



Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de génie électrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Electrotechnique
Commande Electrique

Réf. :

Présenté et soutenu par :
SEBAA Hamza

Le : samedi 23 juin 2018

Commande d'une machine à courant continu

Jury :

Pr.	MENACER Arezki	Pr	Université Mohamed Khider de Biskra	Président
Pr.	GOLEA Amar	Pr	Université Mohamed Khider de Biskra	Encadreur
Dr.	MEGHERBI Ahmed Chaouki	MCA	Université Mohamed Khider de Biskra	Examineur

Année universitaire : 2017/2018

« Dédicaces »

Je dédie ce modeste travail à :

** Ma très chère mère.*

** Mon très cher père.*

** Mes sœurs Nadia, Djahida et surtout Bassma*

** mes frères Kamal, Lazher, et surtout Adel*

** toutes mes familles SEBAA*

** Tout mes amis.*

** Toute la promotion 2017/2018*



HAMZA



« Au nom de dieu clément et miséricordieux »

Remerciements :

En préambule à ce mémoire je remercie ALLAH qui m'aide et m'a donné la patience et le courage durant ces longues années d'étude.

Je souhaite adresser mes remerciements les plus sincères aux personnes qui m'ont aidé et contribué à l'élaboration de ce mémoire ainsi qu'à la réussite de cette formidable année universitaire.

Je tiens à remercier mes membres jurys et sincèrement Mr Amar GOLEA, en tant que Encadreur, qui a toujours montré à l'écoute et très disponible tout au long de la réalisation de ce mémoire, Enfin, je tiens mes plus sincères remerciements à tous mes proches et amis, qui m'ont toujours soutenu et encouragé au cours de la réalisation de ce mémoire.

Merci à tous...

Liste des Figures :

Fig (I.1) : Fonctionnement de machine à courant continu.....	3
Fig (I.2) : Constitution de la machine à courant continu.....	4
Fig (I.3) : L'inducteur.....	4
Fig (I.4) : L'induit.....	5
Fig (I.5) : Collecteur et balais.....	5
Fig (I.6) : Principe d'un moteur à courant continu.....	6
Fig (I.7) : Principe de fonctionnement d'une génératrice.....	7
Fig (I.8) : Moteur à courant continu à aimant permanent.....	7
Fig(I.9) : Moteur à courant continu excitation à électroaimant.....	8
Fig (I.10) : Le moteur à excitation séparée.....	8
Fig (I.11) : Caractéristiques d'un moteur à excitation séparée.....	8
Fig (I.12) : Le couple en fonction de courant d'alimentation.....	9
Fig (I.13) : Le moteur à excitation série.....	9
Fig (I.14) : Caractéristique de vitesse d'un moteur série.....	10
Fig (I.15) : Caractéristique de couple d'un moteur série.....	10
Fig (I.16) : Le moteur à excitation shunt.....	10
Fig (I.17) : Le moteur à excitation composée.....	11
Fig (I.18) : Zones de fonctionnement d'un moteur à courant continu.....	12
Fig (I.19) : Modes de fonctionnement d'un moteur dans le plan vitesse-couple.....	12
Fig (I.20) : Schéma-bloc d'une MCC à excitation indépendante (aimant permanent) dans PSIM.....	15
Fig (I.21) : Le courant et le couple du moteur à vide.....	15

Fig (I.22) : La vitesse du moteur à vide.....	16
Fig (I.23) : La vitesse du moteur en charge ($C_r=20Nm$ à $t=0.4s$).....	16
Fig (I.24) : Couple électromagnétique, couple résistant et le courant d'induit en charge ($C_r=20Nm$ à $t=0.4s$).....	17
Fig (II.2) : Schéma de principe du redresseur.....	19
Fig (II.3) : Redresseur commandé pont mixte symétrique	19
Fig (II.4) : La tension aux bornes de la charge avec un redresseur commande.....	20
Fig (II.5) : Schéma de principe du hacheur	21
Fig (II.6) : Hacheur série commande un moteur à courant continu.	22
Fig (II.7) : La tension aux bornes de la charge avec un hacheur série.	23
Fig(II.8) : La valeur moyenne en fonction de rapport cyclique (α).	23
Fig (II.9) : Schéma PSIM d'un hacheur série ($R=5\Omega$, $L=0.02H$).....	24
Fig (II.9) : Tension et courant aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha =2/3$ et $\alpha =1/3$	24
Fig (II.10) : Hacheur Boost.....	25
Fig (II.11) : Fonctionnement des interrupteurs (D et H).....	26
Fig (II.12) : Schéma PSIM d'un hacheur parallèle ($R=10\Omega$).....	27
Fig (II.13) : Tension et courant aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha =1/2$ et $\alpha =2/3$	28
Fig (II.14) : Structure générale d'un hacheur buck-boost.....	28
Fig (II.15) : Forme d'ondes des principales grandeurs d'un Hacheur à stockage inductif.....	30
Fig (II.16) : Schéma PSIM d'un hacheur série-parallèle ($R=10\Omega$, $C=0.001F$).....	30
Fig (II.17) : Tension et courant aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha =1/4$ et $\alpha =2/3$	30

Fig (II.18) : Structure générale d'un hacheur réversible en courant	31
Fig (II.19) : Forme d'ondes des principales grandeurs d'un Hacheur réversible en courant pour commandes séparées	32
Fig (II.20) : Forme d'ondes des principales grandeurs d'un Hacheur réversible en courant pour commandes complémentaires	32
Fig (II.21) : Schéma PSIM d'un hacheur réversible en courant	32
Fig (II.22) : La tension aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha = 1/6$	33
Fig (II.23) : Le courant aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha = 1/6$	33
Fig (II.24) : La tension aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha = 2/3$	33
Fig (II.25) : Le courant aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha = 2/3$	33
Fig (II.26) : Structure générale d'un hacheur réversible en tension	34
Fig (II.27) : Schéma équivalent d'un Hacheur réversible en tension Commandes alternée	34
Fig(II.28):Forme d'ondes des principales grandeurs d'un Hacheur réversible en tension Commande alternée	35
Fig (II.29) : Schéma PSIM d'un hacheur réversible en tension	35
Fig (II.30) : La tension aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha = 1/6$	36
Fig (II.31) : Le courant aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha = 1/6$	36
Fig (II.32) : La tension aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha = 2/3$	36
Fig (II.33) : Le courant aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha = 2/3$	36
Fig (II.34) : Structure générale d'un hacheur à 4 quadrants	37
Fig (II.35) : Changement du sens de rotation de la MCC	38
Fig (II.36) : Forme d'ondes des principales grandeurs d'un Hacheur à 4 quadrants	39
Fig (II.37) : Schéma PSIM d'un hacheur à 4 quadrants (R=10Ω, L=0.02H)	39

Fig (II.38) : La tension aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha=1/4$	40
Fig (II.39) : Le courant aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha=1/4$	40
Fig (II.40) : La tension aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha=2/3$	40
Fig (II.41) : Le courant aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha=2/3$	40
Fig. (III.1) : Schéma de la régulation du courant par hystérésis.....	43
Fig. (III.2): Schéma bloc de la commande avec régulateur PI.....	43
Fig. (III.3): Schéma bloc d'un régulateur à hystérésis.....	44
Fig. (III.4): Résultats de simulation de la commande du MCC à vide.....	44
Fig. (III.5): Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 20 N.m à $t = 0.5$ s.....	45
Fig. (III.6) : Résultats de simulation de la commande du MCC pour l'inversion du sens de rotation à $t = 0.5$ s et à $t=1.5$ s.....	46
Fig. (III.7): Représentation de la fonction « Signe ».....	49
Fig. (III.8): commande équivalente U_{eq}	50
Fig. (III.9): Fonction « Liss »	50
Fig. (III.10): Schéma bloc de la commande par mode glissement	51
Fig. (III.11): schéma-bloc pour la régulation de vitesse par fonction « sign ».....	51
Fig. (III.12) : Résultats de simulation de la commande CSV du MCC pour le fonctionnement à vide.....	52
Fig. (III.13): Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivi d'une application de charge de 20 N.m, à $t = 1$ s.....	53
Fig. (III.14): schéma-bloc pour la régulation de vitesse par la fonction « SAT ».....	54
Fig . (III.15) : Résultats de simulation de la commande CSV du MCC pour fonctionnement à vide.....	54

Fig. (III.16): Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivi d'une application de charge de 20 N.m à $t = 1s$	55
Fig. (III.17): schéma-bloc pour la régulation de vitesse par la fonction « Liss ».....	56
Fig. (III.18): Résultats de simulation de la commande CSV du MCC pour fonctionnement à vide.....	57
Fig. (III.19): Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivi d'une application de charge de 20 N.m à $t = 0.2s$	58
Fig. (III.20) : Résultats de simulation de la commande du MCC pour l'inversion du sens de rotation à $t = 0.2s$ et à $t=0.4s$	59
Fig. (III.21): Commande par mode de glissant	60
Fig. (III.22): Commande par régulateur PI.....	60

Liste des abréviations :

P_n :	Puissance nominale.
U_a :	Tension nominale d'induit.
i_a :	Courant nominal d'induit.
ϕ_e :	Flux inducteur.
R_a :	Résistance de l'induit.
L_a :	Inductance de l'induit.
n_p :	Nombre de paire de pole.
L_m :	Inductance mutuelle.
f :	Coefficient de frottement.
J :	Inertie du moteur et de toute la partie tournante.
Ω :	Vitesse mécanique de rotor ; Ω_{ref} ou Ω^* : Vitesse de référence.
w :	Vitesse électrique d'induit ; w_{ref} : Vitesse électrique de référence.
C_e :	Couple électromagnétique délivré par le moteur.
C_r :	Couple résistant.
V_s :	Tension de la source.
i_s :	Courant de la source.
V_{ch} :	Tension de la charge.
i_{ch} :	Courant de la charge.
PI :	Régulateur Proportionnel Intégrateur.
CSV :	Commande à structure variable.
P :	Opérateur de Laplace.

Sommaire :

Introduction générale.....	1
<u>Chapitre I : Généralités sur la machine à courant continu.</u>	
I.1. Introduction	4
I.2. Définition	4
I.3.Constitution d'une machine à courant continu	5
I.3.1 L'inducteur	5
I.3.2 Le rotor (l'induit).....	6
I.3.3. Le collecteur et les balais	6
I.4. Force contre électromotrice	6
I.5. Principe de fonctionnement	7
I.5.1 principe du moteur	7
I.5.2. principe de la Génératrice.....	8
I.6. Les types des moteurs à courant continu	8
I.6.1. Les moteurs à inducteur à aimant permanent	8
I.6.2. Les moteurs à inducteur bobiné	8
I.7.Réglage de la vitesse d'un moteur à courant continu.....	12
I.8.Quadrants de fonctionnement	13
I.9. Les avantages et Les inconvénients	14
I.10.Modélisation de la MCC à excitation séparée (aimant permanent)	15
I.10.1Résolution des équations	16
I.10.2.Résultat de simulation	16
I.11.Conclusion	18

Chapitre II : LES CONVERTISSEURS STATIQUES DC -DC

II.1.Introduction.....	20
II.2.Définition	20
II.3.Les redresseurs.....	20
II.3.1.Définition..	20
II.3.2.Principe de fonctionnement	21
II.4.Les hacheurs	22
II.4.1.Définition	22
II.4.2. Principe de fonctionnement	22
II.5. Différents types de hacheurs	23
II.5.1. Convertisseur Buck	23
II.5.1.1. Définition	23
II.5.1.2. Principe de Fonctionnement	23
II.5.1.3. Intérêt d'utiliser un hacheur série	24
II.5.1.4. Simulation du hacheur série par le logiciel PSIM	25
II.5.1.5. Résultat de simulation	25
II.5.2. Convertisseur Boost	26
II.5.2.1. Définition	26
II.5.2.2.Intérêt d'utiliser un hacheur parallèle.....	28
II.5.2.3.Simulation du hacheur parallèle par le logiciel PSIM :.....	28
II.5.2.4.Résultat de simulation	28
II.5.3.Hacheur à stockage inductif (buck-boost)	29
II.5.3.1.Définition	29

II.5.3.2.Simulation du hacheur série-parallèle par logiciel PSIM.....	31
II.5.3.3.Résultat de simulation	31
II.5.4.Le hacheur réversible en courant	32
II.5.4.1.Définition	32
II.5.4.2.Simulation du hacheur réversible en courant par logiciel PSIM	33
II.5.4.3.Résultat de simulation	34
II.5.5.Le hacheur réversible en tension	35
II.5.5.1.Simulation du hacheur réversible en tension par logiciel PSIM	36
II.5.5.2.Résultat de simulation	37
II.5.6.Hacheur en pont ou 4 quadrants	38
II.5.6.1.Définition.....	38
II.5.6.2.Principe de fonctionnement	39
II.5.6.3.Simulation du hacheur à 4 quadrants par logiciel PSIM	40
II.6.Conclusion	42

Chapitre III : Commande du MCC à excitation séparée alimentée par un hacheur à 4 quadrants

III.1. Introduction	44
III.2.Partie -1- Régulation de la vitesse par un régulateur PI	44
III.2.1 introduction	44
III.2.2.Effets du correcteur proportionnel-Intégral PI	44
III.2.3.Contrôle de courant par hystérésis	45
III.2.4.Commande de la MCC par hacheur quatre quadrants associée à un régulateur PI	45
III.2.5.Résultats de simulation.....	46

III.2.5.1. Essai à vide et en charge	46
III.2.5.2.Essai de l'inversion de sens de rotation	48
III.2.6.Conclusion	49
III.3.Partie -2- commande de la MCC par un hacheur quatre quadrants associée à un régulateur par mode glissant	49
III.3.1.Introduction.....	49
III.3.2.Synthèse de la loi de commande	49
III.3.3.Choix de la surface de glissement	49
III.3.4.Conditions d'existence et de convergence du régime glissement	50
III.3.5.Calcul de la commande	51
III.3.6.Elimination du phénomène du broutement (Chattering)	52
III.3.7.Avantages et inconvénients de la commande par mode glissant	53
III.3.8.Application de la commande par mode de glissement à la MCC	53
III.3.8.1.Fonction « sign »	53
III.3.8.2.Fonction « SAT »	56
III.3.8.3.Fonction « LISS »	58
III.3.9.Conclusion	61
III.6.Etude comparative entre la CSV et la commande PI	62
III.5.Conclusion	63
Conclusion générale	64
Annexe	65
Bibliographie	68

Introduction générale :

Les entraînements à vitesse variable prennent une part de plus en plus importante dans le marché des entraînements. En effet, la possibilité de faire varier ainsi que d'inverser la vitesse de rotation d'une machine est devenue une nécessité dans bien des industries et dans le contexte d'une automatisation accrue.

Les machines à courant continu (MCC) ont été largement utilisées dans les domaines nécessitant des entraînements à vitesse et position variables, grâce à la simplicité de la commande du flux et du couple à partir du courant d'excitation et du courant d'induit.

Les convertisseurs statiques constituent, au même titre que les machines à courant continu, un maillon fondamental des systèmes d'entraînement à vitesse variable. Ceux des MCC sont spécifiques et peuvent être classés en deux grandes familles :

- celle fonctionnant à partir du réseau alternatif (redresseurs).
- celle alimentée par une source de tension continue, éventuellement créée par redressement à partir du réseau (hacheurs).

Dans le domaine de la commande, plusieurs techniques ont été établies pour assurer un réglage désiré. Ces techniques sont élaborées afin de rendre le système insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques [1]. Les techniques de commande classique de type PI couvrent une large gamme dans les applications industrielles. Ce sont des techniques de commande linéaires et présentent l'intérêt de la simplicité de mise en œuvre et la facilité de la synthèse. Au cours de temps, ses applications seront non efficaces, notamment si les processus à commander ont des structures complexes et non-linéaires. [2]

La commande des systèmes en général, est un problème compliqué à cause des non linéarités, perturbation difficile à mesurer et incertitudes sur les paramètres des systèmes.

Lorsque la partie commandée est soumise à des forts non linéarités et à des variables temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commandes assurant la robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres extérieur et leurs variations. [3]

Le réglage par mode glissement possède des avantages incontestables pour le système mal identifié ou à paramètres variables. Cependant, la nature commutant (discontinue) de cette

technique peut provoquer l'effet de broutement, appelé en anglais "chattering"[2]. Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation, et certaines perturbations.

L'objectif dans ce mémoire est de présenter la modélisation de la machine à courant continu à excitation séparée au début (aimant permanent), alimenté par un hacheur à quatre quadrants. La régulation de la vitesse est assurée au début par un régulateur Proportionnelle-Intégrale PI ; puis pour rendre le système insensible aux variations paramétriques et aux perturbations, le régulateur PI est remplacé par un régulateur par mode glissant. Le courant d'induit est régulé par un régulateur à hystérésis.

Ce mémoire est subdivisé en trois chapitres :

- Le premier sera consacré à l'étude des machines à courant continu d'une manière générale, et l'étude des types d'excitation des moteurs à courant continu, ainsi que la modélisation et la simulation de la MCC à excitation séparée par logiciel PSIM.
- Le deuxième chapitre sera réservé à l'étude des convertisseurs utilisés dans la commande de la machine à courant continu, en présentant les résultats de simulation pour différents types des hacheurs.
- Le troisième chapitre sera divisé en deux parties : Le premier sera consacré à la commande de la MCC associée à un régulateurs PI. Les résultats de simulation sont représentés pour différents modes de fonctionnement. Dans la deuxième partie on remplace le régulateur PI par un régulateur à structure variable à mode glissant pour avoir plus de performances. Une étude comparative sera présentée à la fin de ce chapitre.

Le mémoire est clôturé par conclusion générale exposant les différents résultats obtenus.

« Chapitre I »

***Généralités sur la machine à
courant continu***

I.1. Introduction :

Les moteurs à courant continu sont très utilisés dans les systèmes automatiques qui nécessitent une variation précise de la vitesse de rotation.

Dans ce chapitre, on présente la constitution de la machine à courant continu et leur principe de fonctionnement. Il s'agit d'établir les différents types des moteurs à courant continu. Ensuite nous donnerons les avantages et les inconvénients. Enfin la modélisation de la MCC à excitation séparée à aimant permanent, et la simulation du modèle par logiciel PSIM.

I.2. Définition :

Les machines à courant continu sont des convertisseurs électromécaniques d'énergie :

Soit ils convertissent l'énergie électrique absorbée en énergie mécanique lorsqu'ils sont capables de fournir une puissance mécanique suffisante pour démarrer puis entraîner une charge en mouvement. On dit alors qu'ils ont un fonctionnement en moteur.

Soit ils convertissent l'énergie mécanique reçue en énergie électrique lorsqu'ils subissent l'action d'une charge entraînée. On dit alors qu'ils ont un fonctionnement en générateur [4].

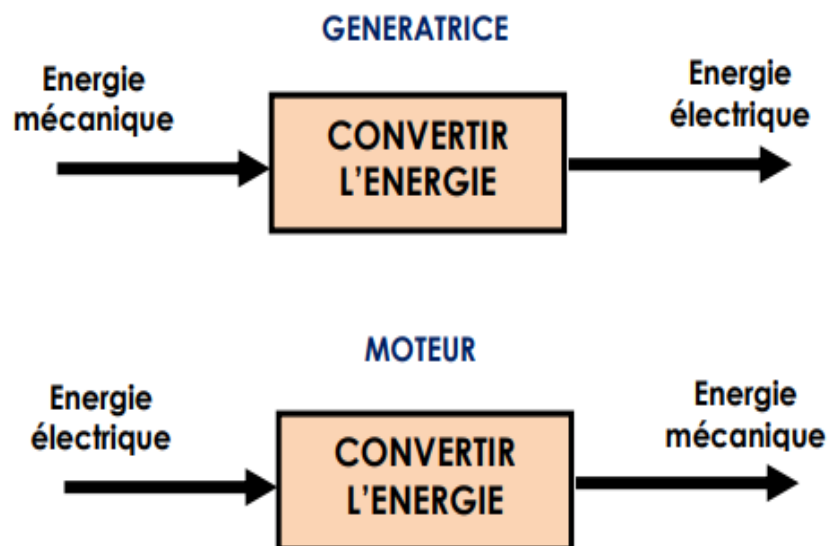


Fig (I .1) : Fonctionnement de machine à courant continu [5]

I.3. Constitution d'une machine à courant continu :

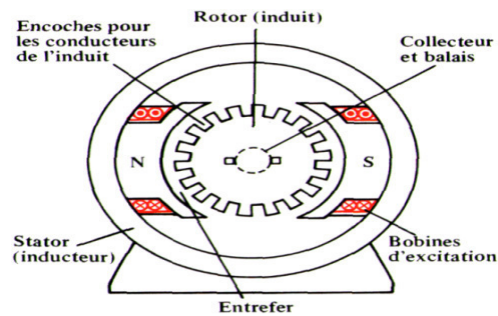


Fig (I.2) : Constitution de la machine à courant continu [4]

La machine à courant continu est constituée de trois parties principales :

- ✓ l'inducteur.
- ✓ l'induit.
- ✓ collecteur / balais (charbon).

I.3.1 L'inducteur :

L'inducteur est la partie fixe du moteur, et Son rôle est de créer le flux inducteur dans la machine. Il est constitué par :

- Une culasse en fonte ou en acier coulé : C'est la carcasse de la machine.
- Pôles principaux : ils sont soit des enroulements, ou des aimants permanents créer le champ magnétique inducteur.
- Enroulement de compensation de la réaction magnétique d'induit : des enroulements situé dans les encoches des pôles inducteurs parcourus par le courant d'induit, ayant pour rôle de créer un champ antagoniste au champ transversal d'induit.
- Les pôles auxiliaires ou pôles de commutation : Ce sont des pièces polaires étroites en série avec l'induit destinés à réduire les étincelles aux balais



Fig (I.3) : L'inducteur [4]

I.3.2 Le rotor (l'induit):

Le rotor est la partie en rotation du moteur. C'est lui qui tourne. Il est constitué d'un enroulement de spires conductrices réunies en faisceaux disposés de telle manière que lorsqu'un coté est soumis au pôle nord, l'autre est pôle sud. Les faisceaux sont tous reliés en série grâce aux lames du collecteur.

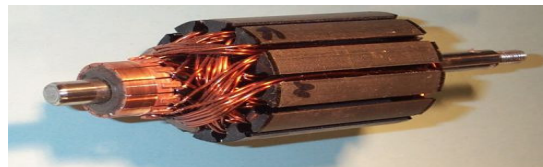


Fig (I.4) : L'induit.

