

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITÉ MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA
FACULTÉ DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGÉNIEUR

DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE

MÉMOIRE DE FIN D'ÉTUDE

PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPÔLME D'INGENIEUR
D'ÉTAT EN GÉNIE ÉLECTROTECHNIQUE

OPTION : ÉLECTROMÉCANIQUE

THÈME
COMMANDE D'UN MOTEUR A COURANT
CONTINU A L'AIDE D'UN CONVERTISSEUR A *GTO*
« ETUDE ET SIMULATION »

Proposé et dirigé par :

M^{eme}.BELOUNIS Ouassila

Présenté par :

Mr. HERGUEMA Aissa
Mr. THARAFI Ismail

ANNÉE UNIVERSITAIRE: 2007/2008

**MÉMOIRE DE FIN D'ÉTUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPÔLME
D'INGENIEUR D'ÉTAT EN GÉNIE ÉLECTROTECHNIQUE**

OPTION : ÉLECTROMÉCANIQUE

Proposé et dirigé par :

M^{eme}.BELOUNIS Ouassila

Présenté par :

Mr. THARAFI Ismail

Mr. HERGUEMA Aissa

Thème :

**COMMANDE D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU
A L'AIDE D'UN CONVERTISSEUR A GTO
« ETUDE ET SIMULATION »**

Résumé :

Le Réglage de la vitesse des moteurs à courant continu demeure cependant difficile quand on dispose d'une tension fixe, donc on est alimenté par des variateurs de tension qui sont actuellement des dispositifs électroniques à thyristor, GTO.

Nous avons étudié :

- Les différentes structures, caractéristiques des semi-conducteurs**
- Les convertisseurs continu-continu**
- Etude et simulation du système (l'association hacheur à GTO- MCC) en boucle fermée (Réglage de courant et de vitesse)**

Mots clé

-Moteur à courant continu, Hacheur à GTO, Régulateur à action à deux positions, Régulateur PI, Simulation (MATLAB)

Remerciements

Nous tenons tout d'abord à remercions Dieu Tout Puissant, Pour toute la puissance qu'il nous a donné pour réaliser ce modeste travail.

Nous exprimons notre plus vif remerciement à notre promotrice *M^{eme}.BLOUNIS Oissila* qui nous a aimablement orienté et assidûment dirigé notre travail.

Nous présentons aussi nos sincères remerciements à tous les enseignants du département d'électrotechnique, Et à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à notre formation pendant trois ans trouvent ici.

Aissa / Ismail



<i>Notation</i>	1
<i>Introduction générale</i>	4
<u>Chapitre I :</u>	
<i>Généralités sur les semi-conducteurs</i>	
Introduction	6
I.1- Les thyristors	6
I.1-1 Fonctionnement	7
I.1.2 Condition de maintien en conduction	8
I.1.3 Condition de blocage d'un thyristor	9
I.1.4 Caractéristique d'un thyristor	9
I.2 - les thyristors GTO	12
I.2.1- Symbole et Description	12
I.2.2- Fonctionnement et Caractéristiques	13
I.2.3- Domaines d'applications	14
I.2.4- Avantages des thyristors GTO	14
I.3- Choix des composants semi-conducteurs	14
Conclusion	15
 <u>Chapitre II</u>	
<i>Conversion continu-continu</i>	
Introduction	16
II.1 Généralités :	16
II.1.1 Représentation des sources:	16
II.1.2 Amélioration et changement de nature d'une source	17

II.1.3 Représentation du convertisseur DC/DC	19
II.2 Étude du hacheur dévolteur sur charge R, L, E_C	19
II.2.1 Fonctionnement en conduction continue	20
II.2.2 Fonctionnement en conduction critique :.....	24
II.2.3 Fonctionnement en conduction discontinue :.....	25
II.3 Etude du hacheur survolteur sur charge R, L, E_c	27
II.3.1 Fonctionnement en conduction continue.....	27
II.3.2 Fonctionnement en conduction critique.....	28
II.3.3 Fonctionnement en Conduction discontinue	28
II.4 Comparaison entre les hacheurs série et parallèle	30
II.5 Réversibilité des hacheurs	30
II.5.1 Hacheur réversible en courant	30
II.5.2 Hacheur réversible en tension	32
II.5.3 Hacheur réversible en tension et en courant	34
Conclusion	39

Chapitre III :

Etude de système en boucle fermée

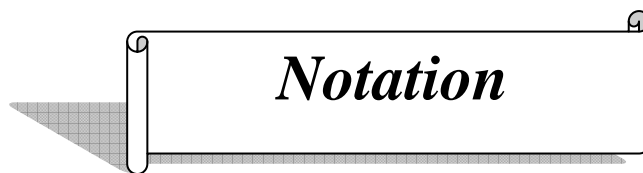
Introduction	40
III.1- Fonction d'un régulateur.....	40
III.1.1- Principe de régulation.....	40
III.1.2- Les critères de performance de la régulation.....	41
III.2-Fonction de transfert du moteur à courant continu.....	43
III.2.1-Fonction de transfert de la Partie électrique	43
III.2.2- Fonction de transfert de la Partie mécanique	43
III.2.3-Calcul des paramètres statiques du moteur	44
III.2.4-Schéma bloc du moteur	45
III.3- Le convertisseur utilisé	46
III.3.1- Introduction	46

III.3.2 Procède de réglage	47
III.3.3-Fonction de transfert du convertisseur	50
III.3.4- Schéma bloc de l'ensemble convertisseur-moteur	51
III.4- Régulateur à action à deux positions:.....	53
III.4.1 Généralité	53
III.4.2 Calcul de largeur de l'hystérésis	55
III.4.2.1 La méthode de 1 ^{er} harmonique.....	55
III.4.2.2 Lieu critique	56
III.4.2.3 Généralisation du critère de NYQUIST.....	56
III.5- Etude de boucle de courant :	57
III.5.1- Introduction	57
III.5.2- Capteur de courant d'induit	57
III.5.3- Détermination des paramètres du régulateur de courant.....	58
III.6 Etude de la boucle de vitesse.....	61
III.6.1- Introduction.....	61
III.6.2- Capteur de vitesse	62
III.6.3-Détermination des paramètres de régulateur de vitesse.....	62
III.6.4- Synthèse de la boucle de vitesse	63
Conclusion.....	64

Chapitre IV :

Simulation

IV.1- La régulation en cascade de l'association convertisseur à GTO -moteur à courant continu.....	65
IV.2- Modèle réel de l'association convertisseur à GTO unidirectionnel en courant-moteur à courant continu.....	68
IV.3- Modèle de l'association d'un hacheur à GTO bidirectionnel en courant -moteur à courant continu.....	75
<i>Conclusion générale</i>	80



Notation

symbole	
$A :$	Anode.
$B :$	Cathode.
$G :$	Gâchette.
$P :$	La jonction positive.
$N :$	La jonction négative.
$I_G(A) :$	Le courant de gâchette.
$I_{AK}(A) :$	Le courant anode cathode
$I_{G_{\max}}(A) :$	Le courant maximal de gâchette
$V_{GK}(V) :$	La tension entre gâchette et cathode.
$V_{AK}(V) :$	La tension entre anode et cathode.
$V_T(V) :$	Chut de Tension
$I_R, I_D(A) :$	Courants de fuite
$t_d(s) :$	Temps du retard
$t_r(s) :$	Le temps de la décroissance de la tension
$t_g(s) :$	Le temps d'amorçage.
$j_A :$	La jonction d'anode.
$I_T(A) :$	Courant principal
$U_e(V) :$	Tension d'entrée
$I_e(A) :$	Courant d'entrée
$U_s(V) :$	Tension de sortie

$I_s (A) :$	Courant de sortie.
$E (V) :$	Tension d'alimentation.
$R (\Omega) :$	Résistance de la charge.
$L (H) :$	L'inductance.
$C (F) :$	Capacité.
$v_T (V) :$	La tension aux bornes du thyristor.
$i_d (A) :$	Le courant de la diode.
$v_d (V) :$	La tension aux bornes de la diode.
$v_c (V) :$	La tension aux bornes de la charge.
$v_s (V) :$	La tension moyenne de sortie.
$i_c (A) :$	Le courant de charge.
$\alpha :$	Le rapport cyclique.
$t_f :$	La durée de fonctionnement (conduction).
$T (s) :$	La période du hachage
$I_c (A) :$	L'intensité du courant dans la charge.
$I_{c_{moy}} (A) :$	L'intensité moyenne du courant dans la charge
$t_0 :$	Temps d'ouverture.
$\phi (Wb) :$	Flux.
$I_{min} (A) :$	Le courant minimal.
$I_{max} (A) :$	Le courant maximal.
$I_d (A) :$	Le courant de charge.
$\tau :$	La constante du temps électromagnétique
$R' (\Omega) :$	Résistance.
$K_1, K_2, K'_1 et K'_2 :$	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.
$U' (V) :$	La tension aux bornes de récepteur.

$I'(A)$:	Le courant traversant le récepteur.
$E_c(V)$:	La force électromotrice.
F_m :	La fonction de la modulation.
Th_1, Th_2 :	Les thyristors
D_1, D_2 :	Les diodes
La :	L'inductance de l'induit
Ra :	Résistance de l'induit
Ia :	Courant de l'induit
C_m :	Couple moteur
C_r :	Couple résistant
C_n :	Couple nominale
K_m :	Coefficient électromagnétique
T_e :	Constant de temps électrique
K_{cc} :	Facteur de transfert de courant
T_{cc} :	Constant de temps
K_{cv} :	Facteur de transfert de vitesse
K_{Con} :	Coefficient de convertisseur statique
a :	Largeur d'hystérésis
ΔI :	L'ondulation de courant

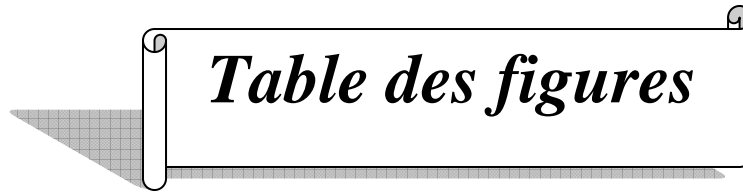


Table des figures

Chapitre I :

Figure I.1- Représentation schématique d'un thyristor.....7

Figure I.2- Caractéristique statique d'un thyristor.....8

Figure I.3- Fonctionnement d'un thyristor.....9

Figure I.4- Représentations symboliques du GTO.....13

Figure I.5- structure d'un thyristor GTO.....13

Figure I.6- Représentation des performances électriques et fréquentielles pour chaque famille de composants en silicium.....15

Chapitre II :

Figure II.1- Représentation des sources.....17

Figure II.2- Changement de nature d'une source.....18

Figure II.3- Convertisseur DC/ DC.....19

Figure II.4- Fonctionnement en conduction continu sur R, L, E_c.....21

Figure II.5- Forme d'onded'un hacheur dévolteur.....22

Figure II.6- Courant de charge en régime permanant.....24

Figure II.7- Hacheur dévolteur en conduction critique.....25

Figure II.8- Hacheur dévolteur en conduction discontinu.....26

Figure II.9- Fonctionnement d'un hacheur survolteur.....29

Figure II.10- Hacheur réversible en courant.....31

Figure II.11- Schéma fonctionnel d'un hacheur réversible en tension.....33

Figure II.12- Forme de la tension de sortie.....33

Figure II.13- Hacheur réversible en tension et en courant.....34

Figure II.14- Structure d'un hacheur en pont.....35

Chapitre III :

Figure III.1- Régulation en cascade.....	41
Figure III.2- Structure de réglage de l'association hacheur-moteur à courant continu..	42
Figure III.3- schéma fonctionnel du moteur à courant continu.....	45
Figure III.4- Marche à vide ($U_{ind}=220v$;$Cr=0$).....	45
Figure III.5- Marche en charge ($U_{ind}=220v$;$Cr=2.127N.m$).....	45
Figure III.6- Marche à vide avec perturbation ($U_{ind}=220v$;$Cr=0$).....	46
Figure III.7- Marche en charge avec perturbation ($U_{ind}=220v$;$Cr=2.127N.m$).....	46
Figure III.8- Ondulation du courant, t_f constant et T variable.....	49
Figure III.9- Ondulation du courant, T constant et t_f variable.....	49
Figure III.10- Détermination du coefficient du convertisseur statique « K_{con} ».....	50
Figure III- 11- Schéma bloc de l'ensemble moteur –convertisseur.....	51
Figure III.12- Marche à vide ($U_{ind}=220v$;$Cr=0$).....	51
Figure III.13- Marche en charge ($U_{ind}=220v$;$Cr=2.127N.m$).....	51
Figure III.14- Marche à vide avec perturbation ($U_{ind}=220v$;$Cr=0$; $t =3s$ $t = 8s$).....	52
Figure III.15- Marche en charge avec perturbation.....	52
($U_{ind} =220v$; $C_r =2.127N.m$; $t =3s$ $t = 8s$)	
Figure III.16- Marche à vide puis en charge ($Cr=0$, puis à $t=3s$ $Cr=2.127 N.m$).....	52
Figure III.17- Régulateur à action à deux positions.....	54
Figure III.18- Allure de la grandeur régler.....	54
Figure III.19- Plan de NIQUIST.....	57
Figure III.20- Représentation d'une boucle de courante.....	58
Figure III.21- Détermination de la largeur d'hystérésis.....	60
Figure III.22- Marche en charge ($U_{ind}=220v$; $Cr=2.127N.m$).....	60
Figure III.23- Marche à vide puis en charge (à $t_2=5s$).....	61
Figure III.24- Marche à vide puis en charge avec perturbation ($t_1=4s$ à $t_3=8s$).....	61
Figure III.25- Schéma bloc final.....	63

Chapitre IV :

Figure « IV.1 » Schéma bloc complet de la régulation en cascade de l'association hacheur à GTO-moteur à courant continu.....65

Figure « IV.2 » La vitesse de rotation ω (rad/s) avec perturbation.....66

Figure « IV- 3 » Les caractéristiques (vitesse - couple – courant) pour différents cas de la charge.....67

Figure « IV.4 » Représentation du modèle complet de l'association d'un hacheur à GTO unidirectionnel en courant - moteur à courant continu.....68

Figure « IV.5 » La vitesse de rotation en charge.....69

Figure « IV.6 » La tension aux bornes de la charge.....69

Figure « IV.7 » Le courant de la charge.....70

Figure « IV.8 » le courant et la tension aux bornes de la charge..... 70

Figure « IV-9 » La vitesse, le courant et la tension aux bornes de la charge.....71

Figure « IV-10 » Les différent cas de fonctionnement.....72

Figure « IV-11 » Les différent cas de T_{on} et T_{off}73

Figure « IV.11 » La forme du courant et de la tension aux bornes de la charge si on applique deux échelons ($C_{r1} = 0.5N.m$, $C_{r2} = 2.127N.m$ à $t = 0.2s$).....74

Figure « IV.12 » Le schéma bloc complet de l'association d'un convertisseur à GTO bidirectionnel en courant –moteur à courant continu.....75

Figure « IV.13 » La vitesse de rotation ω (rad/s) avec la perturbation.....76

Figure « IV-14 » Le courant de la charge avec la perturbation.....76

Figure « IV-15 » La tension aux bornes de la charge.....76

Figure « IV-16 » Le courant et la tension aux bornes de la charge avec perturbation.....77

Figure « IV-17 » Le courant et la tension aux bornes de la charge pour différents cas (de ω consigne et du couple résistant).....78

Figure « IV-18 » fonctionnement à vide puis en charge.....79



Introduction générale

L'industrie, au sens le plus large du terme, et les transports, ont de plus en plus besoin de systèmes à vitesse à continuum variable, doués souplesse et de précision. Bien sur, les solutions mécaniques et hydrauliques sont encore utilisées, mais les solutions électriques sont aujourd'hui et de loin, les plus appréciées. Leur succès vient des caractéristiques incomparables que leur confère l'électronique, tant sur le plan de la conversion d'énergie que sur celui de l'asservissement du système.

Aujourd'hui, les moteurs à courant continu qui sont par nature des machines à vitesse variable, sont très utilisés. Les moteurs à courant alternatif (synchrones et asynchrones) peuvent également, grâce aux équipements électroniques (convertisseur de fréquence...), être utilisés dans les entraînements à vitesse variable. Ces moteurs apportent à leur des solutions particulièrement intéressantes dans des secteurs interdites aux moteur à courant continu pour des raisons d'environnement ou de contrainte mécaniques (vitesse...).

Certes les principe de la commande électronique des moteurs à courant continu sont depuis longtemps connus, mais l'industrialisation à grande échèle est due aux progrès extraordinaire, accomplis durant la dernière décennie dans les domaines des semi-conducteurs de puissance, des composants de bas niveau, des circuits intégrés et plus récemment des microprocesseurs. [1]

Notre modeste étude portera sur l'étude de l'association d'un convertisseur GTO-moteur à courant continu ; la représentation du mémoire est structurée en une introduction, quatre chapitres et une conclusion, suivie d'annexe, et répartie comme suit :

-Le premier chapitre, on repliera quelques notions fondamentales sur les semi-conducteurs (thyristor, et thyristor GTO) et leur domaine d'application.

-Le deuxième chapitre, on étudiera les structures des convertisseurs continu-continu avec une présentation des déférant types des hacheurs.

-Le troisième chapitre, on représentera un rappel sur les systèmes asservis et leurs performances d'une part, et d'autre part on parlera autour du système de régulation et les types des régulateurs utilisables dans l'industrie et en fin de ce chapitre on fera 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 dernier chapitre, on fera la simulation d'un schéma bloc complet et la simulation des deux convertisseurs unidirectionnel et bidirectionnel de courant.

Voulons profiter des progrès qu'a connus le logiciel **MATLAB**, on fera l'étude et la simulation en quelque sorte un laboratoire virtuel.

Introduction:

L'augmentation des puissances commutées, la facilité de contrôle et le coût réduit des composants semi-conducteurs de puissance depuis moins d'une dizaine d'années ont conduit à l'utilisation de convertisseurs de puissance dans un nombre d'applications toujours croissant. Cette montée en puissance a également ouvert un champ de nouvelles topologies pour les applications en électronique de puissance. Pour bien comprendre la faisabilité de ces nouvelles applications, il est essentiel de décrire les caractéristiques des semi-conducteurs de puissance utilisés.

Dans ce chapitre, nous donnons donc un bref résumé des caractéristiques courant - tension de semi-conducteur de puissance actuellement utilisé.

Dans le cas où les semi-conducteurs de puissance peuvent être considérés comme des interrupteurs parfaits, l'analyse du principe de fonctionnement des convertisseurs de puissance est évidemment grandement facilitée. Cette approche a l'avantage de ne pas concentrer sa réflexion sur les détails du fonctionnement des convertisseurs. Ainsi les caractéristiques principales des convertisseurs peuvent être plus clairement comprises. La présentation succincte des caractéristiques des semi-conducteurs de puissance usuels va nous permettre de déterminer dans quelles conditions et jusqu'à quel point ceux-ci peuvent être considérés comme parfaits.

Les semi-conducteurs de puissance actuels peuvent être classés en trois catégories :

1. *Diodes* : États fermé ou ouvert contrôlés par le circuit de puissance.
2. *Thyristors* : Fermé par un signal de commande, mais doit être ouvert par le circuit de puissance.
3. *Interrupteurs commandables* à l'ouverture et à la fermeture, ouverts et fermés par un signal de commande. [2]

I.1- LES THYRISTORS :

Le thyristor est un interrupteur électronique semi-conducteur commandable à l'allumage mais pas à l'extinction, il est composé de quatre couches de silicium dopées alternativement positivement et négativement. Dans sa structure en couches P-N-P-N le thyristor peut être modélisé par deux transistors PNP et NPN.

- Symbole:

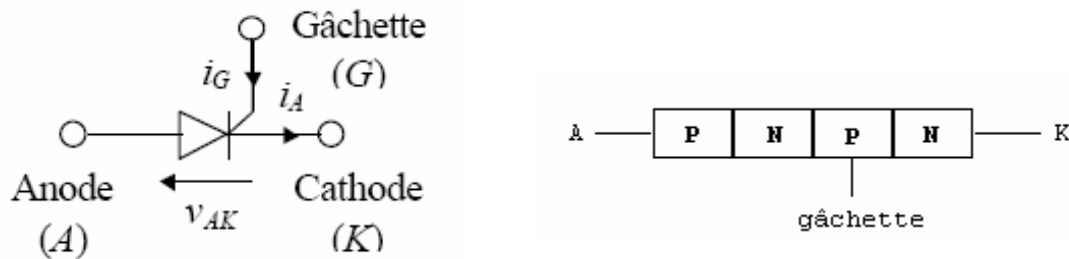


Figure I.1 Représentation schématique d'un thyristor

I.1.1-Fonctionnement :

- V_{AK} , tension de seuil entre l'anode et la cathode du thyristor.
- I_{AK} , courant considéré comme positif lorsque traversant le thyristor de l'anode vers la cathode.
- I_G , courant considéré comme positif lorsque rentrant sur la gâchette.

❖ Condition de mise en conduction :

1^{er} Cas (commande classique) :

- ✓ la tension $V_{AK} >$ tension de seuil (quelques V),
- ✓ injection d'un courant I_G positif sur la gâchette.

Une fois ces deux conditions respectées le thyristor est passant et se comporte comme une diode. Le courant I_{AK} traverse le thyristor de l'anode vers la cathode et sa tension V_{AK} est légèrement au delà de la tension de seuil.

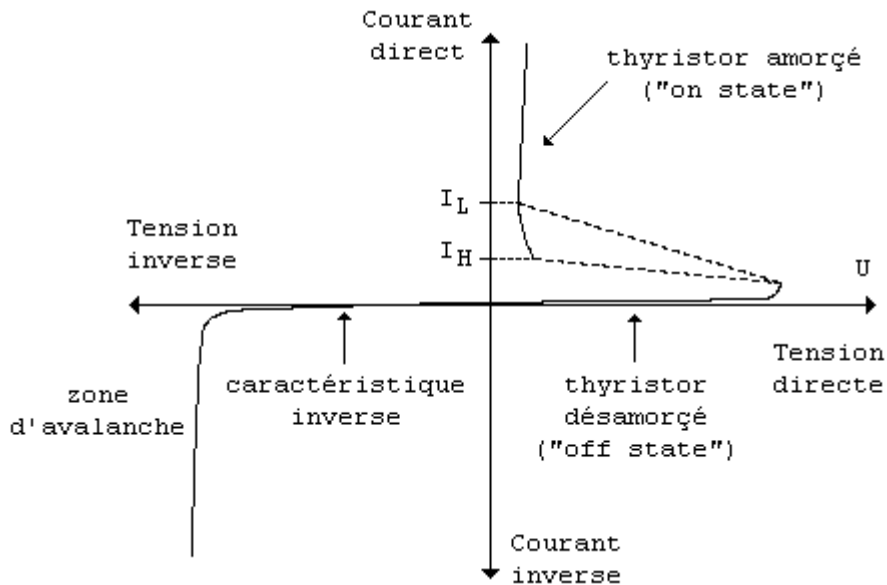


Figure I.2 Caractéristique statique d'un thyristor

2^e cas (à éviter) : si le thyristor est à l'état bloqué et la tension V_{AK} dépasse un niveau élevé appelé Tension de retournement, le thyristor devient passant et sans commande sur la gâchette.

3^e cas (à éviter) : si la variation de tension V_{AK} est trop rapide et cela même si la tension est inférieure à la tension de retournement. [3]

I.1.2 Condition de maintien en conduction :

Le courant I_{AK} doit être positif quel que soit le courant de gâchette.

- tension anode-cathode positive et suffisante $V_{AK} > 0$
- courant de gâchette (de G vers K) suffisant $I_G > I_G (\text{max})$ catalogue.
- courant principal I_{AK} supérieur au courant d'accrochage I (latching current): $I_{AK} > I$

* La notation $I_G (\text{max})$ indique la valeur maximale du courant (continu) de gâchette nécessaire à l'amorçage de tous les thyristors d'une même référence. $I_G (\text{max})$ est donc la valeur minimale à prendre en compte pour le dimensionnement de la résistance de gâchette.

* Dans le cas où le thyristor pilote une charge fortement inductive, le courant principal s'établit lentement, le courant de gâchette doit être maintenu pendant un temps suffisant (impulsion longue). [3]

I.1.3 Condition de blocage d'un thyristor :

Lorsque un thyristor est passant, c'est-à-dire que plus aucune commande de gâchette n'est nécessaire pour permettre le maintien de l'état et que le niveau du courant I_{AK} est assez important pour maintenir la polarisation du thyristor, le blocage du thyristor n'interviendra que lorsque le courant $I_{AK} = 0$, la tension V_{AK} est négative $V_{AK} < 0$.

I.1.4 Caractéristique d'un thyristor :

Pour le rendre conducteur, on doit d'abord lui injecter un courant de gâchette suffisant. Ensuite, tant que le courant dans la charge reste supérieur à I_L , et même en l'absence de courant de gâchette, le thyristor continue de conduire. Pour le bloquer, le courant dans la charge doit descendre sous une valeur I_H pendant un temps suffisant.

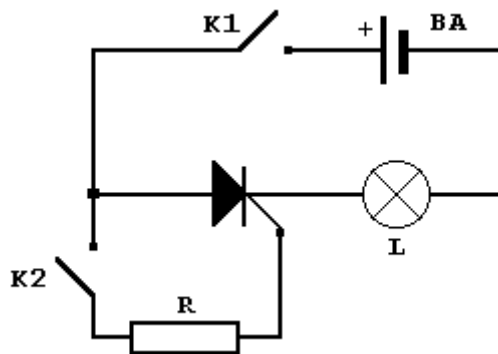


Figure I.3 Fonctionnement d'un thyristor

Si on ferme l'interrupteur K1, il ne se passe rien! Pour amorcer le thyristor, il faut envoyer une impulsion de courant dans la gâchette du thyristor en fermant l'interrupteur K2 (K1 restant fermé): la lampe L s'allume. Si maintenant on ouvre K2, la lampe continue de briller. Pour l'éteindre, c'est-à-dire bloquer la conduction, il faut ouvrir K1 de manière à faire chuter la d.d.p anode-cathode à une valeur nulle ou presque.

A noter que si on inverse les polarités de l'alimentation (BA), le thyristor ne s'amorcera pas: il est en effet polarisé, comme une diode.

❖ **Caractéristiques statiques :**

a) Tension inverse et tension directe avant amorçage :

Les tensions, directe et inverse, sont pratiquement égales pour un thyristor donné. Les constracteurs d'équipements à thyristors prennent une marge de sécurité entre la tension de travail et la tension de définition.

Les courants de fuite I_R et I_D (thyristor ploqué) sont en fonctionnement normal de quelque milliampère et augmentent avec la température et la tension appliquée. Ceci est à comparer avec les valeurs garanties par le constructeur pour la définition du semi-conducteur.

b) Chute de tension « V_T » :

Pendant la conduction, une tension résiduelle est développée aux bornes de la cellule ; elle est liée au courant principal. La chute de tension diminue légèrement avec la température puisque le nombre des porteurs augmente avec cette dernière.

Pour un certain diamètre de jonction, la chute de tension V_T est d'autant plus élevée, pour un courant donnée, que la jonction a été élaborée pour supporter des tensions de blocage élevées, Un thyristor basse tension a donc des pertes plus faibles qu'un thyristor haute tension et par conséquent un calibre en courant plus important.

c) Courant principal « I_T »

d) Caractéristique de gâchette :

La caractéristique $I_G=f(V_G)$ ne diffère de la caractéristique $I=f(V)$ d'une diode classique, que par une chute directe plus élevée, un courant inverse plus important et une dispersion plus grande pour un même type de cellule. [1]

❖ **Caractéristique dynamiques :**

a) Amorçage :

Le passage d'un thyristor de l'état bloqué à l'état conducteur ne se fait pas d'une façon instantanée.

