



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur
et de la Recherche scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar EL-Oued
FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE MECANIQUE

Mémoire De Fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Science Technologie

Filière : Electromécanique

Spécialité: Electromécanique

Thème :

*Utilisation d'un convertisseur
bidirectionnel pour la commande d'un
moteur à courant continu*

Présenté par :

- ❖ Allouche Soufiane
- ❖ Nagoudi Aissa .
- ❖ Mesitfa Nadjib
- ❖ Mesitfa sayah

Dirigé par :

* Djokhrab Ala Eddine

2022/2023



REMERCIEMENTS

Avant toute chose, on remercie Dieu le tout puissant de nous avoir donné le courage, la patience et la force durant toutes ces années d'études.

Nous sommes très reconnaissants à Monsieur Djokhrab Ala Eddine et nos remerciements pour nous avoir encadré et en particulier pour son soutien, sa gentillesse, ses encouragements, ses conseils et sa patience pendant la période de la réalisation de ce travail

Nos remerciements vont aussi aux enseignants du département de génie mécanique de la spécialité Electromécanique qui ont contribué à notre formation.

Un remerciement spécial aux étudiants de la 2ème année Master de la spécialité Electromécanique .

Nous remercions vivement toutes les personnes que ont contribué de près ou de loin , à la réalisation de ce travail .



INTRODUCTION GENERALE	1
------------------------------	---

CHAPITRE I : Etude et Fonctionnement du convertisseur de courant bidirectionnel

I.1- INTRODUCTION	3
I.2- CONVERTISSEUR ROTATIF	4
I.2.1- Définition	4
I.2.2- Fonctionnement	5
I.3- CONVERTISSEUR STATIQUE	7
I.3.1- Définition	7
I.3.2- Fonctionnement	8
I.3.3- Différents montages d'une variation statique réversible	8
I.3.3.1- Montage à inversion du courant d'induit	9
a- Un pont complètement commandé avec un pont à contact	9
b- Un convertisseur de courant bidirectionnel réalisé à base de deux ponts complètement commandés	10
I.3.3.2- Montage à inversion du courant inducteur	11
I.4- NOTE SUR LA MARCHE EN ONDULEUR NON AUTONOME	12
I.5- ETUDE DU SYSTEME AVEC COURANT DE CIRCULATION	13
I.5.1- Montage antiparallèle	14
I.5.2- Montage croisé	15
I.5.3- Etude de courant de circulation	15
I.5.4- Réglage avec courant de circulation	18
I.6- ETUDE DU SYSTEME SANS COURANT DE CIRCULATION	20
I.6.1- Généralité	20
I.6.2- Les montages utilisés	20
I.6.3- Inversion du courant	21
I.6.4- Montage à bande morte ou zone morte	22
I.6.5- Montage à logique d'inversion ou de basculement	23
I.6.6- Réglage et contrôle sans courant de circulation	25
I.7- CONCLUSION	27

CHAPITRE II : ASSERVISSEMENT ET REGULATION

II.1- INTRODUCTION	28
---------------------------	----

II.9- CONCLUSION	46
CHAPITRE III : SIMULATION	
III.1- INTRODUCTION	47
III.2- MATLAB/Simulink	47
III.3- FONCTION DE TRANSFERT DU MOTEUR A COURANT CONTINU	47
III.3.1- Fonction de transfert de la partie électrique (équation électrique)	48
III.3.2- Fonction de transfert de la partie mécanique (équation mécanique)	48
III.3.3- Calcul des paramètres statique du moteur	48
III.3.3.1- Coefficients de transfert du moteur	48
III.3.3.2- Constant de temps électrique du moteur	49
III.3.4- Schéma bloc du moteur	49
III.4- MODELISATION DE CONVERTISSEUR	52
III.4.1- Introduction	52
III.4.2- Fonction de transfert du convertisseur	52
III.4.3- Schéma bloc de l'ensemble convertisseur-moteur	54
III.5- ETUDE DE BOUCLE DE COURANT	58
III.5.1- Capteur de courant d'induit	58
III.5.2- Calcul du facteur de transfert	58
III.5.3- Fonction de transfert de capteur de courant	59
III.5.4- Détermination des paramètres de régulateur de courant	59
III.5.5- Synthèse de la boucle de courant	60
III.6- ETUDE DE LA BOUCLE DE VITESSE	60
III.6.1- Capteur de vitesse	60
III.6.2- Facteur de transfert de capteur de vitesse	60
III.6.3- Détermination des paramètres de régulateur de vitesse	61
III.6.4- Synthèse de la boucle de vitesse	61
III.7- SCHEMA BLOC DE SIMULINK	65
III.8- ETUDE DE STABILITE DU SYSTEME	70
III.9-CONCLUSION	71
CONCLUSION GENERALE	72
ANNEXE	
BIBLIOGRAPHIQUE	
RESUME	

NOTATIONS

a	: Coefficient d'avance de phase
C	: Couple
C	: Couple résistant
C_m	: Couple moteur
E	: Force contre électromotrice du moteur (f.c.é.m)
E'	: Force électromotrice de génératrice (f.é.m)
EX	: Enroulement d'excitation
f	: Fréquence
G	: Génératrice
G	: Fonction de transfert
G_R	: Fonction de transfert de régulateur
G_C	: Fonction de transfert de capteur
G_{con}	: Fonction de transfert de convertisseur
h	: Coefficient d'amplification de régulateur de courant
h'	: Coefficient d'amplification de régulateur de vitesse
i_c	: Valeur de consigne globale de courant
i_{ci}	: Courant de circulation
I_d	: Courant continu d'induit
I_{dn}	: Courant continu nominal
i_{dI}, i_{dII}	: Courants continus des deux ponts
J	: Moment d'inertie
j	: Courant d'excitation (courant d'inducteur)
K	: Constante du flux
K'	: Constante de construction
K_{cc}	: Facteur d'amplification de capteur de courant
K_{cm}	: Facteur de transfert pour un convertisseur de courant
K_{cv}	: Facteur d'amplification de capteur de vitesse
K_m	: Coefficient électromécanique du moteur
K_P	: Gain
L_a	: Inductance d'induit
L_{ci}	: Self de courant de circulation
M	: Moteur à courant continu
MA	: Moteur Asynchrone
MP	: Machine de Production
N	: Vitesse de rotation (tr/mn)
P	: Nombre d'indice de pulsation
P_p	: Nombre de paire de pôle
R_a	: Résistance d'induit du moteur
R_a'	: Résistance d'induit de la génératrice
R_{Ex}	: Résistance d'excitation
S	: Opérateur de laplace
T	: Constantes de temps de régulateur de courant
T'	: Constantes de temps de régulateur de vitesse
T_{cc}	: Constante de temps de capteur de courant
T_{cm}	: Constante de temps de convertisseur de courant
T_d	: Constante du temps

T_e	: Constante de temps électrique du moteur
T_i	: Constante du temps d'intégration
T_P	: Période
u_{ci}	: Tension de circulation
U_{cm}	: Tension de commande
U_d	: Tension continue d'induit
u_{dI}, u_{dII}	: Tensions continues des deux ponts
u_{d0}	: Tension continue maximale
U_{dn}	: Tension continue nominale
w	: Vitesse de rotation (rad/s)
W_{coi}	: La fréquence de coupure de boucle de courant
w_n	: Vitesse de rotation nominale (rad/s)
α	: Angle de retard d'allumage du thyristor
β	: Angle de protection
δ	: Coefficient
ϕ	: Flux magnétique
T_1, T_2, T'_1, T'_2	: Les constantes du temps de fonction de transfert standard
CA	: Courant alternatif

INTRODUCTION GENERALE



INTRODUCTION GENERALE

Le monde industriel a longtemps été dominé par les machines à courant continu, grâce aux avantages relatifs qu'elles présentent par rapport aux autres types de machines (machines à courant alternatif) , les machines à courant continu sont largement utilisées dans divers domaines de l'industrie, sont les plus utilisées pour concrétiser des entraînements régulés avec un très haut niveau de performance et une standardisation quasi complète des circuits de régulation. Les moteurs à courant continu sont des machines électriques tournantes réversibles, c'est-à-dire qu'ils peuvent fonctionner en récepteurs (moteurs) ou en générateurs (générateurs), et cette réversibilité peut être obtenue en utilisant les deux technologies. Le contrôle, dont le plus ancien est le groupe **Ward Leonard** (convertisseurs électriques), qui représente de bien efficacité et de surcharge , tandis que les nouvelles technologies, grâce à la découverte de l'élément semi-conducteur (thyristor), quel adaptatif bien aux besoins industriels, Il a été inventé en 1960, les semi-conducteurs ont été introduits dans l'électronique industrielle et ont permis la production de dispositifs de plus en plus complexes pour l'automatisation des processus industriels.

De plus, la miniaturisation des composants sous forme de circuits intégrés, introduite dans l'électronique industrielle à partir des années 1970 environ, a permis de réduire la taille et le coût de ces dispositifs, tout en augmentant leur fiabilité et en réduisant la consommation d'énergie.

L'électronique de puissance fournit des convertisseurs, qui sont d'excellentes sources de tension variable. En utilisant une faible puissance de contrôle, nous pouvons contrôler de grandes la tension continue . Nous pouvons modélisé des circuits de réglage de haute qualité en utilisant un thyristor en raison de ses propriétés très favorables.

Le niveau de performance des variateurs régulés utilisant des moteurs à courant continu a aujourd'hui fortement progressé, entraînant une standardisation quasi totale des circuits de puissance et de régulation.

Initialement, la création de ces systèmes a commencé en 1950. Ils ont été construits à l'aide de thyratrons ou de redresseurs contenant de la vapeur de mercure. Au fil du temps, les thyristors sont devenus le composant préféré de ces systèmes. Actuellement, ces systèmes sont uniquement mis en œuvre dans de nouvelles installations.

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

Le premier chapitre, on étudiera contrôle de moteur à courant continu dans les quatre quadrants, à l'aide d'un système groupe **Ward léonard**, et convertisseur statique réversible et nous montrons les Avantages et inconvénients de chaque système. et on étudiera les convertisseurs statiques bidirectionnels en courant, une description du convertisseur statique, et les techniques de commande avec courant de circulation et sans courant de circulation.

Le deuxième 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 démontrera comment juger la stabilité du système.

Dans le troisième chapitre (dernier 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.

Notre objectif est d'utiliser les progrès réalisés par le logiciel **MATLAB**. Pour mener notre étude et notre simulation, utilisant les schémas réels de l'association précédente. Cela servira en quelque sorte de laboratoire virtuel.

En raison de l'absence de ressources adéquates, nous n'avons pas été en mesure de confirmer les résultats par une expérimentation réelle.

CHAPITRE I :

**Etude et Fonctionnement
du convertisseur de
courant bidirectionnel**

I.1 - INTRODUCTION

La machine à courant continu est une machine réversible (marche dans les quatre quadrants).est faite pour être utilisée en Moteur pour entraîner un système en rotation .ou Génératrice pour transformer de l'énergie mécanique et alimenter en courant une installation électrique. Elle peut donc fonctionner soit quadrant 1 (Moteur) la puissance est positive par conséquent la machine fonctionne comme un moteur vers l'avant, Dans le quadrant 2 (Génératrice) la puissance est négative la machine fonctionne donc comme un générateur d'action Ces actions sont appelées freinage vers l'avant, Dans le quadrant 3 (Moteur) la puissance est positive la machine fonctionne donc comme un moteur Cette action est appelée marche arrière, Dans le quadrant 4 (Génératrice) la puissance est négative la machine fonctionne donc comme un générateur Cette action est appelée freinage en marche arrière.

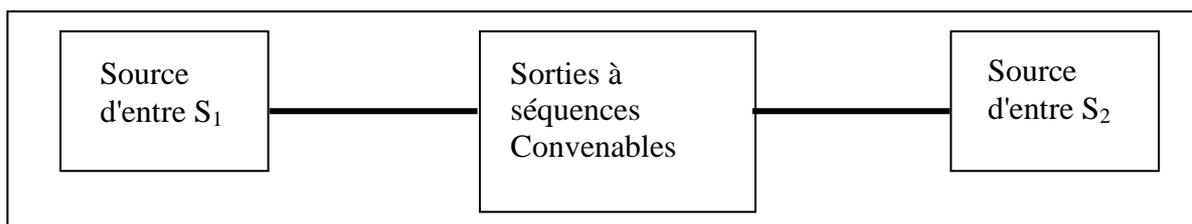
Il y' à deux types des convertisseurs pour assurer la réversibilité de la MCC:

- Convertisseur rotatif (Convertisseur électrique)
- Convertisseur statique (Convertisseur électronique)

La commande idéal d'un moteur doit pouvoir s'effectue dans les quatre quadrants, comme nous allons l'explique avec le convertisseur électrique qui l'on appelle encore groupe " Ward Leonard " [1], et le convertisseur électronique.

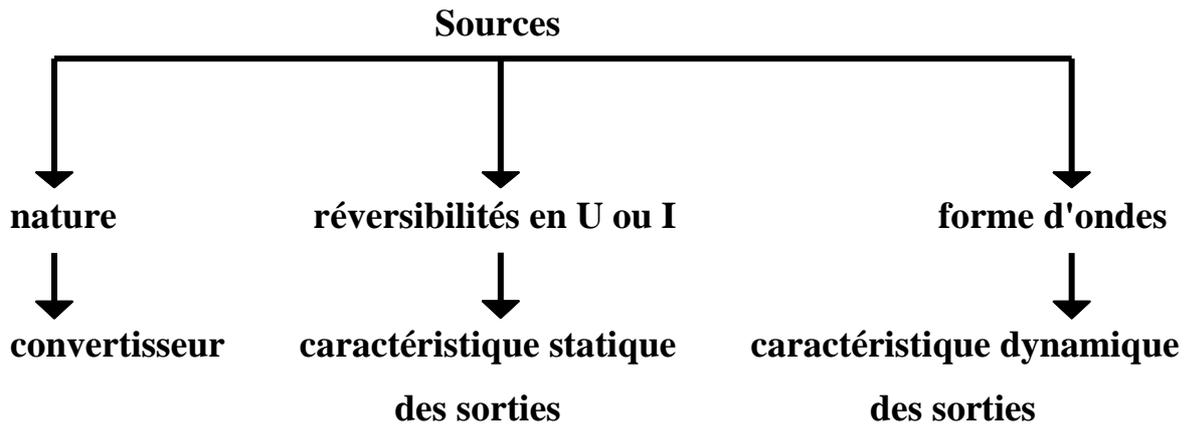
La figure (I-1) représente un convertisseur statique, qui utilise des commutateurs à semi-conducteurs pour réguler le transfert d'énergie entre une source d'entrée et une source de sortie. Cet ensemble permet un contrôle précis du transfert d'énergie grâce à une gestion soignée des interrupteurs.

Un générateur ou récepteur peut servir de source d'entrée..



Figure(I-1) : convertisseur statique

Le processus de création de convertisseurs statiques repose uniquement sur deux composants fondamentaux : la source d'entrée et la source de sortie. Ces deux éléments sont les seuls facteurs connus impliqués dans la synthèse des convertisseurs statiques.



Le processus de création de convertisseurs statiques repose uniquement sur deux composants fondamentaux : la source d'entrée et la source de sortie. Ces deux éléments sont les seuls facteurs connus impliqués dans la synthèse des convertisseurs statiques. [2]

I.2 - CONVERTISSEUR ROTATIF

I.2.1 - Définition

Le contrôle Ward Leonard des machines est considéré comme l'une des méthodes les plus élégantes et les plus efficaces de contrôle de la vitesse sur une large plage. Le diagramme schématique de la technique de contrôle est illustré à la Figure (I-2). Le système se compose d'un générateur une génératrice à courant continu "G" pour transformer l'énergie mécanique, en énergie électrique alimentant énergie le moteur à contrôler. Le générateur "G" est entraîné à par rotation un moteur à courant alternatif " MA" ; les deux machines étant calées sur le même arbre d'une part ,Ce générateur produit du courant continu, Il est relié à un moteur à courant continu qui convertit cette énergie en énergie mécanique.

Et il y' a une petite génératrice à courant continu qui calée sur l'arbre de groupe convertisseur. Celle-ci fournit les courants d'excitation au moteur et la génératrice [1] (voir Figure (I -2)). il devrait être Les moteurs "G" et "M" et " MA" doivent être de calibre égal.

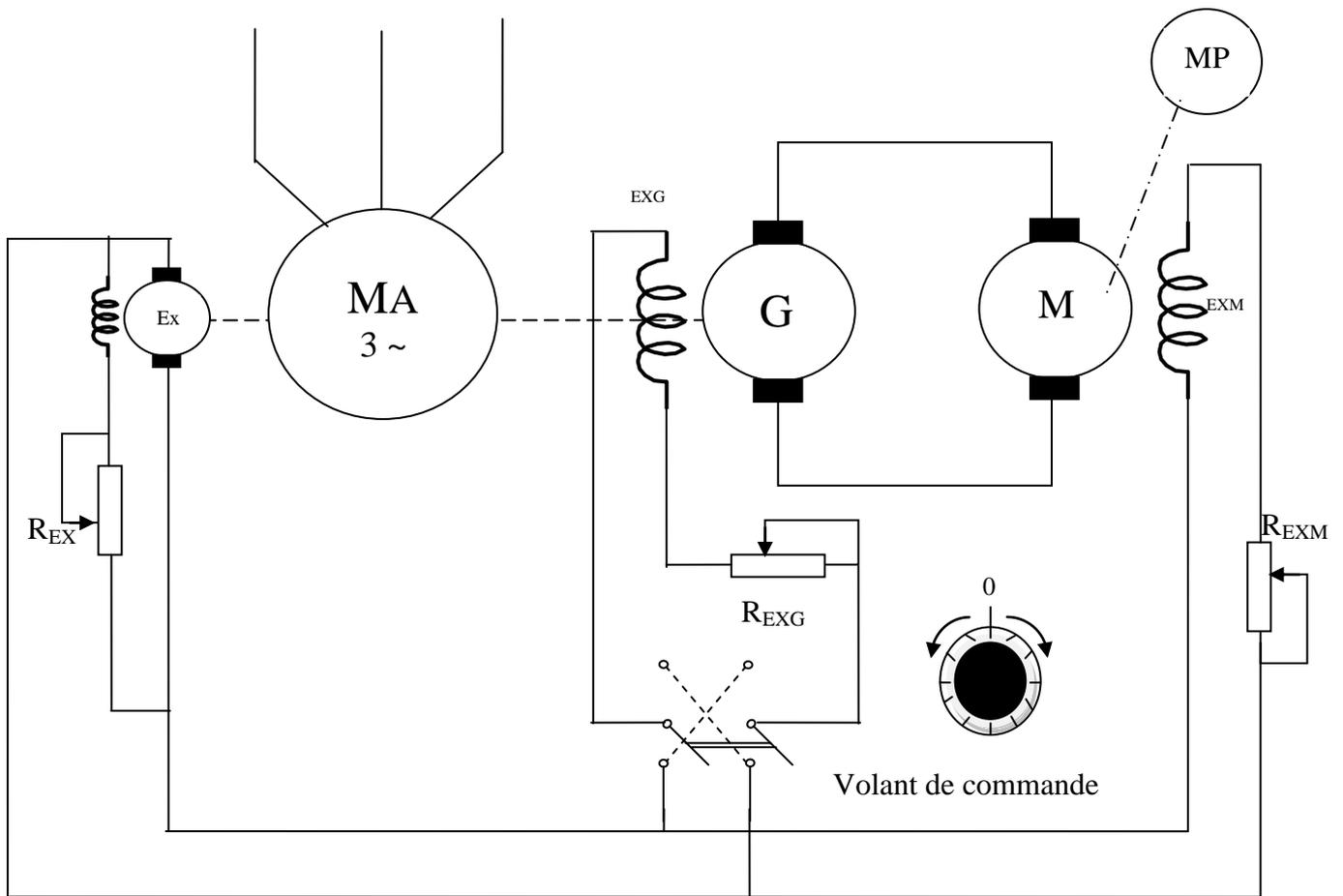


Figure (I-2): schéma de principe de groupe **WARD LEANARD**

I.2.2 - Le Fonctionnement

On suppose que le moteur entraîne une machine dont le couple est constant Si E et E' désignent respectivement la f.c.é.m. du moteur et la f.é.m. de la génératrice, quand le groupe fonctionne, par un courant I_d , le moteur à courant continu est traversé, soit:

$$I_d = \frac{E' - E}{R_a' + R_a} \quad (I-1)$$

Pour simplifier notre étude on néglige la chute de tension dans l'induit de la génératrice. Dans cette condition, la tension U_d aux bornes du moteur à courant continu a l'expression [2]:

$$U_d = E' - R_a' I_d = E' = E + R_a I_d \quad (I-2)$$

Quand le repère du volant est au zéro, le courant d'excitation de la génératrice est nul, si l'on tourne le volant vers la droite (on s'arrange habituellement pour que le sens de rotation du moteur et du volant soient les mêmes). Le courant d'excitation de la génératrice augmente; la tension augmente dans celle-ci; la tension d'induit U_d pour le moteur à courant continu augmente et le moteur tourne plus vite. Le point de fonctionnement M_n correspond habituellement au

fonctionnement nominal du moteur (Figure (I-3)). Ces différents régimes ont lieu dans le premier quadrant qui correspond au fonctionnement en moteur.

Pour arrêter le moteur, il suffit de réduire le courant d'excitation en ramenant progressivement le volant à la position zéro. En effet, quand le courant d'excitation passe brusquement d'une valeur supérieure (par exemple $j_0 = 10$ A) à une valeur inférieure (par exemple $j_1=7$ A), la vitesse du moteur ne change pas instantanément en raison de l'inertie des masses entraînées, aussi le fonctionnement passe-t-il instantanément de M_n à M_n' . Dans ces conditions le courant I_d change de sens, alors que la tension U_d n'a pas changé. La puissance $U_d I_d$ délivrée au moteur change le signe de telle sorte que la génératrice à courant continu se comporte comme un moteur. Elle entraîne à son tour la machine asynchrone qui se transforme en génératrice renvoyant dans le réseau de l'énergie triphasée. Ces régimes qui ont lieu dans le deuxième quadrant ce qui correspondent au fonctionnement en générateur (freinage).

On peut vouloir faire tourner le moteur avec sa charge dans le sens inverse (on tourne le volant vers le sens inverse), ce fonctionnement qui ont lieu dans le troisième quadrant qui correspondent au fonctionnement en moteur dans le sens inverse.

Enfin, quand on souhaite obtenir l'arrêt du moteur, on est amené à fonctionner dans le quatrième quadrant ce qui correspond au fonctionnement en générateur (freinage) [1].

Des que le courant d'excitation de la génératrice atteint sa valeur de saturation, la vitesse n'augmente plus (on passe alors au fonctionnement en moteur alimenté sous tension constante à réglage de la vitesse par le courant d'excitation j [4]), il est alors possible de réduire le courant d'excitation du moteur à l'aide d'une résistance additionnelle. Cet affaiblissement du champ provoque une nouvelle augmentation de la vitesse du moteur. (Figure (I-3)).

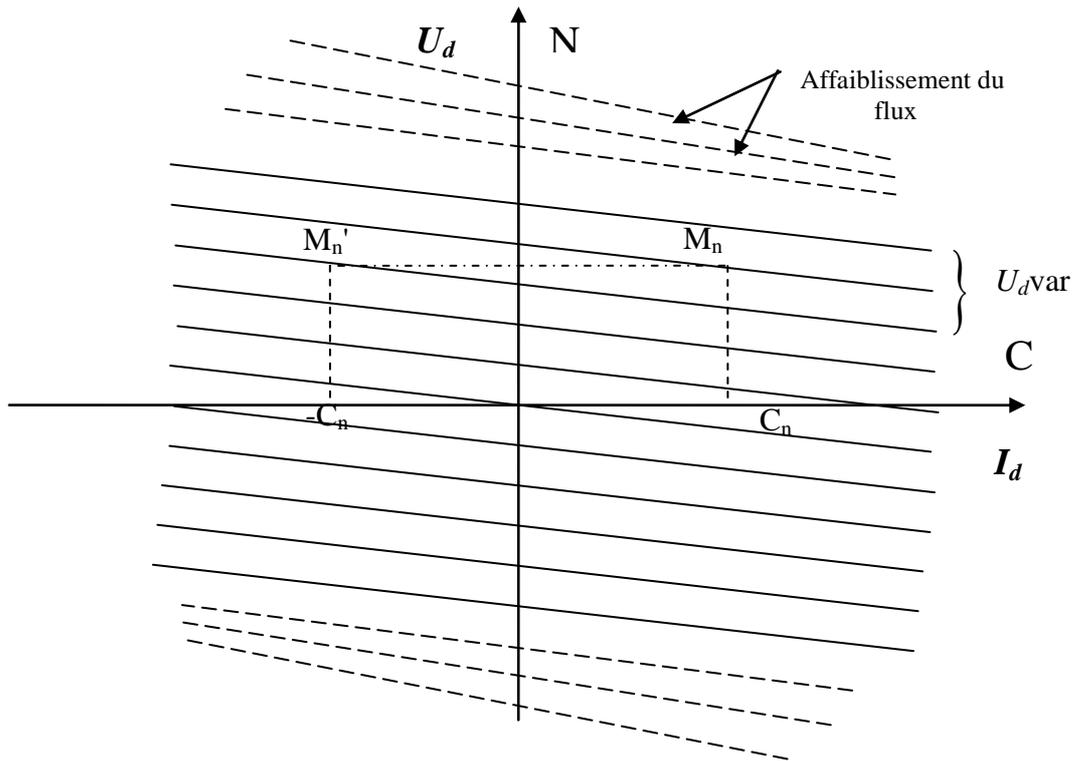


Figure (I-3) : Les caractéristiques mécaniques

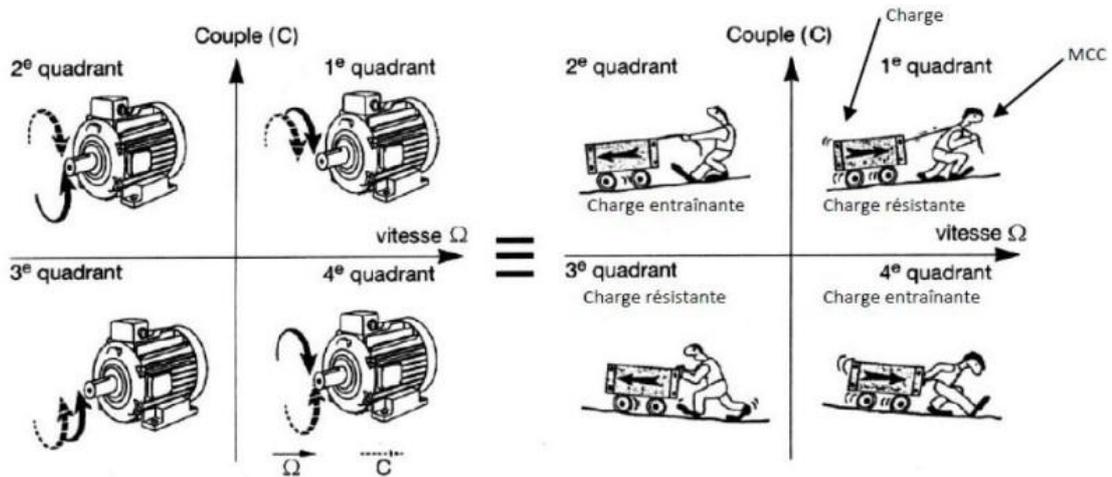


Figure (I-4) : Fonctionnement dans les quatre quadrants[4]

I.3 – CONVERTISSEUR STATIQUE

I.3.1 - Définition

*Un moyen très moderne qui s'est largement développé. utilise des dispositifs totalement statiques (semi-conducteur (thyristor, diode)) . Grâce à le phénomène électronique Conversion l'énergie fournie par un réseau de courant alternatif pour à un tension continue [5] .

* Ces convertisseurs de stator inverseurs contrôlent les moteurs à courant continu, soit un freinage contrôlé, opérer des inversions de marches rapides , dans les deux cas il y a inversion du courant dans l'induit. On peut aussi utiliser des réversibles sur l'inducteur, cette solution n'est

utilisable que lorsqu'on accepte un temps mort d'inversion du couple à cause de la constante de temps de l'inducteur.

I.3.2 - Fonctionnement

La figure (I-5) représente les quatre quadrants dont lesquels un variateur réversible doit pouvoir assurer le fonctionnement.

- Quadrant 1 : marche en moteur dans le sens direct. $n > 0, U_d I_d > 0$.
- Quadrant 2 : marche en générateur (récupération) dans le sens direct. $n > 0, U_d I_d < 0$.
- Quadrant 3 : marche en moteur dans le sens inverse. $n < 0, U_d I_d > 0$.
- Quadrant 4 : marche en récupération dans le sens inverse. $n < 0, U_d I_d < 0$.

Ce cycle est illustré dans la figure (I-5) .

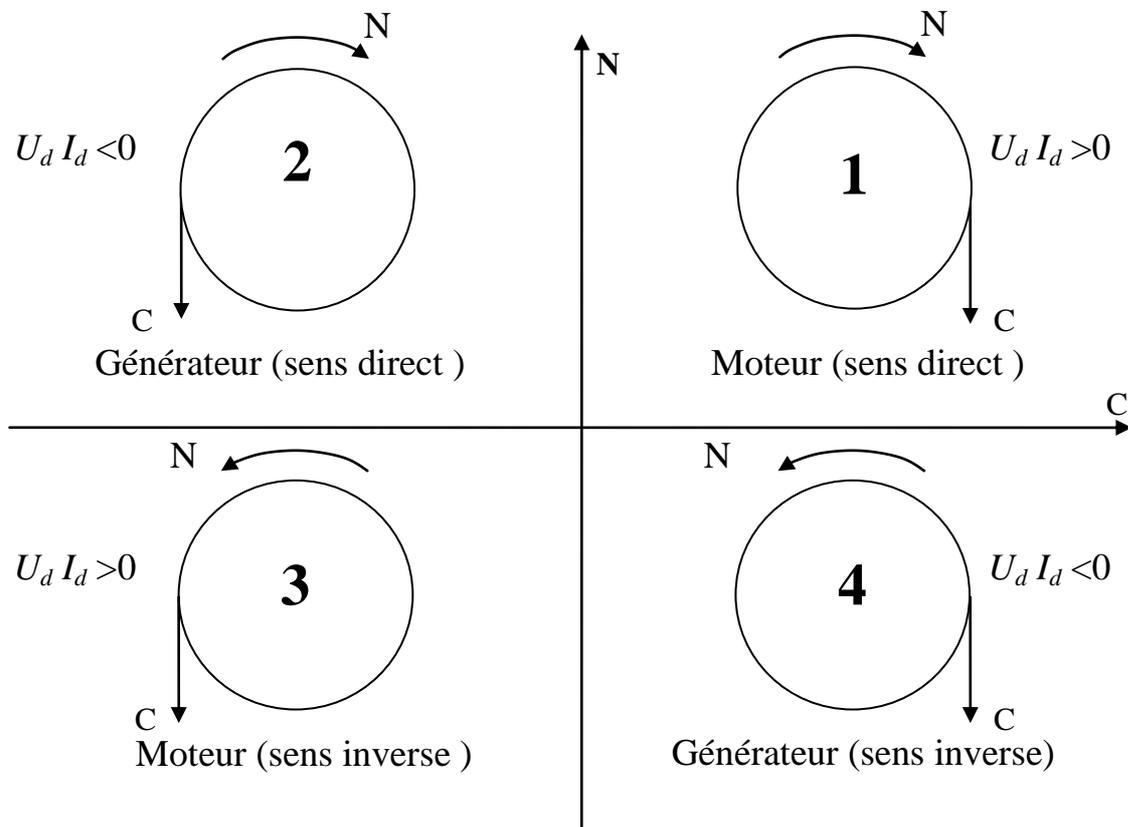


Figure (I-5) : Fonctionnement dans les quatre quadrants (convertisseur statique)

I.3.3 – Différents montages d'une variation statique réversible

Deux solutions sont utilisées pour faire une variation statique réversible :

- 1 - Emploi d'un montage à inversion du courant d'induit.
- 2 - Emploi d'un montage à inversion du courant d'inducteur.