I.3.3. Le collecteur et les balais :

Le collecteur est un ensemble de lames de cuivre où sont reliées les extrémités du bobinage de l'induit. Les balais (ou charbons) sont situés au stator et frottent sur le collecteur en rotation. Le dispositif collecteur / balais permet donc de faire circuler un courant dans l'induit.



Fig (I.5) : Collecteur et balais. [4]

I.4. Force contre électromotrice :

Elle est donnée par la relation d'électrotechnique :

La force électromotrice (E) est la tension produite par le rotor (l'induit) lors de sa rotation dans le flux magnétique produit par la partie fixe (l'inducteur). Elle dépend des éléments de construction de la machine.

$$E = \frac{P}{a} N \cdot n \cdot \Phi \quad (I.1)$$

P : nombre de paire de pôles de la machine.

N : nombre de conducteurs actifs de la périphérie de l'induit.

a : nombre de paires de voies de l'enroulement entre les deux balais.

n : fréquence de rotation de l'induit (en t/s).

Φ : flux sous un pôle de la machine en Webers.

Finalement :
$$E = K \cdot \Omega \cdot \Phi \tag{I.2}$$

Avec :
$$K = \frac{P}{2\pi a} N \tag{I.3}$$

1.5. Principe de fonctionnement :

1.5.1 principe du moteur :

Le fonctionnement du moteur à courant continu est basé sur le principe des forces de Laplace : Un conducteur de longueur (L), placé dans un champ magnétique et parcouru par un courant, est soumis à une force électromagnétique.

Le champ créé par l'inducteur agit sur les conducteurs de l'induit : Chacun des (N) conducteurs de longueurs (L) placé dans le champ (B) et parcouru par un courant(I) est le siège d'une force électromagnétique perpendiculaire au conducteur :

$$F = B \cdot I \cdot L \sin \alpha \tag{I.4}$$

Ces forces de Laplace exercent un couple proportionnel à l'intensité (I) et au flux (Φ) sur le rotor. Le moteur se met à tourner à une vitesse proportionnelle à la tension d'alimentation (V) et, inversement proportionnelle au flux (Φ). Au passage de tout conducteur de l'induit sur la ligne neutre, le courant qui le traverse change de sens grâce au collecteur. Le moteur conserve le même sens de rotation. Pour inverser le sens de rotation du moteur, il convient d'inverser le sens du champ produit par l'inducteur par rapport au sens du courant circulant dans l'induit:

- Soit on inverse la polarité de la tension d'alimentation de l'induit.
- Soit on inverse la polarité d'alimentation du circuit d'excitation [4]

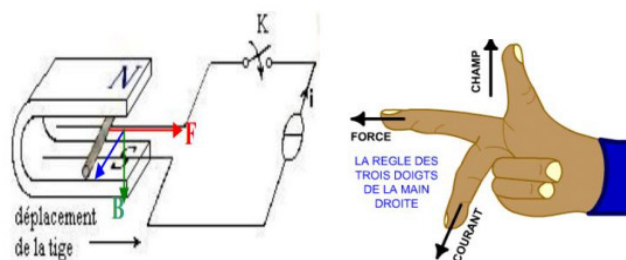


Fig (I.6) : Principe d'un moteur à courant continu. [4]

1.5.2. principe de la Génératrice:

Le fonctionnement de la génératrice est basé sur le principe de Faraday ou loi de l'induction électromagnétique. Si l'on considère le conducteur 1 placé sur l'induit qui tourne, ce conducteur coupe les lignes de champ, il est alors le siège d'une force électromotrice (f.è.m) dont le sens est donné par la règle des trois doigts de la main gauche. Si l'on considère la spire formée par le conducteur (1) et le conducteur (2) diamétralement opposés, les deux forces électromotrices s'ajoutent, on peut fermer le circuit. On a réalisé un générateur de courant. [5]

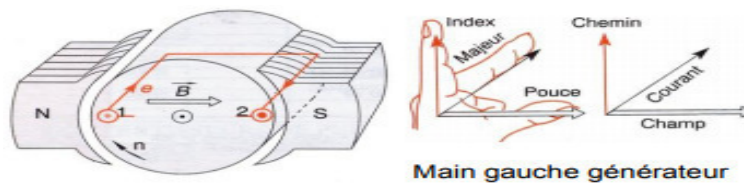


Fig (I.7) : Principe de fonctionnement d'une génératrice [5]

1.6. Les types des moteurs à courant continu :

1.6.1. Les moteurs à inducteur à aimant permanent :

Il n'y a pas de circuit inducteur, le flux inducteur est produit par un aimant permanent. Tous les moteurs à courant continu de faible puissance et les micromoteurs sont des moteurs à aimant permanent. Ils représentent maintenant la majorité des moteurs à courant continu. Ils sont très simples d'utilisation. [5]

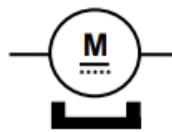
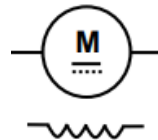


Fig (I.8): Moteur à courant continu à aimant permanent [5]

1.6.2. Les moteurs à inducteur bobiné :

Il existe 4 types différents de moteurs électriques qui sont classés en fonction du type d'excitation qui est employé, qui sont :

- ✓ le moteur à excitation séparée.
- ✓ le moteur à excitation shunt.
- ✓ le moteur à excitation série.
- ✓ le moteur à excitation composée.



Fig(I.9): Moteur à courant continu excitation à électroaimant [5]

✓ **le moteur à excitation séparée :**

Dans un moteur à excitation séparée ou indépendante, le flux magnétique est créé indépendamment de la tension de l'induit. Il faut pour cela deux sources séparées, une pour alimenter l'inducteur et créer le flux, l'autre pour alimenter l'induit. Ce type de moteur a une souplesse de commande et une large gamme de vitesse.

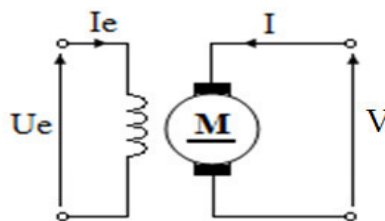


Fig (I.10) : Le moteur à excitation séparée. [4]

Le circuit d'excitation est séparé du circuit d'induit. Si l'inducteur est un aimant permanent, le flux (Φ) est constant. Si l'inducteur est un électroaimant alimenté par une source de tension continue réglable, le flux (Φ) ne dépend que du courant dans l'inducteur appelé courant d'excitation (I_e).

Pour un moteur à excitation séparée, le flux (Φ) est constant donc la fréquence de rotation (n) est proportionnelle à la tension d'alimentation (V) :

Supposons que la machine est parfaite (en négligeant les pertes)

$$n = \frac{E}{K\Phi} = \frac{V - R.I}{K\Phi} = K.V \quad (I.5)$$

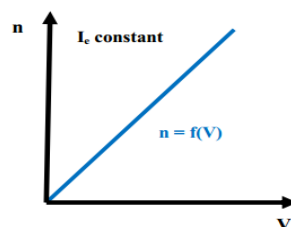


Fig (I.11) : Caractéristiques d'un moteur à excitation séparée [5]

Si (V) est proportionnelle à (n) cela signifie que (T_u) est proportionnel à (I). Donc le couple utile (T_u) est proportionnel à l'intensité du courant d'alimentation du moteur (I) :

$$T_u = \frac{E \cdot I}{\Omega} = K \cdot \Phi \cdot I = K \cdot I \quad (I.6)$$

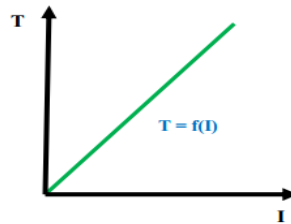


Fig (I.12) : Le couple en fonction de courant d'alimentation. [5]

✓ le moteur à excitation série :

Dans un moteur à excitation série ou moteur série, le circuit d'excitation est en série avec le circuit d'induit. Ce type des moteur à un couple élevé diminue avec la vitesse on les trouve dans les engins de levage et la traction électrique.

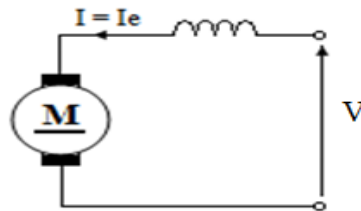


Fig (I.13) : Le moteur à excitation série [5]

Le flux n'est plus constant mais proportionnelle à (I). Dans ces conditions, la force contre électromotrice (E) dépend de la fréquence (n) de rotation et de l'intensité du courant (I). Donc la fréquence de rotation (n) est proportionnelle à la tension (V) et au courant (I) d'alimentation du moteur.

Compte tenu de la conservation de la puissance d'une machine (en négligeant les pertes), la puissance électrique absorbée est :

$$P_a = V \cdot I \quad (I.7)$$

Et la puissance mécanique fournie est :

$$P_u = T_u \cdot \Omega \quad (I.8)$$

Pour un moteur à excitation série, le flux (Φ) n'est pas constant mais proportionnel à (I) donc la tension d'alimentation (V) est proportionnelle à la fréquence de rotation (n) et à l'intensité (I) [5]:

$$\begin{aligned} \phi &= M_{ea} \cdot i_e = M_{ea} \cdot i \\ E &= K \cdot \phi \cdot n = V - R_a \cdot i - U_e \\ n &= \frac{V - R_a \cdot i}{K \cdot M_{ea} \cdot i} \end{aligned} \quad (I.9)$$

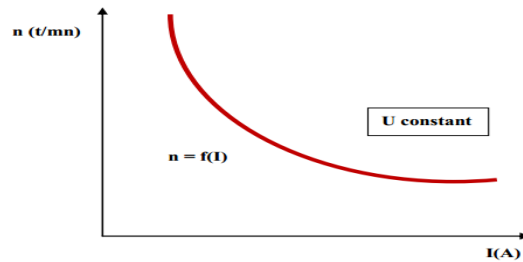


Fig (I.14) : Caractéristique de vitesse d'un moteur série.[5]

Si (n) est proportionnelle à (V) et à (I) cela signifie que le couple (T_u) est proportionnel au carré de l'intensité du courant d'alimentation (I^2) :

$$T = \frac{E.I}{\Omega} = \frac{E.K.I.I}{E} = K.I^2 \quad (I.10)$$

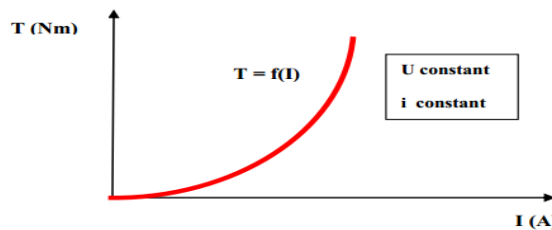


Fig (I.15) : Caractéristique de couple d'un moteur série.[5]

✓ **le moteur à excitation shunt :**

Dans un moteur à excitation shunt l'inducteur et l'induit sont connectés en parallèles et alimentés par une seule source de tension continue.

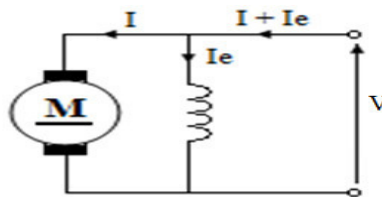


Fig (I.16) : Le moteur à excitation shunt.[5]

Ce type de moteur marche a une vitesse constante quelque soit la charge c'est le type des moteur le plus utile dans les ascenseurs.

✓ **le moteur à excitation composée :**

Dans le moteur compound une partie du stator est raccordé en série avec le rotor et une autre partie est de type parallèle ou shunt. Ce moteur réunit les avantages des deux types des moteurs série et shunt.

Modes de branchement :

-Courte dérivation : L'enroulement est shunté directement avec l'induit.

-Long dérivation : L'enroulement est shunté en parallèle avec l'induit.

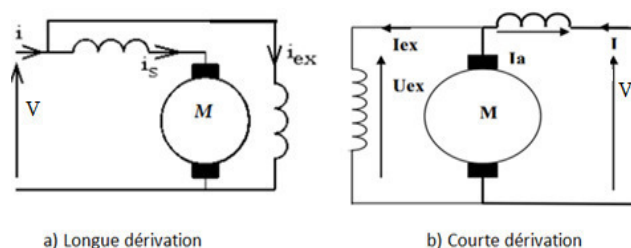


Fig (I.17) : Le moteur à excitation composée. [5]

1.7. Réglage de la vitesse d'un moteur à courant continu:

La vitesse d'un moteur (série, shunt ou excitation séparée) est donnée par l'équation :

$$\omega = \frac{U_i - R_i I_i}{K_m \Phi} \tag{I.11}$$

Elle peut être modifiée en agissant sur les paramètres U_i , Φ , R_i le couple moteur, donc le courant d'induit, étant considéré constant (couple résistant constant). Donc le réglage de la vitesse d'un moteur se fait en général par deux des moyens présentés:

- Variation de la tension d'alimentation de l'induit.
- Variation du flux d'excitation.

Le faible rendement et les mauvaises performances du réglage par rhéostat en font une solution qui n'est guère employée de nos jours, sinon pour le démarrage des moteurs de traction.

Les deux solutions retenues permettent de couvrir une grande gamme de vitesses (Fig I.21) :

Réglage par la tension de l'induit : vitesses variant de 0 à la vitesse nominale. La machine peut fournir le couple nominal, l'excitation étant ajustée à sa valeur nominale.

La puissance nominale augmente linéairement (aux pertes près) avec la vitesse, jusqu'à ce que la tension et la vitesse atteignent leur valeur nominale.

Réglage par le flux d'excitation : vitesse variant de la vitesse nominale à la vitesse maximale. La machine ne peut plus fournir le couple nominal, le flux étant graduellement réduit. La puissance correspondant au courant nominal reste constante sur cette plage de vitesses, la tension d'alimentation étant constante. [7]

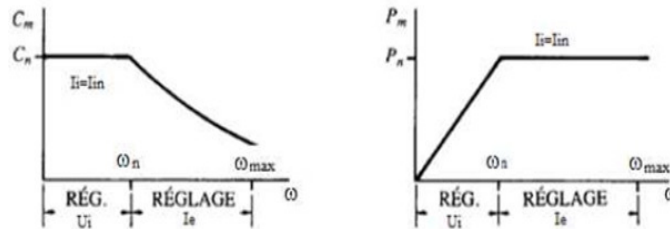


Fig (I.18) : Zones de fonctionnement d'un moteur à courant continu. [7]

I.8. Quadrants de fonctionnement :

Il existe des applications industrielles où le moteur électrique doit fonctionner à des vitesses et des couples variables dans les deux sens de rotation. En plus de son action comme moteur, la machine doit fonctionner comme génératrice (phase de freinage) pendant des courts intervalles. Pour mieux décrire ce comportement on utilise un repère graphique dans lequel les vitesses (Ω), positives et négatives, sont affichées sur l'axe vertical, tandis que les couples (C), positifs et négatifs, sont représentés sur l'axe horizontal. Les deux axes séparent le graphique en quatre quadrants de fonctionnement identifiés respectivement quadrants I, II, III et IV

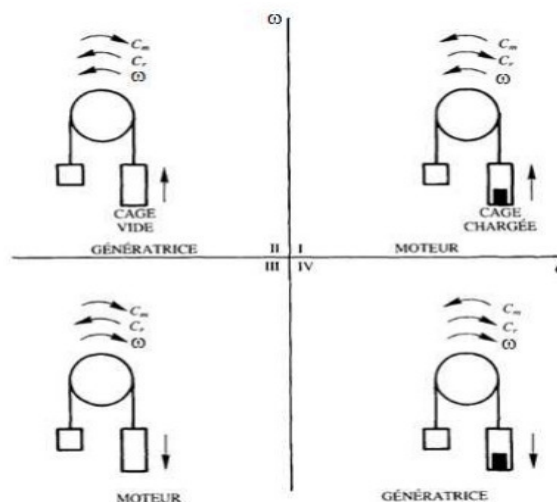


Fig (I.19) : Modes de fonctionnement d'un moteur dans le plan vitesse-couple [6].

Le quadrant I correspond à un couple $C_m > 0$ et une vitesse $\omega > 0$, il caractérise le fonctionnement en mode moteur de la machine.

Le quadrant II correspond à un couple $C_m < 0$ et une vitesse $\omega > 0$, il caractérise le fonctionnement en mode génératrice de la machine.

Le quadrant III correspond à un couple $C_m < 0$ et une vitesse $\omega < 0$, il caractérise le fonctionnement en mode moteur de la machine dans de sens négatif.

Le quadrant IV correspond à un couple $C_m > 0$ et une vitesse $\omega < 0$, la machine fonctionne en génératrice [6].

1.9. Les avantages et Les inconvénients :

✓ Les avantages:

Le principal avantage d'un moteur à courant continu est son faible coût, et l'alimentation aisée dans les systèmes transportant leur réserve d'énergie (autonome) comme les piles ou les batteries. La variation de fréquence de rotation est simple à réaliser.

✓ Les inconvénients :

Le principal problème de ces machines vient de la liaison entre les balais, ou charbons et le collecteur rotatif.

Plus la vitesse de rotation est élevée, plus les balais doivent appuyer fort pour rester en contact et plus le frottement est important.

Aux vitesses élevées les charbons doivent être remplacés très régulièrement.

Le contact électrique imparfait cause des arcs électriques, usant rapidement le commutateur et générant des parasites dans le circuit d'alimentation.

Pour des fonctionnements en moteur de petite puissance, ce problème peut être résolu grâce à la technologie du moteur à courant continu sans balai communément appelé moteur brushless.

Un dispositif d'électronique de puissance remplace l'ensemble balai collecteur. La position du rotor est détectée par des capteurs à effet Hall et le courant est commuté par des transistors à effet de champ [8].

I.10. Modélisation de la MCC à excitation séparée (aimant permanent) :

La valeur de flux d'inducteur ϕ_e est toujours constante parce que l'inducteur est un aimant permanent.

$$\phi_e = M_{ea} \cdot i_e \rightarrow \text{constant}$$

✓ Les équations électromécaniques :

Le flux ϕ_e est constant (aimant permanent) .Alors :

$$E = K \cdot \Omega \cdot \phi_e \rightarrow E = K' \cdot \Omega \quad (\text{I.15})$$

Avec :

$$K' = k \cdot \phi_e \quad (\text{I.16})$$

On l'obtient à partir de la puissance électromagnétique

$$P_e = i_a \cdot E = i_a K' \cdot \Omega = C_{em} \cdot \Omega \quad (\text{I.17})$$

Ce qui donne :

$$C_{em} = K' \cdot i_a \quad (\text{I.18})$$

✓ L'équation électrique :

D'après loi de maille on obtient :

$$U_a = R_a \cdot i_a + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + E = R_a \cdot i_a + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + K' \cdot \Omega \quad (\text{I.19})$$

On passe en Laplace on obtient :

$$U_a - E = (R_a + L_a \cdot p) \cdot i_a \quad (\text{I.20})$$

✓ L'équation mécanique :

D'après le principe fondamental de la dynamique on a :

$$C_{em} - C_r = \sum J \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (\text{I.21})$$

Avec : $\sum J$ le moment d'inertie totale (machine +charge entraine)

On passe en Laplace on obtient : $C_{em} - C_r = (J \cdot p + f) \cdot \Omega$ (I.22)

D'après (I.21) et (I.18) on obtient : $\Omega' = -\frac{f}{j} \cdot \Omega + \frac{K'}{j} \cdot i_a - \frac{1}{j} \cdot C_r$ (I.23)

Et d'après (I.15) et (I.19) on obtient :

$$i_a' = -\frac{K'}{L_a} \cdot \Omega - \frac{R_a}{L_a} \cdot i_a + \frac{1}{L_a} \cdot U_a \quad (I.24)$$

Donc la représentation d'état du moteur est la suivante :

$$\begin{pmatrix} \Omega' \\ i_a' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{f}{j} & \frac{K'}{j} \\ -\frac{K'}{L_a} & -\frac{R_a}{L_a} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Omega \\ i_a \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{j} \\ \frac{1}{L_a} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_a \\ C_r \end{pmatrix} \quad (I.25)$$

I.10.1 Résolution des équations :

Nous allons résoudre ces équations au moyen du logiciel "PSIM". La simulation avec Psim est une représentation artificielle réelle, paramétrable et basée sur un modèle, exploitée à des fins de compréhension et d'étude, de démonstration ou d'explication.

Le model de la machine à courant continu à excitation séparée (aimant permanent) dans logiciel PSIM est donné par la figure suivante.

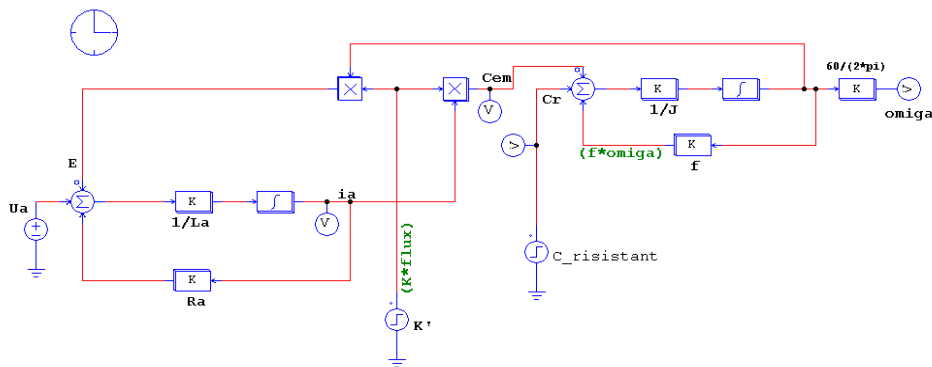


Fig (I.20) : Schéma-bloc d'une MCC à excitation indépendante (aimant permanent) dans PSIM

I.10.2. Résultat de simulation :

- à vide ($C_r=0Nm$) :

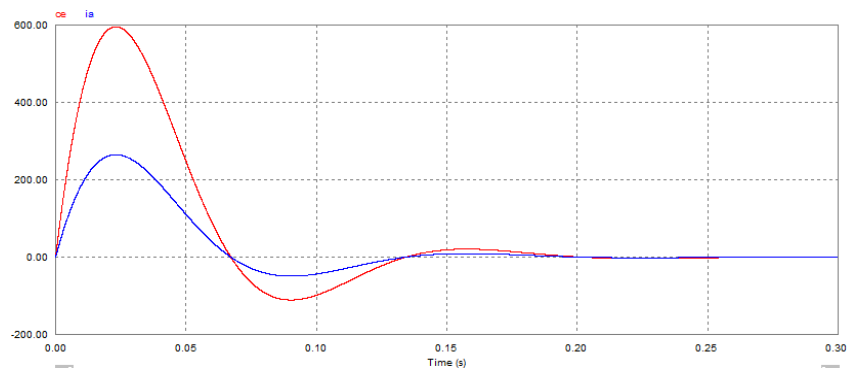


Fig (I.21) : Le courant et le couple du moteur à vide

❖ **Interprétation :**

Le moteur démarre avec un courant de démarrage important de l'ordre 264.5 A, puis passe du régime transitoire ou régime établi pour se stabiliser autour de 0 A. Le couple est une image du courant d'induit.

