

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE ABDERRAHMANE



MIRA – BEJAIA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE
ELECTRIQUE



MEMOIRE DE FIN D'ETUDE

Pour l'obtention du diplôme de :

MASTER EN ÉLECTROMECHANIQUE

Thème :

Contrôle flou-mode glissant d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à trois niveaux

Réalisé par :

► *M^r DJOUDI Oualid*

Encadré par :

► *D^r AMIMEUR Hocine*

Promotion 2018/2019

Remerciement

Je tiens à remercier tout d'abord le Dieu le tout puissant pour la volonté, la sante et la patience qu'il m'a donné durant toutes mes années d'étude.

Je tiens tout particulièrement, à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur AMOUMEUR Hocine, d'avoir accepté de me diriger afin de mener à bien ce mémoire à terme, et de sa bienveillance dont il m'a fait preuve et son encouragement et la confiance dont il m'a témoigné.

J'adresse mes sincères remerciements aux membres de jury, pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'examiner ce modeste travail.

J'aimerais à présent remercier mes proches et en premier lieu mes chers parents qu'ont tellement sacrifiés pour moi, que Dieu vous bénissent, et merci infiniment de m'avoir soutenu et d'avoir cru en moi. Je remerciais aussi ma chère sœur pour son aide précieux.

Mes remerciements vont également à tous mes enseignants du département Génie électrique pour le sérieux et la qualité d'enseignement.

Enfin, que tous qui m'ont aidé et soutenu durant tout mon parcours d'étude trouvant ici l'expression de mes remerciements les plus sincères.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

La mémoire de mon cher oncle VAVA Mohand

Mes chers parents

Ma chère sœur

Toute ma famille de près ou de loin

Tous mes amis

Toute la promotion de master 2 Électromécanique (2019)

Table des matières

Table des matières

Table des matières	I
Liste des figures	IV
Liste des tableaux	VI
Nomenclature	VII
Introduction générale	1

Chapitre I : Procédés de variation de la vitesse du moteur asynchrone à cage

I.1	Introduction	3
I.2	Définition et constitution de la machine asynchrone à cage	3
I.3	Avantages et inconvénients des moteurs asynchrones à cages	4
I.4	Principe de fonctionnement de la machine asynchrone	4
I.5	Bilan des puissances	5
I.6	Couple	5
I.7	Procédés de réglage de la vitesse du moteur asynchrone à cage	6
I.7.1	Action sur la tension d'alimentation	7
I.7.2	Variation de la fréquence d'alimentation	7
I.8	Conclusion	8

Chapitre II: Modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur

II.1	Introduction	9
II.2	Description de la machine asynchrone	9
II.3	Hypothèses simplificatrices	10
II.4	Modèle triphasé de la machine asynchrone	10
II.4.1	Equations électriques	10
II.4.2	Equations magnétiques	11
II.4.3	Expression du couple électromagnétique	12
II.4.4	Equation mécanique	13
II.5	Modèle biphasé de la machine asynchrone	13
II.5.1	Transformation de Concordia	13
II.5.2	Transformation de Park	14
II.5.3	Modèle de la machine asynchrone selon le système d'axe généralisé (u,v)	15
II.5.4	Choix de repère d'axe	16
II.5.5	Modèle biphasé de la MAS lié au repère (d,q)	16
II.5.6	Puissance absorbée et couple électromagnétique dans le repère (d,q)	18

II.6	Simulation de la machine asynchrone	19
II.6.1	Modèle de la simulation sous simulink	19
II.6.2	Programme M-File	20
II.6.3	Résultats et interprétation	20
II.7	Modélisation de l'onduleur de tension à trois niveaux	22
II.7.1	Introduction	22
II.7.2	Présentation	22
II.7.3	Principe de fonctionnement	23
II.7.4	Fonction de connexion du demi-bras	24
II.8	Stratégie de la commande de l'onduleur	26
II.8.1	Stratégie de commande sinus-triangle avec deux porteuses	26
II.9	Simulation de l'onduleur de tension à trois niveaux	27
II.9.1	Modèle de simulation de l'onduleur	27
II.9.2	Résultats et interprétation	28
II.10	Simulation de l'association MAS-Onduleur à trois niveaux	29
II.10.1	Résultats et interprétation	29
II.11	Conclusion	31
Chapitre III: Commande par mode de glissement du moteur asynchrone		
III.1	Introduction	32
III.2	Commande vectorielle	32
III.2.1	Principe de découplage	32
III.2.2	Choix d'orientation du flux	33
III.2.3	Commande vectorielle directe et indirecte	36
III.2.4	Identification des paramètres des régulateurs PI	37
III.2.5	Application de la commande vectorielle indirecte	38
III.3	Commande par mode de glissement	39
III.3.1	Généralités sur la théorie du contrôle par mode glissement	39
III.3.2	Principe de la commande à structure variable par mode de glissement	40
III.3.3	Conception de l'algorithme de commande par mode glissant	41
III.3.4	Réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement	47
III.3.5	Application de la commande par mode de glissement	50
III.4	Simulation et interprétation des résultats	51
III.4.1	Essai en charge	51
III.4.2	Tests de robustesses	54
III.5	Conclusion	58
Chapitre IV: Commande flou-mode glissant du moteur asynchrone		
IV.9	Introduction	59
IV.10	Concept de la logique floue	59
IV.11	Notions de bases sur le régulateur flou	60
IV.11.1	Fuzzification	61
IV.11.2	Base de règles floues	63

IV.11.3	Inférence	64
IV.11.4	Défuzzification	64
IV.12	Conception du régulateur flou-mode glissant	64
IV.12.1	Fuzzification	65
IV.12.2	Choix des fonctions d'appartenance	65
IV.12.3	Base de règles et inférence floue	65
IV.13	Application de la commande flou-mode glissant	66
IV.14	Simulation et interprétation des résultats	67
IV.14.1	Tests de robustesses	68
IV.15	Conclusion	72
	Conclusion générale	73
	Annexe	IX
	Bibliographie	XII

Liste des figures et tableaux

Liste des figures

Figure I.1	Moteur à cage éclaté	4
Figure I.2	Principe de la création du couple	4
Figure I.3	Bilan des puissances du moteur asynchrone	5
Figure I.4	Allure de la caractéristique mécanique	6
Figure I.5	Modification de la caractéristique mécanique par la tension d'alimentation	7
Figure I.6	Modification des caractéristiques du moteur par changement de pulsation ω_s	8
Figure II.1	Représentation schématique des enroulements de la machine asynchrone	9
Figure II.2	Transformation triphasé-biphasé de Concordia	13
Figure II.3	Représentation du modèle généralisé de la MAS selon le système d'axe (u,v)	14
Figure II.4	Schéma de simulation de la MAS sous Matlab/simulink	19
Figure II.5	Evolution des caractéristiques du MAS relié directement au réseau triphasé	21
Figure II.6	Circuit de puissance de l'onduleur à trois niveaux	22
Figure II.7	Interrupteur bidirectionnel	23
Figure II.8	Configurations possibles d'un bras d'onduleur de type NPC	23
Figure II.9	Schéma de simulation d'onduleur à trois niveaux	28
Figure II.10	Tension simple à la sortie de l'onduleur pour $m=21$	29
Figure II.11	Tension simple à la sortie de l'onduleur pour $m=63$	29
Figure II.12	Evolution des caractéristiques du MAS alimenté par un onduleur à trois niveaux	30
Figure III.1	Principe de la commande vectorielle	33
Figure III.2	Schéma simplifié de la commande à flux orienté (FOC)	35
Figure III.3	Schéma de défluxage	36
Figure III.4	Schéma synoptique de la commande vectorielle indirecte	39
Figure III.5	Structure de régulation par ajout de la commande équivalente	40
Figure III.6	Modes de fonctionnement dans le plan de phase	41
Figure III.7	Commande appliquée aux systèmes à structure variable	43
Figure III.8	Fonction <i>sign</i> (non linéarité tout ou rien)	45
Figure III.9	Phénomène de broutement	45
Figure III.10	Fonction saturation ($\varepsilon > 0$ et petit)	46
Figure III.11	Fonction <i>smooth</i> ($\varepsilon > 0$ et petit)	46
Figure III.12	Schéma bloc de réglage la vitesse de la MAS par mode de glissement	50

Figure III.13	Représentation schématique du FOC(MG)	51
Figure III.14	Réglage de la vitesse de rotation par des régulateurs PI classique et mode glissant	53
Figure III.15	Tension et courant statorique dans les deux cas	54
Figure III.16	Evolution des caractéristiques de la MAS après inversion de la vitesse	55
Figure III.17	Evolution des courants statoriques après inversion de la vitesse	56
Figure III.18	Comportement de la MAS lors de la variation de l'inertie et la résistance rotorique	57
Figure III.19	Variation de la tension et du courant statorique	58
Figure IV.1	Concept flou des différentes catégories de taille d'un homme	60
Figure IV.2	Structure général d'un régulateur flou	61
Figure IV.3	Exemple d'opération sur les ensembles flous	63
Figure IV.4	Architecture de commande floue mode de glissement	64
Figure IV.5	Fonctions d'appartenance du régulateur flou	65
Figure IV.6	Structure global d'un réglage flou-mode glissant d'un moteur asynchrone	66
Figure IV.7	Evolution de la vitesse et du couple avec l'insertion de la charge	67
Figure IV.8	Evolution des caractéristiques de la MAS avec l'insertion de la charge	68
Figure IV.9	Evolution des caractéristiques de la MAS après inversion de la vitesse	70
Figure IV.10	Comportement de la MAS lors de la variation de l'inertie et la résistance rotorique	71

Liste des Tableaux

Tableau II.1	Etat de commutation et la tension de sortie d'un bras d'onduleur	24
Tableau IV.1	Matrice d'inférence utilisée	66

Nomenclature

Nomenclature

B_K	Interrupreur bidirectionnel en courant
C_{em}	Couple électromagnétique (N.m)
C_r	Couple résistant (de charge) (N.m)
E	Tension continue de l'onduleur (V)
f_p	Fréquence de la porteuse (s^{-1})
f_{ref}	Fréquence de la référence (s^{-1})
φ_r	Flux rotorique (wb)
$\varphi_{ra,rb,rc}$	Flux rotoriques dans le système d'axe triphasé (wb)
$\varphi_{rd,rq}$	Composante directe et quadratique du flux rotorique (wb)
φ_s	Flux statorique (wb)
$\varphi_{sa,sb,sc}$	Flux statorique dans le système d'axe triphasé (wb)
$\varphi_{sd,sq}$	Composante directe et quadratique du flux statorique (wb)
g	Glissement
$i_{ra,rb,rc}$	Courants rotoriques dans le système d'axe triphasé (A)
$i_{rd,rq}$	Composante directe et quadratique de courant rotorique (A)
$i_{sa,sb,sc}$	Courants statoriques dans le système d'axe triphasé (A)
$i_{sd,sq}$	Composante directe et quadratique du courant statorique (A)
J	Moment d'inertie de machine asynchrone ($Kg.m^2$)
K_f	Coefficient de frottement (N.m.s/rad)
K_{Ii}	Gain intégral du régulateur du courant
K_{Pi}	Gain proportionnel du régulateur du courant
$K_{I\Omega}$	Gain intégral du régulateur de vitesse
$K_{P\Omega}$	Gain proportionnel du régulateur de vitesse
L_{rr}	Matrice d'inductances propres rotoriques (H)
L_{ss}	Matrice d'inductances propres statoriques (H)

m	Indice de modulation
m_{sr}, m_{rs}	Inductance mutuelle stator-rotor et rotor-stator (H)
P	Nombre de paires des pôles
p	Opérateur de Laplace
P_a	Puissance absorbée par la machine asynchrone (W)
r	Coefficient de réglage en tension
$S(x)$	Surface de glissement de la variable x
$T_{p1,p2}$	Périodes de la première et la deuxième porteuse (s)
U_p	Valeur maximale de la porteuse
μ_A	Fonction d'appartenance
$V_{as,bs,cs}$	Tensions simples à la sortie de l'onduleur (V)
$V_{AB,CA,BC}$	Tensions composées à la sortie de l'onduleur (V)
$V(x)$	Fonction de <i>Lyapunov</i>
$v_{sa,sv,sc}$	Tensions simples statoriques (V)
$v_{ra,rb,rc}$	Tensions simples rotoriques (V)
V_m	Valeur maximale des modulatrices
ω_{gl}	Pulsation électrique du glissement (rad/s)
ω_{coor}	Vitesse angulaire de rotation du système d'axe biphasé par rapport au système d'axe triphasé (rad/s)
ω_r	Pulsation électrique des grandeurs rotoriques (rad/s)
ω_s	Pulsation électrique des grandeurs statoriques (rad/s)
θ	Angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (rad)
θ_r	Angle entre phase statorique et une phase rotorique (rad)
θ_{gl}	Angle de la transformation de Park des grandeurs rotoriques (rad)
FOC	Field Oriented Control (en anglais)
MAS	Machine ASynchrone
PI	Proportionnel Intégral

PID	Proportionnel Intégral Dérivé
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor (en anglais)
MG	Mode de Glissement
CVI	Commande Vectorielle Indirecte
MCC	Moteur à Courant Continu

Introduction générale

Introduction générale

La machine asynchrone associée à un convertisseur statique constitue un variateur de vitesse dont l'utilisation industrielle en grand public ne cesse de croître. La machine asynchrone a de nombreux avantages par rapport aux autres types de machines électriques tournantes, parmi lesquels nous pouvons citer : robustesse, faible coût, puissance nominale maximale, vitesse maximale supérieure, facilité d'entretien. Contrairement à la machine à courant continu, elle ne possède pas de collecteur mécanique. Cette absence de collecteur mécanique, fait d'elle la machine la plus présente dans de nombreux domaines comme la chimie, la médecine et l'aérospatiale [11].

Cependant, ces nombreux avantages ne sont pas sans inconvénients. La machine asynchrone est caractérisée par un couplage non linéaire entre le flux magnétique et le couple moteur, ce qui rend sa commande plus complexe par rapport à celle de la machine à courant continu. Aussi ce qui complique son modèle, c'est que les paramètres du moteur asynchrone sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps. Pour atteindre des performances dynamiques, il faut donc élaborer des lois de commande robustes. Les progrès conjoints de l'électronique puissance et l'électronique numérique (microcalculateurs) permettent aujourd'hui de mettre en œuvre des lois de commande de plus en plus complexe à moindres coût [11][3].

Lorsque la partie commandée du processus est faiblement perturbée, les algorithmes de commandes classiques, peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et les performances du système ne sont pas strictes. Néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à des fortes non linéarité 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 et leur variations [3].

Le présent travail concerne la régulation en cascade de la vitesse du moteur asynchrone par la commande flou-mode glissant. Pour ce faire, on a adopté le plan de travail constitué de quatre chapitres organisés comme suit :

Le premier chapitre sera consacré à la présentation de la machine asynchrone (principe de fonctionnement et constitution), et aux procédés de la variation de la vitesse du moteur asynchrone à cage.

Le deuxième chapitre sera dédié à la modélisation de la machine asynchrone, après l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices. Aussi à l'étude et la modélisation de l'onduleur à trois niveaux de tension, commandé par la technique M.L.I.

Le troisième chapitre fera l'objet de trois parties. En première partie, nous présenterons le principe de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté, et sa conception avec les régulateurs PI classiques. En deuxième partie, nous donnerons en premier temps, un rappel théorique sur la commande par mode de glissement, nous aborderons ensuite, la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes. En dernière partie, nous appliquerons

une simulation numérique de la commande vectorielle avec des régulateurs PI classiques et une autre avec les régulateurs par mode de glissement. Tout cela, afin de faire la comparaison entre les deux techniques pour les différents tests (essai en charge, robustesse).

Le dernier chapitre fera l'objet de l'optimisation de la commande par mode de glissement, en introduisant la logique floue. L'optimisation vise à améliorer la précision.

Nous finirons ce travail par une conclusion générale qui résumera l'ensemble des résultats obtenus, des recommandations et des suggestions sur les travaux futurs dans ces domaines de recherche.

Chapitre I : Procédés de variation de la vitesse du moteur asynchrone à cage

I.1 Introduction

L'utilisation des machines asynchrones dans la variation de vitesse est très ancienne. Cependant elles ont été longtemps écartées sur le plan industriel au profit des machines à courant continu et des machines synchrones. Grâce à l'évolution de l'informatique et de l'électronique de puissance la complexité du contrôle des machines n'est plus un obstacle à son utilisation dans la variation de la vitesse [27].

Afin de bien comprendre les techniques du contrôle qui seront traité dans les prochains chapitres, ce chapitre est consacré aux procédés de variation de la vitesse du moteur asynchrone à cage.

I.2 Définition et constitution de la machine asynchrone à cage

Une machine asynchrone nommée aussi machine à induction (énergie transférée par induction électromagnétique) est une machine à courant alternatif par laquelle la vitesse de rotation de l'arbre est différente de la vitesse de rotation du champ tournant.

La machine asynchrone se compose de deux parties principales :

✚ Stator

C'est la partie fixe de la machine, il est constitué de trois enroulements formés de conducteurs logés dans les encoches. Ces enroulements sont parcouru par des courants triphasés, d'où la création d'un champ magnétique tournant à la fréquence f_s .

✚ Rotor

C'est la partie mobile de la machine, il est constitué des barres court-circuitées par des anneaux de court-circuitage, il est le siège des courants rotoriques induits par le champ magnétique de pulsation $\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$.

Avec :

ω_s : Pulsation des courants statoriques ;

ω_r : Pulsation électrique du rotor.

La constitution de la machine asynchrone à cage d'écureuil est représentée par la figure I.1.

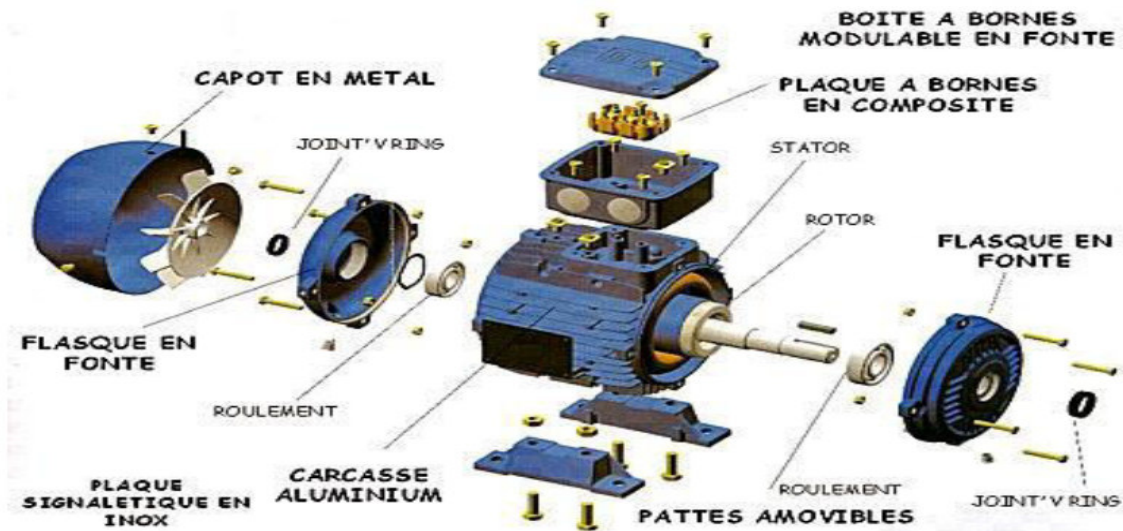


Figure I.1-Moteur à cage éclaté [15]

I.3 Avantages et inconvénients des moteurs asynchrones à cages

Le moteur asynchrone à cage présente de nombreux avantages :

- ✓ Faible cout de construction ;
- ✓ Entretien réduit ;
- ✓ Robustesse.

L'inconvénient majeur du moteur asynchrone à cage est son rendement, qu'est toutefois moins élevé que celui des moteurs synchrones.

I.4 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Les courants statoriques de fréquence f_s (pulsation $\omega_s = 2\pi f_s$) créent un champ tournant à la vitesse synchrone. Ce flux balayant le bobinage rotorique y induit des f.e.m. Ce bobinage étant en court-circuit, ces f.e.m y produisent des courants. C'est l'action du flux tournant statorique sur les courants rotoriques qui crée le couple (figure I.2). C'est pour cela que ce moteur est souvent appelé moteur d'induction.

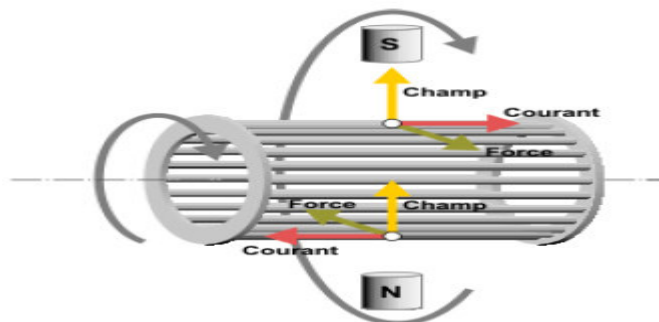


Figure I.2-Principe de la création du couple

Si le rotor tournait à la vitesse synchrone Ω_s , le flux à travers chacune des bobines rotoriques serait constant. Au rotor, il n'y a plus de f.e.m induites, donc plus de courant et plus de couple. Le rotor tourne nécessairement à une vitesse Ω inférieure à la vitesse Ω_s du champ. C'est ici que la notion de glissement apparait. Ω est d'autant plus inférieure à Ω_s que la charge entraînée le freine d'avantage, donc le moteur doit développer un couple plus important [1].

Le rapport de la vitesse de glissement ($\Omega_s - \Omega$) à la vitesse synchrone donne le glissement g .

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (I.1)$$

Avec :

$$\omega_s = p\Omega_s \text{ et } \omega_r = p\Omega \quad (I.2)$$

I.5 Bilan des puissances

La machine asynchrone possède un écoulement des puissances plus complexe que les deux autres types de machine étant donné qu'elle présente deux types de pertes Joules : les pertes Joules statoriques P_{js} et rotoriques P_{jr} . Mis à part cela, on recense les pertes fer, P_f et les habituelles pertes mécaniques communes à tous les types des machine P_m . On présente alors le bilan des puissances par la figure I.3 [10].

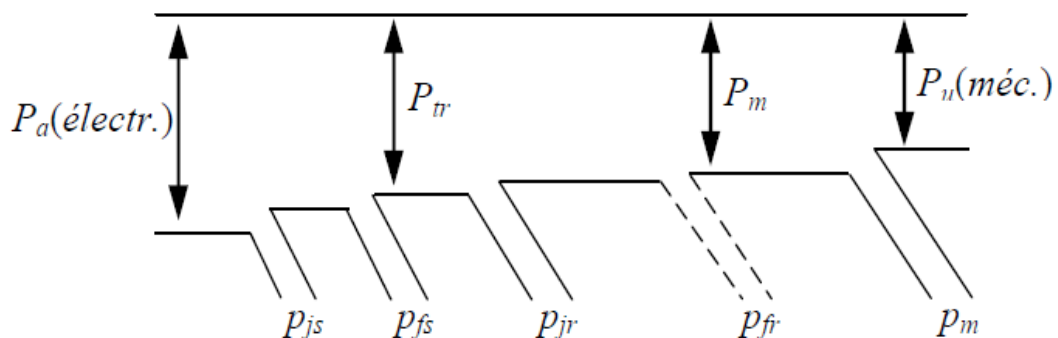


Figure I.3-Bilan des puissances du moteur asynchrone

I.6 Couple

Le moment du couple électromagnétique est égal au quotient de la puissance mécanique P_m par la vitesse de rotation du rotor. Son expression est donnée par (I.3) [1].

$$C_m = 3 \frac{p}{\omega_s} v_s^2 \frac{\frac{R_r'}{g}}{\left(\frac{R_r'}{g}\right)^2 + (N_r' \omega_s)^2} \quad (I.3)$$

Avec :

N_r' : Inductance de fuites totalisée au rotor ;

R_r' : Résistance rotorique ramenée au stator ;

v_s : Tension par phase statorique.

Rappelons que pour : $g = 0$, $\Omega = \Omega_s$ et pour : $g = 1$, $\Omega = 0$. Donc, à partir de (I.3), nous pouvons tracer la caractéristique mécanique $C_m(\Omega)$ (figure I.4) :

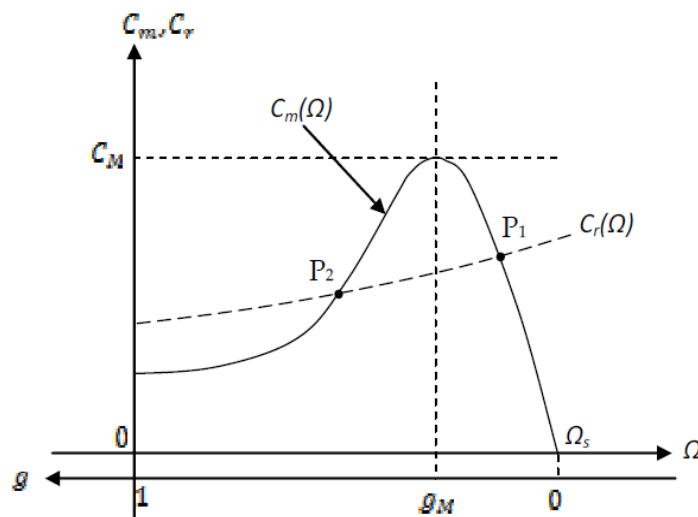


Figure I.4-Allure de la caractéristique mécanique

I.7 Procédés de réglage de la vitesse du moteur asynchrone à cage

Pour bien comprendre le principe de réglage de la vitesse, on remplace le couple résistant (C_r) de la figure I.4 par un C_r constant. Le point de fonctionnement est l'intersection du C_r et C_m , qui va décider sur la valeur de la vitesse. Maintenant, le C_r change sa valeur, c'est évident que le point de fonctionnement change donc la vitesse aussi change. Mais notre objectif, c'est de garder la vitesse constante. Alors, on impose un autre point de fonctionnement qui assure la même vitesse. Pour cela, il faut juste déplacer la caractéristique $C_m(\Omega)$.

D'après l'expression (I.3) du couple moteur, les paramètres sur lesquels on peut agir pour modifier la caractéristique mécanique sont [1]:

- La tension d'alimentation v_s ;
- La résistance rotorique ramenée au stator R_r' ;
- La pulsation statorique ω_s .

Remarque : notre travail repose sur le réglage de la vitesse du moteur asynchrone à cage, la résistance rotorique n'est pas accessible. Pour ce type du moteur, on peut agir sur la tension d'alimentation et la pulsation statorique.

I.7.1 Action sur la tension d'alimentation

Le procédé le plus simple pour faire varier la vitesse du moteur asynchrone consiste à alimenter la machine à fréquence constante mais à faire varier la valeur de la tension à ses bornes.

Le couple varie comme le carré de la tension v_s , et en particulier le couple max, en revanche, le glissement maximal g_M ne dépend pas de v_s . Partant de la caractéristique à tension nominale, la seule variation possible est une diminution de la tension v_s . Pour des valeurs décroissantes de cette dernière, on obtient les courbes de la figure I.5.

