Facteur de transfert du capteur de vitesse :

On obtient ce facteur d'après la condition suivante :
La tension de sortie du capteur de vitesse doit être égale à 10V quand la vitesse est maximale et on aura :

$$K_{cv} = \frac{U_{\max}}{\omega_{\max}} = \frac{10}{209.33} \Rightarrow K_{cv} = 0.047771 \text{ v.rad / s}$$

III.8.1.2) La fonction de transfert du capteur de vitesse est :

$$G_{cv}(P) = K_{cv}$$

III.8.2) Synthèse de la boucle de vitesse:

Le schéma bloc final de l'association : « MCC – convertisseur »

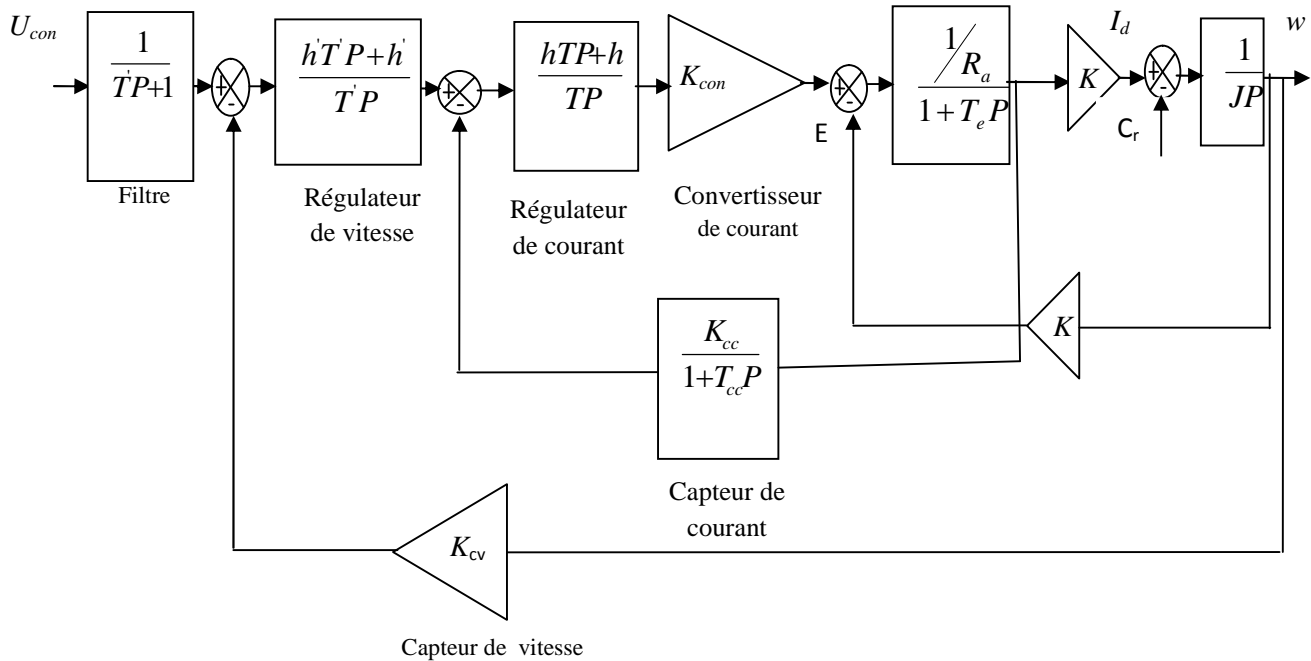


Figure (III.11) Le schéma bloc final de l'association convertisseur-MCC

III.8.3) Détermination des paramètres de régulateur de vitesse :

Pour pouvoir déterminer le régulateur de vitesse, il faut connaître la fonction de transfert du courant en boucle fermée. Pour simplifier l'étude de la boucle de vitesse, on peut simplifier la boucle de courant dans la forme suivante [9] :

$$G_6(P) = \frac{1}{K_{cc} \left(1 + \frac{P}{W_{cbi}}\right)} \tag{III.24}$$

Tel que :

$$W_{cbi} = \frac{1}{T_{cc} \sqrt{a}} \tag{III.25}$$

W_{cbi} : La fréquence de coupure de la boucle de courant.

La fonction de transfert de régulateur de vitesse est de la forme suivante :

La fonction de transfert de régulateur de vitesse est de la forme suivante :

$$G_{Rv}(P) = h' \frac{1 + T'P}{T'P} \quad (\text{III.26})$$

Selon la méthode de l'optimum symétrique la fonction de transfert de la boucle ouverte de vitesse :

$$G_7(P) = \frac{h'.K.K_{cv}}{T'.K_{cc}J} \frac{1 + T'P}{P^2(1 + \frac{P}{W_{cbi}})} \quad (\text{III.27})$$

Comme le calcul des paramètres du régulateur de courant. On fait le même travail pour déterminer les paramètres du régulateur de vitesse [9].

On trouve :

$$T'_1 = \frac{J.K_{cc}}{K.K_{cv}} \quad , \quad T'_2 = \frac{1}{W_{cbi}}$$

$$T' = a.T'_2 \quad ; \quad h' = \frac{1}{\sqrt{a}} \frac{T'_1}{T'_2}$$

T' : Constante de temps de régulateur de vitesse

h : Coefficient d'amplification de régulateur de vitesse

A.N : $T' = 0.04 \text{ s} \quad ; \quad h' = 9.85$

III.9) Schéma bloc complet de la régulation en cascade de l'association hacheur à GTO -moteur à courant continu

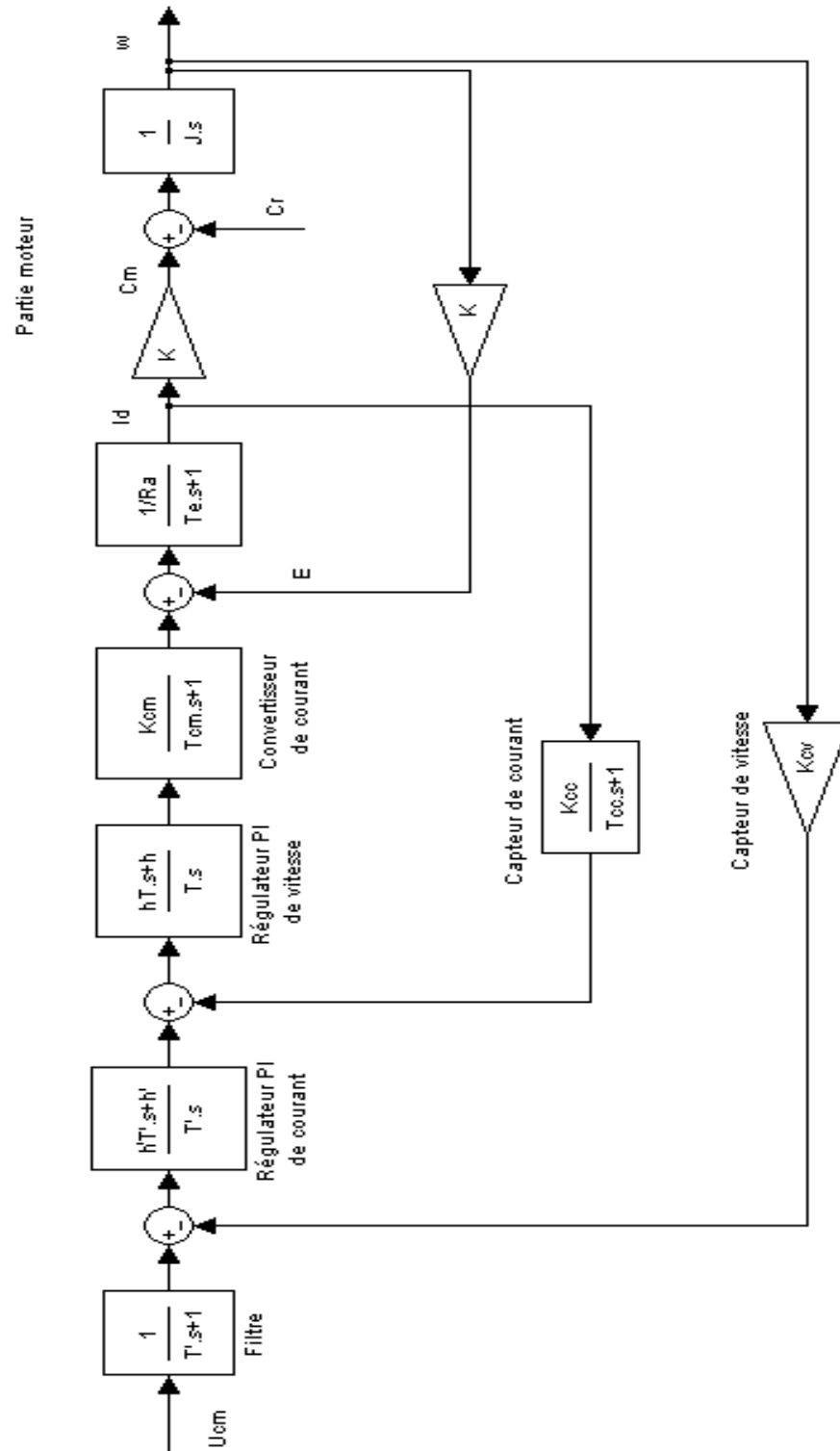


Figure (III.12) Schéma bloc complet de la régulation en cascade de l'association « hacheur à GTO -moteur à courant continu »

Les résultats de simulation :

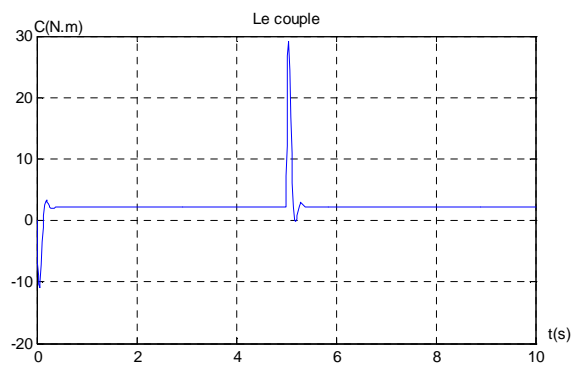
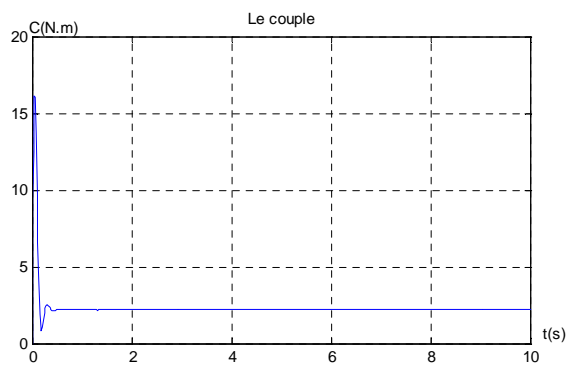
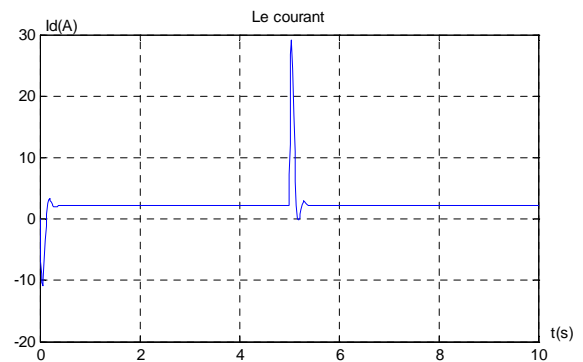
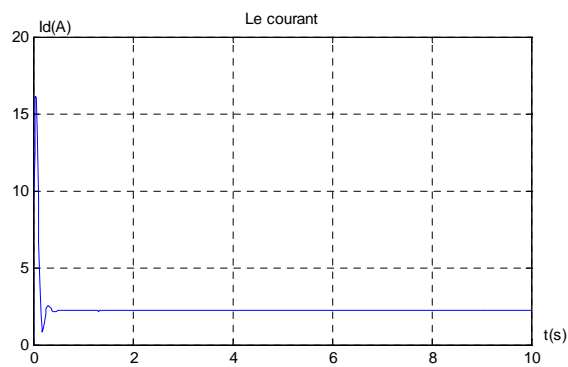
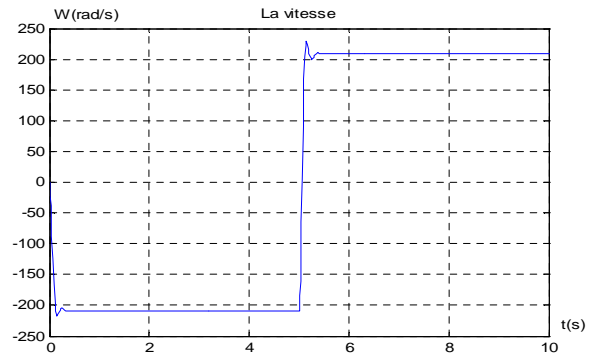
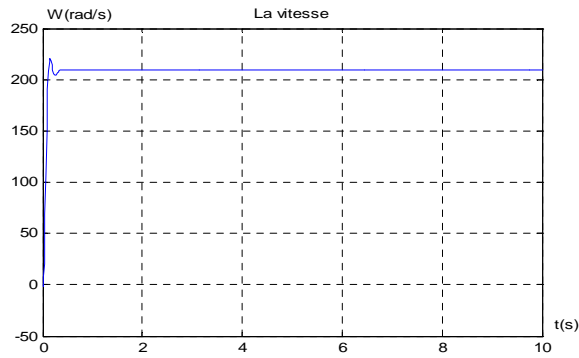