Le temps d'amorçage par la gâchette (t_g) et de quelque microseconde, il se décompose en deux temps :

- Le temps de retard est affecté principalement par trois paramètres : la tension anode-cathode, la température (t_d est diminuée si ces grandeurs augmentent) et le courant de gâchette.
- Le temps de croissance t_r dépend essentiellement de l'amplitude et de gradient du courant d'anode ; il augmente avec ceux-ci. Le temps d'amorçage est suffisamment court 1.5 à 6 μ s, pour ne pas être gênant en tant que tel, dans les applications à basse et moyenne fréquences.

b) Désamorçage :

Après une onde de courant directe, le thyristor ne retrouve pas immédiatement ses propriétés de blocage de la tension directe. Le temps de blocage « t_q » se décompose en deux temps : recouvrement inverse ($t_{r,i}$), et recouvrement de la gâchette ($t_{r,g}$).

c) Variation trop rapide du potentiel d'anode dv/dt :

Une variation trop rapide du potentiel d'anode peut provoquer l'amorçage non contrôlé d'un thyristor. La limitation des dv/dt s'effectue par l'action combinée d'une inductance d'anode et d'un réseau RC (série), connecté entre anode et cathode.

d) Variation trop rapide du courant pendant l'amorçage di/dt :

A l'amorçage d'un thyristor, toute la jonction ne conduit pas instantanément et la surface de conduction est limitée autour de la gâchette, mais s'étend rapidement (0.1mm/ μ s). Si le courant s'établit trop vite, il apparaît des zones à forte densité de courant qui maintiennent une tension anode-cathode importante, ce qui engendre localement une dissipation de puissance excessive et des températures capables de provoquer des microfusions de la jonction ; il en résulte un vieillissement accéléré et, à plus ou moins brève échéance, une destruction totale du thyristor. Bien entendu, on peut diminuer le di/dt par adjonction d'inductance, ou ralentir le début d'apparition du courant par inductance saturable.

L'amorçage peut être amélioré en surexcitant la gâchette.

Les thyristors modernes ont maintenant une structure de gâchette mieux adaptée (gâchette assisté, gâchette interdigitée, etc...) et peuvent supporter des di/dt de plusieurs centaines d'ampères par microseconde. [1]

A partir de cette explication ; les caractéristiques suivant nécessaire pour les interrupteurs commandables :

1. Faible courant de fuite à l'état bloquée.
2. Faible tension à l'état passant afin de limiter la dissipation.
3. Temps de commutation faible, cela permet d'utiliser les composants à des fréquences plus élevées.
4. Bonnes possibilités de blocage en direct ou en inverse, cela permet de minimiser la nécessité de mise en série de plusieurs éléments, ce qui complique le contrôle et la protection des interrupteurs.
5. Forts courants à l'état passant. Dans les applications à courant forts, cela diminue le besoin de connecter plusieurs éléments en parallèles.
6. Faible puissance nécessaire pour le contrôle de la commutation.
7. Possibilité de supporter simultanément de forts courants et de fortes tensions lors des commutations. Cela peut permettre d'éviter d'avoir recours à des circuits d'aide à la commutation.
8. Possibilité de supporter d'importants surcourants ou surtensions di/dt et dv/dt , cela permet de s'affranchir de l'utilisation de circuit limiteur. [4]

I.2 –LES THYRISTORS GTO

I.2.1- Symbole et Description :

Le thyristor GTO (Gate Turn Off), souvent désigné en abrégé par GTO, est un thyristor dont la gâchette permet de commander l'amorçage et le blocage. Sur sa représentation symbolique (figure I.5.a) on met, sur la connexion de gâchette, un arc de cercle fléché dans les deux sens pour montrer la possibilité d'établir ou d'interrompre la conduction par injection d'un courant de gâchette I_G positif ou négatif.

Le GTO constitue le composant à fermeture et ouverture commandées utilisé dans les convertisseurs de forte puissance. Comme le thyristor ordinaire, c'est un dispositif à quatre couches mais sa cathode est formée d'un grand nombre de petites cathodes élémentaires entourées par la gâchette.

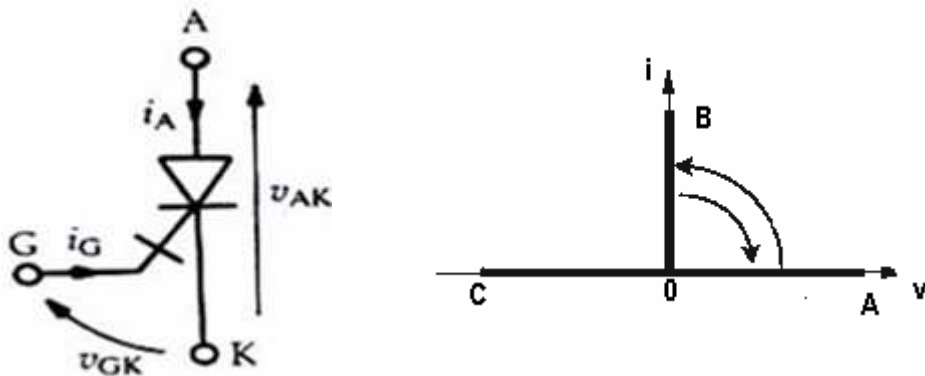


Figure I.4- représentations symboliques du GTO

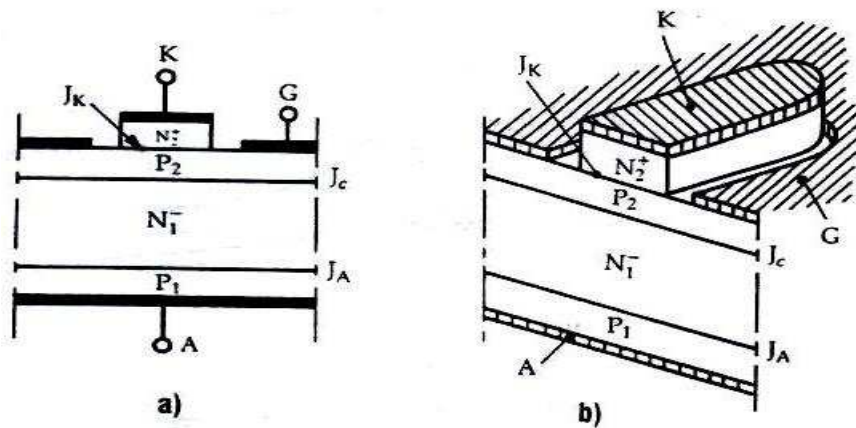


Figure I.5- structure d'un thyristor GTO

I.2.2- Fonctionnement et Caractéristiques :

❖ **Fermeture :**

Comme pour un thyristor ordinaire, si la tension V_{AK} étant positive, on envoie un courant positif de gâchette suffisant, la jonction de blocage entre en avalanche et la conduction s'établit.

Lorsque le courant I_A a atteint la valeur du courant d'accrochage, on peut réduire I_G mais ce courant doit rester suffisant pour maintenir la conduction de tous les GTO élémentaires correspondant aux multiples cathodes.

❖ **L'ouverture :**

Si on applique une tension négative entre gâchette et cathode, l'extraction des charges par la gâchette permet d'interrompre l'avalanche et d'éteindre le GTO.

La pointe de courant négatif de gâchette au blocage doit être relativement importante, de l'ordre du cinquième du courant I_A coupé.

Après une descente rapide, le courant I_A ne s'éteint complètement qu'assez lentement. Ce courant « de queue » qui subsiste pendant la remontée de la tension V_{AK} est à l'origine des principales pertes par commutation. [5]

I.2.3- Avantages des thyristors GTO :

On peut classer les avantages de GTO suivants :

- Technique de commutation : - Livrable pour la plupart,
 - Faibles pertes à l'état passant.
- Commutation de puissance : - Sûreté contre les défaillances graves.
- Équipements: - Fiabilité éprouvée,
 - Compacité.

I.2.4- Domaine d'application

Les applications où la fiabilité de semi-conducteurs joue un rôle prédominant dans l'électronique industriel, 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. Ils s'utilisent alors souvent aux niveaux de tension de 2.3KV, 3KV, 4.1KV et 6.9KV. [6]

I.3- CHOIX DES COMPOSANTS SEMI-CONDUCTEURS

La figure (I.6) illustre le domaine d'application de chaque famille de composant pour les fortes puissances, ce sont les thyristors et les GTO qui sont retenus. L'IGBT (Insulated- Gate- Bipolar- Transistor) est un composant avec beaucoup de compromis car il permet de travailler jusqu'à 6KV pour des fréquences comprises entre 1 et 60 KHZ. [7]

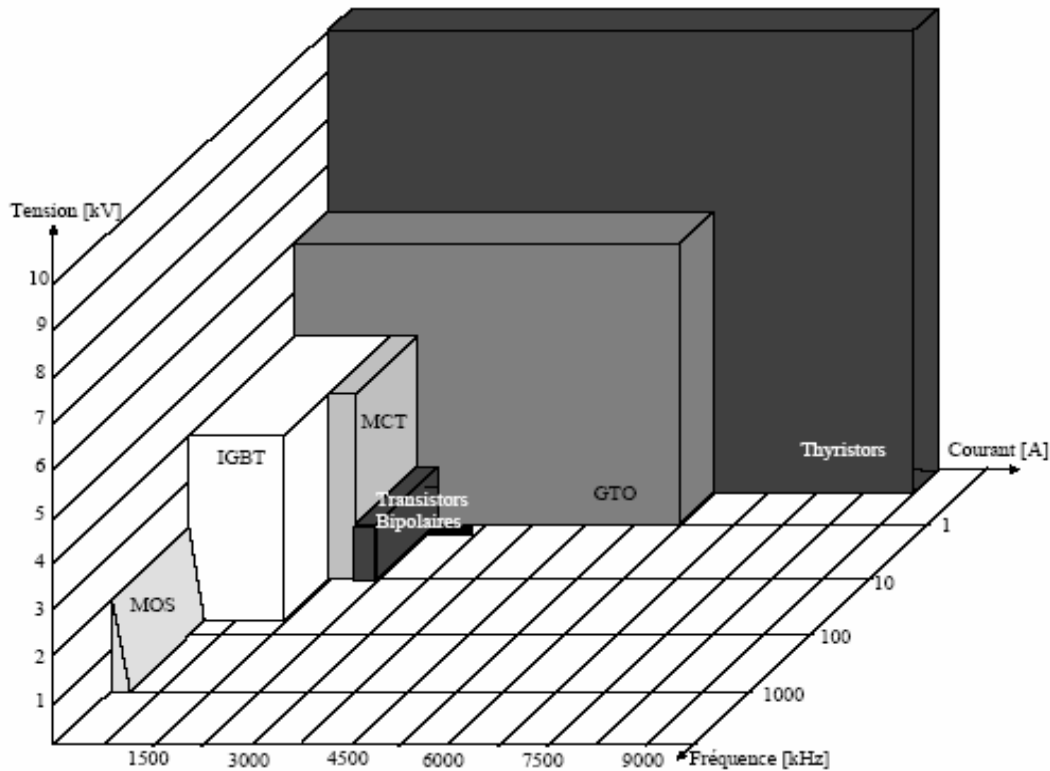


Figure I.6. Représentation des performances électriques et fréquentielles pour chaque famille de composants en silicium

Conclusion :

Le choix des composants de puissance ne se fait en hasard, mais il y a des priorités à respecter. Par exemple pour une tension élevée et une fréquence importante l'utilisation d'un transistor (bipolaire) ou 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 favorisée.

Introduction :

Le convertisseur continu-continu assure le transfert de l'énergie entre une source de tension continu et un récepteur de courant continu.

Cependant l'amélioration des performances des composants semi-conducteurs ainsi que le développement de nouvelles structures ont permis d'élever la puissance.

Suivant la structure et le domaine d'utilisation, on distingue deux types de convertisseurs continu-continu:

- Les convertisseurs appelés «hacheur» qui correspondent aux applications moyennes et fortes puissances.

- Les alimentations de découpage, qui correspondent aux applications petites puissances.

La différence structurelle qui existe entre eux est que les alimentations à découpages comportent des transformateurs des cellules de commutations.

Ces transformateurs assurent d'un cote une isolation galvanique et d'un autre d'élever ou d'abaissier les niveaux de tension et de courant.

Indépendamment de la présence d'un transformateur, les alimentations à découpage reposent sur le même principe dans leur fonctionnement que les hacheurs. [8]

II.1 GENERALITES :**II.1.1 Représentation des sources:**

Dans l'étude des convertisseurs DC/DC, on fait la distinction entre l'alimentation (source génératrice d'énergie) et la charge du convertisseur (source, récepteur).

- Un générateur ou un récepteur est dit de tension, quand la forme d'onde, de la tension u à ces bornes ne peut être modifiée par le courant i qu'il débite ou qu'il reçoit, On le représente par un cercle.
- Un générateur ou un récepteur est dit de courant quand la forme d'onde du courant qui le traverse est insensible aux variations de la tension u à ses bornes, on le représente par deux cercles entrelacés. [5]

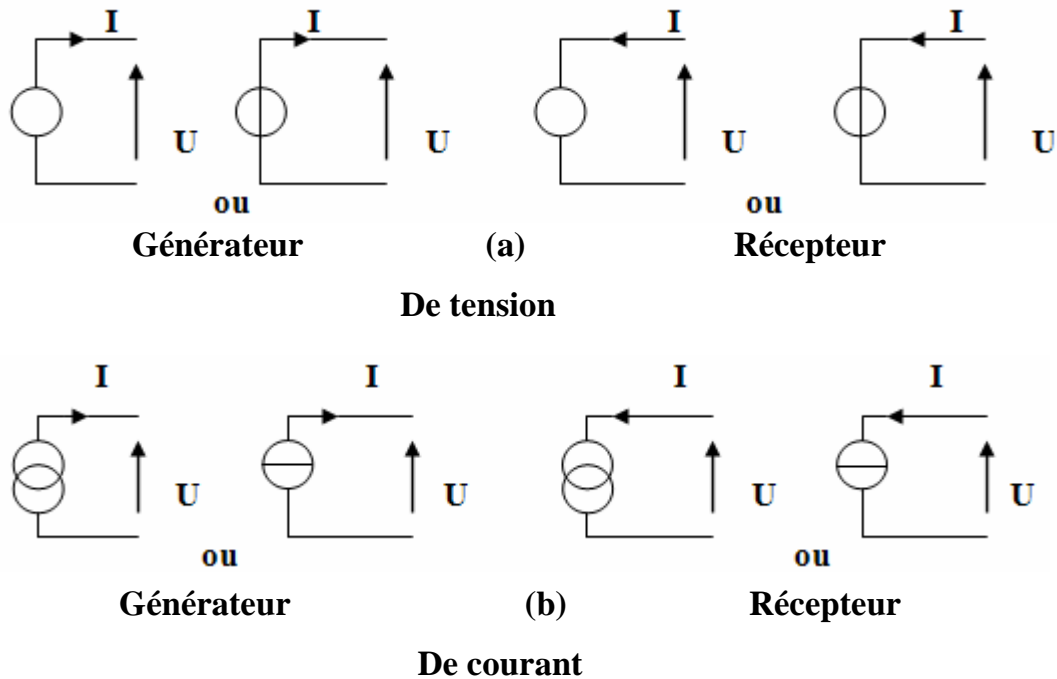


Figure II.1- Représentation des sources

II.1.2 Amélioration et changement de nature d'une source:

- **Amélioration de la nature d'une source:**

— Si une source de tension u a une impédance interne non négligeable, les variations du courant i qui la traverse, surtout celle à fort $\frac{di}{dt}$, entraînent des variations de la tension u à ses bornes. Pour corriger une source de tension trop imparfaite compte tenu de la $\frac{di}{dt}$ que lui impose le convertisseur, on dérive un condensateur entre ses bornes. Ce condensateur s'oppose aux discontinuités de la tension u , il fournit du courant quand u diminue, en absorbe quand u augmente, réduisant ainsi les variations de u provoquées par celles de i .

— Une source de courant ne peut avoir une impédance interne infinie. Les variations de la tension u à ses bornes, surtout celle à fort $\frac{du}{dt}$, entraînent des variations du courant i qui la traverse.

Pour améliorer une source de courant, on augmente son inductance en ajoutant une inductance supplémentaire en série. Plus l'inductance totale L est grande, plus la f.é.m. d'induction $L \frac{di}{dt}$ réduit les variations du courant i dues aux variations de la tension u . [9]

• **Changement de nature d'une source :**

— Pour obtenir une source de courant continu à partir d'une source de tension continue, on met en série avec celle-ci une inductance L de valeur suffisante (figure II.2 a).

L'inductance se charge ou se décharge sous l'effet des variations de u . Si sa valeur est suffisante, les variations de i sont négligeables:

$$\frac{di}{dt} = \frac{U-u}{L} \tag{II.1}$$

— Pour transformer en source de tension continue une source de courant continu, on dérive aux bornes de celle-ci un condensateur de capacité C suffisant (figure II.2 b). Les courants I et i ont mêmes valeurs moyennes. Le courant de charge ou décharge de la capacité rend la tension u d'autant moins sensible aux variations de i que C est plus important.

$$\frac{du}{dt} = \frac{I-i}{C} \tag{II.2}$$

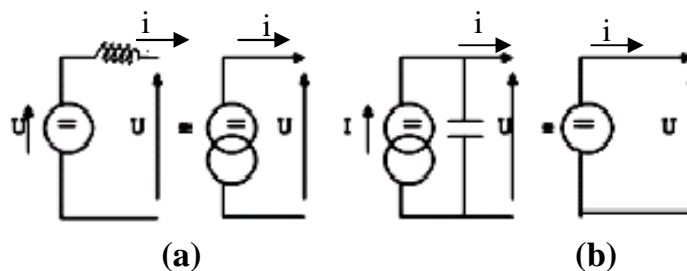


Figure II.2-Changement de nature d'une source

➤ **Remarque :**

- L'imperfection, d'une source dépend de la fréquence de fonctionnement du convertisseur auquel elle est reliée. Plus cette fréquence est élevée, plus les $\frac{di}{dt}$ et les $\frac{du}{dt}$ sont forts et risquent de produire des surtensions ou des surintensités élevées. [5]

II.1.3 Représentation du convertisseur DC/DC :

La représentation symbolique la plus couramment utilisée est donnée par la figure (II.3.a)

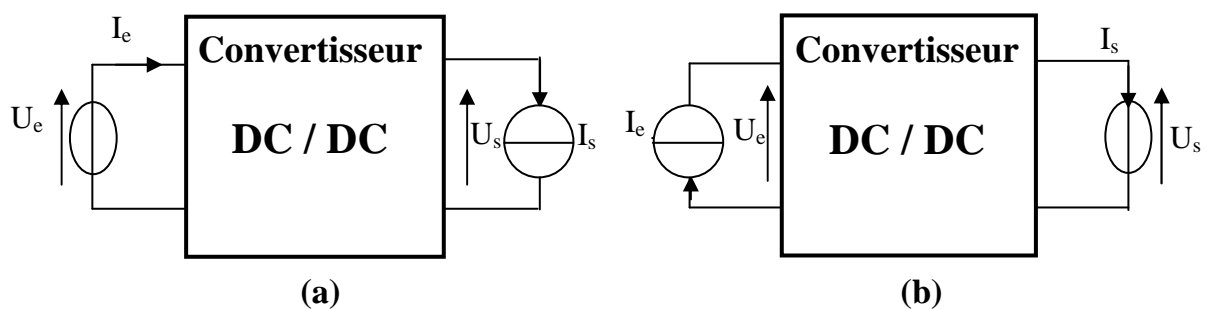


Figure II.3 - Convertisseur DC/ DC

Une telle représentation peut laisser penser que dans tous les cas de figure, la source de courant I_e sera la charge qui suivant les modes de fonctionnement, absorbera ou restituera de la puissance, alors que la source de tension U_e est l'alimentation, susceptible de fournir ou de stocker de la puissance. [11]

Pour certains convertisseurs, on est amené à changer une telle représentation, surtout si le transfert d'énergie ne peut se faire que de la source de courant vers la source de tension (suivant la structure de convertisseur). On se réfère alors à la représentation symbolique donnée (figure II.3. b).

Suivant le convertisseur DC/DC considéré, nous refermerons soit à l'une, soit à l'autre de ces représentations.

II.2 ÉTUDE DU HACHEUR DEVOLTEUR SUR CHARGE R, L, E_C :

Le schéma correspondant est représenté sur (la figure II.4 a). A l'instant initial ($t = 0$), le système est au repos, tous les courants de branches sont nuls.

On ferme l'interrupteur T (GTO). Il apparaît un courant i_c dans la charge, assuré par la condition de la maille E, R, L, E_c (figure II.4 b), ce courant croît exponentiellement pendant le temps t_f (phase active).

On ouvre T (GTO), il y a alors commutation du courant i_c de l'interrupteur T à la diode D , ce courant décroît exponentiellement, c'est la séquence de roue libre de durée t_0 (figure II.4 c).

Nous devons alors envisager deux cas :

- On ferme T avant que le courant de roue libre soit nul, il y a commutation du courant i_c de la diode D vers l'interrupteur T, le courant i_c augmentant à partir d'une valeur initiale, la conduction est continue.
- Le courant i_c s'annule avant la nouvelle fermeture de T, la conduction est discontinue.

II.2.1 Fonctionnement en conduction continue :

Au bout d'un certain temps de fonctionnement s'établit un régime permanent où le courant i_c est un courant périodique de valeur moyenne, I_{Cmoy} d'ondulation :

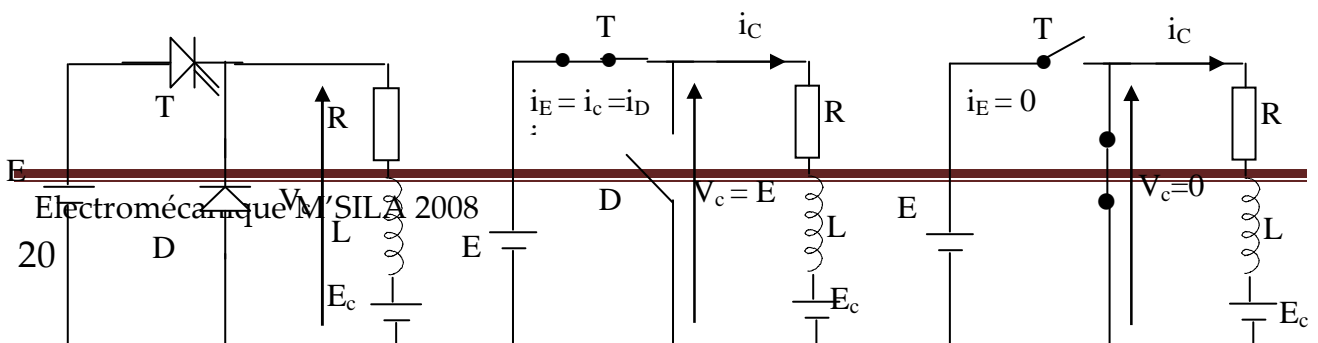
$$\Delta I_c = I_{c0} - I'_{c0}$$

La forme d'onde de ce courant ainsi que celle de la tension v_c sont représentées sur la figure (II.4 d).

Le courant i_c est régi par l'équation différentielle (II.3) où il convient de remplacer v_i par v_c :

$$v_c = E_c + Ri_c + L \frac{di_c}{dt} = F_m E \tag{II.3}$$

Soit : t_f le temps de la phase active ($F_m=1$), t_0 le temps de roue libre ($F_m=0$)



a) Schéma fonctionnel

(b) et (c) séquence de fonctionnement

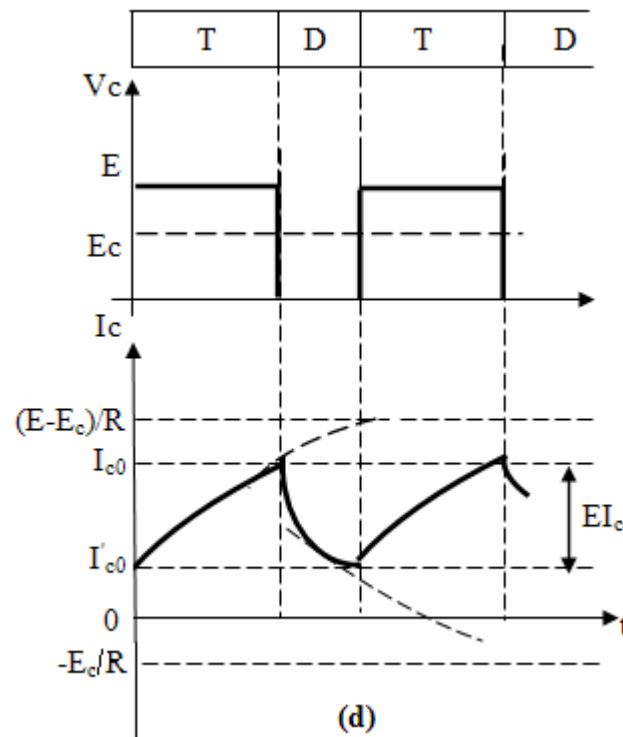


Figure II.4-Fonctionnement en conduction continue sur R, L, Ec

■ Etude des valeurs moyennes :

Les valeurs moyennes des grandeurs de sortie sont:

$$v_{C_{moy}} = v_{I_{moy}}, \quad (II.4)$$

$$v_{C_{moy}} = E_C + R I_{C_{moy}} = \alpha E \quad (II.5)$$

Pour simplifier les expressions et utiliser des unités réduites, en rappelant que le rapport cyclique est :

$$\alpha = \frac{t_f}{T} \tag{II.6}$$

$$I_K = \frac{E}{R} \quad ; \quad \frac{E_C}{E} = a \tag{II.7}$$

Les relations sur les valeurs moyennes deviennent :

$$\frac{v_{C\ moy}}{E} = \alpha \tag{II.8}$$

$$\frac{I_{C\ moy}}{I_K} = \alpha - a \tag{II.9}$$

Ces relations font apparaître immédiatement la possibilité de régler la tension moyenne aux bornes de la charge et le courant moyen par l'intermédiaire du rapport cyclique α . En particulier, le rapport cyclique apparaît, par analogie avec un transformateur, comme le rapport de transformation du hacheur.

On peut, de même, s'intéresser aux valeurs moyennes du courant et de la tension relatives à la source, la diode et l'interrupteur. Nous le ferons dans le cas très fréquent où l'ondulation du courant est faible, ce qui correspond à une période de fonctionnement très courte devant la constante de temps électrique de la charge:

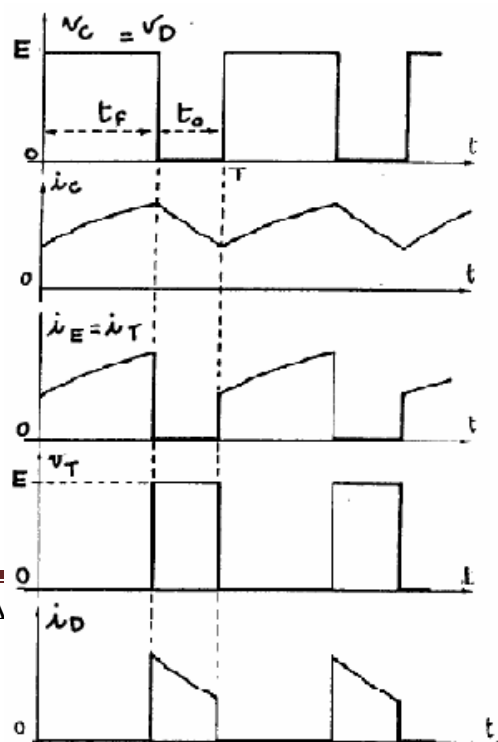
$$T \ll \tau$$

Nous pouvons alors écrire, par exemple pour le courant dans la source:

$$EI_{E\ moy} = v_{C\ moy} I_{C\ moy} = \alpha EI_{C\ moy}$$

D'où
$$\frac{I_{E\ moy}}{I_{C\ moy}} = \alpha \tag{II.10}$$

Et
(II.11)



$$\frac{I_{E\ moy}}{I_K} = \alpha(\alpha - a)$$

Figure II.5- formes d'ondes d'un hacheur dévolteur

■ Etude des valeurs instantanées :

En prenant chaque fois, comme origine des temps, l'instant initial de l'alternance considérée, la valeur instantanée du courant s'écrit, avec $\tau = \frac{L}{R}$:

— Pendant le temps ; t_f de fermeture:

$$i = \left(i_m - \frac{E - E_C}{R} \right) \exp\left(-\frac{t}{\tau} \right) + \frac{E - E_C}{R} \quad (\text{II.12})$$

Où i_m est la valeur instantanée du courant à l'instant de la fermeture,

— Pendant le temps ; t_0 d'ouverture:

$$i = \left(i_M + \frac{E_C}{R} \right) \exp\left(-\frac{t_0}{\tau} \right) - \frac{E_C}{R} \quad (\text{II.13})$$

Où i_M est la valeur instantanée du courant à l'instant de l'ouverture.