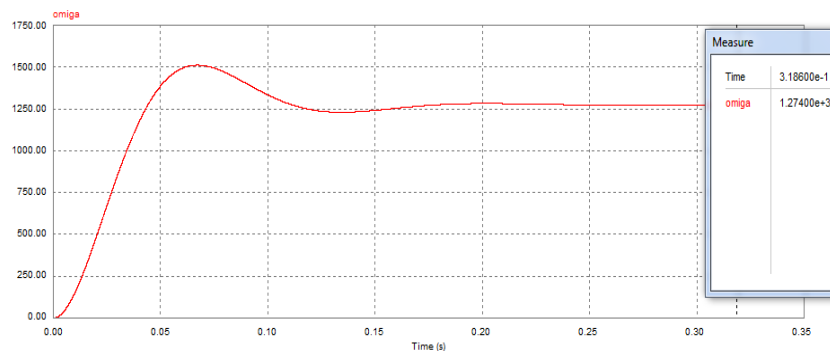


Fig (I.22) : La vitesse du moteur à vide

❖ **Interprétation :**

La vitesse commence de zéro pour se stabiliser de 1274 tr/mn, qui est la vitesse en régime établie. La courbe à une forme exponentielle, ce qui correspond à la présence de phénomènes transitoires dans les enroulements de la machine.

- **En charge ($C_r=20Nm$ à $t=0.4s$) :**

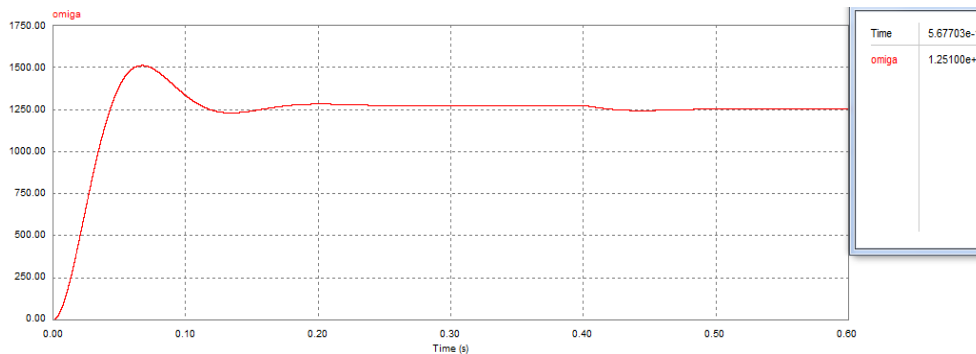
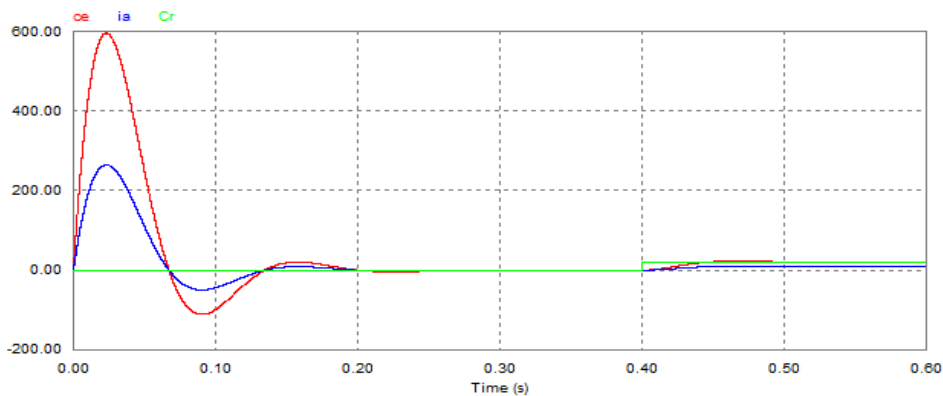


Fig (I.23) : La vitesse du moteur en charge ($C_r=20Nm$ à $t=0.4s$)

❖ **Interprétation :**

La vitesse commence de zéro pour se stabiliser de 1274 tr/mn, qui est la vitesse en régime établie. La courbe à une forme exponentielle, ce qui correspond à la présence de phénomènes transitoires dans les enroulements de la machine.

Lorsque on applique la charge en $t=0.4s$, la vitesse diminue à la valeur de 1251 tr/mn à cause de la charge appliquée



Fig(I.24):Couple électromagnétique, résistant et le courant d’induit en charge ($C_r=20Nm$ à $t=0.4s$)

❖ **Interprétation :**

Le moteur démarre avec un courant de démarrage important de l’ordre 264.5 A, puis passe du régime transitoire ou régime établi pour se stabiliser autour de 0 A. Le couple est une image du courant d’induit.

Lorsque on applique une charge de $C_r=20Nm$ à $t=0.6$, le courant ia augmente à la valeur 8.9A, et le couple augment à la valeur de couple résistant $C_e=C_r=20Nm$.

I.11. Conclusion :

Dans ce chapitre, on a fait un rappel sur la constitution de la machine à courant continu, son principe de fonctionnement et les différents types d'excitation. Ensuite, on a fait la modélisation de la MCC à excitation séparée à aimant permanent, et la simulation du model par logiciel PSIM.

Dans le chapitre suivant, nous allons représenter les convertisseurs statiques alimentant une MCC.

« Chapitre II »

LES CONVERTISSEURS

STATIQUES

II.1.Introduction :

L'utilisation des convertisseurs de puissance pour des différentes applications devient de plus en plus importante.

Dans ce chapitre, nous allons présenter les différents hacheurs qui sont utilisés dans les processus de variation de vitesse du moteur à CC. Ensuite, la simulation de chaque type de convertisseur DC-DC est présentée.

II.2.Définition :

Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné. Suivant le type de machine à commander et suivant la nature de la source de puissance (monophasée ou triphasée), on distingue plusieurs familles de convertisseurs statiques. [9]

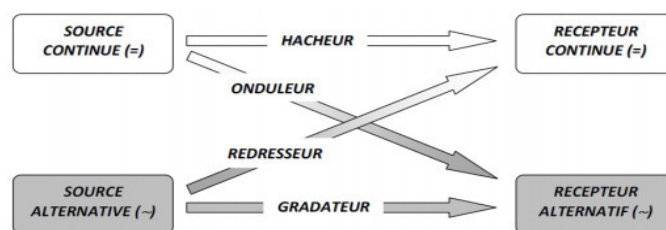


Fig (II.1) : Diagramme des divers types de convertisseurs statiques en électronique de puissance [9]

II.3.Les redresseurs :

II.3.1.Définition :

Ce sont des convertisseurs alternatif-continu qui permettent de convertir une tension alternative en une tension continue unidirectionnelle, si ils sont commandés la valeur moyenne de la tension obtenue est alors réglable. [10]

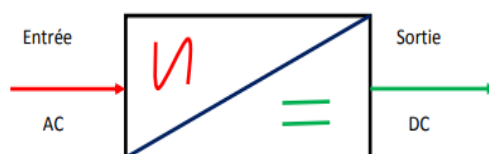


Fig (II.2) : Schéma de principe du redresseur [10]

Dans ce type de convertisseur, on peut les classer en deux classes : les redresseurs non contrôlés et les redresseurs contrôlés. Dans les redresseurs commandés, les diodes sont remplacées par des thyristors pour commander la puissance voulue aux bornes du récepteur.

II.3.2.Principe de fonctionnement :

Le redresseur permet de faire varier la tension moyenne du moteur. On fait varier la tension de moteur en agissant sur l'angle d'amorçage des thyristors.

L'avantage du redresseur est qu'il transforme directement la tension alternative en tension continue variable ce qui représente un cout moins important par rapport au hacheur.

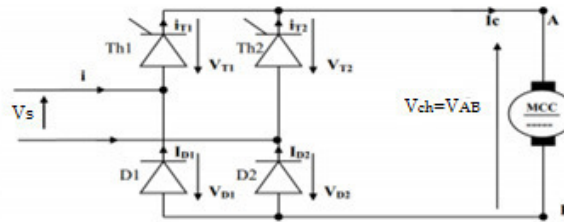


Fig (II.3) : Redresseur commandé pont mixte symétrique [10]

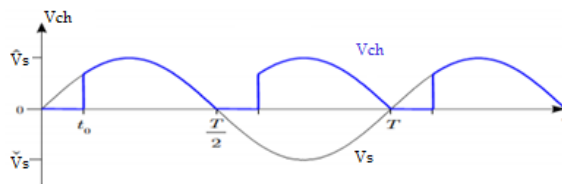


Fig (II.4) : La tension aux bornes de la charge avec un redresseur commande [10]

❖ **Valeur moyenne de la tension redressée:**

$$V_{chmoy} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{ch}(t) d(t) = \frac{1}{\pi} \int_{\delta}^{\pi} \hat{V}_s \cdot \sin\theta \cdot d\theta = \frac{\hat{V}_s}{\pi} [-\cos\theta]_{\delta}^{\pi} \quad (II.1)$$

$$V_{chmoy} = \frac{\hat{V}_s}{\pi} (1 + \cos \delta) \quad (II.2)$$

δ : L'angle d'amorçage.

Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur à courant continu. Le pont mixte alimente un moteur à courant continu à excitation indépendante et constante, sa f.é.m s'exprime en fonction de la vitesse de rotation par la relation :

$$E=K.n \quad (II.3)$$

n : vitesse de rotation (en tr/s)

La tension V_{ch} s'exprime en fonction des éléments de la charge par la relation :

$$E = V_{ch} - R.i - L \frac{di}{dt} \quad (II.4)$$

En valeur moyenne : $E = \langle V_{ch} \rangle - R. \langle i \rangle = K. n \quad (II.5)$

La vitesse de rotation du moteur s'exprime en fonction de l'angle δ :

$$n = \frac{1}{K} \left[\frac{\hat{V}_s}{\pi} (1 + \cos \delta) - R. \langle i \rangle \right] \quad (II.6)$$

II.4.Les hacheurs :

II.4.1.Définition :

Les hacheurs sont des convertisseurs continu-continu ont pour fonction de fournir une tension continue variable à partir d'une tension continue fixe. La tension continue de départ peut être un réseau alternatif redressé et filtré, une batterie d'accumulateurs, une alimentation stabilisée...

Un hacheur peut être réalisé à l'aide des interrupteurs électroniques commandables à la fermeture et à l'ouverture telle que les transistors bipolaires ou IGBT ou les thyristors GTO.

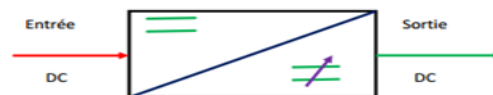


Fig (II.5) : Schéma de principe du hacheur [10]

II.4.2. Principe de fonctionnement :

Le principe du hacheur consiste à établir puis interrompre périodiquement la liaison source- charge à l'aide d'un interrupteur électronique. [11]

❖ Le rapport cyclique α :

Le rapport cyclique est défini comme le temps (t_F) pendant lequel l'interrupteur est fermé divisé par la période de fonctionnement du montage (T).

$$\alpha = \frac{t_F}{T} \quad (II.7)$$

La valeur de rapport cyclique $0 \leq \alpha \leq 1$

II.5. Différents types de hacheurs :

Selon la position du commutateur et du hacheur, différents types de convertisseurs de tension peuvent être réalisés :

- abaisseur de tension « Buck ».
- élévateur de tension « Boost ».
- élévateur-abaisseur « Buck-Boost ».

II.5.1. Convertisseur Buck :

II.5.1.1. Définition :

Hacheur abaisseur, hacheur dévolteur, hacheur série ou hacheur de type Buck est un convertisseur direct DC-DC. La source d'entrée est de type tension continue et la charge de sortie continue de type source de courant.

L'interrupteur peut être remplacé par un transistor puisque le courant est toujours positif et que les commutations doivent être commandées (au blocage et à l'amorçage). [11]

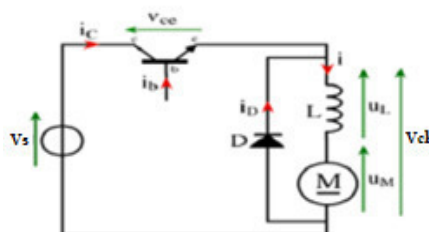


Fig (II.6) : Hacheur série commande un moteur à courant continu. [10]

II.5.1.2. Principe de Fonctionnement :

Le cycle de fonctionnement, de période de hachage $T = \frac{1}{f}$ comporte deux Etapes. Lors de la première étape, on rend le transistor passant et la diode, polarisée en inverse, est bloquée.

Cette phase dure de $0 \leq t \leq \alpha T$ Lors de la seconde étape on bloque le transistor, la diode devient passante, cette phase dure de $\alpha T \leq t \leq T$

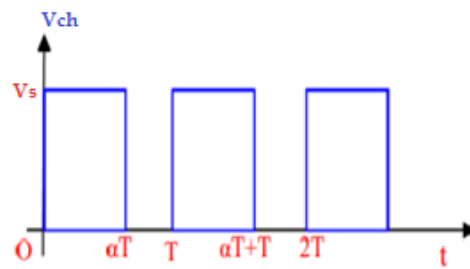


Fig (II.7) : La tension aux bornes de la charge avec un hacheur série. [10]

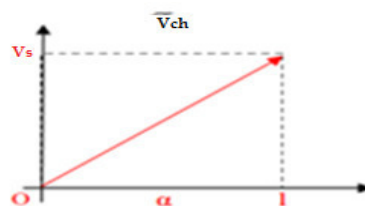
❖ **Valeur moyenne de la tension :**

$$V_{ch.moy} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{ch}(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} V_s \cdot dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T 0 \cdot dt \quad (II.8)$$

$$V_{ch.moy} = \frac{V_s}{T} (\alpha T - 0) = \alpha \cdot V_s \quad (II.9)$$

La valeur moyenne de la tension $V_{ch.moy}$ peut être ajustée en jouant sur la valeur du rapport cyclique α , quand on fait varier α de 0 à 1. $V_{ch.moy}$ varie linéairement de 0 à V_s .

On voit ici que la vitesse varie linéairement avec le rapport cyclique α , lequel est proportionnel à la tension de commande.



Fig(II.8) : La valeur moyenne en fonction de rapport cyclique (α). [10]

II.5.1.3. Intérêt d'utiliser un hacheur série :

Le hacheur série permet de faire varier la vitesse de rotation des moteurs à courant continu. On rappelle que la vitesse d'un tel moteur est proportionnelle à la tension d'alimentation.

Pour un bon fonctionnement du moteur, il est préférable que le courant soit le plus régulier possible, d'où la présence d'une bobine de lissage. Si son inductance est suffisamment grande, on pourra considérer le courant comme constant ($\Delta i \approx 0$). [11]

II.5.1.4. Simulation du hacheur série par le logiciel PSIM :

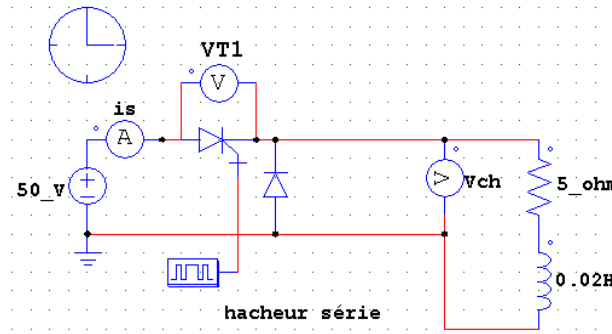


Fig (II.9) : Schéma PSIM d'un hacheur série (R=5Ω, L=0.02H)

II.5.1.5. Résultat de simulation :

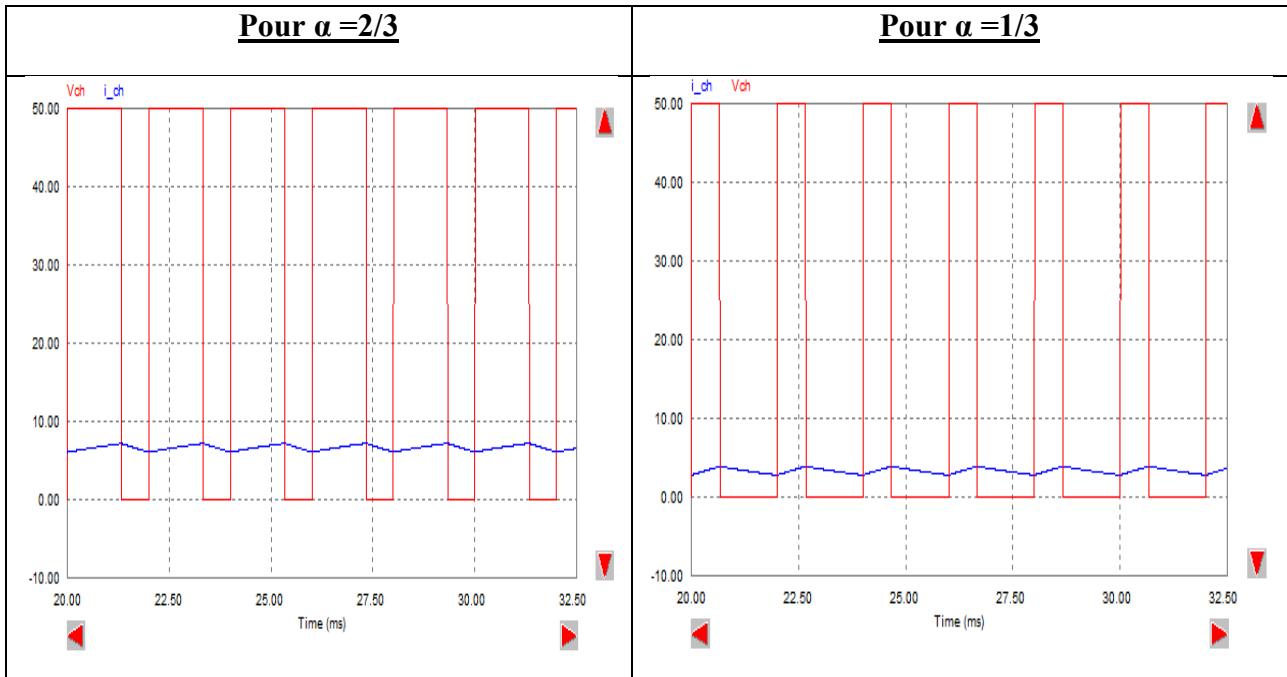


Fig (II.9) : Tension et courant aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha = 2/3$ et $\alpha = 1/3$

❖ **Interprétation :**

On remarque que le courant de charge est toujours positif et alterne entre ses deux valeurs i_{max} et i_{min} . Lors qu'on fait varier le rapport cyclique α de 0 à 1, la valeur moyenne de

tension aux bornes de la charge varie linéairement de 0 à la valeur de tension de la source, et c'est l'objectif de l'hacheur dévolteur.

II.5.2. Convertisseur Boost :

II.5.2.1. Définition :

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

L'interrupteur H peut être remplacé par un transistor puisque le courant est toujours positif et que les commutations doivent être commandées (au blocage et à l'amorçage). [11]

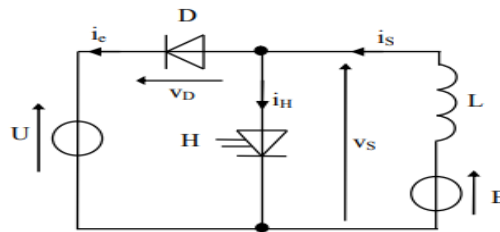


Fig (II.10) : Hacheur Boost [12]

❖ **Analyse de fonctionnement :**

On suppose que D,H et L sont parfait ($r=0\Omega$).

$$\begin{cases} H \text{ fermé pour } 0 \leq t \leq \alpha.T. \\ H \text{ ouvert pour } \alpha.T \leq t \leq T. \end{cases}$$

a) Pour $0 \leq t \leq \alpha.T$:

$$H \text{ est fermé et D est bloqué donc } \begin{cases} i_e = 0 \\ i_H = i_s \\ V_s = 0 \end{cases}$$

La loi d'ohm se traduit par la relation : $E = L \cdot \frac{di_s}{dt}$ (II.10)

Equation différentielle du premier ordre de solution : $i_s = \frac{E}{L} \cdot t + \hat{I}_s$ (II.11)

L'intensité i_s croit de sa valeur minimale \check{I}_s à sa valeur maximale \hat{I}_s .

L'inductance L accumule de l'énergie.

b) Pour $\alpha.T \leq t \leq T$:

$$H \text{ est ouvert et D est passante donc : } \begin{cases} i_e = i_s \\ i_H = 0 \\ V_s = U \end{cases}$$

On peut écrire : $V_s = U = E - L \cdot \frac{di_s}{dt} > E$ (II.12)

Et $\frac{di_s}{dt} = -\frac{U-E}{L} < 0$ (II.13)

Equation différentielle du premier ordre de solution : $i_s = -\frac{U-E}{L}(t - \alpha.T) + \hat{I}_s$ (II.14)

L'intensité i_s décroît de sa valeur maximale \hat{I}_s à sa valeur minimale \check{I}_s .

L'inductance L restitue de l'énergie à la source U.

❖ **Chronogrammes :** U=10V, L=1H et E=6V (accumulateur).

Pour $\alpha = 0.4$ et $f=500\text{Hz}$, relever en concordance de temps. [12]

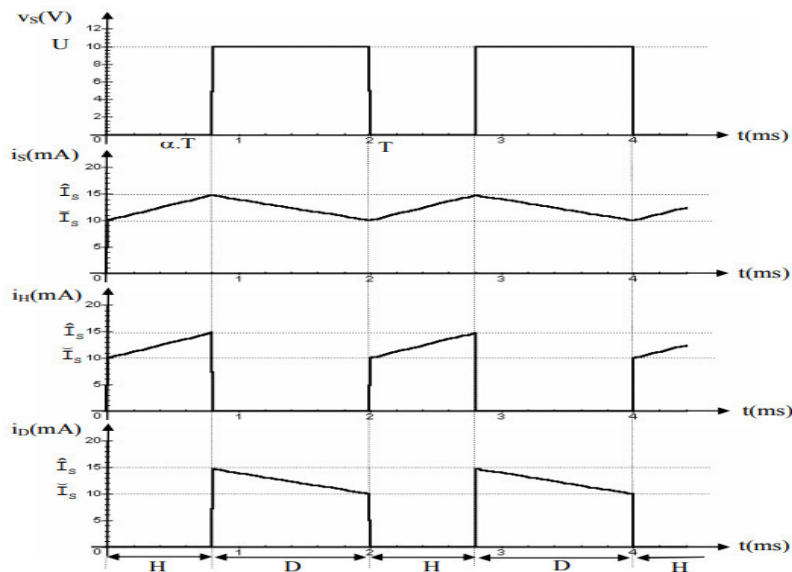


Fig (II.11) : Fonctionnement des interrupteurs (D et H) [12]

❖ Valeur moyenne de la tension V_s :

On a d'une part: $V_s = E - L \cdot \frac{di_s}{dt}$ (II.15)

Ce qui s'écrit, en moyenne sur une période : $\bar{V}_s = E$

Ou, $\bar{V}_s = (1 - \alpha) \cdot U$, donc : $U = \frac{E}{1 - \alpha} \geq E$ (II.16)

II.5.2.2. Intérêt d'utiliser un hacheur parallèle :

Si on considère un moteur DC entraînant une lourde charge (train par exemple). Lors d'une phase de freinage il est intéressant de récupérer l'énergie mécanique en la transformant en énergie électrique au lieu de la transformer en chaleur pour être dissipée dans l'atmosphère.

