

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعلیم العالی والبحث العلمی

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة محمد البشير الإبراهيمي - برج بوعريريج

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département : Electromécanique

MÉMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

En : Electromécanique

Spécialité : Commande électrique

Par : - MAOUCHE Youcef

- ZEBBOUDJ Abdelhakim

Sujet

Commande par mode Glissant d'une Machine Asynchrone

Soutenu publiquement, le / / , devant le jury composé de :

Mr ZEBIRI FOUAD

MCB

Univ-BBA

Président

Mr CHOUDAR ADEL

MCB

Univ-BBA

Examineur

Mme NACIB LEILA

MCB

Univ-BBA

Encadrant

Mr SAKHARA SAADI

MCB

Univ-BBA

Co-Encadrant

Année Universitaire 2022/2023

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Remerciements

Tout d'abord, nous remercions tout premièrement à Allah le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il m'a donné durant toutes ces années d'études

Nous voudrions bien remercier les membres du jury de leur présence pour évaluer et participer à la conclusion de notre modeste travail

Je souhaite adresser ici tous mes remerciements aux personnes surtout Monsieur [Zbiri Fouad](#) qui m'ont aidé et ont ainsi contribué à l'élaboration de ce travail

Le professeur Monsieur [Skhara Saadi](#) et Mme [Nacib Laila](#), encadrant de ce mémoire de fin d'étude pour ses précieux conseils, sa présence, ses encouragements et ses directives

J'adresse également mes sincères remerciements à tous mes proches et amis qui m'ont toujours soutenue et encouragée au cours de la réalisation de ce travail.

Dédicaces

On dédie ce travail,

A nos parents

A nos frères et sœurs

A tous les membres de notre grande famille maternelle et paternelle

A tous nos amis, présents de loin ou de près, respectueusement, à tous

Ceux qui nous connaissent.

Dédicaces

A mes parents avec toute ma gratitude pour toutes ces années de sacrifices et d'encouragement

A mes frères ([Zakaria](#), [Imad](#))

A ma sœur ([Amina Maouche](#))

A toute ma famille.

A tous mes amis

([ali](#) , [yaiche Salim](#), [Saidoune Abdelhakim\(za\)](#) , [Ihab](#), [Mme Ramache](#), [34fitness](#),
[bella__roma](#), [Nadjib](#) , [Yacin](#) , [aymen](#))....

A tous ceux que j'aime

Je dédie ce travail

Résumer

Résumer

La machine asynchrone est de plus en plus utilisée dans les applications industrielles ces dernières années en raison de ses avantages, mais son contrôle pose problème car son modèle de base est non linéaire et fortement couplé. De plus, la complexité de ce modèle découle du fait que les informations sur la machine asynchrone sont généralement connues avec une certaine approximation et peuvent changer avec le temps. Ces récents inconvénients ont conduit à la recherche de plusieurs techniques de contrôle puissantes et insensibles aux perturbations pour surmonter ces problèmes, notamment la commande vectorielle et le contrôle par mode glissement, entre autres.

Dans cette étude, nous avons comparé la commande vectorielle et le contrôle par glissement d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur à deux niveaux. Dans la première partie, nous avons modélisé la machine asynchrone et sa commande, où le transformateur de Park permet de réduire le modèle de la machine asynchrone. Dans la deuxième partie, nous avons appliqué la commande vectorielle sur la machine asynchrone, et dans la troisième partie, nous avons appliqué le contrôle par glissement sur la machine asynchrone.

Les résultats obtenus dans les simulations d'application montrent que le contrôle par glissement est le contrôle puissant et efficace, et ses résultats sont bons malgré les variations fréquentes des caractéristiques de la machine, des perturbations et des charges dues à la charge.

Mots-clés : commande vectorielle, Contrôle par glissement, Moteur synchrone

Abstract

The asynchronous machine has been increasingly used in industrial applications in recent years due to its advantages. However, controlling it poses a problem because its basic model is nonlinear and strongly coupled. Additionally, the complexity of this model arises from the fact that information about the asynchronous machine is approximately known and can change over time. These recent drawbacks have led to the search for several powerful control techniques that are unaffected by disturbances to overcome these issues, including vector control, sliding mode control, and others.

In this work, we compared vector control and sliding mode control for a fed asynchronous machine through a two-level inverter. In the first part, we established the model of the

asynchronous machine and its feeding, where the Park transformer allows for reducing the model of the asynchronous machine. In the second part, we applied vector control to the asynchronous machine, and in the third part, we applied sliding mode control to the asynchronous machine.

The results obtained from the application simulations show that control through sliding mode is strong, effective, and yields good results despite the frequent variations in machine characteristics, disturbances, and load pressures

Keywords : Vector control, Sliding mode control, Synchronous motor.

ملخص

المحرك الغير متزامن يستخدم بشكل متزايد في التطبيقات الصناعية في السنوات الأخيرة بسبب مزاياه، ولكن التحكم فيه يشكل مشكلة نظراً لأن نمودجه الأساسي غير خطي ومرتبطة بشكل قوي. كما أن تعقيد هذا النمودج ينبعث من حقيقة معلومات المحرك غير المتزامن معروفة تقريباً ويمكن أن تتغير مع مرور الوقت. هذه العيوب الأخيرة دفعت إلى البحث عن العديد من تقنيات تحكم قوية وغير متأثرة بالاضطرابات للتغلب على هذه المشكلات منها (التحكم الشعاعي وتحكم المنزلق وغيرها).