Ces deux relations permettent l'étude du courant en régime transitoire ou en régime permanent.

■ Expression de l'ondulation du courant :

En régime permanent, i_m prend la valeur I'_{C_0} et i_M la valeur I_{C_0} , qui sont des constants, ces valeurs maximale I_{C_0} et minimale I'_{C_0} du courant (figure II.6) s'écrivent, à partir de (II.12) et (II.13) :

$$I_{C_0} = I'_{C_0} \exp\left(-\frac{t_f}{\tau}\right) + \frac{E - E_C}{R} \left[1 - \exp\left(-\frac{t_f}{\tau}\right)\right] \quad (\text{II.14})$$

$$I'_{C_0} = I_{C_0} \exp\left(-\frac{t_f}{\tau}\right) - \frac{E_C}{R} \left[1 - \exp\left(-\frac{t_f}{\tau}\right)\right] \quad (\text{II.15})$$

D'où en utilisant des grandeurs réduites :

$$\frac{I_{C_0}}{I_K} = \frac{1 - \exp\left(-\frac{t_f}{\tau}\right)}{1 - \exp\left(-\frac{T}{\tau}\right)} - a \quad (\text{II.16})$$

$$\frac{I'_{C_0}}{I_K} = \frac{\exp\left(-\frac{t_0}{\tau}\right) - \exp\left(-\frac{T}{\tau}\right)}{1 - \exp\left(-\frac{T}{\tau}\right)} - a \quad (\text{II.17})$$

Et l'ondulation du courant devient:

$$\frac{\Delta I_C}{I_E} = \frac{\left[1 - \exp\left(-\alpha \frac{T}{\tau}\right)\right] \cdot \left[1 - \exp\left[-(1-\alpha) \frac{T}{\tau}\right]\right]}{1 - \exp\left(-\frac{T}{\tau}\right)} \quad (\text{II.18})$$

i_D Et v_D tension et courant dans la diode

i_T Et v_T tension et courant dans le thyristor

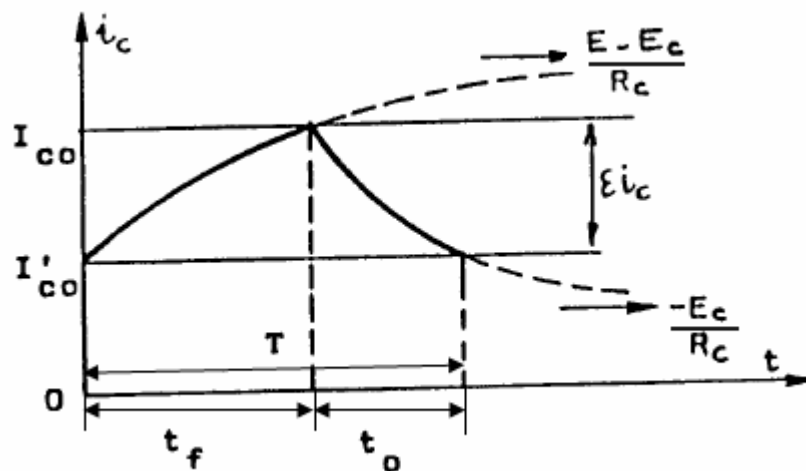


Figure II.6- courant de charge en régime permanent

II.2.2 Fonctionnement en conduction critique :

C'est le cas particulier de fonctionnement d'un hacheur dévolteur où le minimum de courant est nul mais sans discontinuité (figure II.7)

$$\frac{I'_C}{I_K} = 0$$

La relation (II.14) devient :

$$\frac{\exp\left(-\frac{t_0}{\tau}\right) - \exp\left(-\frac{T}{\tau}\right)}{1 - \exp\left(-\frac{T}{\tau}\right)} - a = 0$$

On en déduit la condition de conduction critique:

$$\exp\left(\alpha \frac{T}{\tau}\right) = 1 + a \left[\exp\left(\frac{T}{\tau}\right) - 1 \right] \quad (\text{II.19})$$

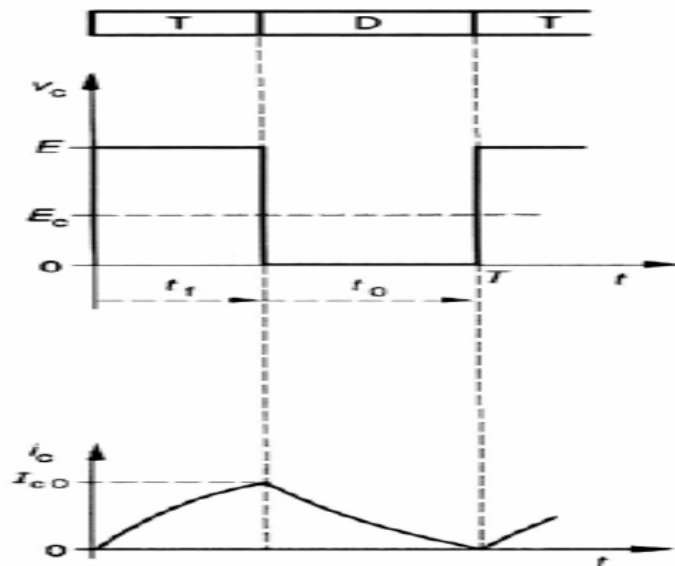


Figure II.7- hacheur dévolteur en conduction critique

— À partir de laquelle on peut obtenir la valeur de l'inductance L_c (inductance critique) qui, pour un fonctionnement donné, assure au moins la conduction critique. L'ondulation du courant en régime critique s'écrit :

$$\left(\frac{\Delta I_C}{I_K}\right)_c = \frac{1 - \exp\left(-\frac{t_f}{\tau}\right)}{1 - \exp\left(-\frac{T}{\tau}\right)} - a \quad (\text{II.20})$$

II.2.3 Fonctionnement en conduction discontinue :

Pendant la séquence de roue libre d'un hacheur dévolteur en régime de conduction discontinue, l'inductance restitue toute l'énergie accumulée et le courant s'annule au bout d'un temps t_e inférieur au temps d'ouverture t_0 .

La figure (II.8) donne les formes d'onde (tension aux bornes de la charge, courant dans la charge) correspondantes. Appelons α_c le rapport cyclique de conduction défini par :

$$\alpha_c = \frac{(t_f + t_c)}{T}$$

La valeur moyenne de la tension s'écrit:

$$v_{C\text{ moy}} = \frac{t_f}{T} E + \frac{T - t_f - t_e}{T} E_C$$

Soit, en grandeur réduite:

$$\frac{v_{C\text{ moy}}}{E} = \alpha + a(1 - \alpha_c)$$

La valeur moyenne du courant devient: $\frac{I_{C\text{ moy}}}{I_K} = \alpha - a\alpha_c$

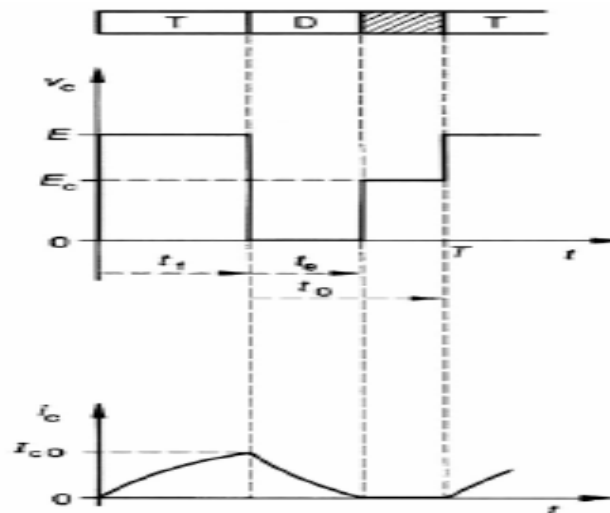


Figure II.8-Hacheur dévolteur en conduction discontinue

Les valeurs extrêmes du courant s'écrivent, d'après (II.14) et (II.15) :

$$I'_{c_0} = 0 = I_{c_0} \exp\left(-\frac{t_f}{\tau}\right) - \frac{E_c}{R} \left[1 - \exp\left(-\frac{t_f}{\tau}\right)\right]$$

Et

$$I_{c_0} = \frac{E - E_c}{R} \left[1 - \exp\left(-\frac{t_f}{\tau}\right)\right]$$

En éliminant I_{c_0} , on obtient pour le rapport cyclique de conduction:

$$\alpha_c = \frac{\tau}{T} \ln \left[1 + \frac{\exp\left(\alpha \frac{T}{\tau}\right) - 1}{a} \right] \quad (\text{II.21})$$

Les relations ci-dessus définissent entièrement le fonctionnement du hacheur en régime de conduction discontinue, à partir des caractéristiques de la charge (a et τ) et des paramètres de contrôle (α et T).

Remarquons, en particulier, que la tension moyenne fournie par le hacheur n'est plus indépendante de la charge, mais, par l'intermédiaire de α_c , présente une valeur d'autant plus grande que α_c est faible.

Le fonctionnement en conduction discontinue présente de sérieux inconvénients. Pour un réglage donné, le hacheur ne se comporte pas comme une source de tension idéale mais présente l'équivalent d'une impédance interne.

II.3 ETUDE DES HACHEURS SURVOLTEUR SUR CHARGE R, L, Ec

La structure non réversible du hacheur survolteur, n'est pas d'une utilisation courante dans le domaine de moyennes et fortes puissances. Elle présente un intérêt plus grand dans le domaine des alimentations continu-continu de faible puissance.

Toutefois, pour assurer la réversibilité d'un hacheur, les structures correspondantes (réversibles en tension ou en courant) sont telles qu'elles peuvent fonctionner soit en dévolteur (sens direct de la puissance), soit en survolteur (sens inverse de la puissance).

Nous allons donc mettre en évidence les propriétés du hacheur survolteur en utilisant, pour les grandeurs électriques, les mêmes notations et les mêmes conventions de signe que pour le montage dévolteur. Les résultats obtenus seront ainsi directement applicables aux hacheurs réversibles.

II.3.1 Fonctionnement en conduction continue :

Avec les conventions de signe de la figure (II.9 a), le courant i_c est toujours négatif. À la séquence de roue libre correspond une croissance de ce courant en valeur absolue (charge de l'inductance L), à la séquence active, une décroissance de cette valeur absolue (décharge de l'inductance). Les formes d'onde de la tension v_c et du courant i_c sont données sur la figure (II.9 b).

Comme pour le hacheur dévolteur, les relations (II.8), (II.9), (II.10) et (II.11) sur les valeurs moyennes, mais dans ce cas, on a : $\alpha < a$

$$I_{C_{moy}} < 0$$

Les relations (II.16), (II.17) et (II.18) sur les valeurs maximale et minimale et sur celle de l'ondulation sont toujours valables (procédés de limitation), sont directement transposables au hacheur survolteur. [10]

II.3.2 Fonctionnement en conduction critique :

La condition de la conduction critique correspond à:

$$I_{C_0} = 0$$

Soit d'après la formule (II.15), à:

$$\exp\left(-\alpha \frac{T}{\tau}\right) = 1 + a \left[\exp\left(-\frac{t_f}{\tau}\right) - 1 \right] \quad (\text{II.22})$$

Et l'ondulation du courant en régime critique s'écrit:

$$\left(\frac{\Delta I_C}{I_K}\right)_C = \frac{1 - \exp\left(\frac{t_f}{\tau}\right)}{1 - \exp\left(\frac{T}{\tau}\right)} + a \quad (\text{II.23})$$

II.3.3 Fonctionnement en Conduction discontinue :

Le courant i_C atteint une valeur nulle avant la fin de la séquence active. La durée de conduction de la diode D est plus courte que le temps t_f de modulation (figure II.9.b). [10]

La valeur moyenne de la tension s'écrit :

$$v_C = \frac{t_e}{T} E + \frac{t_f - t_e}{E} E_C = (E - E_C) \frac{t_e}{T} + E_0 \frac{t_f}{T}$$

Soit, en grandeur réduite, en fonction du rapport cyclique de conduction :

$$\frac{v_{C_{\text{moy}}}}{E} = \alpha - (1 - \alpha_C)(1 - a) \quad \text{Avec: } \alpha_C = \frac{t_0 + t_e}{T}; \quad a = \frac{E_C}{E}$$

D'après : (II.8), (II.9)

$$\frac{v_{C_{\text{moy}}}}{E} = \frac{I_{C_{\text{moy}}}}{I_K} + a$$

On peut écrire la valeur moyenne du courant sous la forme :

$$\frac{I_{C_{\text{moy}}}}{I_K} = (\alpha - 1) + \alpha_C (1 - \alpha)$$

L'expression du rapport cyclique de conduction est :

$$\alpha_c = \frac{\tau}{T} \ln \left[\frac{\exp \left[(1-\alpha) \frac{T}{\tau} \right] - a}{1-a} \right] \quad (\text{II.24})$$

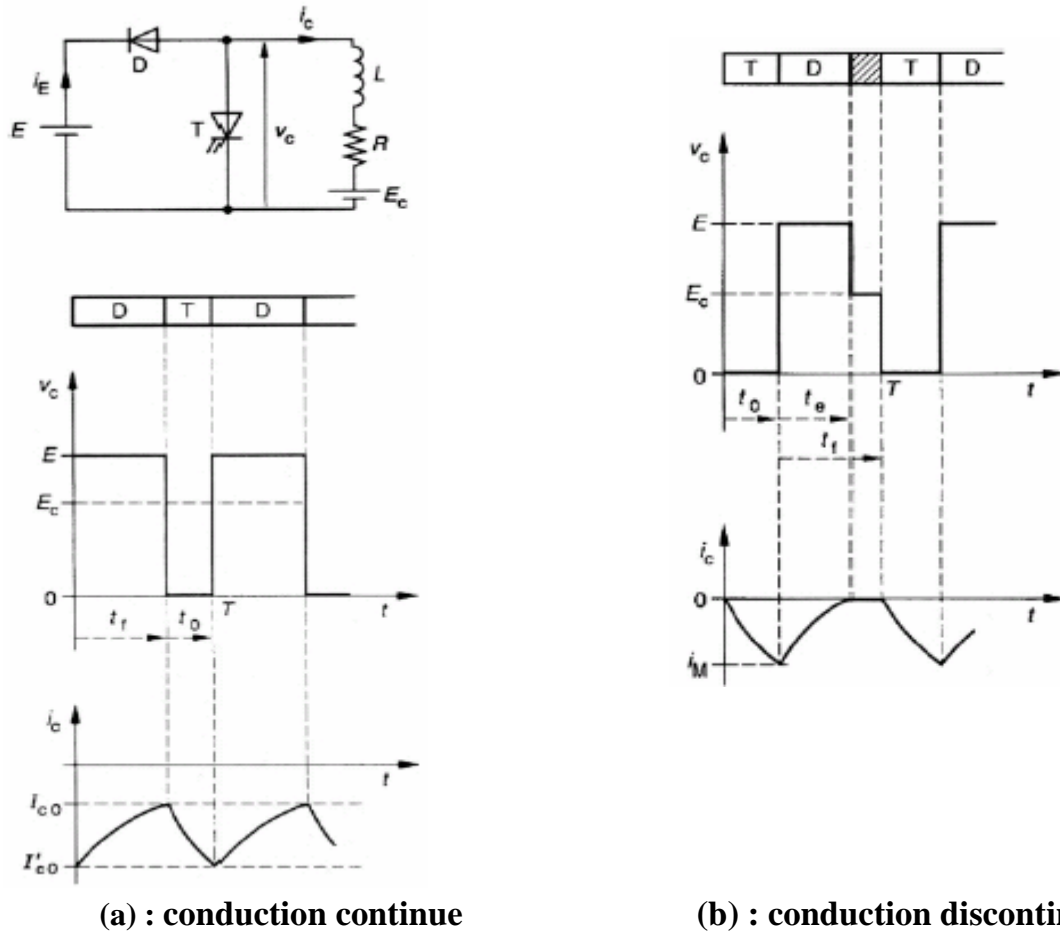


Figure II.9 Fonctionnement d'un hacheur survolteur

II.4 COMPARAISON ENTRE LES HACHEURS SERIE ET PARALLELE :

On peut profiter de la surtension due à l'ouverture du hacheur traversé par le courant d'un circuit inductif pour alimenter le récepteur sous une tension réglable supérieure à celle de la source.

Il est alors intéressant de passer par dualité du hacheur série au hacheur parallèle.

■ Hacheur série :

Il est abaisseur de la tension, donc élévateur de courant puisque la puissance se conserve. Le générateur d'entrée est un générateur de tension (source de faible impédance).

- ✓ Le hacheur H est en série avec la charge.
- ✓ Le lissage de courant est assuré par une inductance et par une diode de récupération.

■ Hacheur parallèle :

Il est élévateur de tension, donc abaisseur de courant. Le générateur d'entrée est un générateur de courant (source de grande impédance).

Le hacheur H est en parallèle avec la charge. Le lissage du courant est assuré par une inductance et par une diode de blocage [12].

II.5 REVERSIBILITE DES HACHEURS :

II.5.1 Hacheur réversible en courant :

Les sources d'entrée et de sortie sont toujours de natures différentes, mais la structure recherchée doit permettre une réversibilité en puissance moyenne du dispositif. Cette réversibilité sera obtenue par une réversibilité en courant de la source de courant qui reste unidirectionnelle en tension

Cette structure doit pouvoir s'appliquer à l'alimentation d'une machine à courant continu par un hacheur et permettre des phases de traction et de freinage sans réversibilité de la vitesse (tension unidirectionnelle), mais avec réversibilité du couple (réversibilité de courant).

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

- ✓ une source de tension,
- ✓ et une source de courant.

À condition que les deux sources présentent la ou les mêmes réversibilités (touts de réversibles en tension, ou en courant, ou en tension et en courant).

■ Principe :

Le schéma avec interrupteurs (figure II.10) est toujours le même:

K_1 permet de relier l'entrée et la sortie, K_2 court-circuit la source de courant quand K_1 est ouvert.

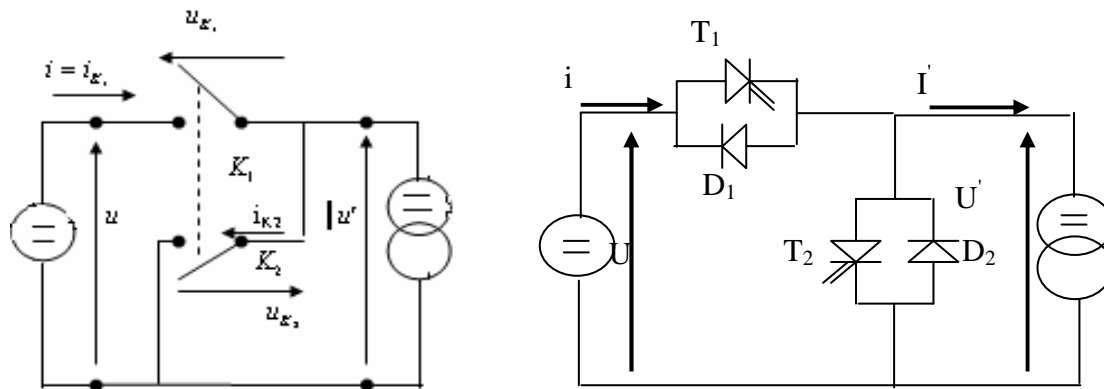


Figure II.10- Hacheur réversible en courant

— Quand I' est positif:

Si K_1 est fermé (état 1):

$$U_{K_1} = 0, \quad I_{K_1} = I' > 0$$

$$U_{K_2} = +U, \quad I_{K_2} = 0$$

Si K_1 est ouvert (état 2):

$$U_{K_1} = +U, \quad I_{K_1} = 0$$

$$U_{K_2} = 0, \quad I_{K_2} = -I' < 0$$

— Quand I' est négatif:

Si K_1 est fermé (état 3):

$$U_{K_1} = 0, \quad I_{K_1} = I' < 0$$

$$U_{K_2} = +U, \quad I_{K_2} = 0$$

Si K_1 est ouvert (état 4): $U_{K_1} = +U, \quad I_{K_1} = 0$

$$U_{K_2} = 0, \quad I_{K_2} = -I' > 0$$

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

- K_1 doit être remplacé par le GTO T_1 avec une diode D_1 en parallèle inverse.
- De même K_2 doit être remplacé par le GTO T_2 avec la diode D_2 en parallèle inverse.

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 .

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:

$$U' = (1 - \alpha_2) U \quad (\text{II.25})$$

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 des intervalles de fermeture de T_1 , U' a pour valeur moyenne:

$$U' = \alpha_1 U \quad (\text{II.26})$$

Tout ce qui a été dit, pour le hacheur série et le hacheur parallèle, sur l'ondulation du courant de sortie due à la valeur limitée de l'inductance de la source de courant reste valable. [13]

II.5.2 Hacheur réversible en tension :

La structure recherchée doit permettre une réversibilité de la puissance moyenne du dispositif liée à une réversibilité en tension de la source de courant qui reste unidirectionnelle en courant.

La source de tension est une source de tension continue constante. La réversibilité de la puissance moyenne exige que cette source soit réversible en courant.

La charge est formée par une machine à courant continu en série avec une inductance, destinée à limiter l'ondulation de courant dans la machine. La machine fonctionne sous un courant toujours de même signe.

La structure générale du convertisseur doit donc faire appel à une structure en pont, représentée sur la figure (II.11).

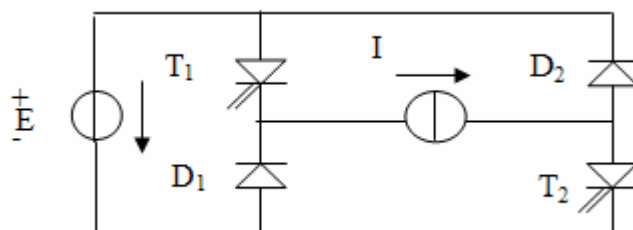


Figure II.11- Schéma fonctionnel d'un hacheur réversible en tension

■ Fonctionnement

Lors de la première phase de fonctionnement, dans l'intervalle de temps $[0, \alpha T]$ les deux interrupteurs commandés T_1 et T_2 sont fermés et les diodes D_1 et D_2 ouvertes. La charge est sous tension $+E$.

Lors de la seconde phase de fonctionnement, sur l'intervalle de temps $[\alpha T, T]$, les interrupteurs commandés sont ouverts et les diodes passantes. La charge est sous tension $(-E)$.

■ Tension de sortie

La forme de la tension de sortie est donc la suivante:

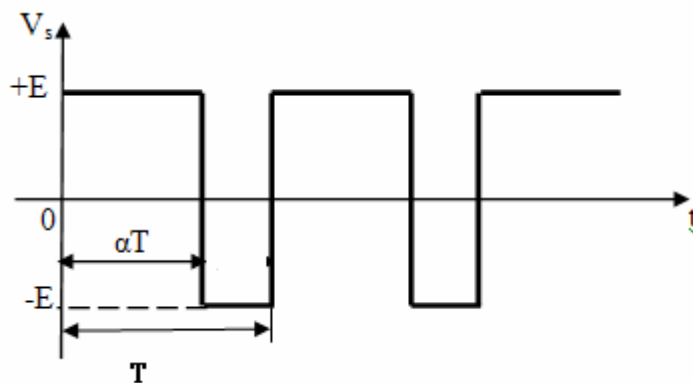


Figure II.12- Forme de la tension de sortie

La tension moyenne de sortie v_s est alors donnée par

$$v_s = \alpha E + (1 - \alpha)(-E)$$

$$v_s = (2\alpha - 1)E \quad (\text{II.27})$$

Si α est supérieur à 0,5, alors, la tension moyenne de sortie est positive. En revanche, dans le cas où le rapport cyclique est inférieur à 0,5 la tension moyenne de sortie est négative. [10]

II.5.3 Hacheur réversible en tension et en courant :

La structure recherchée doit permettre une réversibilité totale en tension et en courant de la source de courant.

La source de tension impose une tension E constante, mais doit être réversible en courant. La structure générale du convertisseur sera forcément une structure en pont.

La structure à quatre « interrupteur » ou en pont (figure II.11), offre plus de possibilité que celle à deux « interrupteur » car elle permet de relier chacune des bornes de sortie à chacune des bornes d'entrée ou de séparer.

Puisque, par moments, le hacheur les relie directement, les sources d'entrée et de sortie doivent encore être de nature différente, 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, K_2 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.

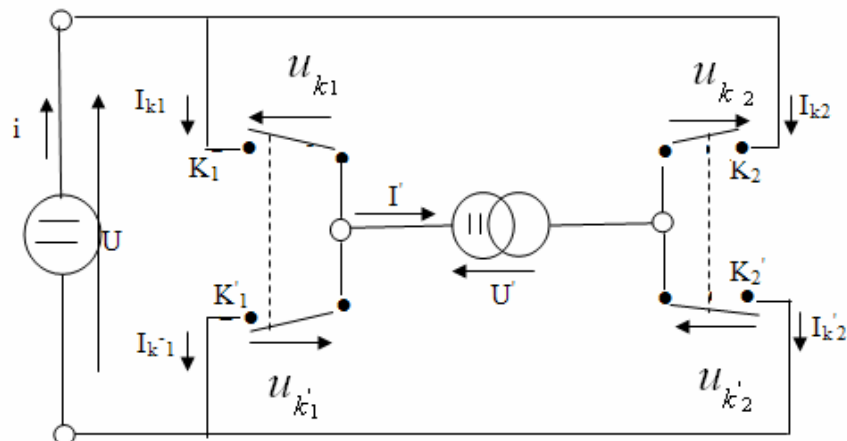


Figure II.13- hacheur réversible en tension et en courant

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

- ✓ Une source de tension réversible en courant:

$$U > 0, \quad I > 0 \quad \text{ou} \quad I < 0$$

- ✓ Une source de courant réversible en courant et en tension:

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

■ Interrupteur à utiliser

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

Donc K_1 est une paire GTO-diode montée en antiparallèle.

Pour les trois autres interrupteurs on trouve 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.14).

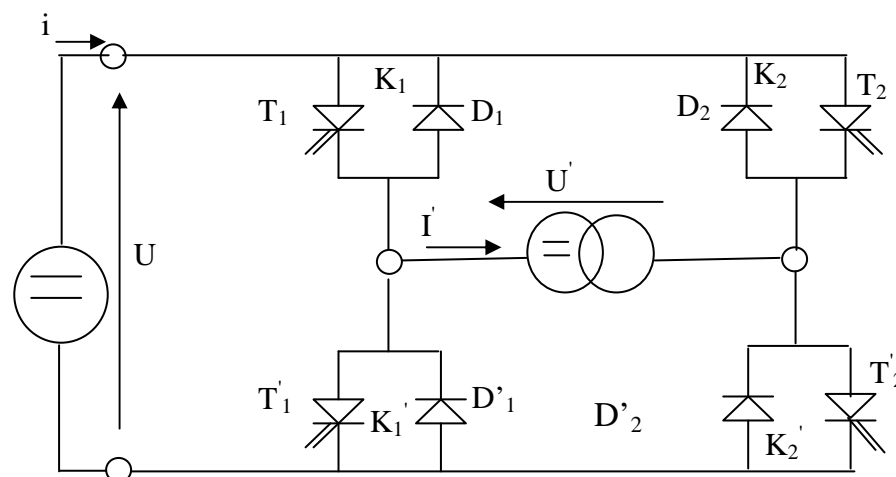


Figure II.14- structure d'un hacheur en pont

■ Commande séquentielle

Si l'on veut réduire le nombre de commutations, pour chacun des quatre modes de fonctionnement:

$$\begin{aligned} U' > 0 & \quad \text{et} \quad I' > 0 \\ U' > 0 & \quad \text{et} \quad I' < 0 \\ U' < 0 & \quad \text{et} \quad I' > 0 \\ U' < 0 & \quad \text{et} \quad I' < 0 \end{aligned}$$

On ne fait travailler que deux « interrupteurs »:

- ✓ L'un, fermé en permanence, joue le rôle d'interrupteur d'aiguillage,
- ✓ L'autre, fermé et ouvert à la fréquence de fonctionnement du hacheur, assure le hachage.