Lors de la phase de freinage, la machine DC fonctionne en génératrice mais sa f.ém E (qui décroît car la vitesse diminue) est inférieure à la tension U qui alimentait le moteur. Pour assurer le transfert d'énergie électrique du générateur vers le réseau, il faut un convertisseur DC-DC élévateur de tension c'est-à-dire un hacheur parallèle. [12]

II.5.2.3. Simulation du hacheur parallèle par le logiciel PSIM :

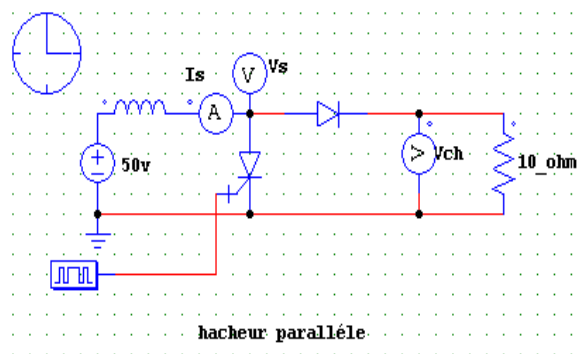


Fig (II.12) : Schéma PSIM d'un hacheur parallèle (R=10Ω)

II.5.2.4. Résultat de simulation :

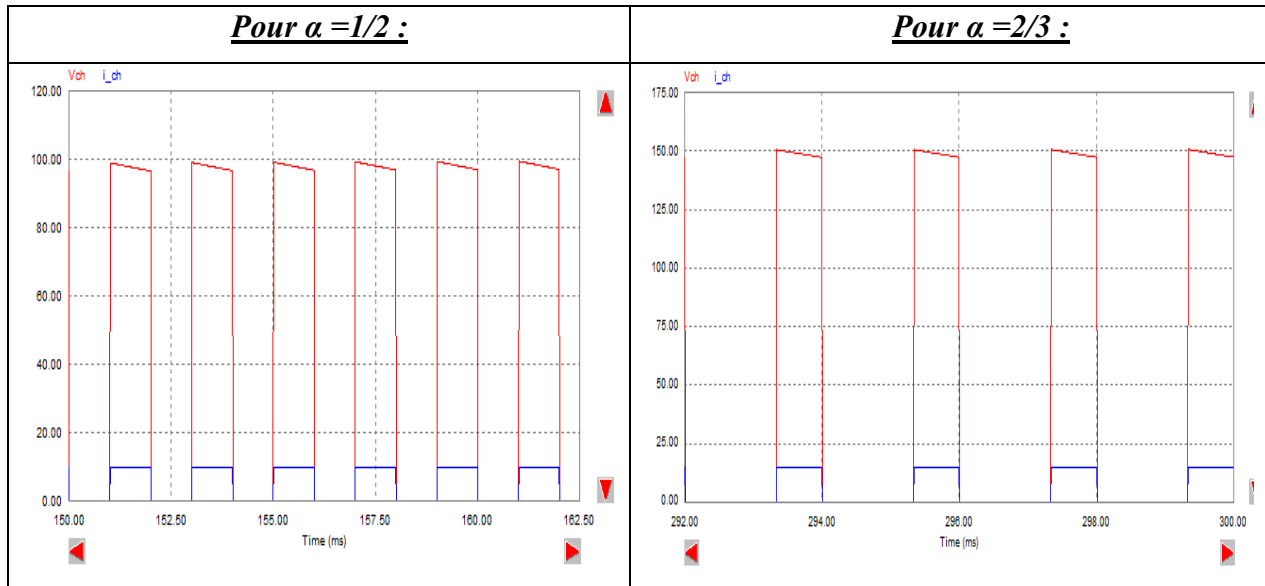


Fig (II.13) : Tension et courant aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha = 1/2$ et $\alpha = 2/3$

❖ **Interprétation :**

On remarque que lorsqu'on fait augmenter le rapport cyclique α de 0 à 1, la tension aux bornes de la charge augmente à partir de la valeur de tension de la source, cela signifie obtenir des valeurs de tension supérieures à la valeur de la source, et c'est l'objectif de l'hacheur survolteur.

II.5.3.Hacheur à stockage inductif (buck-boost) :

II.5.3.1.Définition :

Le hacheur buck-boost ou série-parallèle est un convertisseur indirect DC-DC à stockage inductif. La source d'entrée est de type tension continue et la charge de sortie continue de type source de tension. L'interrupteur H peut être remplacé par un transistor puisque le courant est toujours positif et que les commutations doivent être commandées.

C'est un convertisseur qui peut donner à sa sortie une tension supérieur ou inférieur à celle de l'entrée suivant la valeur du rapport cyclique. [13]

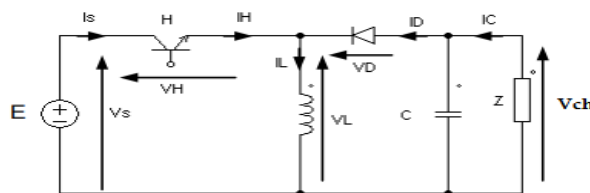


Fig (II.14) : Structure générale d'un hacheur buck-boost [14]

Si le hacheur est monté entre un générateur de tension et un récepteur de tension, l'élément de stockage être une inductance (fig (II.14)).

On étudie le système dans le cadre d'une approximation :

$$V_{ch.moy} = E_c$$

- La charge est supposée être à tension constante.
- L'inductance de stockage L est dépourvue de résistance (non-dissipation de l'énergie stockée).

❖ Analyse de fonctionnement :

Les deux parties de fonctionnement sont :

- 1^{ere} phase $0 < t < \alpha T$ H est fermé :

$$i_H = I_L ; \quad \text{et } i_c = 0 \quad (\text{II.17})$$

- 2^{eme} phase $\alpha T < t < T$ H est ouvert et conduit :

$$i_c = I_L ; \quad \text{et } i_H = 0 \quad (\text{II.18})$$

Les équations de fonctionnement sont respectivement :

$$E = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad \text{et } E_c + L \cdot \frac{di_L}{dt} = 0 \quad (\text{II.19})$$

On en déduit les deux expressions de i_L en fonction du temps :

$$i_L = \frac{Et}{L} + I_m \quad \text{et } i_L = \frac{E-E_c}{L}(t - \alpha T) + I_M \quad (\text{II.20})$$

Les formes d'ondes de la (fig (II.14)) s'en déduisent aisément pour la relation exprimant la valeur moyenne de la tension de sortie, il suffit d'écrire que la valeur moyenne de la tension aux bornes de L est nulle sur une période, soit :

$$E\alpha T + (-E_c)(1 + \alpha) = 0 \quad \text{Donc : } \frac{E_c}{E} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \quad (\text{II.21})$$

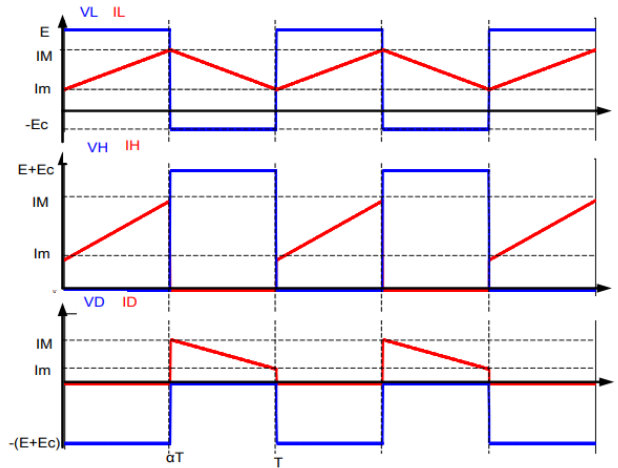


Fig (II.15) : Forme d’ondes des principales grandeurs d’un Hacheur à stockage inductif [14]

II.5.3.2.Simulation du hacheur série-parallelè par logiciel PSIM:

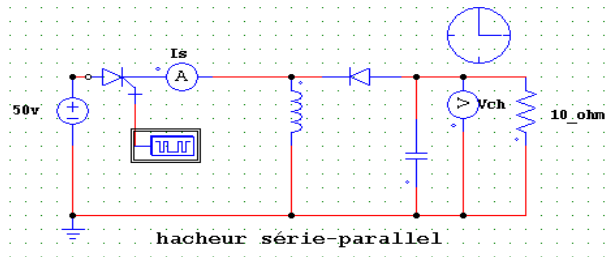


Fig (II.16) : Schéma PSIM d’un hacheur série-parallelè (R=10Ω, C=0.001F)

II.5.3.3.Résultat de simulation :

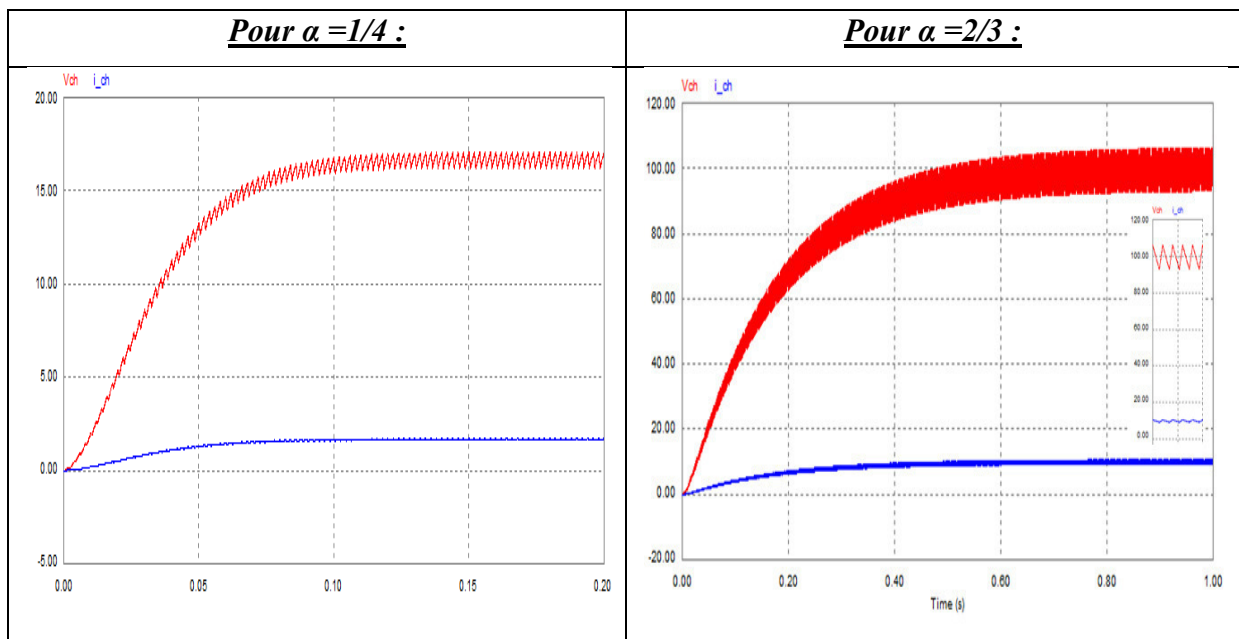


Fig (II.17) : Tension et courant aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha = 1/4$ et $\alpha = 2/3$

❖ **Interprétation :**

On remarque que le courant de charge est toujours positif et alterne entre ses deux valeurs i_{max} et i_{min} . Lorsqu'on fait augmenter le rapport cyclique α de 0 à $\frac{1}{2}$, la tension aux bornes de la charge augmente de 0 à la valeur de tension de la source, et lorsqu'on fait augmenter le rapport cyclique α de plus de $\frac{1}{2}$, la tension aux bornes de la charge augmente plus de la valeur de tension de la source. Donc :

- Si le rapport cyclique est inférieur à $\frac{1}{2}$: Abaisseur
- Si le rapport cyclique est supérieur à $\frac{1}{2}$: Élévateur

II.5.4.Le hacheur réversible en courant :**II.5.4.1.Définition :**

Ce dispositif rassemble un hacheur série (T1, D2) abaisseur de tension et un hacheur parallèle (T2, D1) élévateur de tension.

Quand on commande le hacheur série, le hacheur parallèle étant inactif, la MCC fonctionne en moteur ($i_s > 0$), il y a transfert d'énergie électrique de la source E vers la charge.

Quand on commande le hacheur parallèle, le hacheur série étant inactif, la MCC fonctionne en génératrice qui débite dans la source ($i_s < 0$), permettant ainsi la récupération d'énergie lors des phases de freinage.

Ce type de hacheur permet des phases de traction et de freinage sans réversibilité de la vitesse (tension V_s unidirectionnelle) mais avec réversibilité de couple (réversibilité de courant) (fonctionnement de la machine dans les quadrants 1 et 2 pour les quels $\Omega > 0$). [12]

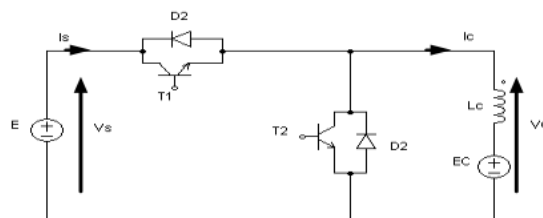


Fig (II.18) : Structure générale d'un hacheur réversible en courant [14]

a) Commandes séparées de T1 et T2 :

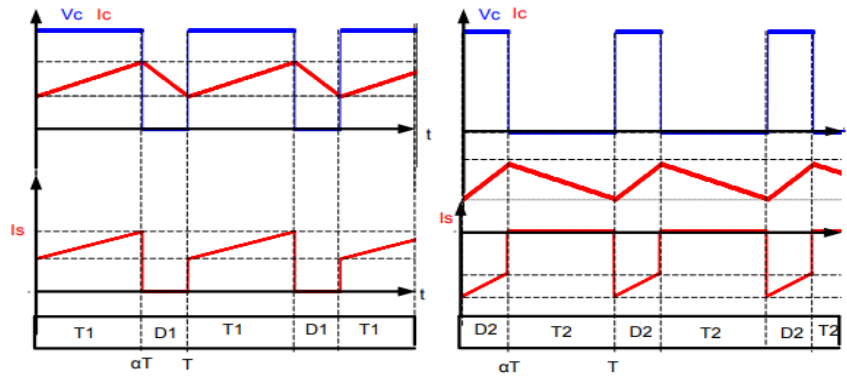


Fig (II.19) : Forme d’ondes des principales grandeurs d’un Hacheur réversible en courant pour commandes séparées [14]

b) Commandes complémentaires de T1 et T2 :

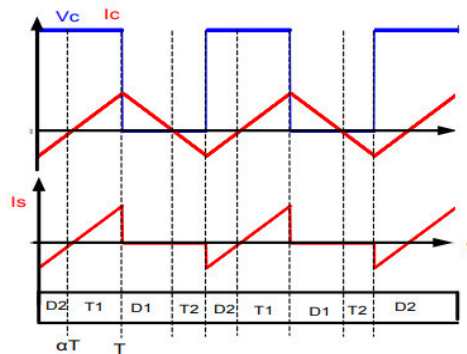


Fig (II.20) : Forme d’ondes des principales grandeurs d’un Hacheur réversible en courant pour commandes complémentaires [14]

II.5.4.2.Simulation du hacheur réversible en courant par logiciel PSIM :

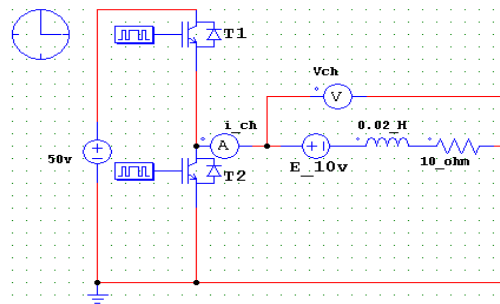


Fig (II.21) : Schéma PSIM d’un hacheur réversible en courant ($R=10\Omega$, $L=0.02H$, $E=10V$)

II.5.4.3. Résultat de simulation :

a) Pour $\alpha=1/6$:

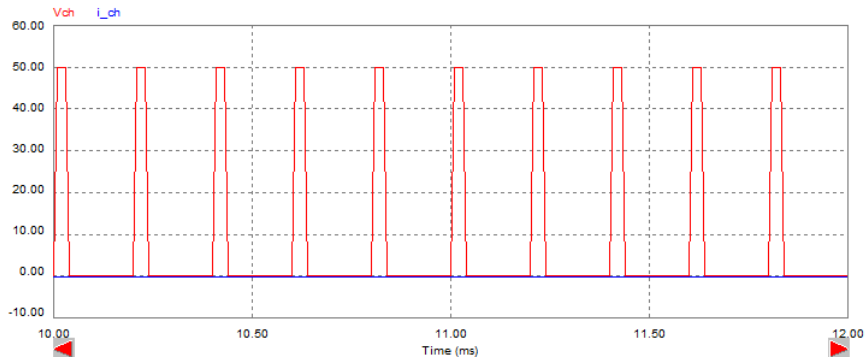


Fig (II.22) : La tension aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha =1/6$

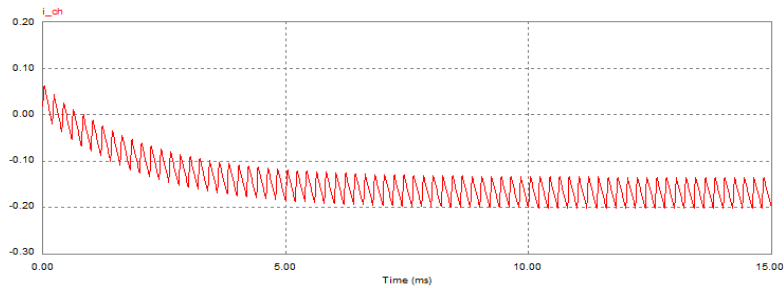


Fig (II.23) : Le courant aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha =1/6$

b) Pour $\alpha=2/3$:

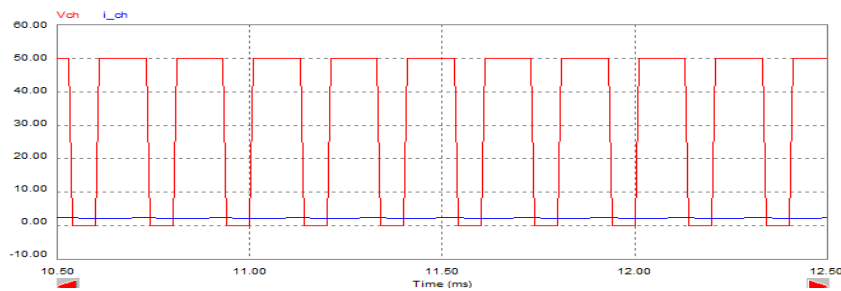


Fig (II.24) : La tension aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha =2/3$

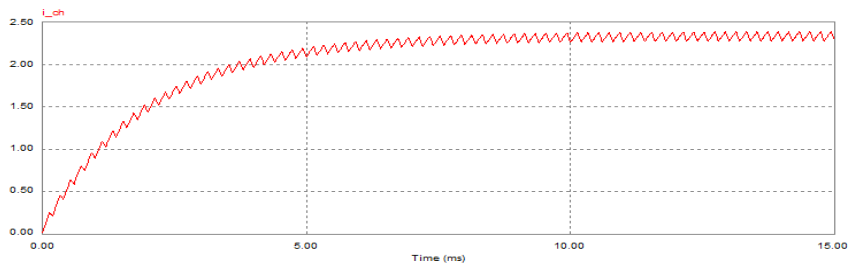


Fig (II.25) : Le courant aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha =2/3$

❖ **Interprétation :**

On remarque que lorsqu'on fait fonctionner (T1, D1) en variant le rapport cyclique α de 0 à 1, la valeur moyenne de tension aux bornes de la charge va de 0 à la valeur de tension de la source, et le courant est positif ; lorsque on fait fonctionner (T2, D2) en variant le rapport cyclique, le courant est négatif.

Donc ce type d'hacheur permet la commande de la machine à courant continu dans les deux quadrants 1 et 2 (moteur et freinage).

II.5.5.Le hacheur réversible en tension :

Pour passer d'un fonctionnement dévolteur à un fonctionnement survolteur, il suffit d'inverser la polarité de la f.c.é.m (EC) ou la tension de source (E).