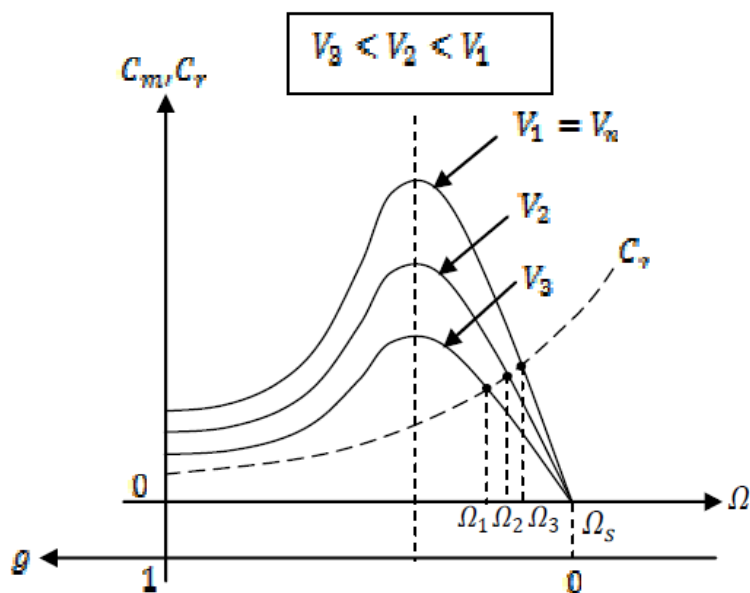


Figure I.5-Modification de la caractéristique mécanique par la tension d'alimentation

Cette méthode utilisable avec un moteur à cage, présente quelques inconvénients qui découlent directement des propriétés du moteur asynchrone [1] :

- Ce n'est pas un vrai réglage de vitesse, car on ne peut pas faire varier la vitesse à vide imposée par la fréquence ;
- A glissement donné, le couple est proportionnel au carré de la tension. Cette proportionnalité est applicable, en particulier, au couple max. En réduisant la tension, on réduit les possibilités du moteur ;
- Les pertes Joule au rotor sont proportionnelles au glissement. La marche à glissement élevé correspond à une valeur très faible du rendement.

I.7.2 Variation de la fréquence d'alimentation

Pour expliquer le principe de cette méthode de réglage, réécrivons (I.3) du couple comme suit :

$$C_m = 3p\varphi_s^2 \frac{R_r' \omega_r}{R_r'^2 + (N_r' \omega_r)^2} \quad (\text{I.4})$$

A partir de (I.4), on constate que pour contrôler le couple mécanique, il faut contrôler le flux et la pulsation des grandeurs rotoriques ω_r .

Lorsque la pulsation est faible ($\omega_r \rightarrow 0$: glissement faible), l'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_m = \frac{3p}{R_r'} \varphi_s^2 \omega_r = \frac{3p}{R_r'} \varphi_s^2 (\Omega_s - \Omega) \quad (I.5)$$

A flux constant, on peut écrire :

$$C_m = A(\Omega_s - \Omega) \quad (I.6)$$

La relation (I.6) montre que la caractéristique $C_m(\Omega)$ est contrôlée par ω_s , lorsqu'on fait varier la valeur de la pulsation des courants statoriques, on obtient le faisceau de caractéristiques schématisé à la figure I.6 [1]:

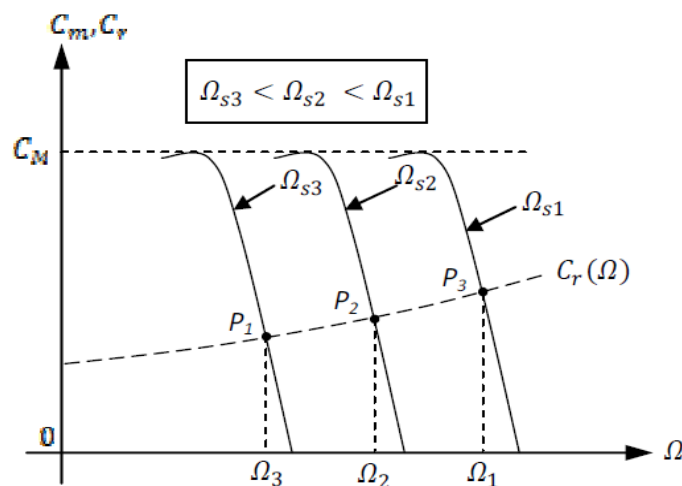


Figure I.6-Modification des caractéristiques du moteur par changement de pulsation ω_s

Pour faire varier (régler la vitesse) d'un moteur asynchrone, il faut juste changer la valeur de la fréquence (pulsation) d'alimentation tout en maintenant le flux constant.

I.8 Conclusion

Au début de ce chapitre, nous avons expliqué le principe de fonctionnement et quelques généralités sur la machine asynchrone, ensuite, nous avons donné le principe de réglage de la vitesse du moteur asynchrone à cage qui n'est que le déplacement de la caractéristique mécanique couple-vitesse.

Maintenant, il reste à étudier profondément le moteur asynchrone et l'onduleur de tension qui vont assurer le réglage de la vitesse par variation de la fréquence statorique. La modélisation de l'association moteur-convertisseur fera l'objet du prochain chapitre.

Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur

II.1 Introduction

La conception d'une chaîne de commande passe par une phase de modélisation afin de dimensionner et valider les stratégies retenues. Mais, on ne peut pas parler de la commande de la machine asynchrone, sans qu'on parle du convertisseur qui lui est associé, de son alimentation et de sa commande [2].

De nombreux phénomènes compliqués interviennent dans le fonctionnement de la MAS, tel que la répartition des enroulements, l'effet de peau, etc. Cependant, certaines hypothèses simplificatrices permettent de contourner cette difficulté. Le modèle de la MAS est un système à des équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps, pour résoudre un tel système l'utilisation de la transformation de Park est indispensable [14].

Dans ce chapitre, on présente le modèle mathématique de la machine asynchrone à cage d'écureuil. Cette machine fonctionne en moteur, dont les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tension sinusoïdale. Ensuite, on passe à la modélisation de l'alimentation de la MAS constitué de l'onduleur de tension à trois niveaux. Enfin, on fera la simulation de l'ensemble MAS-Convertisseur, dont les résultats seront commentés.

II.2 Description de la machine asynchrone

La machine asynchrone dont on étudie la mise en équation correspond à la structure de principe représentée par la figure II.1. Les armatures magnétiques du stator et du rotor sont cylindrique, séparées par un entrefer constant, et munies chacune d'un enroulement triphasé décalé de $2\pi/3$.

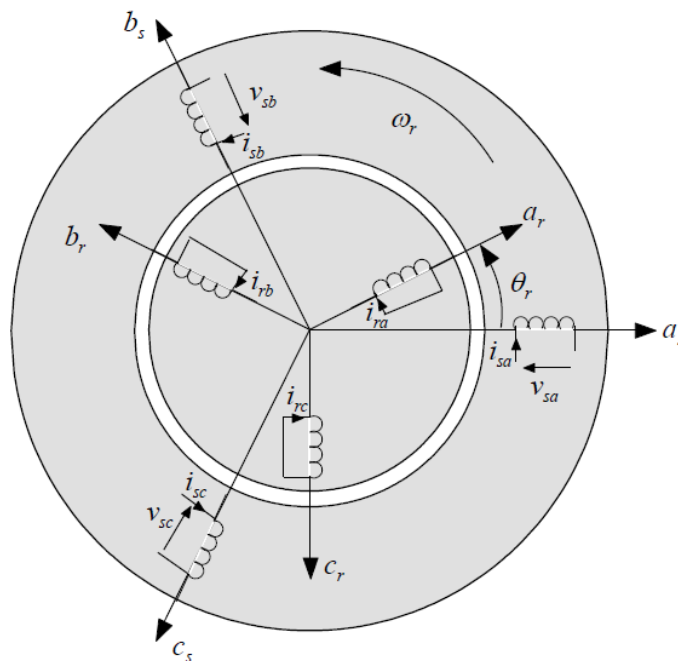


Figure. II.1-Représentation schématique des enroulements de la machine asynchrone

II.3 Hypothèses simplificatrices

Lors de notre étude de la machine asynchrone, on adopte certaines hypothèses simplificatrices qui nous permettent la mise en équation de fonctionnement de la machine [2] :

- ✚ La machine est de construction symétrique ;
- ✚ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température ;
- ✚ La force magnétomotrice créée par chacune des phases statoriques et rotoriques est à répartition sinusoïdale ;
- ✚ L'effet de peau est négligeable (la densité du courant est considérée uniforme dans la section des conducteurs élémentaires) ;
- ✚ L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligé (les inductances propres et mutuelles stator-stator et rotor-rotor sont constantes et les inductances mutuelles stator-rotor sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre l'axe rotorique et statorique) ;
- ✚ Les courants de Foucault, l'hystérésis et la saturation du circuit magnétique sont négligeables.

II.4 Modèle triphasé de la machine asynchrone

II.4.1 Equations électriques

La loi de Faraday et la loi d'Ohm permettent de relier les tensions sur les enroulements aux flux totalisés et aux courants dans ces bobinages [14], cela nous permet d'écrire les équations électriques au stator et au rotor, comme suit :

Au stator :

$$\begin{cases} v_{sa} = r_s i_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ v_{sb} = r_s i_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ v_{sc} = r_s i_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Au rotor :

$$\begin{cases} v_{ra} = 0 = r_r i_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} \\ v_{rb} = 0 = r_r i_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} \\ v_{rc} = 0 = r_r i_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Soit en écriture matricielle :

$$\begin{cases} [v_s] = [r_s][i_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \\ [v_r] = [r_r][i_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Avec :

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}; [r_s] = \begin{bmatrix} r_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & r_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & r_{sc} \end{bmatrix}; [i_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}; [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix}$$

$$[v_r] = \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix}; [r_r] = \begin{bmatrix} r_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & r_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & r_{rc} \end{bmatrix}; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix}$$

$[v_s], [v_r]$: Vecteurs des tensions statoriques et rotoriques ;

$[i_s], [i_r]$: Vecteurs des courants statoriques et rotoriques ;

$[\varphi_s], [\varphi_r]$: Vecteurs des flux statoriques et rotoriques ;

$[r_s], [r_r]$: Vecteurs des résistances statoriques et rotoriques.

II.4.2 Equations magnétiques

Les équations des flux statoriques en fonction des courants sous forme matricielle sont données par:

$$[\varphi_s] = [L_{ss}][i_s] + [m_{sr}][i_r] \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} ; \quad [m_{sr}] = \begin{bmatrix} m_{aA} & m_{aB} & m_{aC} \\ m_{bA} & m_{bB} & m_{bC} \\ m_{cA} & m_{cB} & m_{cC} \end{bmatrix}$$

Avec :

l_s : Inductance propre d'une phase statorique ;

m_s : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques ;

m_{sr} : Inductance mutuelle entre phase statorique et rotorique.

De façon similaire, les équations des flux rotoriques sont les suivantes :

$$[\varphi_r] = [L_{rr}][i_r] + [m_{rs}][i_s] \quad (\text{II.5})$$

Avec :

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} ; \quad [m_{rs}] = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ab} & m_{Ac} \\ m_{Ba} & m_{Bb} & m_{Bc} \\ m_{Ca} & m_{Cb} & m_{Cc} \end{bmatrix}$$

Avec :

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique ;

m_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotorique ;

m_{rs} : Inductance mutuelle entre phase rotorique et statorique.

L'expression qui rassemble les flux statoriques et rotorique s'écrit comme suit :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [m_{sr}] \\ [m_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

La matrice d'inductance mutuelle entre stator et rotor est donnée par :

$$[m_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Où :

M : la valeur maximale de la mutuelle (les deux axes sont coïncidant) ;

θ : L'angle entre l'axe statorique et l'axe rotorique.

II.4.3 Expression du couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique est donnée par la dérivée partielle de l'énergie électromagnétique stockée par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor [3]:

$$C_{em} = \frac{dW_{em}}{d\theta_{géo}} = p \frac{dW_{em}}{d\theta_{éle}} \quad (\text{II.7})$$

L'énergie est donnée par l'expression suivante :

$$W_{em} = \frac{1}{2} ([i_s]^t [\varphi_s] + [i_r]^t [\varphi_r]) \quad (\text{II.8})$$

Enfin, l'expression du couple électromagnétique est la suivante :

$$C_{em} = \frac{p}{2} \left([i_s]^t \frac{d[m_{sr}][i_r]}{d\theta_r} + [i_r]^t \frac{d[m_{rs}][i_s]}{d\theta_r} \right) \quad (\text{II.9})$$

II.4.4 Equation mécanique

L'équation fondamentale du mouvement de la machine est donnée par l'expression suivante :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega_r}{dt} + K_f \Omega_r \quad (\text{II.10})$$

Avec :

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{p} \quad (\text{II.11})$$

D'autre part :

$$\Omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{II.12})$$

II.5 Modèle biphasé de la machine asynchrone

L'idée de la transformation triphasé-biphasé, repose sur le fait qu'un champ tournant créé par un système triphasé, peut être créé par un système biphasé de deux bobines décalée de $\frac{\pi}{2}$ dans l'espace, alimenté par des courants déphasés de $\frac{\pi}{2}$ dans le temps [15]. Il existe principalement deux transformations: Clark et Concordia. La transformation de Clark conserve l'amplitude des grandeurs. Tandis que celle de Concordia conserve la puissance et le couple.

II.5.1 Transformation de Concordia

La transformation de Concordia est utilisée pour faire le passage entre le système triphasé abc, en un système biphasé $\alpha\beta$ fixe. Comme illustre la figure. II.2.

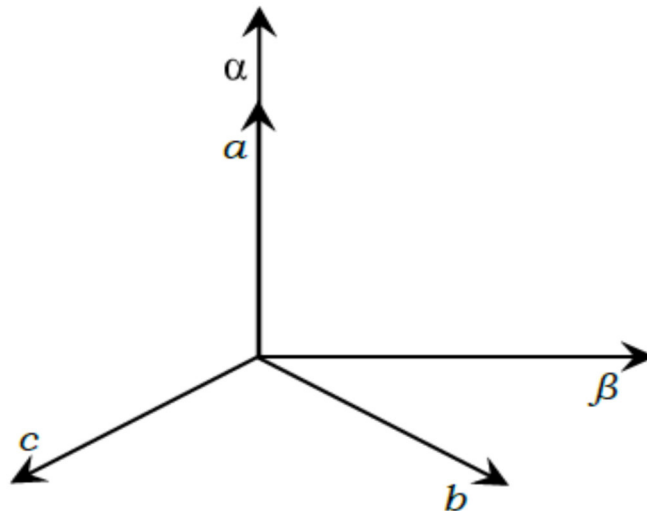


Figure. II.2-Transformation triphasé-biphasé de Concordia

L'équation de la transformation directe de Concordia est la suivante :

$$[X_{\alpha\beta 0}] = T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} [X_{abc}] \quad (\text{II.13})$$

Avec :

$$T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Le passage d'un système biphasé à un système triphasé est assuré par l'équation (II.15) :

$$[X_{abc}] = T_{\alpha\beta 0 \rightarrow abc} [X_{\alpha\beta 0}] \quad (\text{II.15})$$

Avec :

$$T_{\alpha\beta 0 \rightarrow abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

II.5.2 Transformation de Park du modèle généralisé

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasé-biphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère $\alpha\beta$ puis vers le repère uv. Le repère $\alpha\beta$ est toujours fixe par rapport au repère abc, par contre le repère uv est mobile. Il forme avec le repère $\alpha\beta$ un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou l'angle de Park (figure.II.3) [9].

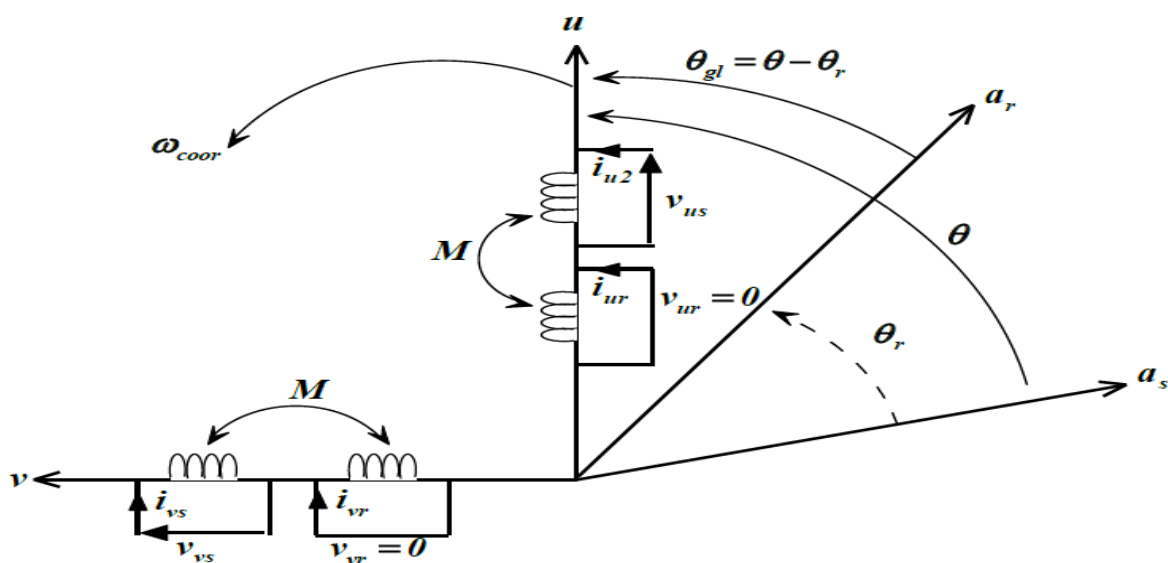


Figure. II.3- Représentation du modèle généralisé de la MAS selon le système d'axe (u,v)

Avec :

$$\theta = \int_0^t \omega_{\text{coor}} dt : \text{Angle entre le système biphasé uv et le système triphasé abc}$$

Où :

ω_{coor} : La vitesse angulaire de rotation du système uv par rapport au système abc

La représentation de la Figure. II.3 permet d'écrire la transformation de Park:

✓ Pour le stator :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

✓ Pour le rotor :

$$P(\theta - \theta_r) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos\left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin\left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Avec :

$[P(\theta)]$ et $[P(\theta - \theta_r)]$: Matrices de transformation des enroulements statoriques et rotoriques respectivement en tenant compte de la conservation de la puissance.

Le changement des variables relatifs aux grandeurs électriques et magnétiques est donné par la transformation suivante :

$$\begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_o \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = P(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_o \end{bmatrix}$$

X: peut être la grandeur de tension, courant ou flux ;

o: l'indice d'axe homopolaire.

II.5.3 Modèle de la machine asynchrone selon le système d'axe généralisé (u,v)

Les systèmes d'équations de la machine asynchrone selon (u,v) tournant à la vitesse ω_{coor} sont :

- **Systèmes d'équations électriques**

$$\begin{cases} v_{su} = r_s i_{su} + \frac{d\varphi_{su}}{dt} - \omega_{coor} \varphi_{sv} \\ v_{sv} = r_s i_{sv} + \frac{d\varphi_{sv}}{dt} + \omega_{coor} \varphi_{su} \\ v_{ru} = r_r i_{ru} + \frac{d\varphi_{ru}}{dt} - (\omega_{coor} - \omega_r) \varphi_{rv} \\ v_{rv} = r_r i_{rv} + \frac{d\varphi_{rv}}{dt} + (\omega_{coor} - \omega_r) \varphi_{ru} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

- **Systèmes d'équations magnétiques**

$$\begin{cases} \varphi_{su} = L_s i_{su} + M i_{ru} \\ \varphi_{sv} = L_s i_{sv} + M i_{rv} \\ \varphi_{ru} = L_r i_{ru} + M i_{su} \\ \varphi_{rv} = L_r i_{rv} + M i_{sv} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

II.5.4 Choix de repère d'axe

Il existe trois choix importants pour le repère d'axe. Le choix se fait selon le problème à étudier :

- ❖ Système d'axe (α, β)

Ce système est immobile par rapport au stator, alors $\omega_{coor} = 0 \Rightarrow \theta_{coor} = 0$;

- ❖ Système d'axe (x, y)

Celui-ci est immobile par rapport au rotor, donc $\omega_{coor} = \omega_r \Rightarrow \theta_{coor} = \theta_r$;

- ❖ Système d'axe (d, q)

Ce dernier est immobile par rapport au champ tournant créé par les enroulements statoriques, d'où $\omega_{coor} = \omega_s \Rightarrow \theta_{coor} = \theta_s$.

Remarque :

Le système d'axe (d, q) ne contribue pas à la simplification des équations mathématiques, mais il présente un avantage d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent, donc il est plus facile de faire la régulation de ces grandeurs [3], [15]. Pour cela, on opte pour le choix d'axe lié au champ tournant.

II.5.5 Modèle biphasé de la MAS lié au repère (d, q)

On remplace ω_{coor} par ω_s et les indices (u, v) par (d, q) dans les systèmes d'équations (II.19) et (II.20). Ces équations deviennent:

- **Equations électriques**

$$\begin{cases} v_{sd} = r_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ v_{sq} = r_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ v_{rd} = r_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} = 0 \\ v_{rq} = r_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

- **Equations magnétiques**

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

En introduisant le système d'équations (II.22) dans (II.21) et en posant $(\omega_s - \omega_r) = \omega_{gl}$ et $p = \frac{d}{dt}$, on trouve :

$$\begin{cases} v_{sd} = (r_s + L_s p) i_{sd} + M p i_{rd} - \omega_s L_s i_{sq} - \omega_s M i_{rq} \\ v_{sq} = (r_s + L_s p) i_{sq} + M p i_{rq} + \omega_s L_s i_{sd} + \omega_s M i_{rd} \\ v_{rd} = (r_r + L_r p) i_{rd} + M p i_{sd} - \omega_{gl} L_r i_{rq} - \omega_{gl} M i_{sq} \\ v_{rq} = (r_r + L_r p) i_{rq} + M p i_{sq} + \omega_{gl} L_r i_{rd} + \omega_{gl} M i_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

L'écriture sous forme matricielle est:

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & -\omega_s L_s & 0 & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & r_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & -\omega_{gl} M & r_r & -\omega_{gl} L_r \\ \omega_{gl} M & 0 & \omega_{gl} L_r & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

D'où :

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & -\omega_s L_s & 0 & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & r_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} - \omega_{gl} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

En mettant le système (II.25) sous forme d'équation d'état, on trouve :

$$[\dot{i}] = [L]^{-1}\{[B][U] - [C][I] + \omega_{gl}[D][I]\} \quad (\text{II.26})$$

Tel que:

$$[\dot{i}] = p \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}; [L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}; [B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; [U] = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix};$$

$$[C] = \begin{bmatrix} r_s & -\omega_s L_s & 0 & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & r_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}; [I] = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}; [D] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}$$

II.5.6 Puissance absorbée et couple électromagnétique dans le repère (d,q)

On néglige les composantes homopolaires, la puissance absorbée par la MAS est la suivante :

$$P_a = v_{sd}i_{sd} + v_{sq}i_{sq} \quad (\text{II.27})$$

En remplaçant les tensions v_{sd} et v_{sq} par leurs expressions (II.21) dans (II.27), on obtient :

$$P_a = r_s(i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + \left\{ i_{sd} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} + i_{sq} \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \right\} + \omega_s(\varphi_{sd}i_{sq} - \varphi_{sq}i_{sd}) \quad (\text{II.28})$$

L'expression (II.28) se compose de trois termes:

- ❖ Le premier terme correspond aux pertes Joule,
- ❖ Le deuxième terme représente le taux d'échange d'énergie magnétique entre les bobines,
- ❖ Le troisième terme correspond à la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} = P \frac{P_{em}}{\omega_s} \quad (\text{II.29})$$

Alors, l'expression du couple électromagnétique est égale à :

$$C_{em} = P(\varphi_{sd}i_{sq} - \varphi_{sq}i_{sd}) \quad (\text{II.30})$$

En introduisant les expressions de φ_{sd} et φ_{sq} donné par le système (II.22) dans l'équation (II.30), l'expression du couple devient:

$$C_{em} = PM(i_{rd}i_{sq} - i_{sd}i_{rq}) \quad (\text{II.31})$$

En remplaçant les courants rotoriques par leurs expressions dans (II.22), on trouve :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \quad (II.32)$$

II.6 Simulation de la machine asynchrone

A partir du modèle (II.24), on effectue une simulation numérique dans une durée de 2s de la MAS, la machine est alimentée par un système de tensions triphasées équilibrées et purement sinusoïdales, exprimées comme suit :

$$\begin{cases} v_{sa} = \sqrt{2}V_{eff} \sin(\omega_s t) \\ v_{sb} = \sqrt{2}V_{eff} \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{sc} = \sqrt{2}V_{eff} \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (II.33)$$

II.6.1 Modèle de la simulation sous simulink

La figure II.4 illustre le bloc de simulation de la MAS sous Matlab/Simulink :

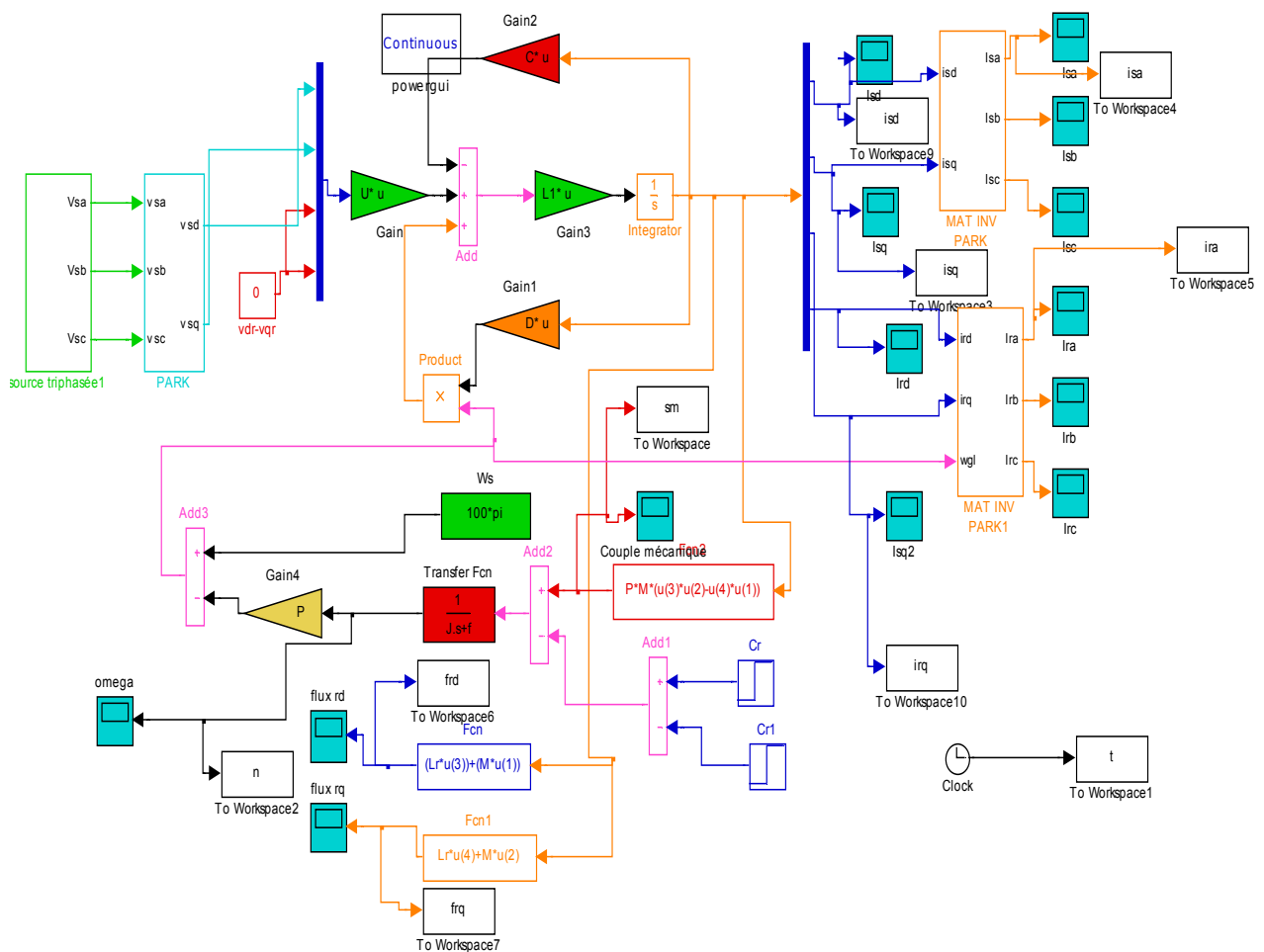


Figure. II.4-Schéma de simulation de la MAS sous Matlab/simulink

II.6.2 Programme M-File

```

%les données de la MAS

P=2;

J=0.031;

f=0.00114;

%les paramètres de la MAS

Rs=4.85;

Rr=3.805;

Ls=0.274;

Lr=0.274;

M=0.258;

Ws=100*pi;

%les matrices

D=[0 0 0 0;0 0 0 0;0 M 0 Lr;-M 0 -Lr 0];

C=[Rs -Ws*Ls 0 -Ws*M;Ws*Ls Rs Ws*M 0;0 0 Rr 0;0 0 0 Rr];

U=[1 0 0 0;0 1 0 0;0 0 1 0;0 0 0 1];

L=[Ls 0 M 0;0 Ls 0 M;M 0 Lr 0;0 M 0 Lr];

L1=inv(L);

disp('vous pouvez simuler')

```

II.6.3 Résultats et interprétation

Le moteur asynchrone est alimenté par un réseau triphasé équilibré (220v-50hz).les résultats de simulation sont donnés par la figure II.5.