Figure (III.13) Marche en charge
 ($U_{ind}=220V$; $C_r=2.127N.m$)

Figure (III.14) : Marche en charge, avec
changement de sens de rotation (t= 5 s)

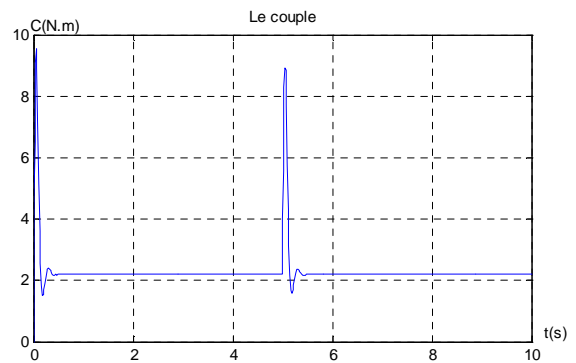
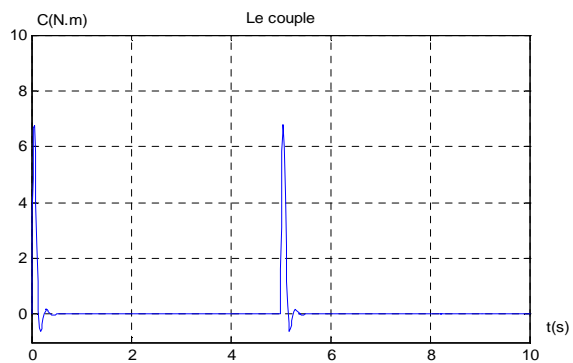
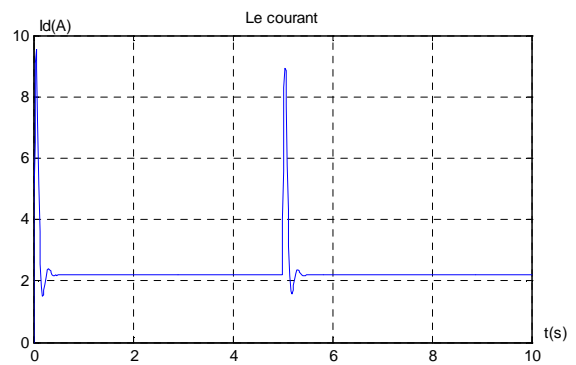
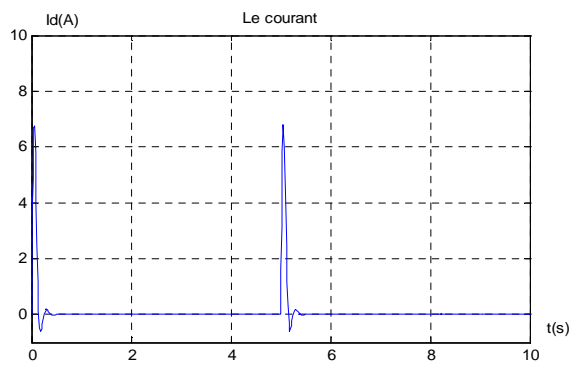
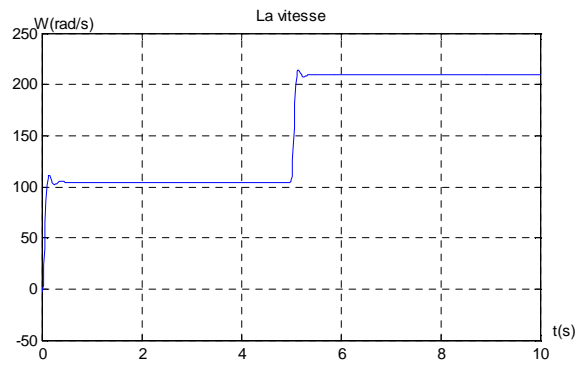
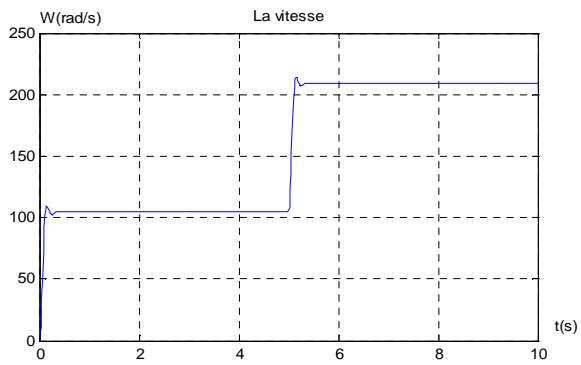


Figure (III.15) Marche à vide avec variation de vitesse ($U_{ind}=110v$; puis à $t=5s$; $U_{ind} =220v$)

Figure(III.16) Marche en charge avec variation de vitesse ($U_{ind}=110v$; puis à $t=5s$; $U_{ind} =220v$)

Interprétation :

Il est bien remarquer que les caractéristiques (vitesse, courant, couple) :

Dans le cas où on applique un couple résistant (marche en charge) que la vitesse présente un pic à l'instant du début, puis rentre au régime permanent.

Dans le cas on applique à l'entrée un échelon négatif, après un certain temps on applique un autre échelon positif pour voir clairement le passage d'un état stationnaire à un autre. On remarque que le courant et le couple subissent un pic à l'instant de changement de sens de rotation (cela est dû au changement du signe de la tension (négatif → positif).

Si on applique aux systèmes deux échelons d'amplitudes différentes décalés ($U_d=110$ v, $U_d=220$ v), la vitesse atteint une valeur correspondante à ce changement avec un pic ($U_d=110$ v, $C_r=0$), puis la vitesse proportionnelle rentre au régime établi.

Si on applique aux systèmes deux échelons d'amplitudes différentes décalés ($U_d=110$ v, $U_d=220$ v), la vitesse atteint une valeur correspondante à ce changement avec un pic ($U_d=110$ v, $C_r=C_n$), puis la vitesse proportionnelle rentre au régime établi.

(La régulation fonctionne convenablement).

Conclusion :

Le fonctionnement des moteurs à courant continu sans régulation présente un certain nombre d'inconvénients tels que un courant important au démarrage, une diminution de vitesse de rotation en cas de charge, de ce fait pour effectuer un certain travail avec des performances données, le système doit être réglé.

Le premier rôle d'un système de régulation est d'obliger la ou les grandeurs asservies (sortie du système) à conserver des valeurs aussi proche que possible de celle que l'on considère comme idéale.

Introduction :

La logique booléenne, fondement de l'informatique classique, repose sur deux valeurs, le zéro et le un. Toute proposition ainsi traitée est alors considérée vraie ou fausse. Or, dans le monde réel, rares sont les catégories supportant une telle classification tout ou rien.

Depuis quelques années déjà, on trouve sur le marché des appareils de grande consommation (appareils de photos, vidéo, ...) qui sont présentés comme faisant intervenir un réglage par logique floue ou « fuzzy-logic » ou encore « fuzzycontrol ». Au delà de l'argument publicitaire évident, il est intéressant de comprendre ce nouveau concept de réglage et de l'appliquer à certains types de problèmes de réglage rencontrés par l'ingénieur.

Le principe du réglage par logique floue part du constat suivant: dans les problèmes de régulation auxquels il est confronté, l'homme ne suit pas, à l'image de ses inventions, un modèle mathématique fait de valeurs numériques et d'équations. Au contraire il utilise des termes tel que « un peu trop chaud, aller beaucoup plus vite, freiner à fond, etc... » ainsi que ses propres connaissances qu'il a dans le domaine. Ces connaissances sont, le plus souvent, acquises de façon empirique. Le principe du réglage par la logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire par exemple) mais des variables linguistiques, proches du langage humain de tous les jours. De plus, ces variables linguistiques sont traitées à l'aide de règles qui font référence à une certaine connaissance du comportement du système à régler. Sur la base de ce principe, différentes réalisations ont vu le jour et, actuellement, on trouve deux types d'approche pour le réglage par logique floue. Dans l'une de ces approches, les règles sont appliquées aux variables à l'aide d'une approche numérique par le biais d'un microprocesseur spécialisé ou non ou d'un ordinateur. Dans l'autre approche, les règles sont appliquées aux variables de façon analogique. Ces deux approches permettent de développer des organes de contrôle par le flou que l'on désigne par processeur digital flou ou par processeur analogique flou.

La logique floue sert à représenter des connaissances incertaines et imprécises. La commande floue sert à prendre une décision même si l'on ne peut pas estimer les entrée/sorties qu'à partir de prédicats vagues ou lorsque ses entrée/sorties sont entachées d'erreurs que l'on peut évaluer que grossièrement.

On conçoit l'intérêt de faire entrer l'approche floue dans la régulation ou l'asservissement des processus industriels, pour les quels les informations disponibles sont souvent imprécises, dans des boucles de régulation parfois incomplètes. Le savoir faire de l'opérateur, constitue entre autres souvent des règles simples, lui permet de conduire chaque machine plus correctement parfois qu'un algorithme classique.

Dans le domaine du génie électrique, la commande à logique floue a fait l'objet de plusieurs travaux : dans la commande des convertisseurs statiques et dans la commande des machines électriques, dans la navigation de robots mobiles. Toutes ces applications ont démontré qu'un régulateur à logique floue est plus robuste qu'un régulateur conventionnel.

IV.1) Historique :

Les racines de la logique floue se trouvent dans le principe d'incertitude de Heisenberg. Dans les années 20. Les physiciens ont introduit la troisième valeur $\frac{1}{2}$ dans le système logique bivalent $\{0,1\}$. Pourquoi $\frac{1}{2}$? Parce que c'est la valeur de vérité de tous les paradoxes. La logique classique interdit tous les paradoxes par ses axiomes [11].

Au début des années 30, le logicien polonais **Jan Lukasiewicz** a développé le système logique avec trois valeurs puis l'a étendu à tous les nombres rationnels entre 0 et 1. Il a défini la logique floue comme une logique qui utilise la fonction générale de vérité qui peut prendre toutes les valeurs entre 0 (faux) et 1 (vrai) [11].

Dans les années 30, **Max Black** a appliqué la logique floue aux ensembles d'éléments ou de symboles. Il a appelé imprécision l'incertitude de ces ensembles. Il a dessiné la première fonction d'appartenance d'un ensemble floue [11].

En 1965 lorsque le professeur Lotfi A. Zadeh, de l'université de Berkeley aux USA, publie un article intitulé « Ensembles flous » (Fuzzy sets). Il a réalisé depuis de nombreuses avancées théoriques majeures dans le domaine et a été rapidement accompagné par de nombreux chercheurs développant des travaux théoriques.

Parallèlement, certains chercheurs se sont penchés sur la résolution par logique floue de Problèmes réputés difficiles. Ainsi en 1975, le professeur Mamdani à Londres développe une stratégie pour le contrôle des procédés et présente les résultats très encourageants qu'il a obtenus sur la conduite d'un moteur à vapeur. En 1978, la société danoise F.L.Smidth réalise le contrôle d'un four à ciment. C'est là la première véritable application industrielle de la logique floue.

C'est au Japon, où la recherche n'est pas seulement théorique mais également très applicative, que la logique floue connaît son véritable essor. A la fin des années 1980, c'est d'un véritable boum qu'il faut parler. Les produits grand public, machines à laver, appareils photographiques et autres caméscopes estampillés « fuzzy logic » ne se comptent plus. Dans l'industrie, le traitement des eaux, les grues portuaires, les métros, les systèmes de ventilation et de climatisation sont touchés. Enfin, des applications existent dans des domaines très différents tels que la finance ou le diagnostic médical.

A partir de 1990, c'est en Allemagne que des applications apparaissent en grand nombre ainsi qu'à une moindre échelle aux USA.

Enfin en France, la logique floue devient aujourd'hui une réalité.

IV.2) Ensembles flous :

La notion d'ensembles flous permet de traiter les situations intermédiaires. Les valeurs approximatives et les catégories aux limites mal définies, qui sont très souvent rencontrées dans le monde physique c.à.d ne possèdent pas de critères d'appartenance bien définis. Les ensembles flous sont une généralisation des ensembles nets, sont caractérisés par des fonctions d'appartenance [14].