Ils utilisent tous au moins un montage tout thyristors permettant l'inversion de la tension U_d , c'est la réalisation des passages entre les quadrants 1 et 2 ou 3 et 4 qu'ils diffèrent. C'est la rapidité de ces passages qui permet de les classer.

I.3.3.1 - Montage à inversion du courant d'induit

Le changement de la polarité aux bornes de l'induit peut être obtenu par :

a- Un pont complètement commandé avec un pont à contact

Lorsque les inversions du sens de rotation sont peu fréquentes, L'induit est alimenté par un seul montage redresseur tout thyristors (pont à quatre thyristors en monophasé ; pont à six thyristors en triphasé) et, à l'aide d'un contacteur bipolaire, reflété du couple s'obtient par inversion du courant I_d (Figure (I-6)), L'inversion du contacteur ne doit s'opérer qu'à courant nul. Le temps mort d'inversion du couple correspond au temps de détection du courant nul augmente du temps de réponse du système mécanique ; il varie entre 0.1 et 0.3 s.

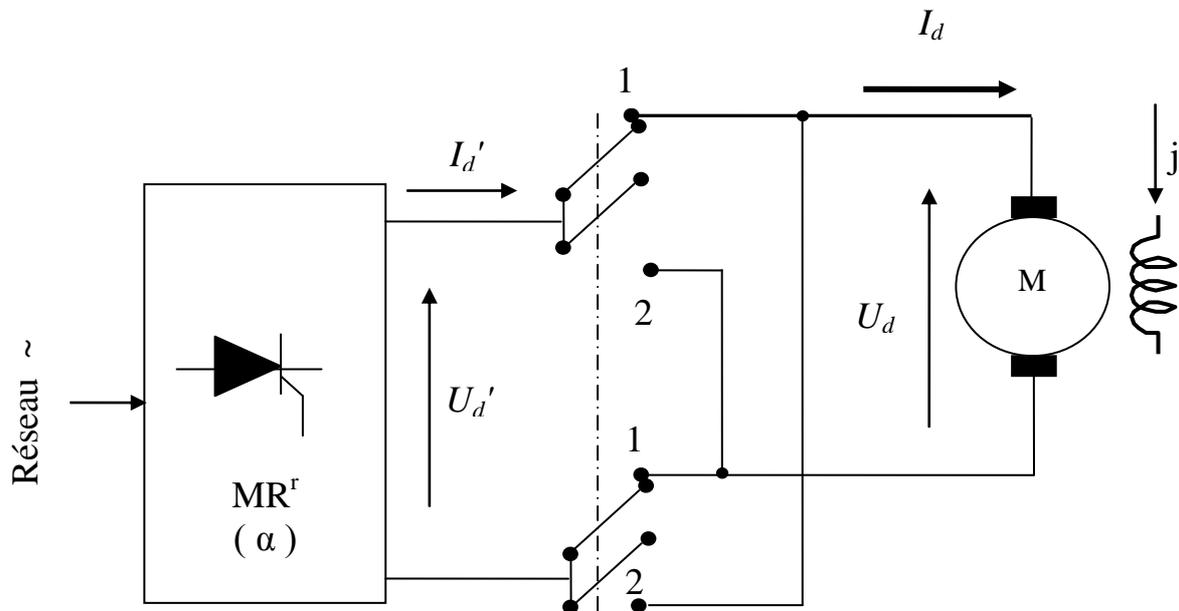


Figure (I-6) : Pont complètement commandé avec un pont à contact

La position (1) du contacteur correspond à un courant I_d égale à I_d' donc positif et au fonctionnement dans les quadrants 1 et 4. La position (2) donne I_d égale à $(-I_d')$ et assure La marche dans les quadrants 2 et 3[7].

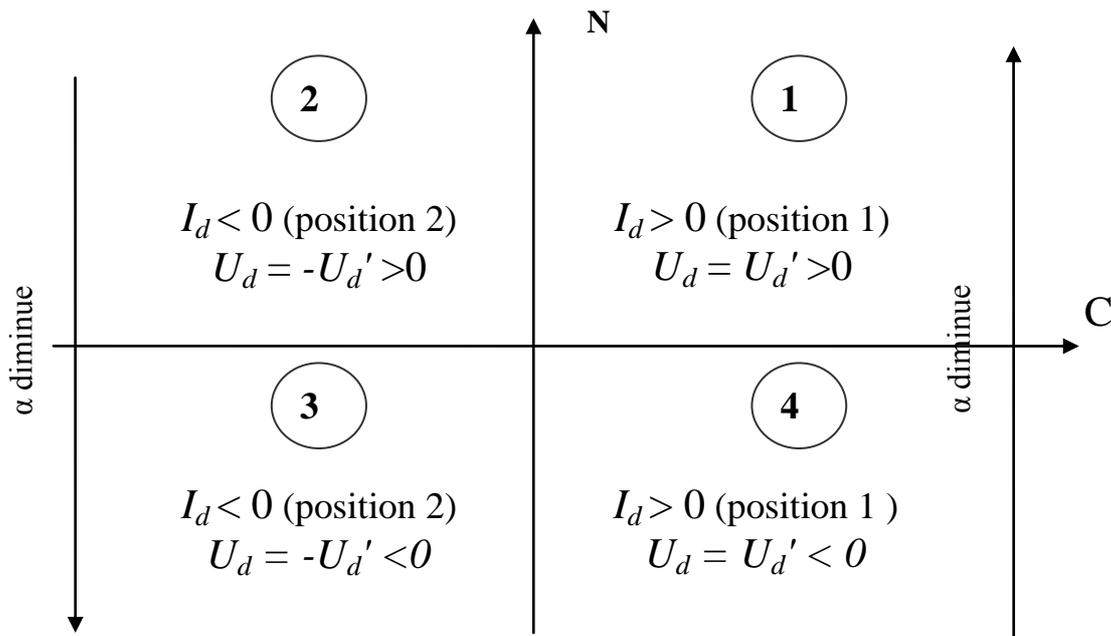


Figure (I -7) : Fonctionnement dans les quatre quadrants d'un pont à contact

b – Un convertisseur de courant bidirectionnel réalisé à base de deux ponts complètement commandés

Pour des inversions très rapides (5 à 20 ms). On doit utiliser deux redresseurs principaux tous thyristors. Ils sont installés de la tête à la queue aux bornes de l'induit, et une direction est opposée à l'autre[7].

Les tensions et les courants peuvent s'inverser avec les convertisseurs indiqués sur la figure (I-8)

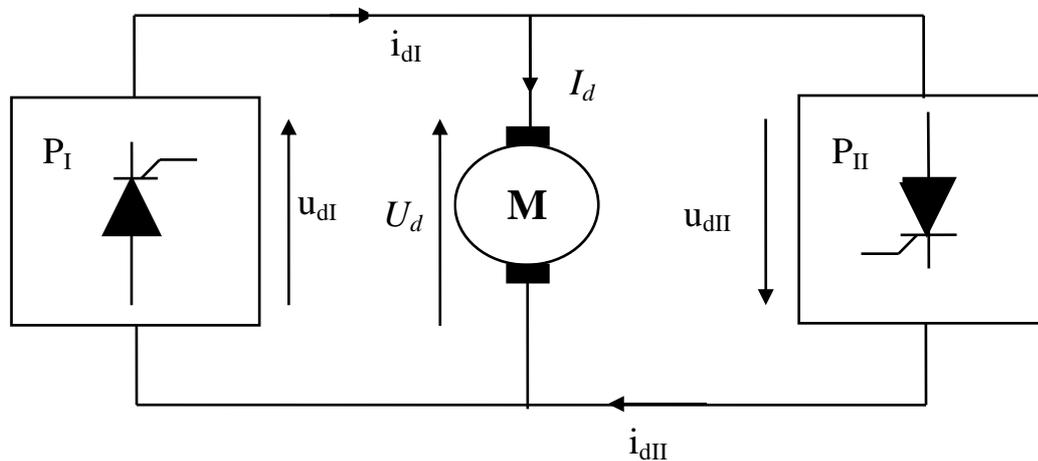


Figure (I-8) : Convertisseur de courant bidirectionnel à base deux ponts complètement commandés

- Dans les quadrants 1 et 3, le groupe qui débite fonctionne en redresseur ($U_d I_d > 0$).
- Dans les quadrants 2 et 4, le redresseur qui débite fonctionne en onduleur ($U_d I_d < 0$).

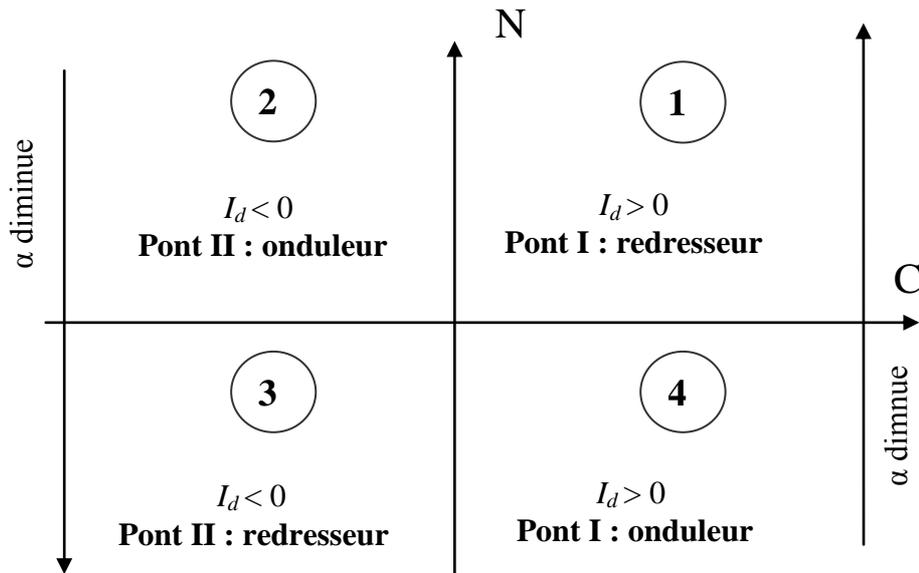


Figure (I-9) : Fonctionnement dans les quatre quadrants d'un convertisseur de courant bidirectionnel

I.3.3.2 - Montages à inversion du courant inducteur

L'induit est toujours alimenté par le même montage tout thyristors ; l'inversion du couple est réalisée par l'inversion du courant inducteur (j):

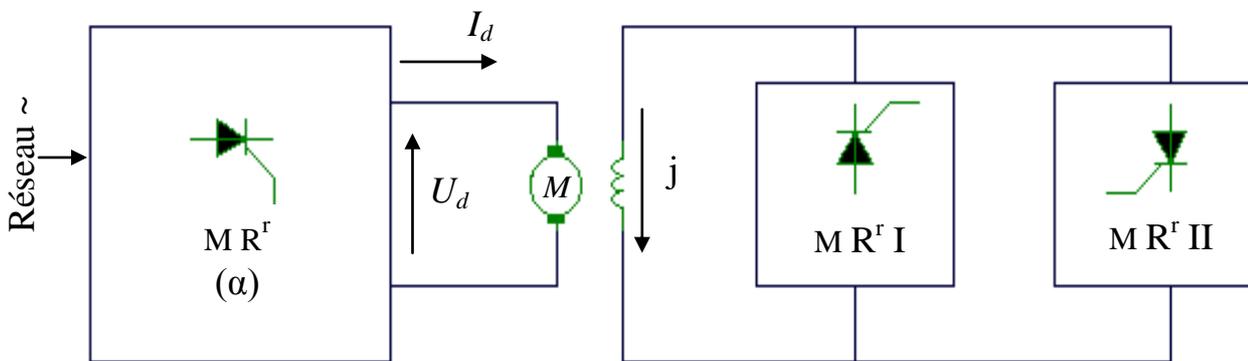


Figure (I-10) : Montage à inversion du courant inducteur

Avec un sens du flux, on assure le fonctionnement dans les quadrants 1 et 4, avec l'autre dans les quadrants 2 et 3 (Figure (I-11)). L'inversion du courant d'excitation j doit être opérée à courant I_d dans l'induit nul, Elle est d'ordinaire réalisée par deux petites montages redresseurs montés en tête bêche alimentant l'inducteur dans un sens ou dans l'autre.

Cette solution simple et économique n'est utilisable que lorsqu'on accepte un temps mort d'inversion du couple assez élevé (0,5 seconde à quelques secondes) car, à cause de la constante de temps de l'inducteur, l'inversion de i ne peut pas être très rapide. [7]

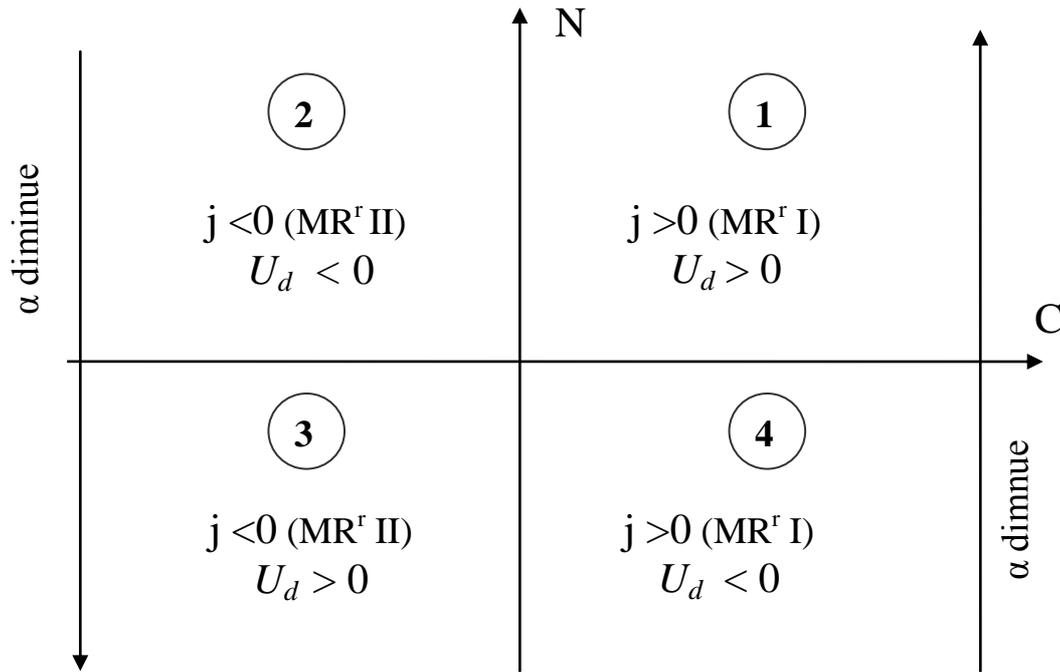


Figure (I-11): Fonctionnement dans les quatre quadrants d'une inversion de courant inducteur

I.4- NOTE SUR LA MARCHE EN ONDULEUR NON AUTONOME

Au dépassement d'un déphasage de 90° , le signe de la tension moyenne redressée est inversé tandis que le sens du courant reste constant. En conséquence, la direction de la circulation de l'énergie est modifiée.

L'alimentation est fournie au réseau par le transformateur, la charge est devenue génératrice qui agit comme un onduleur.

La figure (I-12) illustre bien la distinction entre le fonctionnement d'un redresseur et celui d'un onduleur. La direction réelle de la tension continue et la direction du flux de puissance sont toutes deux indiquées, soulignant la différence entre les deux modes de fonctionnement.

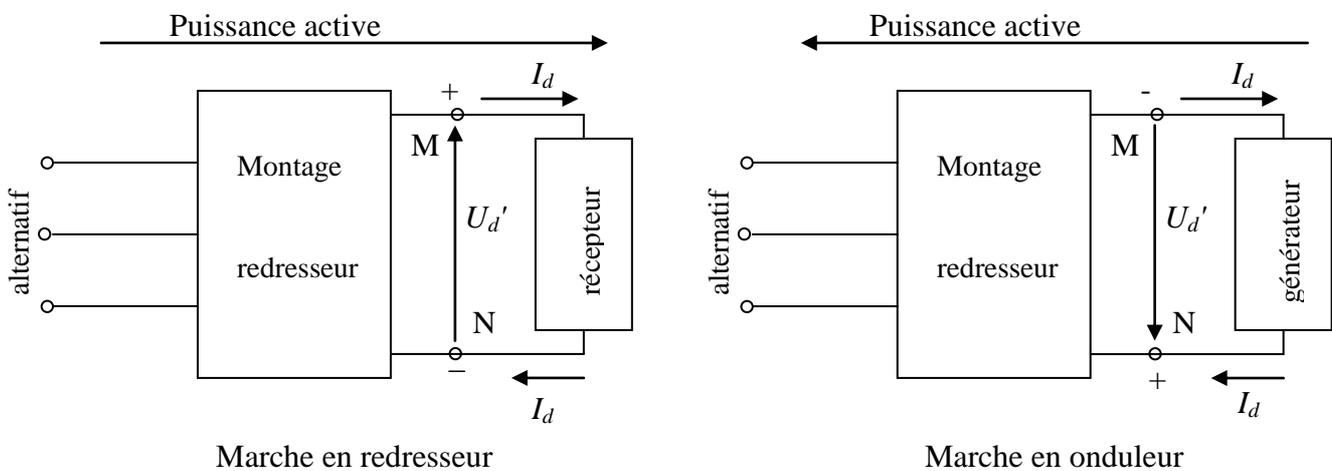


Figure (I -12) la distinction entre le fonctionnement d'un redresseur et celui d'un onduleur.

Lorsqu'il fonctionne comme un redresseur, le récepteur de courant continu permet à la source de tension alternative d'entrer physiquement Pour le charger dans une batterie ou l'utiliser directement. Lorsque la tension alternative d'une phase subit son alternance positive, un courant positif correspondant est délivré.

Lors du fonctionnement d'un onduleur, un générateur de courant situé côté courant continu empêche la source de tensions alternatives de délivrer. Cela provoque le passage d'un courant positif dans la source alternative lorsque la tension alterne négativement.

Lorsqu'un onduleur est en fonctionnement, le réseau CA reçoit de l'énergie, mais il maintient toujours la forme d'onde et la fréquence des tensions alternatives. C'est ce qu'on appelle un onduleur non autonome ou assisté, selon la configuration spécifique.

À l'autre extrémité, un onduleur autonome transmet sa sortie à un récepteur CA, la forme d'onde et la fréquence des tensions CA dépendant uniquement du convertisseur et du récepteur CA. à l'extrémité opposée, il existe une source de tension qui permet une commutation naturelle dans le système, provoquant la présence d'une tension négative aux bornes du thyristor lors de son déverrouillage. Cette configuration diffère des onduleurs autonomes qui utilisent la commutation forcée. [8]

Pour faire fonctionner certains équipements, il est nécessaire de disposer d'une source de courant réversible. Ceci peut être réalisé en utilisant deux redresseurs qui sont montés en antiparallèle ou en parallèle inverse; et suivant le mode de commande des redresseurs des deux ponts, on peut distinguer les variateurs avec courant de circulation et sans courant de circulation.

I.5-ETUDE DU SYSTEME AVEC COURANT DE CIRCULATION

La mise en parallèle inverse de deux convertisseurs tous deux en état de fonctionnement, suppose que leurs tensions redressées moyennes soient égales et opposées et leurs commandes doivent être complémentaires :

$$\alpha_{II} = 180^\circ - \alpha_I \quad (I-3)$$

Le premier montage donne :

$$u_{dI} = u_{dOI} \cos \alpha_I \quad (I-4)$$

Le second monté en sens inverse donne :

$$u_{dII} = u_{dOII} \cos \alpha_{II} = u_{dOII} \cos (180^\circ - \alpha_I) = -u_{dI} \quad (I-5)$$

Si la somme des valeurs moyennes de tension ($u_{dI} + u_{dII}$) est nulle, la somme des valeurs instantanées de tension ne tient pas, ce qui se traduit par un groupe de courant à l'intérieur du circuit formé par les deux et peut découler d'un convertisseur à l'autre sans traverser la charge. Ce courant est appelé courant de circulation et doit être limité par une réactance de limitation de courant. Celui-ci est généralement calculé avec un courant de circulation moyen maximum de l'ordre de 10 % du courant nominal du moteur. Ceci suppose des inducteurs relativement gros et coûteux.

Il existe différentes possibilités de connexion des deux convertisseurs, ce qui permet d'obtenir un courant continu réversible. Il y a une différence entre l'assemblage antiparallèle et l'assemblage croisé. Toutes ces dispositions sont caractérisées en ce que le courant peut circuler d'un convertisseur à l'autre. Sans passer par la charge. [9]

I.5.1- Montage antiparallèle

La figure (I-13) représente le schéma d'un montage antiparallèle de deux convertisseurs de courant I et II. Où les sens de conduction des deux convertisseurs de courant sont opposés. L_{ci} sont les selfs de courant de circulation.

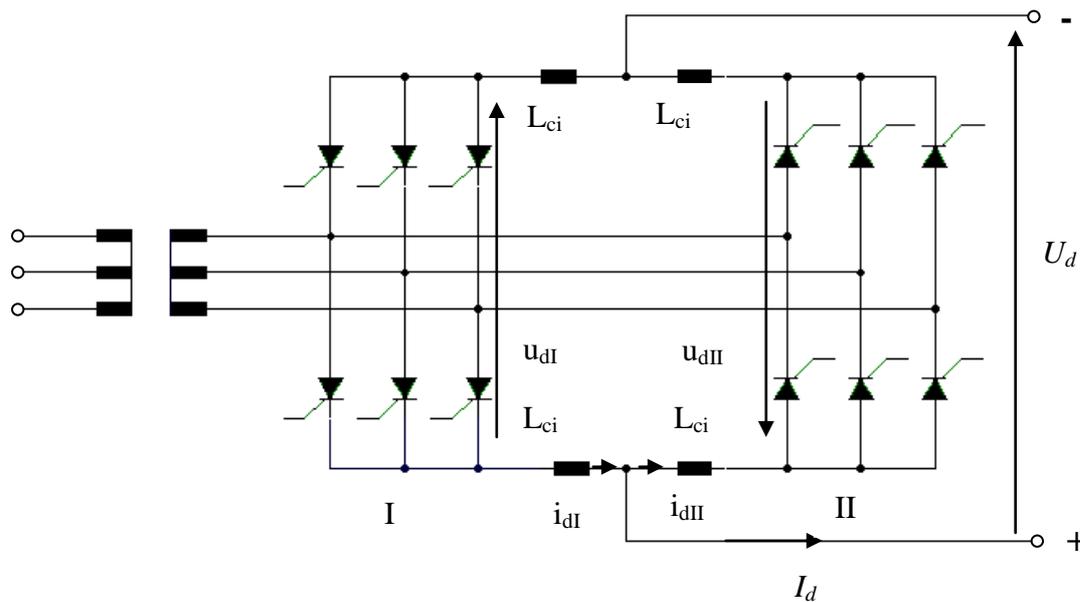


Figure (I-13) : montage antiparallèle de deux convertisseurs de courant en montage en pont triphasé

Par conséquent, l'angle de retard d'allumage des deux convertisseurs de courant I et II doit respecter, dans le cas idéal, la relation suivante : $\alpha_I + \alpha_{II} = 180^\circ$

Pour respecter la limite de fonctionnement en onduleur et tenant compte de la relation précédente, on constate que α_I ne peut varier qu'entre $30^\circ \leq \alpha_I \leq 150^\circ$ environ.

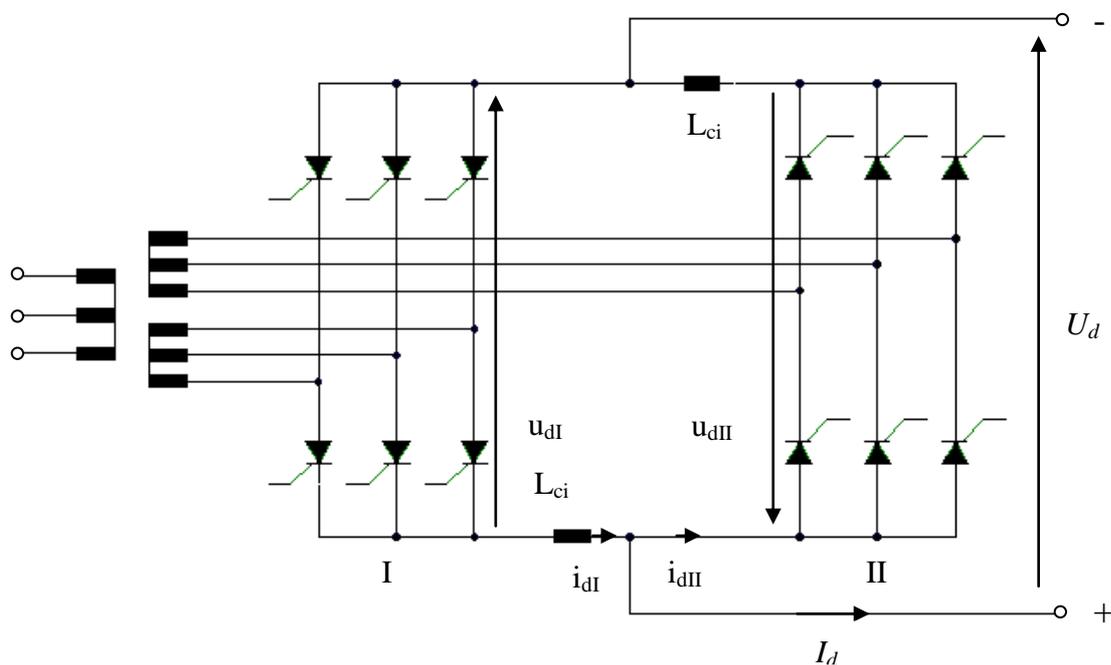
Pour le courant continu, il y a la relation : $I_d = i_{dI} - i_{dII}$

Selon que: $i_{dI} > i_{dII}$ ou $i_{dI} < i_{dII}$, le courant de sortie I_d est positif ou négatif. Avec la supposition d'une inductances de charge L_{ci} , le courant I_d sera lisse. Par contre le courant i_{dI} et i_{dII} présente une ondulation car le courant de circulation est ondulé [10]. (Figure (II-3))

I.5.2- Montage croisé

L'assemblage croisé de deux convertisseurs de courant est illustré à la figure (I-14). La différence avec l'anti-parallèle est que le transformateur doit avoir des enroulements secondaires séparés pour alimenter les deux convertisseurs de courant. Le circuit croisé de deux convertisseurs dans un circuit en pont triphasé peut être équipé d'une inductance de circulation plus petite en admettant un certain courant de circulation. De plus, l'ensemble ne nécessite que deux selfs de courant circulant.

Concernant la tension et le courant continu et les conditions de commande. Les relations indiquées pour les composantes antiparallèles sont toujours valables. [10]



Figure(I-14) : Montage croisé de deux convertisseurs de courant en montage en pont triphasé

I.5.3- Etude de courant de circulation

Pour préciser la présence ou l'apparition du courant de circulation nous examinerons le cas de groupe ou bien le montage antiparallèle de deux convertisseurs de courant en montage étoile triphasé.

Pour $I_d < 0$ le courant de charge passe à travers le convertisseur de courant II, tandis que le convertisseur de courant I ne conduit que le courant de circulation (Figure (I-16)).

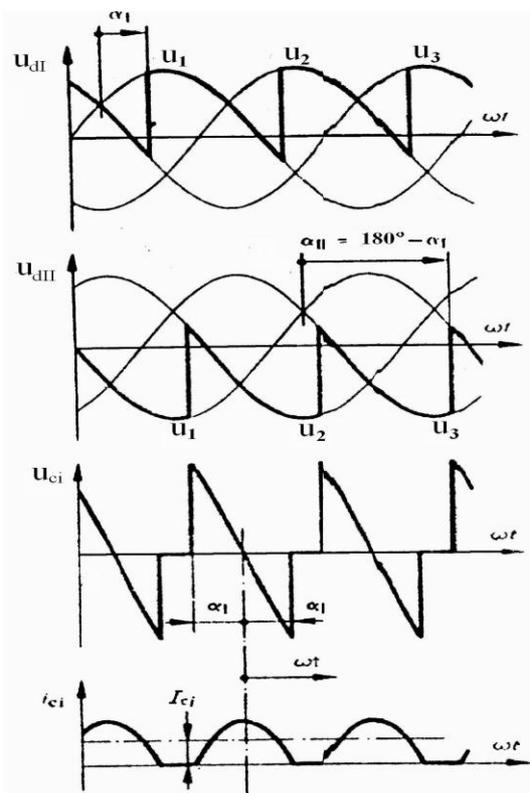
La tension aux bornes des deux selfs de courant est $u_{ci} = u_1 - u_2$ où u_1 et u_2 sont les tensions alternatives des deux phases conduisant momentanément le courant de circulation. En utilisant les deux tensions continues instantanées u_{dI} et u_{dII} , on obtient de manière plus générale pour la tension de circulation :

$$u_{ci} = u_{dI} + u_{dII} \tag{I-6}$$

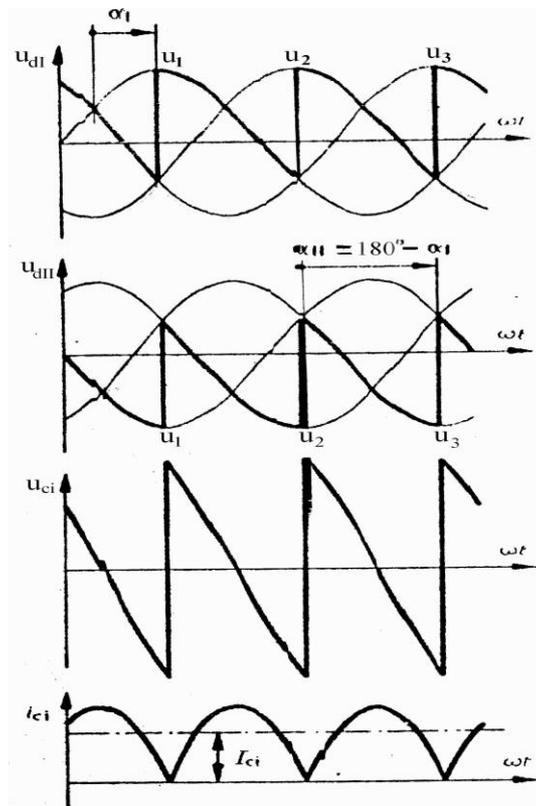
Pour le cas $I_d > 0$ de figure (I-15), la somme des courants $I_d + i_{ci}$ commute du thyristor T_1 au thyristor T_2 et plus tard au thyristor T_3 , selon l'angle de retard d'allumage α_1 . Le courant de circulation i_{ci} passe du thyristor T'_2 à T'_3 et T'_1 , en relation avec l'angle de retard d'allumage α_{II} . [10]

N.B: Le montage antiparallèle de deux ponts triphasés (Figure (I-13)) est caractérisé par la présence de deux courants de circulations, l'un circulant dans les moitiés inférieures des ponts I et II et l'autre dans les moitiés supérieures. Pour chaque courant de circulation, il existe les mêmes conditions que dans le cas de deux montages étoile triphasés.

On prenant comme exemple :



Figure(I-17):Allure des tensions u_{dI}, u_{dII}, u_{ci} et du courant i_{ci} pour montage antiparallèle, Avec $\alpha_I=45^\circ$ et $\alpha_{II}=135^\circ$.