Pendant la phase de démarrage, la vitesse mécanique est croissante, elle atteint sa valeur maximale (156.9rad/s) proche de la valeur de synchronisme (157 rad/s) au bout de 0.28s, nous constatons aussi que le couple électromagnétique est fortement pulsatoire en régime transitoire ce qui explique le bruit engendré par le moteur lors de démarrage.

Nous appliquons un couple résistant de valeur 10N.m à l'instant 0.8s, la vitesse diminue et se stabilise à sa valeur nominale, le couple augmente pour compenser le couple résistant. Dès l'annulation de ce dernier la vitesse et couple électromagnétique regagnent leurs états initiaux.

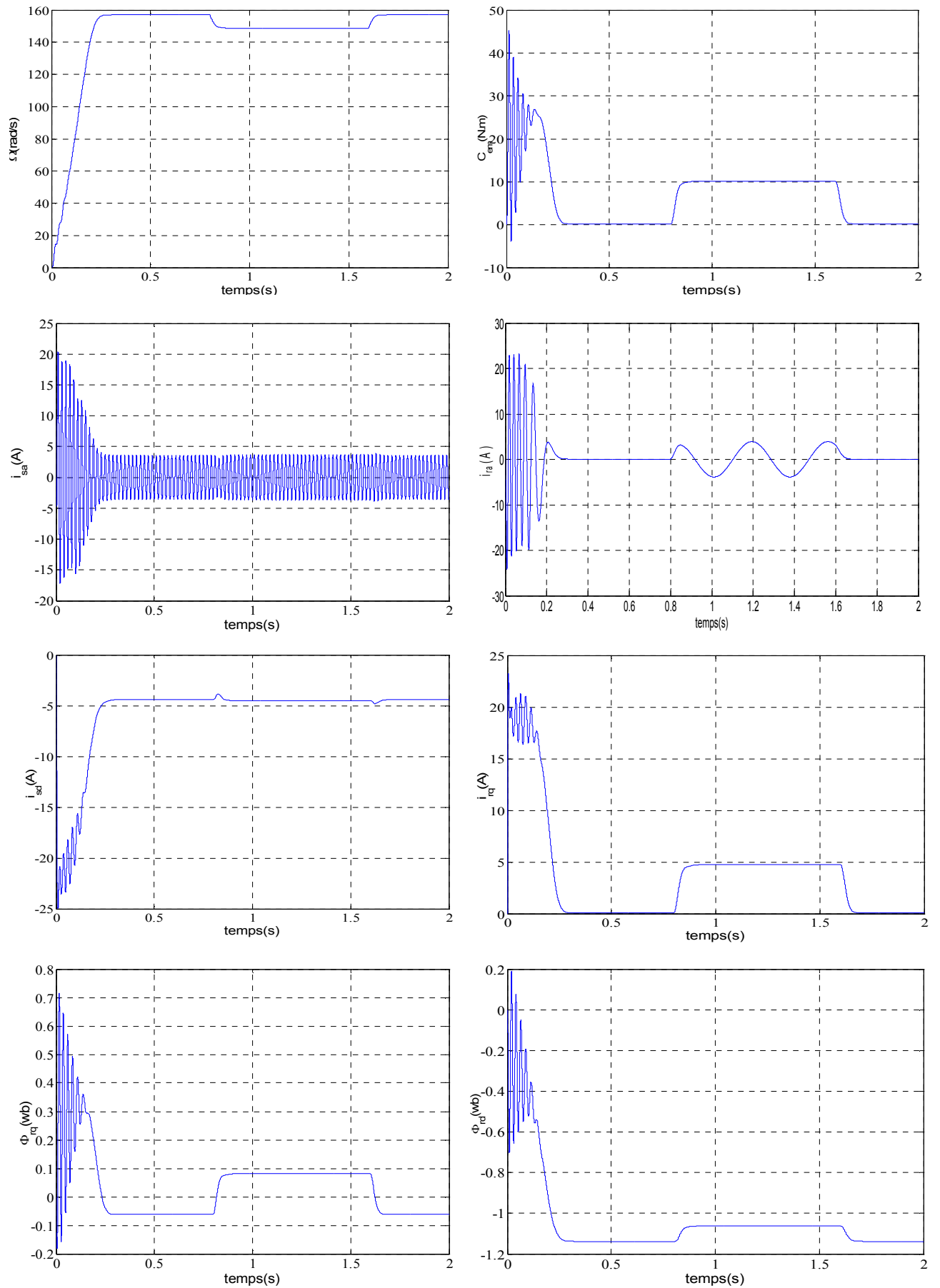


Figure. II.5-Evolution des caractéristiques du MAS relié directement au réseau triphasé

II.7 Modélisation de l'onduleur de tension à trois niveaux

II.7.1 Introduction

Les onduleurs de tension sont des convertisseurs statiques continu-alternatif permettant de générer à partir d'une source de tension continue des courants alternatifs [28]. L'onduleur de tension triphasé à trois niveaux permet l'augmentation de niveau de tension et la réduction de la distorsion harmonique si on le compare à l'onduleur de tension à deux niveaux.

II.7.2 Présentation

La figure II.6 représente le circuit de puissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC (neutral point clamed). Il est constitué de trois bras symétriques montés en parallèle. La source principale de tension continue E est divisée en deux sources secondaires délivrant chacune un potentiel à demi tension $\frac{E}{2}$ à l'aide de deux condensateurs C_1 et C_2 de même capacité [16][17].

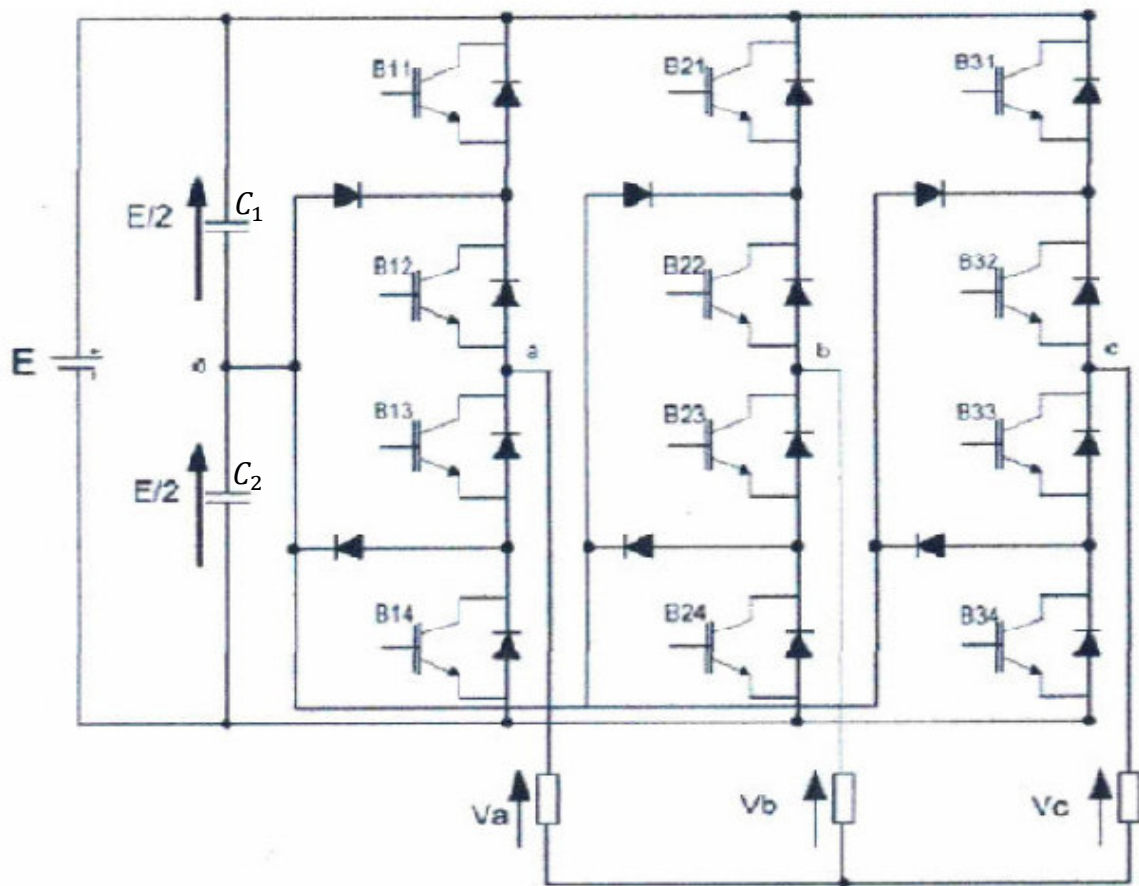


Figure. II.6-Circuit de puissance de l'onduleur à trois niveaux

Chaque bras est constitué de deux étages d'interrupteurs, chaque étage comporte deux interrupteurs en série relié au point neutre o par une diode. Chaque interrupteur est composé d'un transistor de type IGBT est une diode montée en antiparallèle qui assure le passage de

courant en sens inverse, donc les interrupteurs sont réversible en courant à fermeture et ouverture commandée.

II.7.2.1 Interrupteur bidirectionnel en courant

La paire transistor-diode peut être représentée par un interrupteur bidirectionnel comme illustre la figure II.7.

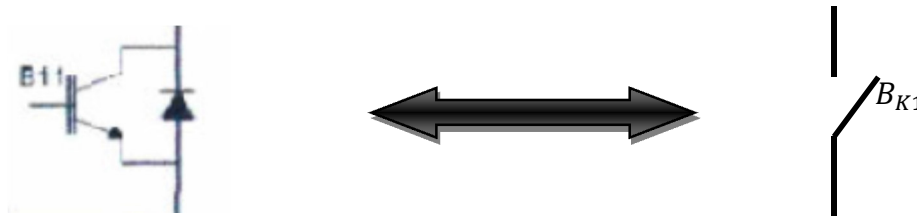


Figure. II.7-Interrupteur bidirectionnel en courant

II.7.3 Principe de fonctionnement

Lorsque le transfert d'énergie s'effectue de la source d'entrée vers la source du courant en sortie, la liaison des deux sources s'effectue à travers les transistors. Lorsque le transfert d'énergie s'effectue de la sortie vers l'entrée, ce sont les diodes qui assurent le passage du courant [17].

La figure II.8 représente les différentes configurations possibles pour un bras de l'onduleur qui impose les valeurs de la tension v_{a0} .

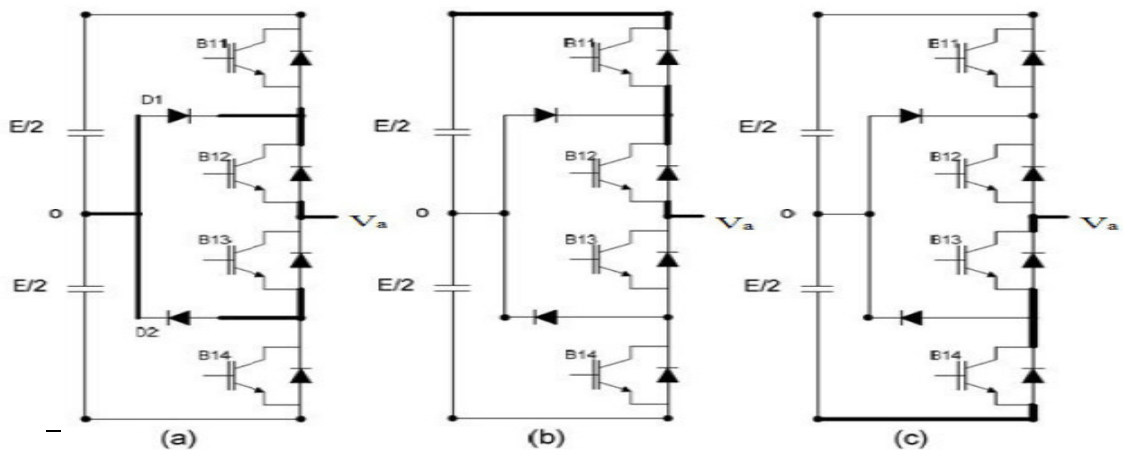


Figure. II.8-Configurations possibles d'un bras d'onduleur de type NPC

II.7.3.1 Commande complémentaire

Le fonctionnement en mode complémentaire permet d'éviter le court-circuitage de la source de tension continue. Trois commandes complémentaires peuvent être appliquées sur un bras :

$$\begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K2}} \\ B_{K3} = \overline{B_{K4}} \end{cases} \quad \begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K3}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K4}} \end{cases} \quad \begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K4}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K3}} \end{cases}$$

La commande complémentaire qui nous permet d'avoir les trois niveaux de façon optimale est :

$$\begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K3}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K4}} \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

Le système (II.34) nous permet de décrire les fonctions de connexion des interrupteurs de bras K par la relation suivante :

$$\begin{cases} B_{K1} = 1 - B_{K3} \\ B_{K2} = 1 - B_{K4} \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

Le tableau II.1 résume les niveaux de tension v_{ao} associés à cette commande complémentaire :

B_{K1}	B_{K2}	B_{K3}	B_{K4}	v_{ao}
1	1	0	0	$\frac{E}{2}$
0	0	1	1	$-\frac{E}{2}$
0	1	1	0	0

Tableau. II.1-Etat de commutation et la tension de sortie d'un bras d'onduleur

Telle que :

$$B_{Kn} = \begin{cases} 1 & \text{Si } l'interrupteur \text{ est fermé} \\ 0 & \text{Si } l'interrupteur \text{ est ouvert} \end{cases}$$

Et :

v_{ao} : Tension entre le point a et le point o

II.7.4 Fonction de connexion du demi-bras

La fonction de connexion traduit l'état ouvert ou fermé du demi-bras. On définit cette fonction par F_{Km}^b telle que: K le numéro du bras (K=1,2 ou 3) et (m=1 pour le demi-bras de haut et 2 pour le demi bras de bas).

Pour un bras K, les fonctions de connexion de demi-bras s'expriment de cette façon :

$$\begin{cases} F_{K1} = B_{K1} \cdot B_{K2} \\ F_{K2} = B_{K3} \cdot B_{K4} \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

Ce système d'équation montre que la fonction F_{Km}^b vaut 1 si les deux interrupteurs du demi-bras sont les deux fermés et 0 dans les autres cas.

A partir des résultats de tableau II.1 et le système (II.35), les tensions de sortie de l'onduleur par rapport au point milieu o s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} v_{ao} = (F_{11}^b - F_{12}^b) \frac{E}{2} \\ v_{bo} = (F_{21}^b - F_{22}^b) \frac{E}{2} \\ v_{co} = (F_{31}^b - F_{32}^b) \frac{E}{2} \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

On applique la loi des mailles, les tensions composées s'écrivent de cette façon :

$$\begin{cases} V_{AB} = v_{ao} - v_{bo} \\ V_{BC} = v_{bo} - v_{co} \\ V_{CA} = v_{co} - v_{ao} \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

A partir du système (II.37) et (II.38), l'écriture matricielle des tensions composées est la suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (F_{11}^b - F_{12}^b) \\ (F_{21}^b - F_{22}^b) \\ (F_{31}^b - F_{32}^b) \end{bmatrix} \frac{E}{2} \quad (\text{II.39})$$

On considère que les trois phases sont équilibrées, ce qui nous permet de dire que :

$$v_{as} + v_{bs} + v_{cs} = 0 \quad (\text{II.40})$$

Les expressions des tensions composées en fonction des tensions simples sont les suivantes :

$$\begin{cases} V_{AB} = v_{as} - v_{bs} \\ V_{BC} = v_{bs} - v_{cs} \\ V_{CA} = v_{cs} - v_{as} \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

Les systèmes (II.40) et (II.41) nous permettent d'écrire les expressions des tensions simples comme suit :

$$\begin{cases} v_{as} = \frac{V_{AB} - V_{CA}}{3} \\ v_{bs} = \frac{V_{BC} - V_{AB}}{3} \\ v_{cs} = \frac{V_{CA} - V_{BC}}{3} \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

En introduisant le système (II.39) dans (II.42), on obtient:

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (F_{11}^b - F_{12}^b) \\ (F_{21}^b - F_{22}^b) \\ (F_{31}^b - F_{32}^b) \end{bmatrix} \frac{E}{6} \quad (\text{II.43})$$

II.8 Stratégie de la commande de l'onduleur

La commande souvent adaptée aux convertisseurs statiques est la stratégie MLI (modulation de la largeur d'impulsion). Plusieurs méthodes ont été développées avec objectif de générer à la sortie de l'onduleur un signal d'une tension ou d'un courant sinusoïdal ayant le moins d'harmoniques possibles [15]. Cette technique possède deux avantages majeurs :

- ✚ Elle repousse les harmoniques vers les fréquences les plus élevés, ce qui facilite leurs filtrage ;
- ✚ Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.

Il y a plusieurs types de MLI qui peuvent être considérés, dont on peut citer :

- La modulation sinusoïdale ;
- La modulation vectorielle ;
- La modulation par hystérésis.

Dans notre travail, on s'intéresse à la commande MLI triangulo-sinusoïdale avec deux porteuses qu'est connue pour les onduleurs à trois niveaux.

II.8.1 Stratégie de commande sinus-triangle avec deux porteuses

Son principe consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence sinusoïdale avec la première porteuse pour trouver les instants de fermeture et d'ouverture de transistor de haut du demi-bras et les intersections de la même onde de référence avec la deuxième porteuse pour calculer les instants d'ouverture et de fermeture de transistor de bas pour le même demi-bras. Deux paramètres caractérisent cette modulation :

L'indice de modulation ' m ' défini comme étant le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f_{ref} de la référence $\left(m = \frac{f_p}{f_{ref}}\right)$;

Le coefficient de réglage en tension ' r ' égal au rapport de l'amplitude V_{ref} de la tension de référence à la valeur crête U_p de la porteuse $\left(r = \frac{V_{ref}}{U_p}\right)$.

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé ont la même amplitude et sont déphasées de $\frac{2\pi}{3}$, afin d'obtenir des tensions triphasées à la sortie de l'onduleur dont le nom référence, elles sont données par le système d'équations suivant:

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_{ref} \sin(2\pi f_{ref} t) \\ V_{ref2} = V_{ref} \sin(2\pi f_{ref} t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref3} = V_{ref} \sin(2\pi f_{ref} t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (II.44)$$

Les systèmes (II.45),(II.46) nous donnent les équations des deux porteuses unipolaire:

$$U_{p1} = \begin{cases} at & si \quad 0 \leq t \leq \frac{T_{p1}}{2} \\ -at + b & si \quad \frac{T_{p1}}{2} \leq t \leq T_{p1} \end{cases} \quad (II.45)$$

$$U_{p2} = \begin{cases} -at & si \quad 0 \leq t \leq \frac{T_{p2}}{2} \\ at - b & si \quad \frac{T_{p2}}{2} \leq t \leq T_{p2} \end{cases} \quad (II.46)$$

II.9 Simulation de l'onduleur de tension à trois niveaux

Les paramètres de simulation sont :

$$r = 0.8;$$

$$U_p = 390 \text{ V};$$

$$f_{ref} = 50 \text{ Hz};$$

$$E = 780 \text{ V};$$

Temps de simulation: 0.1s.

II.9.1 Modèle de simulation de l'onduleur

La figure II.9 illustre le schéma de simulation de l'onduleur à trois niveaux :

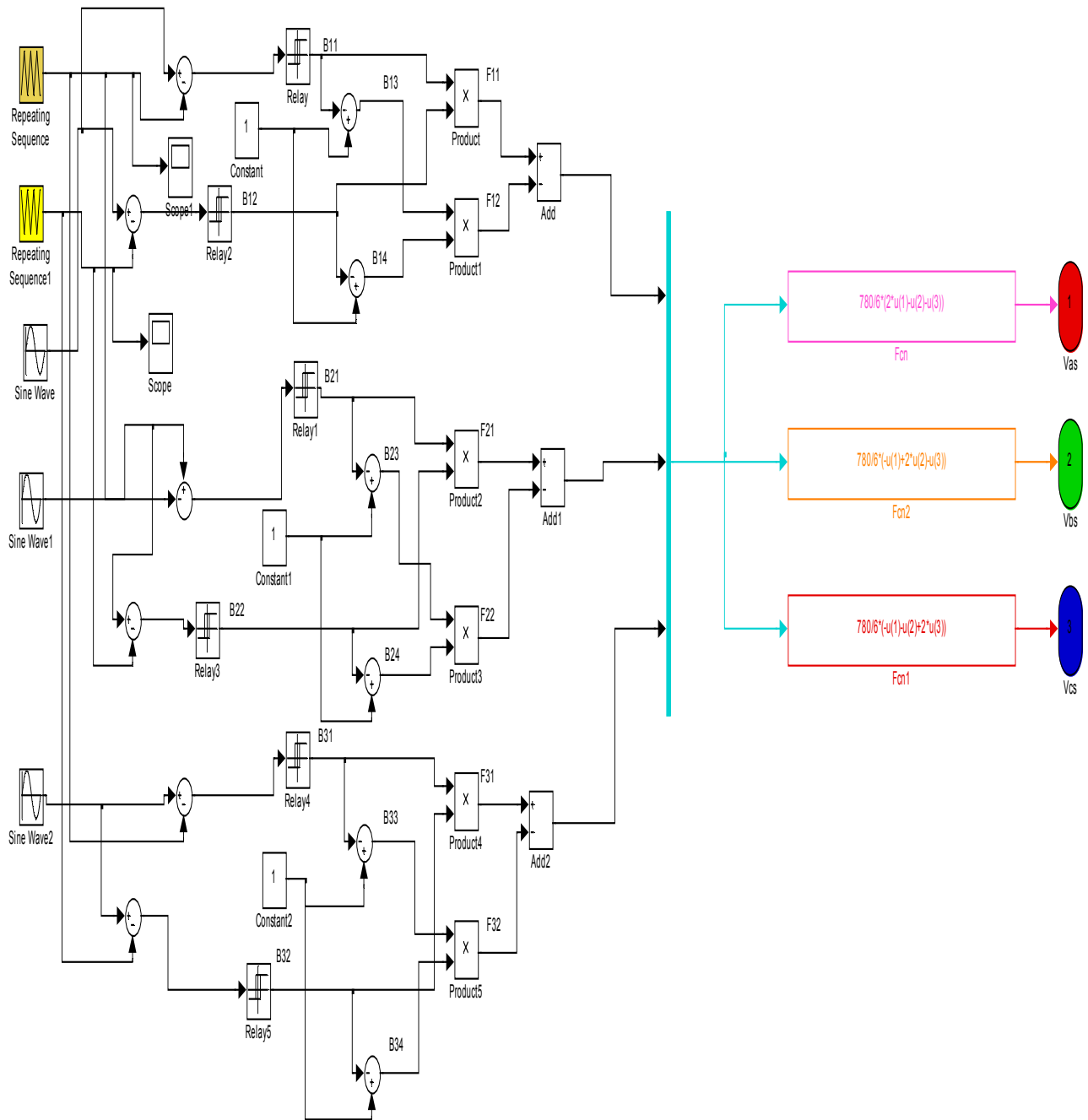


Figure. II.9-Schéma de simulation d'onduleur à trois niveaux

II.9.2 Résultats et interprétation

Les figures II.10 et II.11 représentent la tension d'une phase à la sortie de l'onduleur à trois niveaux et la répartition des harmoniques pour $m=21$ et $m=63$ respectivement. On constate que l'augmentation de l'indice de modulation 'm' permet de pousser les harmoniques vers les fréquences les plus élevées.

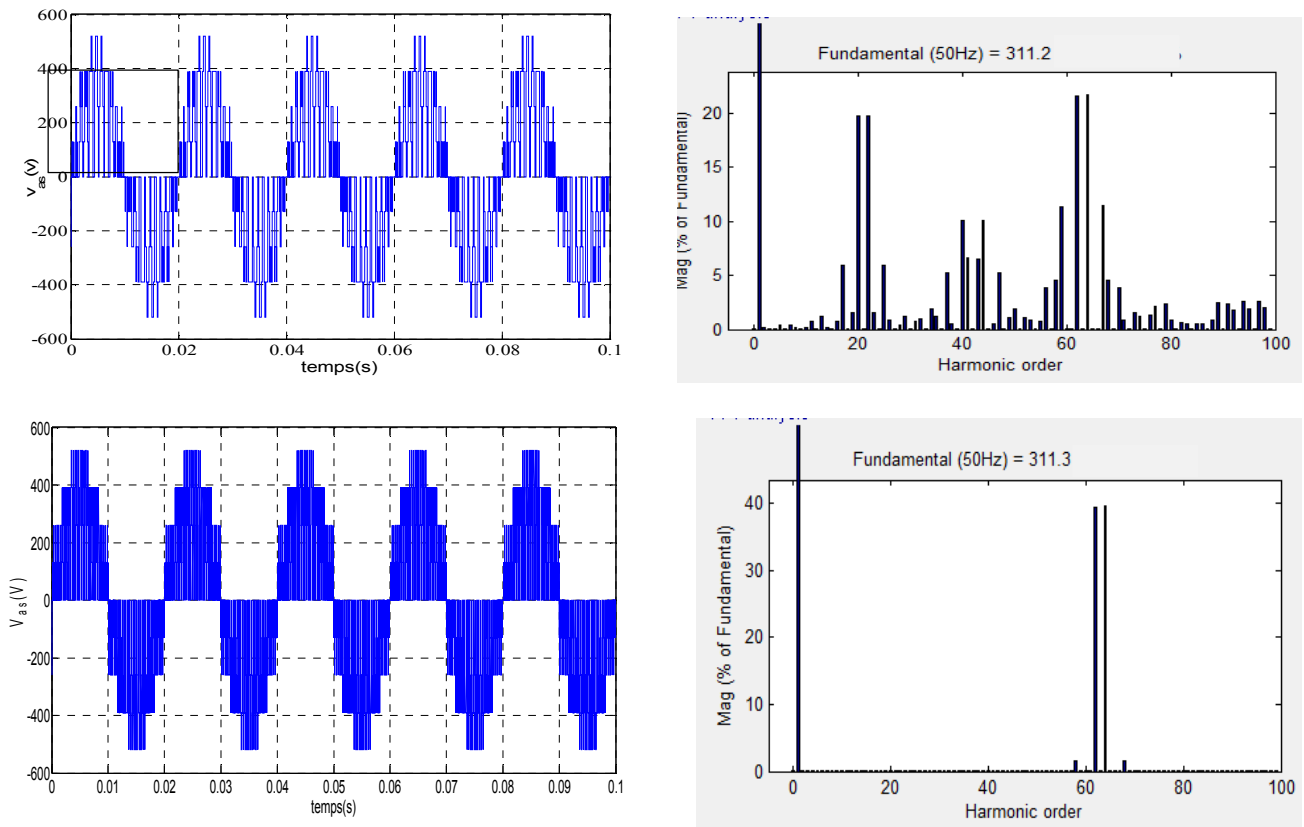


Figure. II.11-Tension simple à la sortie de l'onduleur pour $m=63$

II.10 Simulation de l'association MAS-Onduleur à trois niveaux

II.10.1 Résultats et interprétation

Le moteur est alimenté par l'onduleur à trois niveaux commandé par la technique MLI, avec l'indice de modulation $m=63$ et le coefficient de réglage $r=0.8$. Les résultats de simulation sont représentés par la figure II.12.