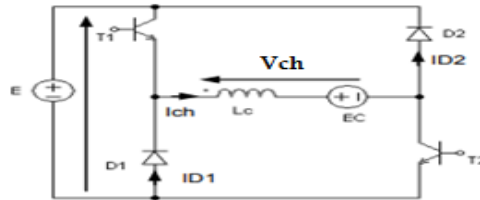


Fig (II.26) : Structure générale d'un hacheur réversible en tension [14]

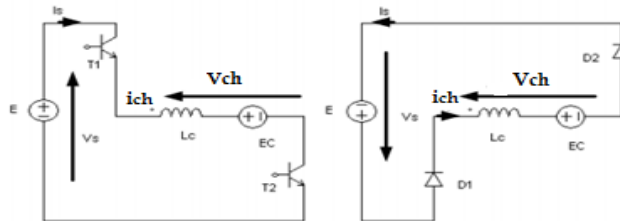


Fig (II.27) : Schéma équivalent d'un Hacheur réversible en tension Commandes alternée [14]

❖ **Analyse de fonctionnement :**

$$V_{ch}moy \geq 0$$

Les deux parties de fonctionnement sont :

1^{ere} Phase $0 < t < \alpha T$, on a T1 et T2 sont fermés, D1 et D2 sont bloquées:

$$V_{ch} = E , i_{ch} = i_s \tag{II.22}$$

2^{eme} Phase $\alpha T < t < T$, on ouvre T1 et T2, donc D1 et D2 conduits

$$V_{ch} = -E \quad , \quad i_{ch} = -i_s \quad (II.23)$$

$$V_{ch\text{moy}} \leq 0.$$

Les deux parties de fonctionnement sont :

1^{ere} Phase $0 < t < \alpha T$, on a D1 et D2 conduits T1 et T2 sont bloquées:

$$V_{ch} = -E \quad , \quad i_{ch} = -i_s \quad (II.24)$$

2^{eme} Phase $\alpha T < t < T$, on a D1 et D2 sont bloquée. T1 et T2 sont fermés :

$$V_{ch} = E \quad , \quad i_{ch} = i_s \quad (II.25)$$

La conduction continue la valeur moyenne de le tension aux bornes de la charge est

$$V_{ch} = E(2\alpha - 1) \quad (II.26)$$

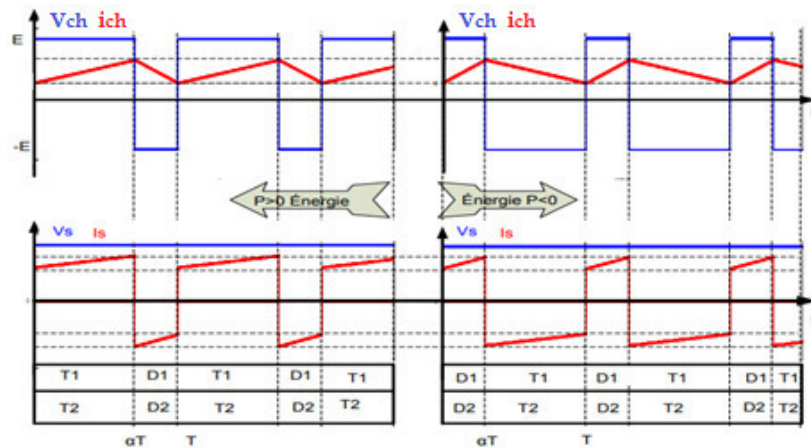


Fig (II.28) : Forme d'ondes des principales grandeurs d'un Hacheur réversible en tension Commandes alternées [14]

II.5.5.1.Simulation du hacheur réversible en tension par logiciel PSIM :

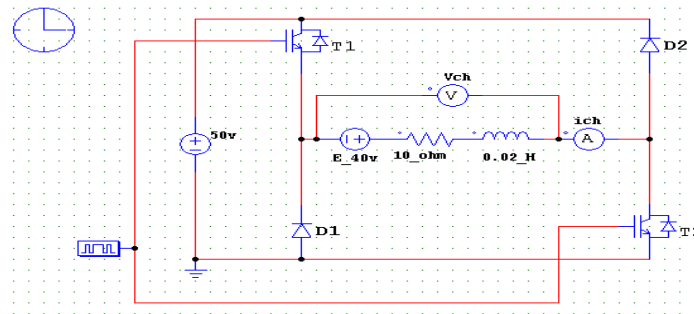


Fig (II.29) : Schéma PSIM d'un hacheur réversible en tension (R=10Ω, L=0.02H, E=40V)

II.5.5.2. Résultat de simulation :

a) Pour $\alpha = 1/6$:

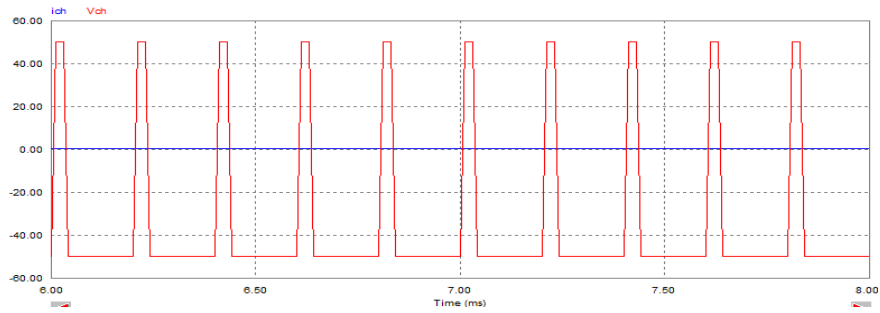


Fig (II.30) : La tension aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha=1/6$

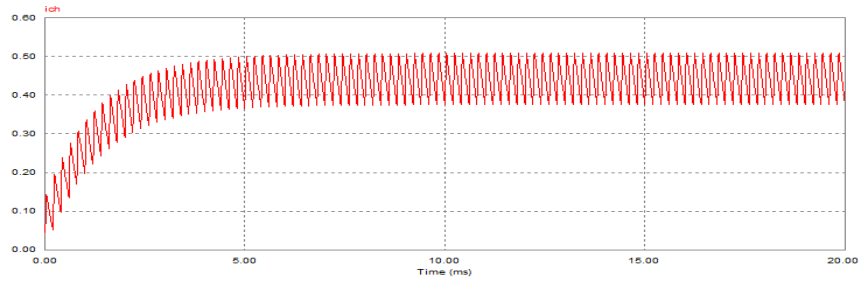


Fig (II.31) : Le courant aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha=1/6$

b) Pour $\alpha = 2/3$:

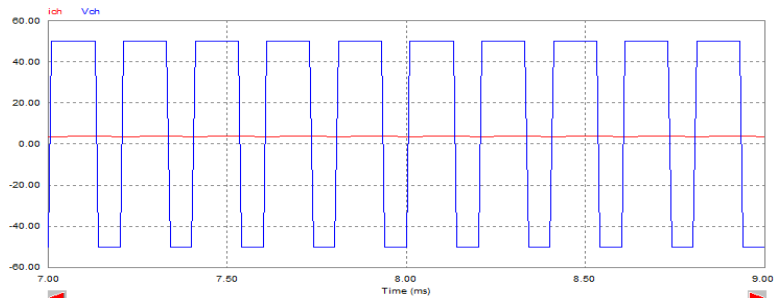


Fig (II.32) : La tension aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha=2/3$

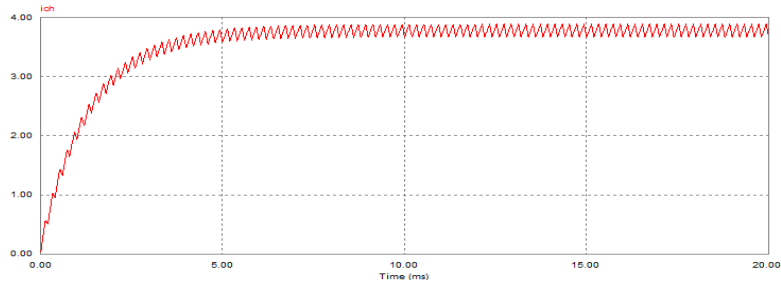


Fig (II.33) : Le courant aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha=2/3$

❖ **Interprétation :**

On remarque que le courant de charge est toujours positif et alterne entre ses deux valeurs i_{max} et i_{min} . Lorsqu'on fait augmenter le rapport cyclique α de 0 à $\frac{1}{2}$, la tension aux bornes de la charge augmente de la valeur inverse de tension de la source ($-V_s$) à 0, et lorsqu'on fait augmenter le rapport cyclique α de $\frac{1}{2}$ à 1, la valeur moyenne de tension aux bornes de la charge augmente de 0 à la valeur de tension de la source.

Donc ce type d'hacheur permet la commande de la machine à courant continu dans les deux quadrants 1 et 4 (moteur et freinage).

II.5.6.Hacheur en pont ou 4 quadrants :**II.5.6.1.Définition :**

Ce hacheur est à la fois réversible en courant et en tension. Il peut alimenter un moteur à courant continu afin de le faire fonctionner dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse c'est-à-dire, le faire tourner dans les deux sens de rotation et autoriser la récupération d'énergie pendant les phases de freinage.

Chaque interrupteur électronique est associé à une diode dite de récupération. Elles permettent la circulation du courant lorsque l'interrupteur est commandé et que le courant est dans le sens opposé au sens autorisé par l'interrupteur électronique.

Pour les interrupteurs électroniques, il faut utiliser des semi-conducteurs à ouverture et fermeture commandées (transistors, thyristors, ...). [12]

E est une source de tension réversible.

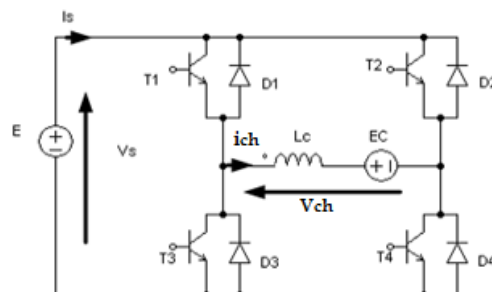


Fig (II.34) : Structure générale d'un hacheur à 4 quadrants [14]

II.5.6.2.Principe de fonctionnement :

Le principe général pour Changer le sens de rotation est comme suit : 4 transistors, symbolisés ici par des interrupteurs T1, T2, T3 et T4, sont montés en pont et permettent de commander le sens de rotation du moteur : Lorsque T1 et T4 sont fermés (saturés), le moteur tourne dans un sens (sens 1). Lorsque T2 et T3 sont fermés, le moteur va tourner dans l'autre sens (sens 2).

On peut avoir la variation de vitesse et fonctionnement dans les 4 quadrants, en jouant sur le rapport cyclique, il est possible de faire varier la vitesse de rotation du moteur en limitant plus où moins la puissance fournie au moteur.

La commande des interrupteurs est du type complémentaire : Les transistors T1, T4 d'une part et T2, T3 d'autre part reçoivent des signaux de commande identiques : au cours d'une période de fonctionnement, lorsque T1 et T4 sont commandés à l'amorçage, T2 et T4 sont commandés au blocage et inversement. [15]

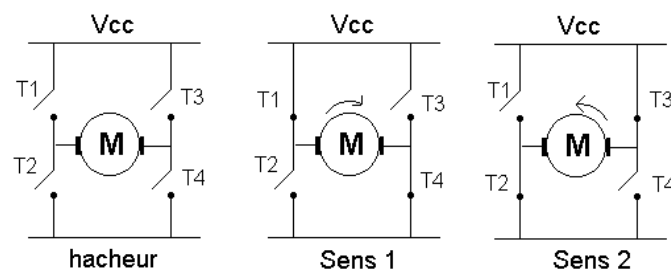


Fig (II.35) : Changement du sens de rotation de la MCC [15]

❖ Analyse de fonctionnement :

On procède ainsi :

- à chaque période T , on commande la fermeture de T1 et T4 ;
- on commande la fermeture de T2 et T3 pendant le reste période.

Pour $0 < t < \alpha T$, on commande la fermeture de T1 et T4 :

- si $i_{ch} > 0$, il passe par T1 et T4 et $V_{ch} = V_s$;
- si $i_{ch} < 0$, il passe par D1 et D4 et $V_{ch} = V_s$.

Pour $\alpha T < t < T$, on commande la fermeture de T2 et T3 :

- si $i_{ch} > 0$, il passe par D2 et D3 et $V_{ch} = -V_s$;
- si $i_{ch} < 0$, il passe par T2 et T3 et $V_{ch} = -V_s$.

❖ La valeur moyenne de la tension V_s :

$$\tilde{V}_{ch} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\alpha T} V_s \cdot dt + \int_{\alpha T}^T -V_s \cdot dt \right] = \frac{1}{T} [V_s \cdot \alpha \cdot T - V_s \cdot T + V_s \cdot \alpha \cdot T] \quad (II.27)$$

Soit :
$$\tilde{V}_{ch} = V_s \cdot (2 \cdot \alpha - 1) \quad (II.28)$$

Quand α varie de 1 à 0, \tilde{V}_{ch} va de V_s à $-V_s$.

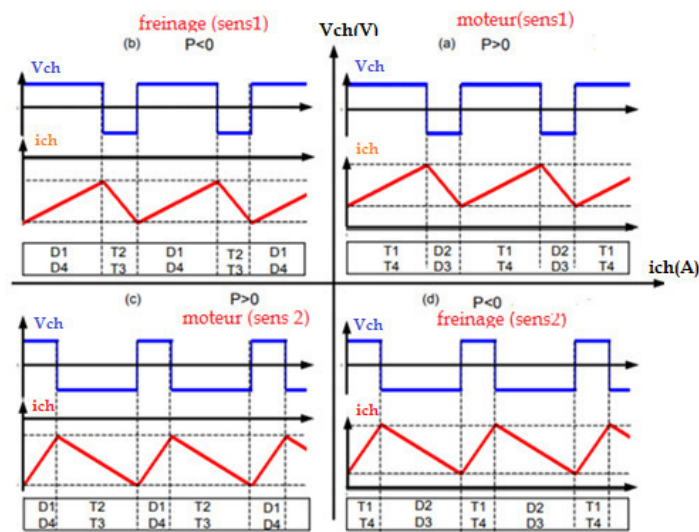


Fig (II.36) : Forme d’ondes des principales grandeurs d’un Hacheur à 4 quadrants [15]

II.5.6.3.Simulation du hacheur à 4 quadrants par logiciel PSIM :

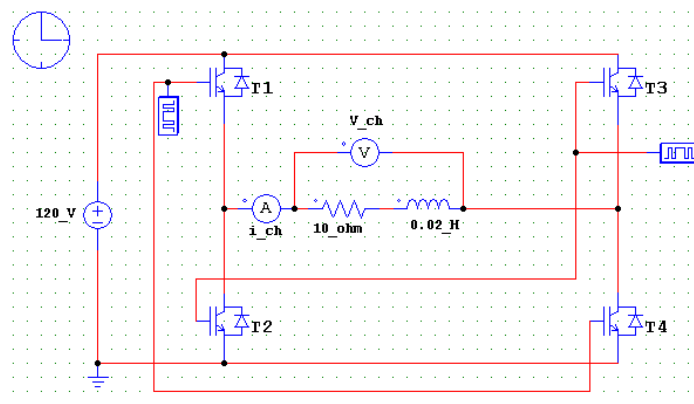


Fig (II.37) : Schéma PSIM d’un hacheur à 4 quadrants (R=10Ω, L=0.02H)

II.5.6.4. Résultat de simulation :

a) Pour $\alpha=1/4$:

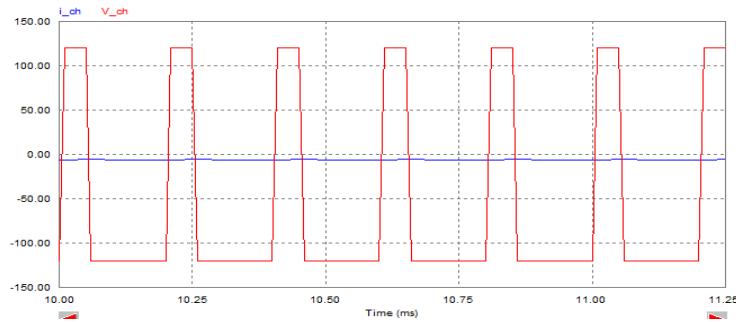


Fig (II.38) : La tension aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha=1/4$

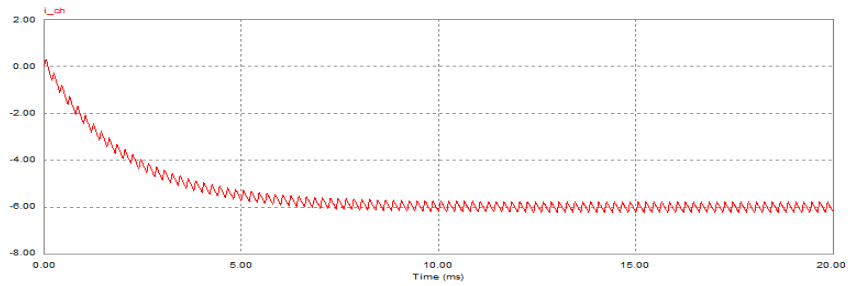


Fig (II.39) : Le courant aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha=1/4$

b) Pour $\alpha=2/3$:

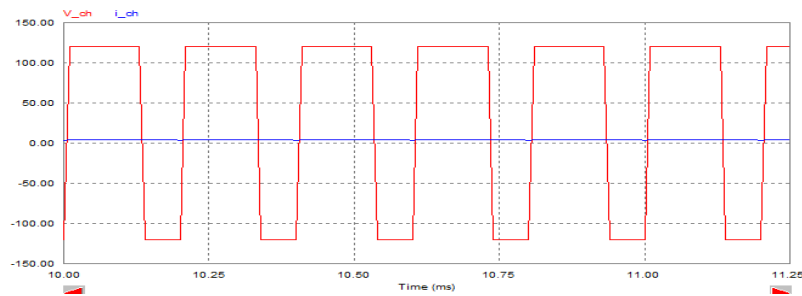


Fig (II.40) : La tension aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha=2/3$

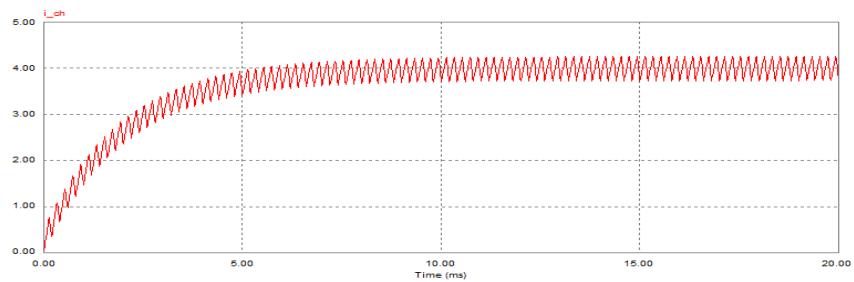


Fig (II.41) : Le courant aux bornes de la charge avec rapport cyclique $\alpha=2/3$

❖ Interprétation :

On remarque que la structure de hacheur à 4 quadrants contient le deux derniers types de hacheur, donc il est réversible en courant et en tension.

Donc ce type d'hacheur permet la commande de la machine à courant continu dans les quatre quadrants de fonctionnement.

II.6.Conclusion :

Dans ce chapitre, on a vu les convertisseurs utilisés dans la commande de la machine à courant continu, et aussi les différents types des hacheurs avec la simulation de chaque type.

Les différentes méthodes et hacheurs utilisés pour commander la vitesse de la machine courant continu ont été développés. Parmi les méthodes, nous avons choisi le réglage par tension pour sa facilité. Le hacheur 4 quadrants permettant le fonctionnement en quatre quadrants est retenu pour la commande de la machine à courant continu à excitation séparée, qui va être présentée dans le troisième chapitre.

« Chapitre II »

**COMMANDE DU MCC À
EXCITATION SÉPARÉE
ALIMENTÉE PAR UN HACHEUR
À 4 QUADRANTS**

III.1. Introduction :

On a vu que la vitesse de MCC à excitation séparée est proportionnelle à la tension d'alimentation, il est utile de commander le moteur en vitesse par variation de la tension moyenne aux bornes de l'induit. Pour cela le hacheur est le convertisseur statique adéquat pour cette commande.

Dans ce chapitre on a deux parties. La première partie c'est une présentation du correcteur Proportionnelle-Intégrale PI et le régulateur à hystérésis. Ensuite, on étudie la commande de la MCC à excitation séparée (à aimant permanent) alimentée par un hacheur quatre quadrants, dont la vitesse est régulée par un régulateur PI. La deuxième partie est consacrée aux éléments fondamentaux du formalisme de la commande à mode de glissement. Ensuite, la simulation de la commande est réalisée en présentant les différents résultats obtenus.

III.2.Partie -1- Régulation de la vitesse par un régulateur PI :**III.2.1.introduction :**

Le correcteur de type PI est une régulation de type P au quel on a ajouté un terme intégral, il élabore alors une commande qui peut être donnée par la relation suivante :

$$U_c(t) = k_p \varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) dt \rightarrow TL \rightarrow U_c(p) = k_p \varepsilon(p) + k_i \frac{d\varepsilon(p)}{p} \quad (\text{III.1})$$

Le terme intégral complète l'action proportionnelle puisqu'il permet de compenser l'erreur statique et d'augmenter la précision en régime permanent. L'idée est d'intégrer l'erreur de puis le début et d'ajouter cette erreur à la consigne, lorsque l'on se rapproche de la valeur demandée, l'erreur devient de plus en plus faible. Le terme proportionnel n'agit plus mais le terme intégral subsiste et reste stable, ce qui maintient le moteur à la valeur demandée.

L'intégrale agissant comme un filtre sur le signal intégré, elle permet de diminuer l'impact des perturbations (bruit, parasites), et il en résulte alors un système plus stable. Malheureusement, un terme intégral trop important peut lui aussi entraîner un dépassement de la consigne, une stabilisation plus lente, voire même des oscillations divergentes [16].

III.2.2.Effets du correcteur proportionnel-Intégral PI :

- Diminution du temps de montée.
- Elimination de l'erreur statique.
- Augmentation du temps de stabilisation.
- Augmentation du dépassement. [16]

III.2.3.Contrôle de courant par hystérésis :

La commande par hystérésis à bande fixe (figure III-1) consiste à maintenir le courant à l'intérieur d'une bande encadrant sa référence. L'écart existant entre le courant mesuré et le courant de référence est comparé à une bande fixe, appelée bande d'hystérésis (HB).

Chaque sortie de la bande entraîne un changement de la configuration des interrupteurs. Cette technique de régulation présente l'avantage d'être rapide, robuste et facile à mettre en œuvre. En revanche dans ce cas de contrôle du courant, la fréquence de commutation dépend essentiellement de la dérivée du courant de consigne.

L'amplitude de la dérivée n'est donc pas maîtrisée et la fréquence de commutation n'est pas donc fixe. Ce point peut être particulièrement pénalisant dans le cas des systèmes de fortes puissances ou la fréquence de commutation est limitée à des valeurs de l'ordre du kHz du fait des caractéristiques des composants. [18]

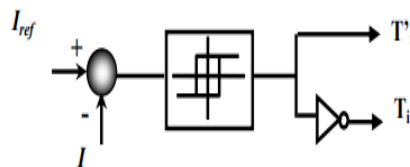


Fig. (III.1) : Schéma de la régulation du courant par hystérésis [18]

III.2.4.Commande de la MCC alimentée par hacheur quatre quadrants associée à un régulateur PI :

Après l'étude des différentes parties constituant le système d'entraînement, nous avons simulé la commande de la MCC alimentée par un hacheur quatre quadrants commandé par hystérésis et dont la régulation de la vitesse est assurée par un régulateur PI. Le schéma de régulation dans PSIM est donné par la figure III-2.