- un ensemble net ou classique A de X est une collection d'éléments de l'univers de discours caractérisé par une fonction d'appartenance μ_A qui prend la valeur 0 pour les éléments de X n'appartenant pas à A et la valeur 1 pour ceux qui appartiennent à A figure (VI.1.a) [14].

$$\mu_A : \longrightarrow X \{0,1\} \quad (\text{VI.1})$$

- un ensemble flou A est défini sur un univers de discours X, par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ qui prend ces valeurs dans l'intervalle [0,1], figure (VI.1.b).

$$\mu_A(x) : \longrightarrow X [0,1] \quad (\text{VI.2})$$

Cette fonction donne le degré d'appartenance de chaque élément $x \in X$ à A. En effet, un élément de l'univers de discours peut être entièrement ou partiellement membre de l'ensemble A. cet ensemble flou peut être représenté comme un ensemble de paires ordonnées [14].

$$A = \{ (x, \mu_A(x)) / x \in X \} \quad (\text{VI.3})$$

On adopte à cette notation d'autre représentation si X est discret ou continu:

$$A = \sum_{x \in X} \mu_A(x) / x \quad \text{Si X est discret} \quad (\text{VI.4})$$

$$A = \int_x \mu_A(x) / x \quad \text{Si X est continu} \quad (\text{VI.5})$$

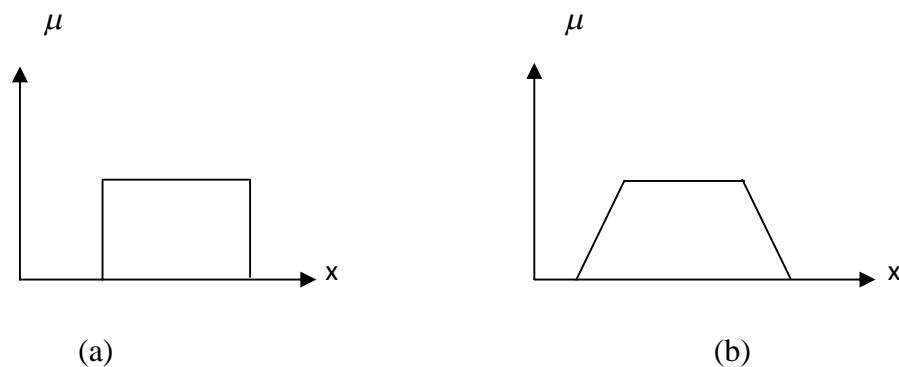


Figure (IV.1) Fonction d'appartenance : (a) logique classique : (b) logique floue

IV.3) Variables linguistiques :

La notion de variable linguistique permet de modéliser les connaissances imprécises ou vagues sur une variable dont la valeur précise est inconnue. Une variable linguistique, ou variable floue, est donc une variable dont les valeurs appartiennent à des ensembles flous pouvant représenter des mots du langage naturel. Ainsi une variable floue peut prendre simultanément plusieurs valeurs linguistiques.

Par exemple la variable « Taille » peut appartenir aux ensembles flous " Petit, Moyen, Grand ".

La variable linguistique peut être représentée par un triplet $(x, T(x), U)$, dans lequel x est le nom de la variable linguistique, $T(x)$ l'ensemble des noms des valeurs linguistiques de x et U l'ensemble de référence (univers de discours).

Par exemple : $x = \text{Vitesse}$ est une variable linguistique, son ensemble de valeurs peut être :

$T(\text{Vitesse}) = [\text{Faible}, \text{Moyenne}, \text{Elevée}, \dots]$ où chaque terme dans $T(\text{Vitesse})$ est caractérisé par un ensemble flou dans un univers de discours $U = [0, 100]$ figure (VI.2).

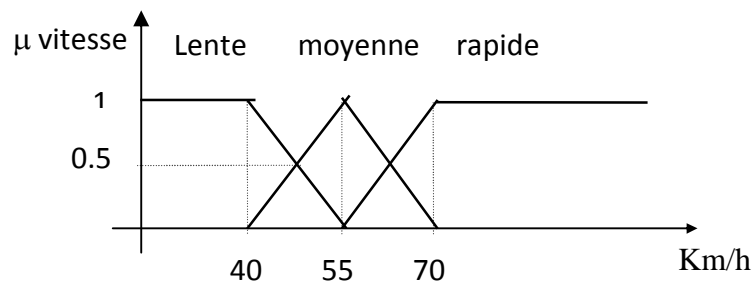


Figure (IV.2) Représentation floue de la variable Vitesse

IV.4) Fonction d'appartenance :

Pour le traitement numérique en logique floue, il est nécessaire d'associer pour chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance qui prend différentes formes suivantes figure (IV.3) : [12].

- fonction triangulaire : elle est définie par trois paramètres $\{a,b,c\}$:

$$\mu(x) = \max \left[\min \left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b} \right), 0 \right] \quad (\text{VI.6})$$

- fonction trapézoïde : elle est définie par quatre paramètres $\{a,b,c,d\}$:

$$\mu(x) = \max \left[\min \left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c} \right), 0 \right] \quad (\text{VI.7})$$

- fonction gaussienne : elle est définie par deux paramètres $\{m,\sigma\}$

$$\mu(x) = \exp \left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2} \right) \quad (\text{VI.8})$$

- fonction sigmoïdale : elle est définie par deux paramètres $\{a,c\}$

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(a(x-c))} \quad (\text{VI.9})$$

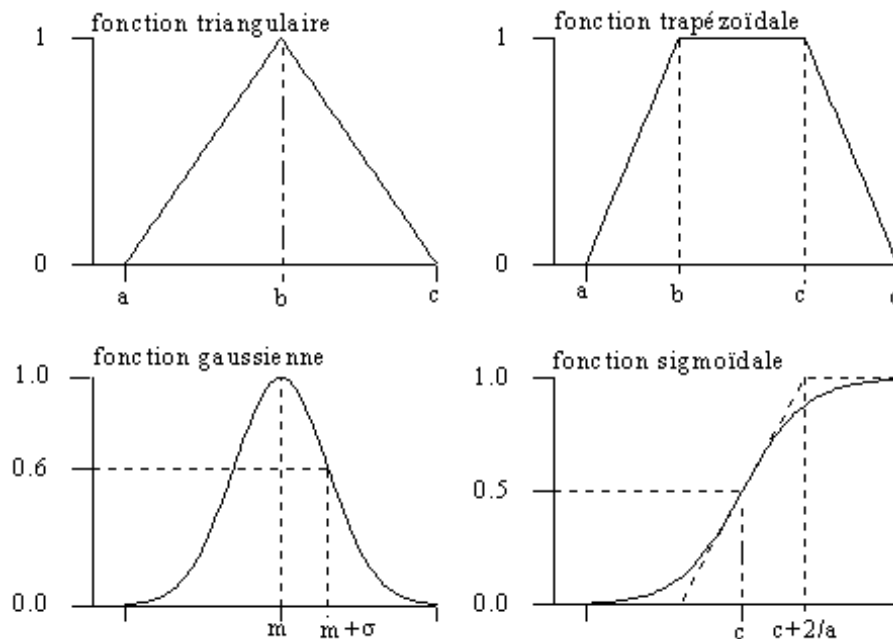


Figure (IV.3) Forme des fonctions d'appartenance usuelles.

IV.5) Opérations sur les ensembles flous :

Puisque les fonctions caractéristiques des ensembles flous sont graduelles, l'extension de certaines opérations définies sur les ensembles classiques au cas des ensembles flous pose certaines difficultés. Donc, il n'est pas possible d'appliquer directement la logique proportionnelle qui manipule des ensembles à fonctions caractéristiques binaires (0 ou 1). Pour pallier à ce problème, sont introduites les définitions d'outils nécessaires au traitement des ensembles flous [17].

Soient A et B deux ensembles flous dans U ayant respectivement $\mu_A(u)$ et $\mu_B(u)$ comme fonctions d'appartenances. Egalité, Inclusion, L'union, l'intersection, et la complémentation des ensembles flous sont définies à l'aide de leur fonction d'appartenance.

➤ Egalité de deux sous-ensembles flous :

Deux sous ensembles A et B d'un même ensemble de référence D (de discours) sont dits égaux

$$\text{si seulement si : } \forall x \in D, \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (\text{IV.10})$$

➤ Inclusion de deux sous-ensembles flous :

$$A \subset B \Leftrightarrow \forall x \in D, \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (\text{IV.11})$$

- intersection de deux sous-ensembles flous :

$$\text{Soit } A \cap B = C \text{ on a } \mu_C(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{IV.12})$$

L'intersection de deux ensembles flous correspond à l'opération "et".

- Union de deux sous-ensembles flous :

$$\forall x \in D, A \cup B = C, \mu_C(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{IV.13})$$

- complément de deux sous-ensembles flous :

"B" est le complément d'un sous-ensemble flou "A" si et seulement si :

$$\forall x \in D, \mu_B(x) = 1 - \mu_A(x) \text{ On écrit : } B^c = A \quad (\text{IV.14})$$

Les opérateurs "max." et "min" ne sont pas les seuls qui peuvent être choisis pour modéliser l'union et l'intersection floue dans son premier article Zadeh a définis deux opérateurs pour l'union et l'intersection floue [15].

- union floue :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) - \mu_A(x) \cdot \mu_B(x) \quad (\text{IV.15})$$

- Intersection floue :

$$\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x) \quad (\text{IV.16})$$

IV.6) Propriétés des opérations sur les sous-ensembles :

Comme pour la théorie des ensembles classique, on associe à ces opérateurs les propriétés suivantes :

- Commutativité : $A \cup B = B \cup A$.

$$A \cap B = B \cap A.$$

(IV.17)

- Associativité : $A \cup (B \cap C) = (A \cup B) \cap C$.

(IV.18)

$$A \cap (B \cup C) = (A \cap B) \cup C.$$

- Distributivité : $A \cup (B \cap C) = (A \cup B) \cap (A \cup C)$.

(IV.19)

$$A \cap (B \cup C) = (A \cap B) \cup (A \cap C).$$

$$\text{➤ Idempotence : } A \cap A = A. \quad (\text{IV.20})$$

$$A \cup A = A.$$

$$\text{➤ Identité : } A \cup \emptyset = A.$$

$$A \cap U = A.$$

$$A \cap \emptyset = \emptyset. \quad (\text{IV.21})$$

$$A \cup U = U.$$

$$\text{➤ Involution. } \overline{\overline{A}} = A \quad (\text{IV.22})$$

$$\text{➤ Transitivité : si } A \subseteq B \subseteq C \text{ alors } A \subseteq C. \quad (\text{IV.23})$$

➤ Théorème de Dé Morgan :

$$\overline{A \cup B} = \overline{A} \cap \overline{B}$$

$$\overline{A \cap B} = \overline{A} \cup \overline{B}. \quad (\text{IV.24})$$

$$\text{➤ Absorption: } A \cap (A \cup B) = A.$$

$$A \cup (A \cap B) = A. \quad (\text{IV.25})$$

Ces deux propriétés ne sont pas classiques :

$$\text{Loi de contradiction } A \cap \overline{A} \neq \emptyset \quad (\text{IV.26})$$

$$\text{Loi de "excluded middle " : } A \cup \overline{A} = 1_v \quad (\text{IV.27})$$

IV.7) Relations floues :

Se sont des structures qui représentent l'absence ou la présence d'une interaction entre les éléments de divers ensembles [15].

Une opération floue sur deux univers U et V est un ensemble flou :

$$R : U \times V \longrightarrow [0,1]$$

$$(u,v) \longrightarrow \mu_R(u, v).$$

IV.7.1) Opérations sur les relations floues :

On définit l'union et l'intersection de deux relations floues comme suit [15]:

Soient :

$$R : U \times V \longrightarrow [0,1] \quad S : U \times V \longrightarrow [0,1]$$

$$(u,v). \longrightarrow \mu_R(u,v). \quad \text{et} \quad (u,v). \longrightarrow \mu_S(u,v).$$

-Alors au sens de Mandani : - Alors au sens de sugeno :

$$\mu_{R \cup S}(u,v) = \max(\mu_R(u,v), \mu_S(u,v)). \quad \mu_{R \cup S}(u,v) = \mu_R(u,v) + \mu_S(u,v) - \mu_R(u,v) \cdot \mu_S(u,v).$$

$$\mu_{R \cap S}(u,v) = \min(\mu_R(u,v), \mu_S(u,v)). \quad \mu_{R \cap S}(u,v) = \mu_R(u,v) \cdot \mu_S(u,v)$$

Exemple:(cas de mamdani)

R= <<x est beaucoup plus grand que y>>, S= <<x est très proche de y>>

$$\mu_R(x,y) = \begin{matrix} & \begin{matrix} y_1 & y_2 & y_3 & y_4 \end{matrix} \\ \begin{matrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{matrix} & \begin{pmatrix} 0.8 & 0.1 & 0.1 & 0.7 \\ 0 & 0.8 & 0 & 0 \\ 0.9 & 1 & 0.7 & 0.8 \end{pmatrix} \end{matrix} \quad \mu_S(x,y) = \begin{matrix} & \begin{matrix} y_1 & y_2 & y_3 & y_4 \end{matrix} \\ \begin{matrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{matrix} & \begin{pmatrix} 0.4 & 0 & 0.9 & 0.6 \\ 0.9 & 0.4 & 0.5 & 0.7 \\ 0.3 & 0 & 0.8 & 0.5 \end{pmatrix} \end{matrix}$$