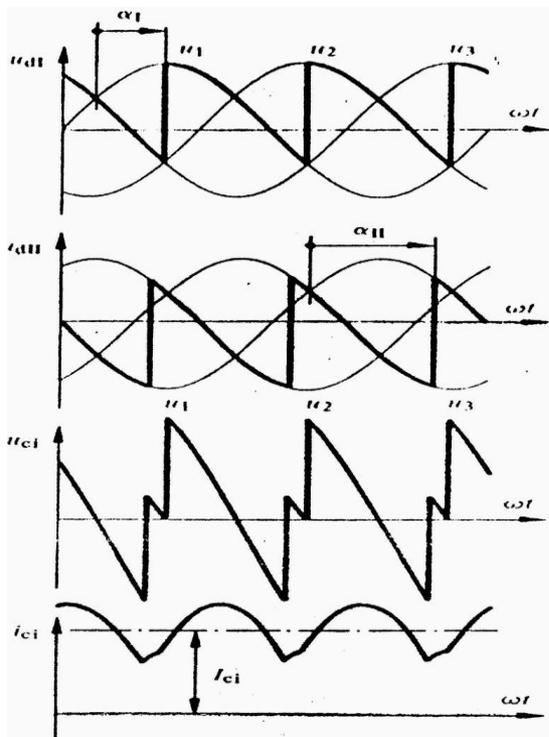


Figure(I-18):Allure des tensions u_{dI}, u_{dII}, u_{ci} et du courant i_{ci} pour montage antiparallèle, Avec $\alpha_I=60^\circ$ et $\alpha_{II}=120^\circ$.

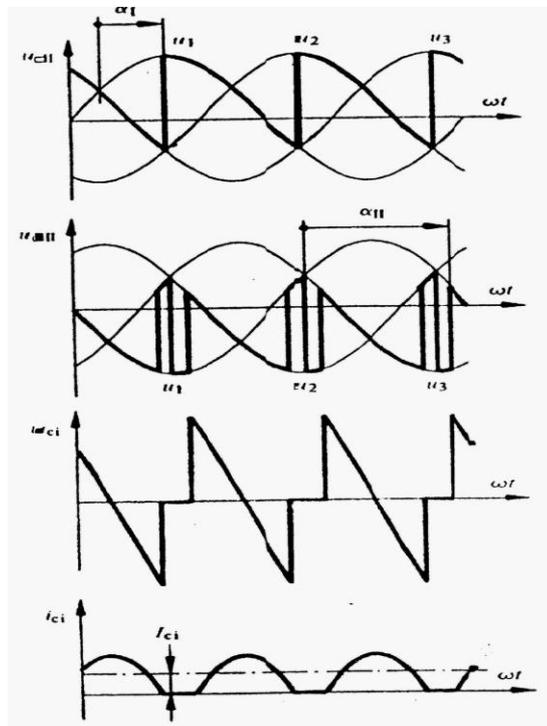
* Pour $\alpha_{II} = 180^\circ - \alpha_I$ n'est pas respecté.

1/ Pour $\alpha_{II} < 180^\circ - \alpha_I$ la tension de circulation u_{ci} présente une composante continue. Cette dernière provoque une composante continue du courant de circulation i_{ci} très prononcée qui est uniquement limitée par les faibles résistances ohmiques dans le circuit. La petite diminution de α_{II} en dessous de la valeur de $180^\circ - \alpha_I$ a pour conséquence de très fort courant de circulation. Ce dernier défavorable.(Figure (I-19))

2/ Si par contre $\alpha_{II} > 180^\circ - \alpha_I$, le courant de circulation devient intermittent et sa valeur moyenne diminue. La tension du convertisseur de courant fournissant le courant continu I_d à la charge. De cette manière, la condition de l'égalité des valeurs moyennes $u_{dI} = -u_{dII}$ est respectée. Ce régime de fonctionnement est possible pour réduire le courant de circulation [9]. (Figure (I-20))



Figure(I-19):Allure des tensions u_{dI}, u_{dII}, u_{ci} et du courant i_{ci} pour montage antiparallèle, Avec $\alpha_I=60^\circ$ et $\alpha_{II}=105^\circ$. ($\alpha_I+\alpha_{II}<180^\circ$)



Figure(I-20):Allure des tensions u_{dI}, u_{dII}, u_{ci} et du courant i_{ci} pour montage antiparallèle, avec $\alpha_I=60^\circ$ et $\alpha_{II}=135^\circ$. ($\alpha_I+\alpha_{II}>180^\circ$)

I.5.4- Réglage avec courant de circulation

Le schéma fonctionnel de la figure (I-17) montre un circuit accordé pour un convertisseur de courant bidirectionnel fonctionnant avec un courant de circulation. Un convertisseur de courant bidirectionnel 1 est représenté schématiquement. Celui-ci peut être monté en antiparallèle ou en croix et se compose de deux convertisseurs de courant I et II. Chaque

convertisseur de courant est commandé par des moyens de commande de grille 2a et 2b, qui sont influencés par les tensions de commande u_{cmI} et u_{cmII} des régulateurs 3a et 3b. Les différences entre les valeurs de consigne et réelles de ces courants de processus sont i_{Ic} , i_{dI} et i_{IIc} , i_{dII} , respectivement. Les valeurs réelles sont mesurées à l'aide des appareils de mesure 4a et 4b. Pour les transformateurs de courant dans les circuits en pont, le courant continu peut être mesuré du côté alternatif via des transformateurs et des redresseurs de courant ordinaires.

Les deux générateurs de fonctions non linéaires 5a et 5b donnent les valeurs de consigne i_{Ic} et i_{IIc} pour chaque courant respectivement en fonction de la valeur de consigne i_c qui est la consigne globale pour le courant continu fourni par le convertisseur de courant bidirectionnel à virgule fixe. Les caractéristiques non linéaires ont une vitesse telle qu'elles prescrivent un courant continu augmenté d'un courant circulant vers un convertisseur de courant et uniquement un courant circulant vers l'autre convertisseur de courant, selon la polarité de la valeur de consigne globale i_c . Ainsi, ce composant représente un cas particulier de fonctions non linéaires imposant un point de fonctionnement.

Les deux circuits de réglage règlent les courants sur les valeurs de consigne correspondantes. Ainsi, un contrôle du courant de circulation et un passage continu par zéro du courant lors du changement de polarité de ce dernier sont assurés. Il faut remarquer que les deux circuits de réglage sont couplés par le circuit de circulation de convertisseur de courant bidirectionnel. [11]

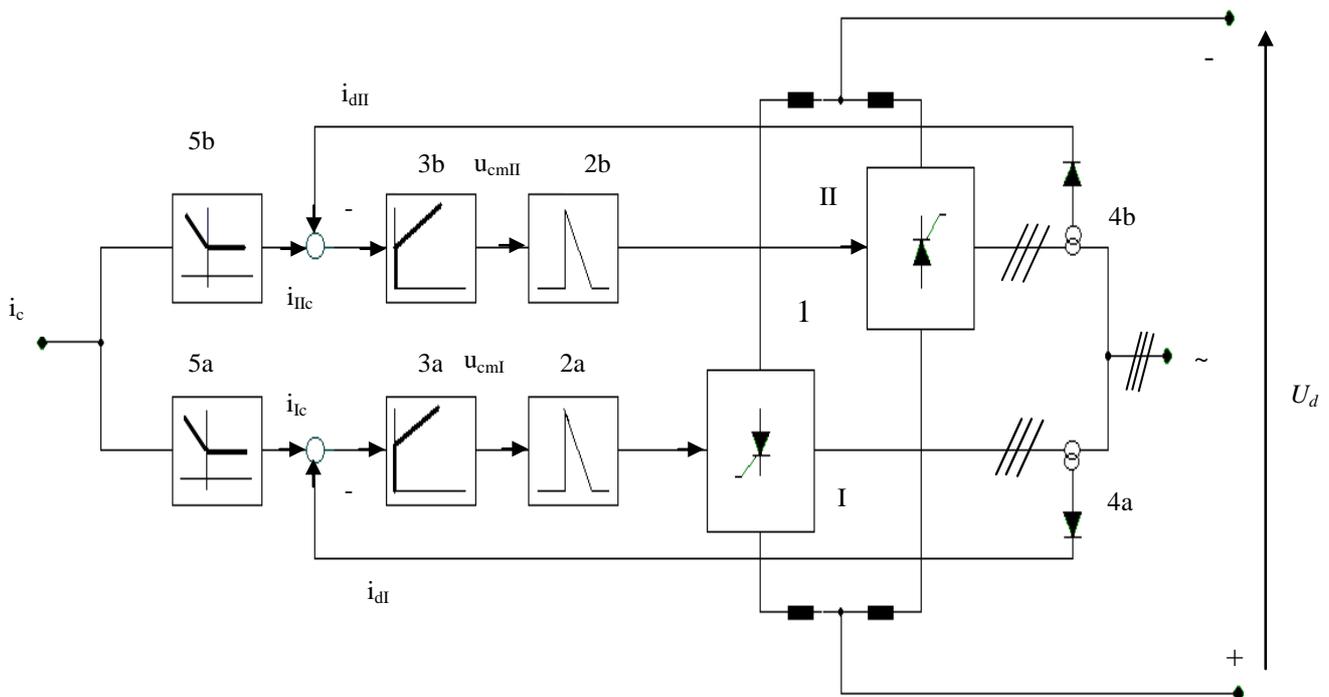


Figure (I-21) : Réglage d'un convertisseur de courant bidirectionnel avec courant de circulation

I.6- ETUDE DU SYSTEME SANS COURANT DE CIRCULATION

I.1.1- Généralités

L'avantage du courant de circulation est d'assurer une caractéristique linéaire aux faibles courants continus (autour de $I_d = 0$). Comme inconvénient, notez qu'un starter est nécessaire pour limiter le courant de circulation. De plus, l'angle de retard à l'allumage du convertisseur fonctionnant en redresseur ne peut être inférieur à $\alpha = 30^\circ$. La valeur maximale de la tension continue fournie par ces composants est donc limitée par cette valeur de α . Cette limitation de l'angle de retard à l'allumage conduit également à une augmentation de la puissance réactive absorbée par le convertisseur. L'élimination des courants de circulation pour les appareils à haute puissance est souhaitable. Pour cela, les impulsions doivent être complètement bloquées vers la grille du convertisseur qui ne conduit pas le courant de charge I_d .

Si le courant de circulation est empêché par le blocage d'un convertisseur de courant, les selfs de courant de circulation peuvent être éliminés. De plus, le convertisseur de courant fonctionnant en redresseur peut être commandé avec un angle de retard d'allumage allant jusqu'à $\alpha = 0$. Ainsi on augmente la valeur maximale de la tension continue et la consommation en puissance réactive se réduit. [10]

I.6.2- Les montages utilisés

Pour le fonctionnement sans courant de circulation, on peut utiliser les montages: Le Montage antiparallèle et le montage croisé (évidemment sans selfs de limitation du courant de circulation).

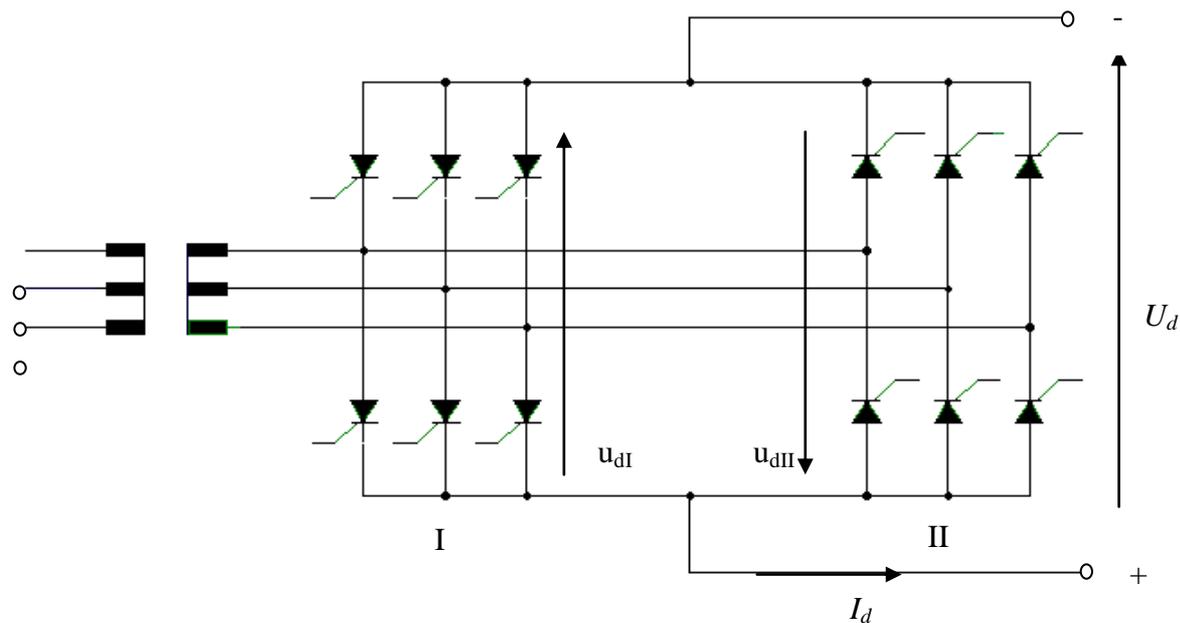


Figure (I -22) : Montage antiparallèle

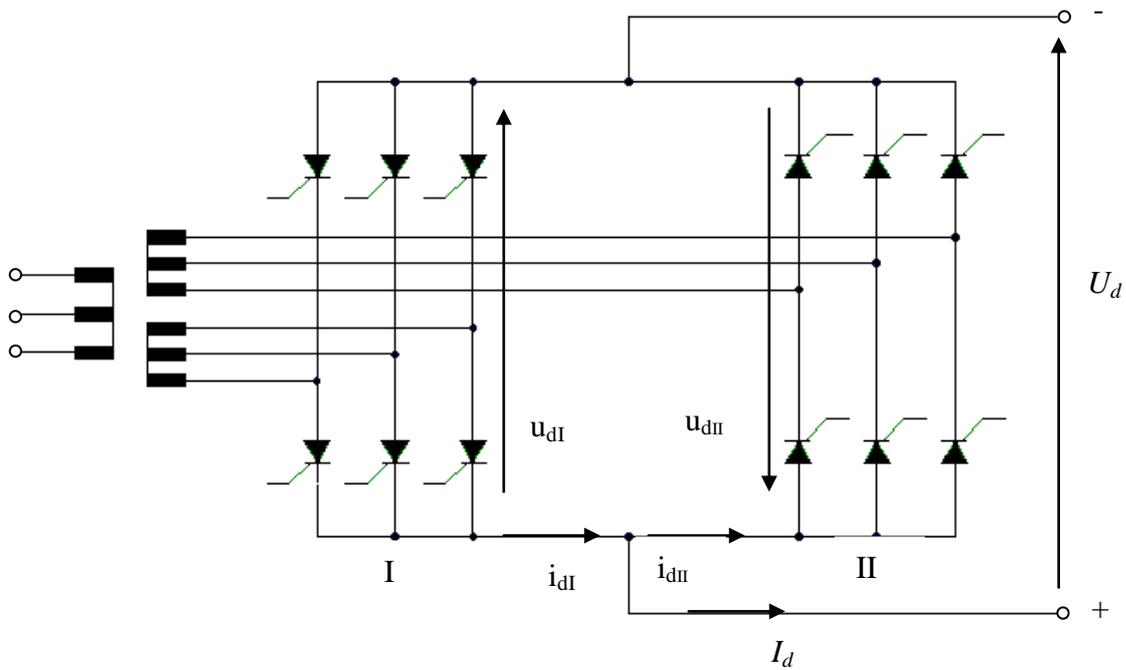


Figure (I -23) : montage croisé

Il existe un autre montage très avantageux pour ce mode de fonctionnement c'est le montage antiparallèle des thyristors. se distingue par le fait que dans chaque branche d'un convertisseur de courant, se trouvent deux thyristors montés directement en antiparallèle (tête bêche) comme illustré à la figure suivante.

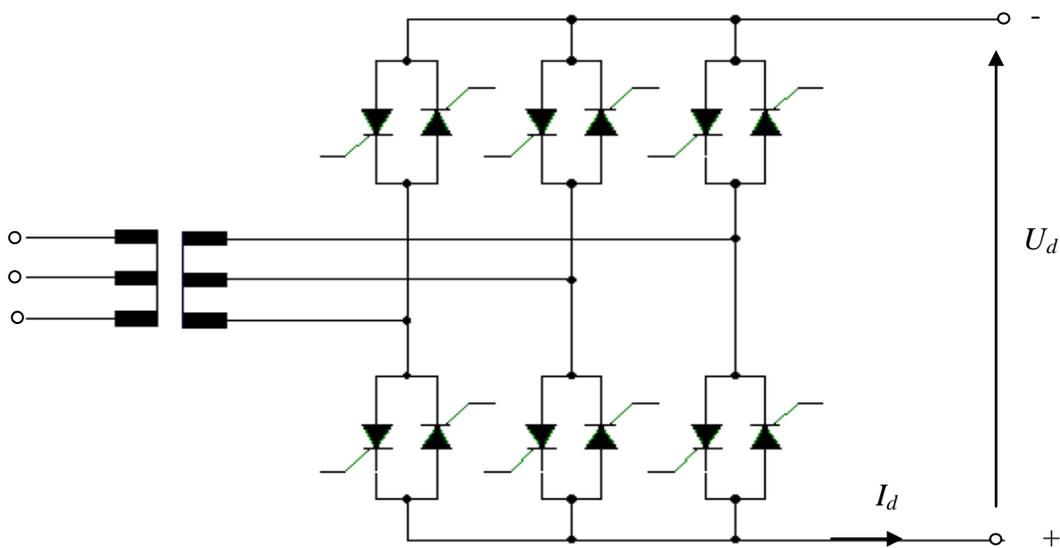


Figure (I -24) : montage antiparallèle des thyristors ,montage en pont triphasé

I.6.3- Inversion du courant

Il faut remarquer le comportement discontinu des caractéristiques de charge au voisinage de $I_d=0$. Pour le suivre une inversion du courant I_d on peut reprendre les caractéristiques $U_d(I_d)$ présentées à la figure (I-25)

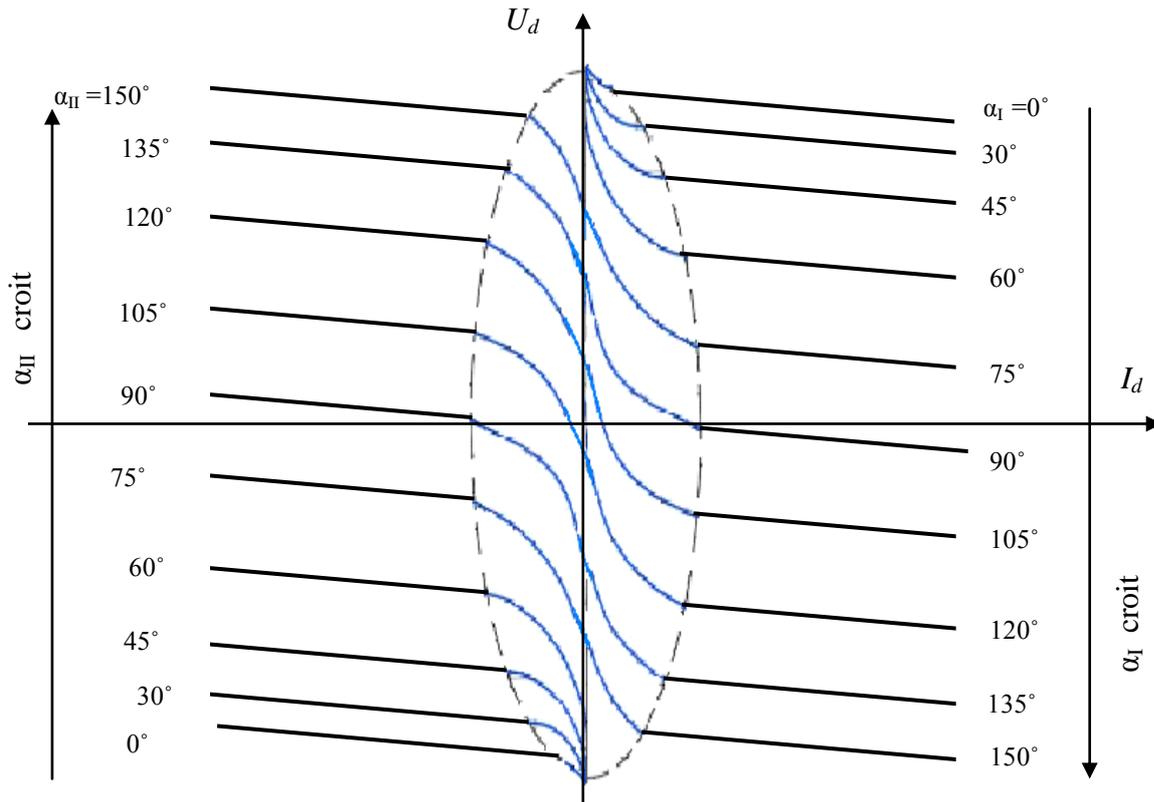


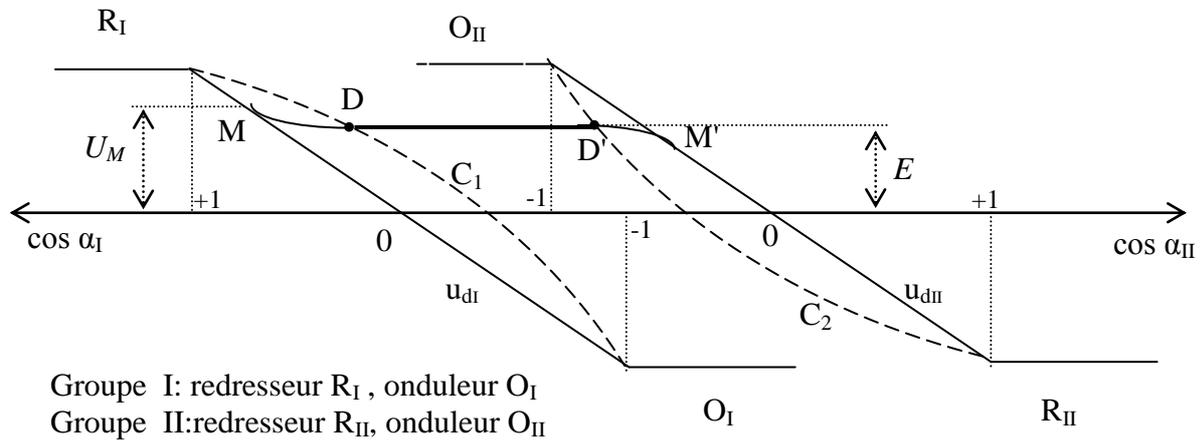
Figure (I- 25) :caractéristique de charge d'un convertisseur de courant bidirectionnel sans courant de circulation

Pour supprimer la circulation de courant entre les deux groupes redresseur -onduleur, deux procédés peuvent être utilisés :

- 1 - Montage à bande morte ou zone morte .
- 2 – Montage à logique d'inversion ou logique de basculement.

I.6.4- Montage à bande morte ou zone morte

Les thyristors des deux ponts reçoivent en permanence leurs signaux de déblocage, mais on supprime les courants de circulation en rendant unidirectionnelle la différence $u_{dI} + u_{dII}$ des tensions u_{dI} et $-u_{dII}$ que tendent à fournir les deux ponts. Pour cela il suffit, quand un pont est conducteur, de commander les redresseurs de l'autre avec un retard α égale à 180° . Quand le pont I conduit, on prend $\alpha_{II}=180^\circ$, aucun redresseur du pont II ne peut conduire car, $(-u_{dII})$ étant toujours supérieure ou égale à u_{dI} , le courant i_{dII} devrait être négatif . De même quand le moteur reçoit son courant du pont II, on prend α_I égale à 180° [7].



Figure(I- 26) : Evolution de la tension aux bornes d'un redresseur-onduleur à réversibilité à bande morte en fonction de $\cos \alpha$.

La figure (I-26) représenté le montage sans courant de circulation. Les valeurs de $\cos \alpha I$ et $\cos \alpha II$ pour chacun des deux groupes sont portées de part et d'autre de l'axe des abscisses. Les caractéristiques des tensions moyennes (u_{dI} et u_{dII}) des deux groupes sont bien mentionnées. E représente la valeur de la force contre-électromotrice du moteur. La tension fournie par le redresseur au point de fonctionnement M est U_M telle que :

$$U_M = E + R_a I_d \tag{I-7}$$

Cette figure explique le fonctionnement des composants de courant circulant sans zone morte, les pointillés représentent les limites de débit pour les deux groupes : pour le groupe I, à droite de la courbe C1, le courant est nul ; il s'accumule d'abord de manière discontinue vers la gauche de cette courbe. Pour le deuxième groupe, la conclusion est la même mais inversée : le courant n'apparaît qu'à droite de la courbe limite C2, d'abord en régime discontinu.

Si le groupe I est un redresseur, la réduction du $\cos \alpha I$ va réduire la tension de U_M à E et le courant moteur s'annule au point D de la courbe limite C1 (on suppose que, pendant le passage de U_M à E, la vitesse du moteur n'a pas eu le temps de changer). Pour effectuer le freinage de la machine, il faut obtenir le groupe II en fonctionnement onduleur, c'est-à-dire régler le $\cos \alpha II$ entre -1 et 0, pour atteindre le point D', marquant le début de la conduction du groupe II (en régime discontinu) et enfin le point de fonctionnement M' est atteint. [9]

I.6.5- Montages à logique d'inversion ou de basculement

Lors de l'observation, il a été découvert que toute tentative d'étouffer le flux de courant dans un circuit entraîne un retard dans la réponse du système. Alternativement, pour contourner ce problème, un seul groupe devrait diriger à un moment donné. Ce choix est déterminé par un circuit logique d'inversion qui reçoit des données pertinentes telles que la référence de courant, le signe de courant I_d et la vitesse.

La garantie de conduction ou de blocage d'un groupe est rendue possible par l'utilisation d'impulsions de gâchette des thyristors, qui peuvent être soit appliquées, soit supprimées. La transition d'un groupe à l'autre s'effectue par un processus en quatre étapes, comme illustré à la figure (I-27).

Le courant de charge est annulé puis vérifié pour annulation. Le groupe électrogène fonctionne comme un onduleur. Les informations sur le courant nul sont obtenues à partir d'un capteur qui détecte le courant;

que la suppression des impulsions de commande des thyristors peut être un problème important en électronique de puissance. Ce problème peut provoquer des interférences et du bruit, ce qui peut entraîner un dysfonctionnement de l'équipement électronique et même une panne du système d'alimentation. Par conséquent, la mise en œuvre de mesures pour empêcher la suppression des impulsions de commande des thyristors est cruciale.

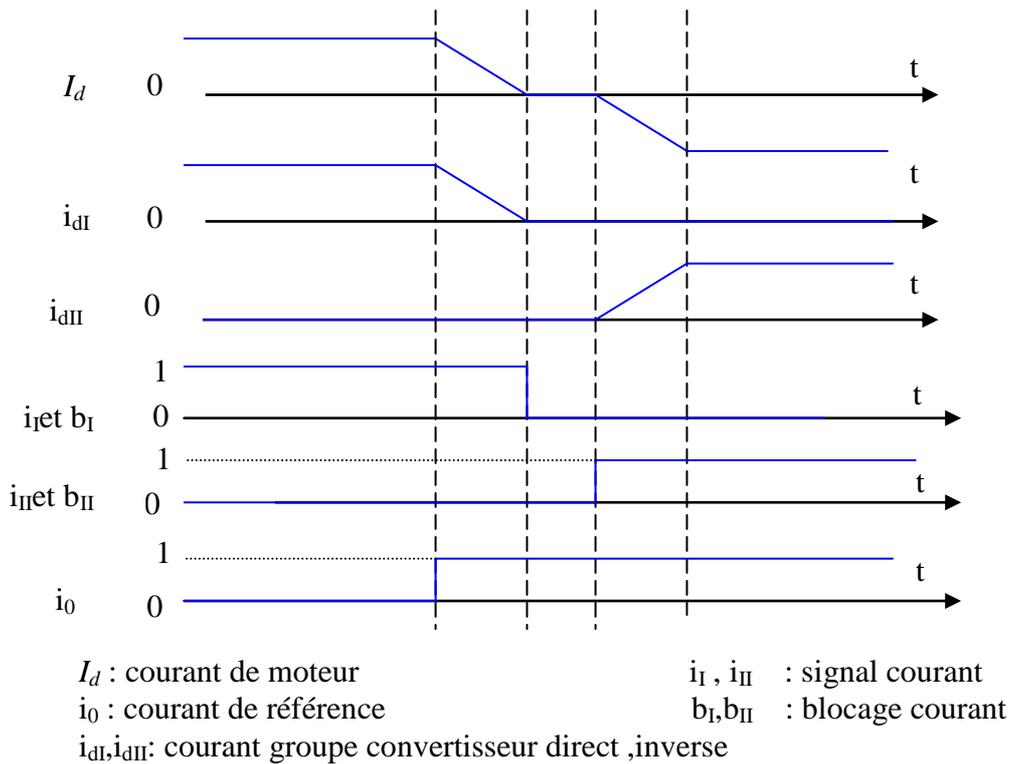
Le phénomène connu sous le nom de "défaut de reconnexion" se produit lors du fonctionnement continu des groupes d'onduleurs lorsque les impulsions de grille sont absentes.

Détecter le zéro de courant avec précision et exactitude représente un défi pour les capteurs. Cependant, un état discontinu est atteint à un certain seuil de courant, permettant la suppression des impulsions sans défaut. Pour référence, le zéro de courant est détecté à 0,01 fois le courant nominal ($0,01 I_{dn}$);

Temporisation au déblocage de l'autre groupe. Suppression des impulsions ne veut pas dire désamorçages. Il est donc impératif d'attendre le désamorçage naturel du ou des thyristors avant de débloquent l'autre groupe. Ne pas le faire pourrait entraîner un court-circuit entre les phases, provoquant une conduction entre les ponts.

Cette attente de sécurité doit être au moins égale au retard statistique du montage T_p / P ; la temporisation théorique est, ici, de $20 / 6 = 3.33$ ms. En pratique, on prend 4 ms au minimum pour plus de sécurité.

Déblocage de l'autre groupe. Ce déblocage consiste à assurer la présence des impulsions de commande sur les groupes qui étaient initialement bloqués et qui vont maintenant prendre le contrôle du courant demandé par le système. [9]



Figure(I- 27) : Diagramme de fonctionnement de la logique d'inversion

I.6.6- Réglage et contrôle sans courant de circulation

Les convertisseurs de courant bidirectionnels fonctionnant sans courant de circulation nécessitent un blocage sûr de l'un ou l'autre des deux convertisseurs de courant. Dans ce but, on doit utiliser une combinaison entre un circuit de réglage analogique et une commande digitale. Un montage possible est représenté à la figure (I-28) Par un schéma de principe.

Les deux convertisseurs de courant I et II du convertisseur de courant bidirectionnel I sont contrôlés séparément par deux dispositifs de commande des gâchettes 2a et 2b. Les impulsions d'allumage de ces derniers peuvent être bloquées par des signaux logiques b_I et b_{II} . Le signal b_I ou b_{II} égal à zéro "0" bloque les impulsions d'allumage, tandis que le signal "1" libère ces impulsions d'allumage.

Un régulateur 3 (régulateur de courant) fournit la tension de commande U_{cm} aux deux dispositifs de commande de gâchettes. Ce régulateur est influencé par la différence entre la valeur de consigne i'_c et la valeur absolue $|I_d|$ du courant continu fourni par le convertisseur de courant bidirectionnel. Le courant est mesuré par des transformateurs de courant 4 suivis d'un redresseur situé sur les lignes d'alimentation au coté alternatif du convertisseur de courant bidirectionnel. Ce signal, par conséquent, n'indique pas la polarité du courant continu, mais seulement sa valeur absolue.