► Pour obtenir une tension de sortie positive, on peut, par exemple, commander en permanence la fermeture de K'_2 .

— Si I' passe par T_1 :

T_1 fermé, I' passe par T_1 et T'_2 :

$$U' = U, \quad i = I_{T_1} = I' = I_{T'_2}$$

T_1 ouvert, I' passe par T'_2 et D'_1 :

$$U' = 0, \quad i = 0, \quad I_{D'_1} = I' = I_{T'_2}.$$

Si on désigne par $\alpha_1 T$ La durée de fermeture de T_1 à chaque période:

$$U' = \alpha_1 U \tag{II.28}$$

— Si I' est négatif, on hache par T'_1 :

T'_1 fermé, $-I'$ passe par T'_1 et D_2 :

$$U' = 0, \quad i = 0, \quad -I' = I_{T'_1} = I_{D_2}.$$

T'_1 ouvert, $-I'$ passe par D_1 et D_2 :

$$U' = U, \quad -I' = I_{D_1} = -i = I_{D_2}.$$

Si $\alpha'_1 T$ est la durée des fermetures T'_1 :

$$U' = (1 - \alpha'_1) U \tag{II.29}$$

► Pour obtenir une tension de sortie négative, on peut, par exemple, commander en permanence la fermeture de T_2 .

— Si I' est positif, on hache par T_1 :

T_1 fermé, I' passe par D_2 et T_1 :

$$U' = 0, \quad i = 0$$

T_1 ouvert, I' passe par D_2 et D_1 :

$$U' = -U, \quad i = -I'$$

$$U' = -(1 - \alpha_1)U \quad (\text{II.30})$$

On désigne par $\alpha_1 T$ la durée de fermeture de T_1 .

— Si I' est négatif, on hache par T_1' :

T_1' fermé, $-I'$ passe par T_1' et T_2 :

$$U' = -U, \quad i = -I'$$

T_1' ouvert, $-I'$ passé par D_1 et T_2 :

$$U' = -\alpha_1' U \quad (\text{II.31})$$

En désignant par $\alpha_1' T$ la durée de fermeture de T_1' .

✓ Quand le produit $U'I'$ est positif on retrouve le fonctionnement du hacheur série.

✓ Quand le produit $U'I'$ est négatif on retrouve le fonctionnement du hacheur parallèle.

Le calcul de l'ondulation du courant de sortie I' est le même que celui vu pour ces deux types du hacheur.

Pour supprimer la conduction discontinue aux faibles valeurs de $|i'|$, on peut adapter la commande complémentaire de T_1 ET T_1' , c'est-à-dire à chaque période fermer T_1 pendant $\alpha_1 T$ et T_1' pendant le reste de période.

On n'a plus que deux lois de commande:

$$U' = \alpha_1 U \quad \text{pour } U' \text{ positive}$$

$$U' = -(1 - \alpha_1) U \quad \text{pour } U' \text{ négative}$$

■ La commande continue:

Pour avoir une loi de commande unique, on procède ainsi:

— à chaque période T , on commande la fermeture de T_1 et T_2' pendant $\alpha_1 T$,

— On commande la fermeture de T_2 et T_1' pendant le reste de la période.

— Pour $0 < t < \alpha_1 T$, on commande la fermeture de T_1 et T_2' :

$$\text{Si } \dot{I} > 0, \quad i = I_{T_1} = \dot{I} = I_{T_2'}, \quad U' = U$$

$$\text{Si } \dot{I} < 0, \quad I_{D_2'} = -\dot{I} = -i, \quad U' = U$$

— pour $\alpha_1 T < t < T$, On commande de la fermeture de T_2 et T_1' :

$$\text{Si } \dot{I} > 0, \quad I_{D_2} = \dot{I} = I_{D_2} = -i, \quad U' = -U$$

$$\text{Si } \dot{I} < 0, \quad i = I_{T_2} = -\dot{I} = I_{T_1'}, \quad U' = -U$$

L'expression de la valeur moyenne de la tension de sortie est toujours la même:

$$U' = \frac{1}{T} [\alpha_1 TU - (1 - \alpha) TU]$$

$$U' = (2\alpha_1 - 1) U \quad (\text{II.32})$$

Quand α_1 va de 1 à 0, U' va de $+U$ à $-U$.

La commande continue présente deux inconvénients:

- Elle double le nombre de commutations par période puisque, au lieu de commander un semi conducteur à chaque changement d'état, on en commande deux,
- Elle double l'amplitude des variations de la tension de sortie U' . Cette tension, au lieu d'être égale tantôt à $+U$ tantôt à 0, ou bien tantôt à $-U$ tantôt 0, est égale tantôt à $+U$ tantôt à $-U$. Cela augmente l'ondulation du courant de sortie \tilde{i} quand on tient compte de la valeur finie de l'inductance de la source de courant.

Toutefois la commande continue, qui évite les temps morts liés aux changements de loi de commande, est adoptée chaque fois qu'on veut des inversions rapides de la tension et du courant de sortie [13].

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 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.

- L'hacheur parallèle est utilisé en traction électrique pour contrôler le freinage rhéostatique d'une machine à courant continu.

C'est ainsi que l'on peut brancher un moteur série de traction en génératrice à excitation séparée. On peut réaliser un couple de freinage constant ($C=KI_n\Phi$), en maintenant constants le flux d'excitation et le courant de l'induit. En ce qui concerne le courant de l'induit, on sera amené à augmenter α tandis que la vitesse de la machine diminue.

Introduction :

Pour effectuer un certain travail avec des performances données, le système doit être asservi. Le premier rôle d'un système de régulation est d'obliger la ou les grandeurs asservies («sorties» du système) à conserver des valeurs aussi proches que possible de celles que l'on considère comme idéales. Ces valeurs idéales, ou théoriques, sont à leur tour des fonctions des grandeurs d'entrée du système : «référence» et «perturbation». Si l'on s'arrange pour utiliser des fonctions des grandeurs de sortie comme entrées supplémentaires, on a créé une «boucle fermée», ou commande à rétroaction.

Il y'a trois raisons de se servir de la commande à rétroaction. Tout d'abord, c'est le moyen le plus commode de réaliser les relations désirées entre entrée et sortie. Ensuite, elle permet de compenser, de façon interne, imprécision et les dérives des caractéristique des composant des systèmes ; enfin et c'est ordinairement le point que l'on considère comme le plus important, tout au moins au point de vue de l'exploitant elle minimise les effets des perturbations qui, nées hors du système, en affectent la sorti. [1]

III.1 FONCTION D'UN REGULATEUR :

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 fonction, nécessaire au bon comportement des machines:

a) limitation de grandeurs critiques: comme le courant ou la tension d'induit. C'est là une fonction de protection.

b) commande précise des variable de façon à éviter une rapidité excessive dans leur évolution.

c) transfert sans à coup d'une mode de commande à un autre.

d) ajustement et optimisation aisée d'une boucle de commande indépendamment des autres. [1]

III.1.1 Principe de régulation:

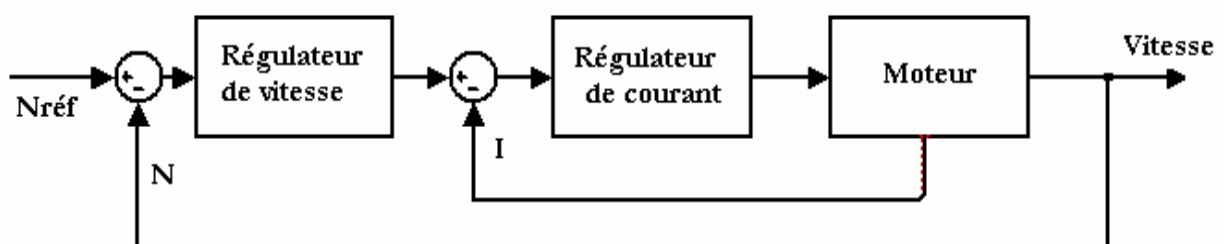
Il y a essentiellement trois concepts de système d'asservissement en usage aujourd'hui :

- 1) La régulation en boucles convergentes,
- 2) La régulation à boucles multiples, linéaire ou en cascade,
- 3) La régulation à boucles en parallèles, ou à commutation parallèle.

Le concept de régulation à boucle multiples s'est montré très efficace pour la commande des moteurs d'entraînements de machines et aujourd'hui, c'est celui qu'on utilise le plus fréquemment. Résumons ses aspects caractéristiques:

- 1) Il y a un régulateur séparé pour chacune des variables contrôlée, chaque boucle peut donc être ajustée à l'optimum.
- 2) On ajuste successivement les caractéristiques (statiques et dynamiques) des dérivants boucles en partant de la plus interne;
- 3) On passe aisément et sans à coup d'un mode de fonctionnement à un autre;
- 4) L'étude, le calcul et la mise en route sont simples et suivant une méthode directe;

On peut avoir une réponse de la boucle la plus externe si elle enveloppe trop de boucles internes, car la séparation dynamique des boucles exige un rapport minimal de 2 entre les rapidités de deux boucles adjacentes. Il peut alors se poser des problèmes de stabilité si un régulateur interne se sature avant que le régulateur de la boucle extérieur n'ait atteint lui-même la saturation. [1]



Figure(III.1) Régulation en cascade

III.1.2 Les critères de performance de la régulation

La fidélité de la précision de la régulation analogique peut s'avérer insuffisante dans certain application dès lors que de très grande performance sont requises.

En effet une dynamo tachymétrique, même de bonne qualité, utilisée dans une grande plage de vitesse, perd sa précision et sa linéarité aux basses vitesses.

La dérive des amplificateurs opérationnels entraine celle du paramètre asservi. Enfin, la mise à l'échèle et la distribution de référence par voie analogique s'accompagnent des dérive et imprécisions des éléments analogiques utilisés (potentiomètres, amplificateurs opérationnelle, impédance de fuite des câblages ...).

Longtemps les techniques de régulation analogique se sont imposée parce qu'elles permettaient celles les rapidités demandées pour les boucles de régulation.

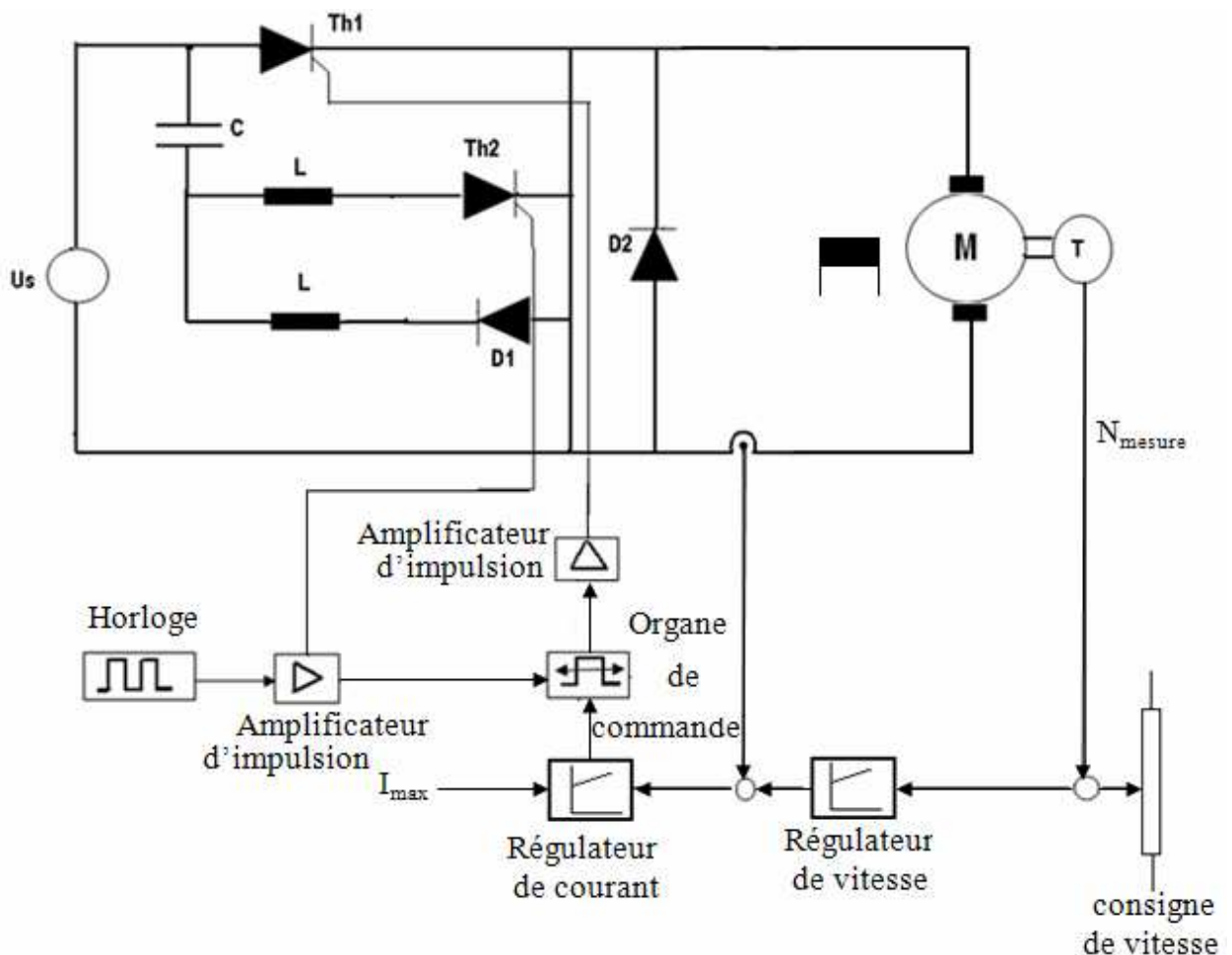


Figure (III.2) Structure de réglage de l'association hacheur-moteur

à courant continu

III.2-FONCTION DE TRANSFERT DU MOTEUR A COURANT CONTINU:

L'ensemble moteur –charge est réalisable à partir des équations de base de la machine à courant continu et du principe fondamental de la dynamique.

III.2.1-Fonction de transfert de la Partie électrique :

La tension d'induit du moteur est égale :

$$U_d = E + RaI_d + La \frac{dI_d}{dt} \quad (\text{III-1})$$

Après la transformation de *Laplace* :

$$U_d(P) = E(Ra + LaP)I_d(P) \quad (\text{III-2})$$

$$I_d(P) = \frac{U_d(P) - E(P)}{Ra + LaP} \quad (\text{III-3})$$

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

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

III.2.2- Fonction de transfert de la Partie mécanique :

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

$$C_m - C_r = J \frac{dw}{dt} \quad (\text{III-5})$$

Après la transformation de *Laplace* :

$$C_m(P) - C_r(P) = J.P.w(P) \quad (\text{III-6})$$

Et d'autre part :

$$C_m = K' \phi I_d = KI_d \quad (\text{III-7})$$

$$E = K' \cdot \phi \cdot w = K \cdot w \quad (\text{III-8})$$

Où : $K = K' \cdot \phi$

On a : $w(P) = \frac{C_m(P) - C_r(P)}{JP}$ (III-9)

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

$$G_2(P) = \frac{w(P)}{C_m(P) - C_r(P)} = \frac{1}{JP} \quad (\text{III-10})$$

III.2.3-Calcul des paramètres statiques du moteur

❖ Coefficients de transfert du moteur

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

$$U_d = E + Ra \cdot I_d \quad (\text{III-11})$$

Et on remplace l'équation (III-8) dans l'équation (III-11), alors :

$$U_d = K \cdot w + Ra \cdot I_d \Rightarrow K = \frac{U_d - Ra I_d}{w} \quad (\text{III-12})$$

A.N: $K = \frac{220 - 17.6}{209.33} \Rightarrow K = 0.9668 \text{ v.s / rad}$

❖ Coefficient électromécanique:

$$K_m = 1 / K \quad (\text{III-13})$$

$$K_m = 1 / 0.9668 \Rightarrow K_m = 1.0343$$

❖ Constante de temps électrique du moteur

De l'équation (III-4) on a :

$$G_1(P) = \frac{1/Ra}{1 + \frac{La}{Ra} P}$$

Avec : $T_e = \frac{La}{Ra}$: constante de temps électrique.

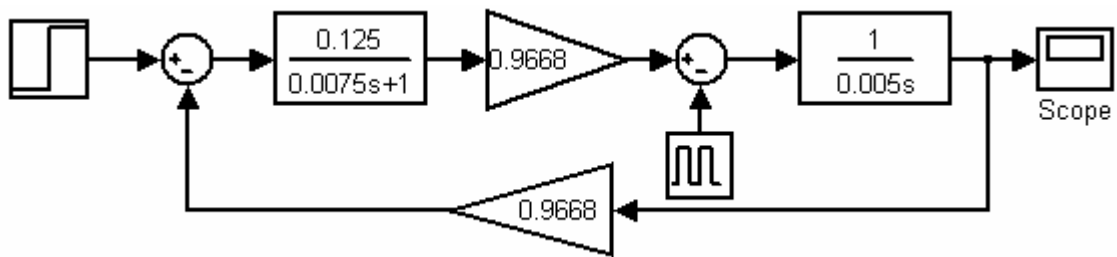
Tel que : $La = 0.0597 \text{ H}$

D'où :
$$G_1(P) = \frac{1/Ra}{1+T_e P} \tag{III-14}$$

A.N :
$$T_e = \frac{59.71 \cdot 10^{-3}}{8} \Rightarrow T_e = 0.00746s$$

III.2.4-Schéma bloc du moteur

En introduisant les fonctions de transfert des différentes parties du moteur on obtient le schéma structural de la figure (III-1)



Figure(III.3)- schéma fonctionnel du moteur à courant continu

Les résultats de simulation du moteur à courant continu sont représentés par les figures :

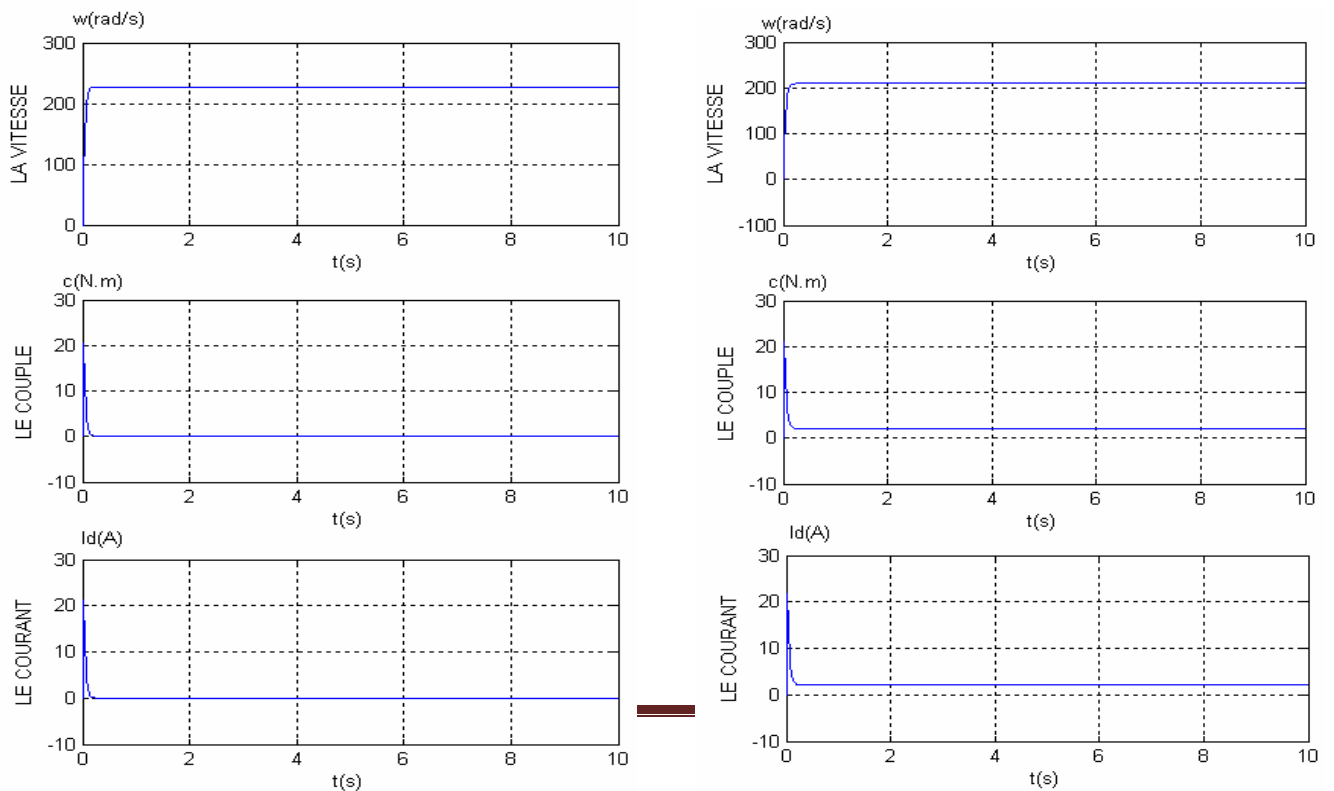


Figure (III.4) Marche à vide

($U_{ind} = 220v$; $Cr=0$)

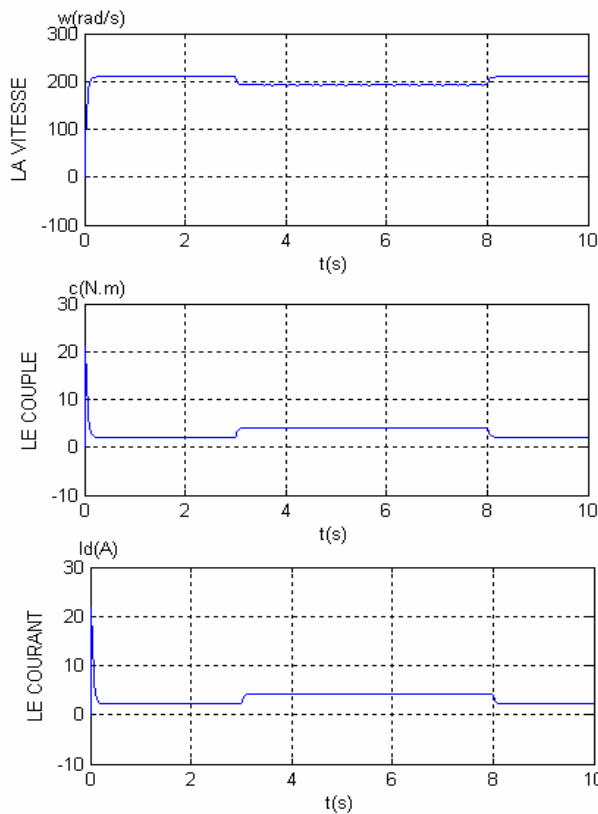
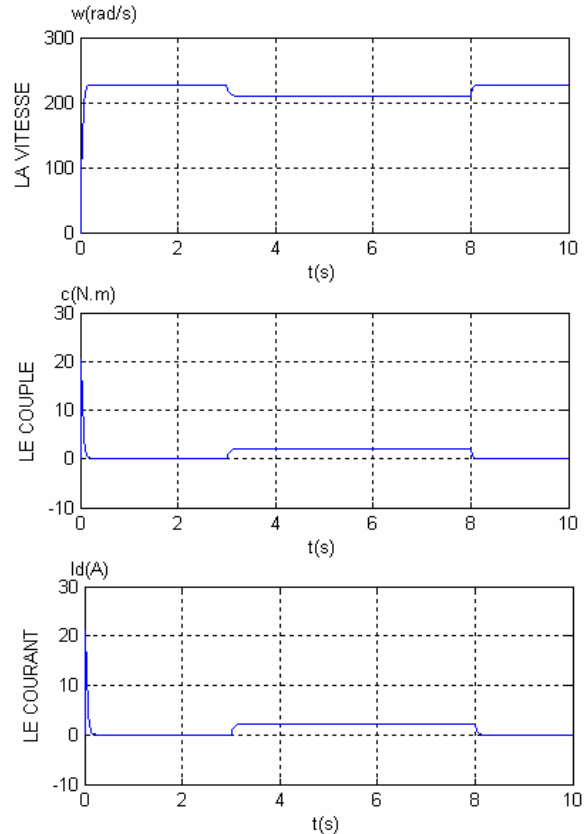


Figure (III.5) Marche en charge

($U_{ind}=220v$; $Cr = 2.127N.m$)



Figure(III.6) Marche à vide avec perturbation ($U_{ind}=220v$; $Cr =0$)

Figure(III.7) Marche à vide avec perturbation ($U_{ind}=220v$; $Cr =2.127N.m$)

III.3- LE CONVERTISSEUR UTILISE :

III.3.1- Introduction :

Lors de l'alimentation de l'induit d'une machine à courant continu, les convertisseurs généralement utilisés sont de type hacheur ou pont à thyristors. Ils sont généralement assimilés en première approche à un gain constant. On dit alors qu'on utilise un modèle à valeur moyenne instantanée, c'est-à-dire que l'on assimile la tension de sortie sur une période de fonctionnement du convertisseur à sa valeur moyenne. Un tel type de modélisation est satisfaisant si le circuit alimenté par cette source de tension présente une constante de temps relativement grande devant la période de fonctionnement du

convertisseur. Dans le cas contraire, il faut rechercher une modélisation rendant compte du fonctionnement échantillonné du convertisseur, ainsi que des retards pouvant être introduit par le mode de commande.

III.3.2 Procède de réglage :

Pour faire varier la tension moyenne du hacheur, il faut faire varier le rapport cyclique α , ce qui amène tout naturellement à concevoir deux procédés de réglage simples :

- réglage à t_f constant et T variable,
- réglage à T constant et t_f variable.

Nous étudierons successivement ces deux procédés et leur influence sur l'ondulation du courant.

► Réglage à t_f constant et T variable :

La relation (II.16) s'écrit, avec $t_0 = T - t_f$:

$$\frac{\Delta I_C}{I_K} = \frac{\left[1 - \exp\left(-\frac{t_f}{\tau}\right)\right] \left[1 - \exp\left(-\frac{T}{\tau}\right) \exp\left(-\frac{t_f}{\tau}\right)\right]}{1 - \exp\left(-\frac{T}{\tau}\right)} \quad (\text{III.15})$$

Si $T \ll \tau$, elle devient:

$$\frac{\Delta I_C}{I_K} \approx \frac{t_f}{\tau} \left(1 - \frac{t_f}{\tau}\right) \quad (\text{III.16})$$

Elle permet d'étudier, pour différentes valeurs de $\frac{t_f}{\tau}$, les variations de l'ondulation réduit

$\frac{\alpha E}{R}$ en fonction de $\frac{T}{\tau}$ (figure III.7)

Pour une valeur donnée de $\frac{t_f}{\tau}$ l'ondulation est nulle pour $T = t_f$ (cas impossible, car il y a une valeur minimale de t_0 imposée par l'interrupteur et son circuit de commutation éventuel).

Lorsque $\frac{T}{\tau}$ augmente, l'ondulation tend vers une limite asymptotique :

$$\frac{T}{\tau} \rightarrow \infty, \quad \frac{\Delta I_C}{I_K} \rightarrow 1 - \exp\left(-\frac{t_f}{\tau}\right)$$

- ✓ L'ondulation est maximale et pratiquement constante pour les valeurs élevées de T (fréquence faible), ce qui correspond au domaine des faibles valeurs de la tension de sortie.
- ✓ L'ondulation est d'autant plus faible que le temps de conduction t_f est plus petit.

Ce type de réglage est donc particulièrement bien adapté au cas où la tension de sortie du hacheur doit prendre des valeurs très faibles (quelques pour-cent de la tension d'entrée).