$R \cup S = \ll x \text{ est beaucoup plus grand que } y \gg \text{ ou } \ll x \text{ est très proche de } y \gg.$

$$\mu_{R \cup S}(x,y) = \max \left(\begin{matrix} \begin{matrix} y_1 & y_2 & y_3 & y_4 \\ x_1 & 0.8 & 0.1 & 0.1 & 0.7 \\ x_2 & 0 & 0.8 & 0 & 0 \\ x_3 & 0.9 & 1 & 0.7 & 0.8 \end{matrix} ; \begin{matrix} \begin{matrix} y_1 & y_2 & y_3 & y_4 \\ x_1 & 0.4 & 0 & 0.9 & 0.6 \\ x_2 & 0.9 & 0.4 & 0.5 & 0.7 \\ x_3 & 0.3 & 0 & 0.8 & 0.5 \end{matrix} \end{matrix} \right)$$

$$= \begin{matrix} \begin{matrix} y_1 & y_2 & y_3 & y_4 \\ x_1 & 0.8 & 0.1 & 0.9 & 0.7 \\ x_2 & 0.9 & 0.8 & 0.5 & 0.7 \\ x_3 & 0.9 & 1 & 0.8 & 0.8 \end{matrix} \end{matrix}$$

$R \cap S = \ll x \text{ est beaucoup plus grand que } y \gg \text{ et } \ll x \text{ est très proche de } y \gg.$

$$\mu_{R \cap S}(x,y) = \min \left(\begin{matrix} \begin{matrix} \begin{matrix} y_1 & y_2 & y_3 & y_4 \\ x_1 & 0.8 & 0.1 & 0.1 & 0.7 \\ x_2 & 0 & 0.8 & 0 & 0 \\ x_3 & 0.9 & 1 & 0.7 & 0.8 \end{matrix} ; \begin{matrix} \begin{matrix} y_1 & y_2 & y_3 & y_4 \\ x_1 & 0.4 & 0 & 0.9 & 0.6 \\ x_2 & 0.9 & 0.4 & 0.5 & 0.7 \\ x_3 & 0.3 & 0 & 0.8 & 0.5 \end{matrix} \end{matrix} \right)$$

$$= \begin{matrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{matrix} \begin{pmatrix} 0.4 & 0 & 0.1 & 0.6 \\ 0 & 0.4 & 0 & 0 \\ 0.3 & 0 & 0.7 & 0.5 \end{pmatrix}$$

- On définit le produit cartésien de deux ensembles flous A et B par (Mamdani) :

$$\begin{aligned} \text{Soient} \quad & A: U \rightarrow [0, 1] \quad \text{et} \quad B: V \rightarrow [0, 1] \\ & u \rightarrow \mu_A(u) \quad \text{et} \quad v \rightarrow \mu_B(v) \\ \text{Alors} \quad & \mu_{A \times B}(u, v) = \min(\mu_A(u), \mu_B(v)) \end{aligned} \quad (\text{IV.28})$$

Le produit cartésien de deux ensembles flous est une relation floue [16].

IV.7.2) Les implications floues :

Une implication floue est une relation R entre les deux ensembles X et Y quantifiant le degré de vérité de la proposition:

$$\text{SI } (x \in A) \text{ alors } (y \in B)$$

Où A et B sont des sous-ensembles flous de X et Y respectivement.

La fonction d'appartenance μ_R de cette relation dépend des fonctions d'appartenance μ_A et μ_B de A et B.

En logique classique μ_A et μ_B ne prennent que les valeurs 0 ou 1 et μ_R

Est définie par:

$\mu_A(x)$	$\mu_B(y)$	$\mu_R(x, y)$
0	0	1
0	1	1
1	0	0
1	1	1

En logique floue, on peut définir plusieurs implications. On à regroupé les principales sur le tableau (IV.1).

Valeur de vérité		Nom
$\mu_{RR}(x, y)$	$1 - \mu_A(x) + \mu_A(x) \mu_B(y)$	Reichenbach
$\mu_{Rw}(x, y)$	$\max(1 - \mu_A(x), \min(\mu_A(x), \mu_B(y)))$	Willmott
$\mu_{RRG}(x, y)$	$\begin{cases} 1 \text{ Si } \mu_A(x) \leq \mu_B(y) \\ 0 \text{ Sinon} \end{cases}$	Rescher-Gaines
$\mu_{RKD}(x, y)$	$\max(1 - \mu_A(x), \mu_B(y))$	Kleene-Dienes
$\mu_{RBG}(x, y)$	$\begin{cases} 1 \text{ Si } \mu_A(x) \leq \mu_B(y) \\ \mu_B(y) \text{ Sinon} \end{cases}$	Brouwer-Godel
$\mu_{RG}(x, y)$	$\begin{cases} \min(\frac{\mu_B(y)}{\mu_A(x)}, 1) \text{ Si } \mu_A(x) \neq 0 \\ 1 \text{ Sinon} \end{cases}$	Goguen
$\mu_{RL}(x, y)$	$\min(1 - \mu_A(x) + \mu_B(y), 1)$	Lukasiewicz
$\mu_{RM}(x, y)$	$\min(\mu_A(x), \mu_B(y))$	Mamdani
$\mu_{RP}(x, y)$	$\mu_A(x) \mu_B(y)$	Larsen

Tableau (IV.1)

Les deux dernières implications floues (Mamdani et Larsen) ne généralisent pas l'implication classique, alors que c'est le cas des autres. Elles sont néanmoins les plus utilisées dans les commandes floues, comme on le verra plus loin [16].

IV.8) Schéma d'une commande floue:

La mise en œuvre d'une commande floue fait apparaître trois grands modules.

Le premier module traite les entrées du système (valeurs réglant). on définit tout d'abord un univers de discours, un partitionnement de cet univers en classes pour chaque entrée, et des fonctions d'appartenance pour chacune de ces entrées (par exemple pression grande, petite,

faible et changement d'écart mesure consigne de débit de matériau sortant d'une trémie très élevé, élevé, moyen, négatif, très négatif). La première étape, appelée fuzzification, consiste à attribuer à la valeur réelle de chaque entrée, au temps t , sa fonction d'appartenance à chacune des classes préalablement définies, donc à transformer l'entrée réelle en un sous ensemble flou [13].

Le deuxième module consiste en l'application de règles de type «si l'écart de température est grand, diminué le débit du fuel». Ces règles vont, comme dans l'exemple introductif, permettre de passer d'un degré d'appartenance d'une grandeur réglante au degré d'appartenance d'une commande. Ce module est constitué d'une base de règles et d'un moteur d'inférence qui permet le calcul [13].

Le troisième et le dernier module décrit l'étape de défuzzification qui est la transformation inverse de la première. Il permet de passer d'un degré d'appartenance d'une commande à la détermination de la valeur à donner à cette commande.

Le schéma de commande est donné par la figure (IV.4) [13].

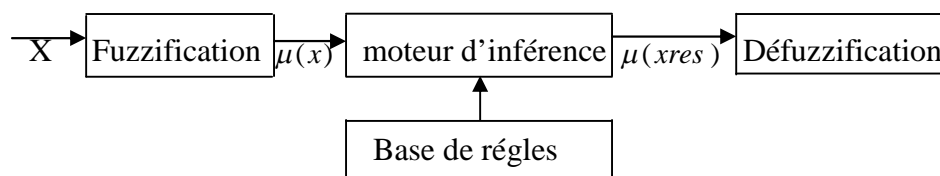


Figure (IV.4) Schéma de la commande floue

IV.9) Structure d'une commande floue :

La structure conventionnelle d'une commande floue est présentée par figure (VI.5). Elle est composée de quatre blocs distincts dont les définitions sont données ci-dessous [13].

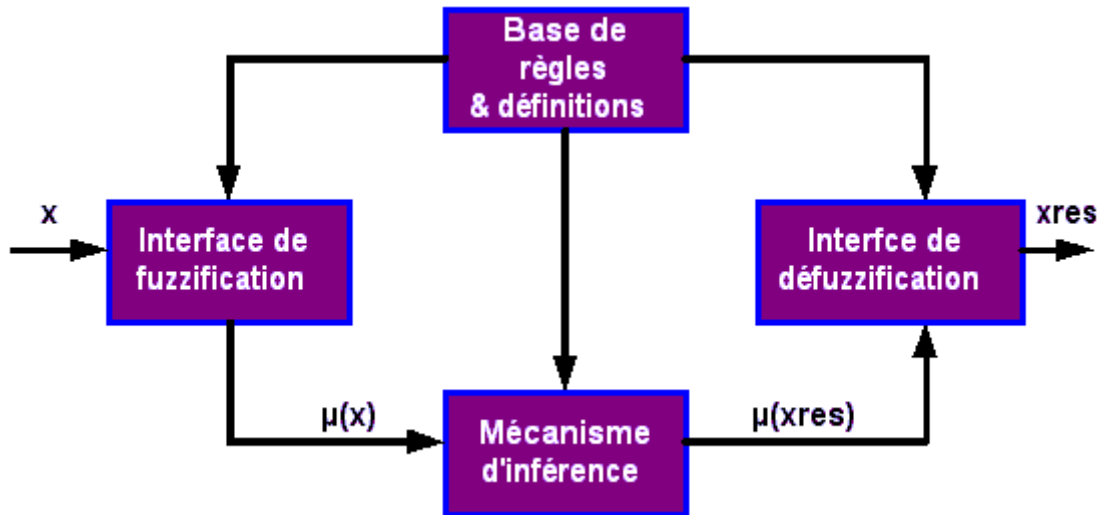


Figure (IV.5) Structure d'une commande floue

IV.9.1) Bases de règles et définitions:

On regroupe dans ce bloc, d'existence virtuelle, l'ensemble des définitions utilisées dans la commande floue (univers de discours, partitions floues, choix des opérateurs...), ainsi que la base de règles «Si...alors...» de la stratégie de commande de l'expert [13].

IV.9.1.1) Partition floue:

La création et l'utilisation d'une base de règles nécessitent l'existence, pour chaque univers de discours considéré, de sous-ensembles flous particuliers. La définition de ces sous-ensembles flous fait l'objet de la partition floue [13].

La partition floue d'un univers de discours U consiste à définir n sous-ensembles flous F_i de façon à recouvrir U . C'est à dire que pour tout élément x de U , il faut assurer une appartenance minimale ε à l'union de F_i [13].

$$\bigcup F_i \supseteq U_\varepsilon = \{x \in U ; \mu_{U_\varepsilon}(x) = \varepsilon\} \quad (\text{IV.29})$$

La condition (3.1) se traduit au niveau des fonctions d'appartenance par la condition

$$\forall x \in U ; \mu_{F_1}(x) \vee \dots \vee \mu_{F_n}(x) \geq \varepsilon \quad (\text{IV.30})$$

où \vee est un opérateur d'union (appelé également "ou").

Comme la fonction max minore toutes les fonctions utilisées comme opérateurs d'union, pour assurer une partition floue de niveau ε , il faut et il suffit que tout élément x de U possède un

degré d'appartenance à l'union des F_i avec pour opérateur d'union la fonction max, supérieure ou égal à ε .

L'ensemble de sous-ensembles flous à définir dans une partition d'un univers de discours est fixé par l'expert. Plus ce nombre est important et plus on définit de classes sur cet univers, ce qui permet d'augmenter la sensibilité de la commande floues [13].

IV.9.1.2) Bases de règles :

Une fois la partition des univers de discours réalisée, il est possible de définir la base de règle. Celle-ci caractérise les relations entre les classes d'événements possibles en entrée et les commandes correspondantes.

Par conséquent, si l'on considère n univers de discours U_i pour les prémisses des règles floues et si pour chaque univers U_i on définit une partition en m_i sous ensembles flous, le nombre maximum de règles r_{max} est de [13]:

$$r_{max} = \prod_{i=1}^n m_i \quad (\text{IV.31})$$

Le nombre de règles définis par l'expert peut être inférieur à r_{max} . C'est le cas, en particulier, s'il existe des configurations des sous ensembles flous impossibles à obtenir pour le système. Par exemple, dans le cas d'un freinage automatique des véhicules, la configuration «Vitesse importante ET Distance de l'obstacle nulle» n'est pas considérée [13].

De plus le nombre de sous ensemble flous définissant la partition de l'univers de discours de la commande n'est pas forcément égale au nombre de règles. En effet, il est possible de considérer des configurations différentes aboutissant à la même conclusion. Par exemple, dans le cas de la commande automatique de freinage, les cas «Vitesse petite et Distance de l'obstacle faible» et «vitesse moyenne Et Distance de l'obstacle importante» amènent à la même conclusion «Freinage faible» [13].

Enfin, on peut remarquer qu'une augmentation de la sensibilité de la commande floue obtenue par une partition plus fine des univers de discours des prémisses aboutit à un accroissement important du nombre de règles à définir par l'expert [13].