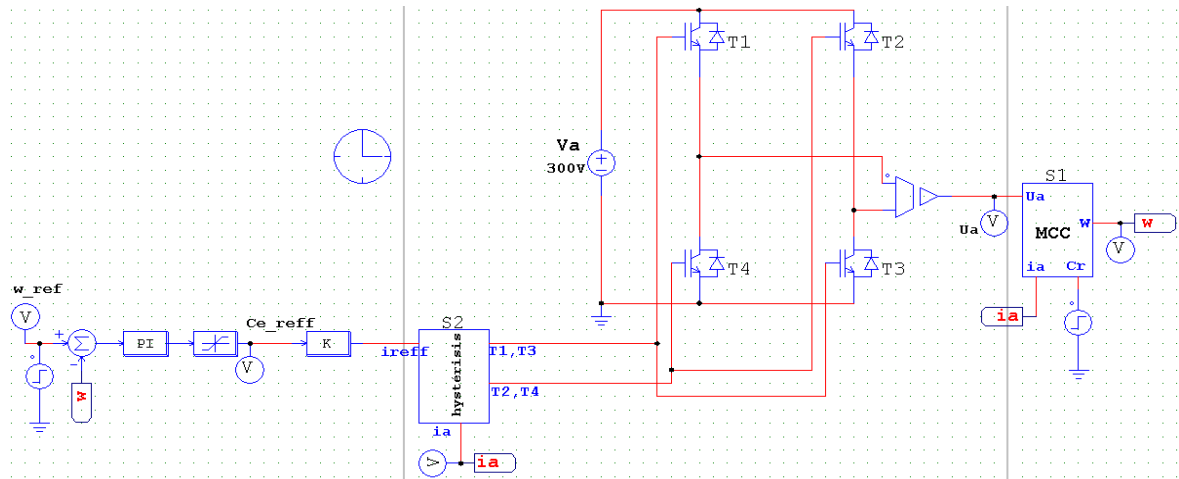


Fig. (III.2): Schéma bloc de la commande avec régulateur PI.

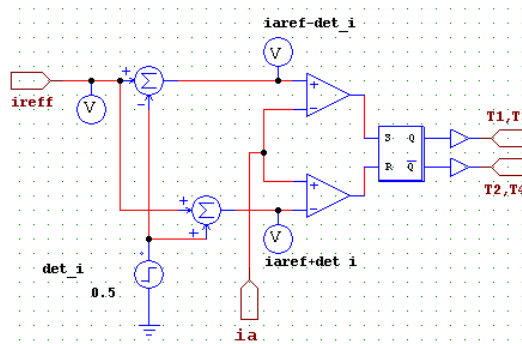
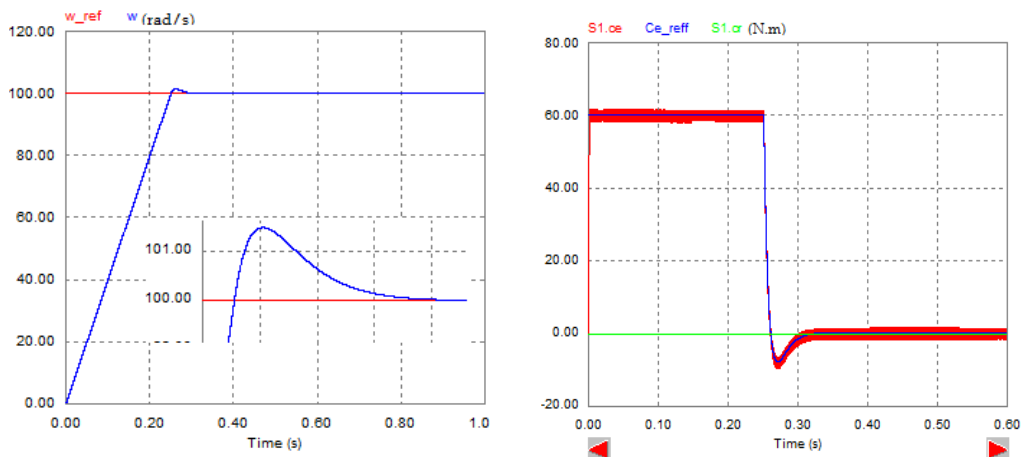


Fig. (III.3): Schéma bloc d'un régulateur à hystérisis.

III.2.5. Résultats de simulation :

III.2.5.1. Essai à vide et en charge :



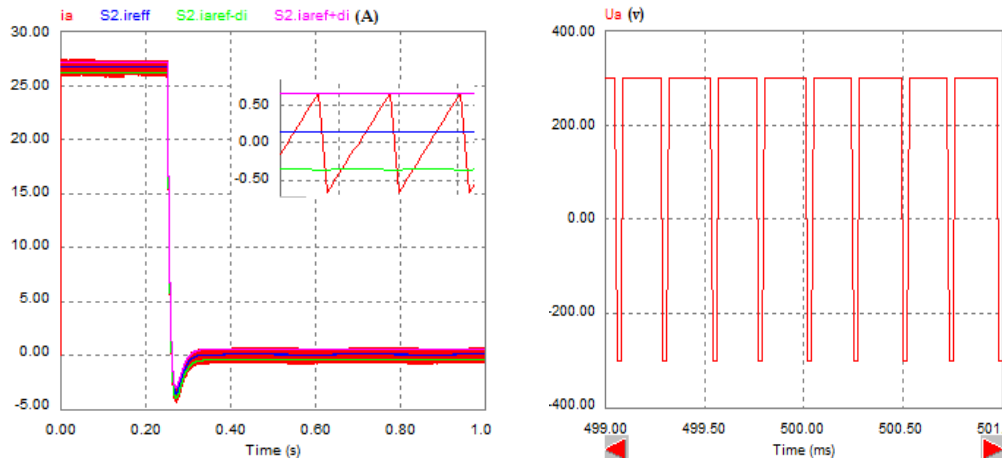


Fig. (III.4): Résultats de simulation de la commande du MCC à vide.

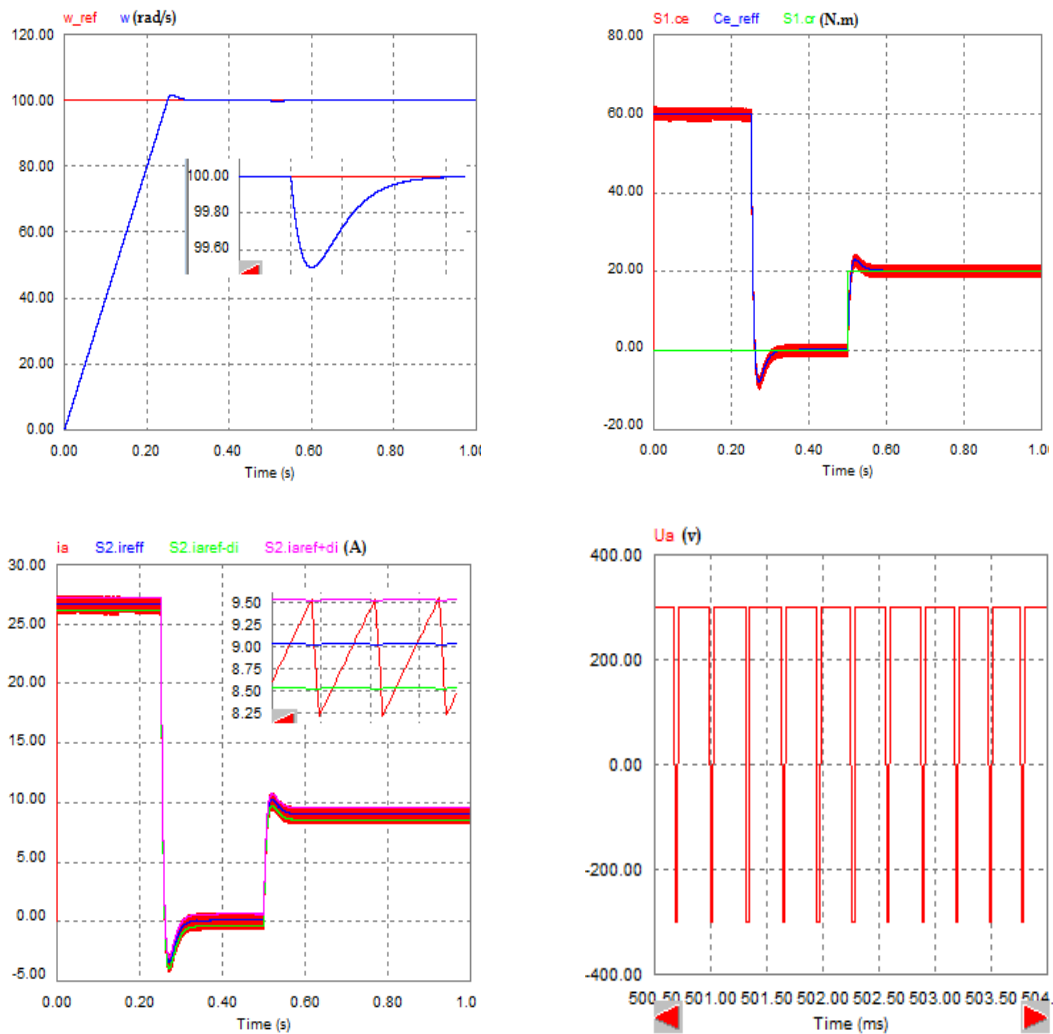


Fig. (III.5): Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 20 N.m à $t = 0.5$ s

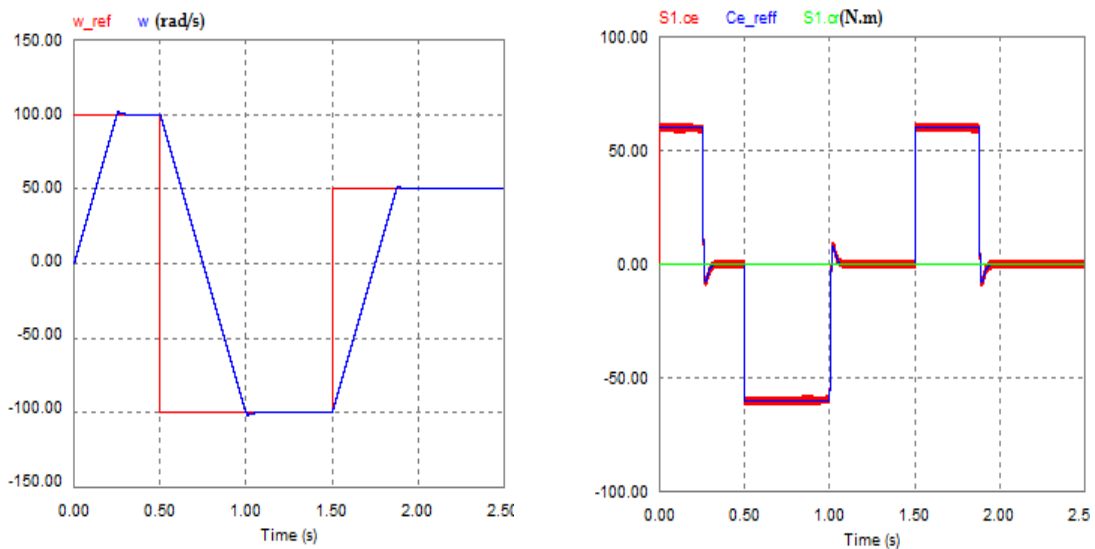
❖ **Interprétation :**

La fig. (III.4) et fig. (III.5) représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge du MCC, pour un échelon de consigne de vitesse de 100 rad/s, et suivie d'une application de charge de 20 N.m à partir de $t=0.5s$. On remarque que :

- L'allure de la vitesse suit sa référence avec un faible dépassement pendant le régime transitoire. Après l'application de la charge à l'instant $t=0.5s$, la vitesse présente une chute qui est rejetée par la régulation, puis elle rejoint sa valeur de référence.
- Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge.
- Le courant i_a est l'image du couple. On remarque qu'il suit le courant de référence à l'intérieur de la bande d'hystérésis.
- La tension de la sortie de hacheur U_a qui alimente la machine est sous forme MLI.

III.2.5.2. Essai de l'inversion de sens de rotation :

Le hacheur quatre quadrants permet d'assurer le fonctionnement de la MCC dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse. Les résultats suivants montrent un tel fonctionnement.



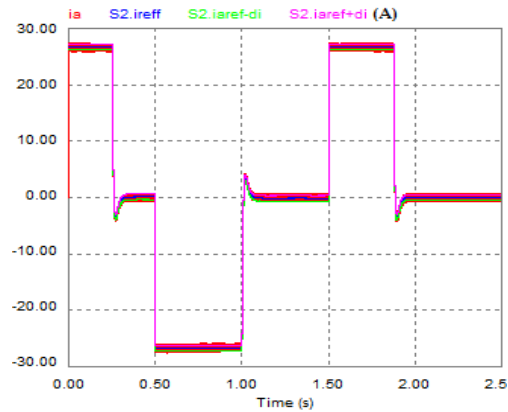


Fig. (III.6) : Résultats de simulation de la commande du MCC pour l'inversion du sens de rotation à $t = 0.5s$ et à $t=1.5s$.

❖ **Interprétation :**

Dans la figure (III.6), on a inversé 2 fois la vitesse de rotation du MCC sans charge, à l'instant $t=0.5s$ de la valeur $+100$ rad/s à la valeur -100 rad/s, et à l'instant $t=1.5s$ de la valeur -100 rad/s à la valeur 50 rad/s, et on remarque que la vitesse suit la référence pratiquement sans dépassement. Durant la première inversion on constate que la machine durant le freinage de 100 rd/s à 0 rd/s la vitesse est positive, par contre le couple est négatif ; ce qui implique que la machine est en mode génératrice dans le deuxième quadrant. A partir de 0 rd/s à -100 rd/s la vitesse est négative et le couple est négatif, donc la MCC est on mode moteur dans le sens inverse (troisième quadrant). Durant la deuxième inversion et de -100 rd/s à 0 rd/s la vitesse est négative par contre le couple est positif, d'où le fonctionnement en génératrice dans le quatrième quadrant.

III.2.6.Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté au premier lieu une étude théorique concernant les régulateurs PI et hystérésis, ensuit les résultats des simulations. Cette dernière montre que le régulateur proportionnel intégrateur donne de bonnes performances malgré la perturbation due à l'augmentation du couple de charge.

Pour traiter cet inconvénient on propose dans la partie suivante de remplacer le régulateur PI par un régulateur basé sur la fonction de Lyapunov ce régulateur dit mode glissant.

**III.3.Partie -2- commande de la MCC par un hacheur quatre quadrants
associée à un régulateur par mode glissant :*****III.3.1.Introduction :***

Les lois de commande classique du type PI donnent des bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants. Ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes surtout lorsque exigences sur la précision et autre caractéristiques dynamiques du système son strictes. On doit faire appel à des commandes insensibles aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non-linéarités. [19]

Les lois de commande dites à structure variable constituent une bonne solution à ces problèmes liés à la commande classique. La Commande à Structure Variable (CSV) qui par sa nature est une commande non linéaire, possède cette robustesse. Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété (ou surface) de glissements, dont le but de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de surface. Quand l'état est maintenu sur cette surface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et aux variations des paramètres tant que les conditions du régime glissant sont assurées. [20]

III.3.2.Synthèse de la loi de commande :

La synthèse de la commande par modes glissants se fait en trois étapes :

- choix de la surface de glissement
- Etablir la condition de convergence
- déterminer la loi de commande qui permet d'atteindre la surface.

III.3.3.Choix de la surface de glissement :

Soit le système décrit par l'équation différentielle suivante :

$$x^n = f(x, t) + g(x, t)u \quad (\text{III.2})$$

Où f et g sont des fonctions non linéaires, g est supposée inversible. u : L'entrée du système.

x : État du système.

Soit x_d la consigne désirée et e l'erreur de poursuite définie par :

$$e = x - x_d \quad (\text{III.3})$$

La formule générale de la surface de glissement est définie en fonction de l'ordre du système comme suit :

$$s(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda\right)^{n-1} e(x) \quad (\text{III.4})$$

Où n : le degré relatif du système par rapport à la sortie $y(t)$. Il représente le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la sortie $y(t)$ par rapport au temps, pour y voir apparaître l'entrée.

Pour $n = 1$, donc $s(x) = e(x)$.

Pour $n = 2$, donc $s(x) = \lambda \cdot e(x) + e'(x)$.

Pour $n = 3$, donc $s(x) = \lambda^2 \cdot e(x) + 2\lambda \cdot e'(x) + e''(x)$. [18]

III.3.4. Conditions d'existence et de convergence du régime glissement :

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. On présente deux types de conditions qui sont:

❖ Fonction directe de commutation :

Elle est proposée et étudiée par EMILYANOV s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par: [2]

$$s'(x) \cdot s(x) < 0 \quad (\text{III.5})$$

❖ Fonction de LYAPUNOV :

Il s'agit de choisir une fonction candidate de Lyapunov $V(x) > 0$ (fonction scalaire positive) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction $V'(x) < 0$.

En définissant par exemple une fonction candidate de Lyapunov pour le système comme suit :

$$v(x) = \frac{1}{2}s^2(x) \quad (\text{III.6})$$

En dérivant cette dernière, on obtient :

$$v'(x) = s'(x).s(x) \quad (\text{III.7})$$

Pour que la fonction candidate de Lyapunov puisse décroître, il suffit d'assurer que :

$$s'(x).s(x) < 0$$

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande comme l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires. [2]

III.3.5.Calcul de la commande :

La structure d'un contrôleur comporte deux parties, une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures.

Nous posons donc :

$$U(t) = U_{eq} + U_n \quad (\text{III.8})$$

U_{eq} Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par : $s'(x) = e'(x) = 0$

U_n : est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence suivant :

$s'(x).s(x) < 0$, Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence. Donc cette commande est garanti l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement. [19]

Le terme U_n est donné par :

$$U_n = s'(x) = k_v \cdot \text{sign}(s(x)) \quad (\text{III.9})$$

Avec :

$$k_v > 0; \quad s'(x) = \begin{cases} +1 & \text{si } s > 0 \\ -1 & \text{si } s < 0 \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

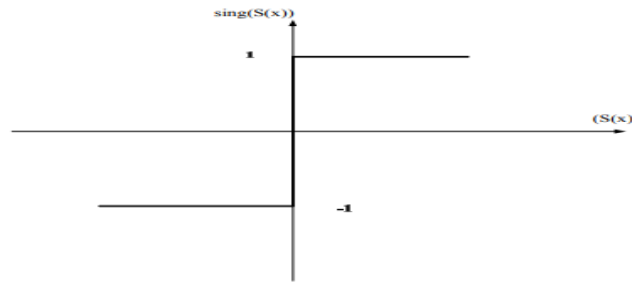


Fig. (III.7): Représentation de la fonction « Signe » [19]

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre U_{Max} et U_{Min} . Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées « broutement » ou « Chattering » apparaissent dans le mode de glissement.

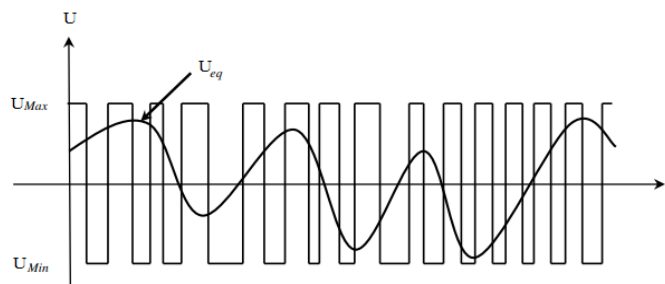


Fig. (III.8): commande équivalente U_{eq} . [19]

III.3.6.Élimination du phénomène du broutement (Chattering) :

Le phénomène de broutement (Chattering) est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissement sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence.

Le broutement peut être réduit en remplaçant la fonction « sign » par des autres fonctions qui filtrent les hautes fréquences. On donne ci-dessous des exemples des fonctions (« Liss », « SAT »,...).

❖ Fonction « Liss » :

On peut remplacer la fonction « sign » par une fonction « Liss ». On donne ci-dessous un exemple de cette fonction (Figure III.9) :

$$liss(s) = \frac{s}{|s|+\mu} \tag{III.11}$$

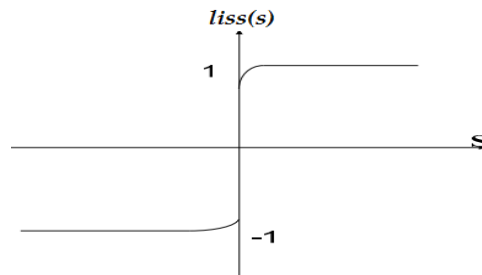


Fig. (III.9): Fonction « Liss » [19]

❖ **Fonction « SAT » :**

On peut aussi utiliser la fonction « SAT » :

$$SAT = \begin{cases} \frac{s}{\mu} & \text{Si } |s| \leq \mu \\ \text{Sign}(s) & \text{Si } |s| > \mu \end{cases} \tag{III.12}$$

μ : Un paramètre petit et positif.

III.3.7. Avantages et inconvénients de la commande par mode glissant :

Il y'a plusieurs avantages pour la commande par mode glissant : la précision, stabilité, simplicité, faible temps de réponse et la robustesse. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit a cause de problèmes d'identifications des paramètres, soit a cause de la simplification sur modèle des systèmes.

Néanmoins, elle présente aussi des inconvénients car cette technique fait appel à un grand effort de commande, chose qui peut détériorer les organes de commande. De plus, en réalité, on n'a pas le glissement idéal sur la surface mais des zigzags autour de celle-ci, il engendre plusieurs effets indésirables sur la qualité et la réalisation de la commande.

III.3.8. Application de la commande par mode de glissement à la MCC :

Dans cette étude nous contenterons d'appliquer la technique de réglage par mode glissement avec ses différentes fonctions (sign, SAT, Liss ...) à la machine à courant continu.

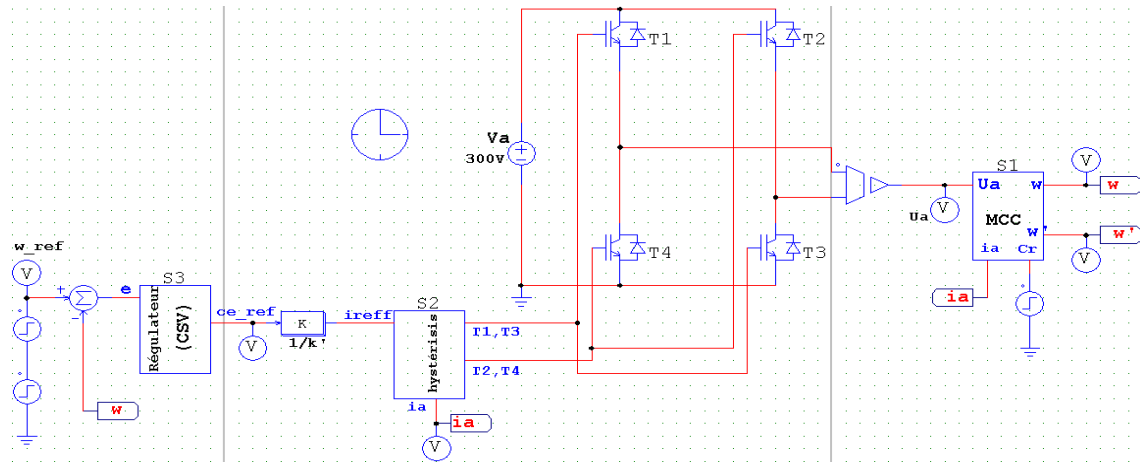


Fig. (III.10): Schéma bloc de la commande par mode glissement.