في هذا العمل قمنا بعمل المقارنة بين التحكم الشعاعي و التحكم المنزلق لمحرك لا تزامني مغذى عن طريق موج خماسي الاطوار ذو مستويين، في الشطر الاول قمنا بوضع نمودج المحرك اللاتزامني وتغذيته حيث ان محول بارك يسمح بتقليص نمودج المحرك اللاتزامني، في الشطر الثاني قمنا بالتحكم الاشعاعي على المحرك اللاتزامني وقمنا في الشطر الثالث بالتحكم المنزلق على المحرك اللاتزامني

النتائج المحصل عليها في المحاكات من تطبيق مطلب، تظهر لنا أن التحكم عن طريق وضع الإنزلاق هو التحكم القوي والفعال ونتأجه جيدة رغم التغير المتكرر لخصائص الآلة والتشويشات والضغوطات بسبب الحمولة

الكلمات المفتاحية: التحكم الشعاعي، تحكم المنزلق ، المحرك الاتزامني

Sommaire

Chapitre 1

Modélisation de moteur asynchrone et l'onduleur

1.1	<u>Introduction</u>	3
1.2	<u>GENERALITES SUR LA MACHINE ASYNCHRONE</u>	3
1.3	<u>Constitution de la machine Asynchrone</u>	4
1.3.1	<u>le stator</u>	4
1.3.2	<u>Le rotor</u>	4
1.3.3	<u>Les organes mécaniques</u>	4
1.4	<u>Caractéristique mécanique et établissement du schéma équivalent</u>	4
1.5	<u>Hypothèses simplificatrices</u>	5
1.6	<u>Convention du signe</u>	6
1.7	<u>Mise en équation de la machine Asynchrone</u>	6
1.7.1	<u>Modèle de la machine asynchrone dans le plan d q</u>	6
1.7.3	<u>Application aux équations de tension</u>	9
1.7.4	<u>Application aux équations de flux</u>	9
1.8	<u>Choix du référentiel</u>	10
1.8.1	<u>Référentiel lie au stator</u>	10
1.8.2	<u>Référentiel lie au rotor</u>	11
1.8.3	<u>Référentiel lie au champ tournant</u>	11
1.9	<u>Equation de puissance et du couple</u>	12
1.10	<u>L'équation mécanique</u>	12
1.11	<u>Mise sous forme d'équations d'états</u>	13
1.12	<u>Simulation numérique se simulation</u>	14
1.12.1	<u>Modèle du moteur dans le programme Simulink</u>	15
1.13	<u>Système d'alimentation</u>	15
1.13.1	<u>Redresseur</u>	15
1.13.2	<u>Filtre</u>	16
1.14	<u>L'onduleur</u>	17
1.15	<u>Onduleur de tension</u>	17

1.15.1	<u>Modèle de l'onduleur</u>	17
1.16	<u>Présentation de la technique de la commande MLI</u>	18
1.16.1	<u>Définition et type de MLI</u>	18
1.16.2	<u>Principe de la modulation sinus-triangle</u>	19
1.16	<u>Simulation numérique</u>	20
1.17	<u>Interprétation</u>	22
1.18	<u>Conclusion</u>	22

Chapitre 2

La Commande Vectorielle Indirecte de la MAS

2.1	<u>Introduction</u>	23
2.2	<u>Commande vectorielle indirecte</u>	23
2.3	<u>Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique</u>	24
2.4	<u>Bloc de défluxage</u>	26
2.5	<u>Bloc de découplage</u>	27
2.6	<u>Schéma de principe de la commande vectorielle indirecte</u>	29
2.7	<u>Caractéristiques des régulateurs</u>	30
2.7.1	<u>Régulateur de vitesse</u>	30
2.7.2	<u>Régulateurs des courants</u>	31
2.8	<u>Simulation de la commande vectorielle indirecte</u>	33
2.9	<u>Résultats de simulation</u>	33
2.10	<u>Conclusions</u>	36

Chapitre 3

La Commande par mode glissant de MAS

<u>3.1 Introduction</u>	37
<u>3.2 Systèmes à structure variables</u>	37
<u>3.3 Théories des Modes glissants</u>	37
<u>3.3.1 Les modes de la trajectoire dans le plan de phase</u>	39
<u>3.4 Conception de la commande par mode de glissement</u>	39
<u>3.4.1 Choix de la surface de glissement</u>	40
<u>3.4.2 Conditions de convergence</u>	41
<u>3.4.3 Calcul de la commande</u>	42
<u>3.4.4 Elimination du phénomène de chattering</u>	46
<u>3.3.5 Application de la commande par mode de glissement à la MAS</u>	48
<u>3.3.5.1 Description</u>	48
<u>5-2 Sélection des surfaces de commutation</u>	48
<u>5-2-1 Surface de régulation de la vitesse</u>	48
<u>5-2-2 Surface de régulation du courant I_{sq}</u>	49
<u>5-2-3 Surface de régulation du courant I_{sd}</u>	49
<u>3.6 Schéma de principe de la commande par mode glissant</u>	50
<u>3.7 Résultats de simulation</u>	51
<u>3.8 Conclusion</u>	53

Liste des figures

Chapitre1

Figure 1-1 MAS thriphasé a cage	4
Figure 1-2 schéma équivalent d'un moteur asynchrone triphasé	6
Figure 1-3Modèle de la machine asynchrone dans le plans d q	8
Figure 1-4 schéma de Simulink de parck	10
Figure 1-5 Simulation de la machine asynchrone alimentée en tensions.....	14
Figure 1-6 Schéma bloc de Simulink du moteur asynchrone	15
Figure 1-7 Schéma d'un redresseur tout diodes triphasé en pont de Graëtz ...	16
Figure 1-8Schéma représentatif d'un filtre LC.....	17
Figure 1-9 schéma de l'onduleur	18
Figure 1-10 la porteuse et la référence de la MLI	20
Figure 1-11 schéma de Simulink de l'onduleur	21
Figure 1-12 tension à la sortie de l'onduleur (V_{bn})	21
Figure 1-13 Simulation de la machines asynchrone avec onduleur de tension à commande M.L.I en charge $C_r=35$ à $t=1$	22