► **Réglage à T constant et t_f variable :**

En introduisant le rapport cyclique α , l'ondulation du courant s'écrit ;

$$\frac{\Delta I_C}{I_K} = \frac{\left[1 - \exp\left(-\alpha \frac{T}{\tau}\right)\right] \left[1 - \exp\left[-(1-\alpha) \frac{T}{\tau}\right]\right]}{1 - \exp\left(-\frac{T}{\tau}\right)}$$

Soit pour $T \ll \tau$:

$$\frac{\Delta I_C}{I_K} \approx \frac{T}{\tau} \alpha (1-\alpha) \quad (\text{III.17})$$

Pour une valeur donnée de T , donc la fréquence de fonctionnement f du hacheur, l'ondulation est théoriquement nulle pour $\alpha=0$ et $\alpha=1$ (cas impossibles pour la même raison qu'au paragraphe précédent).

Elle passe par un maximum pour $\alpha= 0,5$, c'est-à-dire pour une tension de sortie moitié de la tension d'entrée (figure III.8)

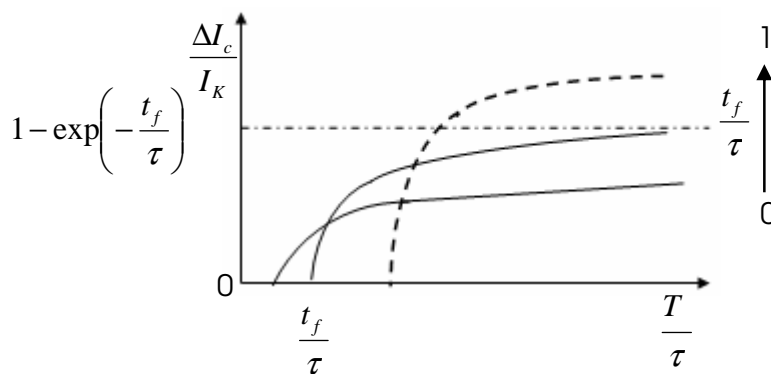


Figure III.8- Ondulation du courant, t_f constant et T variable

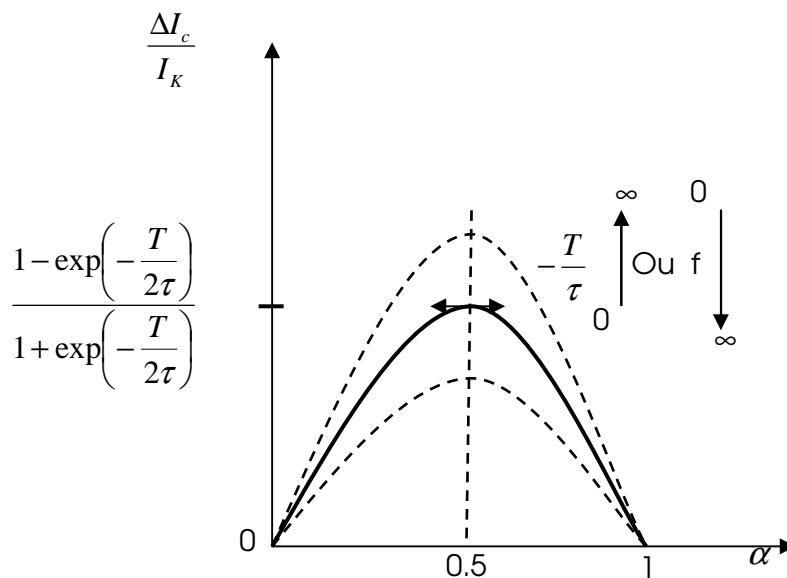


Figure III.9- Ondulation du courant, T constant et t_f variable

Elle vaut alors:

$$\begin{aligned} \left(\frac{\Delta I_C}{I_K} \right)_M &= \frac{\left[1 - \exp\left(-\frac{T}{2\tau}\right) \right]^2}{1 - \exp\left(-\frac{2T}{2\tau}\right)} \\ &= \frac{1 - \exp\left(-\frac{T}{2\tau}\right)}{1 + \exp\left(-\frac{T}{2\tau}\right)} \end{aligned} \quad (\text{III.18})$$

■ Remarque :

Dans de nombreux cas, il est nécessaire de fonctionner avec des tensions de sortie voisines de zéro, par exemple dans le cas du démarrage d'une machine à courant continu.

On a alors recours à une combinaison des deux types de réglages. Le premier est utilisé pour le démarrage, donc avec une tension aussi faible que l'on veut et avec une fréquence de découpage très faible. Une fois atteint le rapport cyclique minimal que l'on peut ainsi obtenir, on passe à un réglage du deuxième type, la fréquence de découpage est maintenue constante et on module le rapport cyclique.

III.3.3-Fonction de transfert du convertisseur :

k_{con} : coefficient du convertisseur statique ; il est déterminé d'après la caractéristique de réglage par le rapport :

$$K_{con} = \frac{U_{moy}}{U_a} \quad (\text{III-19})$$

Avec :

U_a : la tension de commande égale à 10v

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

Le rapport cyclique α du hacheur est le rapport de la durée de conduction à la période de hachage : $\alpha = \frac{t_{off}}{T}$

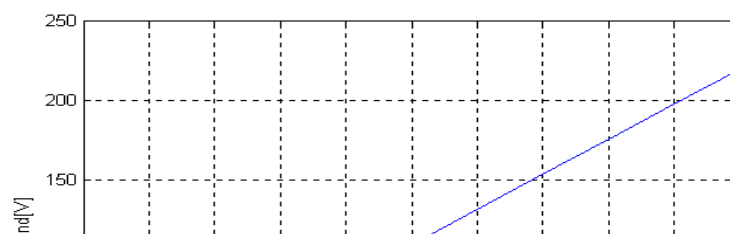


Figure III.10- Détermination du coefficient du convertisseur statique « K_{con} »

III.3.4- Schéma bloc de l'ensemble convertisseur-moteur

Nous représentons ci-dessous le schéma fonctionnel de l'association convertisseur statique moteur à courant continu :

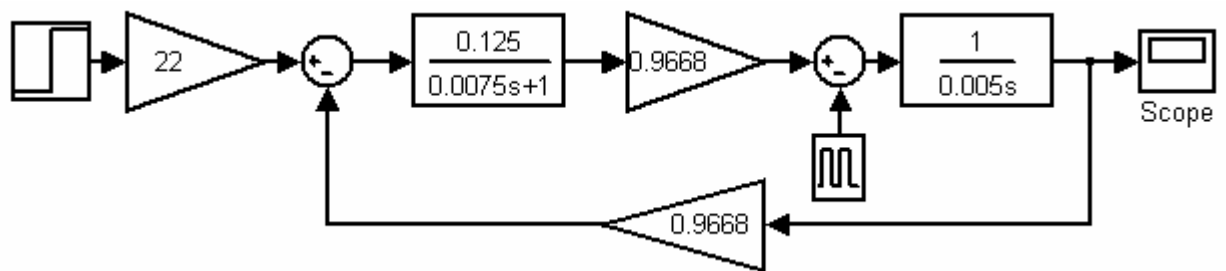


Figure (III- 11) : schéma bloc de l'ensemble moteur -convertisseur

Le résultat de simulation de l'ensemble Moteur-Convertisseur est représenté par les figures :

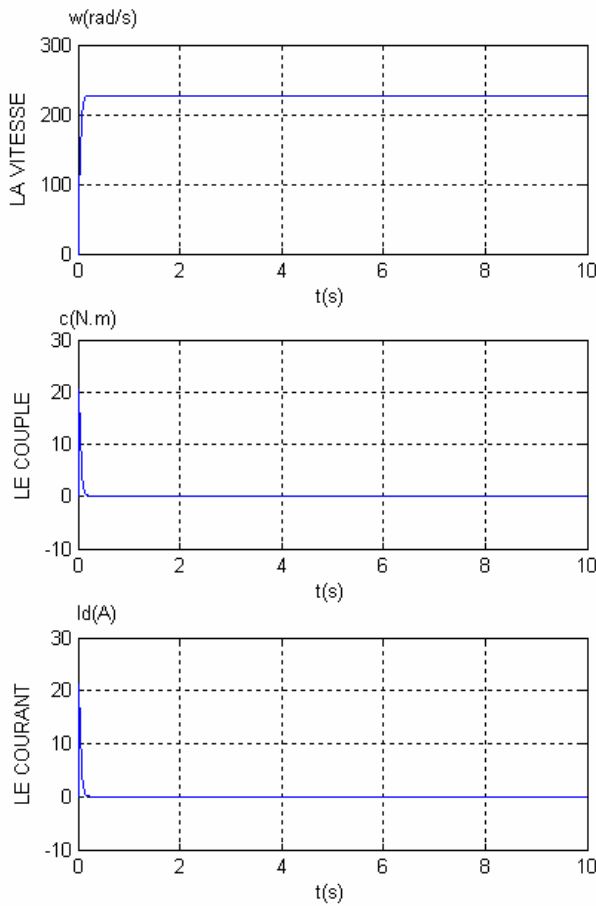


Figure (III.12) Marche à vide

$(U_{ind}=220v; Cr = 0)$

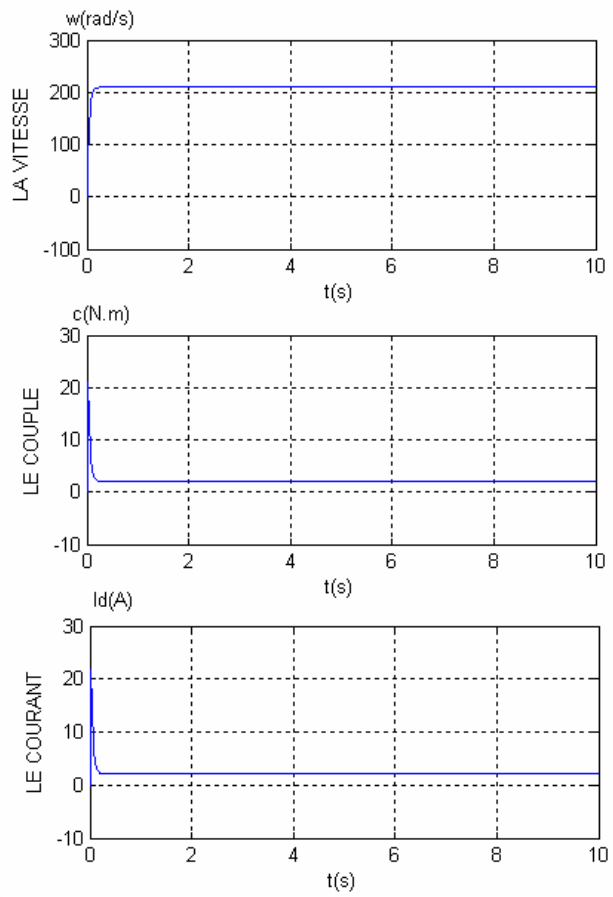
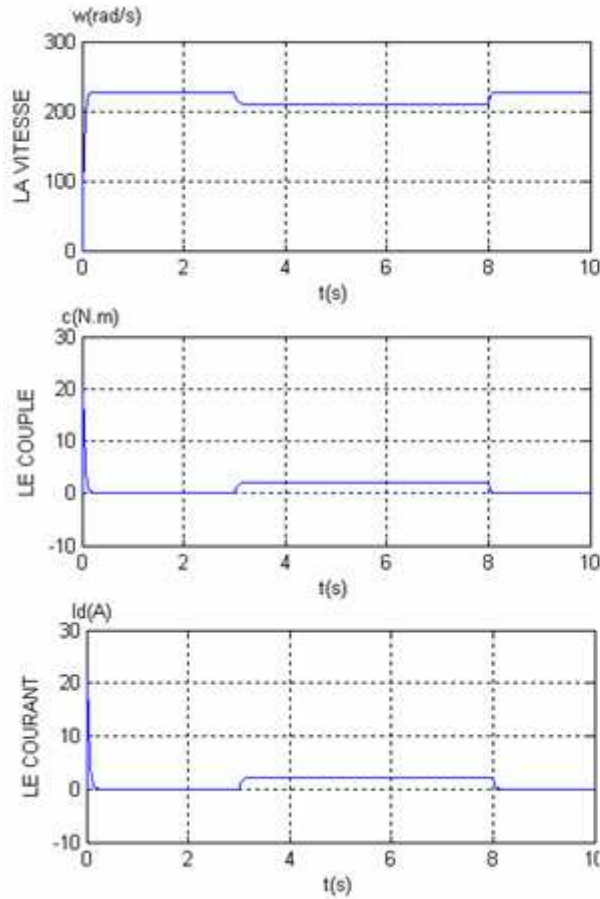


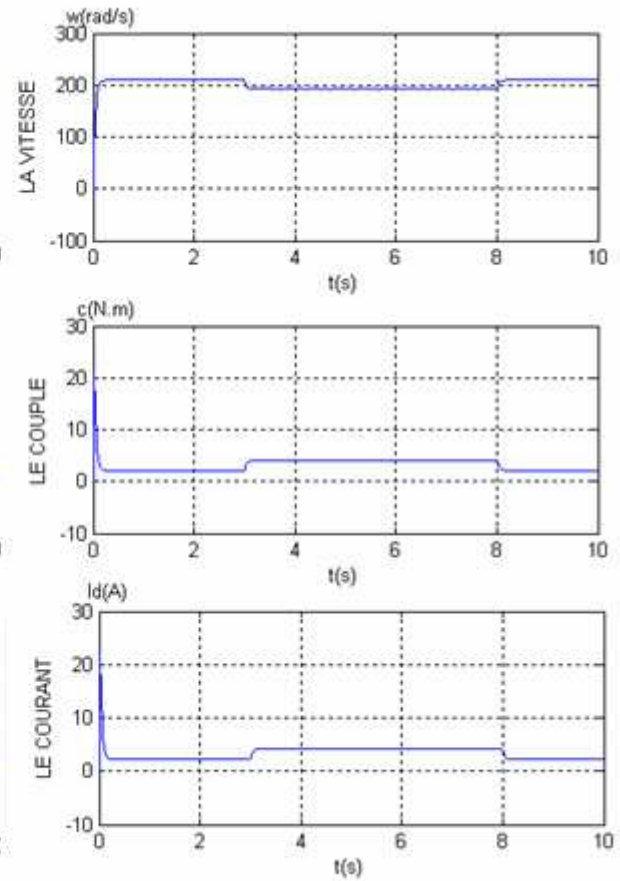
Figure (III.13) Marche en charge

$(U_{ind}=220v; Cr = 2.127 N.m)$



($U_{ind} = 220v$; $C_r = 2.127N.m$; $t = 3s$ $t = 8s$)

Figure(III.14) Marche à vide avec perturbation



Figure(III.15) Marche en charge avec perturbation

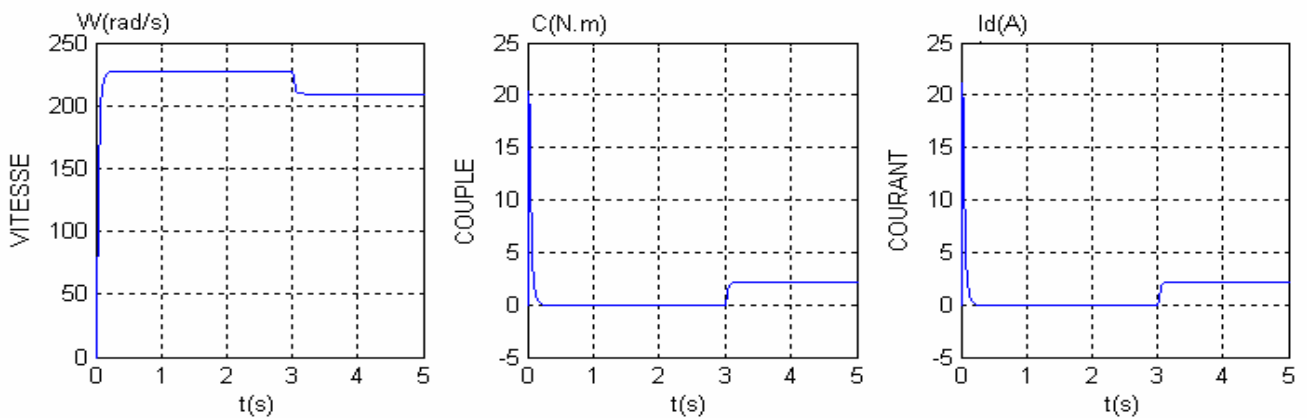


Figure (III.16) Marche à vide puis en charge ($C_r=0$, puis à $t=3s$ $C_r=2.127 N.m$)

❖ 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.

Il est bien remarquer que les caractéristiques à vide (courant-couple -temps) est 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.

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)).

Si en applique une perturbation, la vitesse angulaire diminue durant la perturbation, par contre le courant et le couple augmentent.

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

III.4. REGULATION A ACTION A DEUX POSITIONS**III.4.1 Généralité :**

Les régulateurs étudiés dans ce chapitre sont caractérisés par le fait que les signaux d'entrée et de sortie sont des signaux analogiques, variant de manière continue entre les limites données par la saturation imposée par les limiteurs.

Lorsque le système à régler exige une action tout ou rien à son entrée, on peut avoir recours à des régulateurs à action à deux positions. Ce sont en principe des dispositifs hybrides, car à l'entrée est appliqué un signal analogique sous forme de tension continue, tandis que le signal de sortie est de type digital.

Le régulateur à action à deux positions permet d'enclencher et de déclencher un dispositif, comme on en a besoin par exemple, pour un réglage de chauffage (brûleur enclenché ou déclenché) ou pour commander un variateur de courant continu (contacteurs statiques enclenchés ou déclenchés). [16]

Ce la donne à ces dispositifs deux avantages; la rapidité et la sécurité.

Le fonctionnement à deux particularités:

- Il est fortement non linéaire
- Il impose une fréquence variable au niveau du convertisseur.

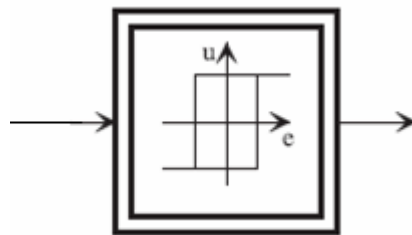


Figure (III.17) Régulateur à action à deux positions

Dans une boucle de réglage qui contient un tel régulateur, le fonctionnement est quasi stationnaire, c.à.d. que le système à réglé sera soit enclenché soit déclenché. La fréquence de commutation dépend d'une part de la dynamique du système, et d'autre part de largeur de l'hystérésis. Leur amplitude est donnée, par l'hauteur de l'hystérésis.

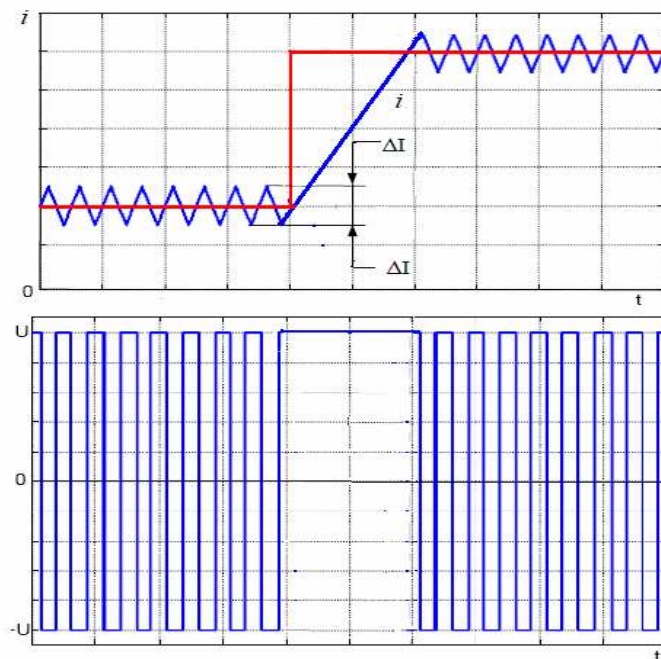


Figure (III.18) Allure de la grandeur régler

La synthèse du régulateur consiste donc à calculer l'hauteur et largeur de l'hystérésis.

L'utilisation d'un tel régulateur dans une boucle de courant permet de dire que l'hauteur de l'hystérésis fixe l'ondulation du courant en régime permanent, qui peut être soit imposée soit calculée.

Celle-ci est exprimée par l'équation suivant:
$$\Delta I = \frac{\alpha(1-\alpha)U_e}{L.f}$$

III.4.2 Calcul de largeur de l'hystérésis :

Le régulateur à action à deux positions est un élément non linéaire, comme il n'existe plus de théorie générale permettant de tenir compte de non linéaire. On dispose, cependant de deux méthodes applicables à deux nombreux asservissements non linéaires et d'un grand intérêt.

- La méthode du premier harmonique: permet par extension d'appliquer à certains systèmes non linéaires les critères graphiques de stabilité relatifs aux systèmes linéaires.
- La méthode du plan de phase :elle consiste une introduction concrète à la notion de variable d'état.

Il s'agit d'une méthode graphique de résolution d'équation d'état.

Le calcul de largeur de l'hystérésis se fait en utilisant la méthode du 1^{er} harmonique. [14]

III.4.2.1 La méthode de 1^{er} harmonique:

▪ Définition:

La théorie des systèmes linéaires est basée sur la notion de fonction de transfert. Pour introduire ce concept, on est parti de fait qu'un signal sinusoïdal appliqué à l'entrée donnait à la sortie un signal sinusoïdal. si on applique à l'entrée d'un système non linéaire un signal sinusoïdal, la sortie ne sera pas sinusoïdal, mais garde le même caractère de périodicité et peut être représenté par un développement série de Fourier, les amplitudes et les phases des différentes termes étant fonction de l'amplitude de signal d'entrée.

III.4.2.2 Lieu critique :

Pour un système linéaire à retour unitaire de la fonction de transfert en boucle fermée $G(p)$ la stabilité est étudiée en boucle ouverte par les racines de l'équation caractéristique $1+G(p) = 0$.

La limite de stabilité est obtenue s'il existe ω_0 tel que $1+G(p) = 0$, soit $G(j\omega_0) = 0$.

Ceci défini dans le plan complexe la notion de point critique : A (-1,0).

Dans le cadre de l'approximation d'un système non linéaire par équivalent du 1^{er} harmonique, le système est considéré comme un système linéaire de fonction de transfert en boucle ouverte :

$$T(p) = N(E_m) G(p).$$

Lorsque E_m est fixé, le point critique est défini par $N(E_m) G(p) = -1$,

Soit

$$G(j\omega) = -\frac{1}{N(E_m)}$$

Pour l'ensemble des valeurs de E_m , le point critique devient une courbe appelée « *lieu critique* » de l'organe non linéaire. [14]

III.4.2.3 Généralisation du critère de NYQUIST:

L'approximation que nous avons fait dans la 1^{er} harmonique revient à considérer le système comme linéaire; c'est-à-dire régi par une équation différentielle linéaire, mais ici les coefficients de cette équation sont fonction de l'amplitude de E_m du signal d'entrée $e(t)$.

Pour un système non linéaire la stabilité n'est plus intrinsèque au système ; elle dépend aussi de E_m amplitude du signal harmonique à l'entrée de l'organe non linéaire. Si la partie linéaire du système permet l'emploi du critère de NYQUIST, celui-ci adapté à l'ensemble du système de la manière suivante :

Un système non linéaire est stable en boucle fermée si en parcourant le diagramme $G(j\omega)$ de la partie linéaire dans le sens des ω croissants de 0 à $+\infty$, on laisse le lieu critique $C(E_m)$ de l'organe non linéaire à sa gauche pour toute valeur de E_m .

Si le diagramme et le lieu critique se coupent, la stabilité du système dépend alors de la valeur de E_m . [14]

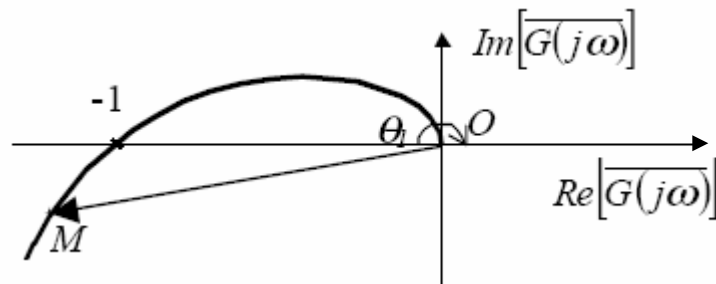


Figure (III.19) Plan de NIQUIST

III.5- ETUDE DE LA BOUCLE DE COURANT

III.5.1- Introduction :

La variation brutale de la valeur de consigne provoque une augmentation de la tension d'induit qui conduit à une surintensité dans d'induit qui ne sont pas admissibles. Aussi, 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.5.2- 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.

❖ Calcul du facteur de transfert :

Il est déterminé d'après la formule suivante :

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

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

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

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

➤ **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 $T_{cc} = 0.005 \text{ s}$

➤ **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.5.3- Détermination des paramètres du régulateur de courant :

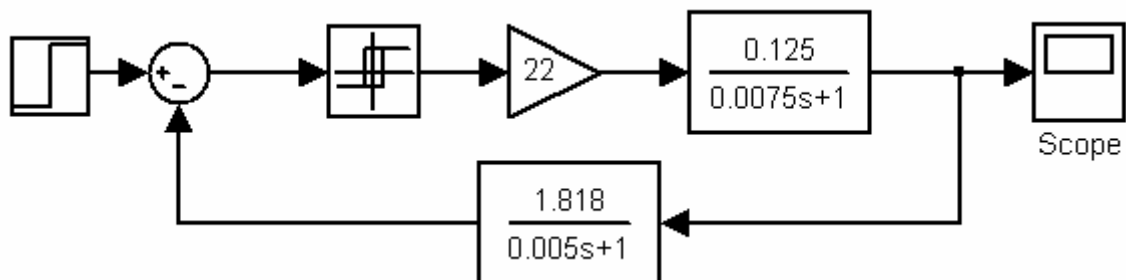


Figure (III.20) Représentation d'une boucle de courante

➤ **Le calcul :**

Pour le régulateur à action à deux positions:

$$N(Xe) = \frac{4b}{\pi Xe} e^{-\arcsin\left(\frac{a}{Xe}\right)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} R(N(Xe)) = \frac{4b}{\pi Xe} \sqrt{1 - \left(\frac{a}{Xe}\right)^2} \\ I_m(N(Xe)) = -\frac{4b}{\pi Xe} \cdot \frac{a}{Xe} \end{array} \right.$$

Avec $Xe = \omega$

$$b = \Delta I = 0.746$$

$$Xe > a$$

$$Xe : 0 \rightarrow \infty$$

Pour $Xe = 0 \Rightarrow N = a$

$$Xe \rightarrow \infty \Rightarrow N = 0 \quad [17]$$

La fonction de transfert de la boucle ouverte du courant

$$FTBO = G(p) \cdot N(p)$$

Les pôles de FTBF est : $1 + G(p) \cdot N(p) = 0 \Leftrightarrow N(p) = -1/G(p)$

$$G(p) = \frac{22 * 0.125 * 1.818}{(1 + 0.00746p)(1 + 0.005p)} = \frac{5}{(1 + 0.00746p)(1 + 0.005p)}$$

$$G(jw) = \frac{5}{(1 + 0.00746jw)(1 + 0.005jw)} = \frac{5}{1 - 37.5 * 10^{-6}w^2 + 12.5 * 10^{-3}jw}$$

$$-\frac{1}{G(jw)} = \frac{-(1 - 37.5 * 10^{-6}w^2 + 12.5 * 10^{-3}jw)}{5}$$

$$= 7.5 * 10^{-6}w^2 - 2.5 * 10^{-3}jw - 0.2$$

D'autre part on a:

$$N(w) = \left(\sqrt{w^2 - a^2} - ja\right) = \frac{4\Delta I}{\pi w^2} \left(\sqrt{w^2 - a^2} - ja\right)$$

$$= \frac{0.94788}{w^2} (\sqrt{w^2 - a^2} - ja)$$

$$\begin{cases} 7.5 \times 10^{-6} w^2 - 0.2 = \frac{0.94788}{w^2} \sqrt{w^2 - a^2} \\ 2.5 \times 10^{-3} w = \frac{0.94788}{w^2} a \Rightarrow a = 2.637 \times 10^{-3} w^3 \end{cases}$$

$$\begin{cases} (7.5 \times 10^{-6} w^2 - 0.2)^2 = \frac{0.898476}{w^4} (w^2 - a^2) \\ a = 2.63746 \times 10^{-3} w^3 \end{cases}$$

Les deux graphes ci dessous représentent la solution de deux équations (en utilisant logiciel *MATLAB*).