IV.9.2) Interface de fuzzification:

Les opérateurs utilisés dans la commande floue agissent sur des sous-ensembles flous. Par conséquent, il est nécessaire de transformer les variables non floues provenant du monde extérieur en des sous-ensembles flous. Pour se faire, on utilise un opérateur dit de fuzzification qui associe à une mesure de la variable x_0 une fonction d'appartenance particulière $\mu_{x_0}(x)$.

Le choix de l'opérateur de fuzzification dépend de la confiance que l'on accorde aux mesures effectuées. Ainsi si la mesure x_0 est exacte, le sous ensemble flou X_0 doit être représentée par un fait précis. Par conséquent, on utilise comme opérateur de fuzzification la transformation dite de singleton. La fonction d'appartenance du sous-ensemble flou X_0 est alors définie par [13]:

$$\mu_{x_0}: U \rightarrow U, \quad \mu_{x_0}(x) = 1 \text{ si } x = x_0; \quad \mu_{x_0}(x) = 0 \text{ si } x \neq x_0 \quad (\text{IV.32})$$

La figure (IV.6) montre l'aspect de cette fonction d'appartenance.

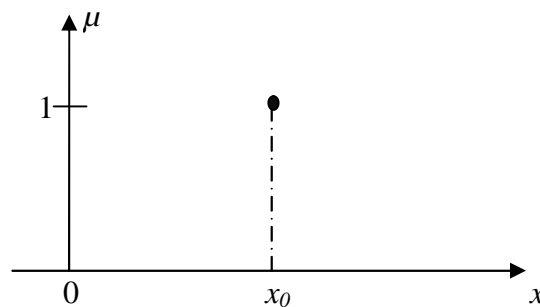


Figure (IV.6) Méthode de fuzzification pour une mesure exacte

Ainsi, le sous ensemble flou X_0 réalisé par cette méthode de fuzzification ne comprend que l'élément x_0 .

Par contre, si la mesure de la variable est incertaine, par exemple à cause de bruit, le sous ensemble flou X_0 doit être représentée par un fait imprécis. On utilise alors une méthode de fuzzification qui associe à la variable mesurée x_0 une fonction d'appartenance telle que, par exemple:

$$\mu_{x_0}(x) = \max \left\{ 0; 1 - \frac{|x - x_0|}{\epsilon} \right\} \quad (\text{IV.33})$$

La représentation graphique de cette fonction est représentée par la figure (IV.7). Ce sous-ensemble flou comprend donc la mesure x_0 avec une appartenance unité et les valeurs voisines de x_0 avec une appartenance inversement proportionnelle à l'écart avec x_0 .

La base du triangle (ε) est fonction de l'importance relative des erreurs de mesures. En effet, plus elles sont importantes, plus la mesure de la variable x_0 devient imprécise, et donc, plus le triangle doit s'élargir [13]

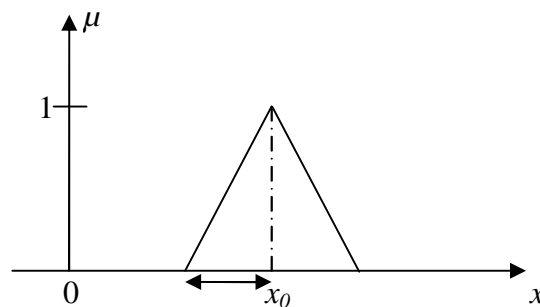


Figure (IV.7) Méthode de fuzzification pour une mesure incertaine

IV.9.3) Mécanismes d'inférence:

A partir de la base de règles (fournie par l'expert) et du sous ensemble flou X_0 correspondant à la fuzzification du vecteur de mesure $x_0 = [x_{0,1}; \dots; x_{0,n}]^T \in U$, le mécanisme d'inférence calcule le sous-ensemble flou $\mu(x_0)$ relatif à la commande du système.

En général, plusieurs valeurs de variables floues, convenablement défini par des fonctions d'appartenance, sont liées entre elles par des règles, afin de tirer des conclusions. On parle alors de déductions floues. Dans ce contexte, on peut distinguer deux genres de règles d'inférences:

- Inférence avec une seule règle
- Inférence avec plusieurs règles

Dans les inférences de régulateur par logique floue interviennent les opérateurs ET et OU. L'opérateur ET s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur OU lie les différentes règles.

Il existe plusieurs possibilités pour réaliser ces opérateurs qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. On introduit alors la notion de méthode d'inférence. Elle détermine la réalisation des différents opérateurs dans une inférence, permettant ainsi un traitement numérique de cette dernière [13].

Pour le réglage par logique floue, on utilise en général, une des méthodes suivantes:

- Méthode d'inférence max-min.
- Méthode d'inférence max-prod.
- Méthode d'inférence somme-prod.

IV.9.4) Interface de défuzzification :

La sortie issue de l'inférence est une grandeur floue. Donc pour pouvoir définir la loi de commande, le régulateur flou doit être accompagné d'une procédure de défuzzification jouant le rôle de convertisseur de la commande floue en valeur physique nécessaire pour l'état du processus.

Plusieurs stratégies de défuzzification existent, les plus utilisées sont :

- méthode du maximum ;
- méthode de la moyenne des maximas ;
- méthode du centre de gravité ;
- méthode de hauteurs pondérées.

➤ Méthode du maxima :

Dans ce cas le défuzzificateur représente la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence. Cependant, cette méthode présente des inconvénients lorsqu'il y a plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale [14].

➤ Méthode de la moyenne des maximas :

Le défuzzificateur examine l'ensemble flou qui détermine les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance est maximale, ensuite se fait le calcul de la moyenne des ces valeurs comme résultat de défuzzification [14].

➤ **Méthode du centre de gravite :**

Le défuzzificateur détermine le centre de gravite \bar{y} et utilise cette valeur comme sortie du système flou. Ceci est donné par :

$$\bar{y} = \frac{\int y \mu_B(y) dy}{\int \mu_B(y) dy} \quad (\text{IV.34})$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface.

Il est à noter que cette méthode est généralement difficile à calculer. De ce fait, cette méthode est la plus coûteuse en termes de temps de calcul [14].

➤ **Méthode des hauteurs pondérées :**

Le défuzzificateur d'abord évalue $\mu_B^k(y)$ en \bar{y}^k et calcul ensuite la sortie du système flou par :

$$\bar{y} = \frac{\sum_{k=1}^M \mu_B^k(\bar{y}^k) \bar{y}^k}{\sum_{k=1}^M \mu_B^k(\bar{y}^k)} \quad (\text{IV.35})$$

Où : \bar{y}^k dénote le centre de gravite de l'ensemble flou B^k

L'équation ci-dessus est facile à utiliser. Cependant, son inconvénient réside dans le fait qu'elle n'utilise pas la forme entière de la fonction d'appartenance. Elle n'utilise que le centre \bar{y}^k du support de la fonction d'appartenance de la conclusion, et ceci sans tenir compte du fait que la fonction d'appartenance soit étroite ou large [14].

IV.10) Application de la logique floue a la commande de la MCC :

Dans cette section, nous présentons le type de régulateur flou (Le régulateur de type Mamdani) pour le réglage de la vitesse et le courant d'une MCC.

IV.10.1) Synthèse du régulateur :

La majorité des régulateurs utilisent le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes MIMO (mono-entrée/ mono-sortie). Ce schéma est représenté par la figure (IV.8) suivante :

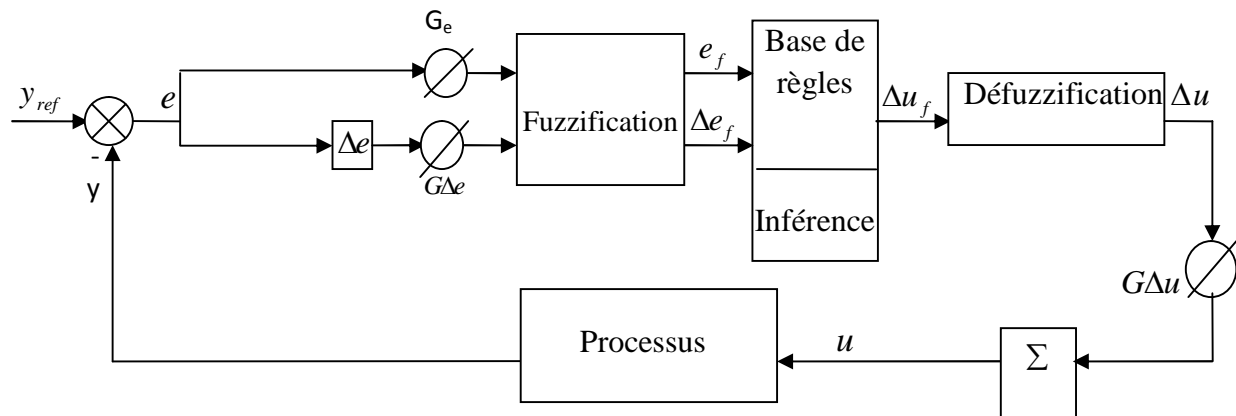


Figure (IV.8) : Schéma bloc de régulation par régulateur flou.

D'après ce schéma le système est composé :

- d'un bloc de fuzzification utilisé pour convertir l'erreur et sa variation en valeur floues ;
- des règles du régulateur flou ;
- d'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en valeur numérique ;
- d'un bloc intégrateur.

IV.10.2) Les fonctions d'appartenance des variables linguistiques :

Dans le cas d'un univers de discours continu, le nombre de valeur linguistique (négative petite, négative moyenne, positive grande,.....), représenté par des fonctions d'appartenance, pour une variable x_1 peut varier (par exemple trois, cinq ou sept). Un exemple de fuzzification continue est illustré (figure (IV.9)) pour une seule variable de x , avec les fonctions d'appartenance triangulaire ; les valeurs linguistique correspondantes sont caractérisées par des symboles tel que :

- NG: négative grande.
- NM: négative moyenne.
- NP: négative petite.
- ZE: zéro environ.

- PP: positive petite.
- PM: positive moyenne.
- PG: positive grande.

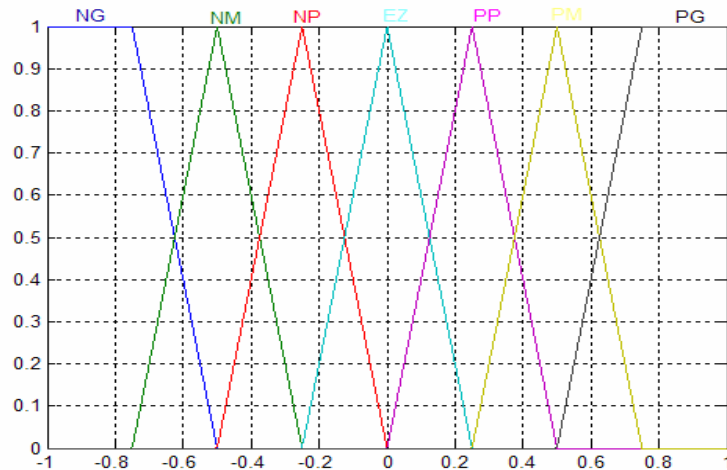


Figure (IV.9) Fonctions d'appartenance des variables linguistiques de l'erreur et la variation de l'erreur.

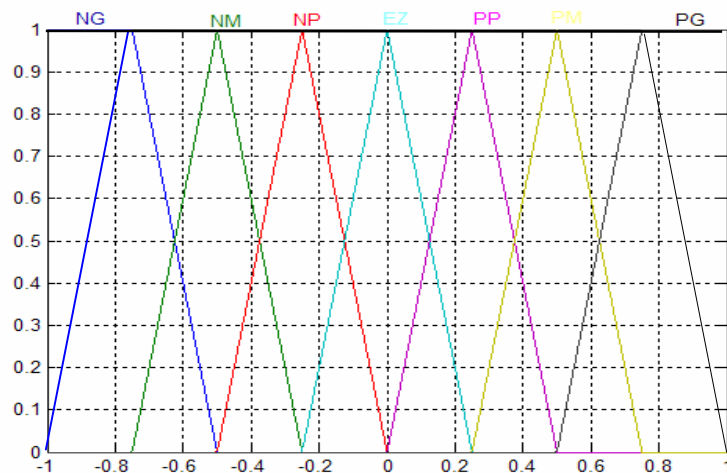


Figure (IV.10) Fonctions d'appartenance des variables linguistiques de commande

IV.10.3) Les Bases de règles :

Une représentation graphique de l'ensemble des règles, appelée matrice d'inférence ou table des règles, permet de synthétiser le cœur de régulateur flou.