L'évolution des caractéristiques du MAS est presque similaire à ceux obtenu par l'alimentation triphasée directe. Cependant, la stratégie de la commande MLI introduit des harmoniques de rang supérieur, ce qui engendre l'augmentation des ondulations du couple électromagnétique en régime établi.

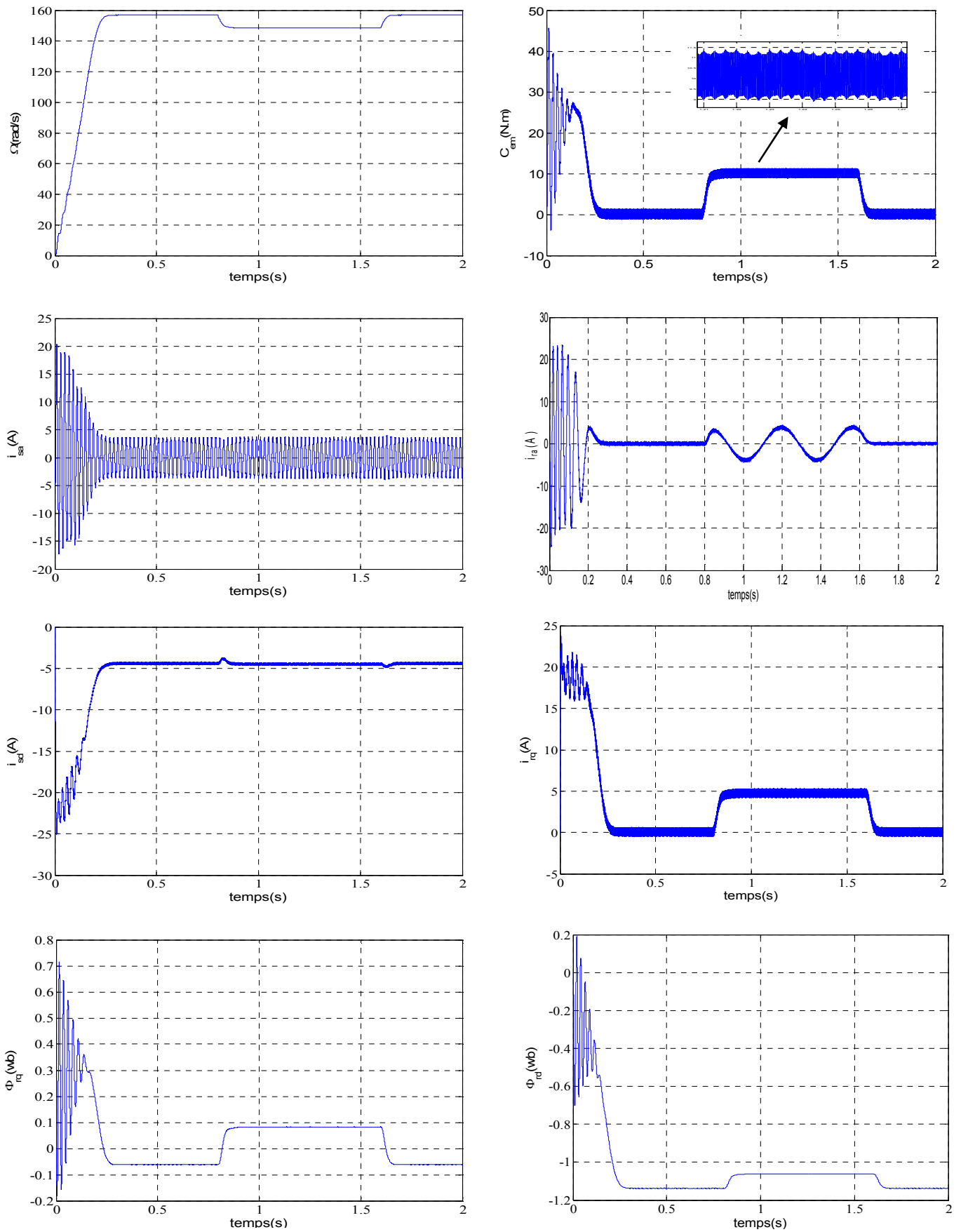


Figure. II.12-Evolution des caractéristiques du MAS alimenté par un onduleur à trois niveaux

II.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons pu établir un modèle mathématique de la MAS en se basant sur certaines hypothèses simplificatrices, et pour réduire la complexité du modèle, nous avons opté pour l'application de la transformation de Park qui transforme la machine triphasée en une machine biphasée équivalente.

Dans la suite, nous avons présenté le principe de fonctionnement de l'onduleur à trois niveaux commandé par la technique MLI. L'alimentation du moteur asynchrone par ce dernier donne des résultats presque similaires à l'alimentation sinusoïdale directe. Cependant la stratégie MLI engendre des harmoniques du rang supérieur qui répercutent sur le couple électromagnétique.

L'insertion de la charge introduit des variations de la vitesse. Afin de remédier à ce problème, nous proposons dans le chapitre suivant la commande vectorielle par des régulateurs de type PI classique et glissant.

Chapitre III : Commande par mode de glissement du moteur asynchrone

III.1 Introduction

Dans la formulation de n'importe quel problème de commande, il y a typiquement des anomalies entre le système réel et le modèle mathématique développé pour la conception de contrôle. Cette distinction peut être due à la variation des paramètres de la dynamique du système ou à l'approximation du comportement complexe du système par un modèle. Ceci a mené à un intérêt intense pour l'élaboration des méthodes de contrôle robuste qui cherche à résoudre ces problèmes.

Les lois de commande classique de type PID sont très efficaces dans le cas des systèmes linéaires ou ayant des paramètres constantes. Ces lois de commandes peuvent être insuffisantes. Pour un système qui possède plusieurs points de fonctionnement ces lois de commandes s'avèrent limitées. Pour remédier à ces problèmes on fait appel à la commande en mode glissant.

Le contrôle en mode glissant assure la robustesse du comportement vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et les perturbations extérieures. Cependant, ces performances sont obtenues au prix de certains inconvénients: un phénomène de broutement qui peut causer l'instabilité et qui a un effet néfaste sur les actionneurs.

Le présent chapitre s'articule autour :

- Application de la commande vectorielle indirecte par régulateurs PI classique ;
- Démonstration et application de la commande par mode de glissement.

III.2 Commande vectorielle

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, tel que le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment l'un de l'autre [9].

L'expression du couple de la machine à courant continu est donnée par (III.1):

$$C_{em} = k\varphi_f I_a \quad (\text{III.1})$$

Avec :

φ_f : Flux imposé par le courant d'excitation I_f ;

I_a : Courant d'induit.

III.2.1 Principe de découplage

Pour la machine asynchrone, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique. Pour cela, il faut choisir une loi de commande et un système d'axe assurant le découplage du flux et du couple.

Le principe de pilotage vectoriel est analogue à celui de la MCC à excitation séparée. La figure III.1 représente le schéma du principe du contrôle vectoriel pour la MCC et la MAS.

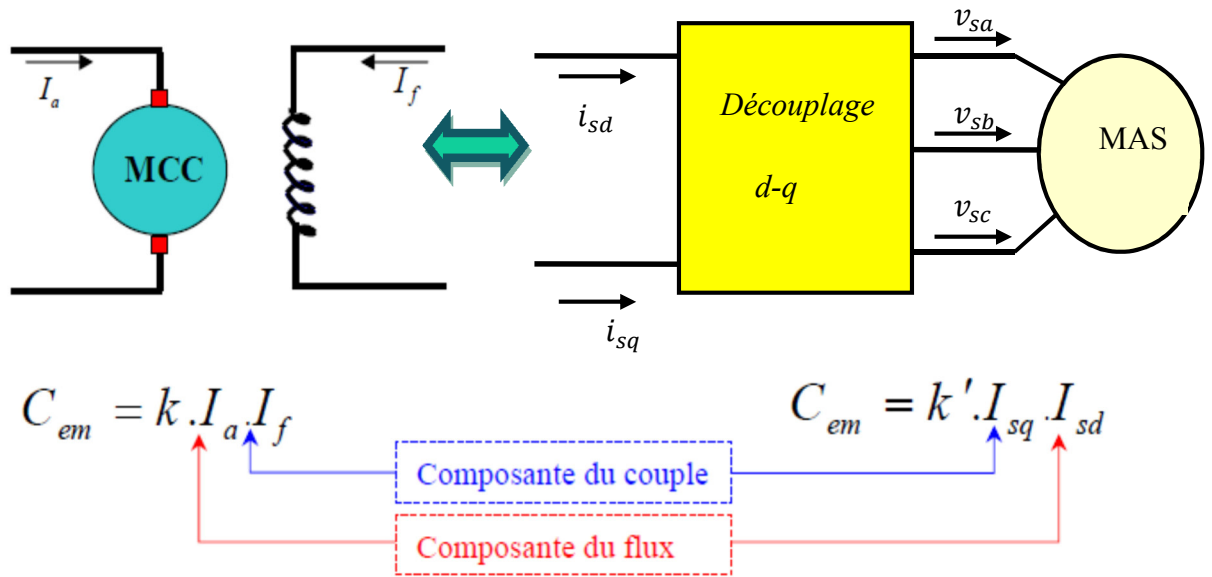


Figure III.1-Principe de la commande vectorielle

III.2.2 Choix d'orientation du flux

Les choix concernant l'alimentation et le repère ont été accomplis dans le chapitre II, dont l'alimentation en tension et le repère lié au champ tournant. Alors l'étape suivante consiste à fixer l'orientation du flux.

Pour cela, trois choix sont possibles :

- ❖ Orientation du flux rotorique :

$$\varphi_{rd} = \varphi_r ; \varphi_{rq} = 0 \quad (\text{III.2})$$

- ❖ Orientation du flux statorique :

$$\varphi_{sd} = \varphi_s ; \varphi_{sq} = 0 \quad (\text{III.3})$$

- ❖ Orientation du flux d'entrefer :

$$\varphi_{gd} = \varphi_g ; \varphi_{gq} = 0 \quad (\text{III.4})$$

Nous optons pour le choix de l'orientation du flux rotorique (III.2), car cela permet d'aboutir à un variateur de vitesse où le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés à travers les courants statoriques.

Après orientation du flux rotorique, les expressions des tensions et des flux rotoriques sont les suivantes:

$$v_{rd} = r_r i_{rd} + \frac{d\varphi_r}{dt} = 0 \quad (\text{III.5})$$

$$v_{rq} = r_r i_{rq} + \omega_{gl} \varphi_r = 0 \quad (\text{III.6})$$

$$\varphi_r = L_r i_{rd} + M i_{sd} \quad (\text{III.7})$$

$$0 = L_r i_{rq} + M i_{sq} \quad (\text{III.8})$$

A partir de (III.7), on tire la valeur du i_{rd} :

$$i_{rd} = \frac{1}{L_r} (\varphi_r - M i_{sd}) \quad (\text{III.9})$$

On introduit (III.9) dans (III.5) pour tirer la relation existante entre φ_r et i_{sd} :

$$\varphi_r = \frac{M}{1 + \tau_r p} i_{sd} \quad (\text{III.10})$$

Avec :

$$\tau_r = \frac{L_r}{r_r} .$$

L'expression (III.10) montre qu'en gardant le flux rotorique constant, le couple est commandé par le courant i_{sq} :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} \varphi_r i_{sq} \quad (\text{III.11})$$

A partir de (III.6) et (III.8), on trouve :

$$\frac{M}{L_r} i_{sq} = \frac{\omega_{gl}}{r_r} \varphi_r \quad (\text{III.12})$$

D'où :

$$\omega_{gl} = \frac{M}{\tau_r \varphi_r} i_{sq} \quad (\text{III.13})$$

Donc :

$$\omega_s = \frac{M}{\tau_r \varphi_r} i_{sq} + \omega_r \quad (\text{III.14})$$

On veut exprimer v_{sd} et v_{sq} en fonction de i_{sd} et i_{sq} :

A partir de (III.7) et (III.8), on trouve :

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{1}{L_r} \varphi_r - \frac{M}{L_r} i_{sd} \\ i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

On remplace (III.15) dans (II.22), on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \varphi_r \\ \varphi_{sq} = \sigma L_s i_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

Avec :

$$\sigma : \text{Coefficient de dispersion de BLONDEL, } \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$$

En introduisant (III.16) dans (II.21) et en appliquant la transformation de Laplace, on trouve :

$$\begin{cases} v_{sd} = r_s i_{sd} + \sigma L_s p i_{sd} + \frac{M}{L_r} p \varphi_r - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ v_{sq} = r_s i_{sq} + \sigma L_s p i_{sq} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Avec :

$$p = \frac{d}{dt}, \text{ Opérateur de laplace}$$

On remplace la valeur de φ_r (III.10) dans (III.17), on retrouve :

$$\begin{cases} v_{sd} = \{r_s + \sigma L_s p\} i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ v_{sq} = \{r_s + \sigma L_s p\} i_{sq} + \left\{ \omega_s \sigma L_s + \omega_s \frac{M^2}{(1+\tau_r p)L_r} \right\} i_{sd} \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

Les termes de couplage entre l'axe direct et l'axe quadratique sont:

$$\begin{cases} E_q = -\omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ E_d = \left\{ \omega_s \sigma L_s + \omega_s \frac{M^2}{(1+\tau_r p)L_r} \right\} i_{sd} \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

La figure III.2 illustre le schéma de principe de la commande vectorielle :

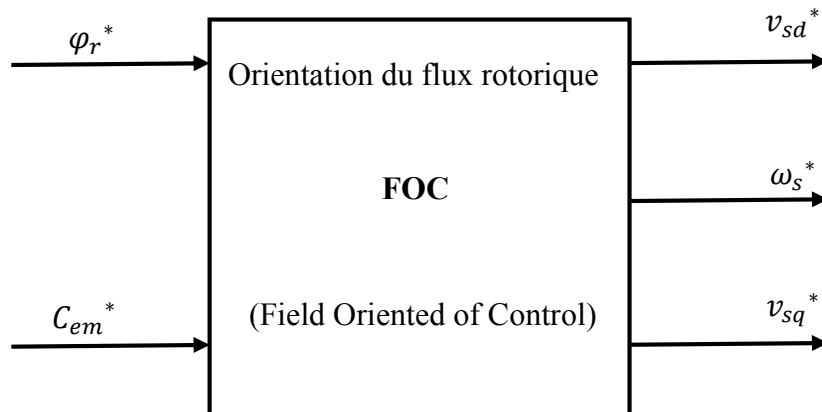


Figure III.2-Schéma simplifié de la commande à flux orienté (FOC)

III.2.3 Commande vectorielle directe et indirecte

Dans la commande vectorielle directe, on effectue une régulation du flux qui nécessite la connaissance de celui-ci. Alors que dans la commande vectorielle indirecte, on s'affranchit de la connaissance de ce flux en faisant quelque approximation [9].

III.2.3.1 Commande vectorielle directe

Le flux rotorique est mesuré par un capteur physique, ou estimé en utilisant un modèle dynamique.

III.2.3.2 Commande vectorielle indirecte

Cette méthode n'exige pas l'utilisation d'un capteur du flux (capteur physique ou modèle dynamique), mais nécessite l'utilisation d'un capteur de position (vitesse) du rotor. La vitesse rotorique est comparée à la vitesse de référence pour donner un signal au bloc de défluxage.

III.2.3.3 Bloc du défluxage

Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine, et pour des vitesses supérieures le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine à sa valeur nominale [3].

Donc, le bloc de défluxage réalise la fonction non linéaire suivante:

$$\begin{cases} \varphi_r^* = \varphi_n & \text{si} & |\Omega_r| \leq \Omega_n \\ \varphi_r^* = \varphi_n \frac{\Omega_n}{|\Omega_r|} & \text{si} & |\Omega_r| > \Omega_n \end{cases}$$

Et schématisé par la figure III.3:

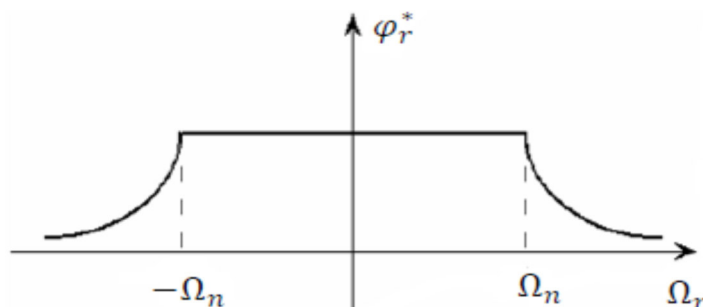


Figure III.3-Schéma de défluxage

III.2.4 Identification des paramètres des régulateurs PI

Le régulateur PI est un correcteur qui combine les avantages du régulateur proportionnel et du régulateur intégral. L'action proportionnelle augmente le gain en basse fréquence donc l'augmentation de la rapidité, tandis que l'action intégrale annule l'erreur statique donc améliore la précision. La fonction de transfert du régulateur PI est :

$$C(P) = K_P + \frac{K_I}{p} = \frac{1 + \frac{K_P}{K_I}p}{\frac{1}{K_I}p} \quad (\text{III.20})$$

III.2.4.1 Dimensionnement des régulateurs des courants statoriques

A partir de (III.18) et (III.19), on peut obtenir la fonction de transfert des courants statoriques

i_{sd} et i_{sq} :

$$\frac{i_{sd}}{V_{sd}} = \frac{i_{sq}}{V_{sq}} = \frac{1/r_s}{1 + \frac{\sigma L_s}{r_s}p} \quad (\text{III.21})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte après l'insertion en série de régulateur PI :

$$FTBO = \frac{(1 + \frac{K_{Pi}}{K_I}p)}{\frac{1}{K_{Ii}}p} \frac{1/r_s}{(1 + \frac{\sigma L_s}{r_s}p)} \quad (\text{III.22})$$

Par la méthode de compensation du pôle dominant, on trouve :

$$\frac{K_{Pi}}{K_{Ii}} = \frac{\sigma L_s}{r_s} \quad (\text{III.23})$$

Alors, la fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$FTBO = \frac{K_{Ii}}{r_s p} \quad (\text{III.24})$$

A la fin, la fonction de transfert en boucle fermée est la suivante :

$$FTBF = \frac{1}{1 + \frac{r_s}{K_{Ii}}p} \quad (\text{III.25})$$

Cette fonction de transfert est de premier ordre. Elle est de la forme :

$$G(P) = \frac{1}{1 + \tau p} \quad (\text{III.26})$$

Par identification de l'expression (III.25) à l'expression (III.26) :

$$\tau = \frac{r_s}{K_{Ii}} \quad (\text{III.27})$$

De l'expression (III.23) et (III.27), on a :

$$\begin{cases} K_{Ii} = \frac{r_s}{\tau} \\ K_{Pi} = \frac{\sigma L_s}{\tau} \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

III.2.4.2 Dimensionnement du régulateur de vitesse

La fonction de transfert de la boucle de vitesse si en négligeant le couple résistant est la suivante :

$$FTBO = \frac{(1 + \frac{K_{P\Omega}}{K_{I\Omega}}p)}{\frac{1}{K_{I\Omega}}p} \frac{1/K_f}{(1 + \frac{J}{K_f}p)} \quad (\text{III.29})$$

En appliquant la méthode de compensation du pôle dominant :

$$\frac{K_{P\Omega}}{K_{I\Omega}} = \frac{J}{K_f} \quad (\text{III.30})$$

Donc la fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$FTBO = \frac{K_{I\Omega}}{K_f p} \quad (\text{III.31})$$

Alors la fonction de transfert en boucle fermée n'est que :

$$FTBF = \frac{1}{1 + \frac{K_f}{K_{I\Omega}}p} \quad (\text{III.32})$$

Cette fonction de transfert est de premier ordre, donc :

$$\tau' = \frac{K_f}{K_{I\Omega}} \quad (\text{III.33})$$

De l'expression (III.30) et (III.33), les paramètres du régulateur peuvent être trouvés :

$$\begin{cases} K_{I\Omega} = \frac{K_f}{\tau'} \\ K_{P\Omega} = \frac{J}{\tau'} \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

III.2.5 Application de la commande vectorielle indirecte

Le réglage de la vitesse du moteur asynchrone par la commande vectorielle indirecte est représenté par la figure III.4.

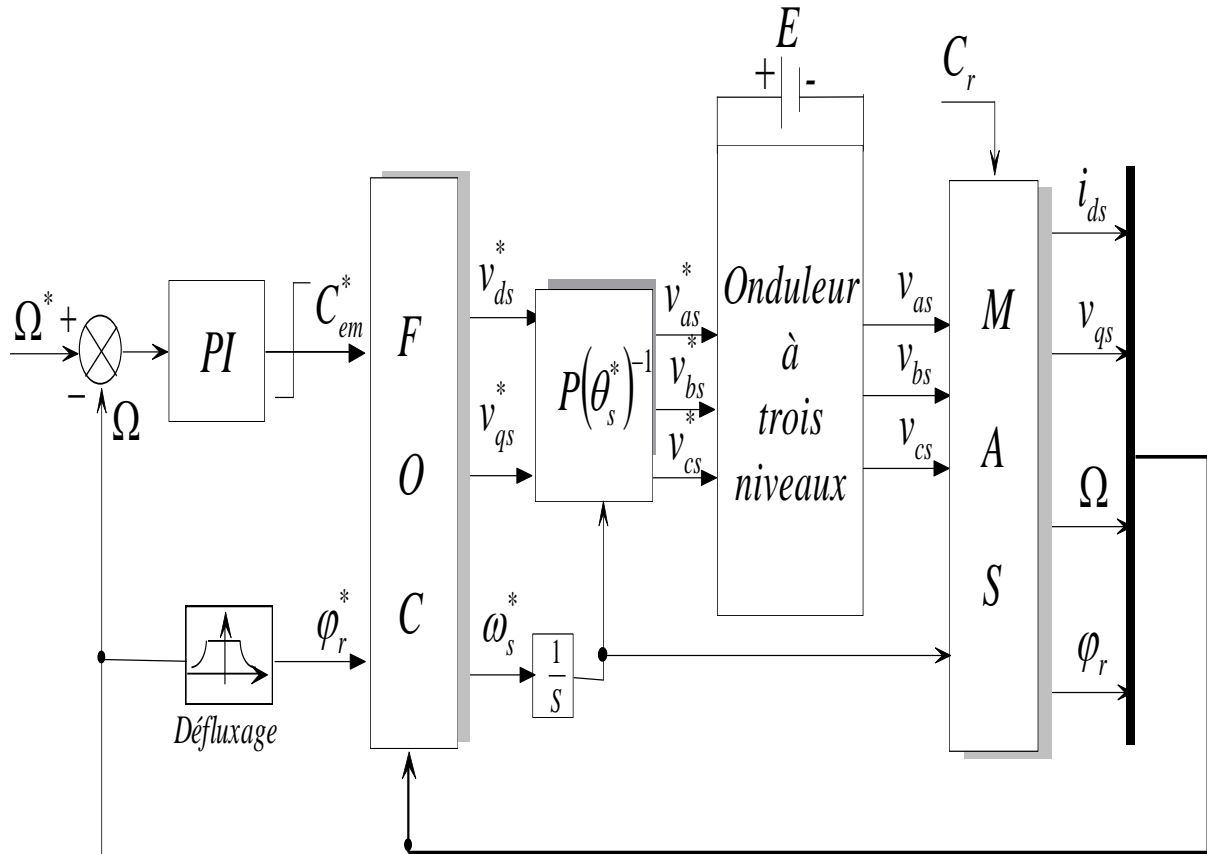


Figure III.4-Schéma synoptique de la commande vectorielle indirecte

III.3 Commande par mode de glissement

III.3.1 Généralités sur la théorie du contrôle par mode de glissement

Dans les systèmes à structure variable (un système dont sa structure change durant son fonctionnement) utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois configurations de base par la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Et enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente" [8]. Une telle structure présente un réel avantage. Elle permet de prépositionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée en régime permanent [7]. La commande à structure variable par commutation au niveau de l'organe de commande avec l'ajout de la commande équivalente est retenue par la suite de notre étude.

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec l'ajout de la commande équivalente est représenté par la figure III.5.

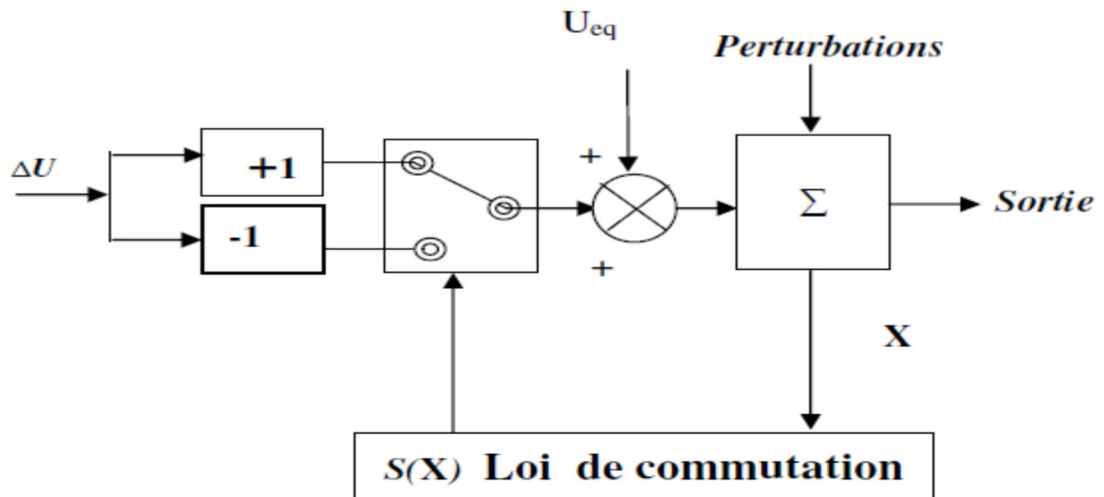


Figure III.5-Structure de régulation par ajout de la commande équivalente

III.3.2 Principe de la commande à structure variable par mode de glissement

La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes (figure III.6) [7] :

- ✚ **Le mode de convergence (MC)** : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $S(x, y)=0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- ✚ **Le mode de glissement (MG)** : c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x, y)=0$.
- ✚ **Le mode du régime permanent (MRP)** : ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

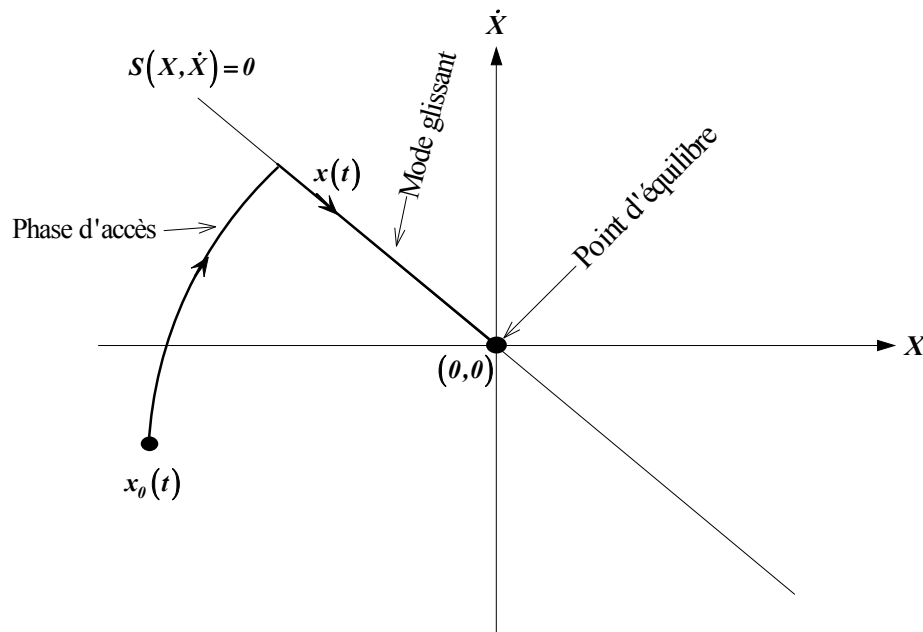


Figure III.6-Modes de fonctionnement dans le plan de phase

III.3.3 Conception de l'algorithme de commande par mode glissant

La conception des régulateurs à modes glissants prend en charge des problèmes de stabilité et les performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette commande nécessite principalement trois étapes [18]:

- ❖ Choix des surfaces de glissement ;
- ❖ Définition de la condition de convergence ;
- ❖ Détermination de la loi de commande.