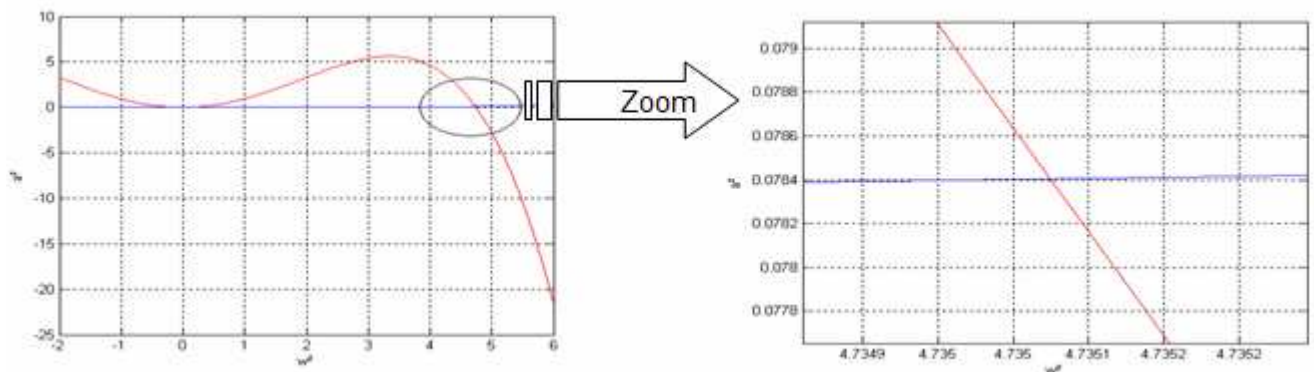


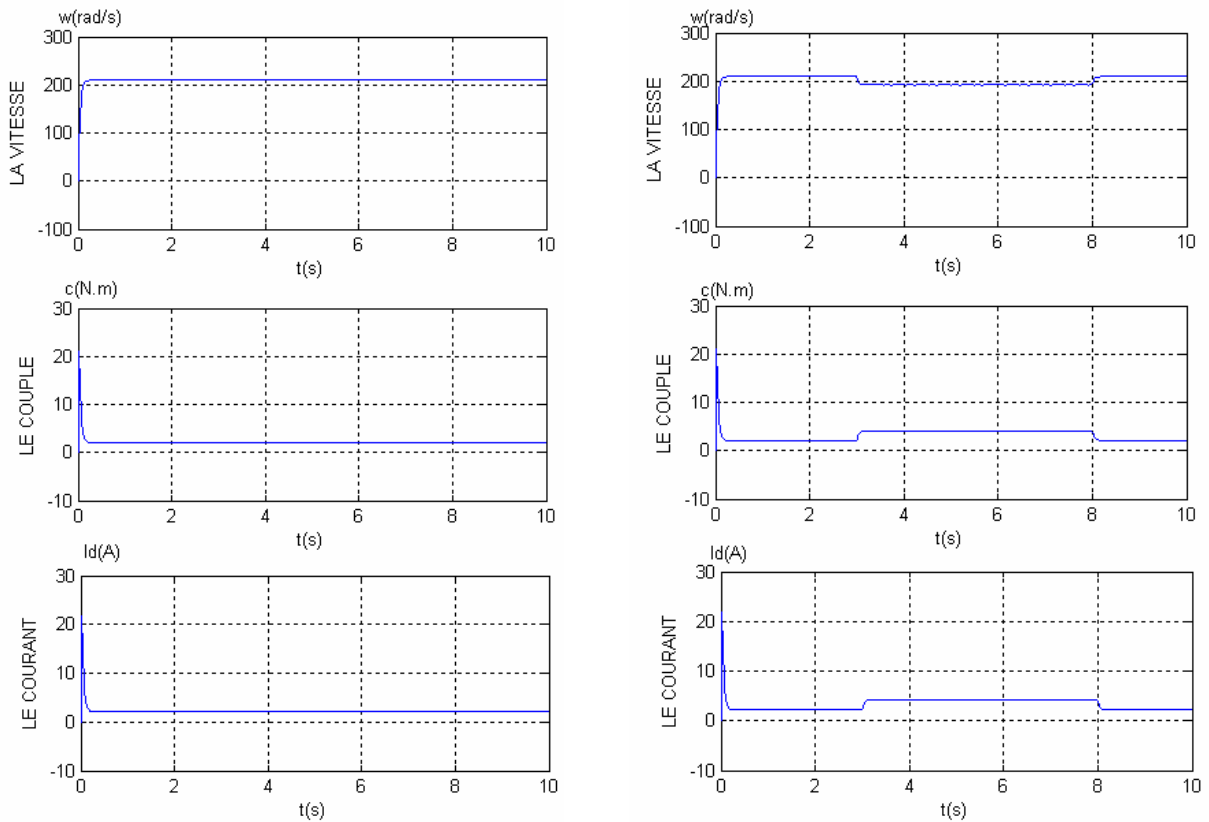
Figure (III.21) détermination de la largeur d'hystérésis

Donc on a le point d'intersection A (w^2 , a^2) tel que :

$$a^2 = 0.0784 \Rightarrow a = \sqrt{0.0784} = 0.28$$

Alors largeur de l'hystérèse : $a = 0.28$

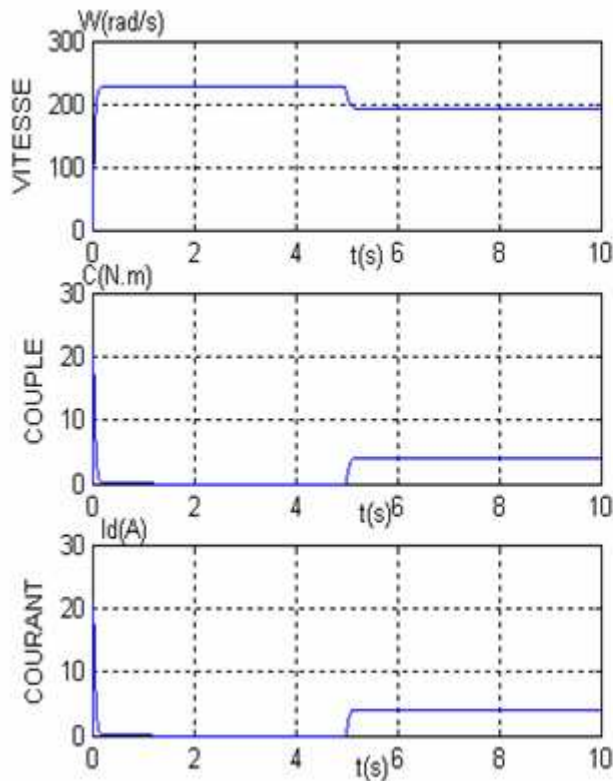
Les résultats de simulation de la boucle de courant sont représentés par les figures suivantes :



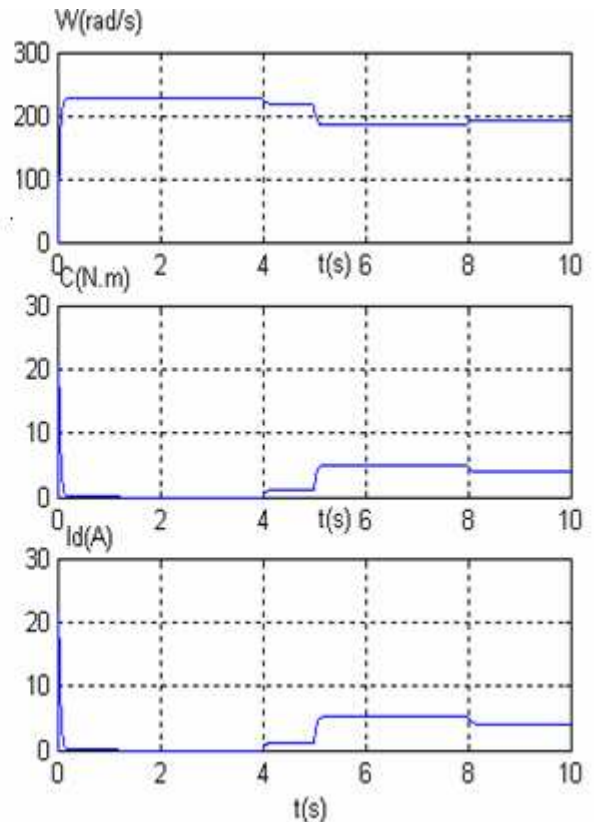
(a) Sans perturbation

(b) Avec perturbation ($t_1=3s, t_2=8s$)

Figure (III.22) Marche en charge ($U_{ind}=220v; Cr=2.127N.m$)



**Figure(III.23) Marche à vide puis
en charge ($\Delta t=5s$)**



**Figure(III.24) Marche à vide puis
en charge avec perturbation
($t=4s$ à $t=8s$)**

III.6 ETUDE DE LA BOUCLE DE VITESSE

III.6.1- 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.6.2- Capteur de vitesse :

Pour mesurer la vitesse de rotation du moteur, on utilise une dynamo-tachymétrique qui représente une petite génératrice à aimant permanent. Entre les deux balais du rotor on obtient une tension proportionnelle à la vitesse dont la polarité est une indication pour le sens de rotation.

❖ 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 :

$$K_{cv} = \frac{U_{\max}}{W_{\max}} = \frac{10}{209.33} \Rightarrow K_{cv} = 0.04777 \text{ V.rad / s}$$

Donc la fonction de transfert du capteur de vitesse est : $G_{cv}(p) = K_{cv}$

III.6.3-Détermination des paramètres de régulateur de vitesse :

❖ Calcule du régulateur PI :

- La fonction de transfert du régulateur est:

$$G_{rv} = K_p + \frac{K_i}{P} = \frac{1 + T_n P}{T_i P}$$

- La fonction de transfert à régler en boucle ouvert est sous la forme générale suivante:

$$G_s(P) = \frac{h(1 + \tau P)}{T_1 \tau P^2 (1 + T_0 P)}$$

- D'après l'optimum symétrique : [15]

$$\tau = 4 * T_0$$

$$h = \frac{1}{2} * \frac{T_1}{T_0}$$

➤ la fonction de transfert de la boucle de régulation de courant est :

$$G_{rc}(P) = \frac{0.28 * 22 * \frac{0.125}{0.0075P + 1} * \frac{1.818}{0.005P + 1}}{1 + 0.28 * 22 * \frac{0.125}{0.0075P + 1} * \frac{1.818}{0.005P + 1}}$$

$$G_{rc}(P) = \frac{0.58331}{1 + 0.0052P}$$

▪ La fonction de transfert de boucle ouvert de vitesse :

$$G_{bo}(P) = h * \frac{1 + \tau P}{\tau P} * \frac{0.58331}{1 + 0.0052P} * 0.9668 * \frac{1}{0.005P} * 0.0477$$

$$= \frac{h(1 + \tau P)}{\tau * 0.18587P^2(1 + 0.0052P)}$$

D'après la comparaison

$$\tau = 0.020834$$

$$h = 17.842766$$

Donc :

$$G_{rv}(P) = 17.842766 * \frac{1 + 0.020834P}{0.020834P}$$

III.6.4- Synthèse de la boucle de vitesse :

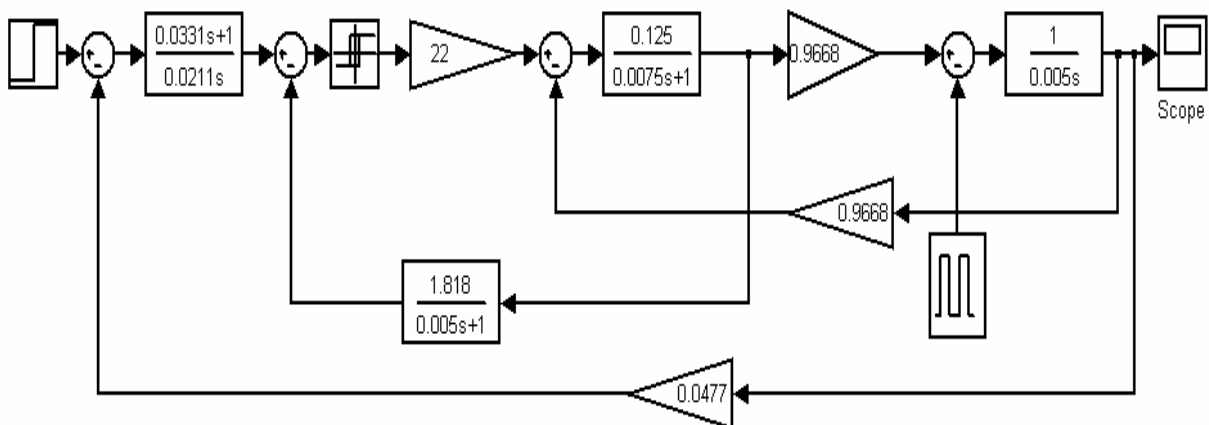


Figure (III.25) Schema bloc final

Conclusion:

Dans ce chapitre on a consacré à la détermination des fonctions de transfert du moteur à courant continu avec le convertisseur de courant, ensuite on a fait l'analyse des circuits de réglage, afin de dimensionner les régulateurs de courant et de vitesse de sorte que les circuits de réglage soient stable et bien amortis.

IV- SIMULATION

IV-1 LA REGULATION EN CASCADE DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR A GTO - MOTEUR A COURANT CONTINU :

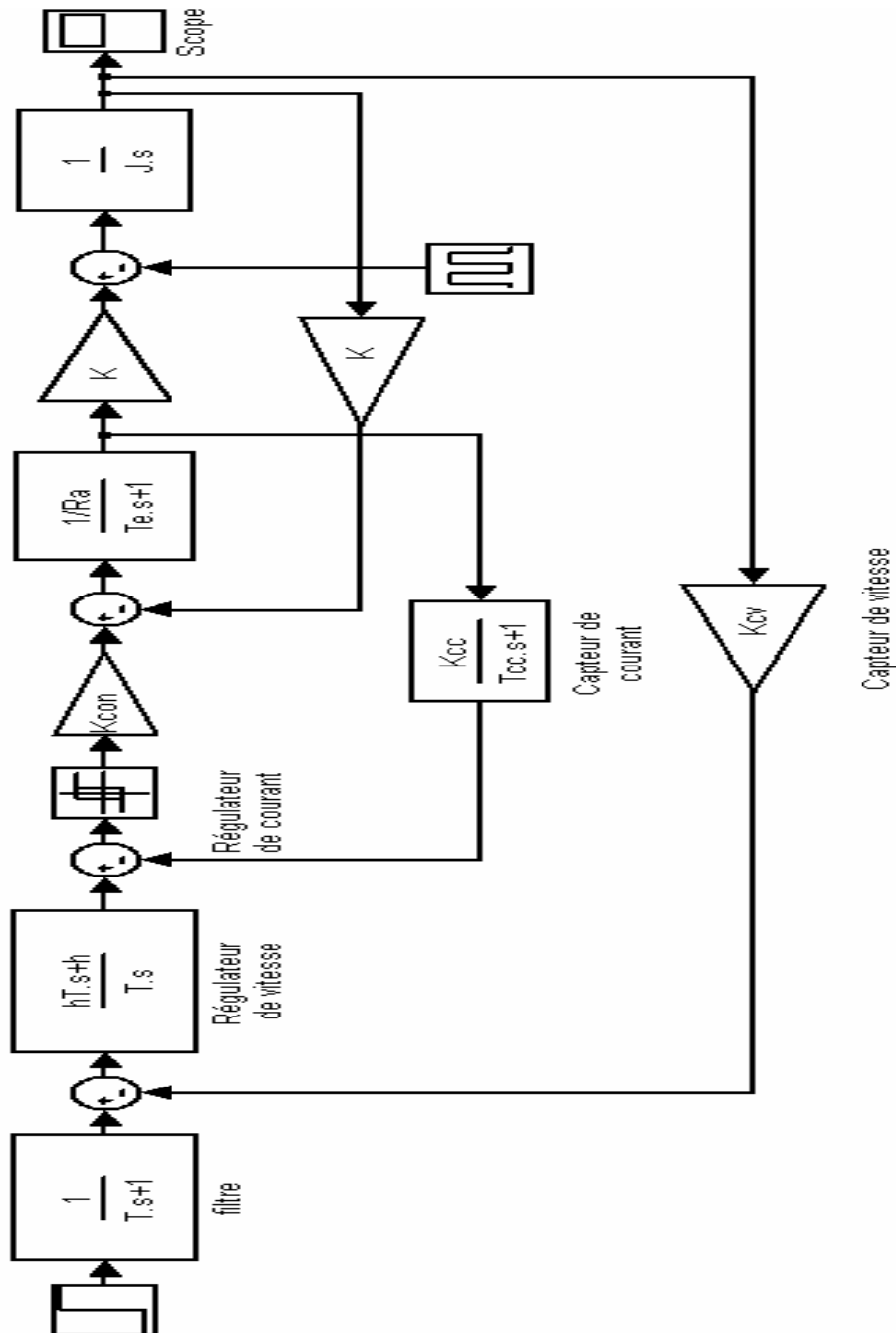


Figure « IV.1 » Schéma bloc complet de la régulation en cascade de l'association hacheur à GTO -moteur à courant continu

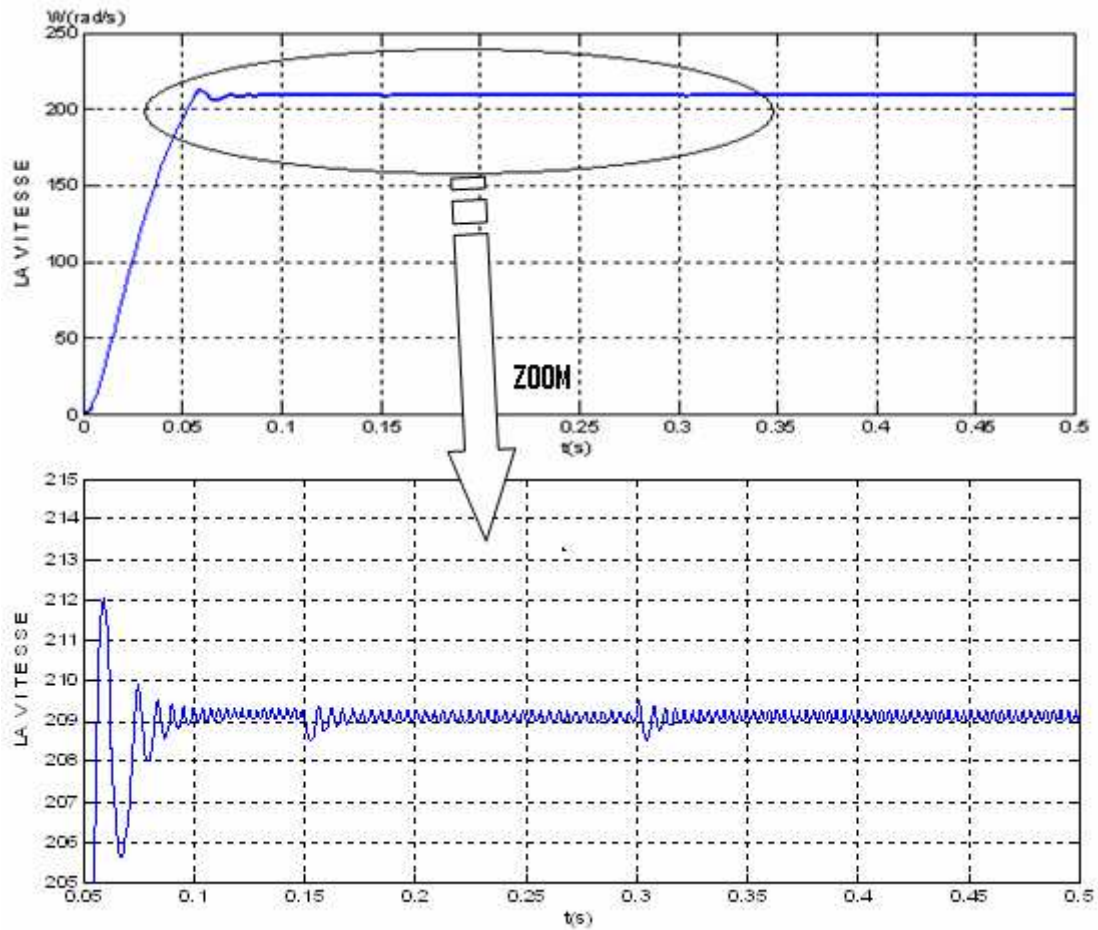
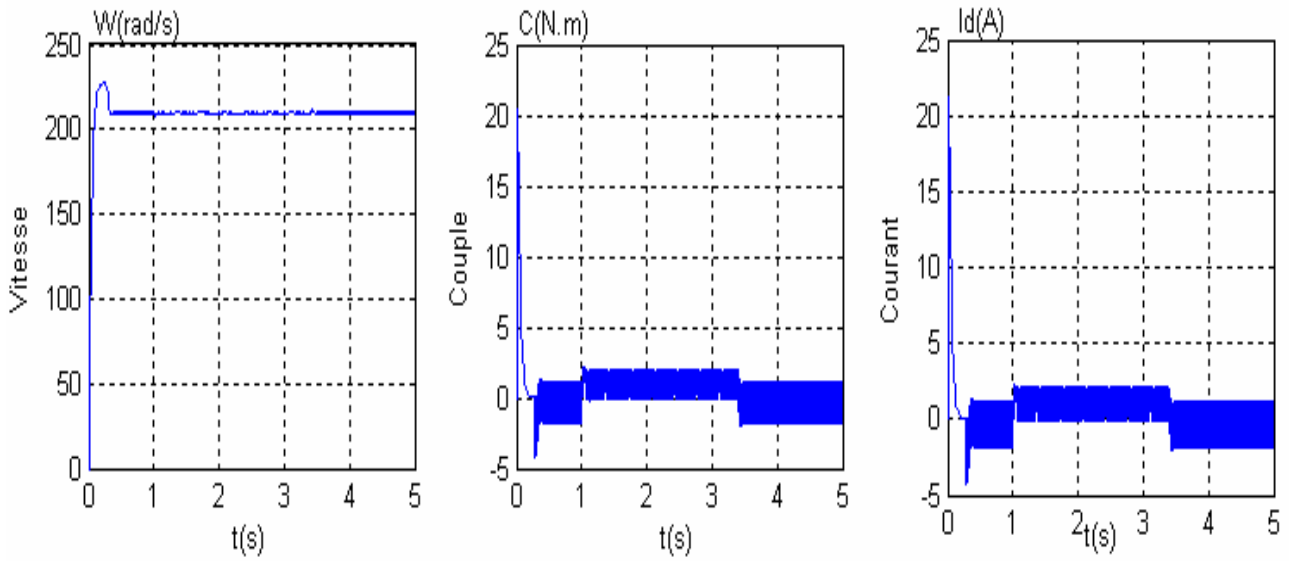
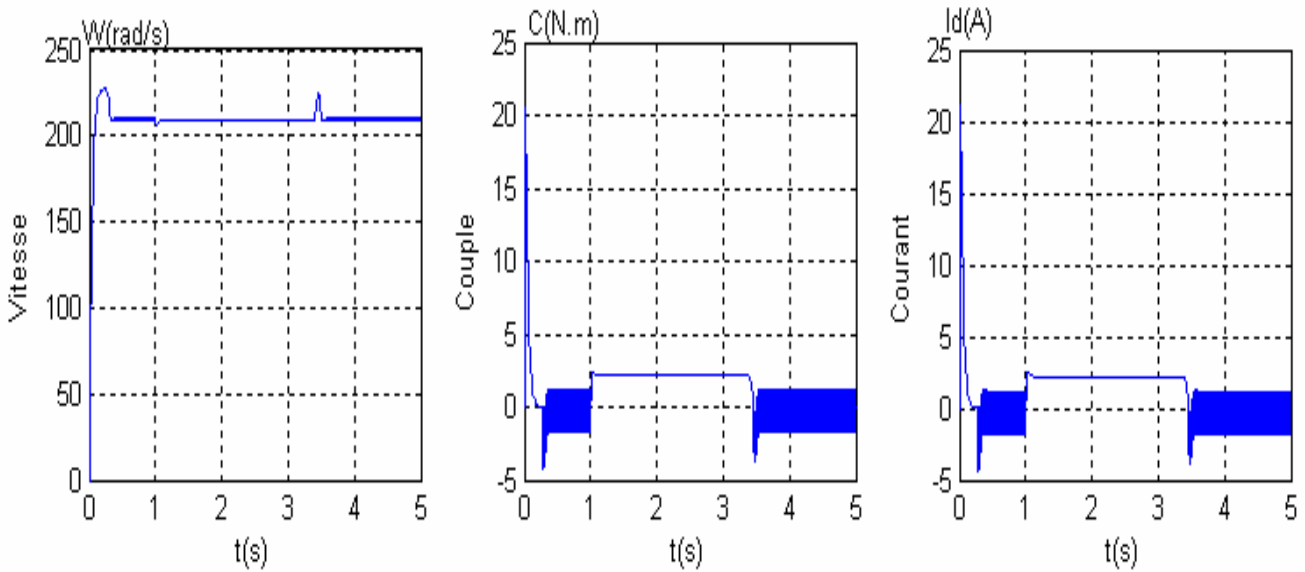


Figure « IV.2 » La vitesse de rotation ω (rad/s) avec perturbation

($t = 0.15$ s à $t = 0.3$ s)



(a) $C_r = 0.5 \text{ N.m}$



(b) $C_r = 2.127 \text{ N.m}$

Figure « IV- 3 » Les caractéristiques (vitesse - couple – courant)

pour différents cas de la charge

IV-2 MODELE REEL DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR A GTO UNIDIRECTIONNEL EN COURANT-MOTEUR A COURANT CONTINU :