Afin de tester les performances et la robustesse de la commande par mode glissant de la MCC et ainsi que l'effet du phénomène de chattering et son amélioration, nous avons simulé la commande de la MCC alimentée par un hacheur 4 quadrants associée à la commande par mode glissant, en utilisant les 3 fonctions précédentes.

III.3.8.1.Fonction « sign » : Le schéma de la fonction signe dans PSIM est donné par la figure suivante :

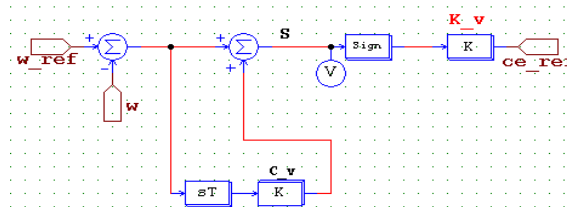
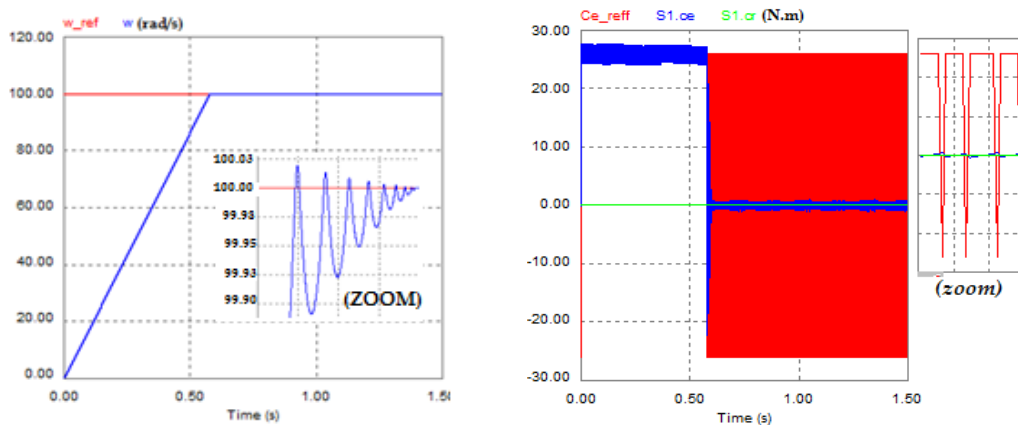


Fig. (III.11): schéma-bloc pour la régulation de vitesse par fonction « sign ».

❖ **Essai à vide et en charge :** les résultats sont les suivants :



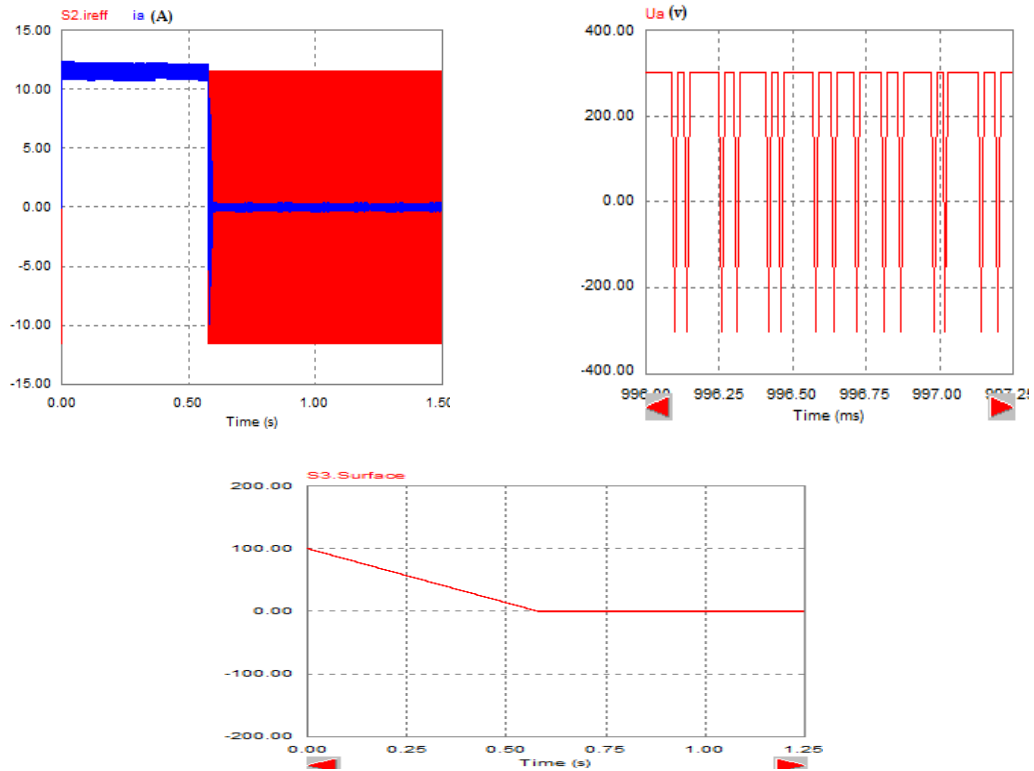
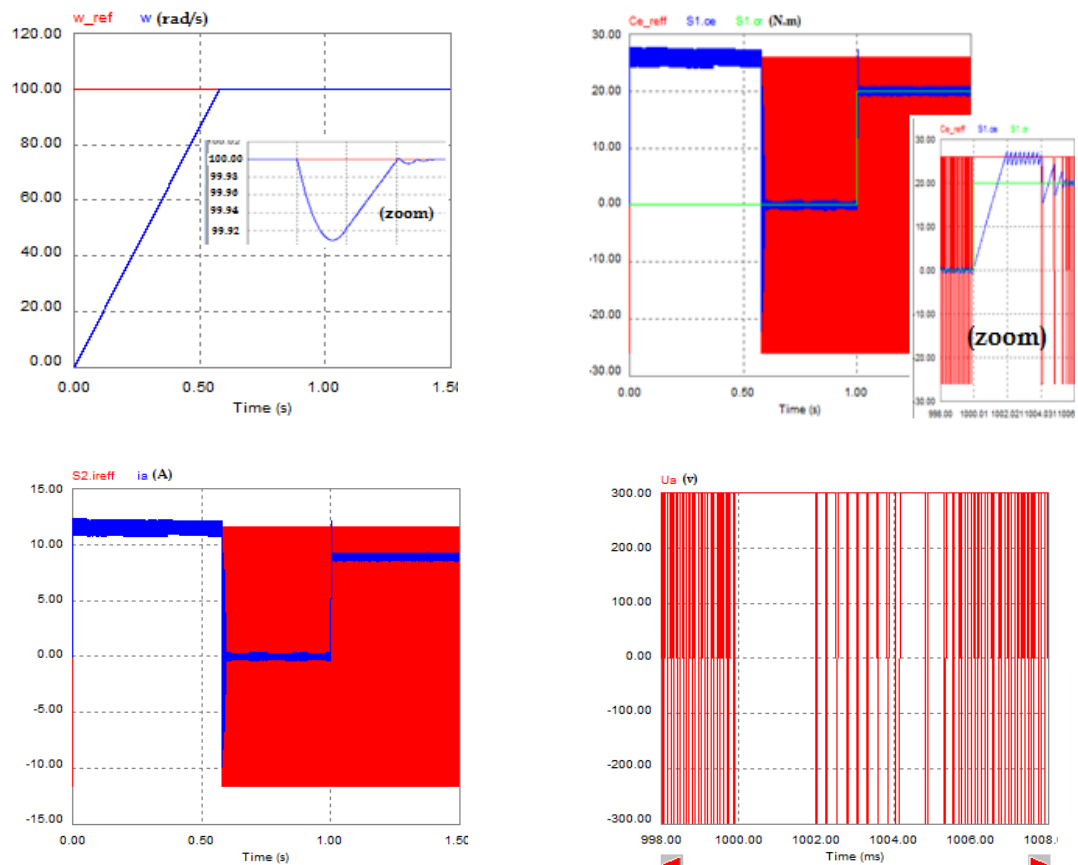


Fig. (III.12): Résultats de simulation de la commande CSV du MCC pour le fonctionnement à vide.



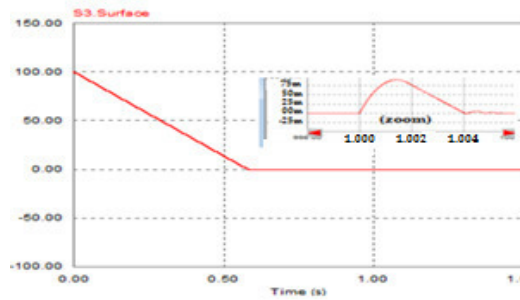


Fig. (III.13): Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivi d'une application de charge de 20 N.m, à t = 1s.

❖ **Interprétation :**

Les figures (III-12) et (III.13) représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge du MCC, pour un échelon de consigne de 100 rad/s, et suivie d'une application de charge de 20 N.m à partir de t=1s. On remarque que :

- L'allure de la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence sans dépassement. Après l'application de la charge à l'instant t=1s, on ne constate presque aucune influence sur l'allure de la vitesse (aucune chute).
- L'allure de la surface c'est l'inverse de la courbe de vitesse, elle démarre à partir de la valeur de la vitesse de référence, puis elle tend linéairement vers 0 au régime permanent.
- Le couple électromagnétique subit au moment du démarrage un pic, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge. Le phénomène de broutement (chattering) se manifeste clairement dans l'allure de couple de référence (C_{e_ref}), où cela prend la forme de MLI.
- Le courant i_a est l'image du couple.
- La tension de la sortie de hacheur U_a qui alimente la machine est sous forme MLI.

III.3.8.2.Fonction « SAT » :

$$SAT = \begin{cases} \frac{s}{\mu} & \text{Si } |s| \leq \mu \\ \text{Sign}(s) & \text{Si } |s| > \mu \end{cases} \quad \text{Avec : } \mu = 0.005$$

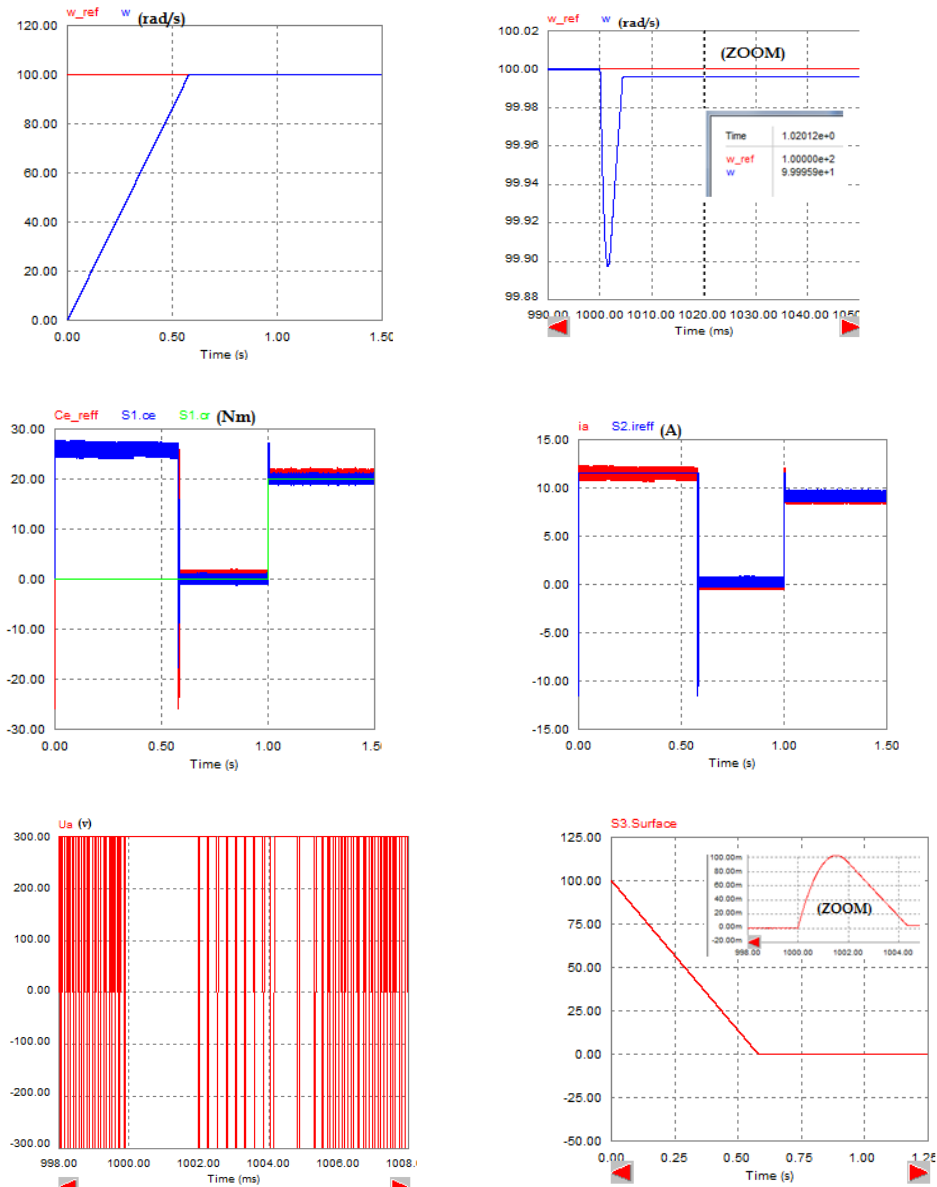


Fig. (III.16): Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivi d'une application de charge de 20 N.m à $t = 1s$.

❖ **Interprétation :**

Les figures (III-15) et (III-16) représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge du MCC, pour un échelon de consigne de 100 rad/s, et suivi d'une application de charge de 20 N.m à partir de $t=1s$. On remarque que

- L'allure de la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence sans dépassement. Après l'application de la charge à l'instant $t=1s$, on remarque qu'il y a une chute de 0.1rad/s sur l'allure de la vitesse et elle rejoint à sa valeur de référence avec une erreur statique négligeable.

- L'allure de surface démarre à partir de la valeur de la vitesse de référence, puis elle tend linéairement vers 0 au régime permanent. Après l'application de la charge à l'instant $t=1s$, elle subit un pic de 0.1 et rejoint à 0.
- Le couple électromagnétique subit au moment du démarrage un pic, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge. Le phénomène de broutement (chattering) est réduit complètement.
- Le courant i_a est l'image du couple. Et on remarque qu'il suit le courant de référence à l'intérieur de la bande d'hystérésis.
- La tension de la sortie de hacheur U_a qui alimente la machine est sous forme MLI.

III.3.8.3.Fonction « LISS » :

$$liss(s) = \frac{s}{|s|+\mu} \quad \text{Avec : } \mu=0.005$$

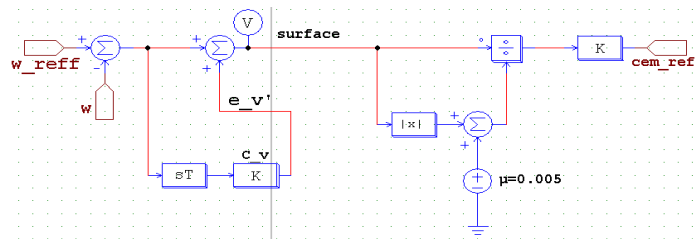
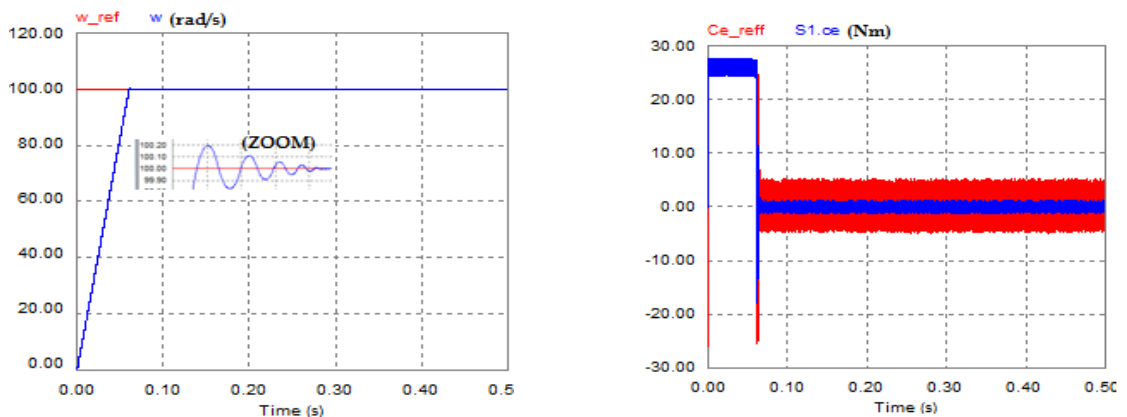


Fig. (III.17):schéma-bloc pour la régulation de vitesse par la fonction « Liss ».

❖ **Essai à vide et en charge :** Les résultats de simulation sont donnés par les figures suivantes :



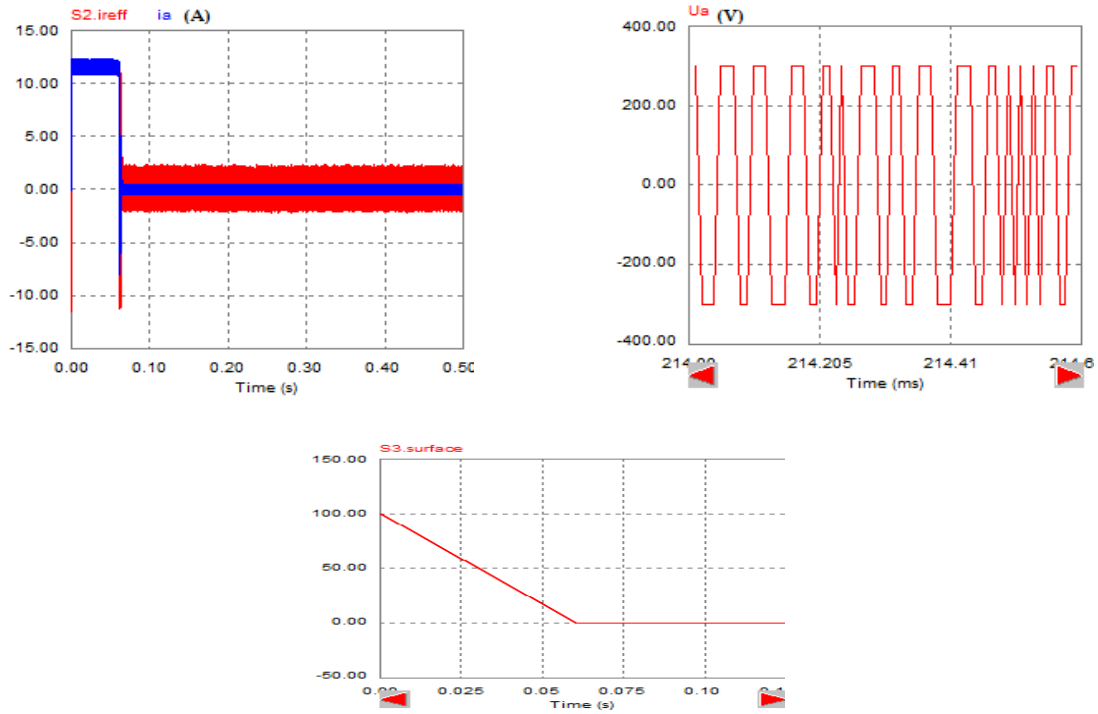
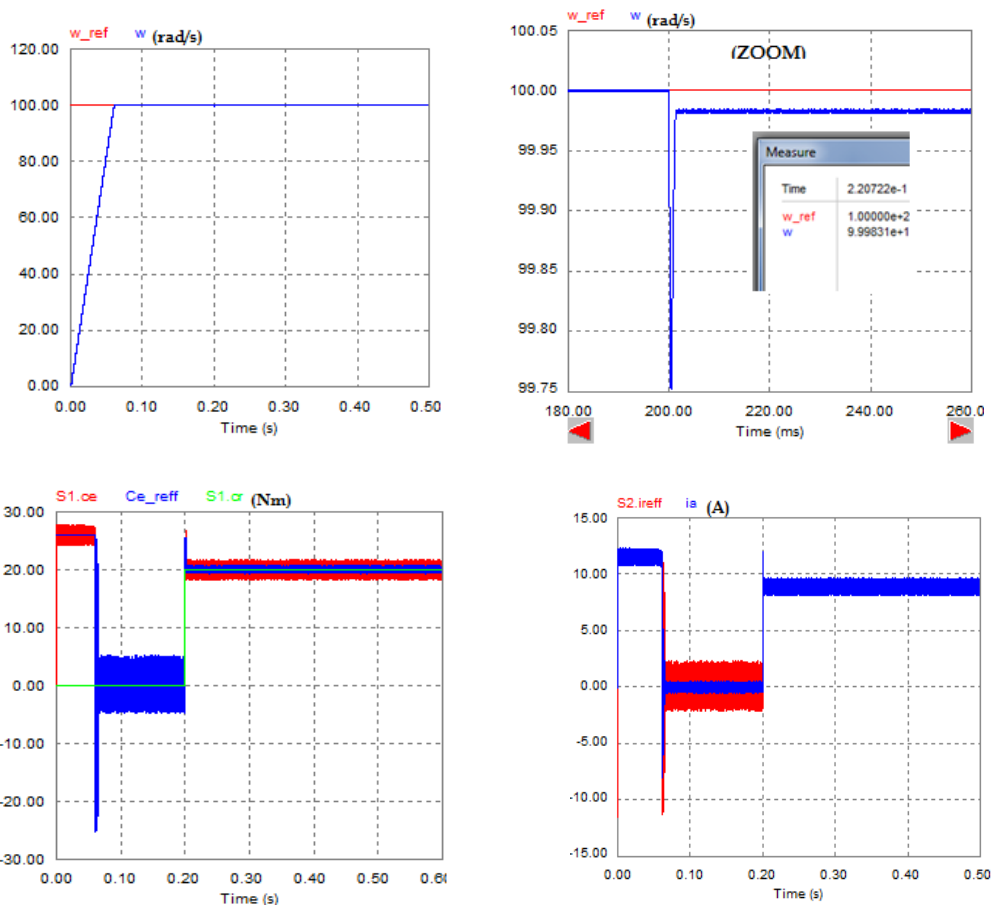


Fig. (III.18): Résultats de simulation de la commande CSV du MCC pour fonctionnement à vide.