III.3.3.1 Choix des surfaces de glissement

Pour un système non linéaire (la MAS dans notre cas), le modèle d'état s'écrit de la manière suivante :

$$\dot{x} = f(x, t) + B(x, t)U(x, t) \quad (\text{III.35})$$

Où :

$x \in R^n$ est le vecteur d'état, $U \in R^m$ est le vecteur de commande.

Le choix de surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de surface, mais également leur forme et ce en fonction de l'application et l'objectif visé. Ainsi la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système. *JJ Slotine* [19] propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement assurant la convergence d'une variable vers sa valeur désirée [18] :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.36})$$

Avec :

$e(x)$: Écart de la variable à régler, $e(x) = x_{ref} - x$;

λ_x : Gain positif ;

r : Degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande ;

$S(x)=0$: Une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$.

III.3.3.2 Condition d'existence et de convergence du régime glissant

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 [20] :

Approche directe

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par *Emilyanov* et *Utkin*. Elle est donnée sous la forme :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.37})$$

Approche 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 est de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction. Elle est définie sous la forme :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.38})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci vaut dire :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.39})$$

III.3.3.3 Calcul de la commande

Une fois la surface de glissement est choisie, aussi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants, est que la commande doit commuter entre V_{max} et V_{min} instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement (figure III.7). Dans ce cas, des oscillations de très

haute fréquence appelées ‘broutement’ ou ‘chattering’ apparaissent dans le mode de glissement.

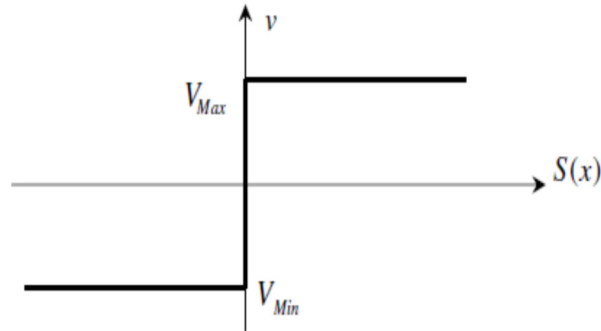


Figure III.7-Commande appliquée aux systèmes à structure variable

Définition des grandeurs de commande

Comme il a été vu précédemment, la surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue. De ce fait, si cette commande est indispensable, elle n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée pour diminuer l'amplitude de la discontinue [20][21].

En présence d'une perturbation la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constitué de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (U_{eq}) et l'autre la stabilité (U_n) [20].

Nous posons donc :

$$U = U_{eq} + U_n \quad (\text{III.40})$$

$U_{eq}(t)$ correspond à la commande proposée par *Filipov*. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$. La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$ [20].

$U_n(t)$ est introduit pour satisfaire la condition de convergence $\dot{S}(x)S(x) < 0$. Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, donc garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et il est donné par : $\dot{S}(x) = U_n$.

Expression analytique de la commande

Afin de déterminer l'expression de la commande, nous allons chercher la commande équivalente et en suite la commande discontinue.

La dérivée de la surface $S(x)$ est :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{dS}{dx} \frac{dx}{dt} \quad (\text{III.41})$$

En remplaçant (III.35) et (III.40) dans (III.41), l'expression de la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dx} \{f(x, t) + B(x, t)U_{eq}\} + \frac{dS}{dx} \{B(x, t)U_n\} \quad (\text{III.42})$$

En régime permanent et en mode de glissement, la surface de glissement est nulle, par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente :

$$U_{eq} = -\frac{dS}{dx} f(x, t) \left\{ \frac{dS}{dx} B(x, t) \right\}^{-1} \quad (\text{III.43})$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant l'expression de la commande équivalente (III.43) dans (III.42), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dx} \{B(x, t)U_n\} \quad (\text{III.44})$$

La condition d'attractivité $\dot{S}(x)S(x) < 0$ devient :

$$S(x) \frac{dS}{dx} \{B(x, t)U_n\} < 0 \quad (\text{III.45})$$

Afin d'assurer l'attractivité, il faut que le signe de U_n s'oppose au signe de $S(x) \frac{dS}{dx} B(x, t)$. La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction *sign*.

$$U_n = K_x \text{sign}S(x) \quad (\text{III.46})$$

$\text{sign}S(x)$ a le même signe que $S(x)$ comme illustre la figure III.8, donc K_x doit être de signe différent que $\frac{dS}{dx} B(x, t)$.

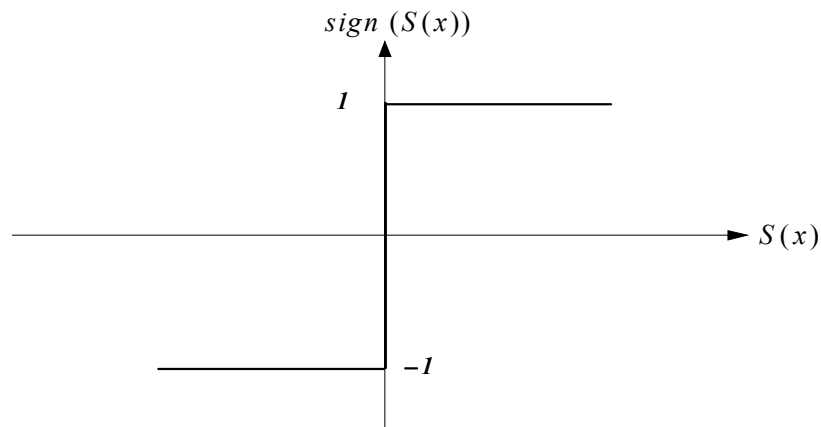


Figure III.8-Fonction $sign$ (non linéarité tout ou rien)

Le choix de la valeur de K_x est très influent car, un petit gain K_x impose un temps de réponse très long et s'il est grand, nous aurons des oscillations au niveau de l'organe de commande (phénomène de chattering) [6]. Ce phénomène de chattering ou de broutement est un sérieux obstacle pour les applications de la commande en mode de glissement, car les oscillations peuvent nuire le fonctionnement du circuit de puissance [7]. La figure III.9 représente le phénomène de broutement.

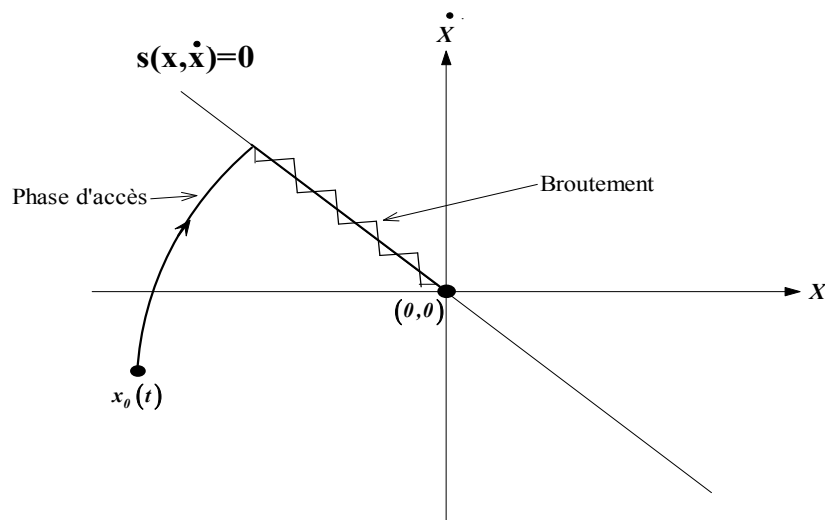


Figure III.9-Phénomène de broutement

Elimination de phénomène de broutement

Le phénomène de broutement peut être réduit ou éliminer en remplaçant la fonction $sign$ par la fonction saturation qui filtre les hautes fréquences [20].

On donne un exemple sur la fonction saturation (figure III.10):

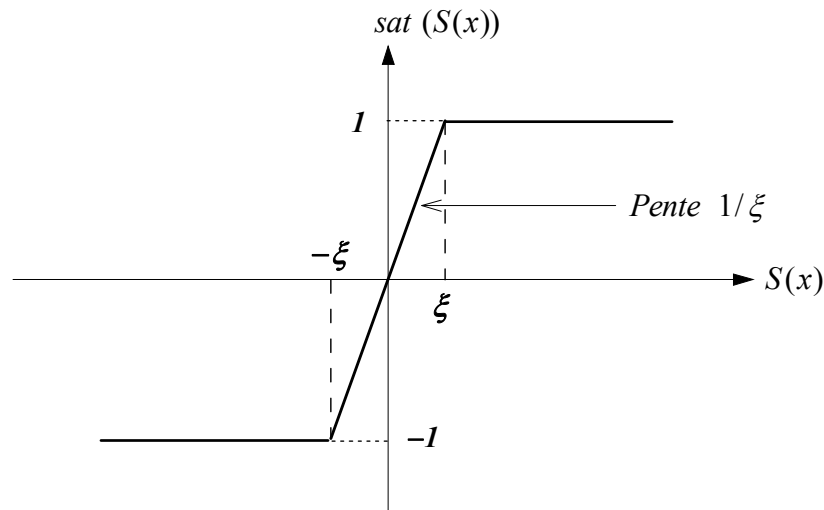


Figure III.10-Fonction saturation ($\varepsilon > 0$ et petit)

$$\text{sat}(S(x)) = 1 \quad \text{si } S(x) > \varepsilon$$

$$\text{sat}(S(x)) = -1 \quad \text{si } S(x) < -\varepsilon$$

$$\text{sat}(S(x)) = \frac{S(x)}{\varepsilon} \quad \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon$$

Alors, on obtient la commande douce suivante :

$$U_n = \begin{cases} K_x \cdot \text{sign}S(x) & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \\ \frac{K_x}{\varepsilon} \cdot \text{sign}S(x) & \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (\text{III.46})$$

Pour une bonne réduction du phénomène de broutement, on remplace la fonction saturation par la fonction *smooth* (Figure III.11).

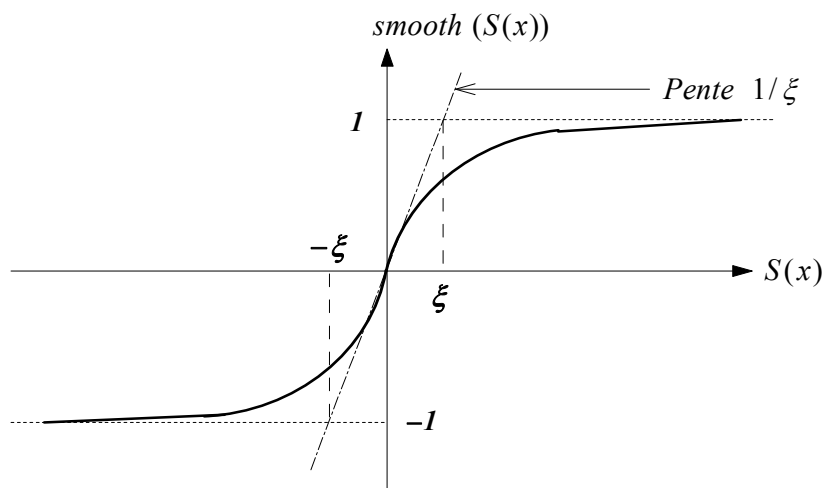


Figure III.11-Fonction *smooth* ($\varepsilon > 0$ et petit)

$$\text{smooth}(S(x)) = \tanh(S(x)) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} = \frac{S(x)}{|S(x)| + \varepsilon} \quad (\text{III.47})$$

A la fin, on aura la commande douce suivante :

$$U_n = K_x \frac{S(x)}{|S(x)| + \varepsilon} \quad (\text{III.48})$$

III.3.4 Réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement

A partir des équations de la commande vectorielle et puis le flux rotorique en régime permanent est constant, on tire le système d'état suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \{V_{sd}^* - r_s i_{sd} + \omega_s^* \sigma L_s i_{sq}\} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \{V_{sq}^* - r_s i_{sq} + \omega_s^* (\sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \varphi_r)\} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} \{C_{em}^* - C_r - f\Omega\} \\ \frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{r_r}{L_r} \{M i_{sd} - \varphi_r\} \end{cases} \quad (\text{III.49})$$

III.3.4.1 Surface de régulation de la vitesse

La surface de régulation de la vitesse dont le degré relatif $r = 1$ est de la forme :

$$S(\Omega) = \Omega^* - \Omega \quad (\text{III.50})$$

En dérivant la surface $S(\Omega)$, on obtient :

$$PS(\Omega) = P\Omega^* - P\Omega \quad (\text{III.51})$$

D'où :

$$PS(\Omega) = P\Omega^* - \frac{1}{J} \{C_{em}^* - C_r - f\Omega\} \quad (\text{III.52})$$

En remplaçant le C_{em}^* par sa valeur en (III.11), on trouve :

$$PS(\Omega) = P\Omega^* - \frac{1}{J} \left\{ p \frac{M}{L_r} \varphi_r^* i_{sq} - C_r - f\Omega \right\} \quad (\text{III.53})$$

A présent, en remplaçant le courant i_{sq} par le courant de commande $i_{sq}^* = i_{sreq} + i_{sqn}$, on retrouve :

$$PS(\Omega) = P\Omega^* - \frac{1}{J} \left\{ p \frac{M}{L_r} \varphi_r^* (i_{sreq} + i_{sqn}) - C_r - f\Omega \right\} \quad (\text{III.54})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a $S(\Omega) = 0$ et par conséquent

$PS(\Omega) = 0$ et $i_{sqn} = 0$, d'où on tire la formule de la commande équivalent à partir de la relation (III.54) :

$$i_{squeq} = \frac{JL_r}{PM\varphi_r^*} \left(P\Omega^* - \frac{c_r}{J} - \frac{f}{J}\Omega \right) \quad (III.55)$$

Durant le mode de convergence, la condition $S(\Omega)PS(\Omega) < 0$ doit être vérifiée. En remplaçant (III.55) dans (III.54), on obtient :

$$PS(\Omega) = \frac{pM}{JL_r} \varphi_r^* i_{sqn} \quad (III.56)$$

On prend la commande douce suivante :

$$i_{sqn} = K_\Omega \frac{S(\Omega)}{|S(\Omega)| + \varepsilon_\Omega} \quad (III.57)$$

III.3.4.2 Surface de régulation du flux rotorique

Prenant la même surface que celle de la vitesse :

$$S(\varphi_r) = \varphi_r^* - \varphi_r \quad (III.58)$$

D'où :

$$PS(\varphi_r) = P\varphi_r^* - P\varphi_r \quad (III.59)$$

En introduisant l'équation de φ_r (Système d'équations (III.49)) dans (III.59), on trouve :

$$PS(\varphi_r) = P\varphi_r^* - \frac{r_r}{L_r} \{ M i_{sd} - \varphi_r \} \quad (III.60)$$

En remplaçant le courant i_{sd} par le courant de commande $i_{sd}^* = i_{sdqeq} + i_{sdn}$, on retrouve :

$$PS(\varphi_r) = P\varphi_r^* - \frac{r_r}{L_r} \{ M (i_{sdqeq} + i_{sdn}) - \varphi_r \} \quad (III.61)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a $S(\varphi_r) = 0$, par conséquent $PS(\varphi_r) = 0$ et $i_{sdn} = 0$, d'où on tire i_{sdeq} de (III.61) :

$$i_{sdeq} = \frac{L_r}{r_r M} \left(P\varphi_r^* + \frac{r_r}{L_r} \varphi_r \right) \quad (III.62)$$

Durant le mode de convergence, la condition $S(\varphi_r)PS(\varphi_r) < 0$ doit être vérifiée. En remplaçant (III.62) dans (III.61), on obtient :

$$PS(\varphi_r) = \frac{r_r}{L_r} M i_{sdn} \quad (\text{III.63})$$

On prend la commande non linéaire suivante :

$$i_{sdn} = K_{\varphi r} \frac{S(\varphi_r)}{|S(\varphi_r)| + \varepsilon_{\varphi r}} \quad (\text{III.64})$$

III.3.4.3 Surface de régulation des courants statoriques

On prend les surfaces suivantes :

$$S(i_{sd}) = i_{sd}^* - i_{sd} \quad (\text{III.65})$$

$$S(i_{sq}) = i_{sq}^* - i_{sq} \quad (\text{III.66})$$

Les dérivées de ces derniers sont respectivement :

$$PS(i_{sd}) = P i_{sd}^* - P i_{sd} \quad (\text{III.67})$$

$$PS(i_{sq}) = P i_{sq}^* - P i_{sq} \quad (\text{III.68})$$

On remplace les dérivées des courants i_{sd} et i_{sq} par leurs expressions (III.49), on obtient :

$$PS(i_{sd}) = P i_{sd}^* - \frac{1}{\sigma L_s} \{V_{sd}^* - r_s i_{sd} + \omega_s^* \sigma L_s i_{sq}\} \quad (\text{III.69})$$

$$PS(i_{sq}) = P i_{sq}^* - \frac{1}{\sigma L_s} \{V_{sq}^* - r_s i_{sq} + \omega_s^* (\sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \varphi_r)\} \quad (\text{III.70})$$

En remplaçant les tensions V_{sd} et V_{sq} par les tensions de commande $V_{sd}^* = V_{sdeq} + V_{sdn}$, $V_{sq}^* = V_{sreq} + V_{sqn}$, on trouve :

$$PS(i_{sd}) = P i_{sd}^* - \frac{1}{\sigma L_s} \{(V_{sdeq} + V_{sdn}) - r_s i_{sd} + \omega_s^* \sigma L_s i_{sq}\} \quad (\text{III.69})$$

$$PS(i_{sq}) = P i_{sq}^* - \frac{1}{\sigma L_s} \{(V_{sreq} + V_{sqn}) - r_s i_{sq} + \omega_s^* (\sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \varphi_r)\} \quad (\text{III.70})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a $PS(i_{sd}), PS(i_{sq})$ sont nulles et V_{sdn}, V_{sqn} sont aussi nulles, d'où on tire l'expression de la commande équivalente V_{sdeq} et V_{sreq} , à partir des équations (III.69), (III.70):

$$V_{sdeq} = \sigma L_s P i_{sd}^* + r_s i_{sd} - \omega_s^* \sigma L_s i_{sq} \quad (\text{III.71})$$

$$V_{sreq} = \sigma L_s P i_{sq}^* + r_s i_{sq} - \omega_s^* \sigma L_s i_{sd} - \frac{\omega_s^* M}{L_r} \varphi_r^* \quad (\text{III.72})$$

Durant le mode de convergence, les conditions $S(i_{sd})PS(i_{sd}) < 0$, $S(i_{sq})PS(i_{sq}) < 0$ doivent être vérifiées. On introduit dans les équations (III.69),(III.70),les équations (III.71) et (III.72). Les commandes non linéaires V_{sdn} et V_{sqn} sont respectivement les suivantes:

$$PS(i_{sd}) = -\frac{1}{\sigma L_s} V_{sdn} \tag{III.73}$$

$$PS(i_{sq}) = -\frac{1}{\sigma L_s} V_{sqn} \tag{III.74}$$

On prend les commandes douces suivantes :

$$V_{sdn} = K_{sd} \frac{S(i_{sd})}{|S(i_{sd})| + \epsilon_{sd}} \tag{III.75}$$

$$V_{sqn} = K_{sq} \frac{S(i_{sq})}{|S(i_{sq})| + \epsilon_{sq}} \tag{III.76}$$

III.3.5 Application de la commande par mode de glissement

L'application de réglage en cascade de la vitesse et de flux rotorique par mode glissant sur le MAS est illustrée par la figure III.12. Et le bloc FOC est représenté par la figure III.13.

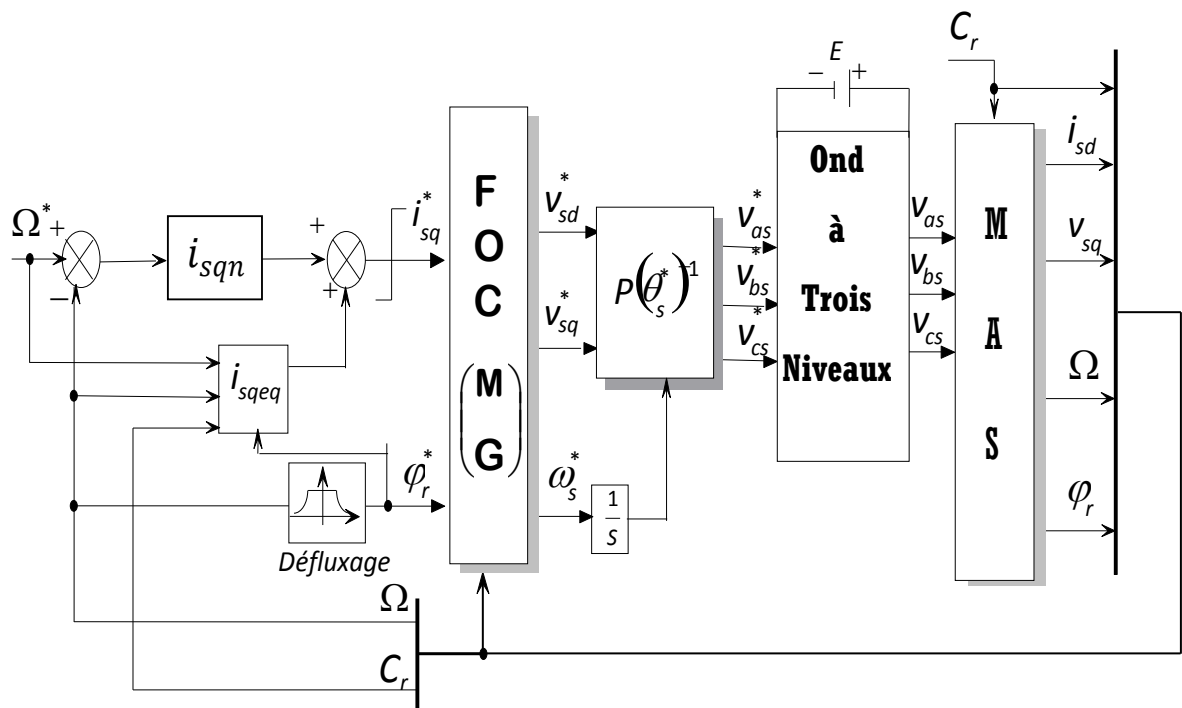


Figure III.12-Schéma bloc de réglage de la vitesse de la MAS par mode de glissement

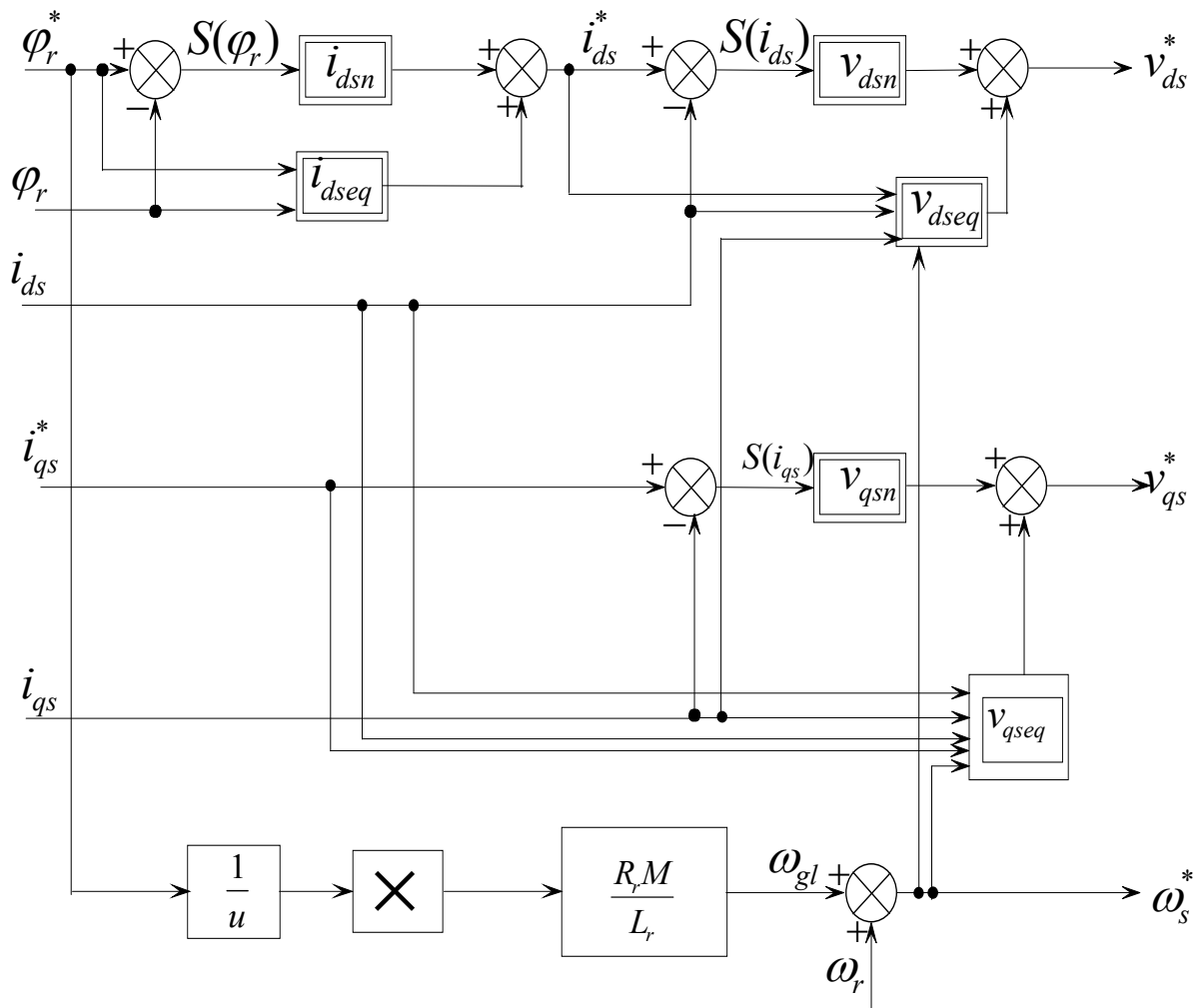


Figure III.13- Représentation schématique du FOC(MG)

III.4 Simulation et interprétation des résultats

Afin de tester les deux techniques de commandes présentées dans ce chapitre, nous allons imposer une vitesse de 150 rad/s comme consigne et observer l'évolution des caractéristiques de la MAS en termes de la rapidité, la précision et la stabilité. Les résultats de simulation sont présentés pour deux cas :

- Cas(a) : régulation de la vitesse en utilisant la commande vectorielle est assurée par des régulateurs PI classiques ;
- Cas(b) : régulation de la vitesse en utilisant la commande vectorielle est assurée par des régulateurs en mode de glissement.