Chapitre2

Figure 2. 1Moteur courant continu et celui asynchrone avec démonstration de similitude	25
Figure 2. 2Diagramme d'orientation du flux rotorique sur l'axe d.....	27
Figure 2. 3Bloc de défluxage	28
Figure 2. 4Diagramme de couplage à l'intérieur de la machine asynchrone.....	29
Figure 2. 5la compensation dans la commande vectorielle	30

Figure 2. 6Schéma de principe de la commande vectorielle indirecte.....	30
Figure 2. 7schéma bloc de boucle de régulation de la vitesse.....	31
Figure 2. 8Schéma bloc de la boucle de régulation des courants.....	32
Figure 2. 9Schéma Simulink de la commande vectorielle indirecte du moteur asynchrone.....	33
Figure 2. 10Résultats de démarrage premier cas ($\omega_{réf}=120\text{rad/s}$ $C_r=35$ m appliqué 5 second).....	34
Figure 2. 11Résultats survitesse quatrième cas ($\omega_{réf}=(80\text{rad/s}$ à 100 rad/s à $\omega_n\text{ rad/s}$ à -60rad/s à 80rad/s)	35
Figure 2. 12test de robustesse pour la variation de la charge	36

Chapitre 3

Figure 3. 1Trajectoires de θ et de $\dot{\theta}$ pour le mode de glissement.....	41
Figure 3. 2Les modes de trajectoire dans le plan de phase.....	42
Figure 3. 3Linéarisation exacte de l'écart	43
Figure 3. 4Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement	45
Figure 3. 5Commande appliquée aux systèmes à structure variable.	46
Figure 3. 6La valeur continue U_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre U_{max} et U_{min}	47
Figure 3. 7Représentation de la fonction « SIGN »	48
Figure 3. 8Phénomène de chattering.	49
Figure 3. 9Fonction « SAT »	50
Figure 3. 10Fonction « SMOOTH ».....	50

Figure 3. 11Schéma de la structure en cascade de la commande par mode de glissement.....	51
Figure 3. 12Schéma de principe de la commande par mode glissant	53
Figure 3. 13Résultats de simulation de le RMG de la MAS alimentée en tension lors de démarrage à vide et en charge.....	54
Figure 3. 14Test de robustesse pour la variation de la vitesse	55
Figure 3. 15Test de robustesse pour la variation de la charge	56

Notations et Abréviations

Symbole	Désignation	Unité
$V_{ab} V_{bc} V_{ca}$	Tensions composées aux bornes du moteur	Volt
$V_{ao} V_{bo} V_{co}$	<i>Tensions simples par rapport au neutre fictif du côté Continu</i>	Volt
$V_{an} V_{bn} V_{cn}$	Tensions simples par rapport au neutre du moteur	Volt
V_{no}	Tension entre le neutre o continu et neutre n du Moteur	Volt
$[V_{AC}]$	Matrice des tensions alternatives	Volt
$[T]$	Matrice de modélisation de l'onduleur	
$[V_{DC}]$	Tension continue	Volt
$V_{sa} V_{sb} V_{sc}$	Tension simple aux bornes du stator du moteur	Volt
<i>MLI</i>	Modulation de largeur d'impulsion	
m	Indice de modulation	
f_p	Fréquence de la porteuse	Hz
f_r	Fréquence de référence	Hz
r	Coefficient de réglage de la tension	
V_m	Tension maximale de la porteuse	Volt
V_{cp}	Tension crête de la porteuse	Volt
<i>MAS</i>	Moteur asynchrone	
f	Fréquence du réseau de distribution 50 Hz	Hz
w_s	Pulsation de synchronisme	rad/s
g	Glissement	
ra, rb, rc	Indices désignant le rotor	
θ	Angle de déphasage entre phase A stator et a du rotor	rad
R_s	Résistance d'une phase du stator	ohm
$\phi_{sa} \phi_{sb} \phi_{sc}$	Flux statoriques	wb
$i_{sa} i_{sb} i_{sc}$	Courants statoriques	Ampère
$V_{ra}, V_{rb}, et V_{rc}$	Tension simple aux bornes du stator du moteur	Volt
$\phi_{ra}, \phi_{rb}, et \phi_{rc}$	Flux rotorique de chaque phase	wb

Notations et Abréviations

i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	Courants rotoriques	Ampère
R_r	Résistance rotorique	ohm
$[V_{r(abc)}]$	Matrice des tensions rotoriques	Volt
$[V_{s(abc)}]$	Matrices des tensions statoriques	Volt
l_s	Inductance propre du stator	Henry
m_{ss}	Inductance mutuelle du stator	Henry
$m_{sr(abc)}$	Inductance mutuelle entre stator et rotor	Henry
M_{sr}	Valeur maximale de l'inductance mutuelle	Henry
$[P]^{-1} [P]$	Matrice de Park et inverse	
$[V_{dqo}] [i_{dqo}] [\phi_{dqo}]$	Composantes tension, courant et flux sur les axes dq	
p	Nombre de pair de pôle	
Ω	Vitesse mécanique	rd/s
w_{rl}	Vitesse de glissement	rd/s
L_s	Inductance cyclique du stator	Henry
L_r	Inductance cyclique du rotor	Henry
M	Inductance cycle maximale de la mutuelle stator rotor	Henry
σ	Coefficient de dispersion de Blondel	
T_r	Constante de temps rotorique	seconde
γ	Coefficient choisi pour la simplification de l'écriture de la matrice d'état	
$[A]$	Matrice d'état	
$[B]$	Matrice de commande	
$[X]$	Vecteur d'état	
P_{in}	Puissance instantanée	Watt
P_j	Pertes par effet joule	Watt
P_{em}	Puissance électromagnétique	Watt
P_m	Puissance mécanique	Watt
C_{em}	Couple électromagnétique	Nm
w	Vitesse du rotor électrique	rd/s
C_r	Couple résistant	Nm
Fr	Coefficient de frottement	Nm s/rad
J	Moment d'inertie	Kg m ²
p_n	Puissance nominale du moteur	Kw