La valeur de consigne i'_c dépend de l'état des commutateurs de signaux analogiques 5a, 5b et 5c. Elle est fonction de la valeur de consigne i_c qui prescrit la valeur du courant continu et sa polarité. Les signaux logiques c_1 , c_2 et c_3 égaux à "1" bloquent les commutateurs de signaux analogiques, tandis qu'un signal "0" laisse passer le signal analogique. Si seul le commutateur 5a est enclenché, on a $i'_c = i_c$, tandis que le commutateur 5b seul et enclenché on a $i'_c = -i_c$, car l'amplificateur inverseur 6 change le signe de la valeur de consigne. Enfin, si seul le commutateur 5c est enclenché, la valeur de consigne i'_c est bloquée et le signal composé de la différence entre $-|U_d|$ et U_{cm} est appliquée à l'entrée du régulateur 3. Il faut remarquer qu'à cet état de commutation, le signal $|I_d|$ est nul, car les deux convertisseurs de courant I et II sont bloqués par b_I et b_{II} égaux à zéro. On impose ainsi une valeur initiale à la composante intégrale du régulateur 3 et par conséquent à la tension de commande U_{cm} . Dans ce but, il faut tenir compte d'une pondération entre $-|U_d|$ et U_{cm} , de sorte que $U_{cm} = -|U_d|/u_{d0}$, où u_{d0} est la tension continue maximale (en grandeurs relatives) du convertisseur de courant bidirectionnel. La justification d'imposer par $-|U_d|$ une valeur négative à U_{cm} , est donnée au paragraphe suivant.

Le signal $|U_d|$ est donnée par la tension continue du convertisseur de courant bidirectionnel. Cette dernière est mesurée par le transformateur de tension continue 8, qui ne délivre que la valeur absolue de la tension continue.

Enfin, le dispositif logique 7 produit les signaux de blocage b_I et b_{II} pour les dispositifs de commande des gâchettes, ainsi que les signaux de commande c_1 , c_2 et c_3 pour les commutateurs de signaux analogiques [11].

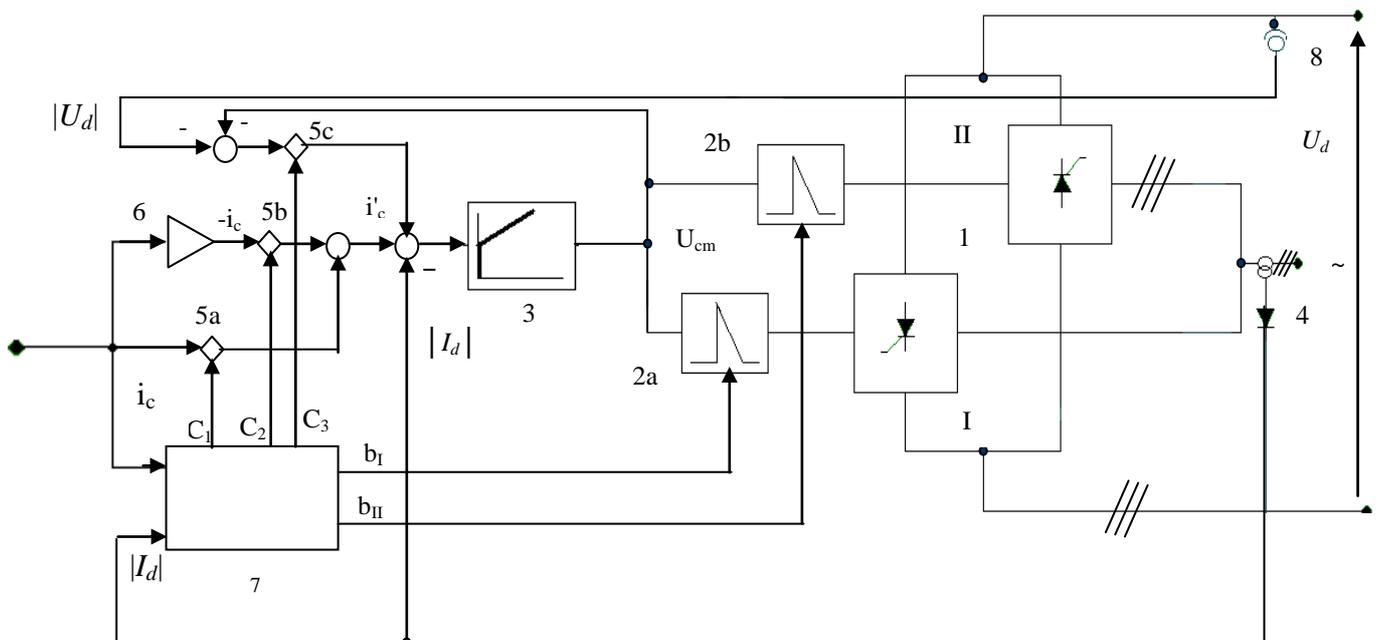


Figure (I-28) : Réglage et contrôle d'un convertisseur de courant bidirectionnel sans courant de circulation

I.7 – CONCLUSION

A travers l'étude de ces deux cas, nous avons constaté que le convertisseur-moteur statique est supérieur au Groupe Ward Léonard en termes de rentabilité et de retour économique, ce qui ne veut pas dire que Le Groupe Ward Léonard est abandonné mais tout simplement qu'il présente sur le bilan les meilleures performances qu'il faudra s'efforcer d'atteindre par des procédés électroniques.

Et nous avons étudié les deux systèmes de convertisseurs de courant bidirectionnels : avec courant circulant et sans courant circulant.

Bien que le système de courant de circulation ait l'avantage de fournir une fonction linéaire pour les courants continus faibles (au voisinage de $I_d = 0$). Mais le système sans courant circulant est plus avantageux en raison de l'absence de pouvoir réactif (car l'élimination des inductances). En plus l'angle de retard d'allumage du convertisseur de courant travaillant comme redresseur peut être inférieur à $\alpha = 30^\circ$.

CHAPITRE II :

ASSERVISSEMENT

ET

REGULATION

II.1 - INTRODUCTION

Les entraînements linéaires ou les systèmes en boucle jouent un rôle important dans le monde moderne en raison des exigences croissantes en matière de commande automatique.

La conception d'asservissement et de régulation est une opération très complexe car il y a de nombreux paramètres en jeu. Dans ce chapitre, nous présentons brièvement les connaissances générales relatives à l'étude des systèmes d'asservissement linéaires continus. [12]

II.2 - GENERALITES

II.2.1- Les systèmes de commande

Le terme « système » a pris une connotation vague dans le langage contemporain. Pour clarifier, nous donnerons deux définitions : une qui est abstraite et une autre qui est plus précise dans le contexte de la littérature scientifique.

Un système est composé d'un groupe ou d'une collection d'objets qui sont réunis ou liés de manière à créer une entité ou un ensemble unifié. Il s'agit essentiellement d'un assemblage.

Un ensemble de pièces qui sont reliées entre elles de manière à créer une entité et qui fonctionnent comme une seule est connue sous le nom de système.

Le terme « asservir » est généralement compris comme signifiant l'acte de contrôler, de guider ou de dicter. En amalgamant les définitions précitées, on arrive à :

Un système de contrôle fait référence à un ensemble de parties physiques qui sont liées ou interconnectées les unes aux autres d'une manière qui lui permet de se gouverner, de se gérer ou de se réguler, ou de gérer, de diriger ou de réguler un autre système [13].

III.2.2- Systèmes linéaires continus

Si le lien entre les quantités d'entrée et la quantité ou les quantités de sortie peut être défini par un système d'équations différentielles à coefficients constants, le système physique est considéré comme linéaire.

Si toutes les grandeurs qui le caractérisent sont de nature continu, alors un tel système est dit continu. De plus, les données qui représentent lesdites quantités sont accessibles à tout moment et peuvent contenir n'importe quelle valeur dans entre deux limites.

La modification de la sortie y par l'entrée x est un principe fondamental qui s'applique à tous les systèmes physiques. Cependant, la relation entre l'entrée et la sortie est compliquée par divers facteurs, tels que l'environnement du processus et la variabilité des paramètres internes. Ces facteurs rendent difficile l'établissement d'une relation claire de cause à effet entre les intrants et les extrants.

La représentation de tout processus physique se fera inévitablement à travers son modèle correspondant, qui est la loi qui prédit le plus précisément son comportement. Pour mieux

appréhender ces processus, leur examen est mené à travers deux aspects pratiques, à savoir l'aspect statique qui concerne l'étude des systèmes asservis en mode régulation (entrée fixe), et l'aspect dynamique qui s'étudie par les notions de précision dynamique, de rapidité et de stabilité. [14]

II.2.3- Fonction de transfert d'un système.

En pratique, la majorité des systèmes peuvent se ramener à une structure équivalente à celle représentée à la figure (II-1).

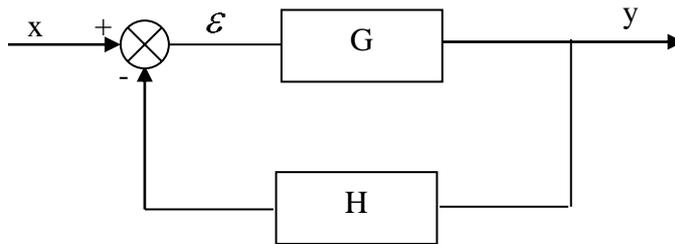


Figure (II-1) : Structure équivalente d'un système en boucle fermée

$$y = G \varepsilon \quad (\text{II-1})$$

$$\varepsilon = x - Hy \quad (\text{II-2})$$

ce qui se réduit à :

$$\frac{y}{x} = \frac{G}{1 + GH} \quad (\text{II-3})$$

L'équation (II-3) représente la transmittance entre les grandeurs x et y.

Il est intéressant de représenter un système linéaire par un schéma qui soit équivalent aux équations qui le régissent. Pour cela, il suffit, de représenter les variables sur des branches de schéma et les fonctions de transfert par des blocs comme il a été montré dans la figure (II-1).

III.3- SYSTEME DE COMMANDE ASSERVI

En premier lieu, nous allons définir quelques notions de fonction de transfert en boucle ouverte, en boucle fermée. Réaliser une contre-réaction ou un retour ou un "feedback": réagir en fonction de ce qui est réalisé, sachant ce qui est exigé. Un système est en boucle ouverte lorsque la commande est élaborée sans l'aide de la connaissance des grandeurs de sortie : il n'y a pas de feedback. Dans le cas contraire, le système est dit en boucle fermée.

II.3.1- Système en boucle fermée

De façon générale, pour déterminer une fonction de transfert en boucle fermée, on essaiera de se ramener au schéma bloc suivant :

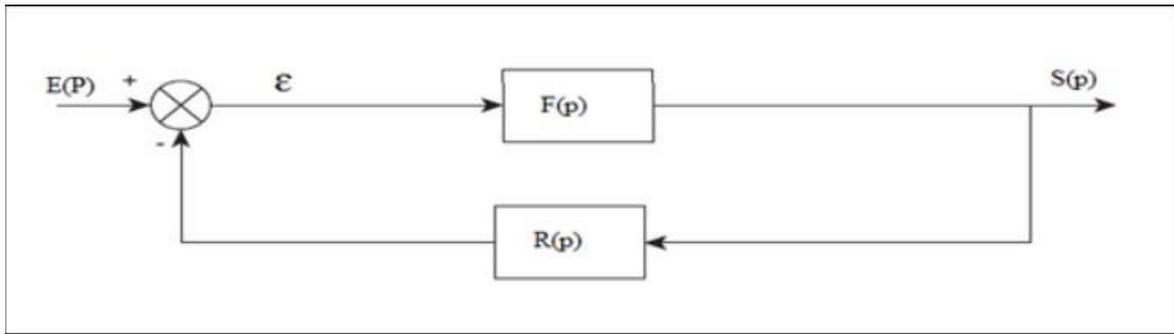


Figure (II-2) : schéma bloc (boucle fermée)

$F(p)$ représente la fonction de transfert (transmittance) de la chaîne directe. $R(p)$ représente la fonction de transfert (transmittance) de la chaîne de retour. Le transfert global (boucle fermée) est :

$$H_{BF} = \frac{S(p)}{E(p)}$$

$$S(p) = F(p)\varepsilon(p) = F(p)[E(p) - S'(p)]$$

$$\text{Avec : } S'(p) = R(p)S(p)$$

$$\text{D'où : } S(p)[1 + R(p)F(p)] = F(p)E(p)$$

$$H_{BF}(p) = \frac{F(p)}{1 + F(p)R(p)}$$

$H_{BF}(p)$ est la fonction de transfert en boucle fermée qu'on notera FTBF. [15]

La boucle fermée permet de :

- stabiliser un système instable en BO
- compenser les perturbations externes
- compenser les incertitudes internes au processus lui-même

II.3.2- Système en boucle ouverte

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) correspond à l'ouverture de la boucle, soit sa coupure au niveau du comparateur. Donc, on ouvre la boucle de retour. La sortie prise dans ce cas est $S'(p)$. La fonction de transfert en boucle ouverte est le rapport entre l'image de la sortie $S'(p)$ (la mesure) et l'écart $\varepsilon(p) = E(p)$: [15]



Figure (II-3): schéma bloc (boucle ouverte)

$$H_{BO}(p) = \frac{S'(p)}{\varepsilon(p)} = F(p)R(p)$$

On remarque ainsi, que la fonction de transfert on boucle fermée devient :

$$FTBF = \frac{\text{fonction de transfert de la chaîne directe}}{1 + \text{fonction de transfert en boucle ouverte}}$$

$$H_{BF}(p) = \frac{F(p)}{1 + H_{BO}(p)}$$

Pour un système à retour unitaire :



Figure (II-4) : Schéma bloc (boucle à retour unitaire)

$$H_{BF}(p) = \frac{F(p)}{1 + F(p)} = \frac{\text{fonction de transfert de la chaîne directe}}{1 + H_{BO}(p)}$$

La FTBO est importante pour l'étude d'un système asservi. Son analyse spectrale (diagramme de Bode) va nous permettre d'établir les performances temporelles (précision, rapidité et amortissement) du système en boucle fermée.

II.4- ORGANISATION FONCTIONNELLE D'UN SYSTEME ASSERVI QUELCONQUE

A la lumière de la définition précédente, du système de commande, il est possible de mettre en évidence des éléments que l'on retrouve dans le schéma fonctionnel des systèmes asservis ou, une grandeur de sortie est commandée par l'intermédiaire d'une chaîne directe ou chaîne d'action ; l'entrée de celle-ci est la différence entre un signal élaboré à partir du signal d'entrée, et un signal de retour élaboré à partir du signal de sortie, par le canal d'une chaîne de retour ou chaîne de réaction. On symbolise ce comportement par le schéma de la figure (II-5) suivante :

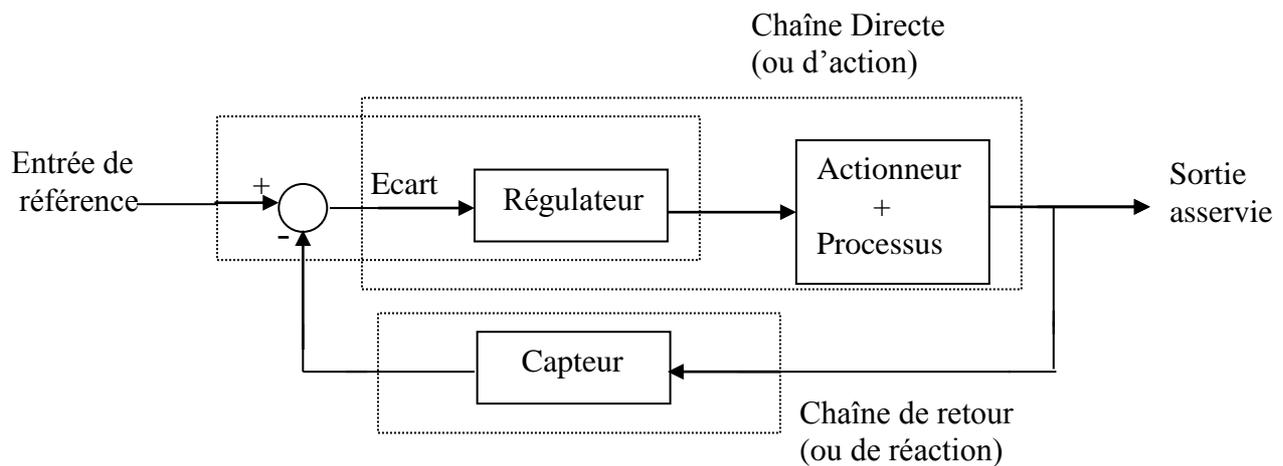


Figure (II-5) : Chaînes et éléments fondamentaux d'un asservissement

Les systèmes asservis de commande possèdent un certain nombre d'éléments que l'on retrouve dans tous les systèmes bouclés, parmi les quels :

1- Capteur : Un capteur est un organe de transformation d'une grandeur physique en une autre. Il contrôle la grandeur asservie et en rend compte au régulateur. Il doit en donner une image fidèle. Sa sensibilité impose les limites de la précision de l'asservissement.

2- Actionneur : C'est l'élément qui commande le système à asservir. Il travaille souvent à Puissance élevée. Il maîtrise la puissance à fournir au processus à partir du signal issu du régulateur.

3- Régulateur : il élabore un signal de commande à partir de l'écart entre l'entrée et la mesure et permet d'améliorer les performances du système [14].

II.5- REGULATION

II.5.1- Définition

Pour effectuer un certain travail avec des performances données, le système doit être asservi. Le premier rôle de régulateur d'un système de régulation est d'obliger la ou les grandeurs asservies (sortie de 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'entrées du système (référence) et de perturbations. [16]

Généralement les systèmes de commande sont à boucle fermée qui consiste en une commande à rétro-action puisque c'est le moyen le plus commode de réaliser les relations désirées entre l'entrée et la sortie des systèmes, ce qui permet une compensation interne des imprécisions et les dérivées des caractéristiques du système.[17 , 18]

II.5.2- Fonction d'un régulateur

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

- a) **Limitation de grandeurs critiques** : Comme le courant ou la tension d'induit ; si la valeur limite de la variable secondaire est atteinte, le système de régulation abandonne le contrôle de la variable primaire et se consacre à la surveillance de la variable secondaire, en la maintenant à sa valeur de limitation.
- b) **Commande précise des variables** : De façon à éviter une rapidité excessive dans leurs évolutions; par exemple, le contrôle du gradient de courant dans un induit est une nécessité pour obtenir une bonne commutation.
- c) **Transfert sans à-coup d'un mode de commande à un autre** : Ainsi la commutation de la régulation de vitesse avec limitation de courant à la régulation du courant doit se faire sans brutalité ;
- d) **Ajustement et optimisation aisées d'une boucle de commande** : Indépendamment des autres ; cela est indispensable pour la période de mise en service, et aussi dans le cas où l'on serait amené à changer un régulateur, ou même à modifier ses fonctions. [19]

II.5.3- Les régulateurs (correcteurs)

Nous avons vu que les systèmes asservis peuvent présenter des défauts , tel que : une précision insuffisante, une mauvaise stabilité, un temps de réponse trop lent, un dépassement trop important. Il est donc souvent nécessaire d'intégrer dans le système asservi un réseau correcteur , dont l'objectif est d'améliorer un ou plusieurs de ces différents paramètres .

Le correcteur permet alors d'améliorer les caractéristiques de précision, de stabilité et de rapidité du système et il est nécessaire de l'introduire dans la boucle de commande [14] .

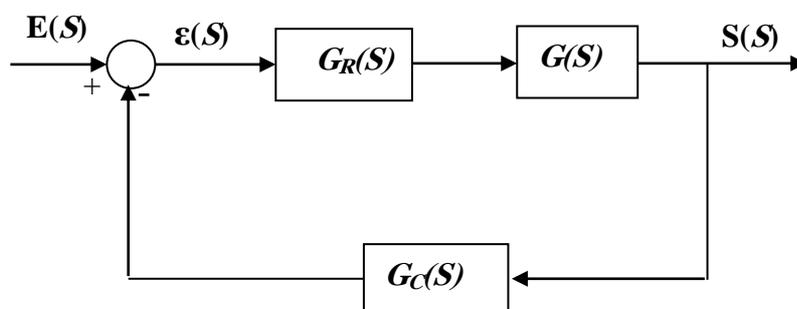


Figure (II-6) : Commande d'un système avec correcteur

II.5.4- Les Différents régulateurs

II.5.4.1- Régulateur Proportionnel .[P]

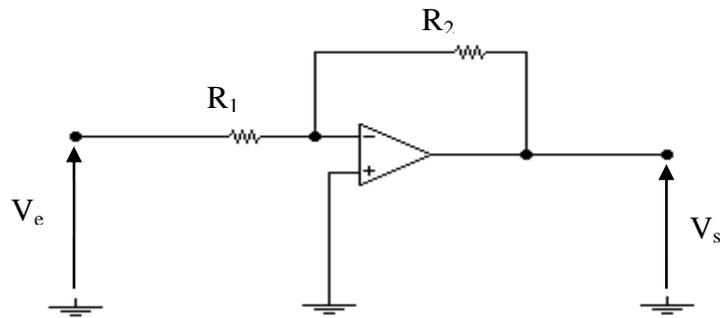


Figure (II-7) : Régulateur Proportionnel .[P]

La fonction de transfert de ce régulateur s'écrit :

$$\left. \begin{array}{l} Z_1 = R_1 \\ Z_2 = R_2 \end{array} \right\} \Rightarrow G_R(S) = -\frac{V_s(S)}{V_e(S)} = \frac{R_2}{R_1} = K_p \quad (\text{II-4})$$

Un tel régulateur effectue l'opération de multiplication du signal de sortie par coefficient K_p , de plus il inverse le signal à la sortie. Sa réponse indicielle est représentée sur la figure suivante [14] :

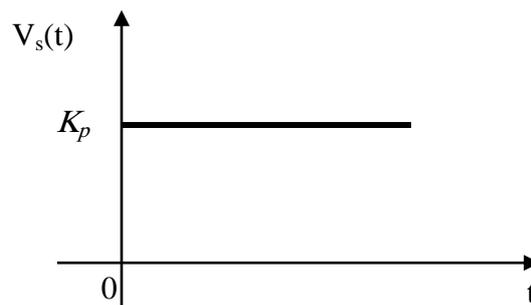


Figure (II-8): La réponse indicielle

En régime Statique diminue l'écart si K_p est élevé et en régime dynamique, il augmente la rapidité tant que le système n'est pas trop oscillatoire.

III.5.4.2- Régulateur intégrale .[I]

Le signal de sortie est proportionnel à l'intégral du signal d'entrée (erreur).

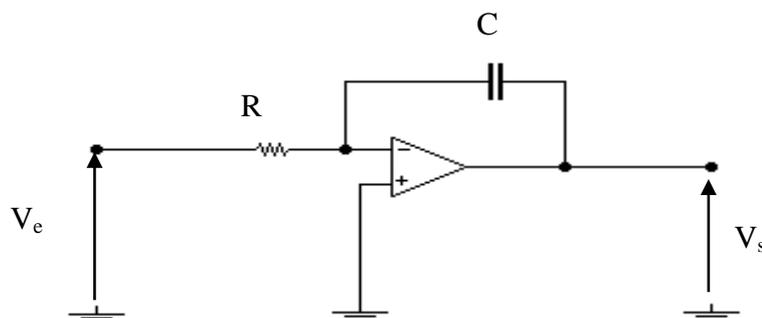


Figure (II-9): Régulateur intégrale [I]

On obtient la fonction de transfert du régulateur .

$$\text{Avec : } \left. \begin{array}{l} Z_1 = R_1 \\ Z_2 = 1/CS \end{array} \right\} \Rightarrow G_R(S) = -\frac{V_s(S)}{V_e(S)} = \frac{1}{RCS}$$

Où :

$$T_i = RC$$

Donc :

$$G_R(S) = \frac{1}{T_i S} \quad (\text{III-5})$$

Où : T_i : est appelée la constante du temps d'intégration.

La réponse indicielle pour intégrateur idéal sera [20] : (Figure (III-10))

$$V_s(t) = \frac{1}{T_i} \int V_e(t) dt$$

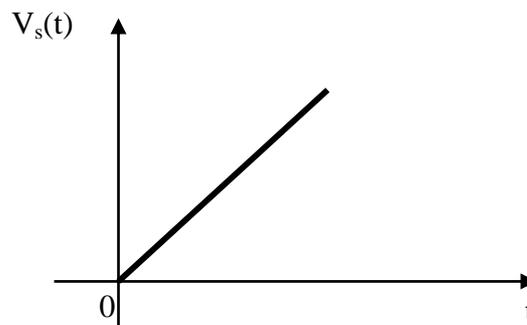


Figure (III-10)

En régime Statique, il élimine l'écart entre consigne et mesure, et en dynamique il diminue la rapidité et augmente l'instabilité du système.

III.5.4.3- Régulateur différentiateur(dérivateur) .[D]

Le signal de sortie est proportionnel à la dérivée du signal d'entrée (erreur) .

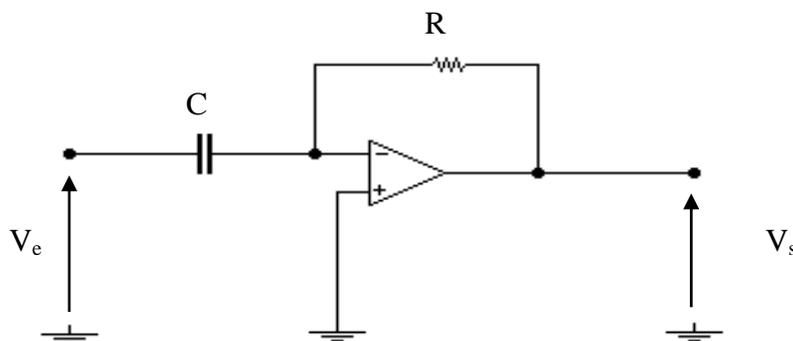


Figure (III-11)

On obtient la fonction de transfert du régulateur .

Avec :

$$\left. \begin{array}{l} Z_1 = 1/CS \\ Z_2 = R \end{array} \right\} \Rightarrow G_R(S) = -\frac{V_s(S)}{V_e(S)} = RCS \quad \text{avec : } T_d = RC$$

Donc :

$$G_R(S) = T_d S \tag{II-6}$$

Où : T_d : constante du temps

La réponse indicielle pour un dérivateur idéal sera : (Figure (II-12))

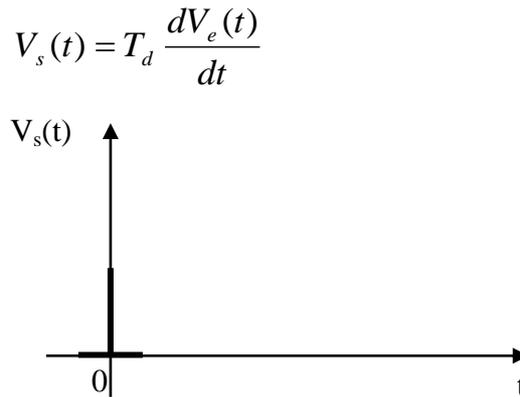


Figure (II-12): La réponse indicielle

Généralement, les actions un intégrale et dérivée ne s'emploient jamais seules mais combinaison avec l'action proportionnelle . [20]

en régime dynamique il améliore la rapidité du système.

II.5.4.4- Régulateur proportionnel-intégral-dérivateur . [PID]

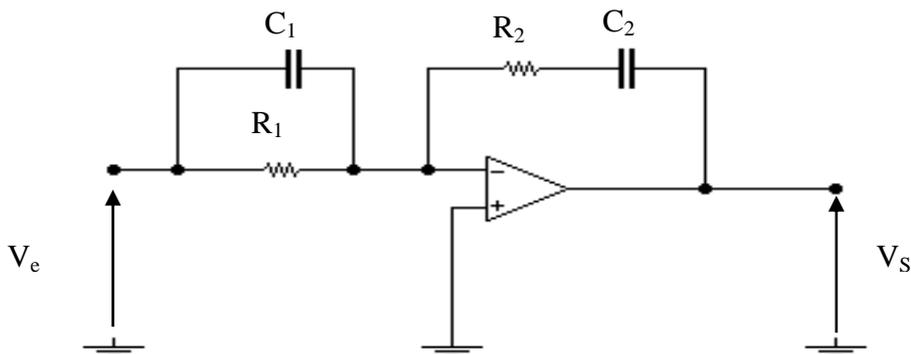


Figure (II-13): Régulateur proportionnel-intégral-dérivateur . [PID]

La fonction de ce régulateur s'écrit :

$$\left. \begin{array}{l} Z_1 = \frac{1}{1 + R_1 C_1 S} \\ Z_2 = \frac{1 + R_2 C_2 S}{C_2 S} \end{array} \right\} \Rightarrow G_R(S) = -\frac{V_s(S)}{V_e(S)} = \frac{(1 + R_2 C_2)(1 + R_1 C_1 S)}{R_1 C_2 S}$$

$$G_R(S) = \frac{R_1 C_2 + R_1 C_1}{R_1 C_2} + R_2 C_1 S + \frac{1}{R_1 C_2 S}$$

où : $K_p = \frac{R_2 C_2 + R_1 C_1}{R_1 C_2}$: gain

$\left. \begin{matrix} R_2 C_1 = T_d \\ R_1 C_2 = T_i \end{matrix} \right\} \rightarrow$ Représentent les constantes du temps

Finalement la fonction de transfert s'écrit :

$$G_R(S) = K_p + \frac{1}{T_i S} + T_d S \tag{II.7}$$

La réponse indicielle d'un régulateur PID est représentée sur la figure suivante [20].