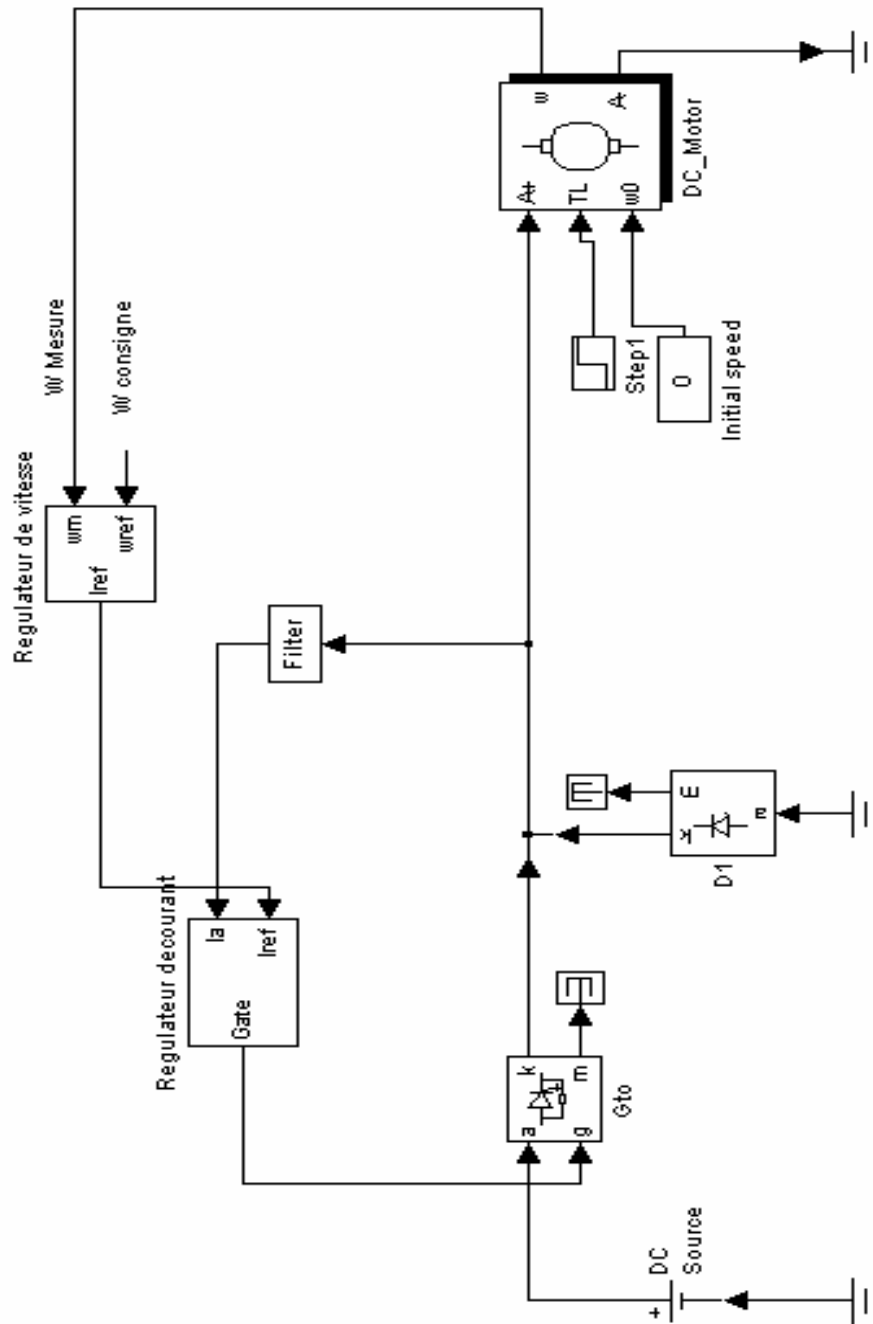
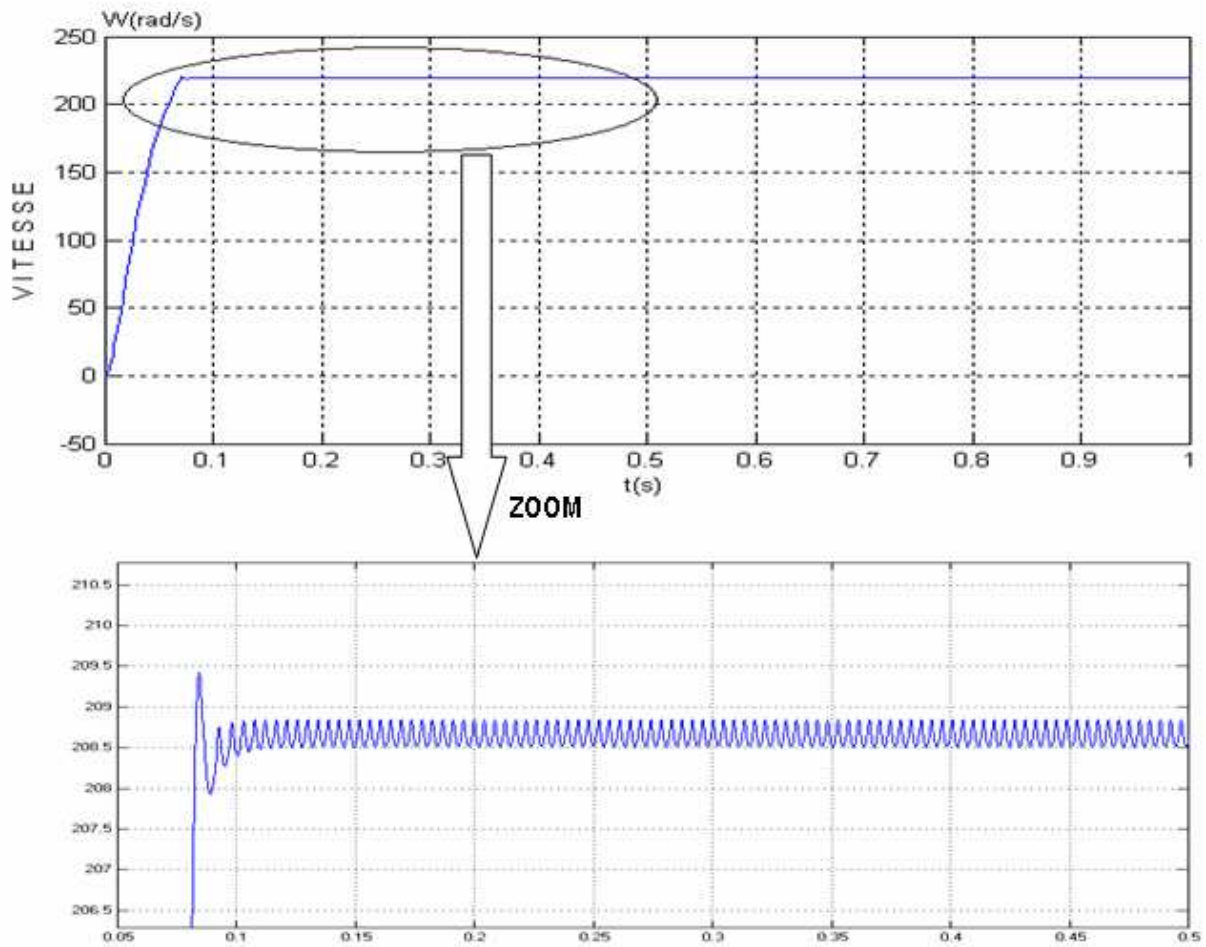


Figure « IV.4 » Représentation du modèle complet de l'association d'un hacheur à GTO unidirectionnel en courant - moteur à courant continu



**Figure « IV.5 » La vitesse de rotation en charge
($U = 220\text{v}$; $Cr = Cn = 2.127\text{N.m}$)**

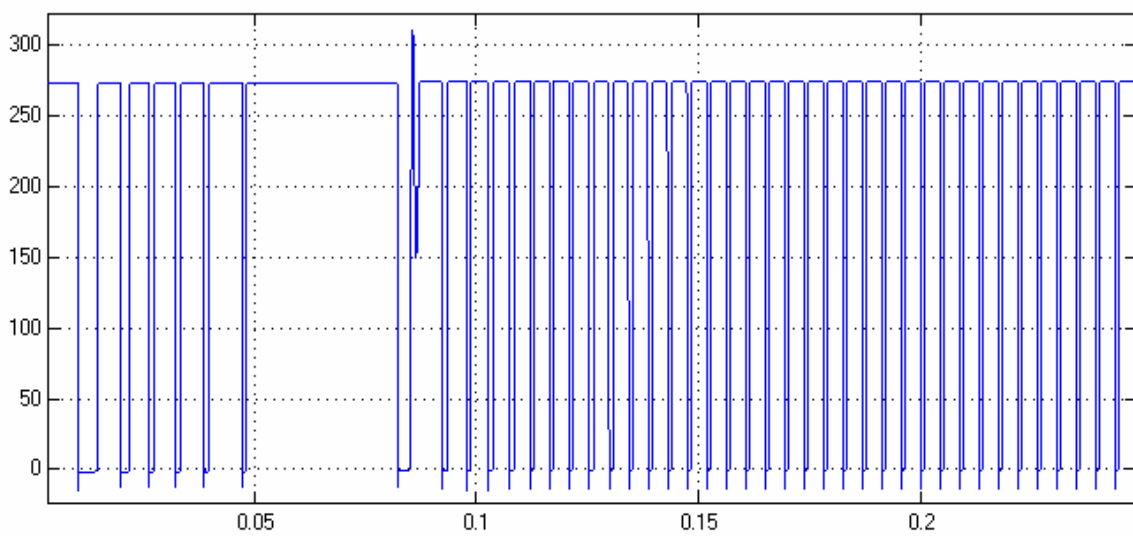


Figure « IV.6 » La tension aux bornes de la charge ($Cr = 2.127\text{N.m}$)

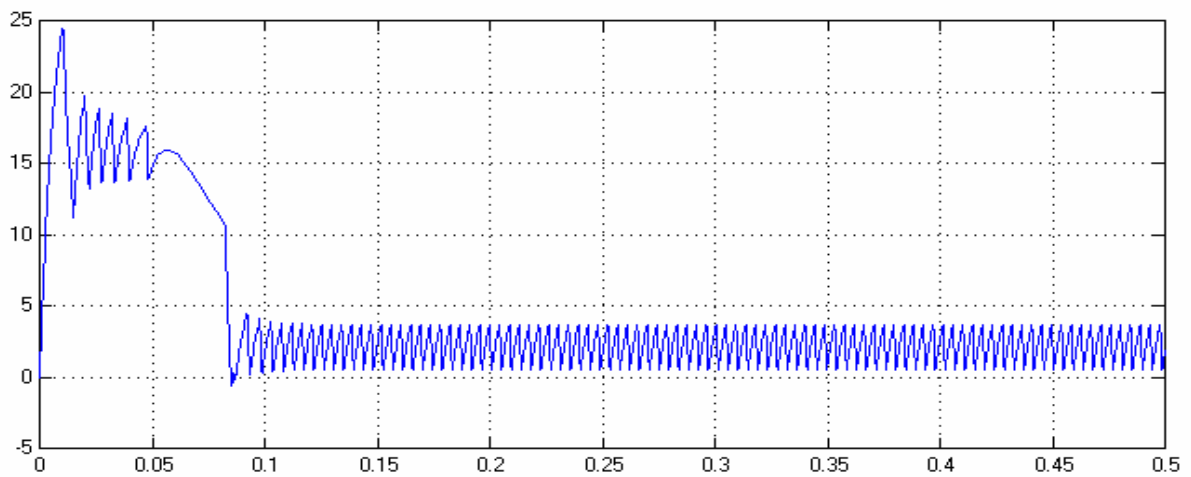
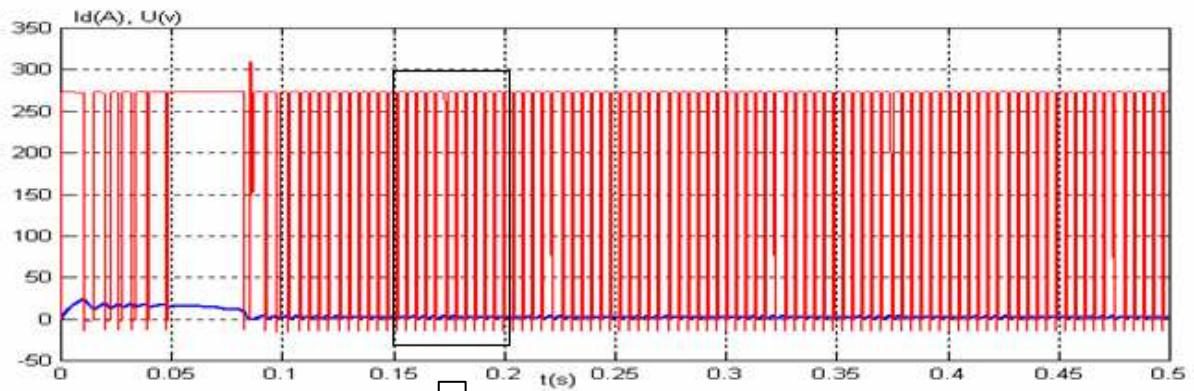


Figure « IV.7 » Le courant de la charge ($C_r=2.127\text{N.m}$)



ZOOM

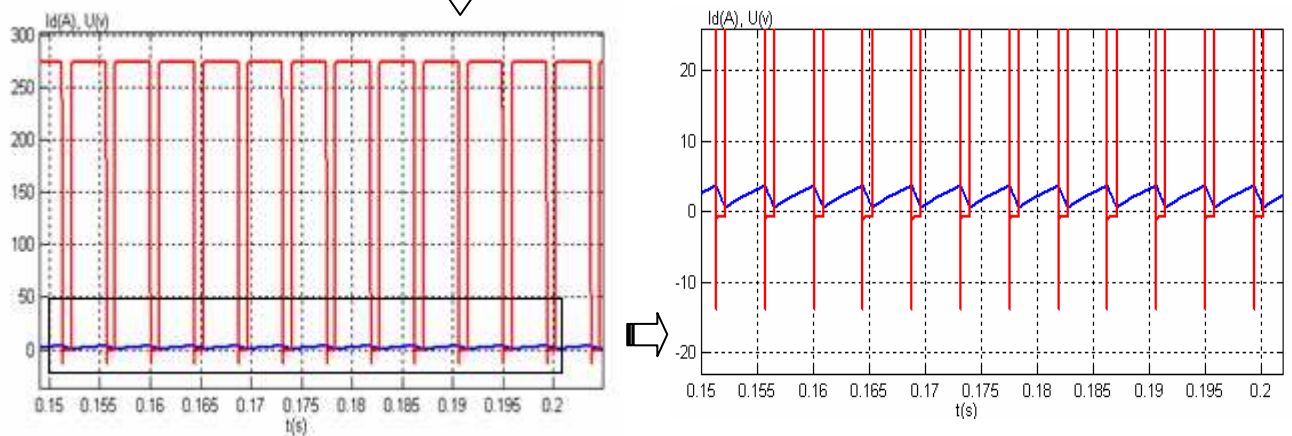
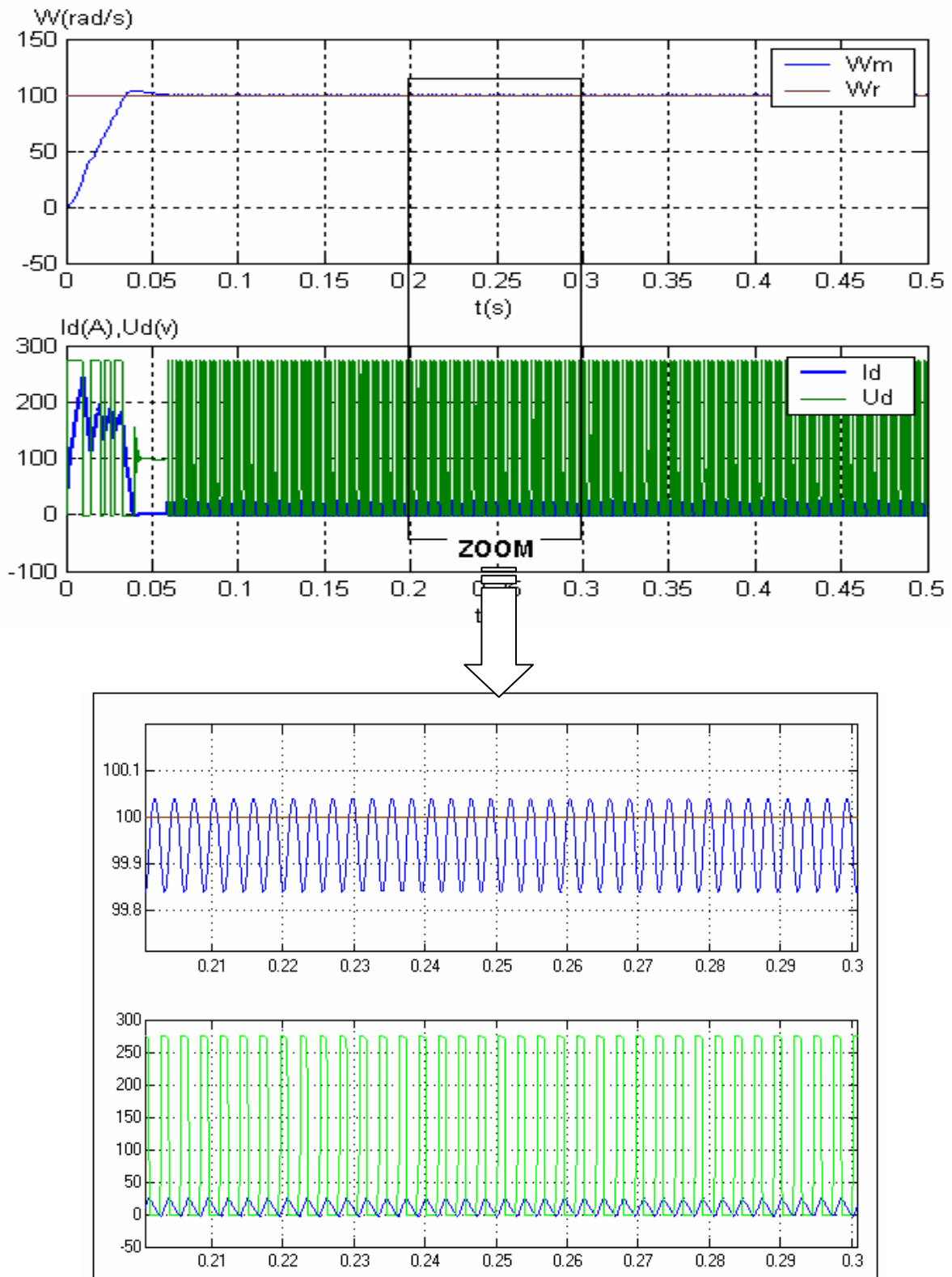
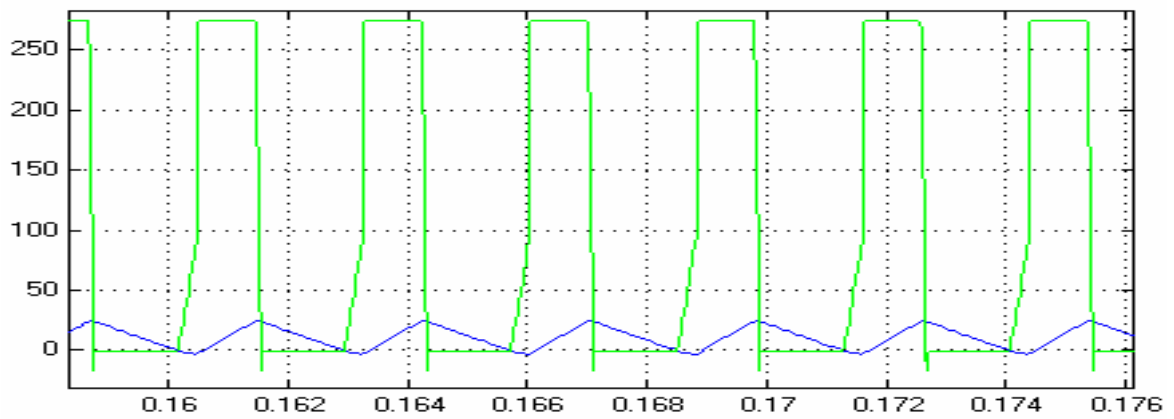


Figure « IV.8 » le courant et la tension aux bornes de la charge

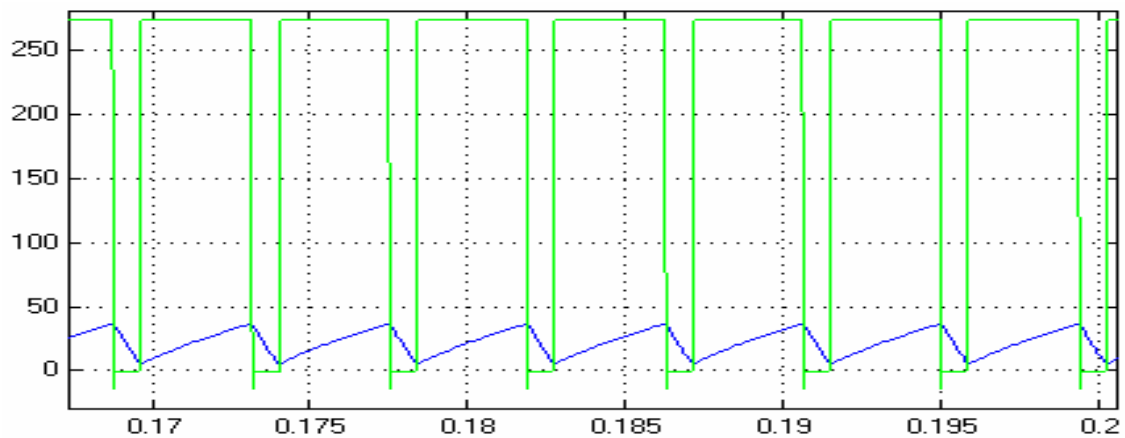
($C_r=C_n=2.127\text{N.m}$)



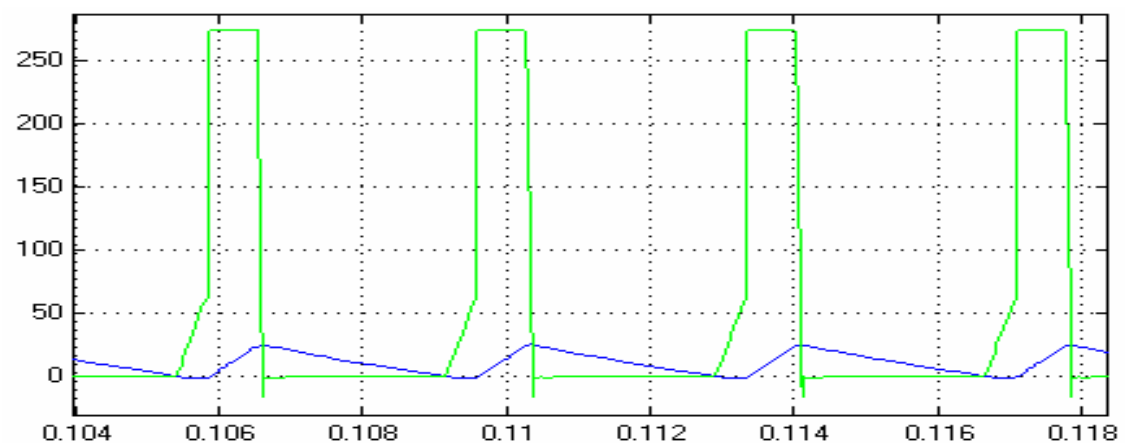
**Figure « IV-9 » La vitesse, le courant et la tension aux bornes de la charge
($C_r=1N.m$; $\omega_{consig} = 100rad/s$)**



(a) Fonctionnement critique

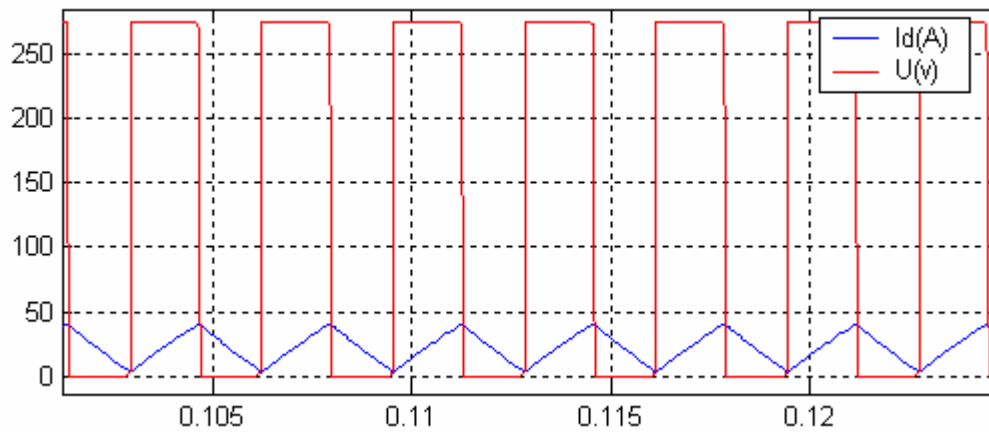


(b) Fonctionnement continu

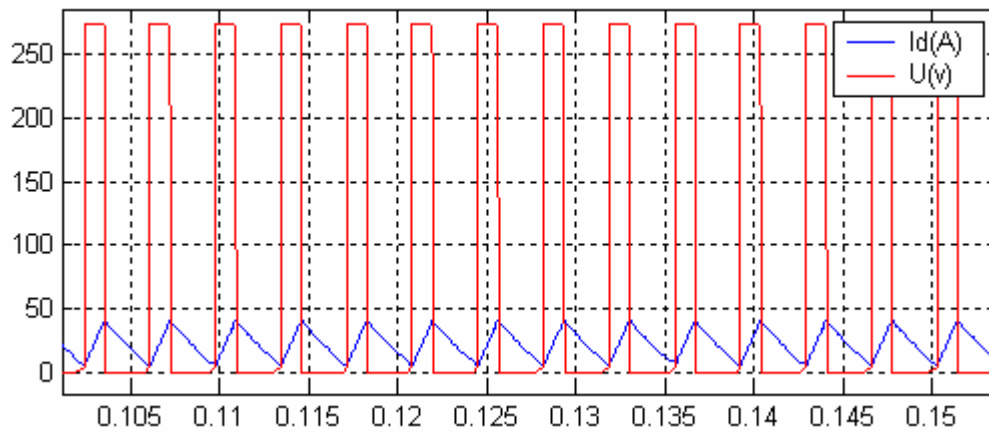


(c) Fonctionnement discontinu

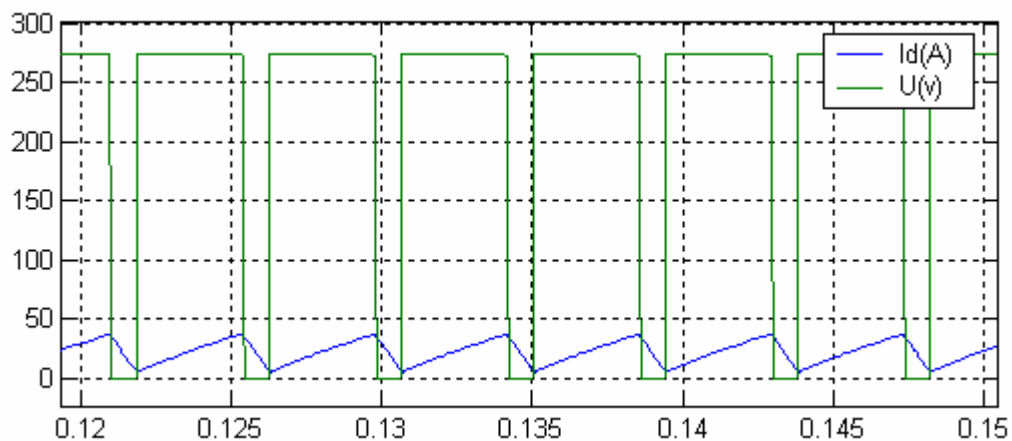
Figure « IV-10 » Les différent cas de fonctionnement



Ton = Toff ($\omega_{consig} = 130\text{rad/s}$; Cr = 2.127N.m)



Ton > Toff ($\omega_{consig} = 70\text{rad/s}$, Cr = 2.127N.m)



Ton < Toff ($\omega_{consig} = 209.33\text{rad/s}$, Cr = 2.127N.m)

Figure « IV-11 » Les différent cas de Ton et Toff

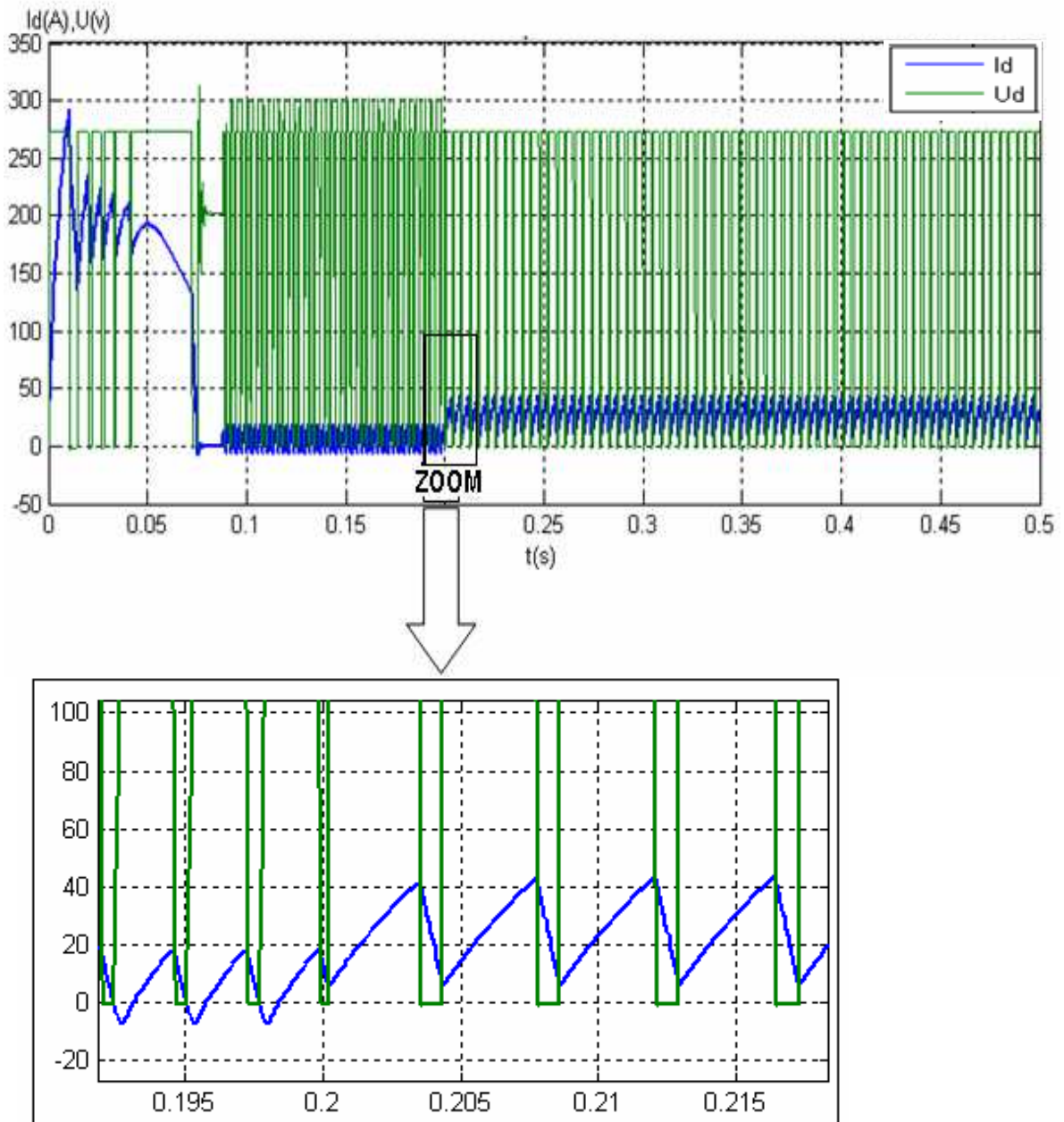


Figure « IV.11 » La forme du courant et de la tension aux bornes de la charge si on applique deux échelons ($Cr_1 = 0.5N.m$, $Cr_2 = 2.127N.m$ à $t = 0.2s$)