Notations et Abréviations

Ω_n	Vitesse mécanique nominale du moteur	Tr/min
I_n	Courant nominal du moteur	Ampère
R_m	Résistance de la partie magnétisante des pertes fer	Ohm
X_m	Réactance de la partie magnétisante	Ohm
X_1	Réactance globale stator et rotor	Ohm
I_f	Courant de l'inducteur du moteur à courant continu	Ampère
I_a	Courant de l'induit du moteur à courant continu	Ampère
emf_d	Force électromotrice à compenser dans la commande Avec la tension directe	Volt
emf_q	Force électromotrice à compenser dans la commande Avec la tension inverse	Volt
ϕ_{ref}	Flux de référence	Wb
i_{sqref}	Courant inverse statorique de référence	Ampère
i_{sdref}	Courant statorique direct de référence	Ampère
C_{enref}	Couple électromagnétique de référence	Nm
w_{ref}	Vitesse de référence	rd/s
G_{Bo}	Fonction de transfert en boucle ouverte	
K_{pw}	Coefficient de proportionnalité du régulateur de la Vitesse	
K_{iw}	Coefficient d'intégration du régulateur de la vitesse	
K_{pi}	Coefficient de proportionnalité du régulateur du Courant	
K_{ii}	Coefficient d'intégration du régulateur du courant	
PWM	Pulse with modulation (MLI)	
ADC	Convertisseur analogique/numérique	
DAC	Convertisseur numérique/analogique	
RTI	Real time interface du dSPACE	
G_{BF}	Fonction de transfert en boucle fermée	
$t_{rèpw}$	Temps de réponse de la boucle de vitesse	
t_{repi}	Temps de réponse de la boucle de courant	
ζ	Coefficient de dépassement	
w_n	Fréquence propre	
P_j	Pertes par effet joule	
u_{eq}	commande équivalente	
u_N	commande nominal	

Notations et Abréviations

$S(x)$	Surface de glissement.	
RMG	Réglage mode glissant	
$V(x)$	Fonction de Lyapunov	
K	Coefficient de surface de glissement	

Introduction

générale

Au cours des dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été profondément influencé par la révolution de l'électronique, tout comme de nombreux autres domaines. Les méthodes traditionnelles de contrôle de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été graduellement remplacées par des systèmes combinant des convertisseurs statiques et des moteurs électriques. Historiquement, le moteur à courant continu a été largement utilisé dans de nombreux équipements industriels, mais il présente un inconvénient majeur avec son collecteur mécanique qui pose des problèmes dans certains environnements et entraîne des coûts d'entretien élevés. En raison de ces contraintes, la recherche s'est orientée vers l'utilisation de moteurs à courant alternatif, tels que le moteur asynchrone à cage et le moteur synchrone à aimants permanents, ce qui semble être une approche très justifiée.[12]

De nos jours, la machine asynchrone est de plus en plus utilisée pour la régulation de la vitesse et le positionnement. Elle présente l'avantage d'être robuste et économique. Cependant, malgré ces nombreux avantages, la commande des machines asynchrones pose des problèmes en raison de la nature non linéaire et fortement couplée de leur modèle de base, ce qui contraste avec la simplicité de leur structure. De plus, la complexité de ce modèle est amplifiée par le fait que les paramètres de la machine asynchrone sont approximatifs et susceptibles de varier avec le temps

La commande des systèmes en général est une problématique complexe en raison de la présence de non-linéarités, de perturbations difficiles à mesurer et d'incertitudes quant aux paramètres des systèmes.[16]

Lorsque la partie commandée du processus est légèrement perturbée, les algorithmes de commande classiques peuvent être suffisants si les exigences en termes de précision et de performance du système ne sont pas trop strictes. Cependant, dans le cas contraire, en particulier lorsque la partie commandée est soumise à de fortes non-linéarités et à des variations temporelles, il est nécessaire de concevoir des algorithmes de commande qui garantissent la robustesse du comportement du processus face aux incertitudes sur les paramètres et à leurs variations.[13]

Parmi les différentes stratégies c'est la commande vectorielle, la méthode la plus populaire est celle qui tient compte de la structure dynamique de la machine afin d'obtenir des systèmes d'entraînement robustes et performants mais La complexité et la difficulté de cette commande ont suscité un intérêt considérable pour le développement de méthodes de contrôle robustes visant à résoudre ce problème. Parmi ces méthodes, on trouve la commande par mode glissant, qui est à la fois efficace et robuste [17]

Le réglage par mode de glissement est essentiellement une méthode qui contraint la réponse à glisser le long d'une trajectoire prédéfinie. Cependant, cette technique de commande présente un inconvénient lié à la commutation à haute fréquence, connu sous le nom d'effet de chattering . Par conséquent, tant que les conditions de glissement sont maintenues, la dynamique du système demeure insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation et à certaines perturbations, La caractéristique principale de ces systèmes réside dans la commutation de leurs lois de commande sur une surface prédéfinie appelée surface de glissement. Le choix de cette surface dépend de la dynamique et du mode de stabilisation souhaités pour le système . [16][12]Ce mémoire présente l'introduction de la technique de réglage par mode glissant pour la régulation de la vitesse ainsi que la régulation des courants statoriques de la machine asynchrone

Chapitre 1

Modélisation de
moteur asynchrone et de
l'Onduleur

1.Modélisation de moteur asynchrone et l'onduleur

1.1Introduction

La commande et l'étude de la machine asynchrone sont basées sur un modèle mathématique qui permet de représenter ou de reproduire un système réel donné. L'intérêt d'un modèle réside dans l'analyse et la prédiction du comportement en régime statique et dynamique du système physiques [1] Dans ce chapitre, nous avons utilisé la transformation de Park pour présenter le modèle mathématique de la machine asynchrone. Cette transformation modélise la machine asynchrone dans le référentiel (d, q) à partir du référentiel (a, b, c), c'est-à-dire un passage du système triphasé au biphasé. Ensuite, nous avons décrit la modélisation de l'onduleur de tension qui alimente la machine, avec une méthode de commande basée sur la modulation de largeur d'impulsion (MLI), très appréciée pour ses avantages lorsqu'elle est associée à la commande des machines électriques. Enfin, nous avons simulé le moteur avec l'onduleur [1]

1.1 Généralités sur la machine asynchrone

Le moteur asynchrone est largement utilisé dans l'industrie en raison de sa disponibilité en grande quantité à un coût abordable, de sa robustesse et de sa maintenance minimale. Contrairement aux moteurs à courant continu, il ne génère pas d'étincelles pendant son fonctionnement, ce qui le rend plus sûr. Ce type de moteur équipe la plupart des machines-outils traditionnelles, telles que les tours, les fraiseuses, les bobineuses, les tapis roulants, les pompes, les compresseurs et les perceuses. [2].