La table (IV.2) représente une table d'inférence pour les deux variables linguistiques d'entrée l'erreur « e » et la variation de cette dernière « Δe » et la variable de sortie « u »

e \ Δe	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE
NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
PM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
PG	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau (IV.2) Base de règles

IV.10.4) Régulateur flou PI de courant :

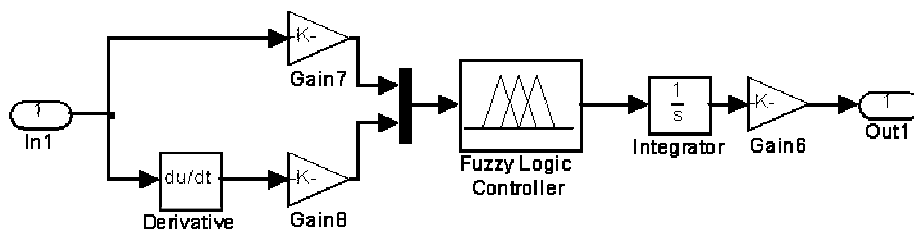


Figure (IV.11) Régulateur flou PI de courant

IV.10.5) Régulateur flou PI de vitesse :

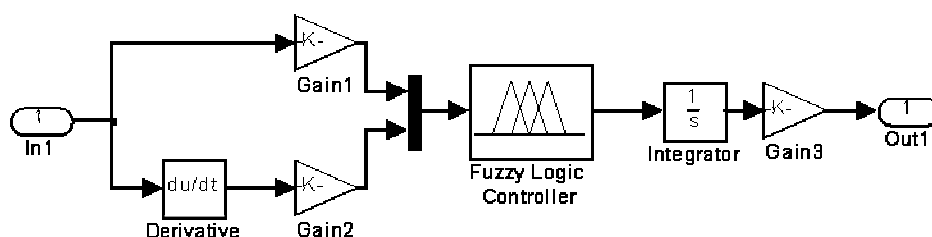


Figure (IV.12) Régulateur flou PI de vitesse

IV.11) Schéma bloc complet de la régulation floue du moteur à courant continu

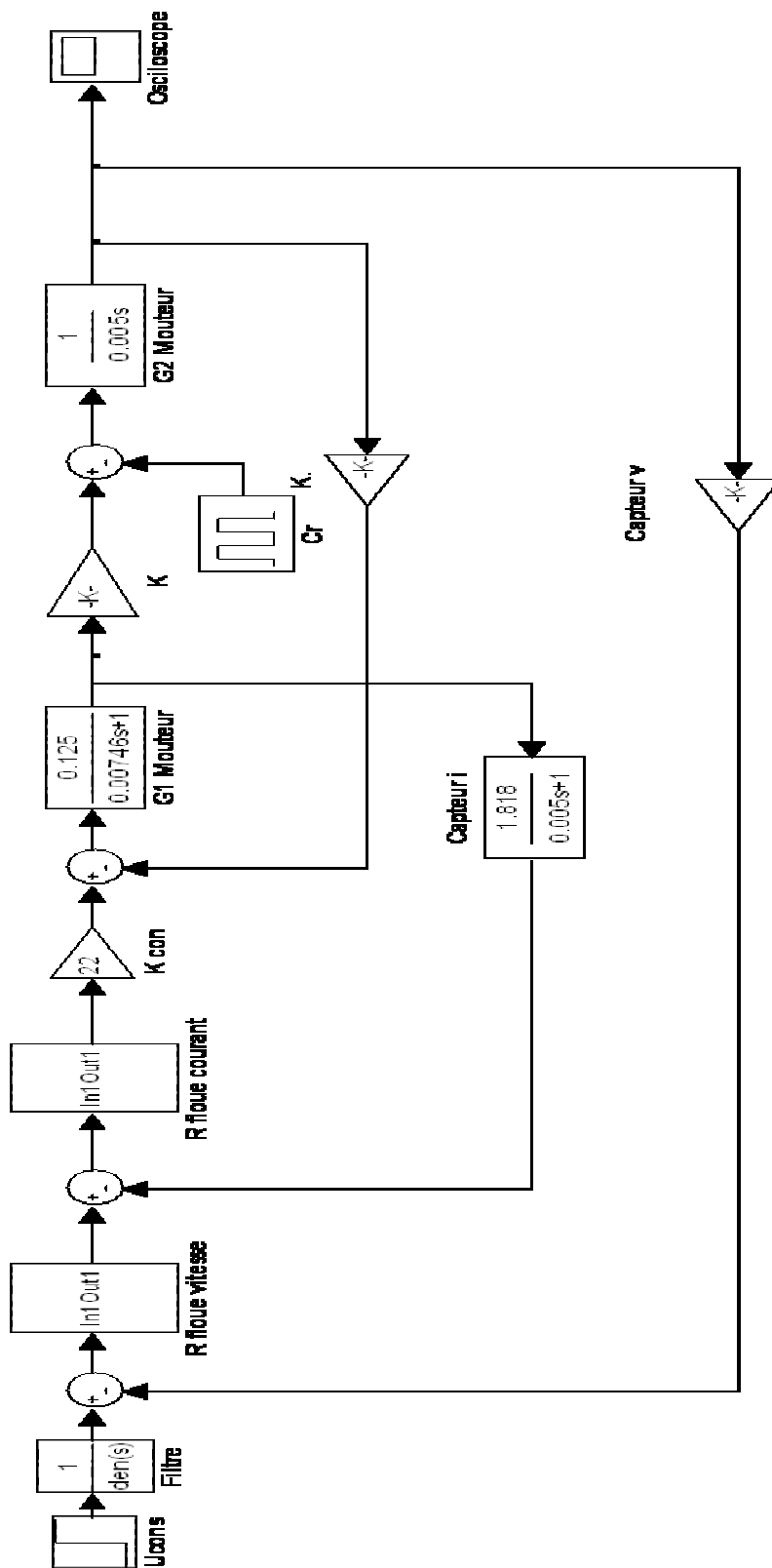


Figure (IV.13) Schéma bloc complet de la régulation floue moteur à courant continu

IV.12) Les résultats de simulations :

Les résultats de simulation pour le réglage de vitesse et de courant avec régulateurs flous sont présentés par les figures suivantes :

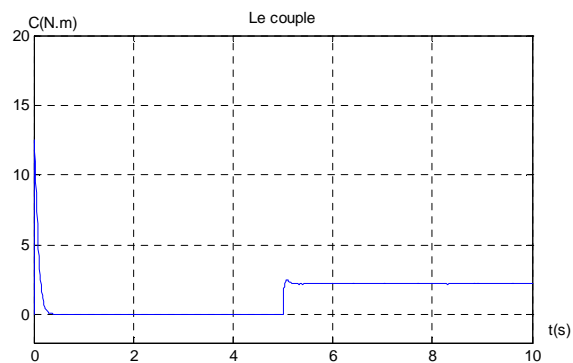
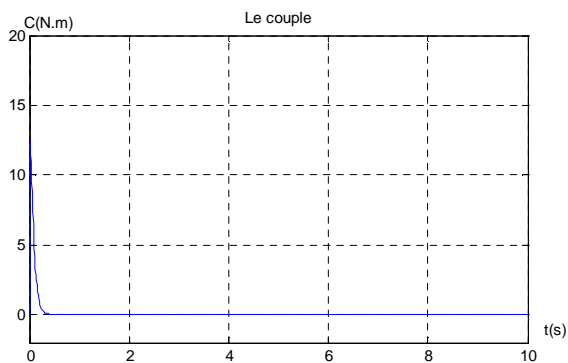
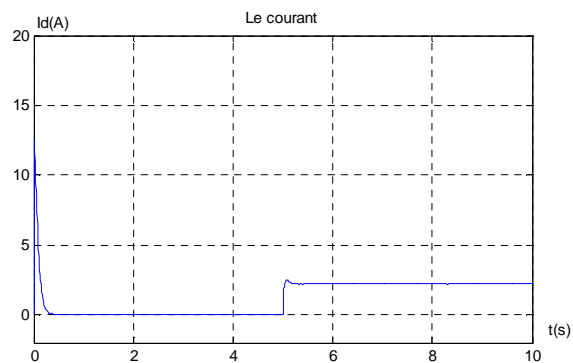
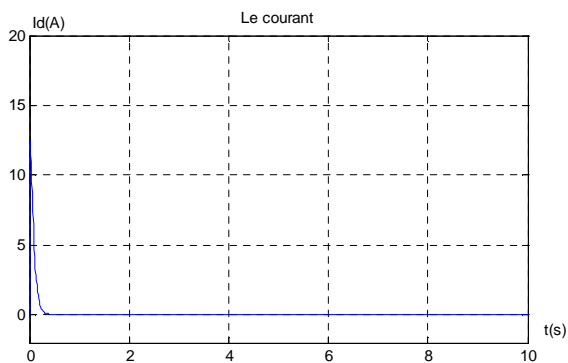
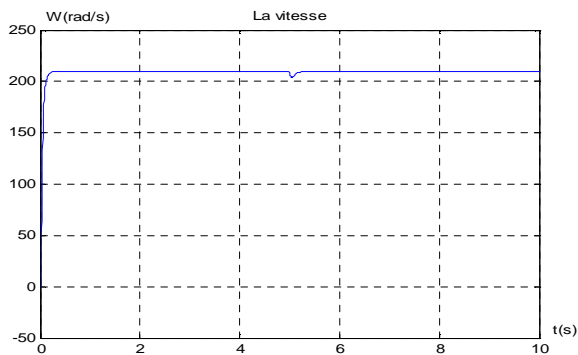
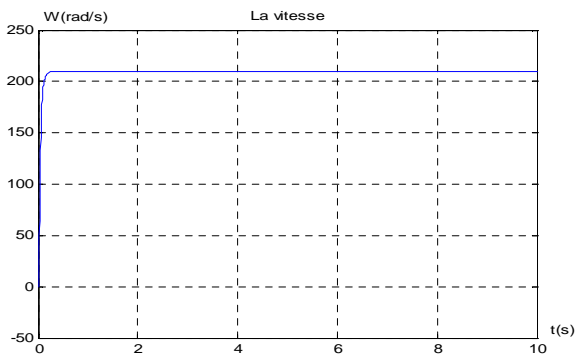


Figure (VI.14) Marche à vide
($U_{ind}=220v$; $C_r =0$ N.m)

Figure (VI.15) Marche a vide
($U_{ind}=220v$); puis en charge (à $t=5$ s)

IV.13) Comparaison des résultats de simulation entre régulateur flou PI et régulateur PI :

➤ **La vitesse :**

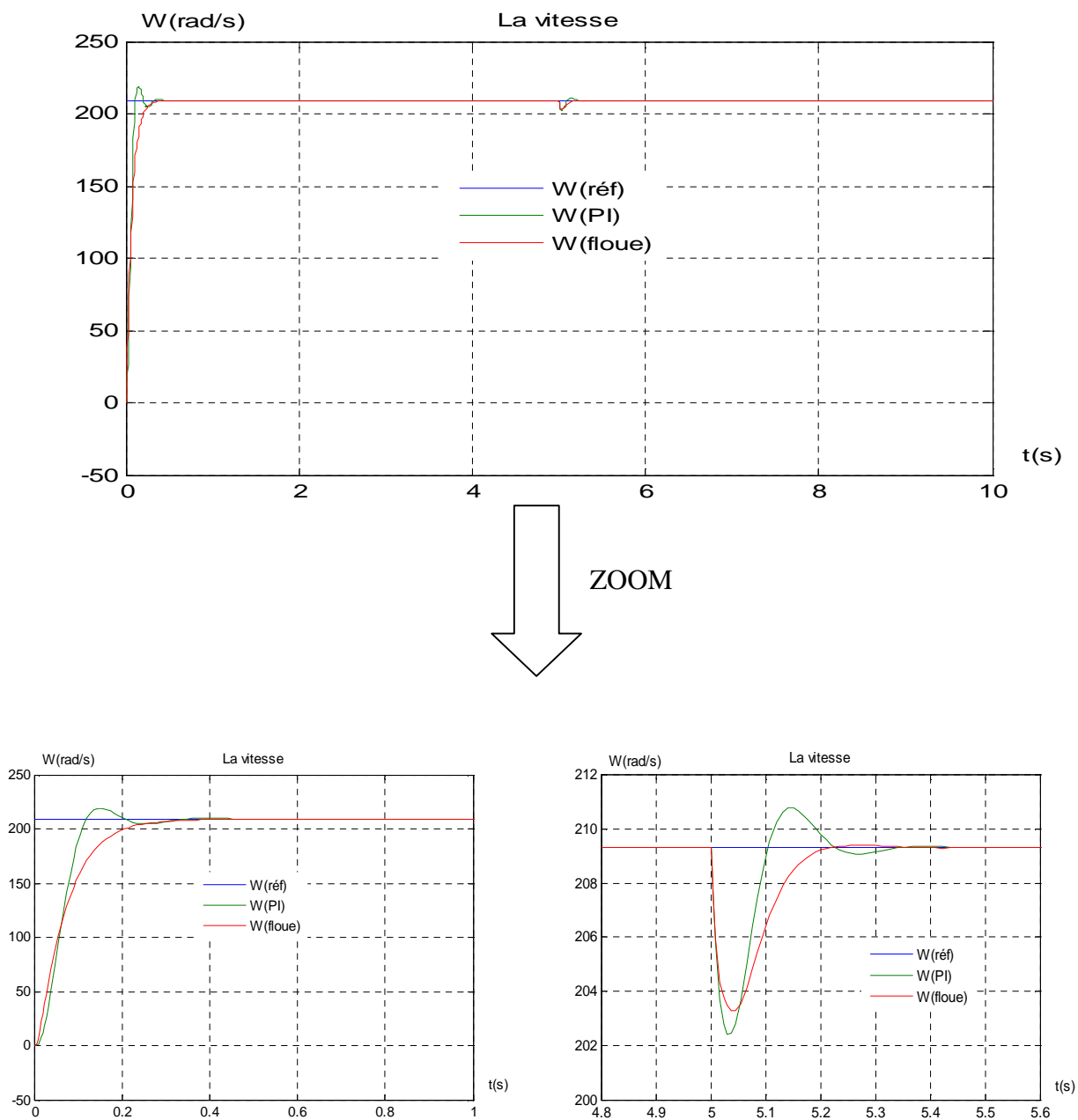


Figure (VI.16) Marche a vide ($U_{\text{ind}}=220\text{v}$); puis en charge (à $t=5$ s)