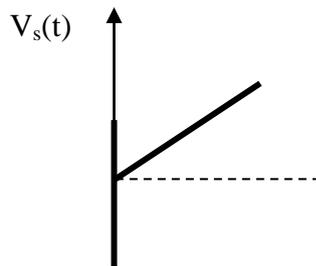


Figure (III-14): La réponse indicielle d'un régulateur PID

II.5.4.5- Régulateur proportionnel-dérivateur .[PD]

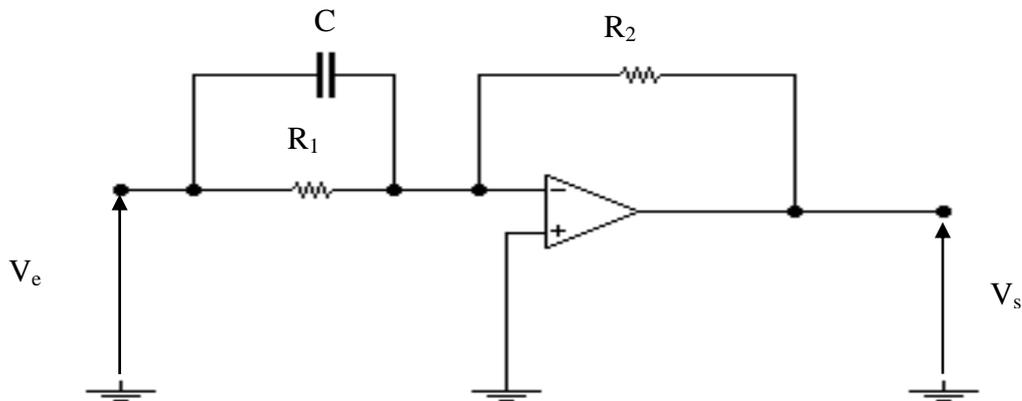


Figure (II-15): Régulateur proportionnel-dérivateur .[PD]

La fonction de transfert de ce régulateur est déterminée par la relation suivante :

$$\left. \begin{matrix} Z_1 = \frac{R_1}{1 + R_1 C S} \\ Z_2 = R_2 \end{matrix} \right\} \Rightarrow G_R(S) = - \frac{V_s(S)}{V_e(S)} = \frac{R_2}{R_1} (1 + R_1 C S)$$

où : $\frac{R_2}{R_1} = K_p$: gain ; $R_1 C = T_d$: constante du temps.

on obtient :

$$G_R(S) = K_p + T_d S \tag{II-8}$$

la réponse indicielle pour un tel régulateur est représentée sur la figure suivante [20] :

$$V_s(t) = KV_e(t) + T_d \frac{dV_e(t)}{dt}$$

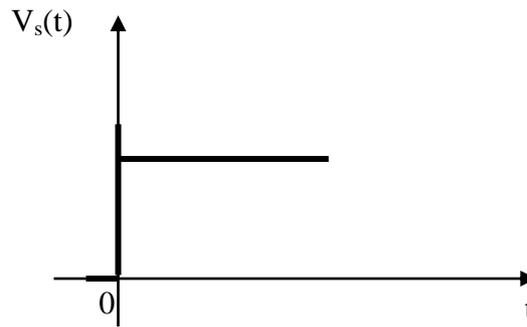


Figure (II-16): La réponse indicielle d'un régulateur PD

III.5.4.6- Régulateur proportionnel-intégral . [PI]

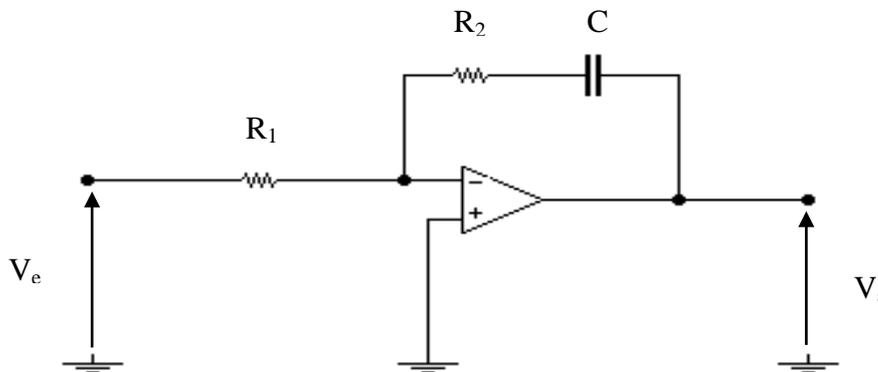


Figure (II-17): Régulateur proportionnel-intégral . [PI]

La fonction de transfert d'un tel régulateur s'écrit :

$$\left. \begin{array}{l} Z_1 = R_1 \\ Z_2 = R_2 + (1 / CS) \end{array} \right] \Rightarrow G_R(S) = - \frac{V_s(S)}{V_e(S)} = \frac{R_2CS + 1}{R_1CS} = \frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{R_1CS}$$

Où : $\frac{R_2}{R_1} = K_p$; $R_1C = T_i$: la constante d'intégration

On obtient :

$$G_R(S) = K_p + \frac{1}{T_i S} \tag{II-9}$$

Ce régulateur résulte d'une combinaison en un régulateur proportionnel et un régulateur intégrateur .

Sa réponse indicielle est représentée sur la figure suivante [20] :

$$V_s(t) = K_p V_e(t) + \frac{1}{T_i} \int V_e(t) dt$$

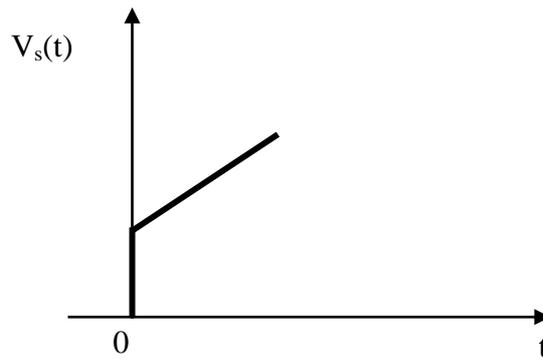
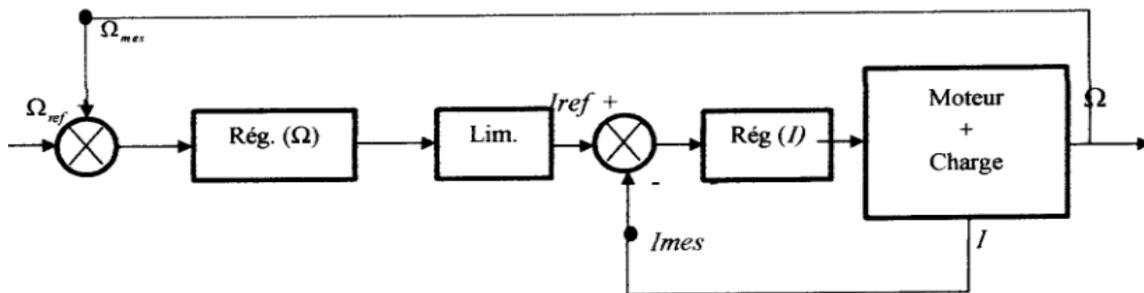


Figure (III-18): La réponse indicielle d'un régulateur PI

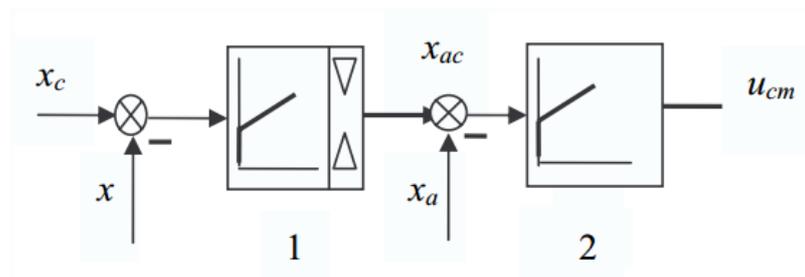
III.5.5- La régulation en cascade

Un système de régulation en cascade comporte un régulateur individuel pour chacune des Variables contrôlées. La variable asservie principale (vitesse) est réglée par la boucle extérieure. La Sortie du régulateur de vitesse sert d'entrée, c.à.d. de signal de référence, au régulateurs de la boucle intérieure (courant). En limitant la sortie des régulateurs externes de vitesse, on limite donc la référence de courant et on obtient très simplement la caractéristique de limitation désirée.[21]

Dans le domaine de l'électronique industrielle, l'application des circuits de réglage en cascade Figure(III-19) est très répandue. On peut même mettre en cascade plus de deux régulateurs.[18]



Figure(II.19) : Schéma fonctionnel de la régulation en cascade.



Figure(II-20) : Réglage en cascade

Dans la pratique, les réglages en cascade sont faciles à mettre en service. On boucle d'abord le circuit de réglage le plus proche de système à régler. On ajuste ce régulateur (le régulateur 2), de sorte que ce circuit de réglage soit stable et bien amorti. Ensuite, on boucle le circuit de réglage superposé et ainsi de suite. On procède aussi de la même manière pour le dimensionnement des régulateurs. [22]

La figure (II-20) donne la structure globale de l'application de la régulation en cascade d'un entraînement à courant continu, il s'agit de l'association d'un moteur à courant continu à un convertisseur statique.

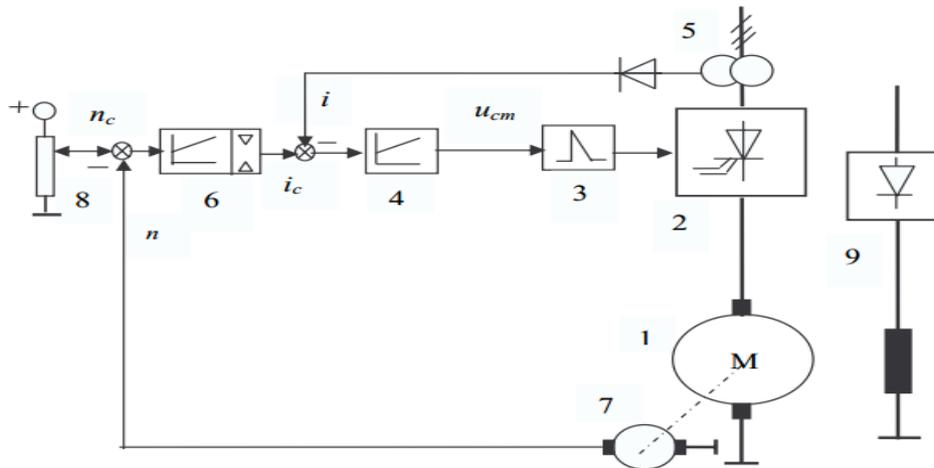


Figure (II-21) : Structure globale d'une régulation en cascade d'un entraînement à courant continu

Le circuit de réglage du courant d'induit est composé du dispositif de commande de gâchettes 3, du régulateur 4 et de la mesure du courant d'induit 5. Le circuit de réglage de vitesse contient le régulateur 6, la mesure de vitesse à l'aide d'une dynamo tachymétrie 7, ainsi que l'organe de consigne 8 (potentiomètre, par exemple). [22]

Pour assurer l'excitation on utilise un pont à diodes 9, ce dernier maintient le courant d'excitation constant.

III.5.6- Les avantages et les inconvénients La régulation en cascade

Avantages :

- Il y'a une régulateur sépare pour chacune des variables contrôlées. Chaque boucle peut donc être ajustée à l'optimum [21].
- L'étude, le calcul et la mise en œuvre sont simples et suivent une méthode directe [21].

Inconvénients:

- On peut avoir une réponse assez lente de la boucle la plus externe si elle enveloppe trop de boucle internes, car la séparation dynamique des boucles exige un rapport minimal de 2 entre les rapidités des 2 boucles les plus adjacentes.[21]

III.6- LES CAPTEURS

Un capteur est un dispositif qui transforme une grandeur à détecter en un signal électrique mesurable, tel qu'une tension, un courant ou une charge. On peut dire qu'un capteur, est un dispositif qui, sous l'effet d'une grandeur physique que l'on souhaite connaître et caractériser, délivre une grandeur exploitable, on parle ainsi d'un transducteur (Figure (II-22)). Les grandeurs d'influence sont des grandeurs extérieures qui, selon leur nature et leur importance, peuvent provoquer des perturbations sur le capteur [23].



Figure (III-22) : Schéma représentatif d'un capteur.

II.6.1- Principales caractéristiques des capteurs

Il existe un certain nombre de caractéristiques communes à tous les capteurs dont les plus courantes sont [23]:

- **Résolution** : la résolution d'un capteur est la plus petite variation de la grandeur mesurée (mesurande) qui produit une variation perceptible de l'indication délivrée.
- **Sensibilité** : la sensibilité est un paramètre exprimant la variation du signal de sortie en fonction de la variation du mesurande.
- **Linéarité** : un capteur est dit linéaire s'il présente la même sensibilité sur toute l'étendue de sa plage d'emploi.
- **Limite de détection** : c'est la plus petite valeur du mesurande pouvant être détectée.
- **Etendue de mesure (ou gamme de mesure)** : c'est le domaine de variation possible de la grandeur à mesurer. Elle est définie par une valeur minimale et une valeur maximale. Ces deux valeurs extrêmes s'appellent la portée minimale et la portée maximale.

II.7- PERFORMANCES D'UN SYSTEME ASSERVI

Un système asservi doit posséder deux qualités fondamentales, la précision et la stabilité qui sont difficiles à réaliser simultanément. En effet, si l'organisation d'un système bouclé est compliquée que celle d'un système à boucle ouverte, il est bien évident qu'il faut, en contrepartie que sa précision soit plus grande. Mais pour obtenir ce résultat, on doit disposer d'une grande amplification afin que l'appareil de commande puisse entrer en action dès qu'il existe un très faible écart entre la grandeur commandée et la grandeur de référence. Or, un système bouclé à gain élevé est instable. Dès sa mise en service, il est soumis à des oscillations d'amplitudes croissantes susceptibles de provoquer de graves dommages au matériel si les dispositifs de sécurité ne fonctionnent pas à temps pour interrompre les commandes.

Dans d'autres cas, les systèmes tout en étant stables, peuvent posséder une stabilité insuffisante. Alors on dit qu'un système est stable lorsque celui-ci tend à revenir à son état d'équilibre permanent quand on lui applique une perturbation de courte durée. Il est important de noter que, si la précision d'un système dépend de la sollicitation d'entrée, la stabilité en revanche est totalement indépendante de cette sollicitation. En définitive, un asservissement doit posséder un certain degré de stabilité. [14]

III.7.1- Rapidité

La rapidité traduit la durée du régime transitoire ou la durée pour atteindre le régime stable. On appelle temps de réponse, le temps mis par la sortie ($y(t)$ sur la figure (II.23)) du système pour atteindre 95% de la valeur finale V_f [24].

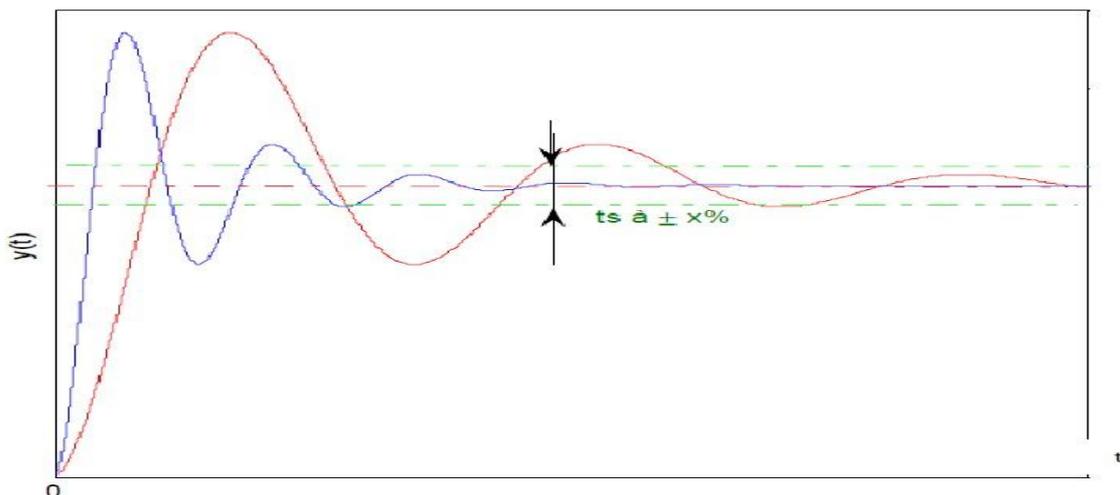


Figure (II-23) : Représentation d'un signal rapide et d'un signal lent

Le signal $s(t)$ (de couleur bleue) est plus rapide que le signal $s'(t)$ (représenté en rouge).

II.7.2- Stabilité

Pour une consigne constante, la sortie doit tendre vers une sortie constante [25].

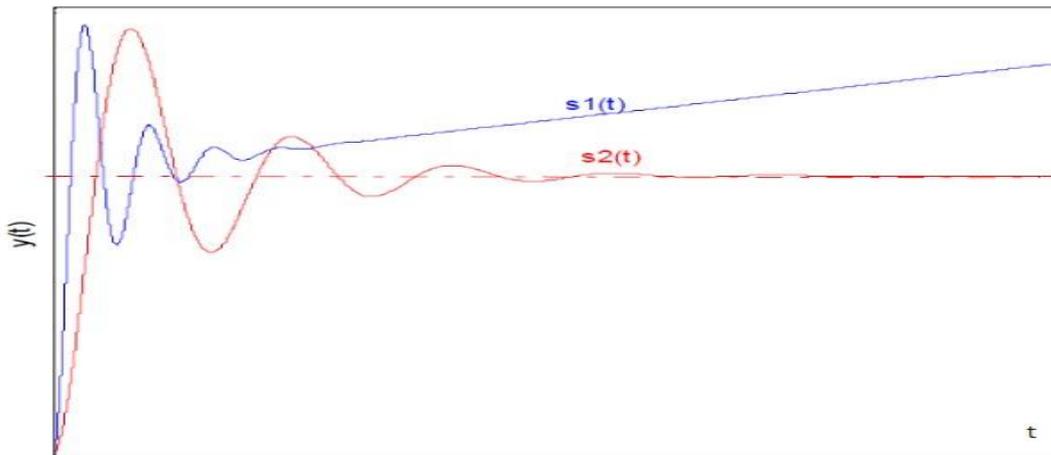


Figure (II-24) : Représentation d'un signal stable et d'un signal instable

La figure ci-dessus représente deux signaux dont le signal $s_1(t)$ est stable et le signal $s_2(t)$ est instable.

II.8- ETUDE DE STABILITE DES SYSTEMES

II.8.1- Méthodes graphiques

II.8.1.1- Lieu de NYQUIST

Ce diagramme consiste à représenter en coordonnées polaires, à partir d'un axe réel, le module et la phase d'une transmittance, lorsque la pulsation ω varie de zéro à l'infini. Le lieu obtenu est appelé lieu de NYQUIST et il est gradué en ω .

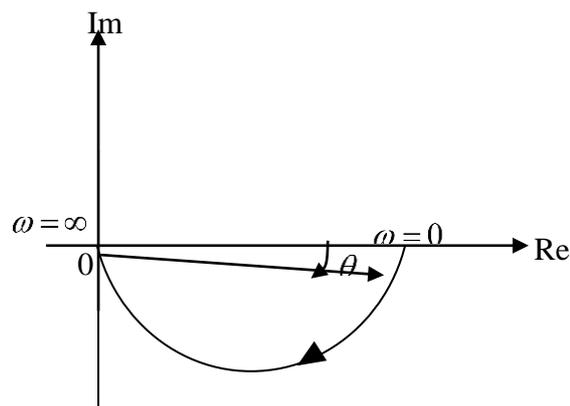


Figure (II-25) : Lieu de NYQUIST

II.8.1.2- La représentation de BODE

C'est une représentation fréquentielle qui consiste à tracer les courbes de gain et de phase d'une transmittance en fonction de la fréquence du signal sinusoïdal d'entrée. Si on considère une transmittance $H(S)$, on doit tracer séparément les courbes :

$$M = 20 \log |H(j\omega)|_{dB}, \quad \phi = \text{Arg } H(j\omega).$$

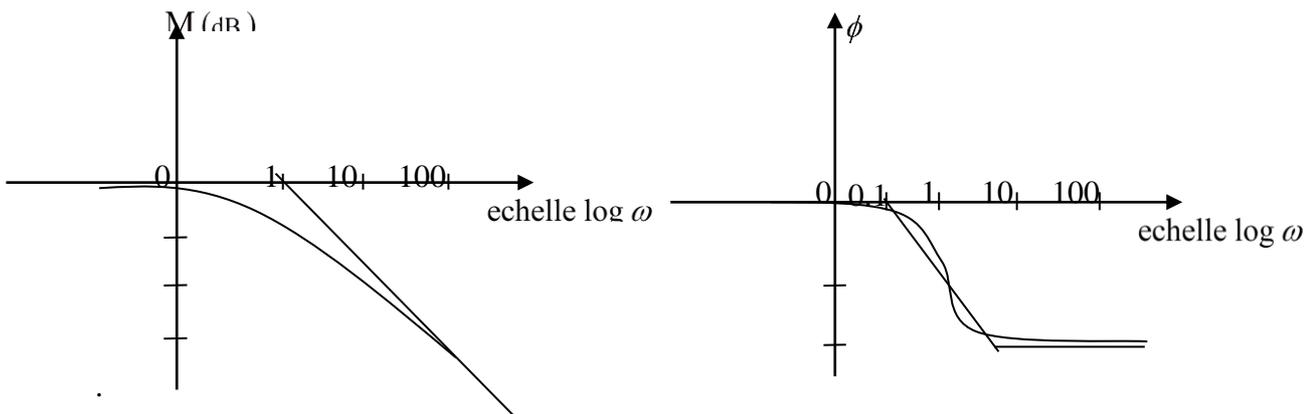


Figure (II-26) : Courbes de gain et de phase d'un système

II.8.1.3- Lieu de BLACK

Cette représentation consiste à porter en abscisse la phase et en ordonnée l'amplitude (exprimée en décibel). Cette représentation a l'avantage de ne comporter qu'une seule courbe, au lieu de deux pour le diagramme de BODE mais en revanche, il est nécessaire de représenter sur la courbe les pulsations correspondantes.

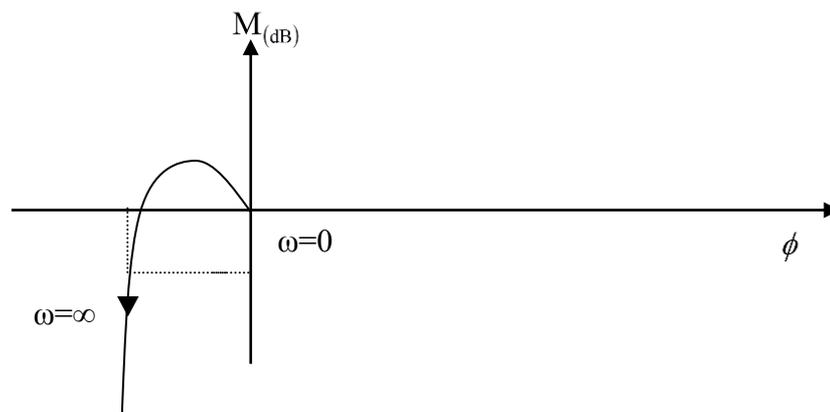


Figure (II-27): Lieu de BLACK.

II.8.2- Méthodes analytiques

II.8.2.1- Critère de stabilité de ROUTH

On appelle critère de stabilité de *routh* une méthode permettant de déterminer la stabilité d'un système, qu'on peut appliquer à une équation caractéristique d'ordre n de la forme :

$$a_n S^n + a_{n-1} S^{n-1} + \dots + a_1 S + a_0 = 0$$

On applique le critère en se servant d'une **table de routh** définie comme suit :

S^n	a_n	a_{n-2}	a_{n-4}
S^{n-1}	a_{n-1}	a_{n-3}	a_{n-5}
.	b_1	b_2	b_3
.	c_1	c_2	c_3
.

Où a_n, a_{n-1}, \dots, a_0 sont les coefficients de l'équation de caractéristique

$$b_1 = \frac{a_{n-1}a_{n-2} - a_n a_{n-3}}{a_{n-1}}, b_2 = \frac{a_{n-1}a_{n-4} - a_n a_{n-5}}{a_{n-1}}, etc.$$

$$c_1 = \frac{b_1 a_{n-3} - a_{n-1} b_2}{b_1}, c_2 = \frac{b_1 a_{n-5} - a_{n-1} b_3}{b_1}, etc$$

On poursuit la construction de la table , horizontalement et verticalement jusqu'à obtenir des zéros . On peut multiplier une ligne par une constante avant de calculer la ligne suivant sans changer les propriétés de la table . Toutes les racines de l'équation caractéristique ont leur partie réelle négative si et seulement si les éléments de la première colonne de la table de *routh* ont le même signe . Sinon le nombre de racines à partie réelle positive est égal au nombre de changements de signes . [13]

II.8.2.2- Critère de stabilité de HURWITZ

Le critère de stabilité d'*hurwitz* est une autre méthode pour déterminer si toutes les racines de l'équation de caractéristique ont leur partie réelle négative ou non . On applique ce critère en se servant de déterminants formés à partir des coefficients de l'équation caractéristique . On suppose que le premier coefficient a_n est positif . Les déterminants Δ_i pour $i=1,2,3,\dots,n-1$ sont les mineurs principaux du déterminant

$$\Delta_n = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} & \dots & \begin{bmatrix} a_0 \text{ si } n \text{ impair} \\ a_1 \text{ si } n \text{ pair} \end{bmatrix} & 0 & \dots & 0 \\ a_n & a_{n-2} & \dots & \begin{bmatrix} a_1 \text{ si } n \text{ impair} \\ a_0 \text{ si } n \text{ pair} \end{bmatrix} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & a_n & a_{n-2} & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & a_0 \end{vmatrix} \tag{II-10}$$

Les déterminants ainsi formés s'écrivent :

$$\Delta_1 = a_{n-1}$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} \\ a_n & a_{n-2} \end{vmatrix} = a_{n-1}a_{n-2} - a_n a_{n-3}$$

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} \end{vmatrix} = a_{n-1}a_{n-2}a_{n-3} + a_n a_{n-1}a_{n-5} - a_n a_{n-3}^2 - a_{n-4}a_{n-1}^2$$

Et ainsi de suite jusqu'à Δ_{n-1} .

Tous les racines de l'équation caractéristique ont leur partie réelle négative si et seulement si $\Delta_i > 0$ pour $i = 1, 2, \dots, n$. [13]

II.9- CONCLUSION

Dans ce chapitre, une certaine définition pour les systèmes linéaires asservis et systèmes à régler et leurs performances, que le système doit satisfaire pour bien fonctionner. Notez que le système doit avoir un certain degré de stabilité et de précision.

Et dans ce chapitre, diverses méthodes d'analyse de la stabilité du système sont étudiées. L'identification du système nous permet de simuler, de contrôler ou de réguler le processus, puis nous donne des résultats sur le bon fonctionnement du système.

Cette connaissance permet d'étudier expérimentalement le système, mais elle a en revanche l'inconvénient de ne pas donner une connaissance directe et précise du régime transitoire.

Il est donc particulièrement nécessaire de trouver des lois de commande adaptées, même très complexes, pour que des lois de commande adaptées puissent être créées automatiquement.

CHAPITRE III :

Simulation

III.1- INTRODUCTION

Simulink est un logiciel de simulation et de modélisation de systèmes dynamiques Edité par la société américaine The Math Works . environnement graphique Il est constitué de blocs de modélisation, ce qui permet de créer des plateformes de simulation polyvalentes

Domaines de validation et d'amélioration du système. Ce logiciel est largement utilisé dans l'industrie, on emploie couramment trois représentations des modèles :

- 1- les équations différentielles,
- 2- les schémas fonctionnels,
- 3- les schémas de fluence des signaux,

donc la simulation permet de ramener l'étude des systèmes réels à une étude mathématique ou graphique.

III.2- MATLAB/Simulink

Considérant les possibilités offertes dans la modélisation et la simulation de systèmes hybrides (continus et discrets) et la simplicité de mise en œuvre de modèles (linéaires et non linéaires) grâce à son interface graphique, et la facilité d'échange de données entre les espaces de travail simulink et Matlab Possibilités où un système modélisé sous Simulink peut recevoir des données de l'espace de travail ou lui envoyer des données de sortie. Les études de simulation présentées dans ce travail ont été réalisées avec Matlab/SimulinkTM. [26]

Par conséquent, Simulink est un programme complémentaire à matlab pour la modélisation et la simulation de systèmes dynamiques continus et discrets. Il fournit de nombreux outils spécifiquement pour les systèmes dynamiques tout en conservant la puissance de Matlab. Par conséquent, Simulink est un programme complémentaire à matlab pour modéliser et simuler des systèmes dynamiques continus et discrets. Il fournit de nombreux outils spécialisés pour les systèmes dynamiques tout en conservant la puissance de Matlab.

Le programme Simulink procède en deux étapes. Dans un premier temps, le système à étudier est défini par un modèle mathématique développé à cet effet, soit dans le domaine temporel, soit via sa fonction de transfert, puis ce modèle soigneusement conçu est introduit dans le programme sous forme de blocs. tandis que la deuxième étape consiste à analyser.