Le principe de fonctionnement des moteurs à courant alternatif repose sur la création d'un champ magnétique tournant à l'aide de tensions alternatives. Lorsqu'un courant I circule dans une bobine, il crée un champ magnétique, dont la direction et l'intensité dépendent du courant I . Si ce courant est alternatif, le champ varie en sens et en direction à la même fréquence que le courant. [2].

Lorsque deux bobines sont placées à proximité l'une de l'autre, le champ résultant est la somme vectorielle des deux champs. Dans le cas d'un moteur triphasé, les bobines sont disposées à 120° les unes des autres dans le stator, ce qui crée trois champs. En raison de la nature du courant triphasé, ces trois champs sont déphasés. Le champ magnétique résultant tourne à la même fréquence que le courant, soit 50 tr/s. [2].

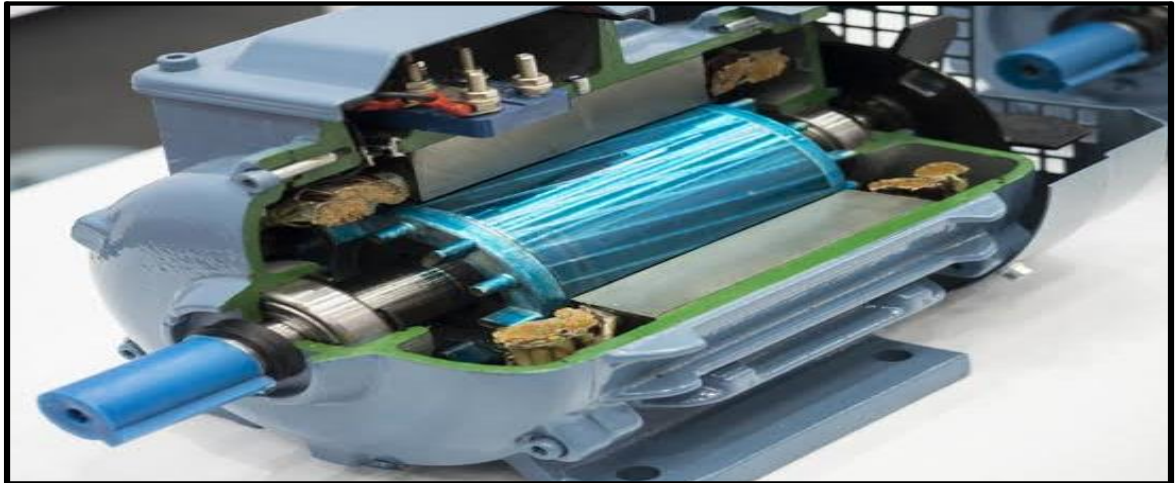


Figure 1-1 MAS triphasé à cage [1]

1.2 Constitution de la machine Asynchrone

La Machine Asynchrone est composée de trois principaux éléments : le stator (la partie fixe), le rotor (la partie tournante) et les organes mécaniques qui permettent la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles. Le stator est constitué de disques en tôles magnétiques qui portent les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer. Le rotor, quant à lui, est constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine et portant un enroulement injecté.[3]

1.3.1-le stator

Le stator de la Machine Asynchrone est composé de tôles d'acier avec des bobinages statoriques recouverts de vernis pour limiter les courants de Foucault. Une fois assemblées avec des boulons ou des soudures, les enroulements sont placés dans les encoches du stator. L'isolation entre les enroulements et les tôles est assurée par des matériaux isolants différents selon l'utilisation de la machine. Le stator est également équipé d'une boîte à bornes reliée à l'alimentation électrique. .[3]

1.3.2- Le rotor

Le circuit magnétique rotorique de la Machine Asynchrone est également constitué de tôles d'acier similaires à celles du stator. Les rotors peuvent être de deux types : bobinés ou à cages d'écureuil. Les rotors bobinés ont des phases rotoriques disponibles grâce à un système de bagues-balais, tandis que les rotors à cage d'écureuil ont des enroulements constitués de barres de cuivre ou d'aluminium court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux de court-circuit.[3]

1.3.3- Les organes mécaniques

La carcasse et l'arbre. La carcasse assure la protection de la machine contre l'environnement extérieur et sert de support. L'arbre, quant à lui, sert à transmettre les forces et est constitué d'une partie centrale qui supporte le rotor et d'un bout d'arbre avec un demi-accouplement. Son dimensionnement est important pour supporter les forces de flexion, les forces centrifuges, les forces de torsion, et il est supporté par un ou plusieurs paliers qui assurent la libre rotation.[3]

1.3 Caractéristique mécanique et établissement du schéma équivalent

Le circuit équivalent d'un moteur asynchrone peut être divisé en deux parties distinctes. La première partie, appelée partie statorique, est caractérisée par la résistance de ses enroulements, le flux de fuite, le courant magnétisant et les pertes. Quant à la deuxième partie, elle se situe du côté rotorique et est représentée par la résistance de son bobinage, le flux de fuite ainsi que les pertes [4]