➤ **Le courant :**

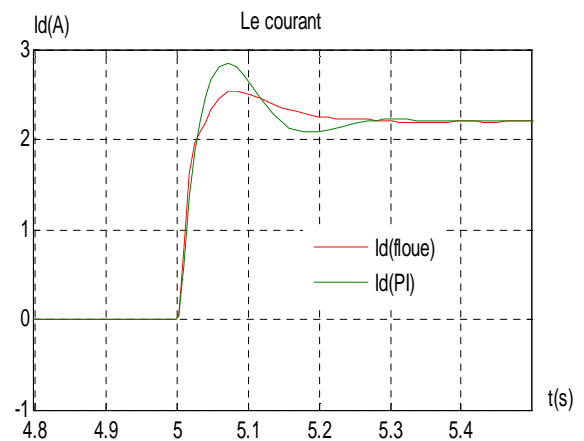
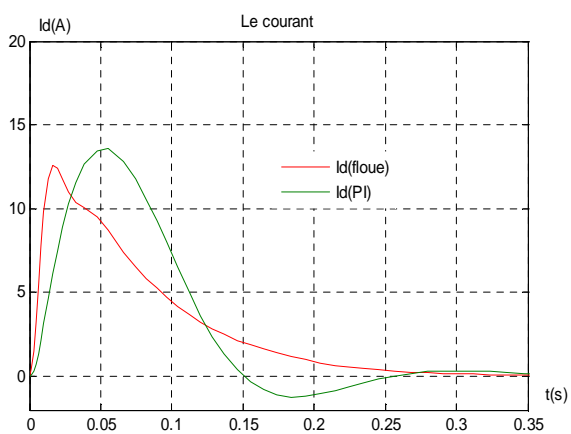
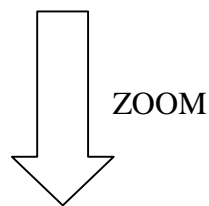
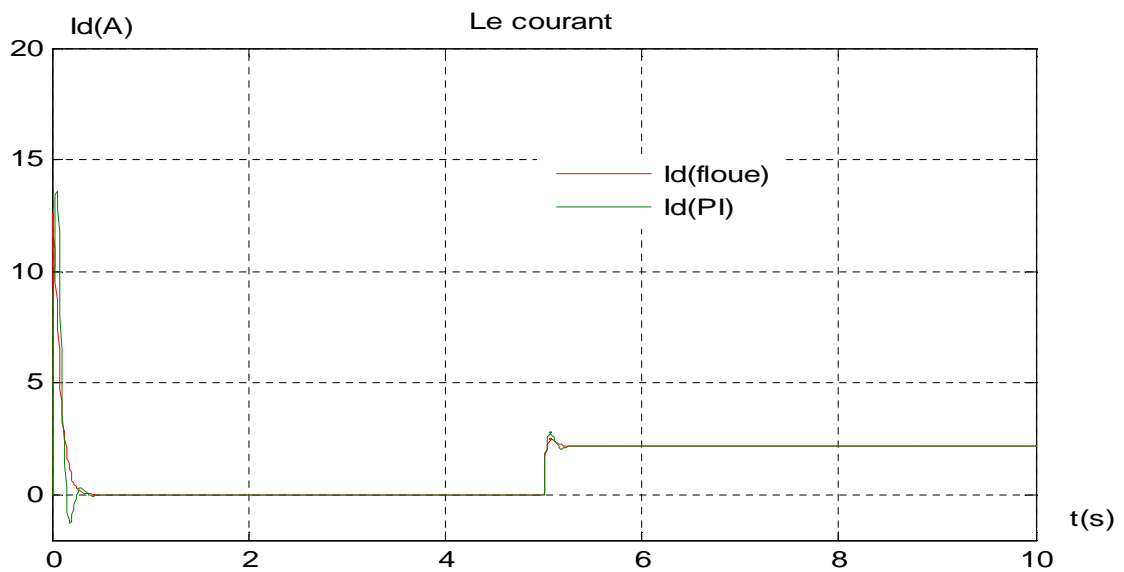


Figure (VI.17) Marche a vide ($U_{ind}=220v$); puis en charge (à $t=5$ s)

➤ **Le couple :**

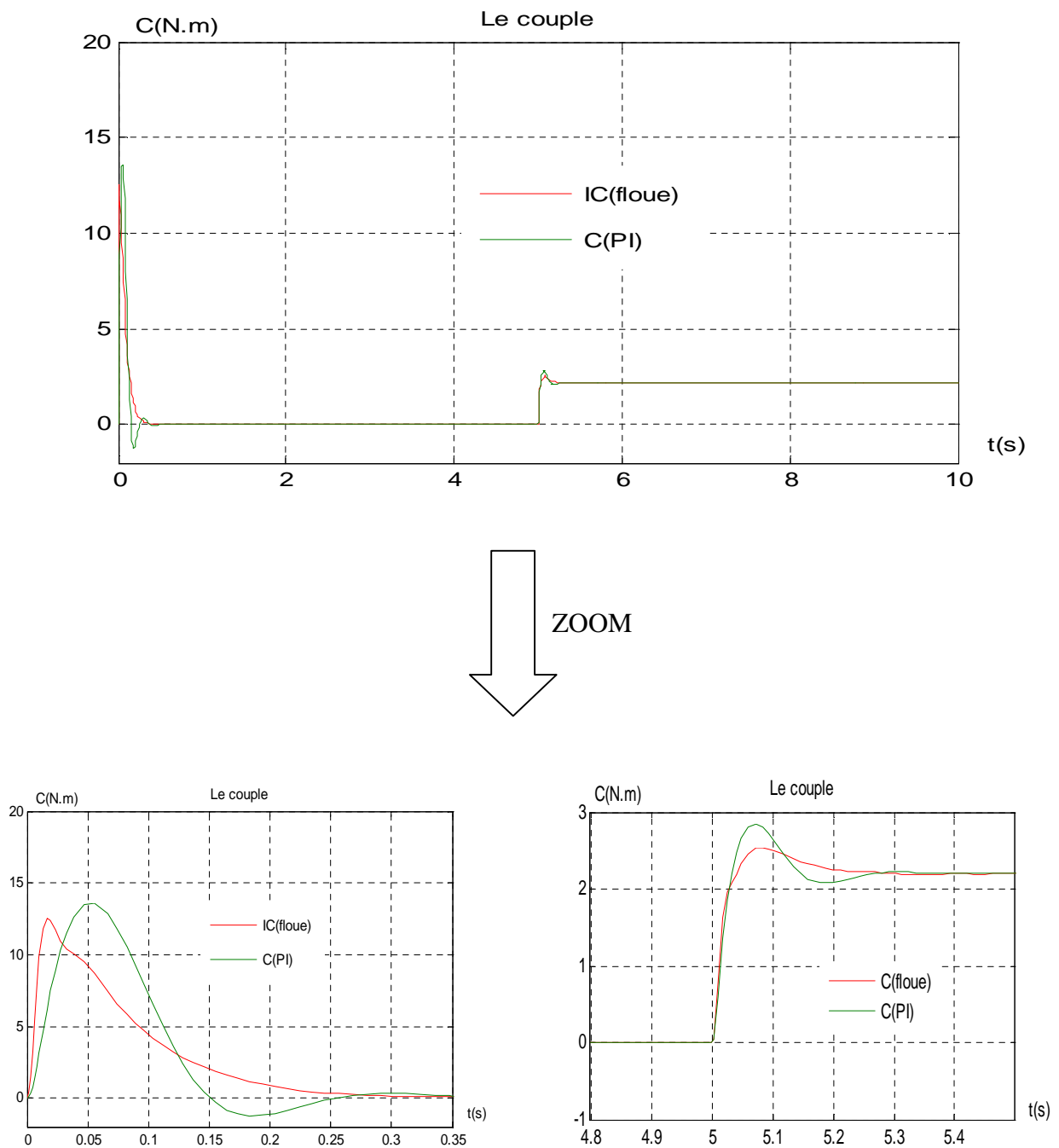


Figure (VI.18) Marche à vide ($U_{ind}=220v$); puis en charge (à $t=5$)

Conclusion générale:

Le but de ce travail était l'étude d'un entraînement électrique à courant continu, il s'agit de l'association d'un moteur à courant continu à excitation indépendante à un hacheur.

La première partie de ce travail est consacré aux structures , caractéristiques et à l'utilités des convertisseurs statiques , et en particulier la conversion continue-continue.

- On étudie aussi par simulation les structures série, parallèle, et réversible en tension. L'outil utilisé est un logiciel qui se nomme PLECS, c'est un logiciel qui permet de faire la simulation des montages de l'électronique de puissance. Il s'intègre au SIMULINK du MATLAB et profite aussi de ses énormes performances
- La deuxième partie à été consacré à l'étude de la régulation avec régulateur de type PI.

Nous avons opté tout d'abord à déterminé le modèle dynamique de la machine à courant continu, afin de vérifier les résultats de calcul, on a simulé le comportement de la boucle de courant.

Afin de mieux voir le comportement de la boucle de courant, on l'intégré à l'intérieur d'une boucle de vitesse. On a relevé la réponse indicielle du système globale. La boucle de courant se comporte de la manière fixée par la méthode de synthèse. Sachant que réellement le courant de charge, dans « l'association hacheur à GTO - moteur à CC », celle d'une manière permanente, on préfère utiliser dans la boucle de courant et de vitesse un régulateur PI

- Dans le dernier chapitre, la loi de réglage optimale obtenue est une expression très compliquée. C'est pour cette raison qu'on se propose de la réaliser par un contrôleur FLOU.

Après une introduction à la logique et le contrôle flous, on a utilisé la boîte de outil «Fuzzy» du Matlab pour réaliser une approximation de la loi de réglage.

La comparaison qualitative du comportement de la boucle de vitesse, avec différents régulateurs nous permet de dire :

- ✓ Le régulateur PI est le plus facile
- ✓ Le réglage par la logique floue fournit des performances élevées
- ✓ Le contrôleur FLOU assure un comportement apériodique sans dépassement.



ANNEXE A

Paramètres de la machine à courant continu

Les caractéristiques du moteur à courant continu utilisées dans notre travail sont :

1- Caractéristiques

$P_n=0.3\text{KW}$	Puissance nominale.
$f= 50\text{HZ}$	Fréquence du réseau.
$U_d = 220 \text{ v}$	Tension nominale.
$N =2000 \text{ tr/min}$	Vitesse de rotation nominale.
$C_n=2.127 \text{ N.m}$	Couple nominal.
$I_{dn}= 2.2 \text{ A}$	Courant nominal.

2- Paramètres

$R_a = 8 \ \Omega$	Résistance d'induit.
$L_a = 0.0597 \text{ H}$	Inductance d'induit.
$J = 0.005 \text{ Kg.m}^2$	Moment d'inertie.

ANNEXE B

PLECS :

Après avoir fait l'étude théorique de la structure et des comportements du hacheur on a procédé à la simulation.

L'outil utilisé est un logiciel qui se nomme PLECS (pièce, vise linear, electrical circuit simulation for SIMULINK), qui comme cette nomination l'indique s'intègre au SIMULINK du MATLAB.

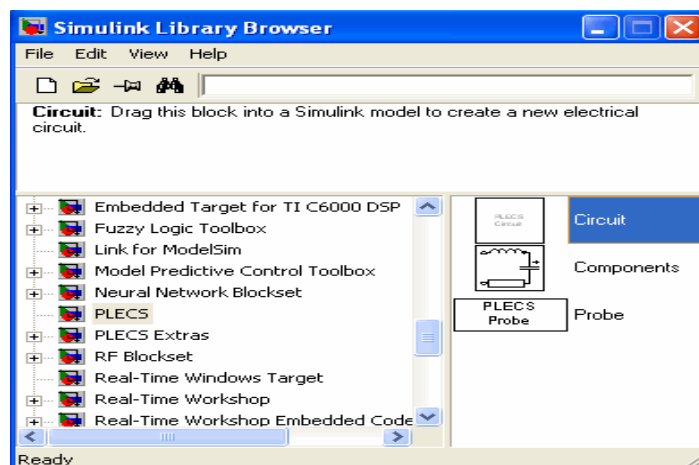
Il a été développé au polytechnique de ZURICH (ETH ZURICH).