III.4.1 Essai en charge

La figure III.14 et III.15 représente un démarrage à vide de la MAS suivi d'une introduction d'une charge à l'instant $t=0.75s$ de 10N.m qu'on annule à l'instant $t=1.5s$. On constate qu'avec les régulateurs PI classique, le régime transitoire est plus pulsatoire, le dépassement est de 0.53%

et l'atteint de la vitesse est après 0.17s. Tandis que, les régulateurs par mode de glissement présentent un régime transitoire moins pulsatoire, le dépassement est de 0.12% et le temps de réponse est de 0.15s.

Durant le régime permanent, les deux types de régulateurs donnent des bonnes performances en termes de stabilité et de suivi de consigne. Mais en termes de précisions, les régulateurs par mode de glissement est plus précis, ils présentent une erreur de 0.1 rad/s. Dès que la charge est appliquée, la vitesse diminue et reste au-dessous de 150rad/s pour les PI classique jusqu'à annulation de la charge. Par contre, pour le deuxième cas la vitesse diminue et revient rapidement à son état initial.

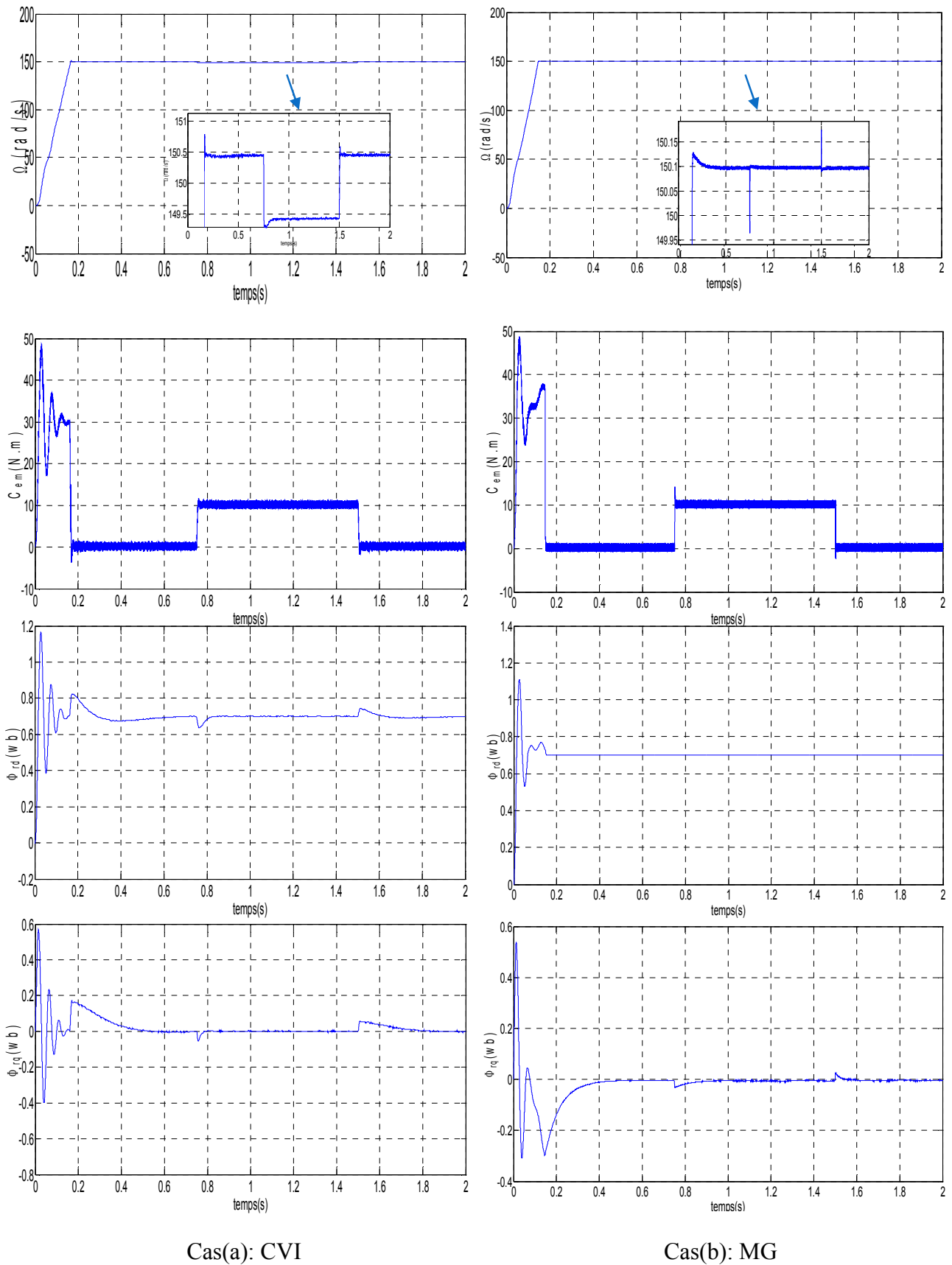


Figure III.14-Réglage de la vitesse de rotation par des régulateurs PI classiques et mode glissant

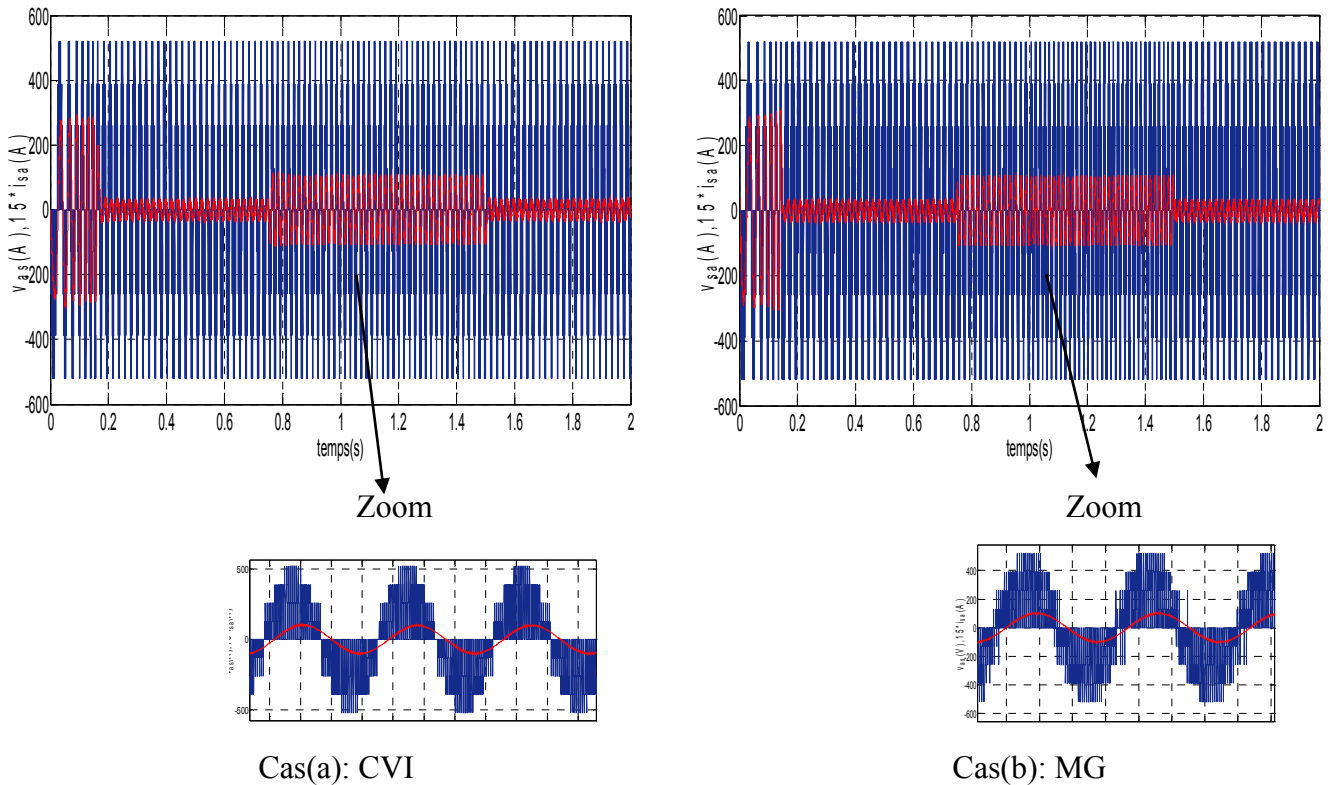


Figure III.15-Tension et courant statorique dans les deux cas

III.4.2 Tests de robustesses

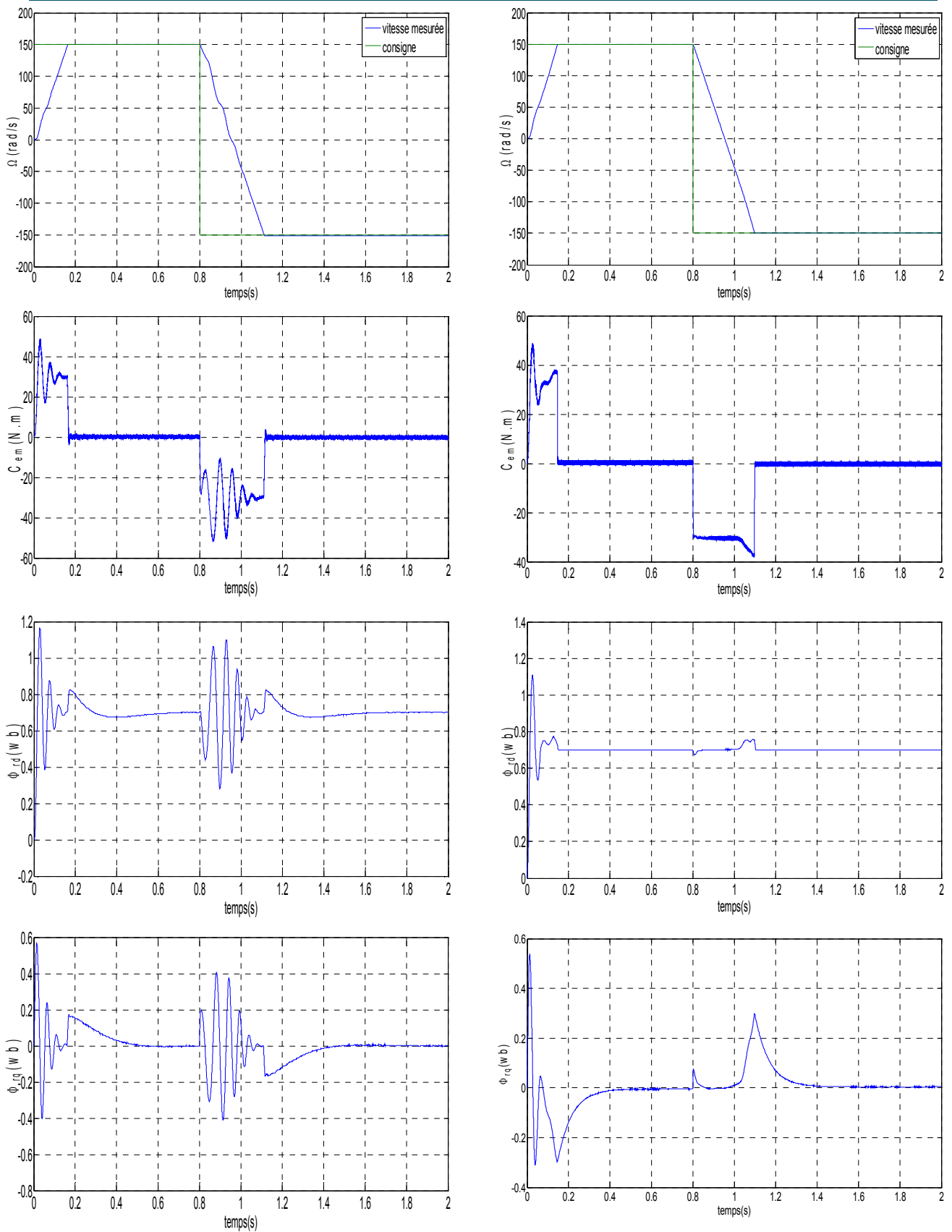
Afin de tester la robustesse de ces deux types de commande, nous allons simuler deux tests possibles pour l'application de la MAS en moteur:

- *Premier test*: inversion de la vitesse de rotation à l'instant $t=0.8s$;
- *Deuxième test* : l'application de la charge entre $t=0.75s$ et $t=1.5$ suivi de l'augmentation de l'inertie de 50% à l'instant $t=0.8s$ et la diminution de la résistance rotorique de 70% à l'instant $t=1s$.

III.4.2.1 Inversion de la vitesse de rotation

Rappelons que ce test consiste à inverser la vitesse de 150 rad/s à -150rad/s à l'instant $t=0.8s$. Les résultats de simulations sont illustrés par la figure III.16 et III.17.

La vitesse atteint sa consigne positive pendant la même durée de l'essai précédant pour les deux cas. A l'instant $t=0.8s$ la vitesse baisse de façon linéaire pour la commande qui utilise les régulateurs en mode glissant, et atteint la consigne négative pendant une durée de 0.3s, tandis que l'atteint de la vitesse négative en utilisant les régulateurs PI classiques est non linéaire, elle présente des oscillations qui se traduit par des vibrations.



Cas(a) : CVI

Cas(b) : MG

Figure III.16-Evolution des caractéristiques de la MAS après inversion de la vitesse

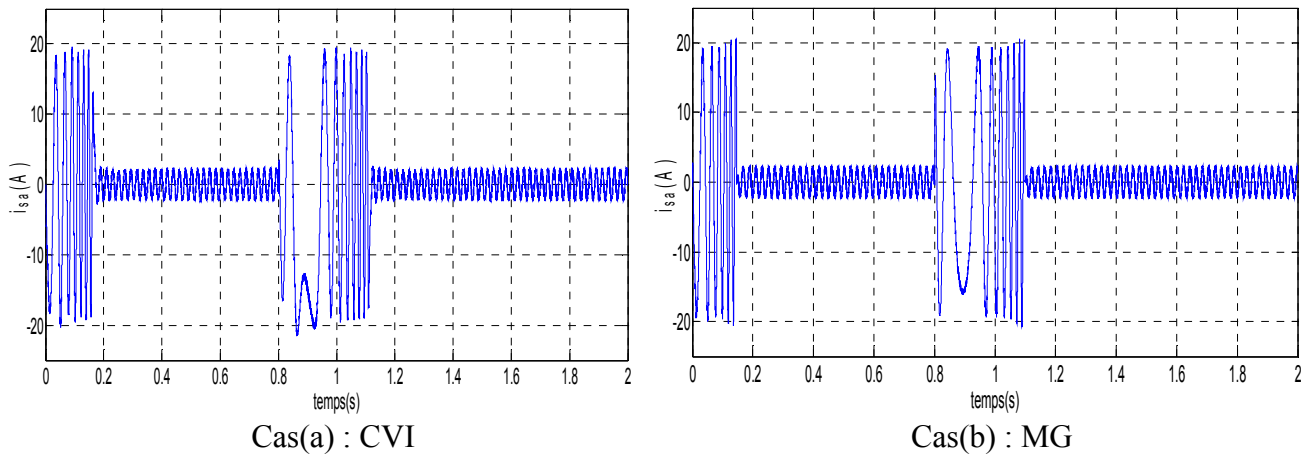


Figure III.17-Evolution des courants statoriques après inversion de la vitesse

III.4.2.2 Variation de l'inertie et de la résistance rotorique

Les figures III.18 et III.19 représentent les résultats de simulations de la variation de l'inertie et la résistance rotorique. Les résultats de la commande vectorielle avec PI classique : les résultats obtenus sont similaires avec l'essai en charge jusqu'à l'instant de la variation de la résistance rotorique, la vitesse chute brusquement et perd 6.67% dans une durée de 0.5s, après l'annulation de la charge la vitesse augmente et atteint sa consigne dans 0.1s. Le couple est devenu pulsatoire à l'instant de la variation de la résistance rotorique, il se stabilise à $t=1.3$ s mais avec une diminution de l'amplitude de façon flagrante. A propos des flux rotoriques, on constate que le découplage n'est pas assuré dès la variation de la résistance jusqu'à l'annulation de la charge.

Résultats de la commande par mode de glissement: en variant l'inertie de 50% et la résistance rotorique de 70%, les résultats observés par les régulateurs glissant sont identiques à celle obtenus en charge, la commande est insensible à ces variations.

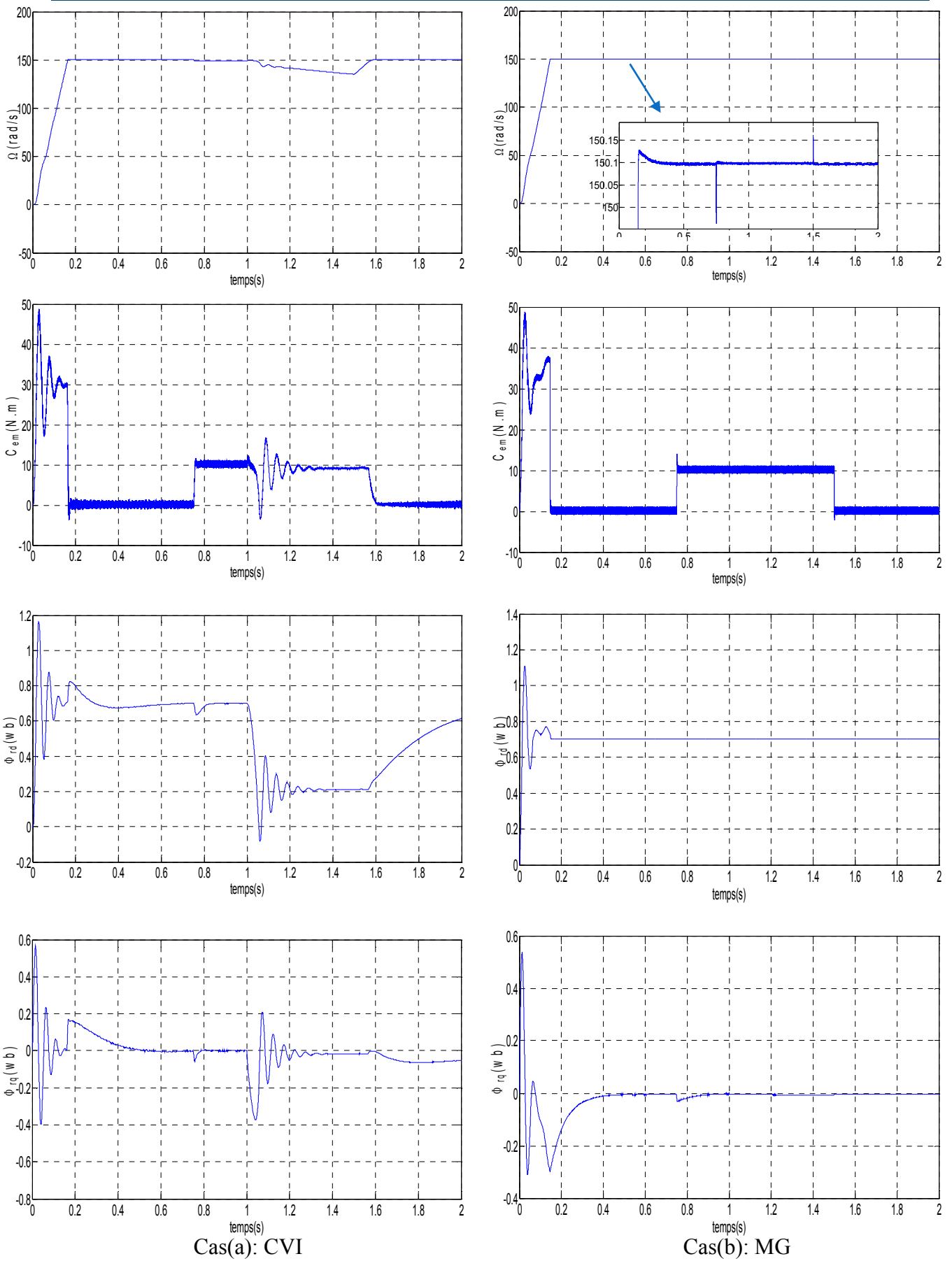


Figure III.18-Comportement de la MAS lors de la variation de l'inertie et de la résistance rotorique

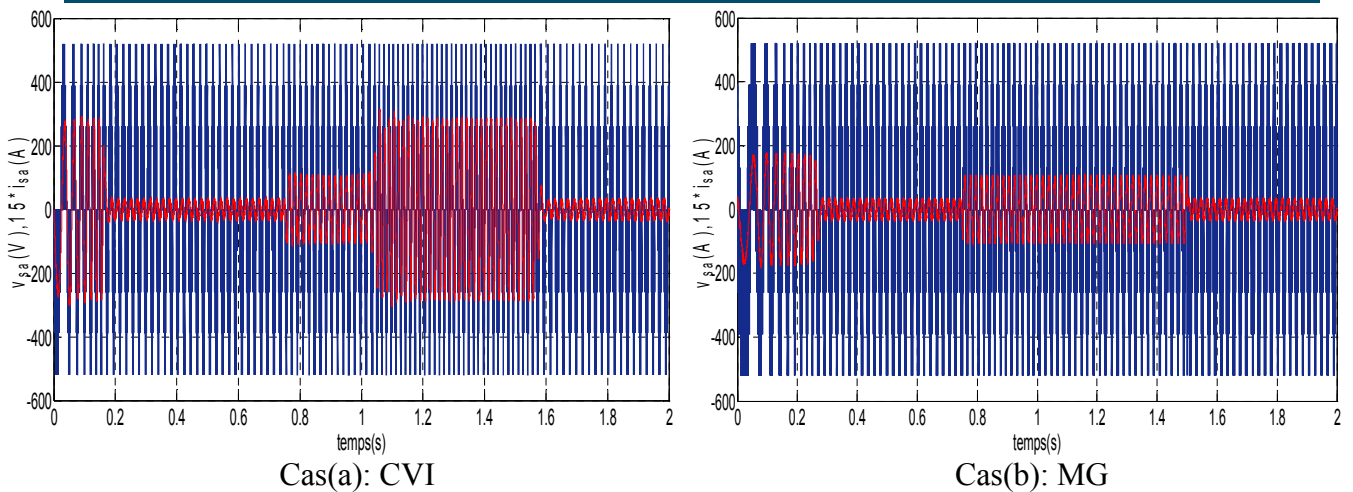


Figure III.19-Variation de la tension et du courant statorique

III.5 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la commande vectorielle indirecte avec des régulateurs PI classiques et la commande par mode de glissement, l'objectif principal étant la régulation de la vitesse. Dans ce contexte, nous avons présenté tout d'abord un rappel théorique sur ces deux types de commande. Après la conception de la commande de ces deux derniers, nous avons enfin présenté les résultats de simulations et les commentaires associés.

Le réglage de la vitesse avec la commande vectorielle en utilisant les régulateurs PI classiques présente un bon temps de réponse. Cependant, cette technique présente des mauvaises performances lors des tests de la robustesse et ne rejette pas totalement les perturbations. Par contre, la commande par mode de glissement rejette totalement les perturbations. Elle permet la bonne poursuite de la consigne et pratiquement insensible aux variations paramétriques.

De cet état de fait, on conclut que le réglage de la vitesse par mode de glissement, apporte des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs PI classiques, et le remplacement de la fonction *sign* par la fonction *smooth* minimise le phénomène de broutement qui répercute sur les actionneurs. Cependant, l'application de la commande par mode de glissement dans les domaines qui demandent une grande précision, cette dernière a besoin des améliorations.

Dans le but d'augmenter la précision de la commande par mode de glissement, nous allons imposer des améliorations, en combinant la logique floue et la commande par mode de glissement. Ces propositions seront l'intérêt du prochain chapitre.

Chapitre IV : Commande flou- mode glissant du moteur asynchrone

IV.1 Introduction

La logique floue (en anglais : Fuzzy logic) est une extension de la logique booléenne créée par le professeur Lotfi Zadeh en 1965 en se basant sur sa théorie mathématique des ensembles flous, qui est une généralisation de la théorie des ensembles classiques. En introduisant la notion de degré dans la vérification d'une condition, permettant ainsi à une condition d'être dans un autre état que vrai ou faux, la logique floue confère une flexibilité très appréciable aux raisonnements qui l'utilisent, ce qui rend possible la prise en compte des imprécisions et des incertitudes [22]. La logique floue ne remplace pas nécessairement les systèmes classiques de régulation. Elle est complémentaire et utilisée particulièrement lorsqu'on ne dispose pas de modèle mathématique précis du processus à commander ou lorsque ce dernier présente de forts non linéarités ou imprécisions [23].

La commande par mode de glissement a largement prouvée son efficacité à travers les études théoriques rapportées, l'avantage que procure une telle commande et qui la rend aussi importante est sa robustesse vis-à-vis des perturbations et des incertitudes du modèle. Cependant, ces performances sont obtenues au prix de certains inconvénients : phénomène de chattering qui peut causer l'instabilité et qui a un effet néfaste sur les actionneurs.

Parmi les solutions proposées à ces problèmes, la commande par flou-mode glissant est le choix meilleur. C'est une commande qui combine la logique floue et le mode glissant afin d'obtenir une commande **robuste** et **lissée**.

Dans ce chapitre, on présente un aperçu général sur la théorie de la logique floue et ses principes de bases, ensuite le principe de la conception d'un régulateur flou-mode glissant proposé et son application pour le réglage de la vitesse d'une machine asynchrone. Enfin, on présente les résultats de simulations et les commentaires associés.

IV.2 Concept de la logique floue

L'homme perçoit, raisonne, imagine et décide à partir des modèles ou des représentations. Sa pensée n'est pas binaire. L'idée de la logique floue et de capturer l'imprécision de la pensée humaine et de l'exprimer avec des outils mathématiques appropriés. La résolution d'un problème exige la recherche du modèle qui est le plus objectif et le plus certain possible, les modèles de notre cerveau peuvent être assez compliqués et également vagues, flous ou imprécis. L'homme ne raisonne pas comme l'ordinateur : au tout ou rien. La logique floue inspire ces caractéristiques du raisonnement humain. Elle est basée sur la constatation que la plupart de phénomènes ne peut être représentés à l'aide de variables booléens qui ne peuvent pas prendre que deux valeurs (0 et 1). Peut-on considérer un homme de taille 1.7m grand ou petit ? N'est-il pas ni vraiment grand, ni vraiment petit ? Pour répondre à ce type de question, la logique floue considère la notion d'appartenance d'un objet à un ensemble, non plus comme une fonction booléenne, mais comme une fonction qui peut prendre toutes les valeurs entre 0 et 1.