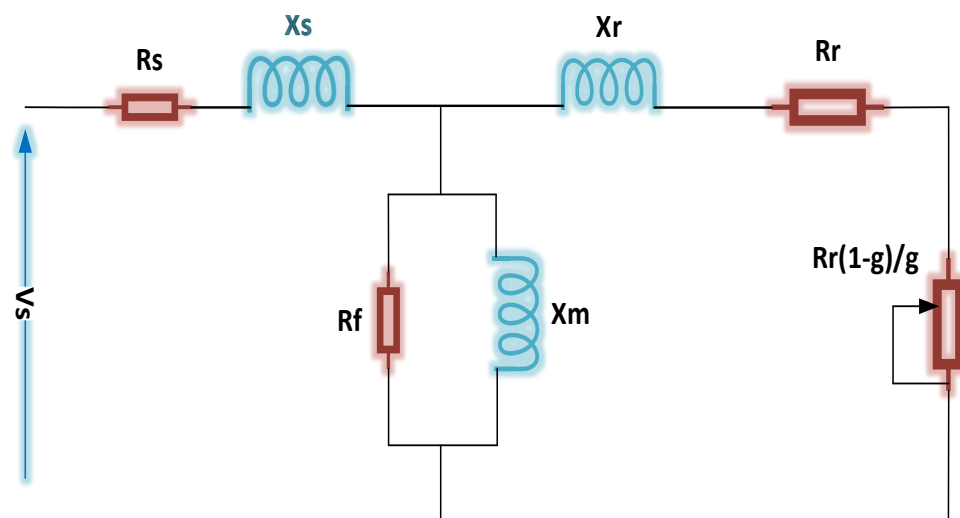


Figure 1-2 schéma équivalent d'un moteur asynchrone triphasé

X_s : inductance de fuite statorique

R_s : résistance statorique

X_m : inductance mutuelle (inductance magnétique)

R_r : résistance rotorique

X_r : inductance de fuite rotorique

g : glissement

1.5 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la Machine Asynchrone est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes [3] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable.
- Nous supposons que nous travaillons en régime non saturé.
- Nous négligeons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de Peau.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- Le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m. sinusoïdale s'il est alimenté Par des courants sinusoïdaux.
- Le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- o L'additive des flux.
- o La constance des inductances propres.
- o La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du Stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques

La figure (1.1) représente la schématisation de la machine synchrone à aimant permanent (MAS). Cette dernière est constituée de six enroulements :

- Le stator est composé de trois enroulements fixes, décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables.
- Le rotor peut être représenté par trois enroulements identiques, également décalés de 120° dans l'espace. Ces enroulements sont court-circuités et la tension à leurs bornes est nulle.

Nous introduisons l'angle électrique θ , qui représente l'écart entre la phase A du stator et la phase a du rotor.

1.6 Convention du signe

- Un courant positif ne crée pas à travers son propre enroulement un flux négatif.
- Une f.e.m positive ne fait pas circuler un courant négatif.
- Les angles et les vitesses de rotation ne sont pas pris négativement dans le sens trigonométrique. [4]

1.7 Mise en équation de la machine Asynchrone

1.7 .1 Modèle de la machine asynchrone dans le plan d q

La transformation de Park est une méthode couramment utilisée pour obtenir des coefficients constants dans les équations différentielles. Bien qu'elle date de 1929, elle a récemment regagné en popularité grâce aux avancées technologiques dans le domaine des composants, qui permettent désormais de l'appliquer en temps réel. Cette transformation implique la conversion des trois enroulements de la machine asynchrone en seulement deux enroulements, comme illustré dans la figure(1 -3). Cette approche physique permet de mieux comprendre la méthode de transformation de Park. [3]

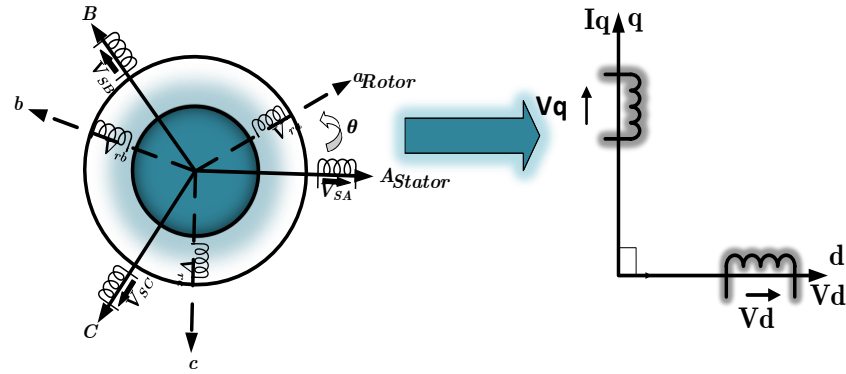


Figure 1-3 Modèle de la machine asynchrone dans le plans $d q$

En désignant par

V_{sa}, V_{sb} et V_{sc} tensions appliquées aux trois phases du stator

V_{ra}, V_{rb} et V_{rc} tensions appliquées aux trois phases fictives du rotor

i_{sa}, i_{sb} et i_{sc} courants qui traversent les phases du stator

i_{ra}, i_{rb} et i_{rc} courants qui traversent les phases fictives du rotor

Φ_{sa}, Φ_{sb} et Φ_{sc} flux totaux qui traversent les trois phases du stator

Φ_{ra}, Φ_{rb} et Φ_{rc} flux totaux qui traversent les trois phases fictives du rotor

R_s Résistance d'une phase statorique

R_r Résistance d'une phase rotorique

1.7.2 La transformation de park

La transformation de Park est une technique permettant d'associer à un système triphasé un système biphasé équivalent tournant dans un référentiel donné. Cette transformation ne modifie en aucune façon les caractéristiques principales de la machine, telles que la force magnétomotrice (ou champ), la puissance, le couple et la vitesse [1]

$$[P] * [P]^{-1} = I \quad \text{Avec : } I \text{ matrice identité}$$

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

$[P]^{-1} = [P]^t$ $[P]$ Est une matrice orthogonale. Le coefficient $\sqrt{\frac{2}{3}}$ est choisi pour conserver la puissance .