**IV-3 MODELE DE L'ASSOCIATION D'UN HACHEUR A GTO
 BIDIRECTIONNEL EN COURANT - MOTEUR A COURANT CONTINU :**

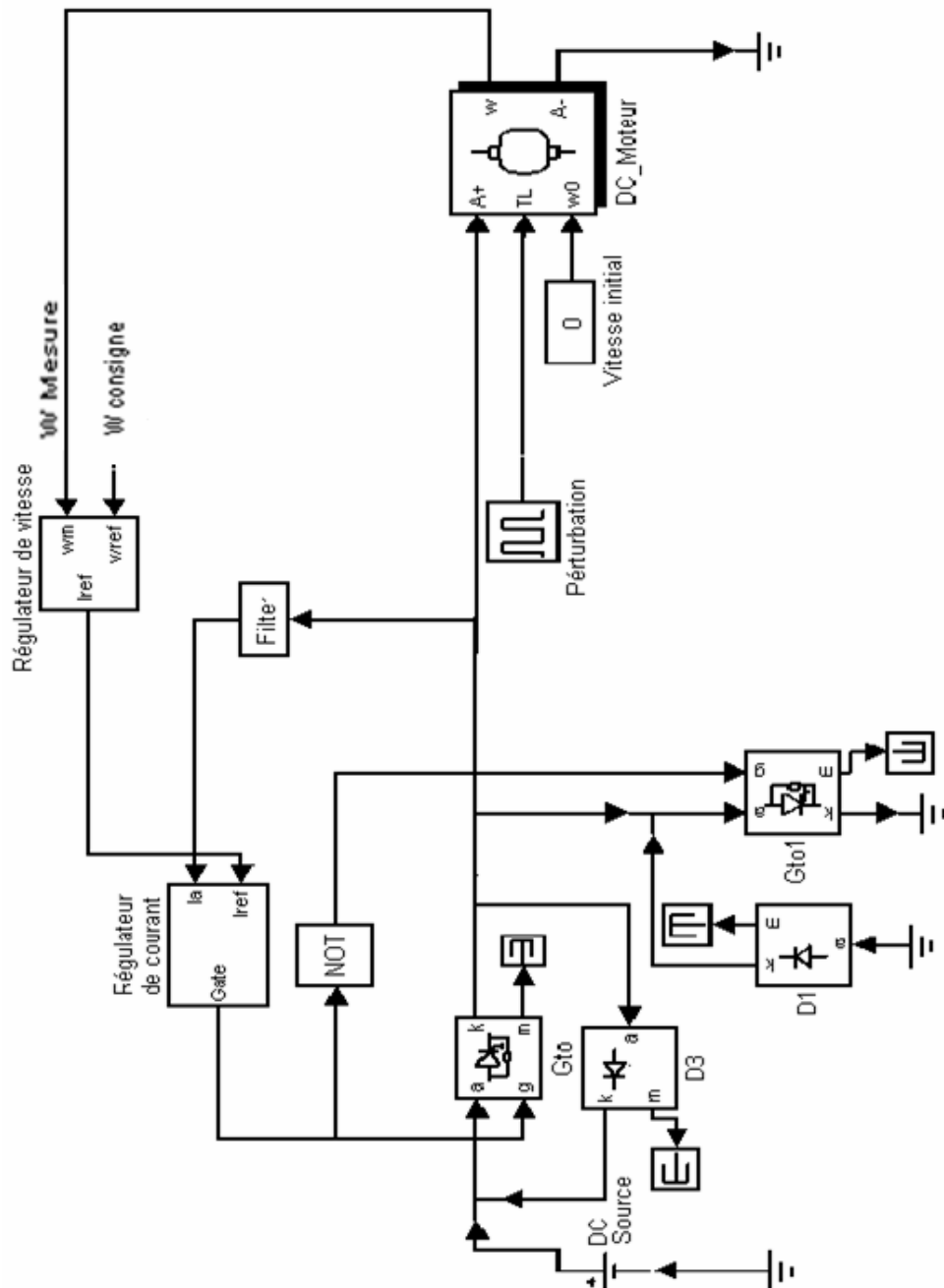


Figure « IV.12 » Le schéma bloc complet de l'association d'un convertisseur à GTO bidirectionnel en courant –moteur à courant continu.

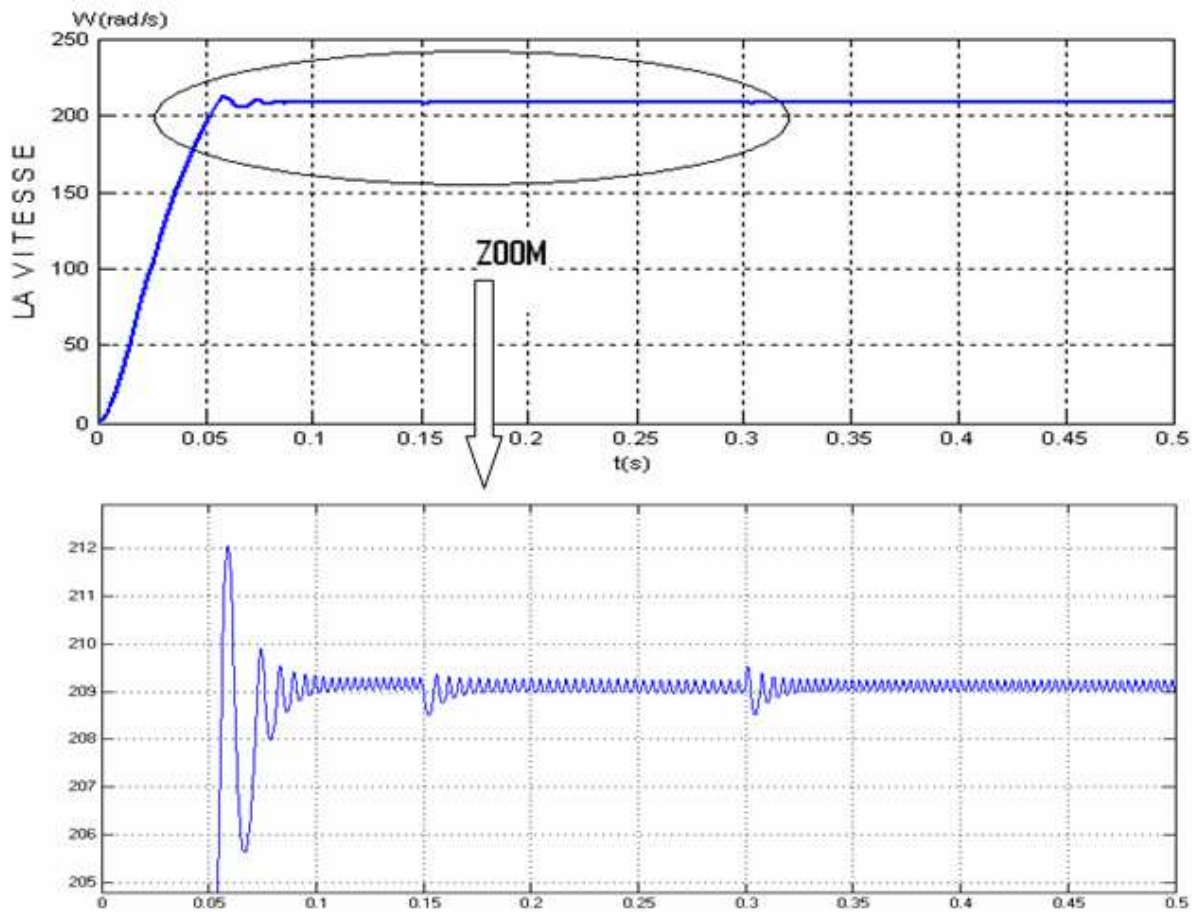
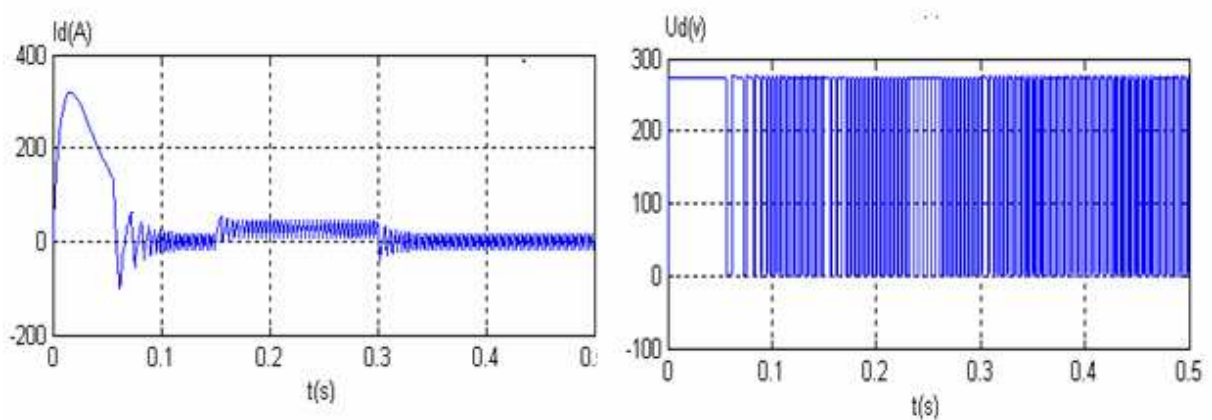


Figure « IV.13 » La vitesse de rotation ω (rad/s) avec la perturbation



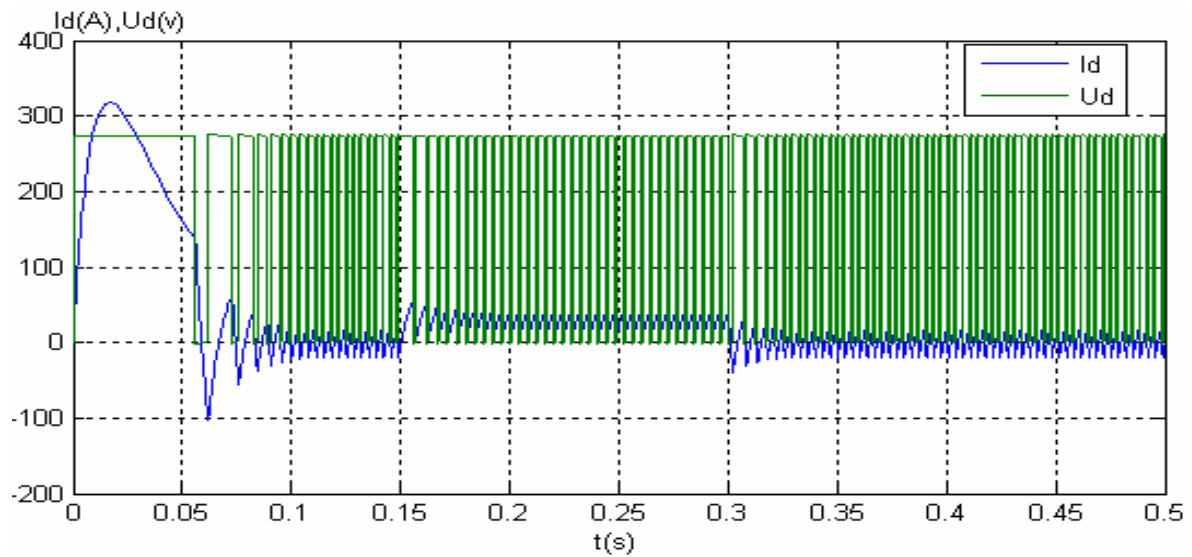
(t = 0.15s à t = 0.3s)

Figure « IV-14 » le courant de la charge

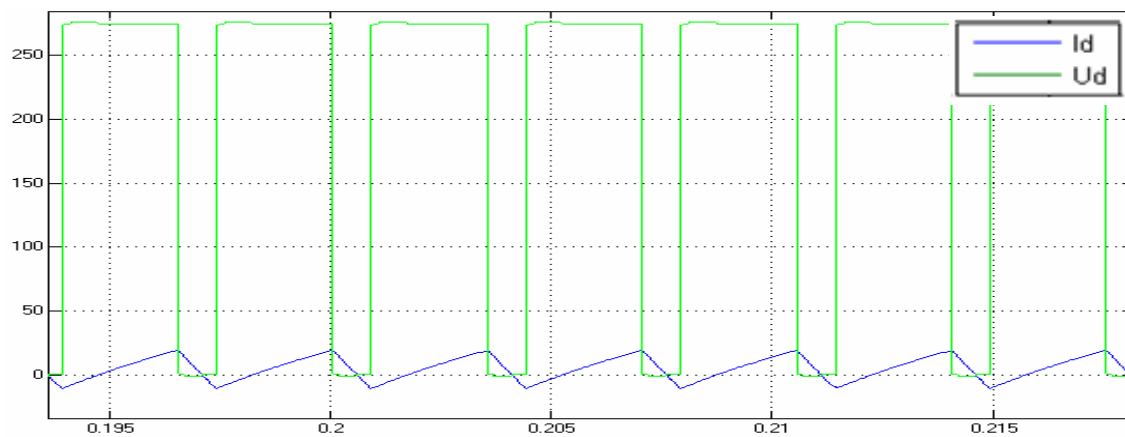
Figure « IV-15» la tension aux

avec La perturbation

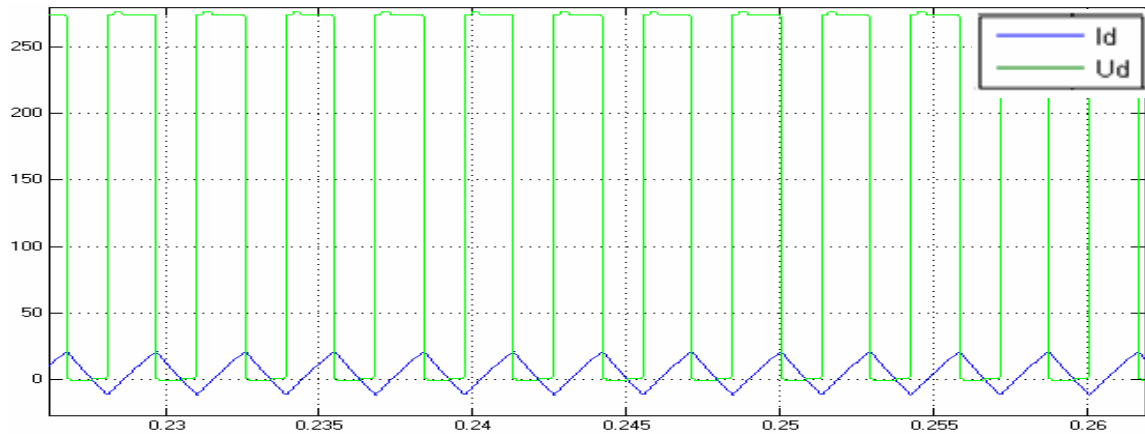
bornes de la charge



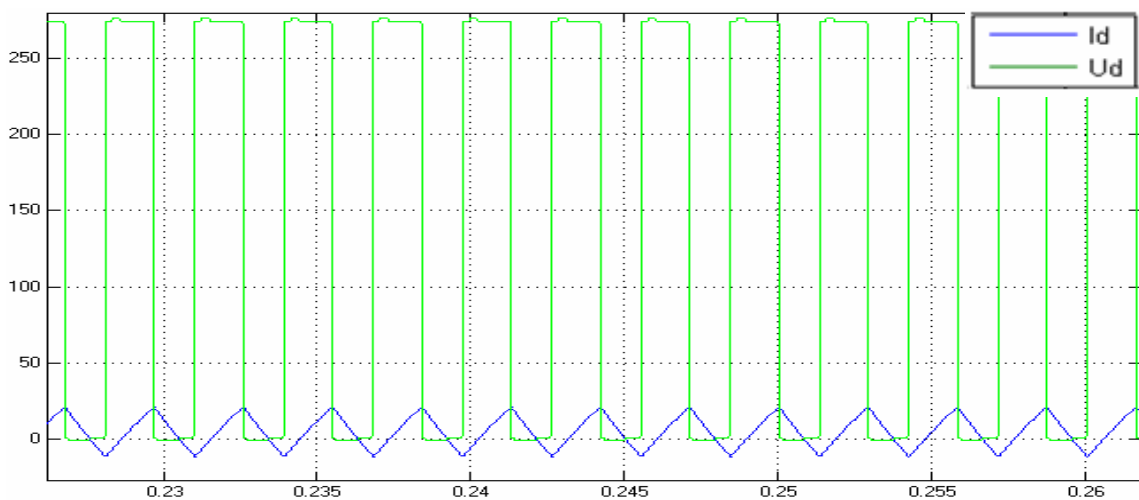
**Figure « IV-16 » Le courant et la tension aux bornes de la charge
avec perturbation (t=0.15s à t=0.3s)**



a) Cas ou $C_r=0.5$ N.m, et $W=50$ rad/s

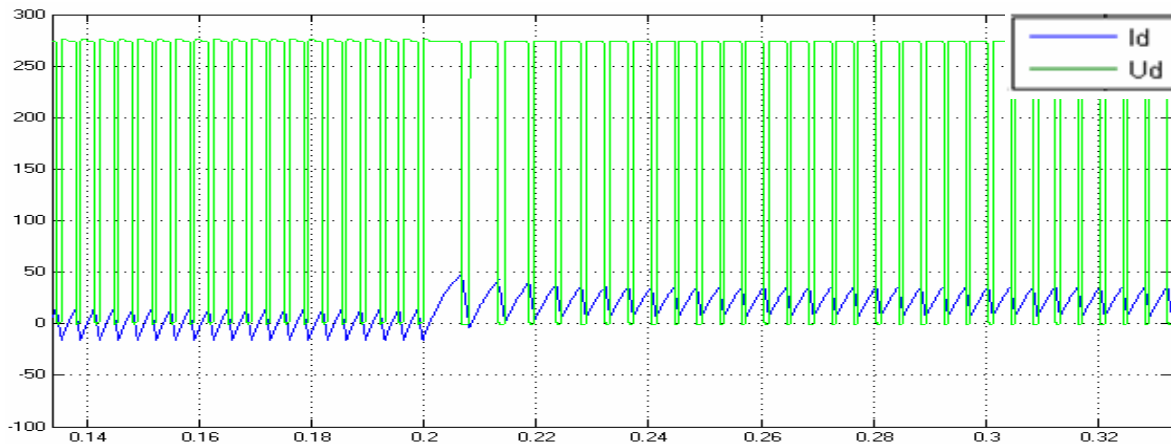


b) Cas ou $C_r=0.5\text{N.m}$ et $W=209\text{ rad/s}$



c) Cas ou $C_r=0.5\text{N.m}$ et $W=150\text{ rad/s}$

Figure « IV-17 » Le courant et la tension aux bornes de la charge pour différents cas (de ω consigne et du couple résistant)



**Figure « IV-18 » fonctionnement à vide puis en charge
($C_r = 0$ jusqu'à 2.127N.m , $\omega_{\text{consig}} = 209.33\text{rad/s}$).**

❖ Interprétation

On a visualisé pour la boucle de vitesse : les formes de la tension et du courant de charge et de vitesse pour différents cas du fonctionnement ; à vide, en charge et si on applique une perturbation.

A l'instant d'application de cette dernière le courant varie brusquement d'un état un autre état supérieur, mais la vitesse présente un pic à l'instant du début et à la fin de la perturbation « Figure IV.2 » par contre le courant garde la même augmentation pendant la perturbation. La même discussion du courant pour le couple « Figure IV.3.a »

Nous remarquons que la variation de la charge implique la variation du courant et du couple « Figure IV.3 ».

On bien comprit la réversibilité en courant dans l'association convertisseur à GTO bidirectionnel en courant - moteur à courant continu (par exemple : La relation entre

l' hachage de la tension et l'ondulation de courant « Figure IV.8 »)

Ces courbes (la vitesse « Figure IV.13 », le courant « Figure IV.14 » et la tension de charge « Figure IV.16 ») montrent l'efficacité de régulateur et la robustesse de système de régulation vis-à-vis le réglage de vitesse avec la variation de la charge (Cr) .



Conclusion générale

L'étude que nous venons de présentée nous a permis de saisir l'importance de l'association des convertisseurs statiques avec le moteur à courant continu.

L'utilisation du moteur à courant continu est justifié par sa large gamme de réglage est sa souplesse.

L'électronique de puissance met à disposition des convertisseurs de courant, qui sont des sources de tension variable par excellence. On peut faire varier très rapidement la tension continue tout en disposant d'une puissance de commande très faible. Ces propriétés sont très favorables pour la réalisation de circuits de réglage de haute qualité.

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 d'augmentation de la charge, de ce fait pour effectuer un certain travail avec des performances données, le système doit être réglé.

L'introduction d'un régulateur à action à deux positions dans la boucle de courant conduit à la régulation en courant de fourchette, cette dernière est caractérisée par une large bande passante mais elle est non linéaire.

Après avoir calculé les paramètres optimaux des régulateurs et afin de vérifier les comportements dynamiques et statiques on procède à la simulation numérique :

–On a visualisé les formes : tension de charge, le courant de charge et la vitesse pour différents cas du fonctionnement : à vide, en charge et si on applique une perturbation.

A l'instant d'application de cette dernière le courant varie brusquement d'un état à un autre état supérieurs, cet état continu jusqu'à la fin de la perturbation ou le courant retourne à son état initial, mais la vitesse varie de façon inverse que le courant, elle diminue à l'instant de l'application de la perturbation puis rentre au régime établi.

A la fin de la perturbation elle augmente et retourne finalement à son état initial (la régulation fonctionne convenablement).

En effet le courant est discontinu c'est-à-dire que les valeurs négatives ne passent pas.

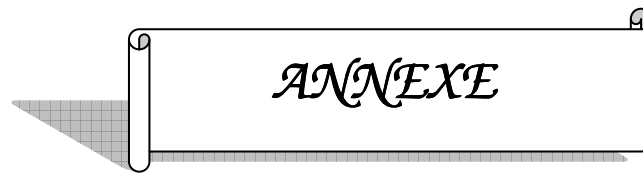
Ceci est dû au fait que la structure utilisée n'est pas réversible en courant, en s'est trouvé donc obligé de réaliser un hacheur réversible en courant : on varie l'amplitude de l'échelon d'entrée, le couple résistant reste nul.

On voit pour la tension que le "Ton" est proportionnel avec l'augmentation de l'amplitude, ce modèle est caractérisé par l'élimination de la partie discontinue à cause de réversibilité du courant.

On visualisé aussi l'influence d'une perturbation sur la tension de charge, sur le courant et la vitesse.

En fin on peut conclure que le rôle principal du régulateur de vitesse et de maintenir à niveau constant la vitesse de sortie quelle que soit la variation de la charge.

Ces résultats montrent l'efficacité de régulateur et la robustesse de système de régulation vis-à-vis le réglage de vitesse avec la variation de la charge.



❖ Paramètres de la machine à courant continu :

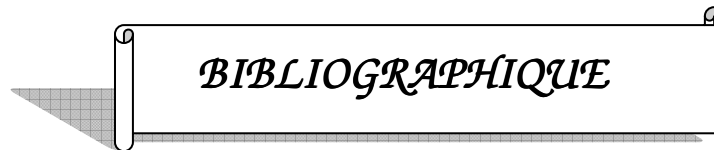
Les caractéristiques du moteur à courant continu à excitation séparé utilisées dans notre travail sont :

1- Caractéristiques :

$P_n = 0.3 \text{ KW}$	Puissance nominale.
$f = 50 \text{ HZ}$	Fréquence du réseau industriel.
$U_d = 220 \text{ v}$	Tension nominale.
$N = 2000 \text{ tr/mn}$	Vitesse de rotation nominale.
$C_n = 2.127 \text{ Nm}$	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.



BIBLIOGRAPHIQUE

- [1] **R.CHAUPRAD** : « Electronique de puissance » 1-commande des moteurs à courant continu, EYROLLES [1984].
- [2] **H.BUHLER** : « Electronique de puissance », publié sous la direction de Jacques Neiryneck ; Dunod.
- [3] Site Internet.
- [4] Technique d'ingénieur, [D3].
- [5]: **Guy SEGUIER**, « L'électronique de puissance » les fonctions de base et leurs principales applications, 6^{ème} édition, professeur à l'université des sciences et techniques de Lille.
- [6] **Grunigh**.et al: High power hard driven GTO for 4.5KV/3KA. *PCI: conférence [1996]*
- [7]: **Pierre BROSEELARD** : « Conception, réalisation et caractérisation d'interrupteurs (thyristors et JFETS) haut tension (5KV) en carbure de silicium ». Thèse doctorat, Ecole doctorale EEA, [2004].
- [8] : Mémoire fin d'étude ; **M^{elle} BOUDEHANE Wafa** et **M^{ème} RAFIA Chahra**, Annaba [2007] « Etude de différentes Méthodes de réglage du courant d'une charge alimentée par un hacheur à GTO »,
- [9] : **R.BAUSIERE, F.LABRIQUE** et **G.SEGUIER** : « Les convertisseurs de L'électronique de puissance », 3-la conversion continu-continu, 2^{ème} édition.
- [10] : **HENRI.FOCH** : « professeur à l'institut national polytechnique de Toulouse » "Conversion continu-continu", technique de l'ingénieur, traité génie électrique
- [11] : **GASMI Abdelmalek & SID AHMED Zine Elabidine** ;Mémoire de fin d'étude [2005] ; « Etude et réalisation pratique d'une carte de commande d'un GTO destinée à entraînement électrique ».
- [12] : **FANCIS MILSANT** : « Machines électriques »Berti édition [1993].
- [13] : **GUY SEGUIER** : « électronique de puissance »édition [1999]
- [14] : **H. EGON, M.MARIE** et **P.POREE** : « Traitement du signal et automatique », 1- Traitement du signal et asservissements analogiques, B.T.S-I.U.T-Ecoles d'ingénieurs.

[15] :**G.GRELLET** et **G.CLERC** : « Actionneurs électriques »

Principes/Modèles/Commande ; DEUXIEME TIRAGE [2000].

[16] : **HANSRUEDI BUHLER** : « Electronique de réglage et de commande »

volume XVI, Troisième édition.[1990].

[17]: **BRAUNSCHUEIG Wiesbaden**: « Heinz Unbehaen: Regelung stechnik »* B.d.2

[VIEWEG 1989].

* Le titre de cette livre en ALLEMAND que signifié « Asservissement et régulation ».