En effet, elle caractérise un homme par un degré de vérification ou un degré d'appartenance à ``homme de grande taille`` compris entre 0 et 1. On peut également définir une fonction ``homme de taille moyenne``, et ``homme de petite taille``...etc.

Un homme de taille 1.75m appartient à la catégorie de ``taille grande`` avec un degré de vérification de 50% et à la catégorie de ``taille moyenne`` avec le même degré de vérification. Tandis qu'il appartient à la catégorie de ``taille petite`` avec un degré de vérification de 0%. Cela peut être traduit par la figure suivante [23]:

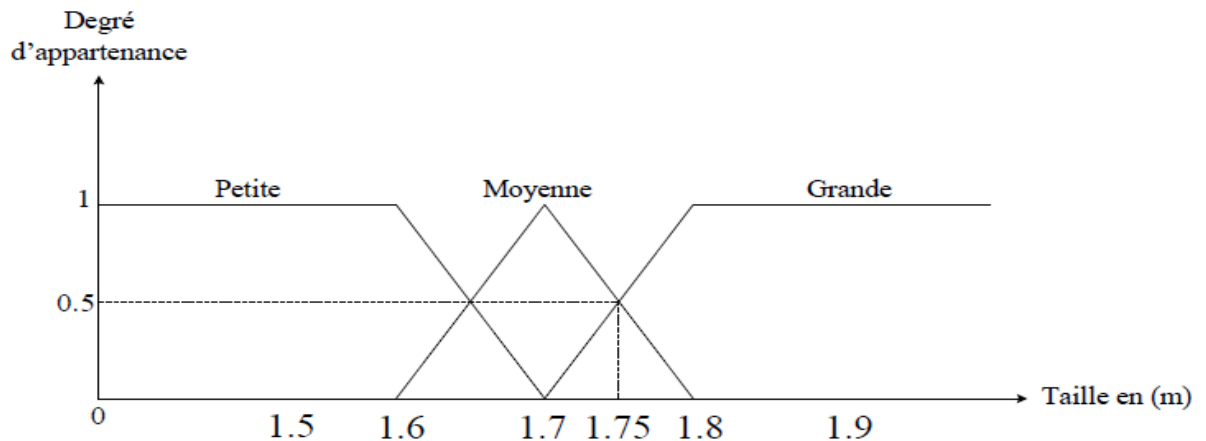


Figure IV.1-Concept flou des différentes catégories de taille d'un homme

On peut exprimer la représentation de la figure VI.1 par une fonction d'appartenance $u_A(x)$ qui exprime le degré d'appartenance de l'élément x à la catégorie A , ou :

x : est la taille de l'homme ;

A : est la catégorie ou classe (petite, moyenne, grande).

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{pour } x \geq 1.8 \\ 0 & \text{pour } x \leq 1.7 \\ 1(x - 1.7) & \text{pour } 1.7 < x < 1.8 \end{cases} \quad (\text{VI.1})$$

De la même manière, on peut définir la fonction $u_B(x)$, $u_C(x)$ pour les catégories moyenne et petite, respectivement.

IV.3 Notions de bases sur le régulateur flou

Un contrôleur flou est composé de quatre blocs : la fuzzification, l'inférence, base de règles et la défuzzification, comme montre la figure IV.2.

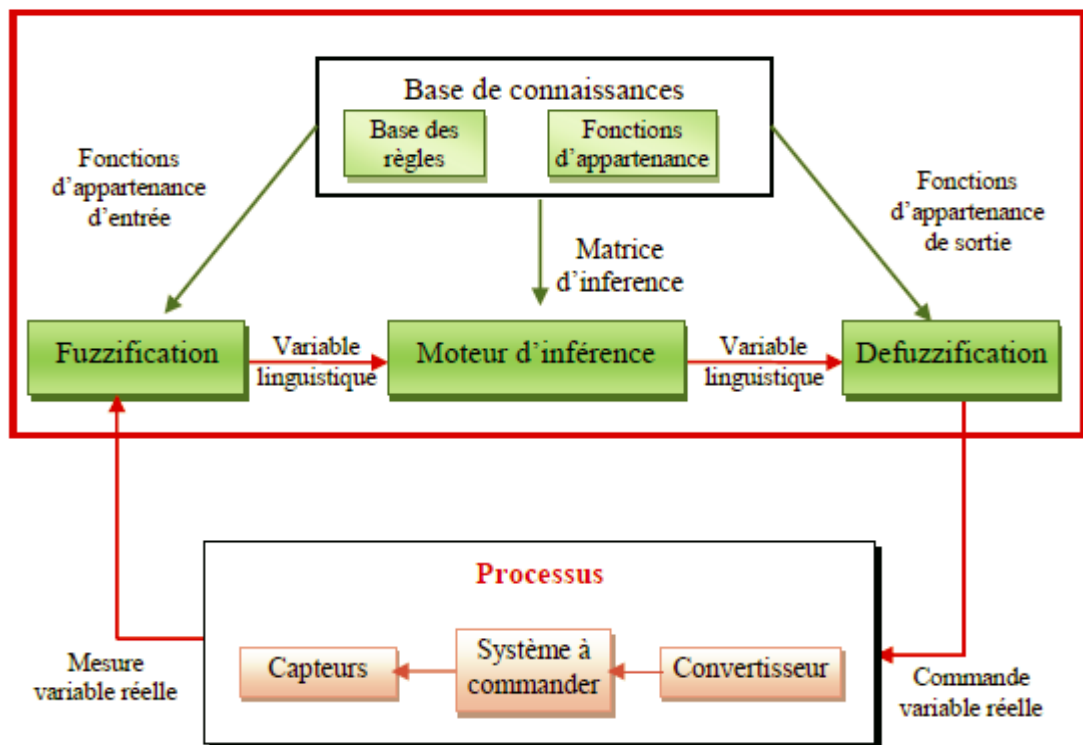


Figure IV.2-Structure général d'un régulateur flou

IV.3.1 Fuzzification

La fuzzification consiste à attribuer à des valeurs réelles de chaque des ensembles flous définies préalablement, et donc transformer l'entrée réelle en un sous ensemble flou [24].

Ensembles flous

Comme dans la théorie des ensembles classiques, on définit l'intersection, l'union ainsi que le complémentaire d'un ensemble flou. Ces relations sont traduites par les opérateurs ``et``, ``ou`` et ``non``. De nouvelles fonctions d'appartenance liées à ces opérateurs sont établies [25] :

x appartient à A et B (Intersection) $\leftrightarrow x \in A \cap B \leftrightarrow \mu_{A \cap B}(x)$;

x appartient à A ou B (Union) $\leftrightarrow x \in A \cup B \leftrightarrow \mu_{A \cup B}(x)$;

x appartient au complément de A $\leftrightarrow x \in \bar{A} \leftrightarrow \mu_{\bar{A}}(x)$.

Il existe plusieurs de nombreuses variantes dans ces opérateurs. Cependant, les plus répandus sont dits «de Zadeh» décrits ci-dessous [26] :

Intersection

Le degré de vérité de la proposition « $A \cap B$ » est le minimum des degrés de vérité de A et de B :

$$\mu_{A \cap B} = \text{MIN} (\mu(A), \mu(B)) \quad (\text{VI.2})$$

Exemple :

«Température Basse» est vraie à 0.7, «Pression Faible» est vraie à 0.5 «Température Basse ET Pression Faible» est vraie donc à $0.5 = \text{MIN} (0.7; 0.5)$.

Remarque : l'opérateur ET de la logique classique est respecté : 0 ET 1 donne 0.

Union

Le degré de vérité de la proposition « $A \cup B$ » est le maximum des degrés de vérité de A et de B :

$$\mu_{A \cup B} = \text{MAX} (\mu(A), \mu(B)) \quad (\text{VI.3})$$

Exemple :

«Température Basse» est vraie à 0.7, «Pression Faible» est vraie à 0.5 «Température Basse OU Pression Faible» est vraie donc à $0.7 = \text{MAX} (0.7; 0.5)$.

Remarque : l'opérateur OU de la logique classique est respecté : 0 OU 1 donne 1.

Complément

Le degré de vérité de la proposition \bar{A} est :

$$\mu(\bar{A}) = 1 - \mu(A) \quad (\text{VI.4})$$

Exemple :

«Température Basse» est vraie à 0.7 «NON Température Basse» que utilisera généralement cette forme «Température NON Basse», est vraie donc à 0.3.

Remarque : l'opérateur Négation de la logique classique est respecté : NON(0) donne 1, NON(1) donne 0.

La figure IV.3 résume ces opérations, de façon graphique :

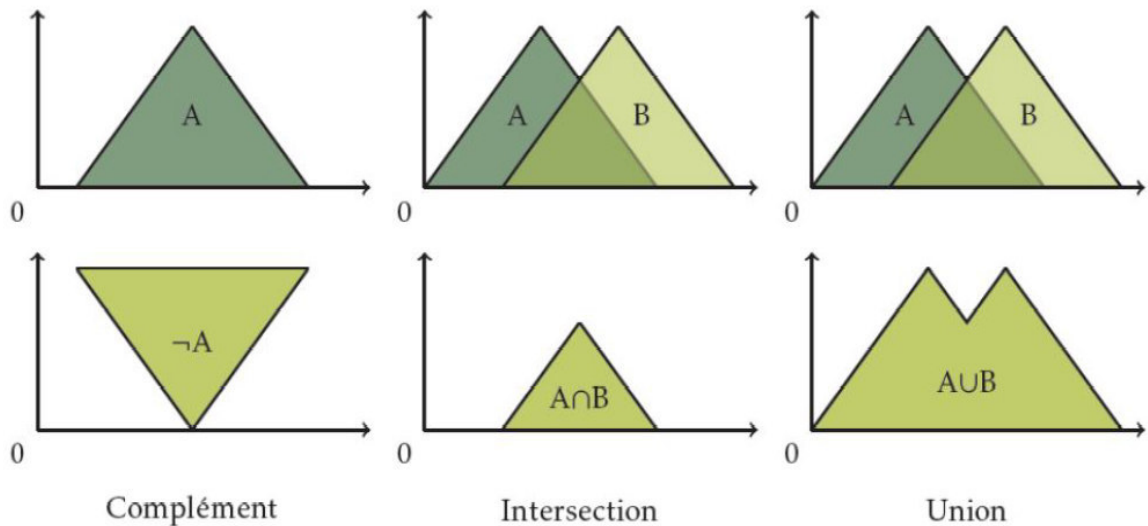


Figure IV.3-Exemple d'opération sur les ensembles flous

IV.3.2 Base de règles floues

La logique floue a pour objectif de formaliser et de mettre en œuvre la façon de raisonner d'un être humain. En cela, elle peut être classée dans le domaine de l'intelligence artificielle.

L'outil le plus utilisé dans l'application de la logique floue est la base de règles floues est composée de règles qui sont généralement utilisées en parallèle, mais peuvent également être enchaînées dans certaines applications [26].

Une règle est du type :

SI « condition » ALORS « conclusion ».

Par exemple : SI «température élevée et pression forte» ALORS «ventilation forte est soupape grande ouverte».

Généralement, plusieurs règles floues sont nécessaires pour prendre une décision face à une situation donnée. On s'intéresse au cas de plusieurs règles floues dans le domaine de la commande et la régulation. Les règles floues peuvent être décrites de plusieurs façons [23]:

- Linguistiquement : on exprime les règles de façon explicite comme dans l'exemple précédent.
- Symboliquement : on remplace la désignation linguistique des ensembles flous par des symboliques, tel que (PG,PP ,...etc) désignent (Positif Grand, Positif Petit,...etc).
- Par matrice d'inférence : dans ce cas, on rassemble toutes les règles qui sont désignées symboliquement dans un tableau appelé "Matrice d'inférence", les entrées du tableau représentent les degrés d'appartenance des variables linguistiques des entrées aux différents ensembles flous. Et l'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de sortie défini par la règle.

IV.3.3 Inférence

A partir de la base de règles donnée par l'expert et des sous-ensembles flous correspondants à la fuzzification des entrées, le mécanisme d'inférence calcule le sous ensemble flou relatif à la commande du système [24].

IV.3.4 Défuzzification

Par cette étape se fait le retour aux grandeurs de sorties réelles. Il s'agit de calculer à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous de la variable de sortie, l'abscisse qui correspond à la valeur de cette sortie [25]. Plusieurs méthodes ont été proposées, parmi lesquelles, on peut citer :

- ✚ Méthode du centre de gravité ;
- ✚ Méthode par valeur maximum ;
- ✚ Méthode des hauteurs pondérées.

IV.4 Conception du régulateur flou-mode glissant

Le but de ce chapitre est d'améliorer la précision de la commande par mode de glissement. Pour améliorer la précision, il faut augmenter le gain constant du régulateur de vitesse. Comme on a cité dans le chapitre précédant, le remplacement de la fonction *sign* de la partie discontinue du régulateur de vitesse par la fonction *smooth* minimise le phénomène de broutement. Cependant, la multiplication de la fonction *smooth* par grand gain constant, augmente la pente de la fonction *smooth*, ce qui ramène à augmenter le phénomène de broutement. Donc, l'idée est de concevoir un gain variable qui varier avec la variation de la fonction *smooth*. C'est pour cette raison, que nous avons appelé la logique floue. Le schéma du régulateur flou-mode glissant est donné par la figure IV.4.

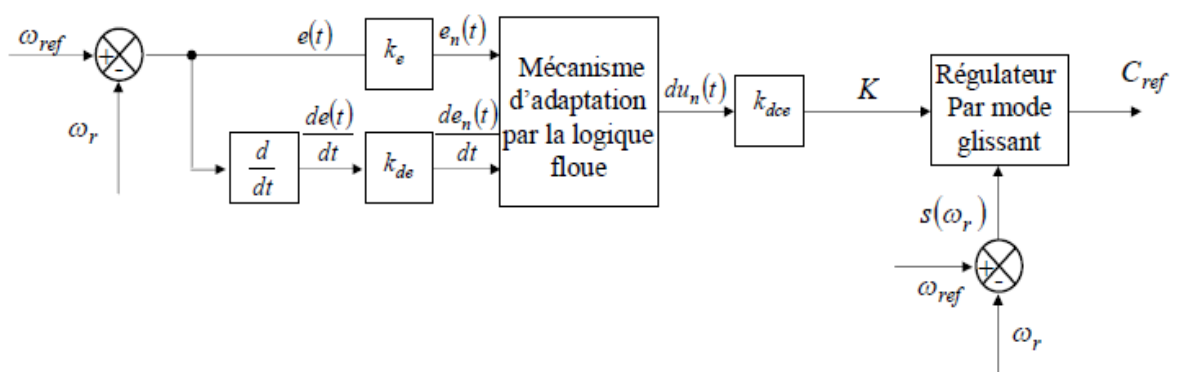


Figure IV.4-Architecture de commande flou mode de glissement

IV.4.1 Fuzzification

Cette étape consiste à transformer des valeurs numériques aux entrées en valeurs floues [26], pour une bonne régulation de la vitesse, on utilise deux entrées : l'erreur et sa dérivé. Et une sortie : la commande.

IV.4.2 Choix des fonctions d'appartenance

Les fonctions d'appartenance utilisées dans notre étude est de type triangulaire et trapézoïdale. Les différents ensembles sont caractérisés par des désignations standards :

Négatif Grand NG

Positif Petit PP

Négatif Moyen NM

Positif Moyen PM

Négatif Petit NP

Positif Grand PG

Environ Zéro EZ

La figure IV.5 montre les différentes fonctions d'appartenance des entrées μ_E (l'erreur), μ_{DE} (la variation de l'erreur) et μ_{DU} (la commande) respectivement.

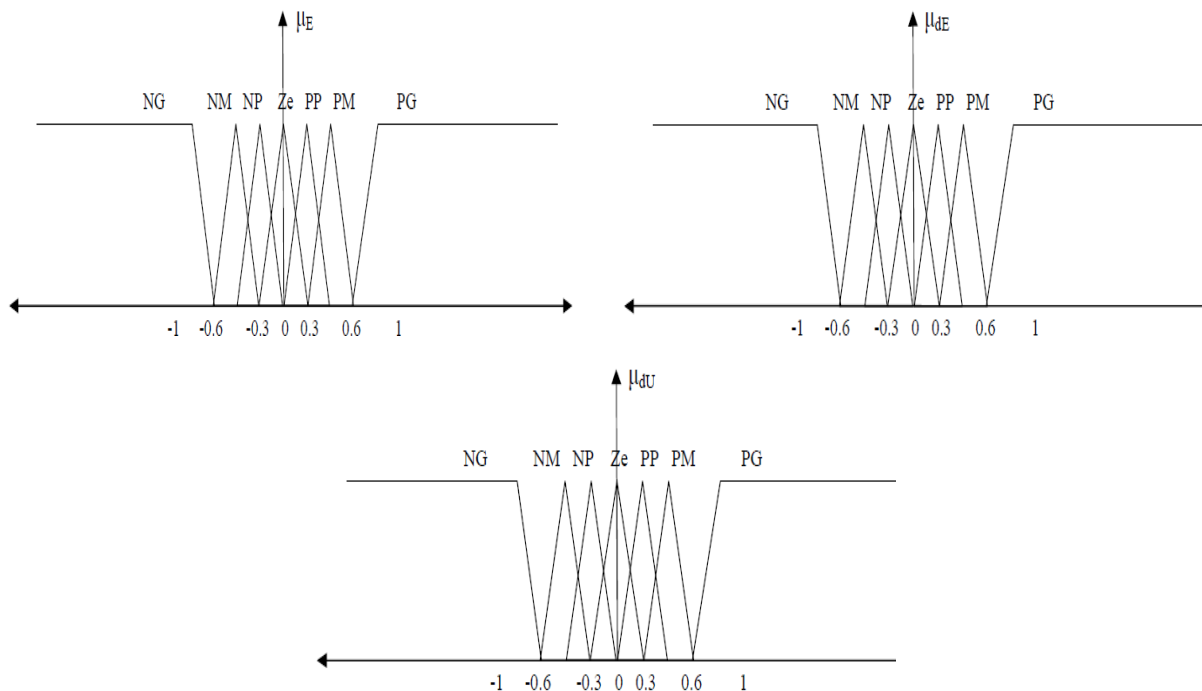


Figure IV.5-Fonctions d'appartenance du régulateur flou

IV.4.3 Base de règles et inférence floue

A partir de l'étude du comportement du système nous pouvons établir les règles de commande, qui relie la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons constaté, il y a sept

ensembles flous, ce qu'implique quarante-neuf combinaisons possibles de ces entrées, d'où quarante-neuf règles données sous la forme de tableau [26] :

dE E	NG	NM	NP	Ze	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	Ze
NM	NG	NG	NG	NM	NP	Ze	PP
NP	NG	NG	NM	NP	Ze	PP	PM
Ze	NG	NM	NP	Ze	PP	PM	PG
PP	NM	NP	Ze	PP	PM	PG	PG
PM	NP	Ze	PP	PM	PG	PG	PG
PG	Ze	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau IV.1-Matrice d'inférence utilisée

IV.5 Application de la commande flou-mode glissant

La figure IV.6 illustre le schéma synoptique de la commande flou-mode glissant :

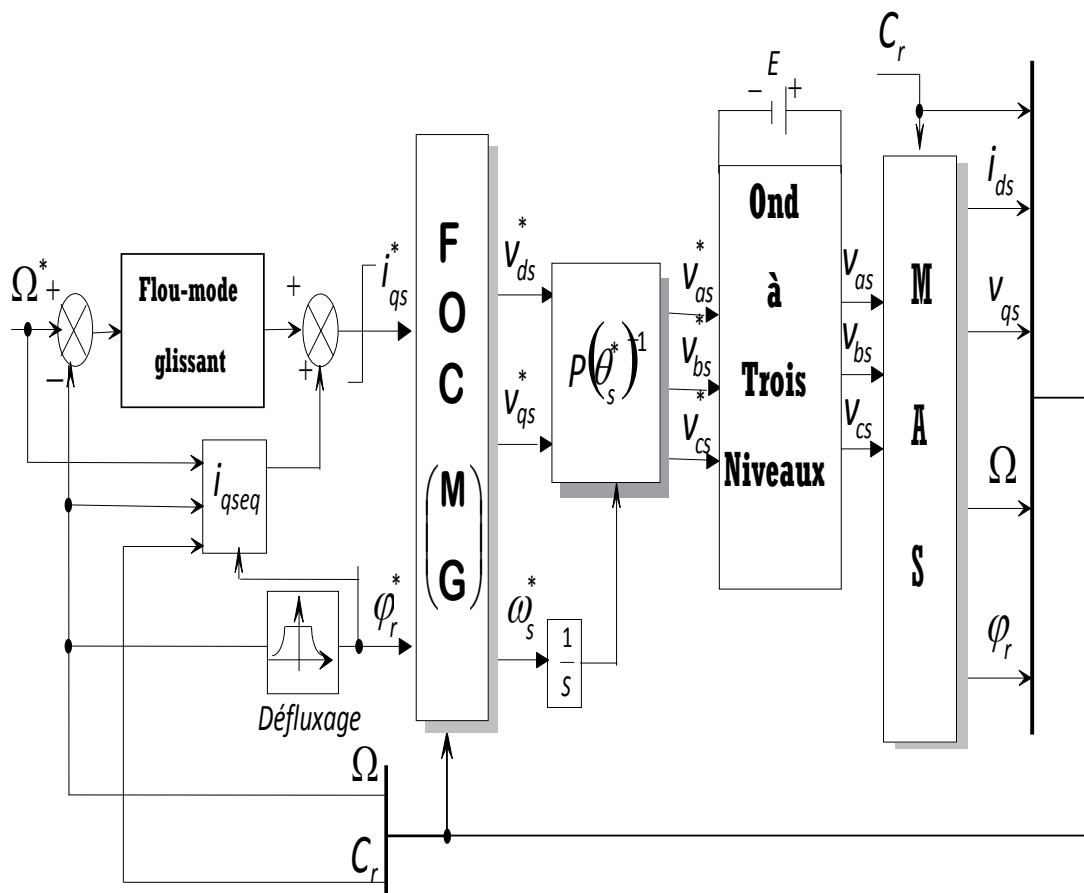


Figure IV.6-Structure global d'un réglage flou-mode glissant d'un moteur asynchrone

IV.6 Simulation et interprétation des résultats

L'objectif de cette simulation est la vérification des améliorations théoriques proposées dans ce chapitre. Pour cela, nous simulons la commande flou-mode glissant dans les mêmes conditions que la commande par mode de glissement, en imposant la même consigne et le même temps de réponse et en observant l'évolution de l'erreur de vitesse et les variations du couple électromagnétique (est ce que les ondulations du couple sont minimisées ou pas ?)

Les figures IV.7 et IV.8 représentent les résultats de simulations obtenus avec un démarrage à vide suivi d'une application d'une charge de 10 N.m de l'instant $t=0.5s$ à l'instant $t=1.5s$.

Les résultats obtenus montrent que les améliorations théoriques ont été réalisées. Rappelons-nous que l'erreur de vitesse avec la commande par mode de glissement est de 0.1 rad/s. Tandis que, l'erreur enregistrée avec la commande flou-mode glissant n'est que 0.067 rad/s, et on constate aussi que les ondulations du couple enregistrées par la commande flou-mode glissant sont minimisées (diminution d'amplitude et de fréquence) Et cela, en réalisant les mêmes performances avec la commande par mode de glissement en termes de précision et de rapidité.

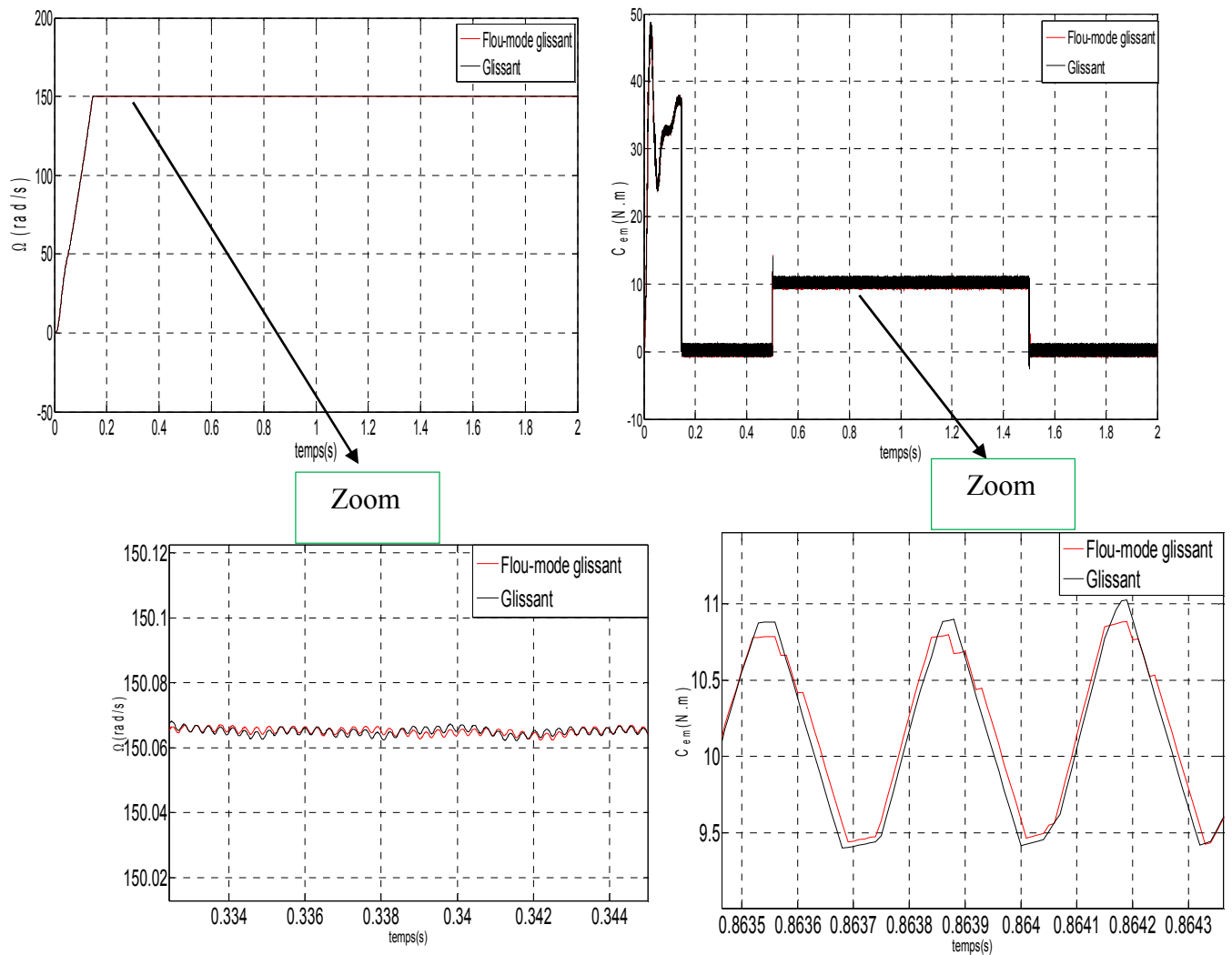


Figure IV.7-Evolution de la vitesse et du couple avec l'insertion de la charge

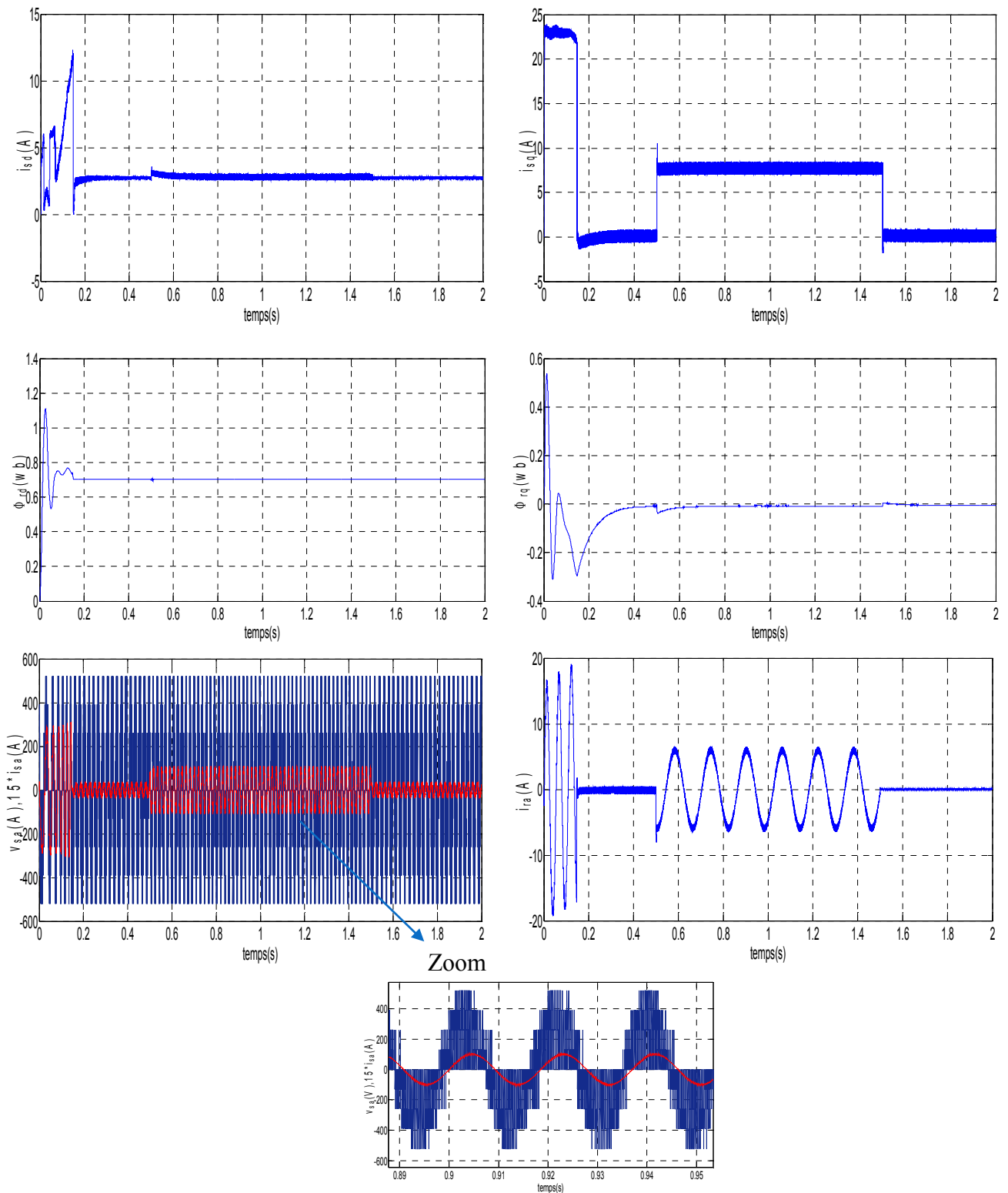


Figure IV.8-Evolution des caractéristiques de la MAS avec l'insertion de la charge

IV.6.1 Tests de robustesses

Afin de tester la robustesse de la commande flou-mode glissant de la machine asynchrone, deux tests sont effectués : le premier s'agit de l'inversion de la vitesse à l'instant $t=0.8s$ et le

deuxième repose sur l'application de la charge de $t=0.5s$ jusqu'à $t=1.5s$ et l'augmentation de 50% de l'inertie à $t=0.8s$ ainsi que la diminution la résistance rotorique à $t=1s$ de 70%.