La version étudiant peut être librement – téléchargée de site du polytechnique de ZURICH. Elle permet de simuler du modèle qui ne contiennent qu'un seul BLOC PLECS.

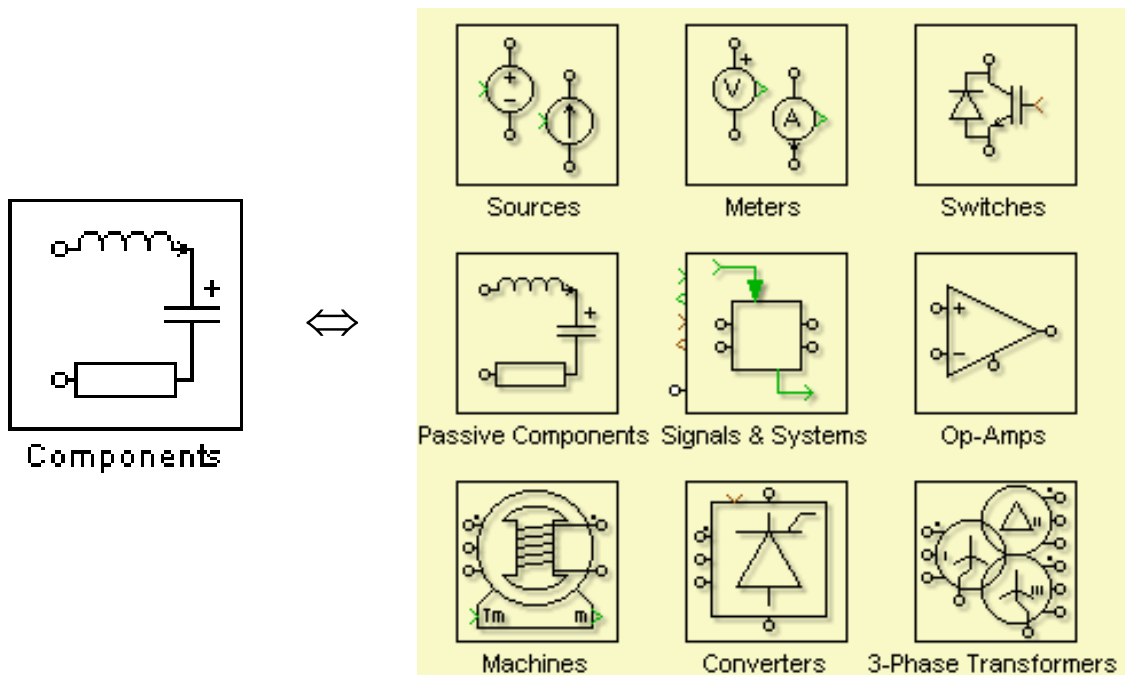
PLECS permet de simuler les schémas de l'électronique de puissance, on les réalise (saisissant) dans un BLOC PLECS ; qui doit se trouver dans une page simulink.

L'installation consiste à la copie dans le répertoire TOOLBOX du MATLAB.

Pour pouvoir travailler avec PLECS, il faut le choisir comme répertoire du travail actuel, en ouvrant le simulink, on le verra alors apparaître comme un Toolbox :

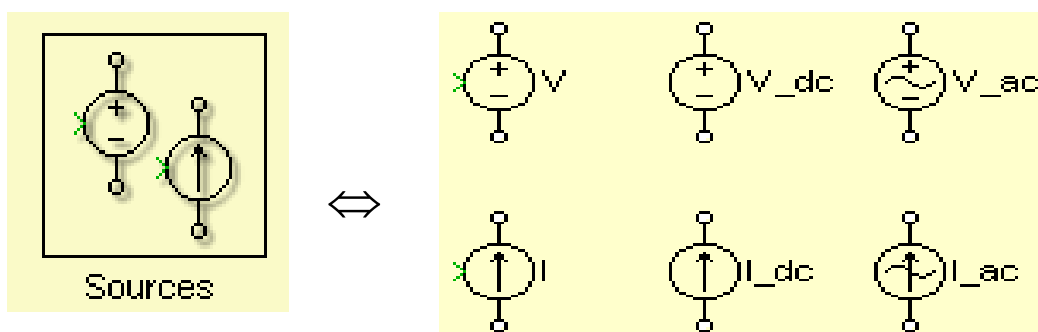


On y trouve les composantes : circuit, composants, probe .La partie composants représente la véritable bibliothèque de PLECS.



On y trouve les bibliothèques

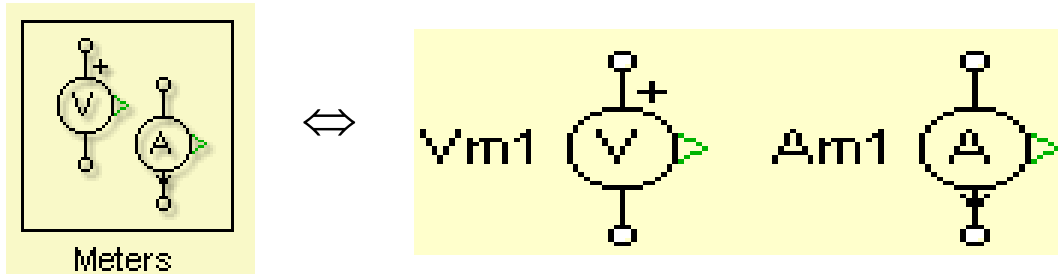
Sources : qui contiennent :



Sources de tension et de courant continu et alternatif.

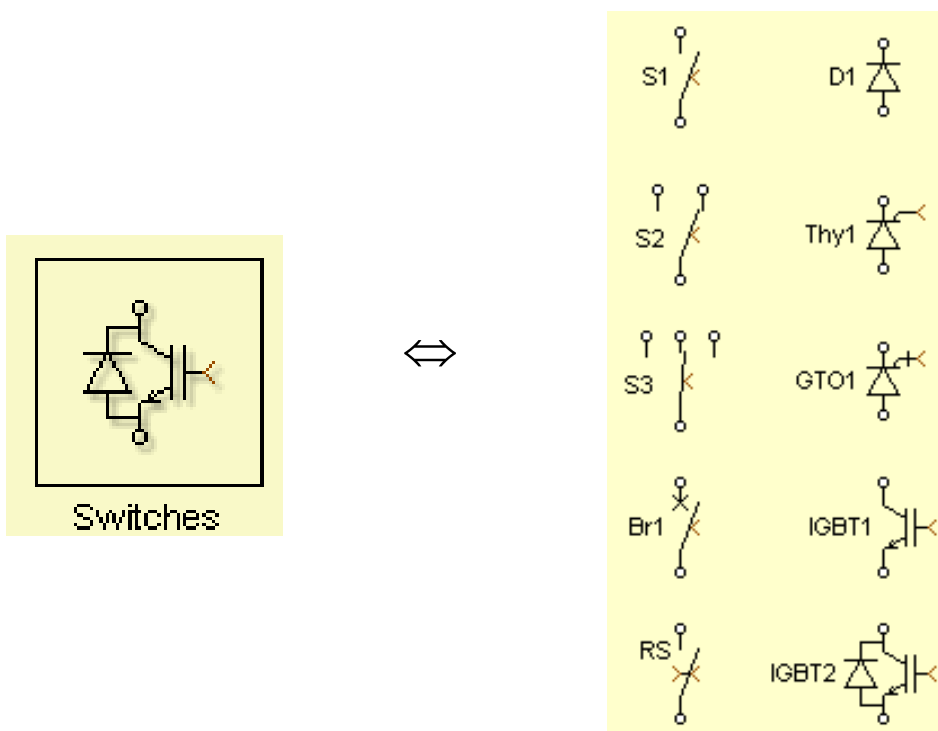
Meters : qui contient :

Les appareils de mesure de la tension et de courant.

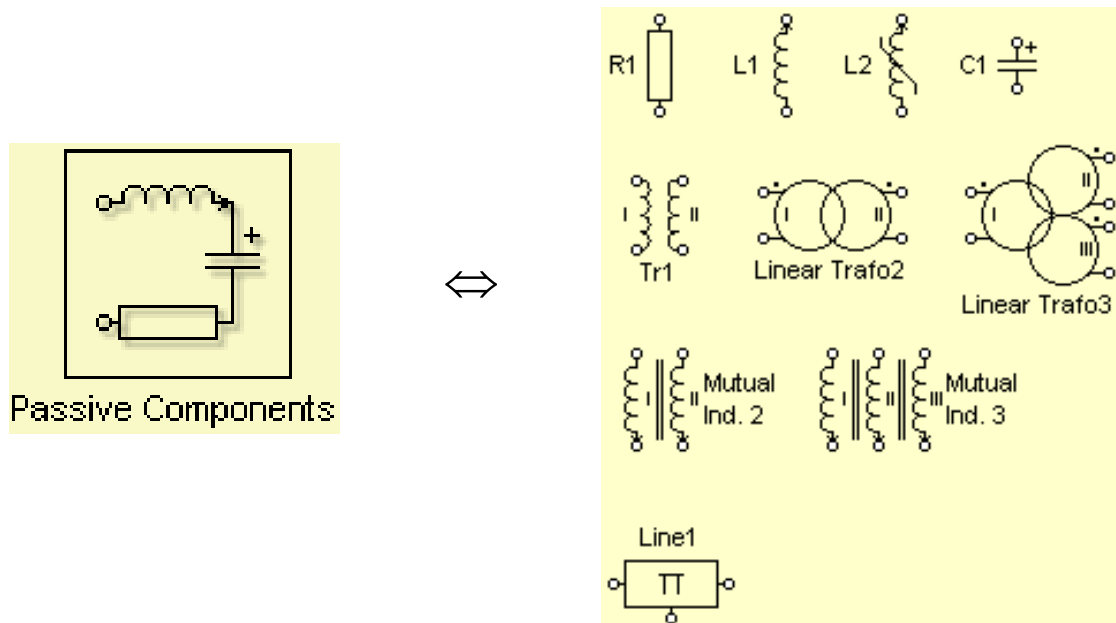


Les deux instruments sont dotés d'un sens de branchement des résultats de mesure seront connectés à des ports de sortie (signal and systèmes) pour avoir affichés (visualisés) sous environnements SIMULINK.

Switches : est une bibliothèque qui contient les interrupteurs qui existent en réalisation idéale ou bien à base de composants semi-conducteurs.



Passive composants :



Contient tout les composants électriques passifs (résistance, bobine,etc.).

IL y a aussi une bibliothèque des montages de l'électronique de puissance est une autre des différentes machines électriques tournantes.



BIBLIOGRAPHIQUE

[1] Handruedi BHULER,

- " les convertisseurs statiques",
- Presses Polytechniques et Universitaires Romandes [30 novembre 1991]

[2] Guy SEGUIER,

- " Les fonctions de base et leurs principales applications ",
- 7^{ème} édition ; [Dunond ; 1999].

[3] Guy SEGUIER, Francis LABRIQUE, Robert BAUSIERE

- " Les convertisseurs de L.électronique de puissance (La conversion continu-Continu),
- 2^{ème} édition, [Lavoisier ; 1997].

[4] Guy SEGUIER, Francis LABRIQUE, Robert BAUSIERE

- "Structures, fonctions de base, principales applications ",
- 8^{ème} édition, [Dunond ; 2004].

[5] Handruedi BHULER,

- " Electronique de réglage et de commande ",
- Volume XVI, 3^{ème} édition, [Lavoisier ; 1990].

[6] Mémoire

- " Etude et réalisation pratique d'une carte de commande d'un GTO destinée à un entraînement électrique»,
- [M.sila ,2004-2005], GASMI Abdelmalek, SID AHMED Zine Elabidine

[7] F.DECARFORT, C.FOULARD, J.CALVET,

- " Asservissements linéaires continue"
- 3^{ème} édition, [Dunond ; 1976].

[8] Michel Pinard,

- "Commande Electronique des moteurs électriques ",
- [Dunod, 2004],

[9] G.Grellet, G.clere,

- " Actionneur électrique ..,

[10] ellipses,

- Physique appliquée "les base et l'électronique de puissance",
- Ellipses édition marketing, [S.A ; 2004].

[11] Jelena godejevac,

- "Idées nettes sur la logique floue", Presses polytechniques et universitaires romandes.
- Édition EYROLLES, 2ème tirage [2000]

[12] Buhler H,

- "Réglage par la logique floue" [Buhler H, 1994]

[13] Borne P.,Rozeinoer J., Dieulot J.R., Dubois L.,

- Introduction à la commande floue,
- Édition Technip, [Paris, 1998].

[14] Mémoire de Magister

- Commande adaptative par logique floue de la machine asynchrone
- [M.sila], MALIKA FODIL

[15] Mémoire

- Commande par logique floue d'une machine asynchrone à double stator
- [M.sila ,2004-2005], MERABET Elkhier, BELAYALI Abbas

[16] Sites Internet

[17] CHAFAA Kheiredine

- "Structures d'identification de commande des systèmes non linéaire basée sur les techniques floues".
- Thèse de doctorat, Batna, 2006