Le comportement préalablement défini du système après avoir spécifié les paramètres de simulation

III.3-FONCTION DE TRANSFERT DU MOTEUR A COURANT CONTIN

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.3.1-Fonction de transfert de la Partie électrique (équations électriques)

La tension d'induit du moteur est égale :

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

Après la transformation de *Laplace* :

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

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

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

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

III.3.2- Fonction de transfert de la Partie mécanique (équations mécaniques)

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* :

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

Et d'autre part :

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

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

où : $K=K'\phi$

On a:

$$w(S) = \frac{C_m(S) - C_r(S)}{JS} \quad (\text{III-9})$$

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

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

III.3.3-Calcul des paramètres statiques du moteur

III.3.3.1-Coefficients de transfert du moteur

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

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

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

$$U_d = K \cdot \omega + R_a \cdot I_d \Rightarrow K = \frac{U_d - R_a I_d}{\omega} \tag{III-12}$$

A.N: $K = \frac{220 - 16.4}{209.3} \Rightarrow K = 0.9667 \text{ v.s/rad}$

Coefficient électromécanique:

$$K_m = 1 / K \tag{III-13}$$

$$K_m = 1 / 0.9667 \Rightarrow K_m = 1.0343 \text{ rad/v.s}$$

III.3.3.2- Constante de temps électrique du moteur

De l'équation (IV-4) on a : $G_1(S) = \frac{1/R_a}{1 + \frac{L_a}{R_a} S}$

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

Tel que : $L_a = \delta \frac{U_{dn}}{P_p \cdot \omega_n \cdot I_{dn}}$

A.N: $L_a = 0.25 \frac{220}{2 * 209.33 * 2.2}$; $L_a = 0.0597 \text{ H}$

D'où : $G_1(S) = \frac{1/R_a}{1 + T_e S} \tag{IV-14}$

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

III.3.4-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)

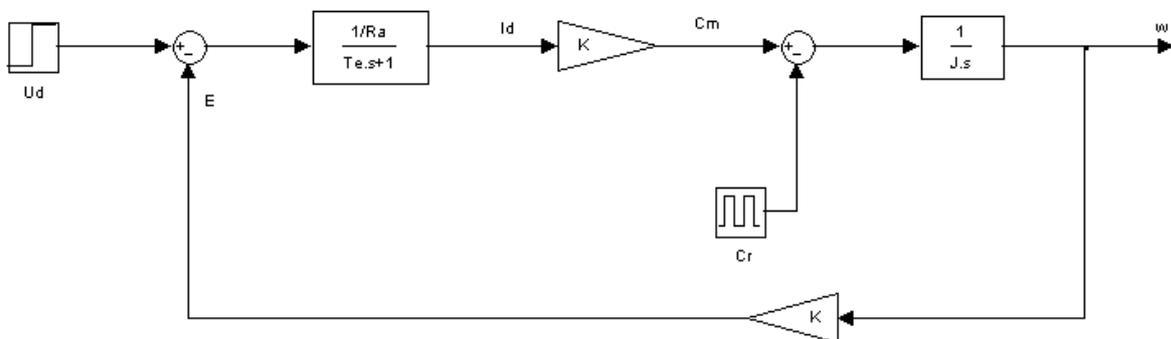


Figure (III-1) : Schéma bloc du moteur à courant continu

Id: est le courant qui sort de la Constante de temps électrique du moteur Comme décrit dans la figure (III-1)

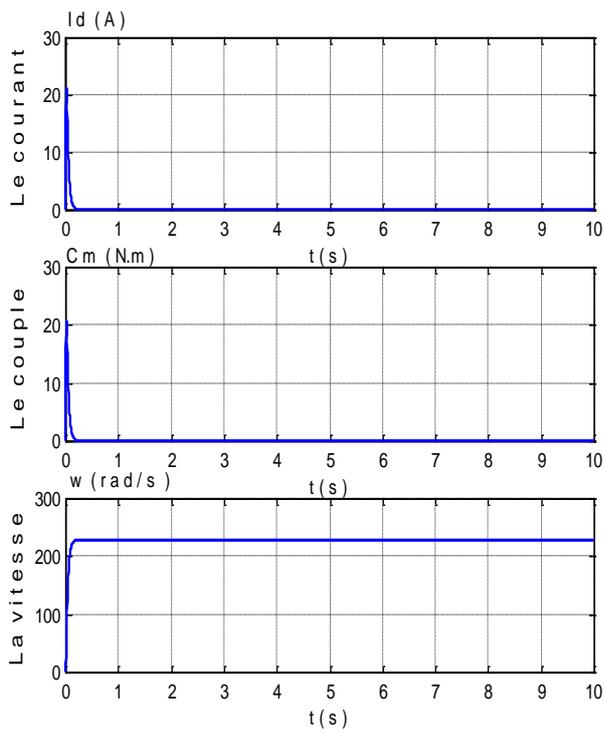


Figure (III-2) : Marche à vide
($U_d = 220$ v, $C_r = 0$)

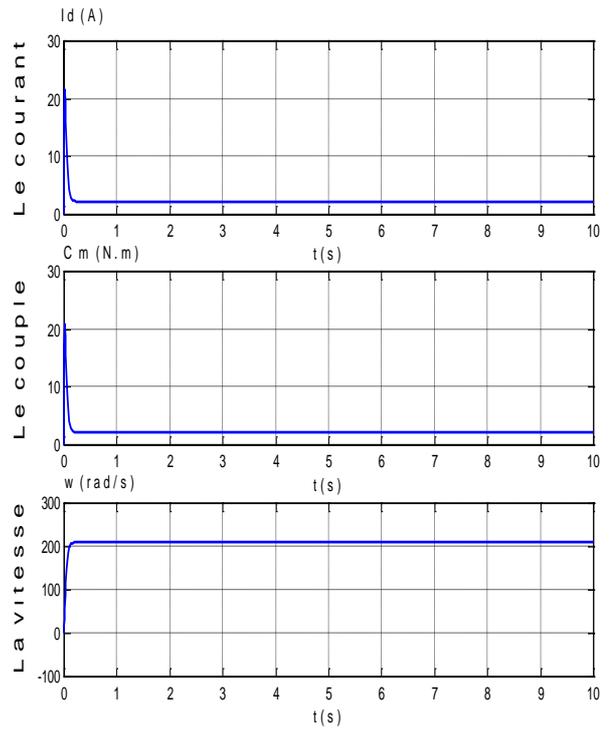
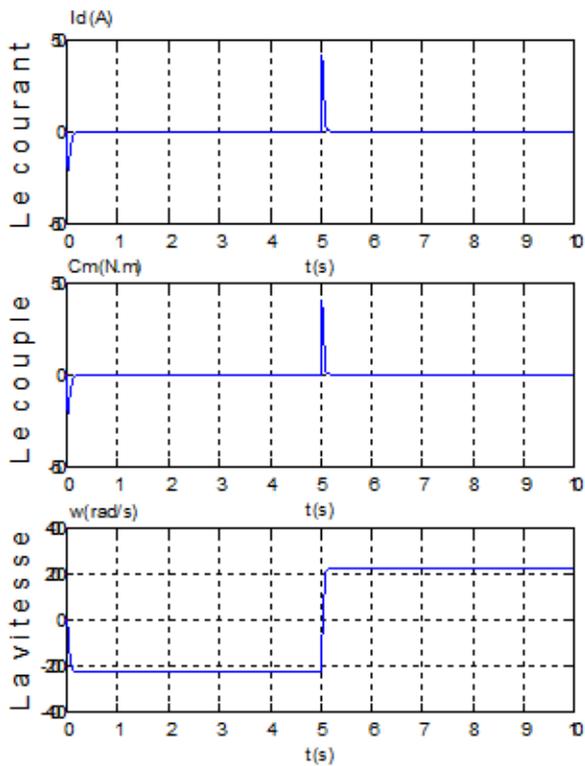
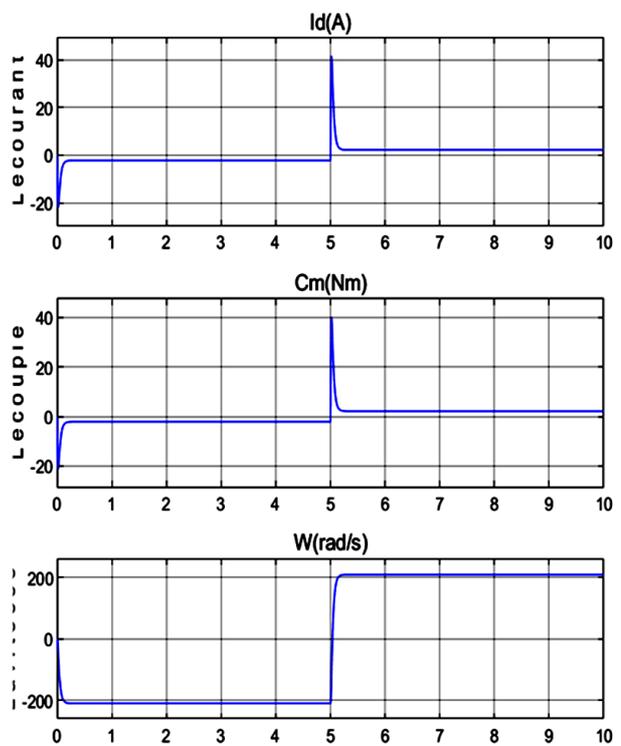


Figure (III-3) : Marche en charge
($U_d = 220$ v , $C_r = 2.127$ N.m)



Figure(III-4) :marche à vide,avec changement



Figure(III-5) : Marche à charge, avec

de sens de rotation (à $t=5$ s)

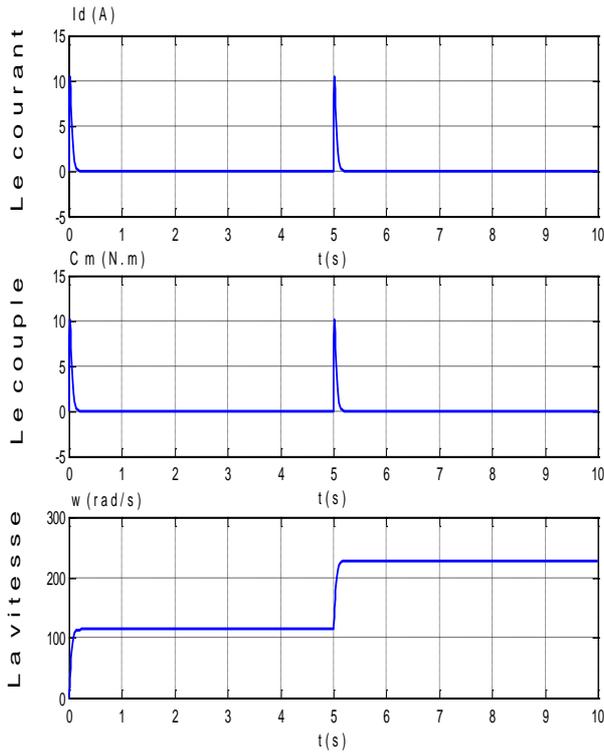


Figure (III-6) : Marche à vide ($U_d=110$ v), Puis à $t=5$ s, ($U_d=220$ v) .

changement de sens de rotation ($t= 5$ s)

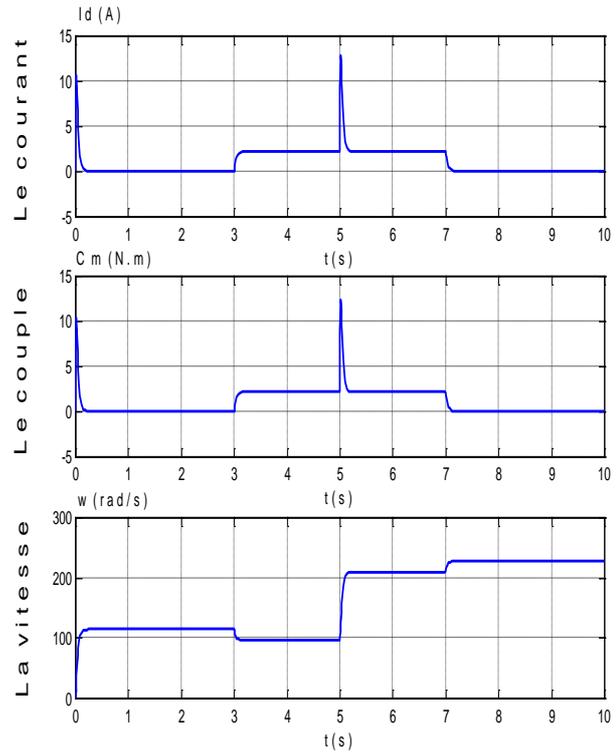


Figure (III-7) : Marche à vide $U_d=110$ v puis en charge ($C_r=2.127$ N.m, $t=3$ s à $t=7$ s), et à $t=5$ s, ($U_d=220$ v).

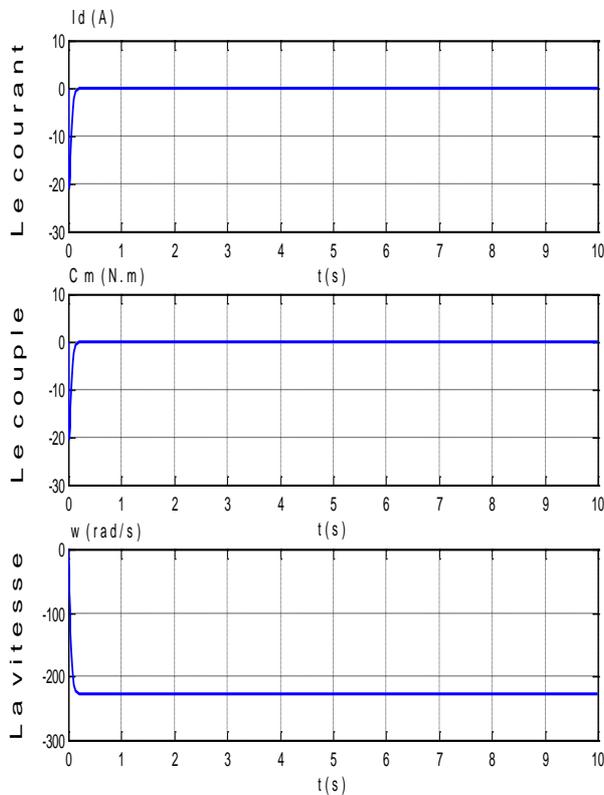


Figure (III-8) : Marche à vide ($C_r=0, U_d=-220$ v)

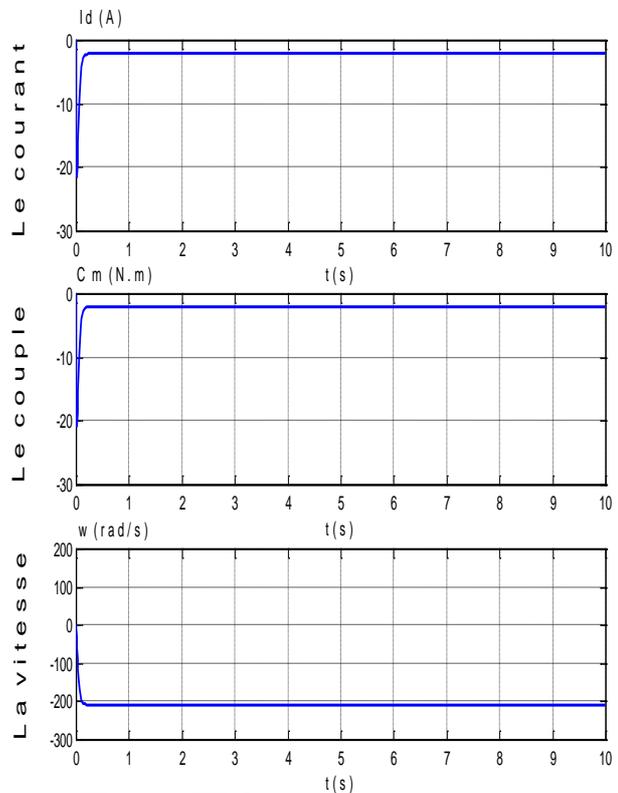


Figure (III-9) : Marche en charge ($C_r= -2.127$ N.m, $U_d= -220$ v)

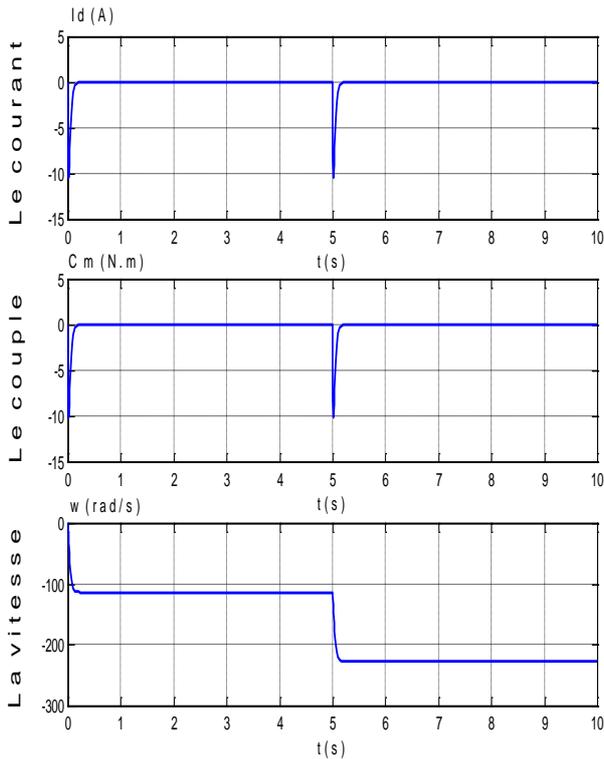


Figure (III -10): Marche à vide $U_d=-110v$, puis à $t=5 s$, $U_d = - 220 v$.

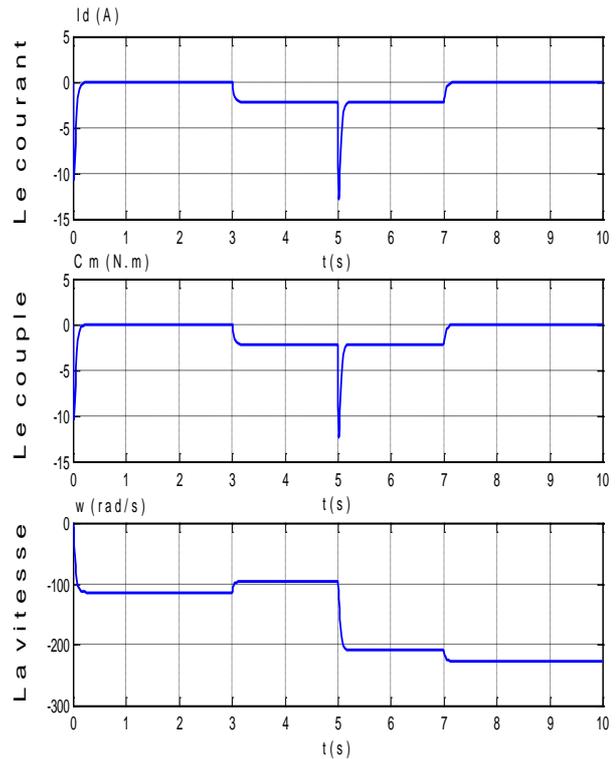


Figure (III-11): Marche à vide $U_d=-110v$ puis en charge ($C_r=-2.127N.m$, $t=3 s$ à $t=7 s$) avec changement de vitesse ($t=5 s, U_d=-220 v$)

III.4- MODELISATION DE CONVERTISSEUR

III.4.1- Introduction.

Lors de l'alimentation de l'induit d'un moteur à courant continu, les convertisseurs usuels utilisés sont des convertisseurs à hacheur ou à pont de thyristors. Ils sont généralement assimilés en première approche à un gain constant. On dit alors que l'on utilise le modèle de valeur moyenne instantanée, ce qui signifie que l'on assimile la tension de sortie du convertisseur sur une période de temps à sa valeur moyenne. Une telle modélisation est

satisfaisante si le circuit alimenté par cette source de tension a une constante de temps relativement importante par rapport au rapport cyclique du convertisseur. Dans le cas contraire, il faut chercher un modèle pour expliquer le fonctionnement d'échantillonnage du convertisseur, et l'éventuel retard introduit par le mode de commande[2].

III.4.2-Fonction de transfert du convertisseur

Le fonctionnement discontinu d'un convertisseur statique provoque. Lors de phénomène transitoire de réglage, d'un certain retard de la tension de sortie par rapport au signal de commande, le convertisseur statique avec le dispositif de commande est en général décrit approximativement par une fonction de transfert de la forme [11]:

$$G_{con}(S) = \frac{K_{cm}}{1 + T_{cm}S} \quad (\text{III-15})$$

K_{cm} : coefficient d'amplification du convertisseur

Le facteur de transfert K_{cm} est donné par la caractéristique statique :

$$K_{cm} = \frac{\Delta U_d}{\Delta U_{cm}} \quad (\text{III-16})$$

ΔU_d : La différence entre deux valeurs voisine de la tension redressée U_d représenté en fonction de α .

ΔU_{cm} : La différence entre deux valeurs voisine de la tension de la commande, ces valeurs correspondent à celle de la tension redressée .

$T_{cm} = \frac{T_p}{2P}$: Le rapport de période T_p par le nombre de pulsation de commande (en pont triphasé

$P = 6$).

Calcul de T_{cm} , K_{cm}

Pour T_{cm} : on a un pont triphasé c-à-d $P = 6$

donc :

$$T_{cm} = \frac{T}{2P} = \frac{1}{2Pf} \quad (\text{III-17})$$

A.N : $T_{cm} = \frac{1}{2 * 6 * 50} \Rightarrow T_{cm} = 0.00167 \text{ s} ; \quad T_{cm} = 1.67 * 10^{-3} \text{ s}$

Pour K_{cm} :

Calcule des caractéristiques.

On construit les courbes : $U_d = f(\alpha)$; $U_d = f(U_{cm})$.A partir du tableau suivant :

U_{cm}	10	8.33	6.67	5	3.33	1.67	0
U_d	220	212.5	190.53	155.56	110	56.94	0
α	0	15	30	45	60	75	90

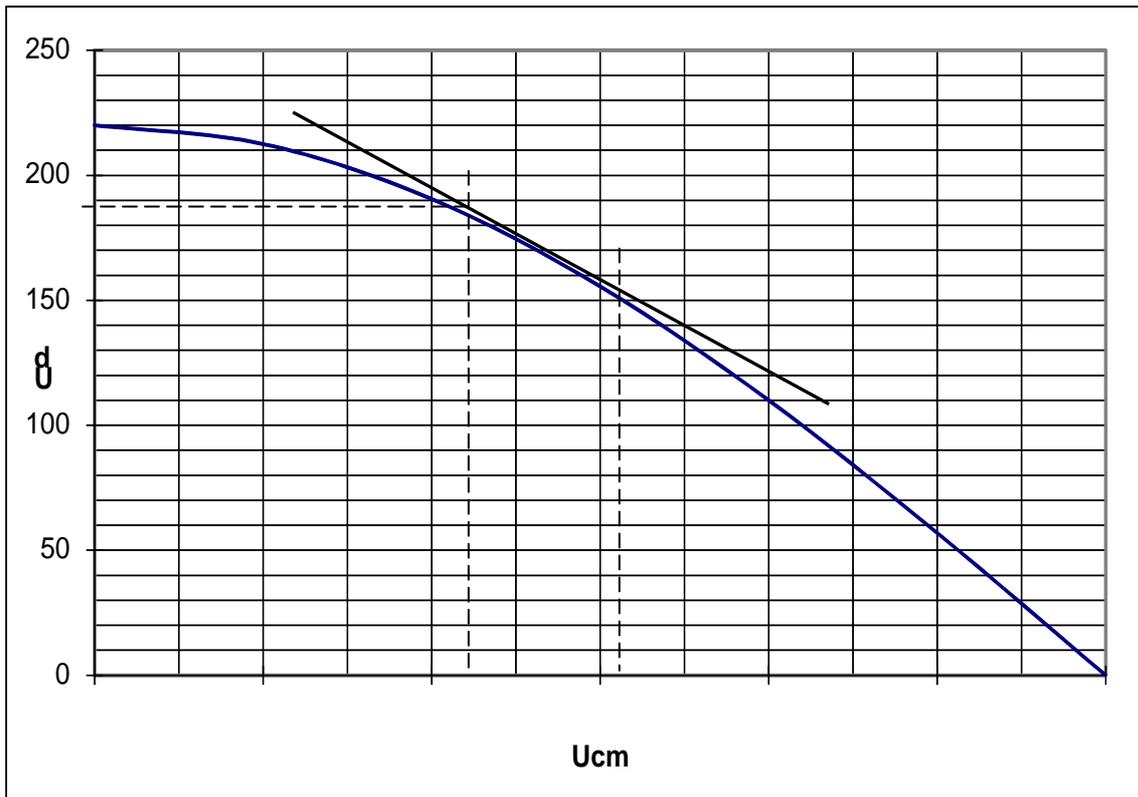


Figure (III-12) : La caractéristique de réglage

$$K_{cm} = \frac{U_{d_2} - U_{d_1}}{U_{c_2} - U_{c_1}} = \frac{183.3 - 150}{6.25 - 4.74} \approx 22$$

IV.4.3- Schéma bloc de l'ensemble convertisseur-moteur

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

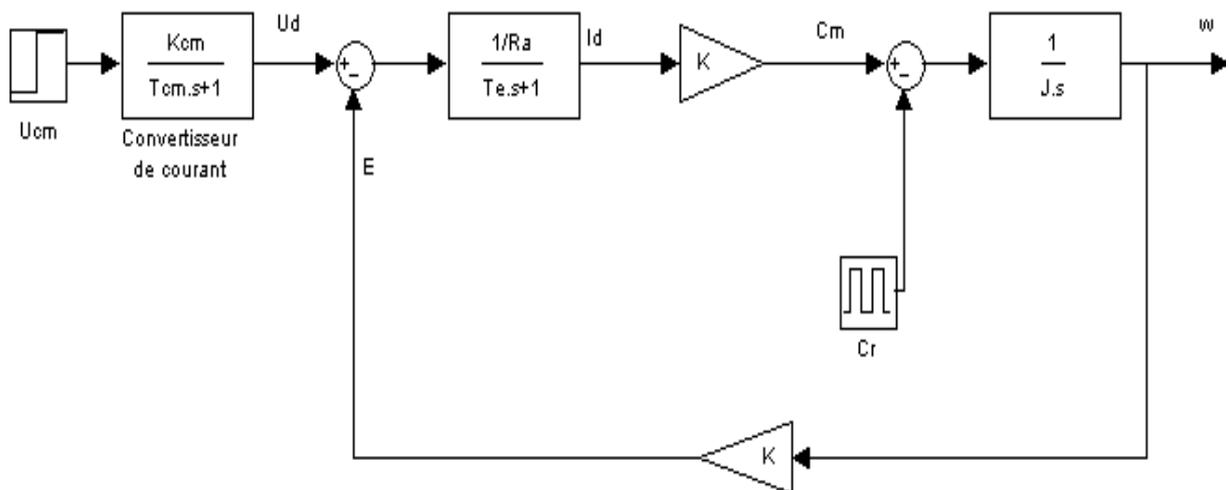


Figure (III- 13) : schéma de bloc de l'ensemble moteur - convertisseur

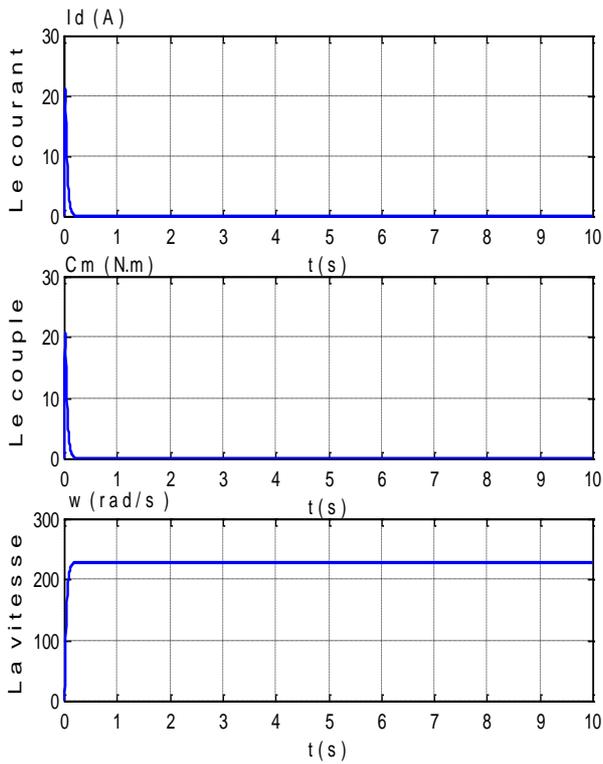


Figure (III-14) : Marche à vide

$(U_{cm} = 10v, C_r=0)$

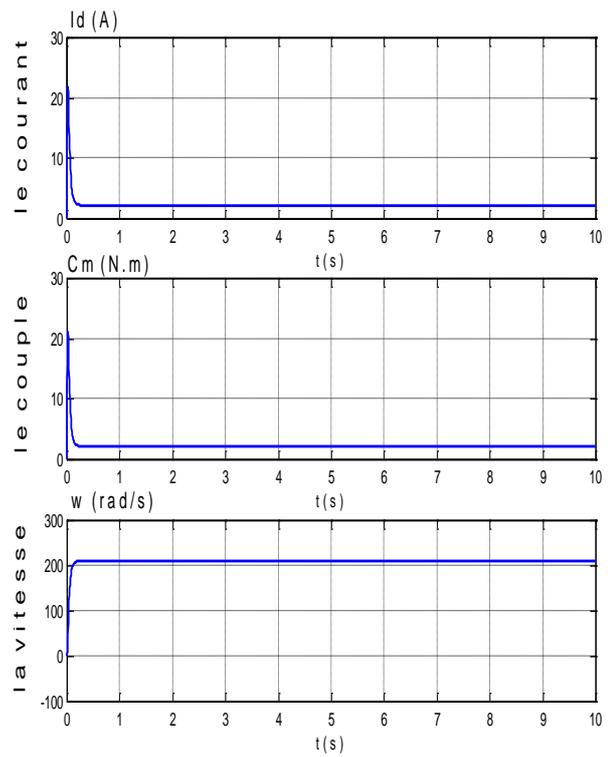
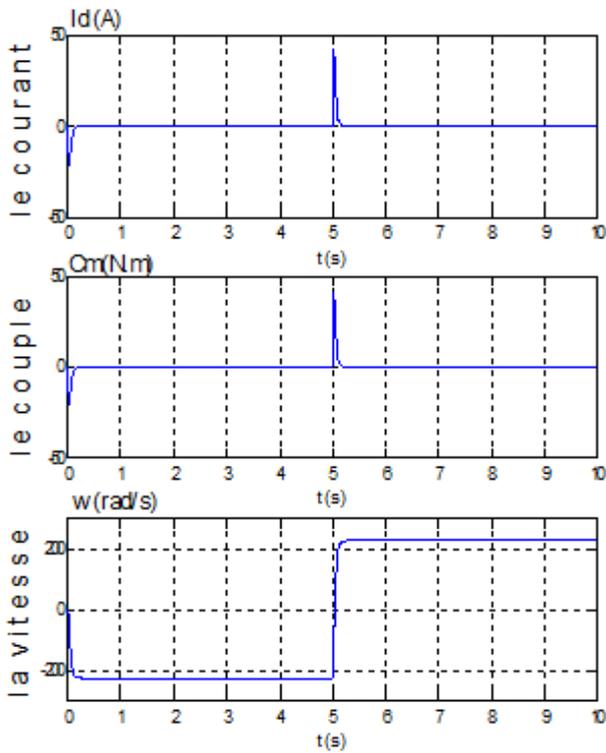
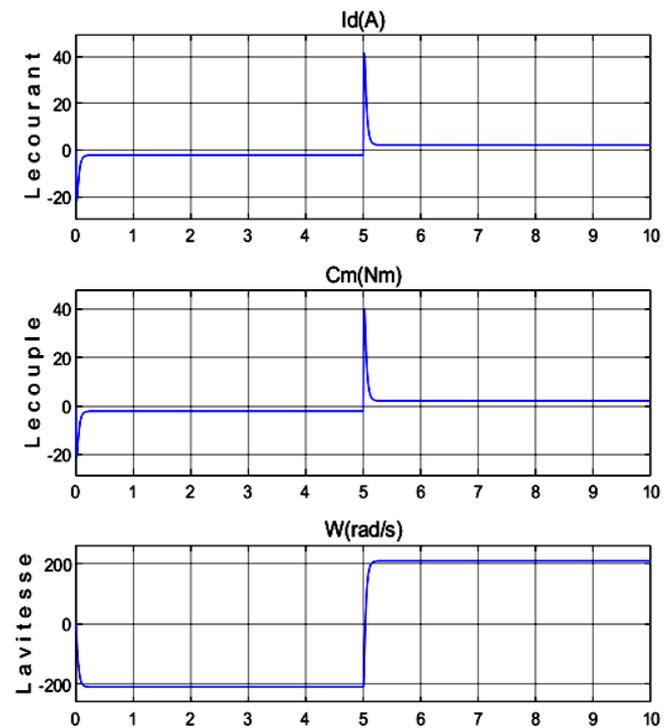


Figure (III-15) : Marche en charge

$(U_{cm}=10 v , C_r=2.127 N.m)$



Figure(III-16) :marche à vide,avec changement de sens de rotation (à $t=5$ s)



Figure(III-17) : Marche à charge, avec changement de sens de rotation ($t= 5$ s)

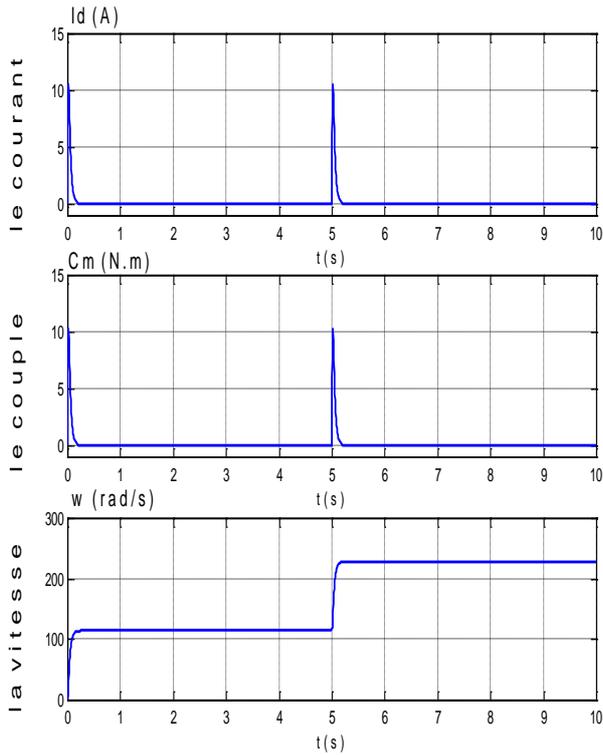


Figure (III-18) : Marche à vide ($U_{cm}=5$ v),
Puis à $t=5$ s, $U_{cm} = 10$ v .

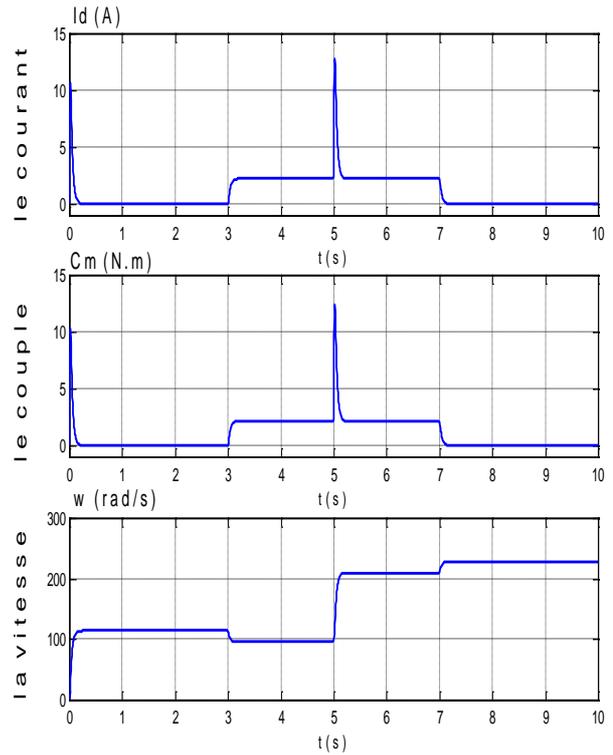


Figure (III-19) : Marche à vide $U_{cm}=5$ v,
puis en charge ($C_r=2.127$ N.m, $t=3$ s à
 $t=7$ s), et à $t=5$ s, $U_{cm} = 10$ v.