1.7.2 .1pplication de Park sur les équations électriques et magnétiques

Le choix du référentiel est celui lié au champ tournant car il offre un modèle complet du moteur qui peut être utilisé pour le commander.

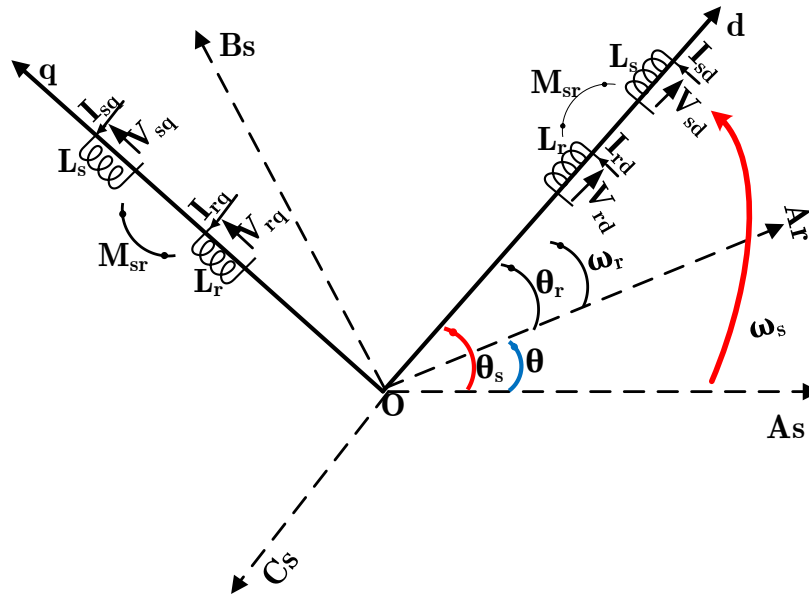


Figure 1-4 Transformation de Park des bobinages du moteur sur deux axes tournant avec le champ

Ce choix permet également de faire correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent. La conception du contrôle vectoriel par orientation du flux requiert ce choix et les modèles de commande dépendent de la position du repère par rapport aux différents axes de flux.[1]

Les équations des tensions : $[V_{dgo}] = [P][V_{abc}]$

Les équations des courants : $[i_{dgo}] = [P][i_{abc}] \quad [i_{abc}] = [P]^{-1}[i_{dgo}]$

Les équations des flux : $[\Phi_{dgo}] = [P][\Phi_{abc}] \quad [\Phi_{abc}] = [P]^{-1}[\Phi_{dgo}]$

En appliquant Park à l'équation suivante :

$$[V_{abc}] = [R_s][i_{abc}]_s + \frac{d}{dt}([\Phi_{abc}]_s) \tag{1.2}$$

Nous aurons

$$[V_{dgo}] = [P][V_{abc}]_s = [P][R_s][i_{abc}]_s + [P]\frac{d}{dt}([P]^{-1}[\Phi_{dgo}]_s) \tag{1.3}$$

Comme la matrice $[R_s]$ est le produit d'un scalaire avec la matrice identité $[I]$ et si on remplace les courants par ceux des axes d q nous obtenons :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{dqo} \end{bmatrix}_s &= \begin{bmatrix} P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i_{dqo} \end{bmatrix}_s + \begin{bmatrix} P \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} P \end{bmatrix}^{-1} \right) \begin{bmatrix} \Phi_{dqo} \end{bmatrix}_s + \begin{bmatrix} P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \end{bmatrix}^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dqo} \end{bmatrix}_s \\ & \quad (1.4) \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} V_{dqo} \end{bmatrix}_s = \begin{bmatrix} R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dqo} \end{bmatrix}_s + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dqo} \end{bmatrix}_s + \begin{bmatrix} F \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dqo} \end{bmatrix}_s \quad (1.5)$$

$$\text{Avec } \begin{bmatrix} F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} P \end{bmatrix}^{-1} \right) = \begin{bmatrix} 0 & \omega_s & 0 \\ \omega_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ où } \omega_s \text{ La vitesse de synchronisme est celle}$$

du repère lié au champ tournant.

Si nous appliquons la même transformation aux équations du rotor, nous obtenons les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_{dqo} \end{bmatrix}_r = \begin{bmatrix} R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dqo} \end{bmatrix}_r + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dqo} \end{bmatrix}_r + \begin{bmatrix} F' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dqo} \end{bmatrix}_r \quad (1.6)$$

$$\begin{bmatrix} F' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} P \end{bmatrix}^{-1} \right) = \begin{bmatrix} 0 & \omega_{rl} & 0 \\ \omega_{rl} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ où } \omega_{rl} = \omega_s - p\Omega \text{ est La vitesse de glissement}$$

est celle du repère lié au champ tournant, où p est le nombre de paires de pôle et Ω est la vitesse mécanique du moteur $w=p\Omega$ est la vitesse électrique.

1.7.3- Application aux équations de tension

$$\left\{ \begin{aligned} V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} &= 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\ V_{rq} &= 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} \end{aligned} \right. \quad (1.7)$$

V_{rd} et V_{rq} sont nulles car le rotor est à cage d'écureuil c-à-d en court-circuit