IV.6.1.1 Inversion de la vitesse

Les résultats de simulations de l'inversion de la vitesse de la machine sont montrés par la figure IV.9. Les résultats obtenus présentent des bonnes performances, la vitesse atteint sa consigne négative durant juste une période de 0.3s, ce qui explique une petite variation du couple et des flux rotoriques, avant que la vitesse atteigne sa consigne négative (rapidité du système).

IV.6.1.2 Variation de l'inertie et de la résistance rotorique

La figure IV.10 représente les résultats de la variation de l'inertie et de la résistance rotoriques. Les résultats obtenus montrent une légère variation des flux rotoriques et une diminution de la pulsation des courants rotoriques, dès la variation de la résistance jusqu'à l'annulation de la charge. Mais le couple mécanique et la vitesse restent insensible à ces variations, ce qui montre la robustesse de ce type de commande vis-à-vis les incertitudes du modèle de la machine.

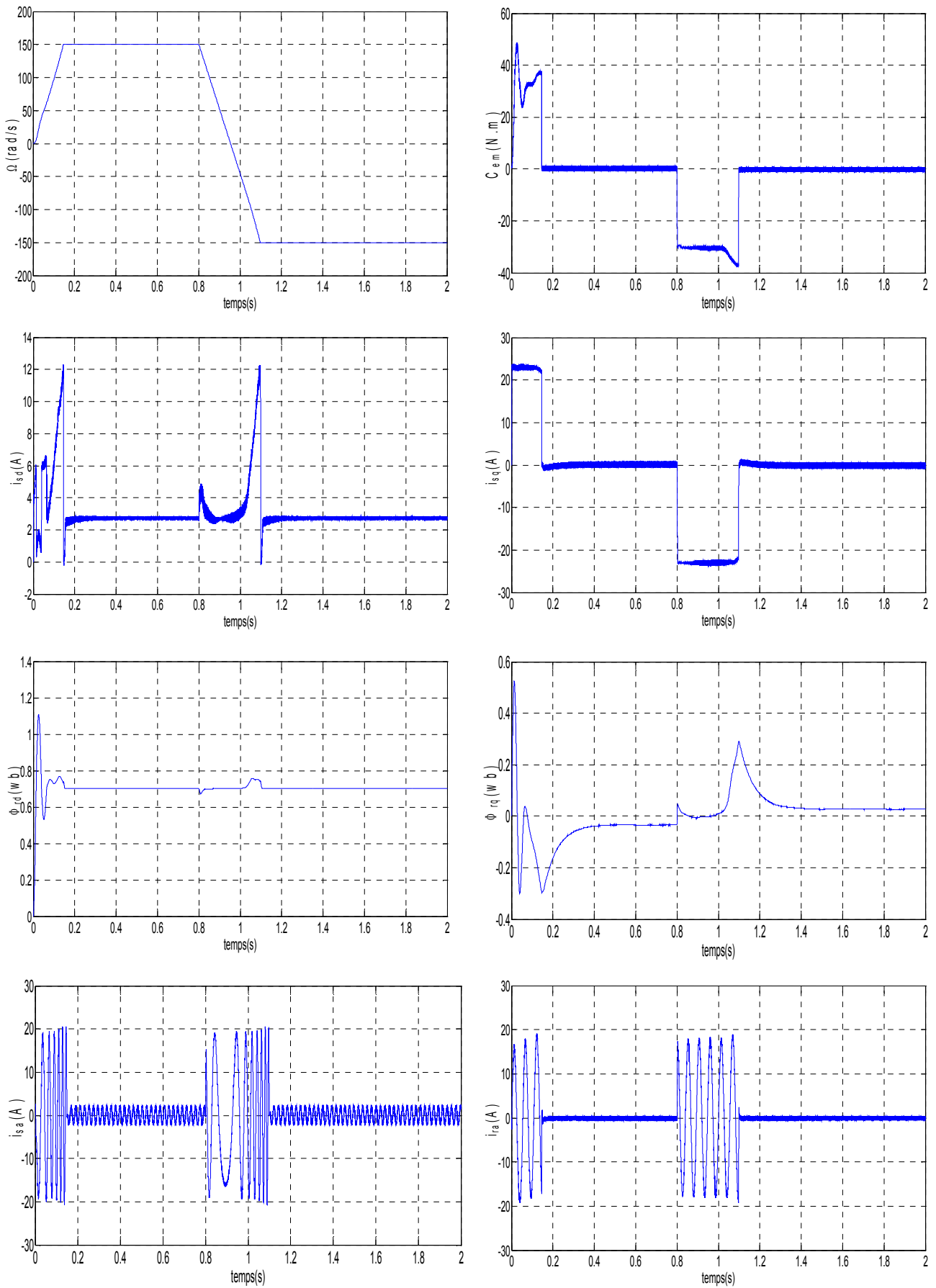


Figure IV.9-Evolution des caractéristiques de la MAS après inversion de la vitesse

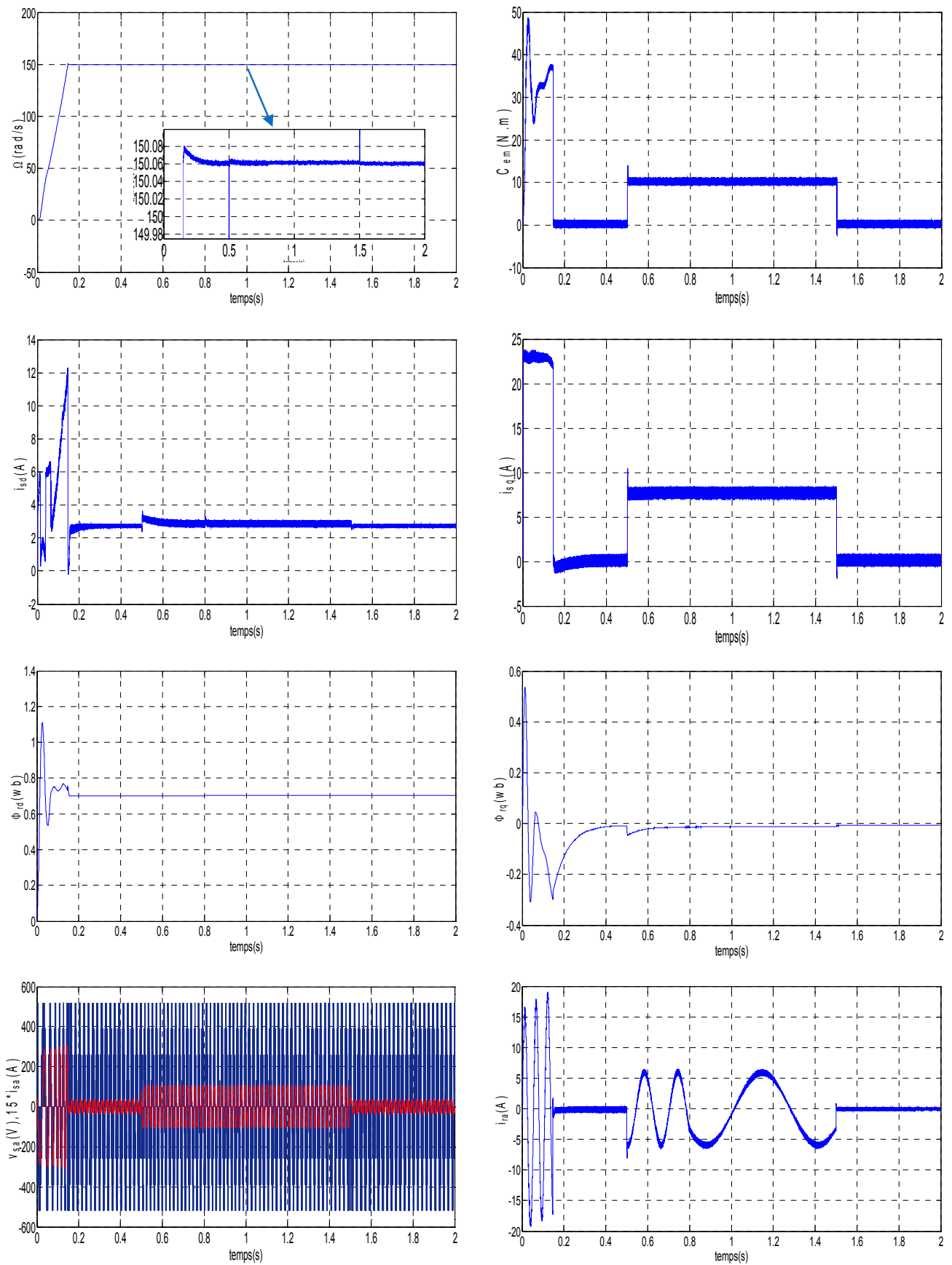


Figure IV.10- Comportement de la MAS lors de la variation de l'inertie et de la résistance rotorique

IV.7 Conclusion

Nous avons présenté le concept et les notions de bases de la logique floue dans le début de ce chapitre. Ensuite, nous avons donné la conception du régulateur flou, et afin de remédier au problème de précision observé dans le chapitre précédent, nous avons combiné la logique floue et la commande par mode de glissement. En réalisant un gain de vitesse variable, qui dépend de l'erreur de vitesse et de la variation de cette erreur.

Les résultats obtenus avec la commande proposée dans ce chapitre sont très satisfaisants. Ils montrent l'amélioration des performances dynamique (une erreur de vitesse réduits et presque annulée, diminution de dépassement), en gardant l'avantage de la commande par mode de glissement qui est la robustesse vis-à-vis les variations paramétriques (inertie, résistance rotorique) et non paramétriques (inversion de la consigne de vitesse, couple de charge).

Conclusion générale
Et
Perspectives

Conclusion générale et perspectives

Le travail réalisé dans ce mémoire propose une commande avancée appliquée à la machine asynchrone. Notre objectif est la commande du moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension à trois niveaux, commandé par la stratégie M.L.I.

Pour ce faire, nous avons présenté dans le premier chapitre les procédés de réglage de la vitesse du moteur asynchrone à cage qui reposent sur le principe de déplacement de la caractéristique mécanique.

Afin de mieux maîtriser la machine, le deuxième chapitre est dédié à la modélisation de la MAS et de l'onduleur, pour cela, nous avons commencé par l'établissement du modèle mathématique de la MAS en adoptant certaines hypothèses simplificatrices, en passant du modèle triphasé au modèle biphasé équivalent basé sur la transformation du Park qui simplifié considérablement les équations de la machine. Enfin, nous avons simulé la machine alimentée par l'onduleur, et nous avons constaté que la technique M.L.I introduit l'augmentation des ondulations du couple électromagnétique qui se traduit par des vibrations et de bruit dans la machine.

Le troisième chapitre est consacré à la commande vectorielle à flux rotorique orienté. Dans ce cadre, nous avons développé deux techniques de commande, la première avec les régulateurs PI classique et la deuxième avec les régulateurs par mode de glissement. A travers les résultats obtenus, nous avons pu constater que les régulateurs par mode de glissement présentent des meilleurs performances en termes de rejet des perturbations et la robustesse vis-à-vis les variations paramétriques et non paramétriques. L'avantage de cette technique se trouve dans le fait qu'elle utilise toute la force de commande pour compenser l'effet des perturbations extérieures, ce qui sollicite fortement l'organe de commande avec une haute fréquence, ce qui risque d'endommager le moteur. Dans notre travail, nous avons remplacé la fonction *sign* de la partie discontinue du régulateur glissant par la fonction *smooth* qu'a minimisée considérablement le phénomène de broutement.

Dans le dernier chapitre, nous nous sommes orienté vers l'optimisation de la commande par mode de glissement, nous avons tracé comme objectif l'amélioration de la précision de la vitesse sans l'augmentation du phénomène de broutement. Pour ce faire, nous avons combiné la logique floue avec la commande par mode de glissement, afin d'obtenir un gain de vitesse variable. Les résultats obtenus montrent l'amélioration de la précision avec une minimisation du phénomène de broutement pour la commande flou-mode glissant, toute en gardant la robustesse de la commande par mode de glissement envers les perturbations intérieures et extérieures.

D'après les résultats obtenus et les observations enregistrées, des perspectives de recherche et de réalisations pratiques intéressantes pouvant contribuer à mieux exploiter la machine sont envisageable :

- ❖ Test et validation des stratégies de commande proposées avec des réalisations pratiques ;
- ❖ Remplacement des onduleurs de tension par des onduleurs matriciels;

- ❖ Application des techniques proposées dans ce mémoire sur d'autres systèmes comme les robots, la traction électrique...etc ;
- ❖ Application d'autres techniques de commande robustes, telle que : la commande adaptative, la DTC, les réseaux neurones ;
- ❖ Etude et commande de la machine asynchrone en régime dégradé ;
- ❖ Application des techniques proposées dans ce travail sur la machine asynchrone en fonctionnement génératrice.

Annexe

Annexe A : Paramètres du moteur asynchrone

Les paramètres de la machine asynchrone sont donnés par le tableau suivant :

Puissance nominale	$P_n = 1.5 \text{ kW}$
Tension nominale	$v_n = 220V$
Fréquence	$f_s = 50\text{Hz}$
Résistance d'une phase rotorique	$r_r = 3.805\Omega$
Résistance d'une phase statorique	$r_s = 4.85\Omega$
Inductance de fuite d'une phase rotorique	$L_r = 0.274H$
Inductance de fuite d'une phase statorique	$L_s = 0.274H$
Inductance mutuelle	$M = 0.258H$
Moment d'inertie	$J = 0.031\text{kg.m}^2$
Frottement	$K_f = 0.00114\text{Nm.s/rad}$
Vitesse de synchronisme	$N_s = 1500 \text{ tr/mn}$
Nombre de paires des pôles	$P = 2$

Annexe B : Paramètres des régulateurs PI et par mode de glissement

B.1 Paramètres des régulateurs PI

Les paramètres des régulateurs PI classiques sont donnés par le tableau ci-après :

<i>Régulateur de vitesse</i>	<i>Régulateur du courant</i>
$\tau = \frac{\tau_r}{12}$	$\tau = \frac{\tau_r}{18}$
$K_{P\Omega} = 5.1659$	$K_{Pi} = 7.7653$
$K_{I\Omega} = 0.19$	$K_{Ii} = 1212$

B.2 Paramètres des régulateurs par mode de glissement

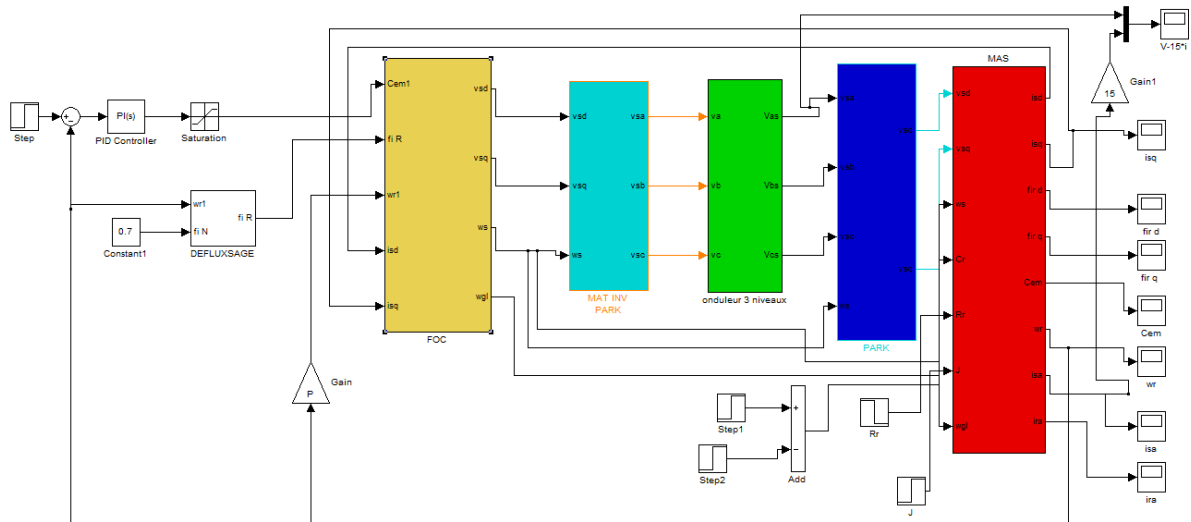
L'ensemble des paramètres de la commande par mode de glissement sont donnés par le tableau suivant :

<i>surface</i>	$S(\omega_r)$	$S(\varphi_r)$	$S(i_{sd})$	$S(i_{sq})$
	$K_{\omega r} = 40$	$K_{\varphi r} = 3.4$	$K_{sd} = 370$	$K_{sq} = 350$
	$\varepsilon_{\omega r} = 1$	$\varepsilon_{\varphi r} = 0.01$	$\varepsilon_{sd} = 0.3$	$\varepsilon_{sq} = 1.9$

Annexe C : Schémas de simulations sous Matlab

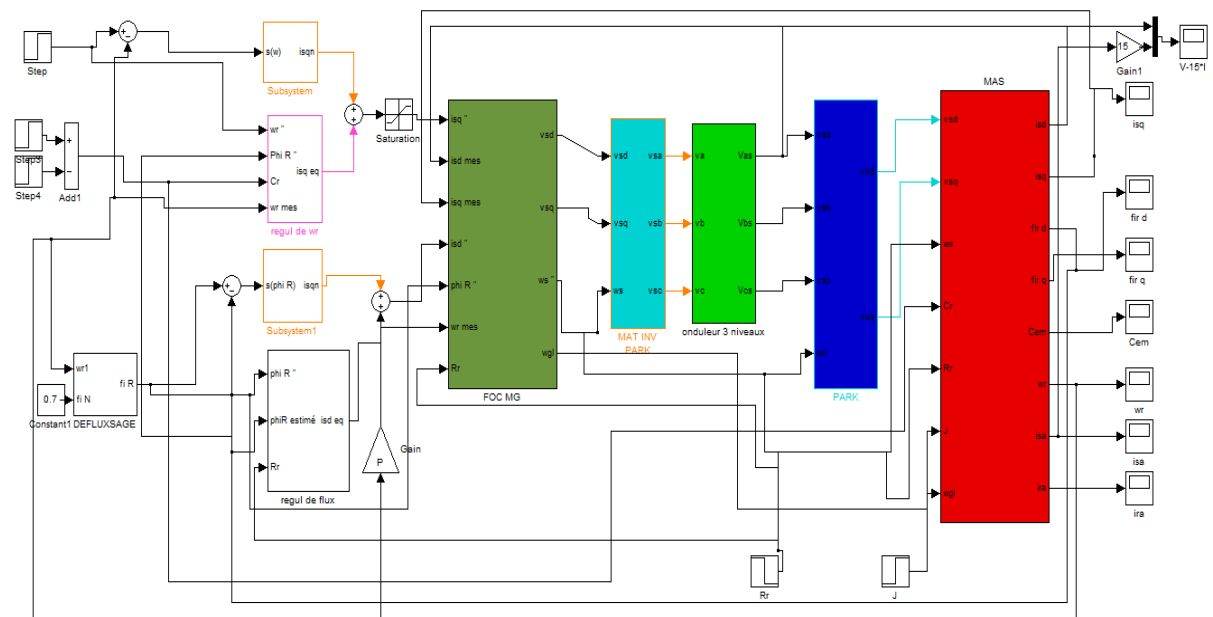
C.1 Schéma de simulation de la commande vectorielle indirecte

Le schéma de simulation de la commande vectorielle indirecte sous-Matlab est donné par la figure suivante :



C.2 Schéma de simulation de la commande par mode de glissement

Le schéma de la commande par mode de glissement est donné par la figure ci-après :



Bibliographie

Bibliographie

- [1] **Z.Boudries**, *Cours commande des machines électriques*, Cours de l'université de Bejaia.
- [2] **T.Laamayad**, « Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode glissant apport de la logique floue », Thèse de Doctorat de l'université de Batna, 2014.
- [3] **K.Hamitouche**, « Contribution à l'amélioration des performances d'une chaîne de traction ferroviaire », Mémoire de Magistère de l'université de Bejaia, 2013.
- [4] **H.Amimeur**, « Contribution au contrôle de la machine asynchrone double étoile », Thèse de Doctorat de l'université de Batna, 2012.
- [5] **Y.Dela**, « Commande par mode glissant-floue pour stabilisation d'attitude d'une UAV de type quadrator », Mémoire de Master de l'université de Msila, 2011.
- [6] **Y.Zouaoui**, « Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone », Mémoire de Magistère de l'université de Sétif, 2010.
- [7] **A.Zemmit**, « Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes », Thèse de Doctorat de l'université de Msila, 2017.
- [8] **P.Vidal**, « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation », Thèse de Doctorat de l'université de Toulouse, France, 2004.
- [9] **L.Benalia**, « Commande en tension des moteurs à induction double alimentés », Thèse de Doctorat de l'université de Batna, 2010.
- [10] **L.Lasne**, *Exercices et problèmes d'électrotechnique*, Cours, Paris, Dunod, 2011.
- [11] **D.Traore**, « Commande non linéaire sans capteur de la machine asynchrone », Thèse de Doctorat de l'école centrale de Nantes, 2008.
- [12] **S.Rezgui**, « Techniques de commande avancées de la machine asynchrone : Etude comparative et applications », Thèse de Doctorat de l'université de Constantine, 2015.
- [13] **B.Metidji**, « Contrôle direct du couple des machines à courant alternatif avec minimisation des ondulations du couple par la carte DSP », Mémoire de Magistère de l'université de Bejaia, 2004.
- [14] **T.Belhoul**, « Etude et contrôle des aérogénérateurs à base des machines asynchrones doubles alimentées connectées à un réseau électrique autonome », Mémoire de Magistère de l'université de Bejaia, 2013.
- [15] **M.Zegai**, « Synthèses des techniques de commande DTC associée à l'intelligence artificielle appliquées au contrôle d'un moteur asynchrone alimenté par onduleur multi-niveaux », Thèse de Doctorat de l'université de Bejaia, 2009.

- [16] **Y.Madi**, « Etude des onduleurs multiniveaux dans les chaînes de production d'énergie éolienne », Mémoire de Magistère de l'université de Bejaia, 2009.
- [17] **K.Ghedamsi**, « Etude et réalisation de différentes stratégies MLI de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux », Mémoire de Magistère de l'école militaire polytechnique, Alger, 2002.
- [18] **F.Benchabane, A.Menacer, A.Benakcha, D.Taibi, K.Yahia**, *Etude comparative entre la commande vectorielle avec régulateurs PI et à mode glissant pour l'asservissement de la vitesse ou de la position d'un moteur synchrone à aimants permanents*, Article de l'université de Biskra, Algérie.
- [19] **V.I.Utkin**, *Sliding modes in control and optimization*, Springer, Berlin, 1992.
- [20] **H.Amimeur**, « Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement », Mémoire de Magistère de l'université de Batna, 2008.
- [21] **H.Aid, W.Aina**, « Synthèse de lois de commande non-linéaire pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents », Mémoire de Master de l'université de Tlemcen, 2013.
- [22] **Y.Bekakra**, *Techniques de commande*, cours de l'université d'El oued.
- [23] **Y.Elibia**, « Commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux orienté », Mémoire de Magistère de l'université de Batna, 2009.
- [24] **A.Aissaoui, H.Abid, M.Abid, A.Tahour**, *Commande par la logique floue et mode glissant d'une machine synchrone autopilotée*, Article de l'université de Sidi Bel Abbas, 2007.
- [25] **L.Baghli**, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de Doctorat de l'université de Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.
- [26] **S.Merabet**, « Association des contrôleurs glissant-floue à la commande de la trajectoire d'un robot mobile non-holonome », Mémoire de Magistère de l'université de Batna, 2013.
- [27] **T.Ourth**, « Commande vectorielle d'un moteur asynchrone sans capteur », Journal de physique III, EDP sciences, 1993.
- [28] **G.Séguier, F.Labrique, P.Delarue**, *Electronique de puissance*, Dunod, Paris, 2015.