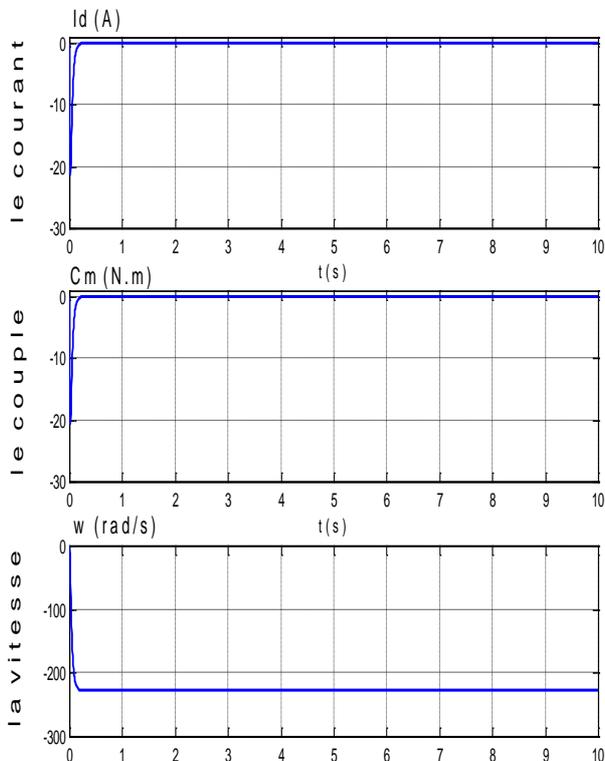


Figure (III-20) : Marche à vide
($C_r=0, U_{cm} = -10$ v)

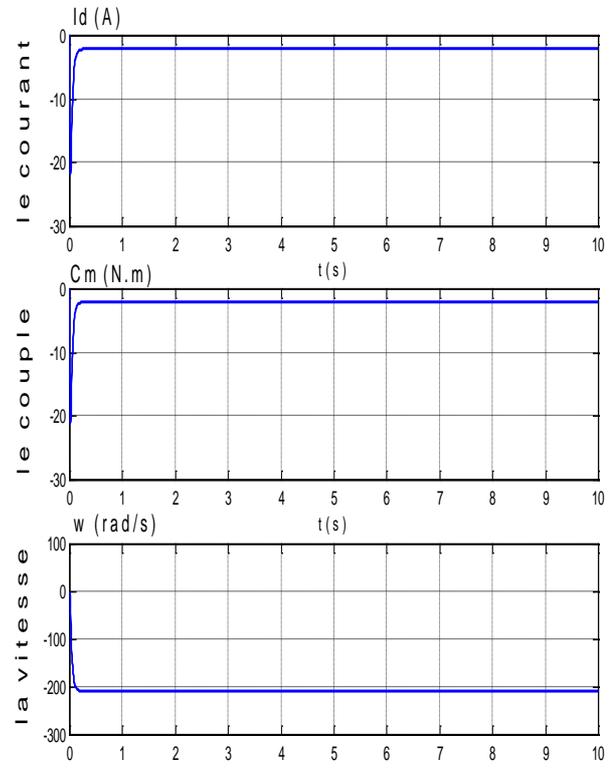


Figure (III-21) : Marche en charge
($C_r = -2.127$ N.m, $U_{cm} = -10$ v)

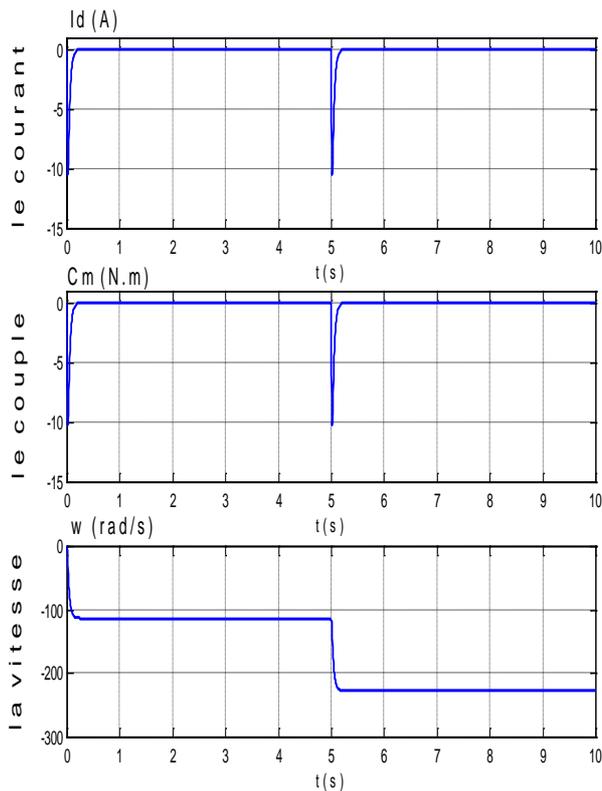


Figure (III -22): Marche à vide $U_{cm}=-5v$, puis à $t=5$ s , $U_{cm} = - 10$ v.

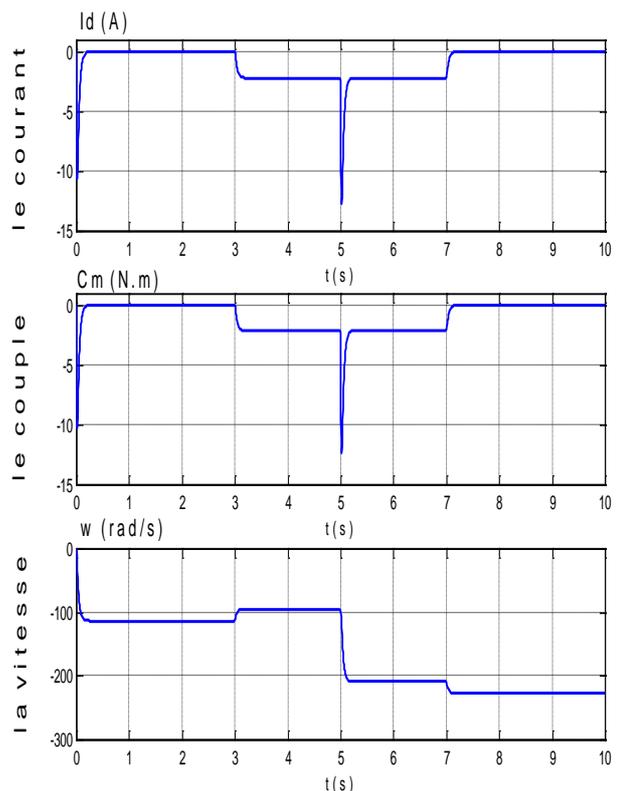


Figure (III-23): Marche à vide $U_{cm}=-5v$ puis en charge ($C_r=-2.127N.m$, $t=3$ s à $t=7$ s) avec changement de vitesse ($t=5$ s, $U_{cm}=-10$ v)

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.

On remarque des forts appels de courant et le couple lors du démarrage, et on constate que lorsque la vitesse est constante et stable, le courant et le couple prennent la valeur nulle en l'absence de charge et s'établissent à une certaine valeur dans le cas d'un charger.

Nous remarquons une instabilité dans la courbe de vitesse, et c'est dans une période temporaire pendant le fonctionnement, en changeant la vitesse ou en inversant le sens de la rotation. Cependant, nous remarquons qu'il y a des périodes où la vitesse est stable à une certaine valeur dans 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)).

Dans le deuxième cas, pour bien voir la progression d'un état stationnaire à un autre, Nous entrons une valeur négative pour la tension (U_{cm}), puis une valeur positive, A noter qu'une forte augmentation du courant et du couple au démarrage, qui a une valeur négative, se traduit

par une vitesse de valeur négative. Au bout d'un certain temps, on constate le changement de la valeur du courant et du couple vers une valeur positive, ce qui se traduit par une vitesse de valeur positive, On observe un fort passage de courant positive et de couple lors de cette inversion , et cette valeur est supérieure à la valeur du démarrage.

Si nous appliquons deux étapes intriquées de tailles différentes ($U_d = 110 \text{ v}$, $U_d = 220 \text{ v}$) au système, la vitesse atteint une valeur correspondant à ce changement , où à $U_d = 110 \text{ v}$ c'est ($W = 110 \text{ rad/s}$, $Cr = 0$) , et à $U_d = 220 \text{ v}$ c'est ($W = 220 \text{ rad/s}$, $Cr = 0$).

Avis:

-L'interprétation des résultats des figures (III-8) à (III-13) est la même Interprétation des figures précédentes, mais le moteur tourne en sens inverse.

-Les résultats de simulation convertisseur-moteur Figure (III- 15) sont des mêmes résultats que la simulation du moteur à courant continu Figure(III-1)

III.5- ETUDE DE BOUCLE DE COURANT

Des modifications soudaines du point de consigne peuvent entraîner une augmentation de la tension d'induit, entraînant une surintensité inadmissible dans l'induit. De plus, pour contrôler le courant d'induit on introduit dans la boucle de courant:

Le capteur de courant fournira une tension proportionnelle au courant d'induit du moteur. et un régulateur de courant pour le contrôle et la correction [27].

III.5.1- Capteur de courant d'induit

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

Il est constitué des éléments suivants :

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

III.5.2- 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 $T_{cc} = 0.005 \text{ s}$

III.5.3- Fonction de transfert du capteur de courant

La fonction de transfert du capteur de courant est :

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

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

III.5.4- Détermination des paramètres du régulateur de courant

Avec la méthode de *kessler*, la fonction de transfert standard en boucle ouverte du système linéaire second ordre est de la forme suivante :

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

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

$$G_{Rc}(S) = h \frac{1 + TS}{TS} \quad (\text{III-21})$$

Pour déterminer cet optimum, *kessler* introduit un coefficient d'avance de phase (a), tel que :

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

a : coefficient d'avance de phase.

T : constante de temps de régulateur de courant

h : coefficient d'amplification de régulateur de courant.

La fonction de transfert en boucle ouverte de courant est :

$$G_4(S) = \frac{h.K_{cm}.K_{cc}.(1/R_a)}{T.S} \frac{1 + T.S}{(1 + T_{cc}S)(1 + T_{cm}S)(1 + T_eS)} \quad (\text{III-22})$$

Après l'approximation, on approche $G_4(S)$ par la forme :

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

On peut faire l'égalité entre la fonction de transfert standard et la fonction de transfert de la boucle de courant ouverte [27].

Après la simplification, on trouve :

$$T_2 = T_{cc} + T_{cm}$$

$$T_1 = \frac{R_a \cdot T_e}{K_{cc} \cdot K_{cm}}$$

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

$$T = 0.02668 \text{ s} ; h = 0.1119.$$

III.5.5- Synthèse de la boucle de courant

Selon la méthode de l'optimum symétrique (méthode de *kessler*), on peut schématiser la boucle de courant comme suit :

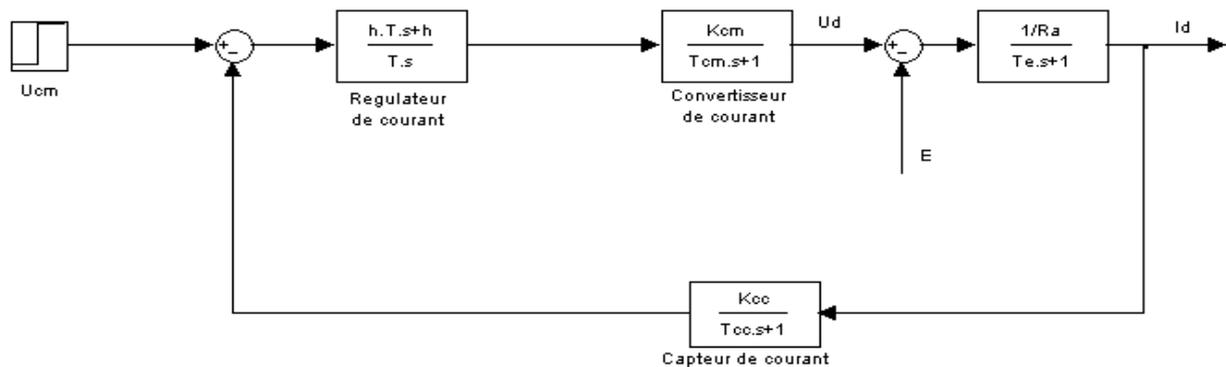


Figure (III-24): Schéma bloc de régulation de courant.

III.6- ETUDE DE LA BOUCLE DE VITESSE

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

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

Le régulateur conventionnel proportionnel intégral (PI) utilisés pour ces versions sont conçus sur la base d'une linéarisation autour d'un factor de fonctionnement [28].

III.6.1- Capteur de vitesse

Afin de mesurer la vitesse de rotation du moteur, un dynamo-tachymètre est utilisé. Cet appareil est essentiellement un générateur miniature avec un aimant permanent. Une tension proportionnelle à la vitesse est générée entre les deux balais du rotor, et sa polarité est indicative du sens de rotation du moteur.

III.6.2- 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

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

La fonction de transfert du capteur de vitesse est :

$$G_{cv}(S) = K_{cv} \tag{III-24}$$

III.6.3- Détermination des paramètres de régulateur de vitesse

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

$$G_6(S) = \frac{1}{K_{cc} \left(1 + \frac{S}{W_{coi}}\right)} \quad (\text{III-25})$$

Tel que :

$$W_{coi} = \frac{1}{(T_{cc} + T_{cm})\sqrt{a}} \quad (\text{III-26})$$

W_{coi} : La fréquence de coupure de boucle de courant

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

$$G_{Rv}(S) = h' \frac{1 + T' S}{T' S} \quad (\text{III-27})$$

Selon la méthode de *kessler* la fonction de transfert de la boucle de vitesse ouverte :

$$G_7(S) = \frac{h'.K.K_{cv}}{T'.K_{cc}.J} \frac{1 + T'.S}{S^2 \left(1 + \frac{S}{W_{coi}}\right)} \quad (\text{III-28})$$

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

On trouve:

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

T' : constante de temps de régulateur de vitesse

h' : coefficient d'amplification de régulateur de vitesse

$$T' = 0.05336 \text{ s} \quad ; \quad h' = 7.38153$$

III.6.4- Synthèse de la boucle de vitesse

Le schéma bloc final du moteur

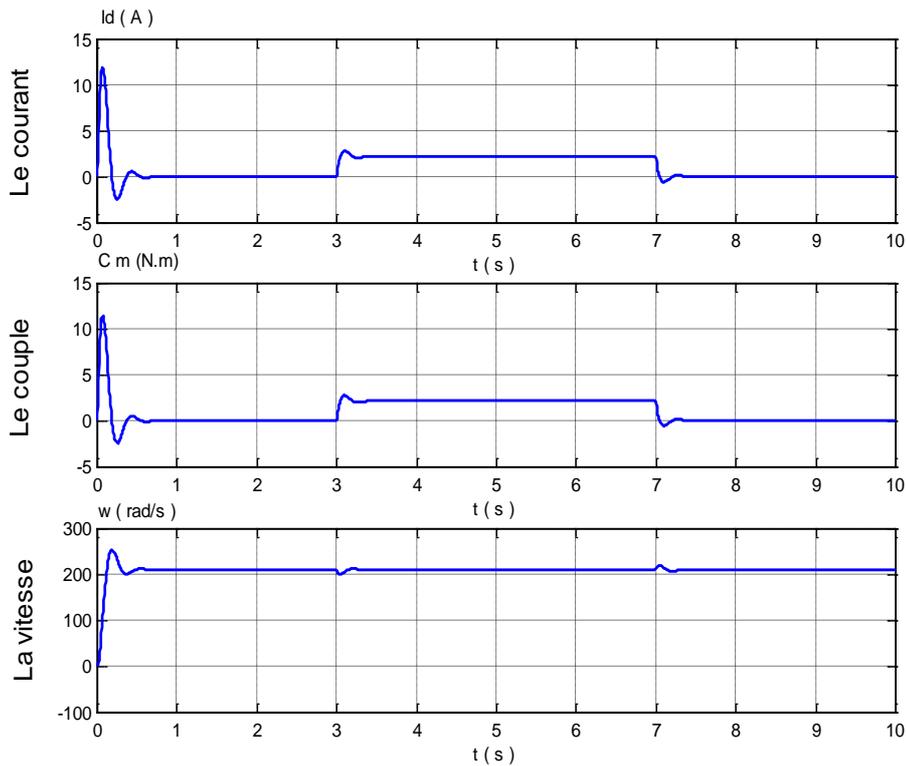


Figure (III-26) : Marche à vide $U_{cm}=10v$, puis en charge ($C_r=2.127$ N.m, $t=3$ s à $t= 7$ s)

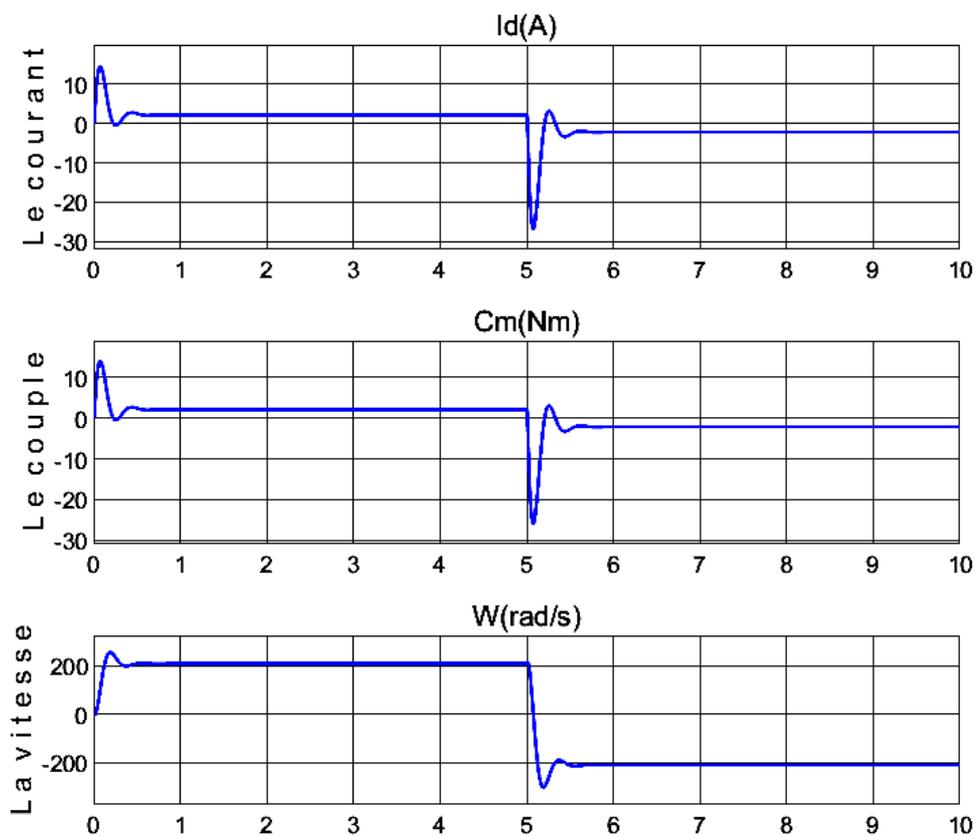


Figure (III-27) : Marche à en charge ($C_r=2.127$ N.m) , $U_{cm}=10v$, avec changement de sens de rotation ($t=5$ s, $U_{cm}=-10$ v)

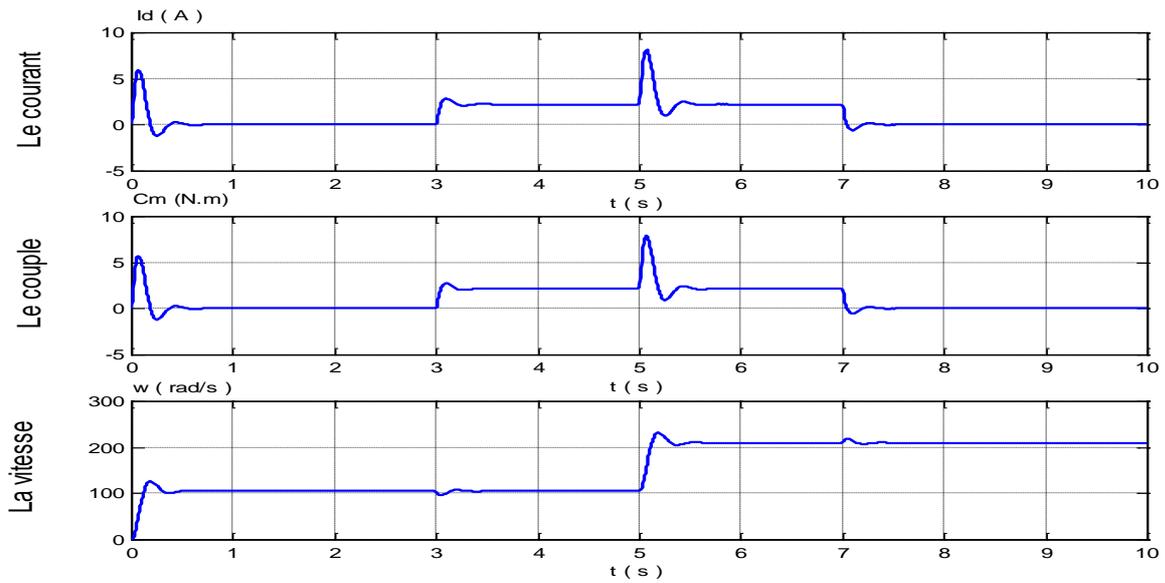


Figure (III-28) : Marche à vide $U_{cm}=5v$, puis en charge ($C_r=2.127$ N.m, $t=3$ s à $t=7$ s), à $t=5$ s changement de vitesse ($U_{cm}=10$ v)

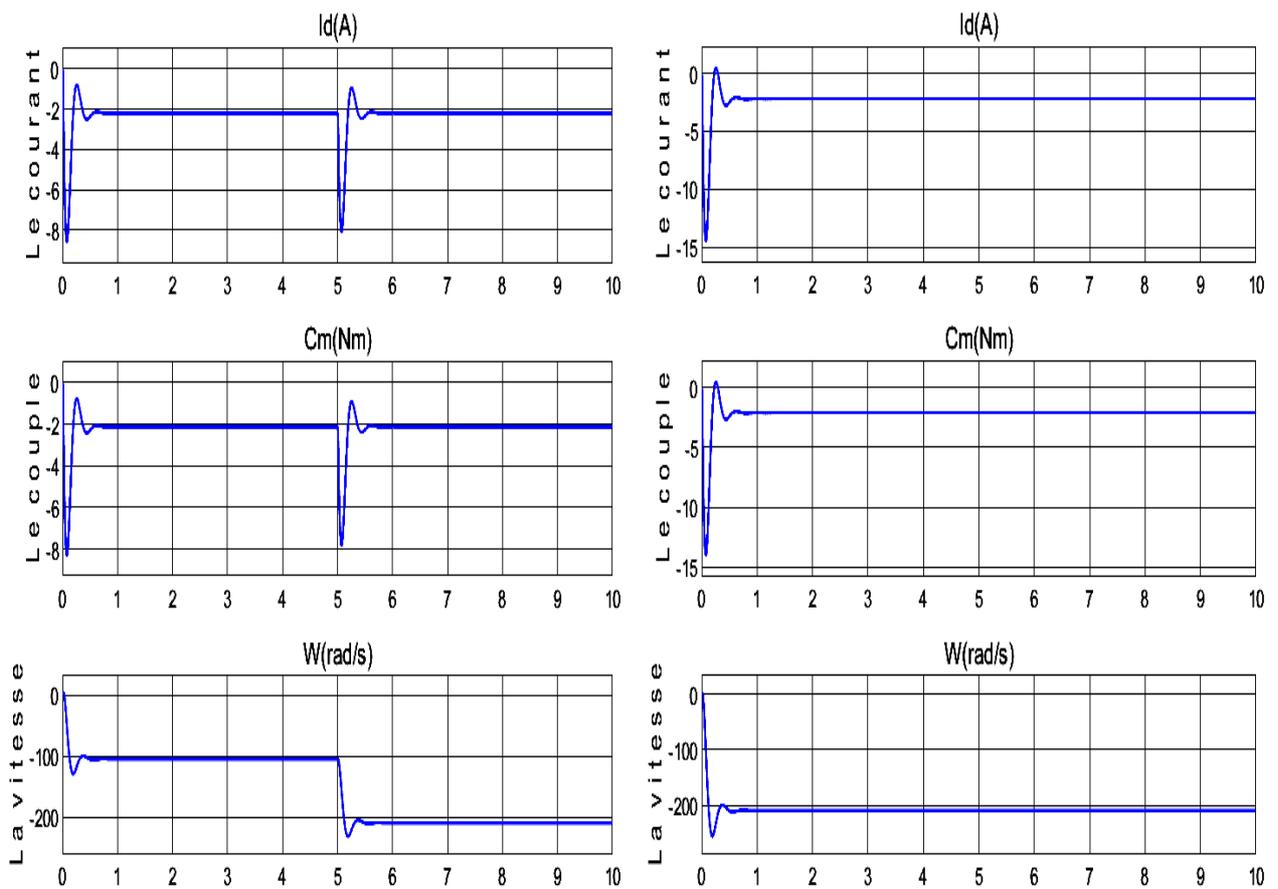


Figure (III-29) : Marche à charge ($C_r= -2.127$ N.m.), $U_{cm}= -10v$

Figure (III-30) : Marche à vide $U_{cm}= -5v$, puis en charge ($C_r= -2.127$ N.m.), à $t=5$ s changement de vitesse ($U_{cm}=-10$ v)

IV.7- Schéma bloc de simulink

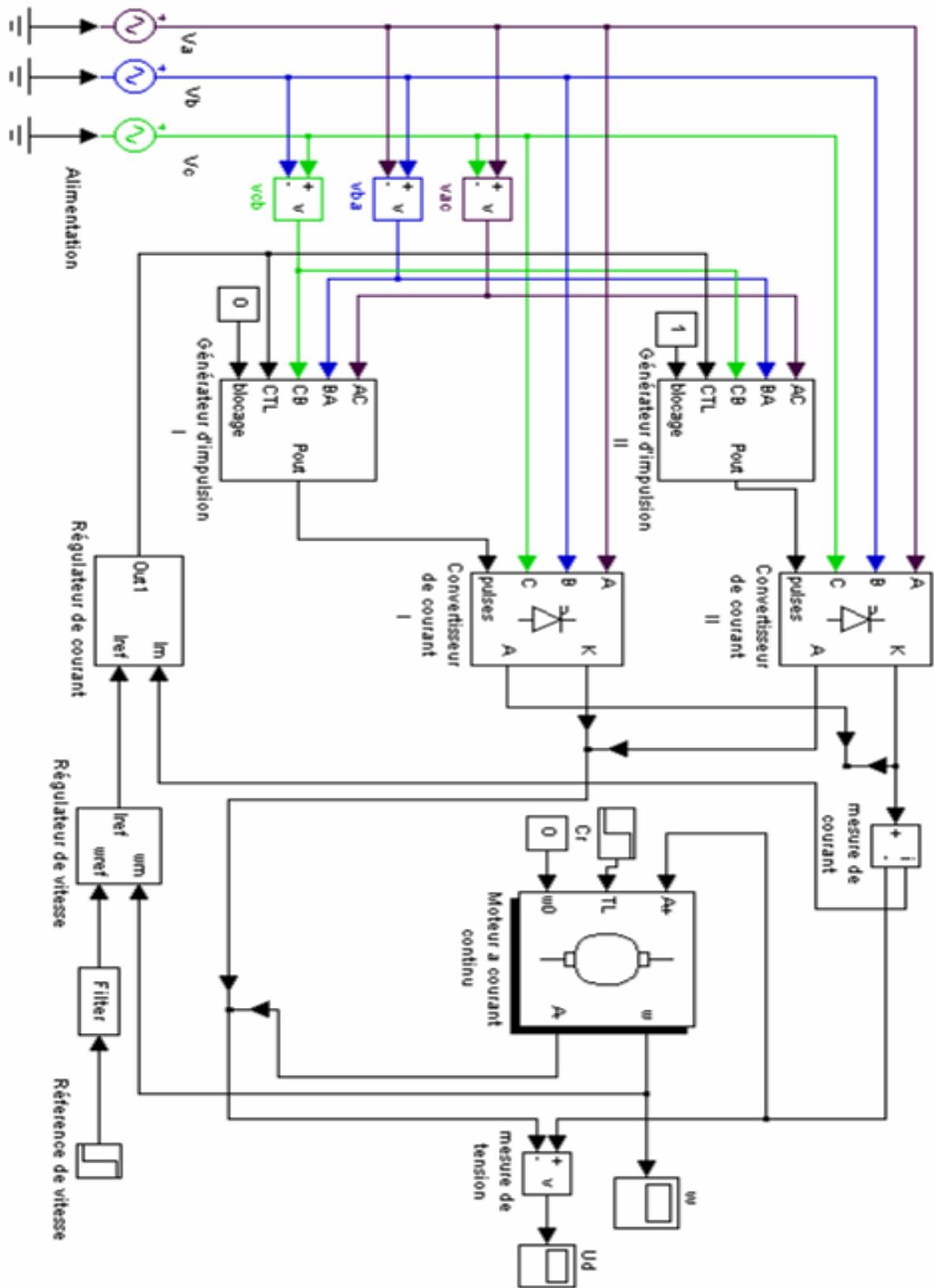


Figure (III-31) : Schéma complet du modèle réel de l'association convertisseur de courant bidirectionnel-moteur à courant continu

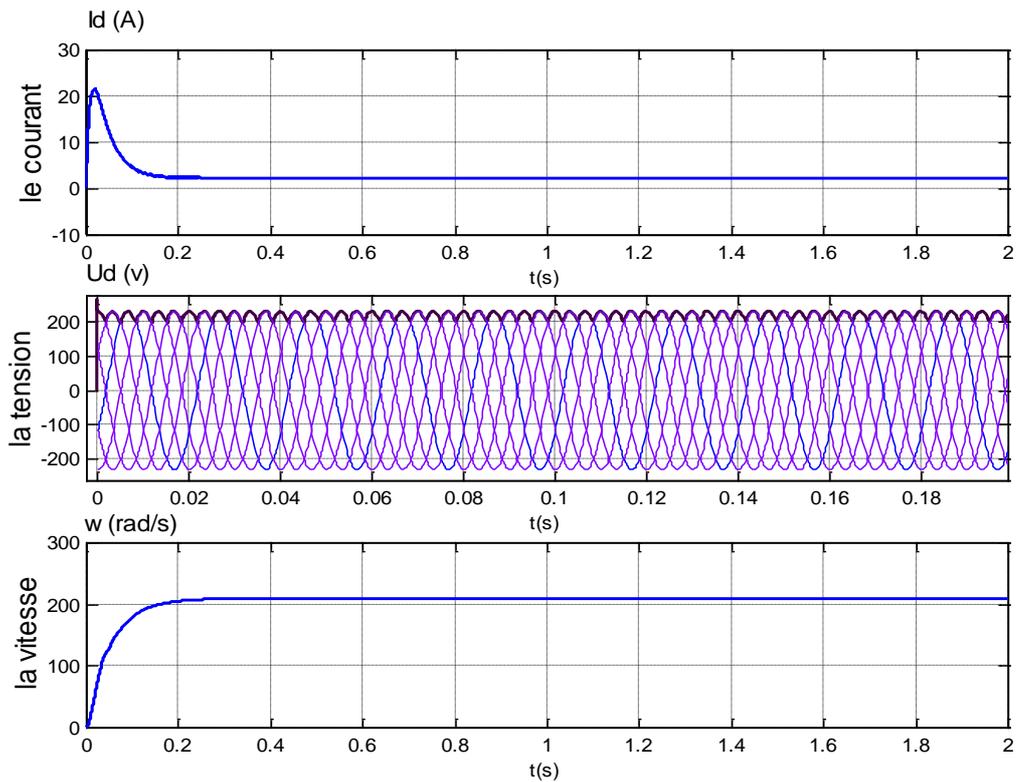


Figure (III-32) : Marche en charge ($C_r=2.127$ N.m , $U_d=220$ v)