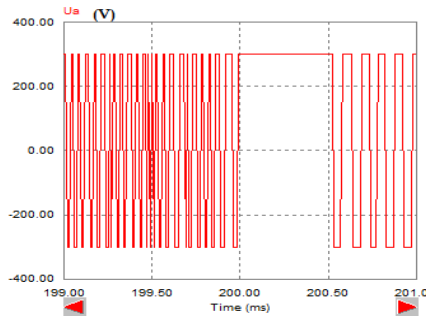


Fig. (III.19): Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivi d'une application de charge de 20 N.m à $t = 0.2$ s.

❖ Interprétation :

Les figures (III-18) et (III-19) représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge du MCC, pour un échelon de consigne de 100 rad/s, et suivi d'une application de charge de 20 N.m à partir de $t=0.2$ s. On remarque que

- L'allure de la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence sans dépassement dans un temps de réponse très petit. Après l'application de la charge à l'instant $t=0.2$ s, on remarque qu'il y a une chute de 0.25rad/s sur l'allure de la vitesse puis elle rejoint à sa valeur de référence avec une erreur statique négligeable de 0.02.
- Le couple électromagnétique subit au moment du démarrage un pic, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge. Le phénomène de broutement (chattering) est clairement réduit.
- Le courant i_a est l'image du couple.
- La tension de la sortie de hacheur U_a qui alimente la machine est sous forme MLI.

❖ Essai de l'inversion de sens de rotation :

Pour voir le fonctionnement de la machine dans les quatre quadrants, On réalise une inversion de sens de rotation de 100 rad/s à -100 rad/s, puis de -100 rad/s à 0 rad/s (freinage). Les résultats de simulation sont les suivants:

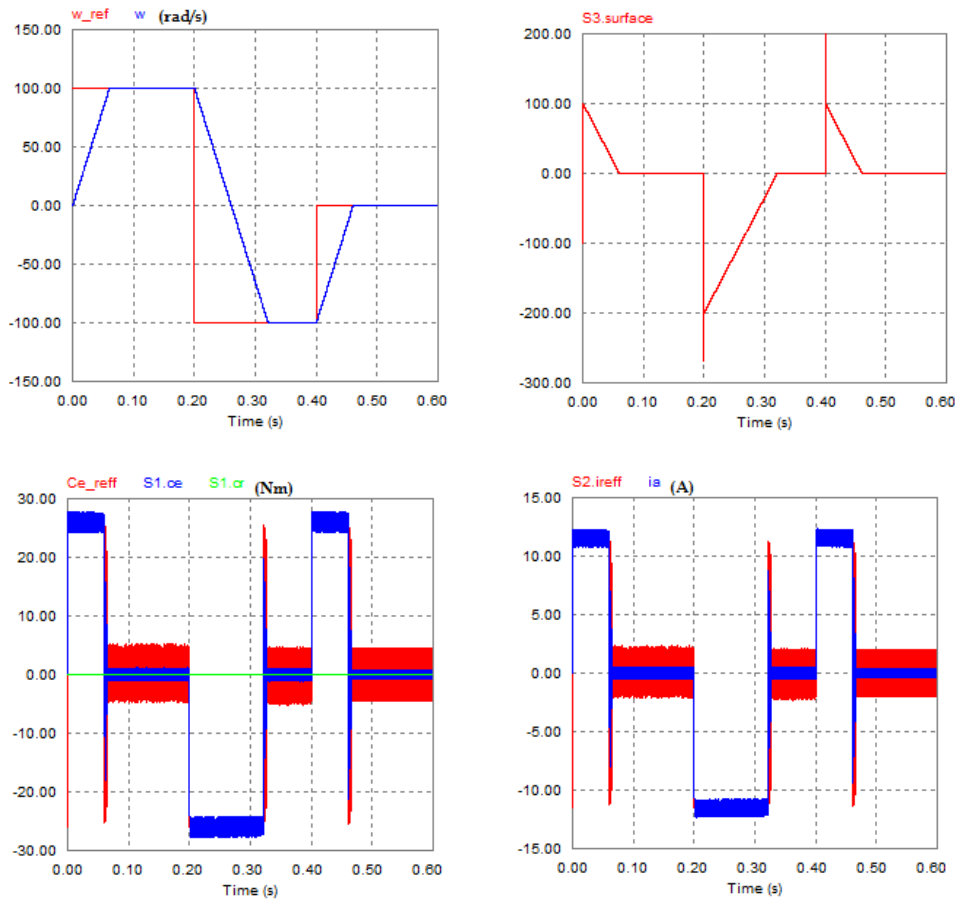


Fig. (III.20): Résultats de simulation de la commande du MCC pour l'inversion du sens de rotation à $t = 0.2s$ et à $t=0.4s$.

❖ **Interprétation :**

La vitesse de rotation est obtenue sans dépassement dans les deux sens. En considérant Les fonctions « liss » et « Sat », on constate une considérable réduction dans le chattering au niveau du couple. La vitesse de rotation du MCC est inversée, à l'instant $t=0.2s$ de la valeur $+100 \text{ rad/s}$ à la valeur -100 rad/s , et à l'instant $t=0.4s$ de la valeur -100 rad/s à la valeur 0 rad/s . Les résultats de simulation montrent aussi le fonctionnement de la machine dans les quatre quadrants.

III.3.9. Conclusion :

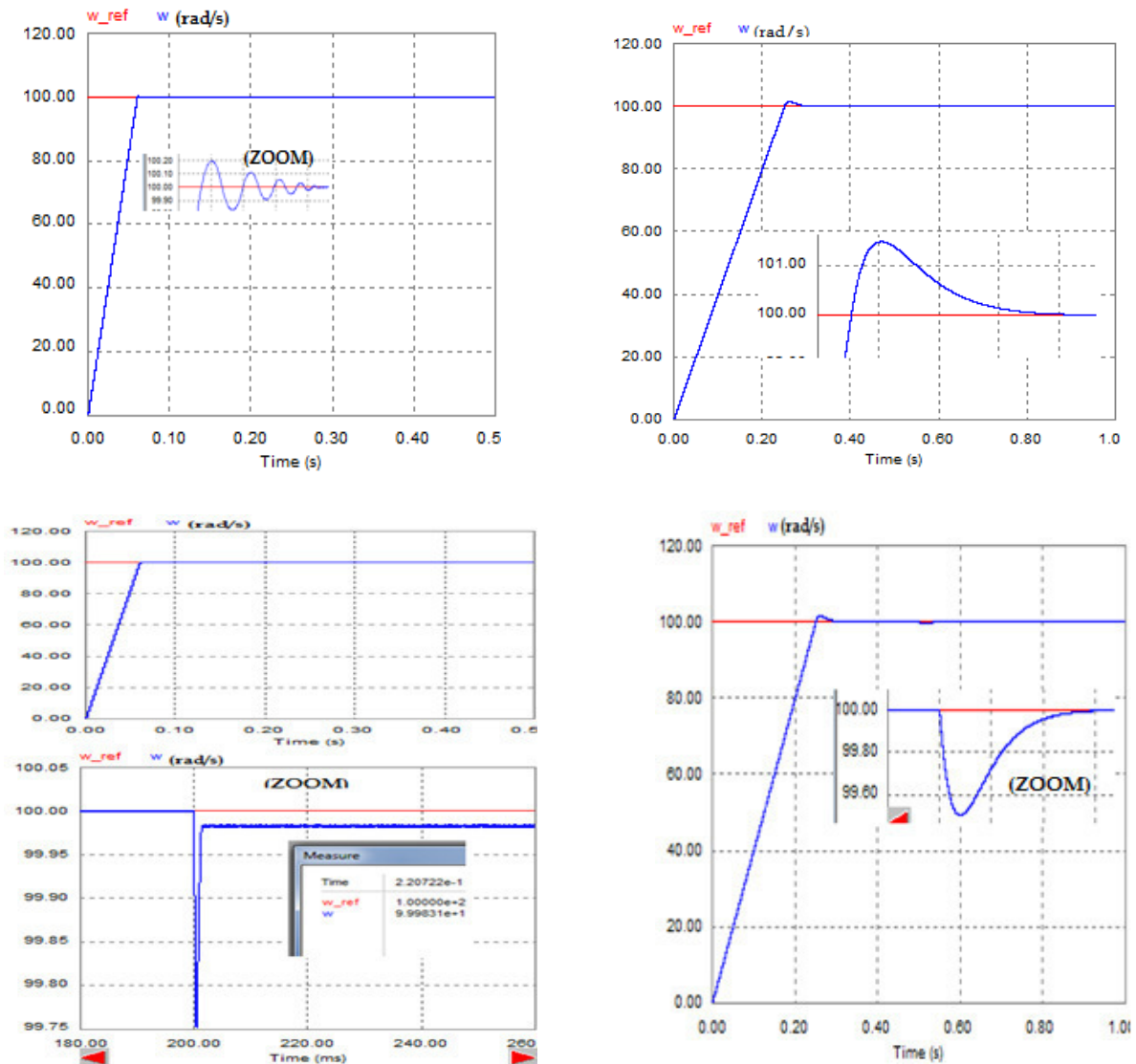
Dans ce parti on a présenté les résultats de la simulation de la commande par mode glissant appliqué sur la MCC à excitation séparé, Selon les résultats, nous notons le succès des deux fonctions « SAT » et « Liss » dans l'élimination de phénomène de broutement (chattering) dans le couple.

Remarque :

- Pour la fonction « SAT » : Lors de l'augmentation de μ , le broutement se réduit mais aussi la sensibilité du système aux perturbations s'augmente, et vice versa.
- Pour la fonction « liss » : Le est plus rapide, on remarque aussi que plus la valeur μ de 0 est proche, plus le processus devient proche « sign » (broutement élevé et moins de sensibilité aux perturbations), et vice versa.

III.4. Etude comparative entre la CSV et la commande PI :

Les résultats de simulation obtenue précédemment par les deux commandes par mode glissant (CSV) et par régulateur PI de la machine à courant continu alimentée par un hacheur quatre quadrants nécessitent une étude comparative pour connaître les performances de chaque méthode.



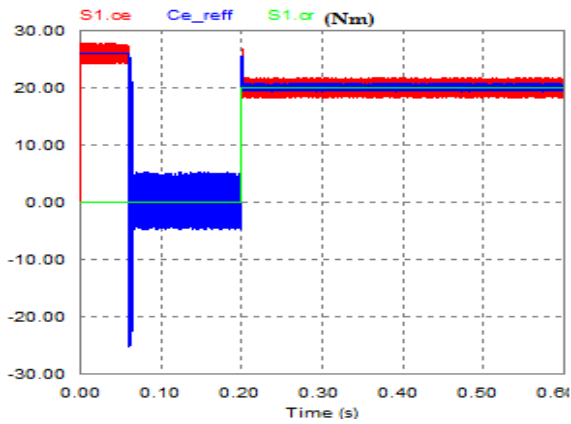


Fig. (III.21): Commande par mode de glissant

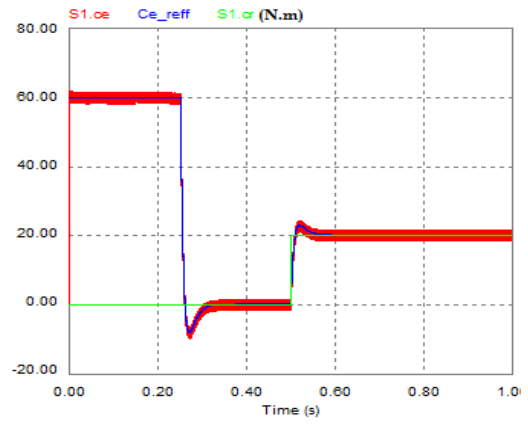


Fig. (III.22): Commande par régulateur PI.

❖ **Interprétation :**

Les résultats de simulation montrent que le système avec le régulateur à structure variable sera plus rapide que celui avec régulateur PI, à l'instant de l'application de la charge la vitesse subit une diminution claire avec le régulateur PI, par contre dans la commande par mode glissant la vitesse subit une chute négligeable. On remarque aussi que le couple électromagnétique avec le mode glissant est obtenu rapidement et sans dépassement, par contre il est plus ondulé que dans le cas du PI.

Donc on peut dire que la commande par mode glissant est insensible aux perturbations extérieures ainsi que la variation paramétrique. L'inconvénient principal est le chattering, qui peut être minimisé en utilisant d'autre fonction que la fonction signe.

III.5. Conclusion :

Ce chapitre a été consacré à la commande de la MCC associée aux régulateurs PI et à mode glissant. Dans la première partie on a présenté le correcteur PI et le calcul de ses paramètres, ainsi que la régulation du courant d'induit par hystérésis. Dans la deuxième partie nous avons présenté les éléments fondamentaux du formalisme de la commande à mode de glissement, ainsi que les fonctions de commutation utilisées. Les résultats de simulation montrent la supériorité de la commande CSV par rapport à la commande du MCC associée au régulateur PI.

Conclusion générale :

L'objectif de ce travail est d'étudier la commande de la machine à CC à excitation séparée alimentée par un hacheur quatre quadrants. La régulation de la vitesse est assurée par un régulateur PI au début ; et pour avoir plus de performances ce régulateur a été remplacé par un autre à mode glissant. Le hacheur quatre quadrants est commandé par la technique à hystérésis qui assure une dynamique élevée pour le courant et par conséquent pour le couple. Au début de ce travail on a commencé par la modélisation de la MCC, en présentant les résultats de simulation du modèle sans commande. Dans la deuxième partie on a présenté les différents hacheurs utilisés dans la commande des MCC ; ainsi que leurs résultats.

La troisième partie de ce travail présente l'association de la MACC et l'hacheur quatre quadrants, en présentant les différents résultats de simulation avec les deux régulateurs PI et mode glissant. Les résultats de simulation montrent la supériorité du régulateur à mode glissant par rapport au régulateur PI du point de vue rapidité et insensibilité vis-à-vis les perturbations (couple de charge). Pour minimiser l'effet du chattering, la fonction signe a été remplacé par d'autres fonctions (lisse et saturation).

Annexe :Paramètres de la machine à courant continu à excitation indépendante :

On a simulé le model de la machine à courant continu à excitation indépendante (à aimant permanent) dont les paramètres sont :

Puissance nominale : $P_n=4$ kW

Tension nominale d'induit : U_a 300 V

Courant nominal d'induit : $i_a=13.3$ A

Flux inducteur : $\phi_e=2.22$ Wb

Résistance de l'induit : $R_a = 0,6$ Ω

Inductance de l'induit : $L_a = 0.012$ mH

Nombre de paire de pole : $n_p=2$

Inductance mutuelle : $L_m=1.85$ H

Coefficient de frottement : $f=0.0001$ Nm/er/s

Inertie du moteur et de toute la partie tournante : $J=0.15$ Kgm²

$K'=2.25$

Calcul des paramètres du régulateur PI :

La forme mathématique du régulateur PI est donnée par : $T(p) = k_p + \frac{k_i}{p}$ (III.13)

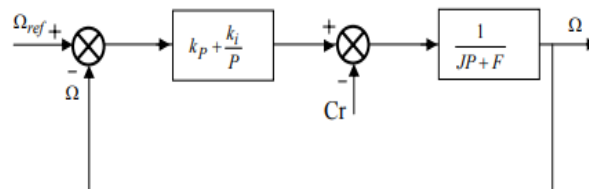


Fig. III.1 : Schéma fonctionnel du régulateur de vitesse [17]

La fonction de transfert du système en boucle fermée en négligeant les frottements est donnée par :

$$G(p) = \frac{k_p p + k_i}{k_i p + \frac{J}{k_i} p^2} \quad (\text{III.14})$$

Sachant que la fonction du transfert d'un système de second ordre est donnée par l'expression suivante :

$$G(p) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_0} p + \frac{1}{\omega_0^2} p^2} \quad (\text{III.15})$$

Par analogie on peut trouver les paramètres du régulateur PI :

$$\frac{k_p}{k_i} = \frac{2\xi}{\omega_0} \quad ; \quad \frac{J}{k_i} = \frac{1}{\omega_0^2} \quad ; \quad \frac{k_p}{k_i} = \tau$$

On aura :

$$k_p = \frac{4J}{\tau} \quad ; \quad k_i = \frac{4J}{\tau^2} \quad (\text{III.16})$$

La constante de temps électrique τ doit être inférieure à celle de la machine $\frac{L_a}{R_a}$

Dans notre projet on a : $J=0.15 \text{ Kgm}^2$; $\tau = \frac{L_a}{R_a} = \frac{k_p}{k_i} = \frac{0.012}{0.6} = 0.02$

Donc : $k_p = 30$; $k_i = 1500$.

Détermination des paramètres pour la loi de CSV :

D'après l'équation (III.4) on obtient l'équation de la surface de vitesse :

$$s = C_v \cdot e' + e \quad (\text{III.17})$$

Avec : $e = \Omega - \Omega^*$; $C_v > 0$

La synthèse de la loi de commande à structure variable pour la régulation de vitesse de la machine à courant continu est effectuée à partir de l'équation mécanique :

$$\Omega' = -\frac{f}{j} \cdot \Omega + \frac{1}{j} (C_e - C_r) \quad (\text{III.18})$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = K' \cdot i_a \quad (\text{III.19})$$

D'où, pour une référence constante ($\Omega^* = \text{constante}$) on a :

$$e' = \Omega' \Rightarrow e'' = \Omega'' = -\frac{f}{j} \left(-\frac{f}{j} \cdot \Omega + \frac{K'}{j} \cdot i_a - \frac{1}{j} \cdot C_r \right) + \frac{1}{j} K' \cdot i_a' \quad (III.20)$$

A partir de l'équation (III.17), on obtient :

$$j \cdot s' = -f \cdot \Omega + K' \cdot i_a - C_r \quad (III.21)$$

Avec : l'entrée du contrôle est donnée par :

$$i_a = k_v \cdot \text{sign}(s) \quad (III.22)$$

Selon le théorème de Lyapunov (III.5), et à partir des équations (III.9), (III.10) et (III.22), on a :

Si $s > 0 \Rightarrow s' < 0$:

$$(III.18) \Leftrightarrow -\frac{f}{j} \cdot \Omega + K' \cdot i_a - C_r < 0 \Rightarrow k_v < -\frac{f \cdot \Omega + C_r}{K'} \quad (III.23)$$

Si $s < 0 \Rightarrow s' > 0$:

$$(III.18) \Leftrightarrow -\frac{f}{j} \cdot \Omega + K' \cdot i_a - C_r > 0 \Rightarrow k_v > -\frac{f \cdot \Omega + C_r}{K'} \quad (III.24)$$

à partir de (III.23) et (III.24), le gain k_v est donnée par :

$$k_v < \max_{(C_r, \Omega)} \left| \frac{f \cdot \Omega + C_r}{K'} \right|$$

Avec : $C_{r_Max} = 60 \text{ N.m}$, et $\Omega_{Max} = 157 \text{ rad/s}$.

Donc : $k_v < -26.67$

Bibliographie :

- [1] L. Baghli, « Modélisation et commande de la machine asynchrone » IUFM de Lorraine UHP 2005.
- [2] BeddiarIbrahim et Hideb Youcef, « Commande par mode de glissement d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à trois niveaux », Mémoire de master académique, UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA, 2017
- [3] R.Benhamimid&N.Brahimi, « Commande vectorielle d'un système mono onduleur bimachines asynchrones » Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, Département d'Electrotechnique, 2006.
- [4] www.elec.jbd.free.fr, « Machine électromagnétique », Chapitre 13.
- [5] Fabrice DESCHAMP, « Cours BAC S SI – Convertir L'énergie – Machine à Courant Continu » Sciences de L'ingénieur, LYCEE JACQUES PREVERT.
- [6] Géza JOGS, Edward D.GOODMAN" entraînements à courant continu", presses de l'université du Québec, 1987.
- [7] AISSAOUI Nassima, « Elaboration du système de commande automatique de l'entraînement électrique à moteur à courant continu », Mémoire de Magister, UNIVESITE DE TIZI-OUZOU
- [8] Amine AYAD, « Etude et réalisation d'un commande MLI pilotant un hacheur série», Mémoire de Master, Université Abou BekrBelkaid Tlemcen, 2014.
- [9] M r ZEMOURI Azeddine, « Etudes expérimentales d'un convertisseur DC/DC contrôler par une commande robuste », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2014.
- [10] BEKKOUCHE Charaf Eddine et TOUGGORTI Abdel Kader, « Étude et simulation d'un variateur de vitesse commande un moteur à courant continu », mémoire de master, université Kasdi Merbah Ouargla, 2015/2016
- [11] M.L.LOUAZENE, « Cours d'électroniques de puissance », université d'Ouargla, 2011.
- [12]<https://elearn.univ-ouargla.dz/2013-2014/courses/TPELECTRONIQUEDEPUIIS/document/Cour3Hacheur.pdf>

- [13] M. Meddah Mohamed, « SYNTHÈSE DES CONVERTISSEURS STATIQUES DC/DC/AC POUR LES SYSTÈMES PHOTO VOLTAÏQUES: ÉTUDE ET SIMULATION », mémoire de Magister, Université d'Oran
- [14] Lassaad Ourabi, « CHAPITRE 1 LES CONVERTISSEURS CONTINU/CONTINU LES HACHEUR », Département génie électrique, INSTITUT SUPERIEUR DES ETUDES TECHNIQUES DE BIZERTE.
- [15] www.ile-reunion.org/louispayen/cours/hacheur4-quadrants.htm
- [16] BOUICHE Hachemi et BRAHAMI Mohamed, « Commande PID d'un moteur à courant continu », Mini projet, université Abderrahmane Mira, Bjaia, 2010
- [17] Merzoug Med Salah, « Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) », Mémoire de magister, Université de Batna.
- [18] <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00804468/document>
- [19] Zouaoui Yamina « Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone », Mémoire de Magister, UNIVERSITE FERHAT ABBAS DE SETIF, 2010.
- [20] <http://thesis.univ-biskra.dz/2270/5/chapitre3.pdf>
- [21] Noureddine BOUNASLA, « Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents », Mémoire de Magister, Université Ferhat ABBAS Sétif -1, 2014.