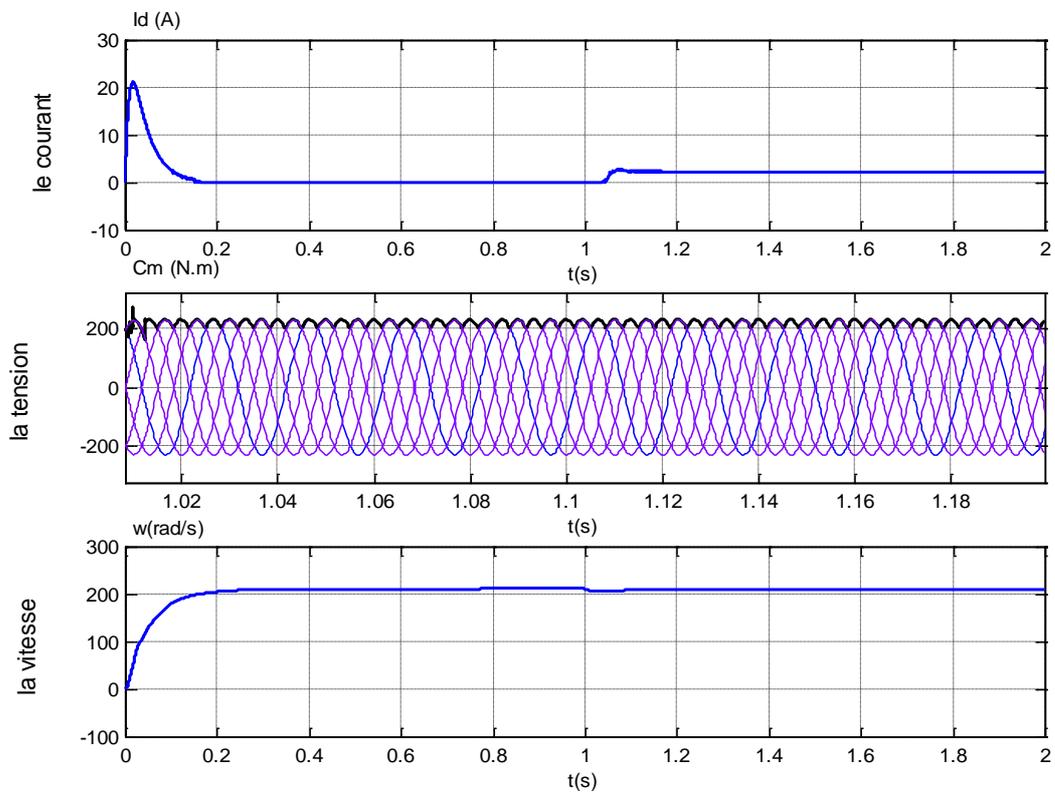


Figure (III-33) : Marche à vide puis en charge (à $t=1$ s, $C_r=2.127$ N.m , $U_d=220$ v)

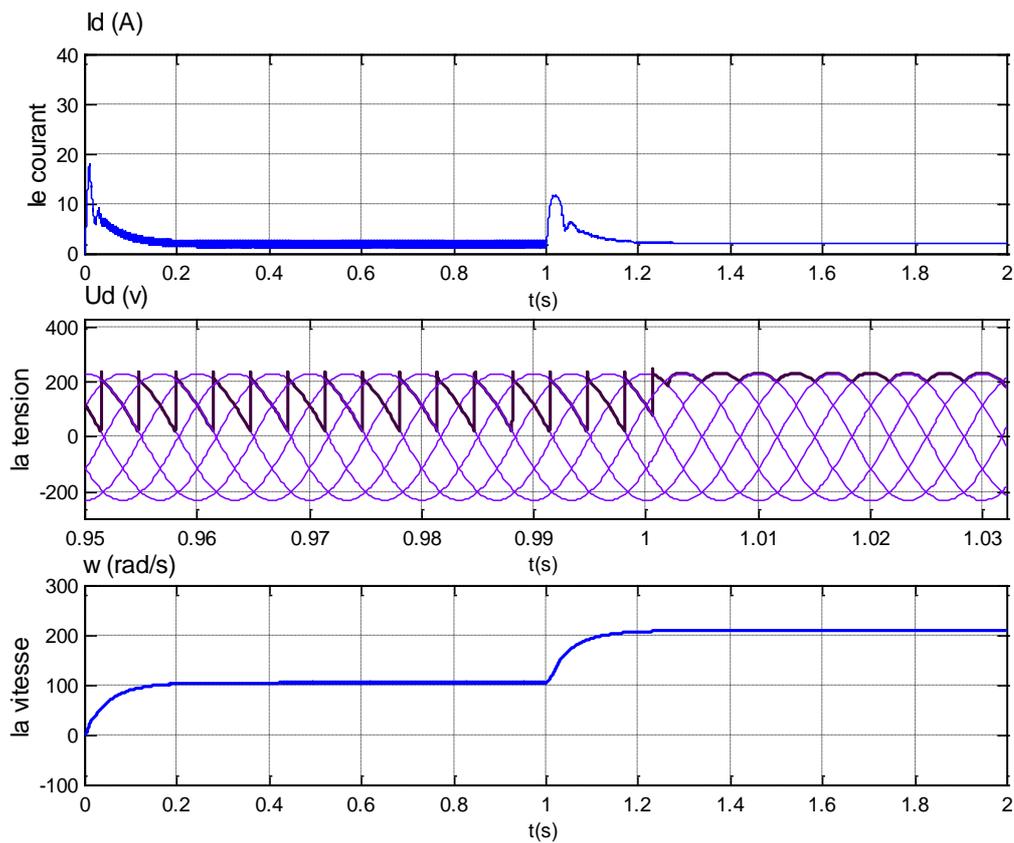


Figure (III-34) : Marche en charge ($C_r=2.127$ N.m, $w=w_n/2$, $w=w_n$)

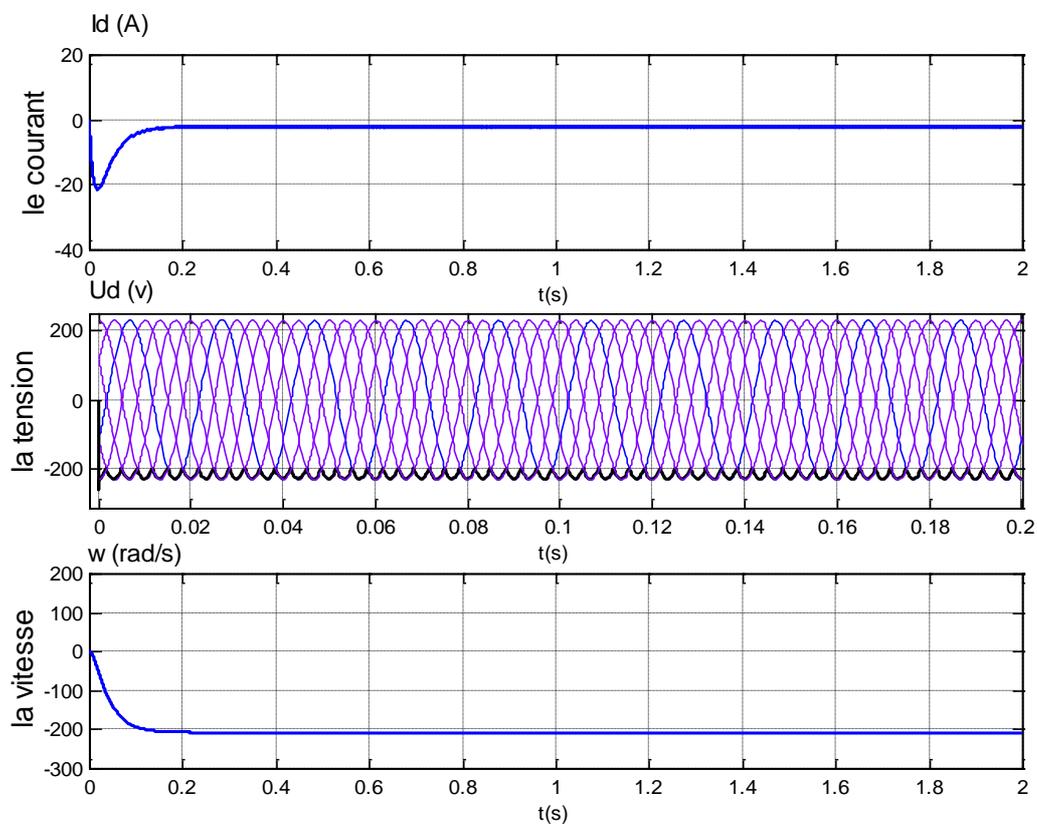


Figure (III-35) : Marche en charge ($C_r= -2.127$ N.m , $U_d= -220$ v)

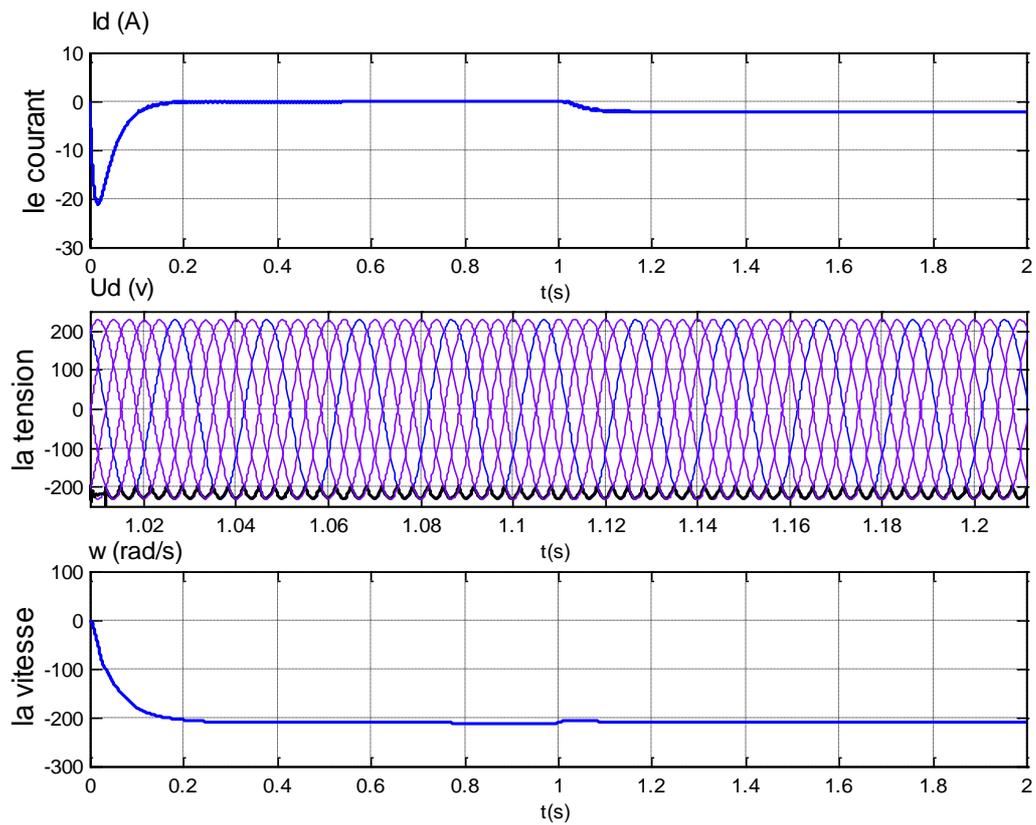


Figure (III-36) : Marche à vide ,puis en charge (à $t=1$ s , $C_T=-2.127$ N.m, $U_d = -220$ v)

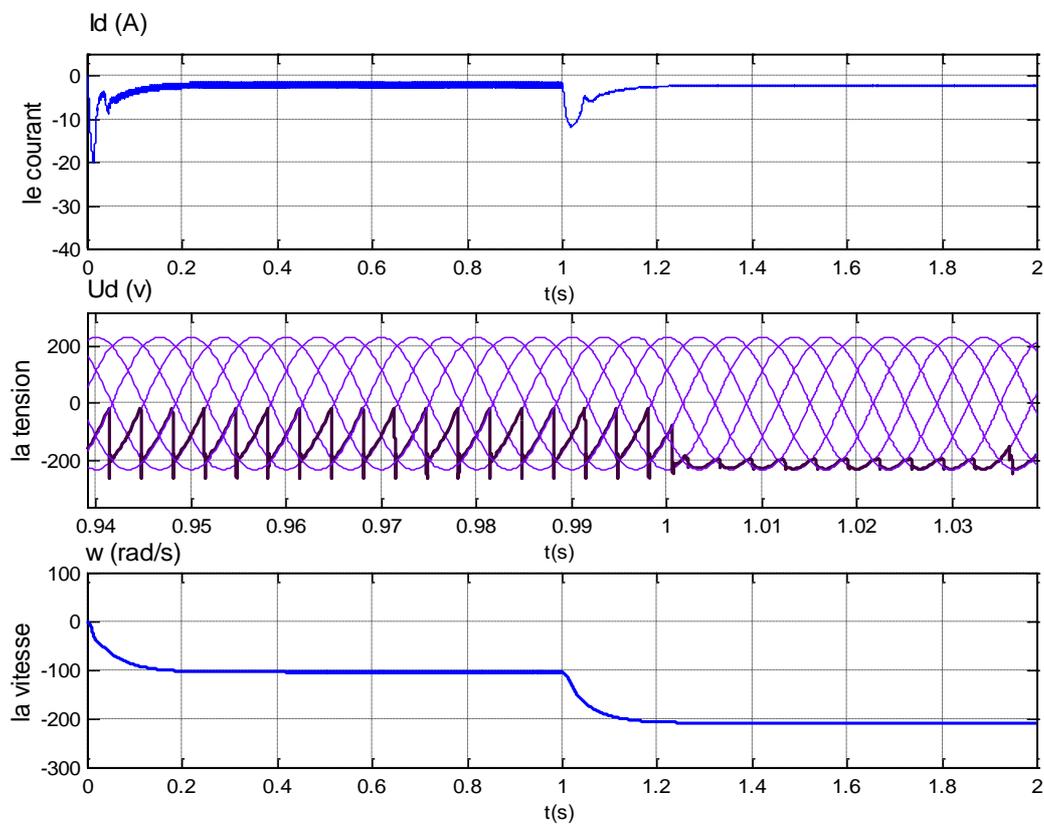


Figure (III-37) : Marche en charge ($C_T= -2.127$ N.m, $w = -w_n/2$, $w = -w_n$)

Interprétation

Au début ,On constate une forte montée en courant, couple et vitesse au démarrage, puis une autre forte montée dans le sens inverse du premier sens, Et ça tombe un peu en dessous de zéro, puis revient à zéro, puis une autre petite vague vient après la première ,et c'est dans une période temporaire pendant le fonctionnement , ou inversant le sens de la rotation.

On remarque que la vitesse de la machine en fonctionnement augmente rapidement jusqu'à atteindre une vitesse supérieure à sa vitesse stable, puis revient à une vitesse inférieure à sa vitesse stable, puis se stabilise à une valeur.

Ensuite, 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 ω_n (l'appel du courant, couple et de vitesse dépend de l'application d'un couple résistant (la charge)).

Si l'on considère que la valeur à laquelle le courant et le couple se stabilisent lors de la mise en charge est C_n et I_{dn} , On remarque que la courbe de courant et de couple lorsqu'une charge est placée monte à une valeur supérieure de I_{dn} et C_n , Ensuite, il descend en dessous de sa valeur de stabilité, puis prend la valeur de stabilité.

On constate que cette montée et descente de la valeur du courant et du couple a ramené la valeur de la vitesse à sa valeur en mode vide après une légère diminution de la vitesse.

Dans le troisième cas, pour bien voir la progression d'un état stationnaire à un autre ,Nous entrons une valeur positive pour la tension (U_{cm}), puis une valeur négative, A noter qu'une forte augmentation du courant et du couple au démarrage, qui a une valeur positive, se traduit par une vitesse de valeur positive. Au bout d'un certain temps, on constate le changement de la valeur du courant et du couple vers une valeur négative, ce qui se traduit par une vitesse de valeur négative, On observe un fort passage de courant négatif et de couple lors de cette inversion , et cette valeur est supérieure à la valeur du démarrage.

Si on applique deux marches de tailles identiques, on remarque que la montée en courant et en couple est égale à la moitié de sa hauteur dans le cas de $U_d = 220$ volts en une marche

Les deux pas sont de deux grandeurs ($U_d = 110$ volts, $U_d = 220$ volts), on constate que la vitesse atteint une valeur correspondant à ce changement, où à $U_d = 110$ volts elle est ($\omega = 110$ radians/sec, $C_r = 0$), et à $U_d = 220$ volts est ($\omega = 220$ radians/sec, $C_r = 0$).

Aussi, Nous remarquons une instabilité dans la courbe de (courant ,couple ,vitesse), et c'est dans une période temporaire pendant le fonctionnement et en changeant la vitesse , et inversant le sens de la rotation ou mettre une charge . Cependant , nous remarquons qu'il y a des périodes où la (courant , couple , vitesse) est stable

à une certaine valeur fixe dans régime permanent.

Au final, on peut conclure que le rôle principal du régulateur de vitesse est de maintenir la vitesse de sortie à un niveau constant quelles que soient les variations de la charge.

Ces courbes montrent l'efficacité du régulateur et la robustesse du système de régulation vis-à-vis de la régulation de la vitesse et de l'inversion du sens de rotation en fonction de la charge (Cr).

Afin d'obtenir des résultats comparables à ceux obtenus dans le schéma fonctionnel, une structure à courant réversible du convertisseur statique est utilisée à la Fig. (III-31), et la réponse complète du système est illustrée à la Fig. (III-32) en charge. Nous avons remarqué que le convertisseur permet le passage de valeurs de tension qui ne portent que des valeurs positives ou que des valeurs négatives selon le sens de rotation, comme on le constate sur la Figure III-32 qu'à basse vitesse le convertisseur permet le passage de valeurs positives, mais pas la plus grande parmi les trois tensions, mais il prend les valeurs fluctuantes. Entre les trois fréquences afin d'obtenir des ondes, la valeur moyenne de chaque onde est de 100V à partir de trois fréquences avec une valeur de 200V, et nous remarquons que le convertisseur permettait le passage des valeurs positives les plus élevées entre les trois tensions pour donner la vitesse maximale au moteur, Dans le sens de rotation négatif, cela fonctionne de la même manière, mais le convertisseur permet le passage de la tension négative. On le remarque dans la Figure (III-37), les Figures (III-33) à vide (III-34) interfèrent avec la marche avant du système, et les Figures (III-35), (III-36), (III-37) correspondent au fonctionnement du moteur dans le sens inverse.

Dans un schéma fonctionnel, tout type d'information peut circuler dans n'importe quelle direction, alors que dans un circuit, un thyristor est bloqué. Si le courant qui le traverse devient inférieur au courant de maintien.

IV.8- ETUDE DE STABILITE DU SYSTEME

Selon la méthode de critère de *ROUTH* on étudiera la stabilité comme suit :

La fonction de transfert en boucle fermée de schéma de bloc de la régulation en cascade de moteur figure (III-25) est écrite sous la forme suivante:

$$G_8(S) = \frac{(1 + T_{cc}S).H.K.h'(1 + T'S)}{\left[L.S.J.(1 + T_{cc}S) + J.S.H.K_{cc} + L(1 + T_{cc}S).K^2 + (1 + T_{cc}S).H.K.K_{cv} \right] T'} \quad (III-29)$$

avec:

$$L = (1 + T_eS)(1 + T_{cm}S)TS$$

$$H = 1/R_a.(K_{cm}h(1 + TS))$$

Après la simplification on trouve le dénominateur (D) :

$$D = 0.042 * S + 5.6 * 10^{-4} * S^2 + 3.28 * 10^{-6} * S^3 + 9.07 * 10^{-9} * S^4 + 8.375 * 10^{-12} * S^5$$

On pose : $D = 0$

$$0.042 * S + 5.6 * 10^{-4} * S^2 + 3.28 * 10^{-6} * S^3 + 9.07 * 10^{-9} * S^4 + 8.375 * 10^{-12} * S^5 = 0 \quad (\text{III-30})$$

S^5	$8.375 * 10^{-12}$	$3.28 * 10^{-6}$	0.042
S^4	$9.07 * 10^{-9}$	$5.6 * 10^{-4}$	0
S^3	$2.76 * 10^{-6}$	0.042	0
S^2	$1.16 * 10^{-9}$	0	0
S	0.042	0	0

Puisqu'il n'y a pas de changement de signe dans la première colonne de la table de *ROUTH*, toutes les racines de l'équation (III-30) ont leur partie réelle négative, c'est-à-dire le système est stable.

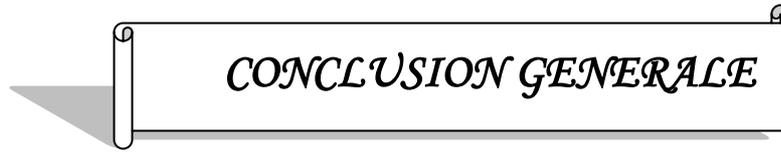
IV.9- CONCLUSION

Dans ce chapitre, Nous avons simulé un moteur à courant continu, puis modélisé le convertisseur de courant, puis simulé le bloc moteur - convertisseur et étudié les valeurs du courant I_d , couple C_m et de la vitesse W , et nous avons remarqué la similitude des valeurs I_d et C_m et W en les deux modèles, Où nous avons constaté que le transformateur amplifie le signal d'entrée, donc si vous le connectez à une tension de $U_{cm} = 10$, il le convertit en $U_d = 220$ v et le convertit de DC en DC, et Nous simulons le bloc de la régulation en cascade de l'association convertisseur-moteur à courant continu et étudions les valeurs de I_d , C_m et W , et les comparons avec les résultats des simulations de moteur courant continu. Nous constatons que le rôle principal du régulateur de vitesse est de maintenir le vitesse de sortie à un niveau constant quelles que soient les variations de charge.

Et nous avons fait une simulation complète du modèle réel de l'association convertisseur de courant bidirectionnel-moteur à courant continu et on constate que le changement de courant I_d et de vitesse w est quasiment identique avec le bloc de la régulation en cascade de l'association convertisseur-moteur à courant continu, Et nous avons vu comment fonctionne l'association convertisseur de courant bidirectionnel fonctionne pour convertir le courant alternatif en courant continu.

Enfin, nous avons appliqué la méthode de critère de *ROUTH* sur le schéma de bloc de la régulation en cascade de moteur Pour étudier la stabilité.

CONCLUSION GENERALE



CONCLUSION GENERALE

L'une des applications les plus importantes de l'électronique industrielle concerne les variateurs régulés, c'est-à-dire les variateurs de vitesse électromécaniques.

Ces entraînements régulés utilisant des moteurs à courant continu ont maintenant atteint un niveau de performance très élevé, et les circuits de puissance et de commande sont presque entièrement standardisés, même pour les entraînements spéciaux.

La première partie de ce travail nous avons étudié les structures des convertisseurs rotatifs (groupe Ward léonard), et statique (convertisseur bidirectionnel) et caractéristiques et Avantages.

Nous avons choisi un convertisseur à thyristor réversible qui donne accès aux quatre quadrants de la réversibilité du moteur à courant continu du moteur, permettant de donner un excellent rendement, des inversions rapides, de réduire les coûts.

C'est à deux manières La mise en œuvre des regroupements en antiparallèle:

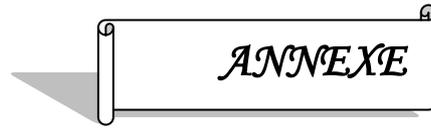
-Les deux redresseurs sont commandés de façon à avoir le même U_d (charge); le débit de l'un ou de l'autre ne dépend que de la demande de la charge continue. Ce sont les montages avec courant de circulation.

-Seul le redresseur correspondant au sens du courant I_d demandé est mis en état de débiter ce sont les montages sans courant de circulation.

Après avoir calculé les paramètres des régulateurs on procède à la simulation dynamiques et numériques, et l'aptitude du système qui absorbe les perturbations durant le fonctionnement.

Nous aspirons à ce que les individus trouvent l'inspiration dans cet humble travail et l'utilisent comme point de départ pour générer leurs propres idées sur cette question. Notre contribution a été d'exécuter l'aspect pratique avec les ressources à notre disposition.

ANNEXE



Paramètres de la machine à courant continu

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

1- Caractéristiques

$P_n=0.3\text{KW}$	Puissance nominale.
$f = 50\text{HZ}$	Fréquence du réseau 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.
$P_p = 2$	Paire de pôle.

REFERENCES
BIBLIOGRAPHIQUES



BIBLIOGRAPHIQUE

- [1] Francis MILSANT, " Cours d'électronique """, tome 5 , 2^{ème} édition, EYROLLES [1985].
- [2] Francis MILSANT, " Cours d'électrotechnique ", tome 2 ,Machines à courant continu, EYROLLES [1981].
- [3] Guy SEGUIER, Francis NOTELET, " Electrotechnique industrielle ", 2^{ème} édition augmenté-[1982], Lavoisier.
- [4] Etude et réalisation de la commande par retour d'état adaptative d'un moteur a courant continu, Mr SADEG Mohammed Amine, MEMOIRE DE FIN D'ETUDES MASTER, Ann´ee Universitaire: 2015-2016. (pages iv, 7, 22).
- [5] H.FRAUDET, F.MILSANT, " Cours d'électricité ", 9^{ème} édition, ERROLLES[1987].
- [6] Guy SEGUIER, " L'électronique de puissance ",6^{ème} édition, Dunod [1990] Paris.
- [7] Sites Internet.
- [8] Guy SEGUIER," Les convertisseurs de L'électronique de puissance ,
1- La conversion Alternatif-Continu ", Lavoisier [1984].
- [9] Technique d'ingénieur.
- [10] Handruedi BHULER, " Electronique de puissance ", Dunod [1989].
- [11] Handruedi BHULER, " Electronique de réglage et de commande ",Volume XVI, 3^{ème} édition, Lavoisier [1990].
- [12] Francis MILSANT, " Asservissements linéaires, 1- Analyse ", Tome 1, 6^{ème} édition, EYROLLES [1981].
- [13] J.J DI STEFANO, A.R.STUBBERUD, I.J.WILLIAMS, " Systems asservis 1 ", Serie schaum, 9^{ème} triage, Copyright [1974].
- [14] F.DECARFORT, C.FOULARD , J.CALVET , " Asservissements linéaires continue" 3^{ème} édition dunond , [1976].
- [15] Zerhouni M'hamed Houari, " Asservissements et Régulation des systèmes linéaires et continus", Cours en génie électrique, Univ. de Mohamed Boudiaf d'Oran [2019].
- [16] R.CHAUPRADE, " Electronique de puissance, 1- Commande des moteurs à courant continu ", 5^{ème} édition, EYROLLES [1988].

BIBLIOGRAPHIQUE

- [17] Lahouassa Fayçal, Tabakhi Abdelmalek, " Réglage de position de l'inducteur de sustentation magnétique applique dans les systèmes de Maglev", thèse d'ingénieur d'état.
- [18] Soualmi Elyamine, Belfar Mouiz Eddine, " Utilisation D'un Convertisseur Quasiresonnant Dans Un Entraînement Electrique Etude Et Simulation", Thèse D'ingénieur D'état, Université de M'sila [2007].
- [19] F.DECARFORT, C.FOULARD, J.CALVET " 'Asservissements linéaires continue", 3^{ème} édition, [Dunond ; 1976].
- [20] M.DJEDDI, L.HAROUS, T.BAHI, " Systèmes asservis linéaires ", Alger [1994].
- [21] Saidani Soufiane , merimeche yaakoub, " Régulation en boucles multiples d'un système convertisseur-moteur à Courant Continu", thèse du master, Univ. de Jijel [2017].
- [22] Handruedi Bhuler, " Electronique de réglage et de commande ", Volume XVI, 3^{ème} édition, [Lavoisier ; 1990].
- [23] Boufenar Rabah, " Amélioration de la Sensibilité des Capteurs par l'utilisation des Fibres à Cristaux Photoniques.", thèse doctorat, Université de Msila [2018].
- [24] P.Prouvost, « instrumentation et régulation en 30 fiches », édition Dunod, Paris, France, 2010.
- [25] T.Hans et P.Guyenot, « régulation et asservissement : cours, applications, expérimentations et prototypage », édition Levoisier, Paris, France, 2014.
- [26] A. MESBAH, M. MOKHTARI, Apprendre et maîtriser Matlab, Edition Springer .
- [27] G.Grellet , G.clere , " Actionneur électrique " , édition EYROLLES, 2^{ème} tirage [2000]
- [28] Pascal COSTA , Vincent BOITIER , " Electronique de puissance et Electrotechnique " édition [1997].

Résumé : Dans ce travail on a présentera les différentes techniques de la commande d'un moteur à courant continu dans les quatre quadrants, on a choisi le convertisseur statique car il donne des meilleures performances.

Les étudiants pourront étudier les différents montages qui réalisent la commande dans les quatre quadrants (avec courant de circulation, sans courant de circulation). Afin de vérifier le comportement statique et dynamique du système (l'association convertisseur-moteur), on a calculé les paramètres de régulateurs de courant et de vitesse.

Mots Clefs : Moteur à courant continu, Commande dans les quatre quadrants, Groupe Ward léonard, Convertisseur de courant bidirectionnel, Redresseur, Onduleur non autonome, Régulateur [PI], simulation.

المخلص : يتمحور التحكم في سرعة محرك التيار المستمر في مكان مهم في مختلف التطبيقات الصناعية؛ في هذه المذكرة، تم تقديم مختلف تقنيات التحكم في محرك التيار المستمر في الأربعة رباعيات (مجموعة وارد ليونارد، محول ثابت ثنائي الاتجاه بالتيار)، تم اختيار المحول الثابت ثنائي الاتجاه نظراً لأدائه الأفضل.

بدأنا بدراسة التوصيلات المختلفة التي تنفذ التحكم في الأربعة رباعيات (مع تدفق التيار، بدون تدفق التيار). ومن أجل التحقق من السلوك الثابت والديناميكي للنظام (توصيل المحول-المحرك)، قمنا بحساب معلمات مراقبي التيار والسرعة.

وأخيراً، قمنا بإجراء المحاكاة العددية لهذا التوصيل لنظام التشغيل المختلفة.

الكلمات المفتاحية : محرك التيار المستمر، التحكم في الأربعة رباعيات، مجموعة وارد ليونارد، محول تيار ثنائي الاتجاه، معدل الوتد، المحول غير المستقل، مُنظم [PI] ، محاكاة.

Summary : The speed control of a direct current (DC) motor plays a crucial role in various industrial applications. In this paper, we have presented different techniques for controlling a DC motor in all four quadrants (Ward Leonard group, bidirectional static current converter). We have chosen the static converter as it offers better performance.

We started by studying the different setups that enable control in all four quadrants (with circulating current, without circulating current). To verify the static and dynamic behavior of the system (the converter-motor combination), we calculated the parameters for current and speed regulators.

Finally, we conducted numerical simulations of this combination for various operating conditions.

Keywords: Direct current motor, Control in all four quadrants, Ward Leonard group, Bidirectional current converter, Rectifier, Non-autonomous inverter, Regulator [PI], Simulation.