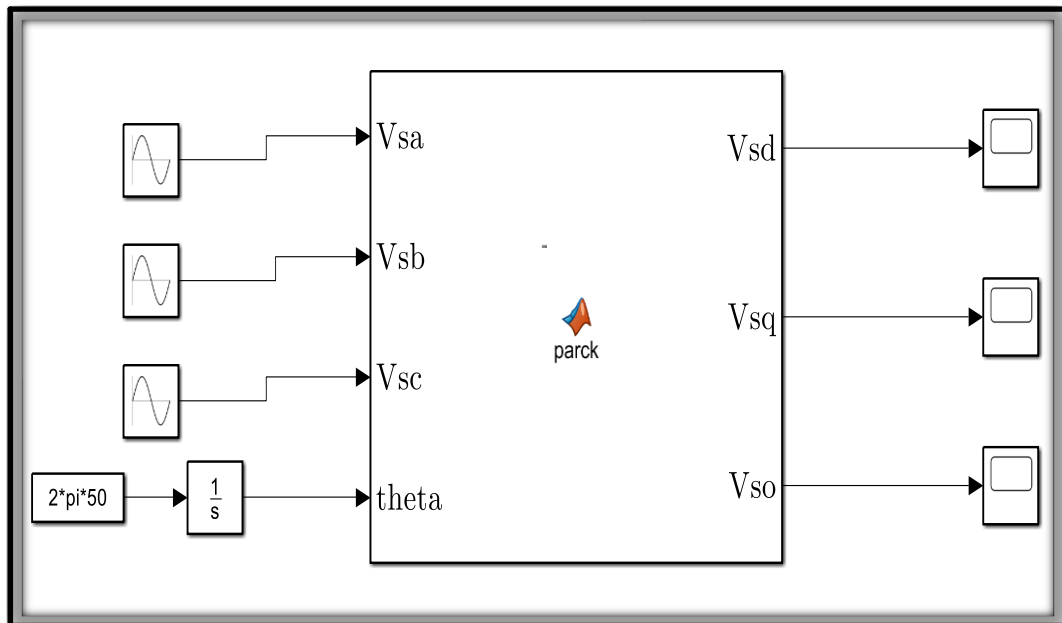


Figure 1-5 schéma de Simulink de park

1.7.4-Application aux équations de flux

Les flux seront calculés dans le repère d q par l'utilisation de la transformé de Park

En faisant intervenir la transformation de Park sur le stator et le rotor nous aurons.[3]

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - m_{ss} & 0 & \frac{3Msr}{2} & 0 \\ 0 & l_s - m_{ss} & 0 & \frac{3Msr}{2} \\ \frac{3Msr}{2} & 0 & l_r - m_{rr} & 0 \\ 0 & \frac{3Msr}{2} & 0 & l_r - m_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

$L_s = l_s - m_{ss}$ L'inductance cyclique du stator qu'on retrouve dans le schéma équivalent

$L_r = l_r - m_{rr}$ L'inductance cyclique du rotor qu'on retrouve dans le schéma équivalent.[3]

Mais rapportée au stator.

$M = \frac{3Msr}{2}$ L'inductance mutuelle cyclique maximale du stator par rapport au rotor.[3]

1.8- Choix du référentiel

Il y a plusieurs options disponibles pour le choix de l'orientation du repère d'axes d et q, qui dépendent des objectifs de l'application [4]

1.8.1-Référentiel lie au stator

Les conditions sont telles que

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad (1.9)$$

$$\text{et } \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r \quad (1.10)$$

Les équations électromagnétiques sont :

Au stator :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Ce référentiel est utilisé dans l'étude des variations importantes de la vitesse de

1.8.2-Référentiel lie au rotor

Les conditions sont telles que :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r \quad (1.13) \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad (1.14)$$

Les équations électromagnétiques sont:

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

L'utilisation de ce référentiel s'avère utile lors de l'analyse des régimes transitoires, à condition que la vitesse de rotation soit considérée comme constante

1.8.3-Référentiel lie au champ tournant

Les conditions sont telles que :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{Et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_{sl}$$

Les équations électromagnétiques :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

ω_{sl} est la vitesse de glissement

Ce référentiel est couramment employé pour l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquence variable.

1.9- Equation de puissance et du couple

La détermination de celle-ci s'effectue à partir de la puissance électromécanique, qui peut être exprimée de la manière suivante :

$$P_{em} = P_{tr} - P_{jr} = (1 - g)P_{tr} \quad (1.19)$$

-sachant que $P_m = C_{em}\Omega \Rightarrow C_{em} = \frac{P_m}{\Omega}$ avec $\omega = p\Omega$

p est le nombre de pair de pôle

Ω est la vitesse mécanique

C_{em} est le couple électromagnétique

Si la machine dispose de plusieurs paires de pôles, la même formule est utilisée pour exprimer le couple, mais en prenant en compte le nombre de paires de pôles p [4]

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \quad (1.20)$$

1.10 L'équation mécanique

A partir des principes de la mécanique fondamentale pour la rotation nous avons : [1]

$$C_{em} - C_r - f_r \Omega = J \frac{d}{dt} \Omega \quad (1.21)$$

C_{em} Le couple électromagnétique du moteur

C_r Le couple de charge ou couple résistant

f_r Le coefficient de frottement

J Le moment d'inertie

1.11- Mise sous forme d'équations d'états

En posant que : $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$, $T_r = \frac{L_r}{R_r}$, $T_s = \frac{L_s}{R_s}$

$$(1.22) \quad \left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} i_{sd} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1}{\sigma T_r} \frac{M}{L_s L_r} \Phi_{rd} + \omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{d}{dt} i_{sq} = -\omega_s i_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) i_{sq} - p^* \omega r \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_{rd} + \frac{1}{\sigma T_r} \frac{M}{L_s L_r} \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rd} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + (\omega_s - p^* \omega r) \Phi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rq} = \frac{M}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - p^* \omega) \Phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rq} \end{array} \right.$$

En posant $\gamma = \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right)$ en cherchant la forme de la représentation d'état donc

$$[X] = [A][X] + [B][U]$$

Les matrices $[A]$, $[B]$ sont comme su $[A] =$

$$(1.23) \quad \begin{bmatrix} -\gamma & \omega_s & \frac{1}{\sigma T_r} \frac{M}{L_s L_r} & \omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_s & -\gamma & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & \frac{1}{\sigma T_r} \frac{M}{L_s L_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$(1.24) \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

1.12- Simulation numérique se simulation

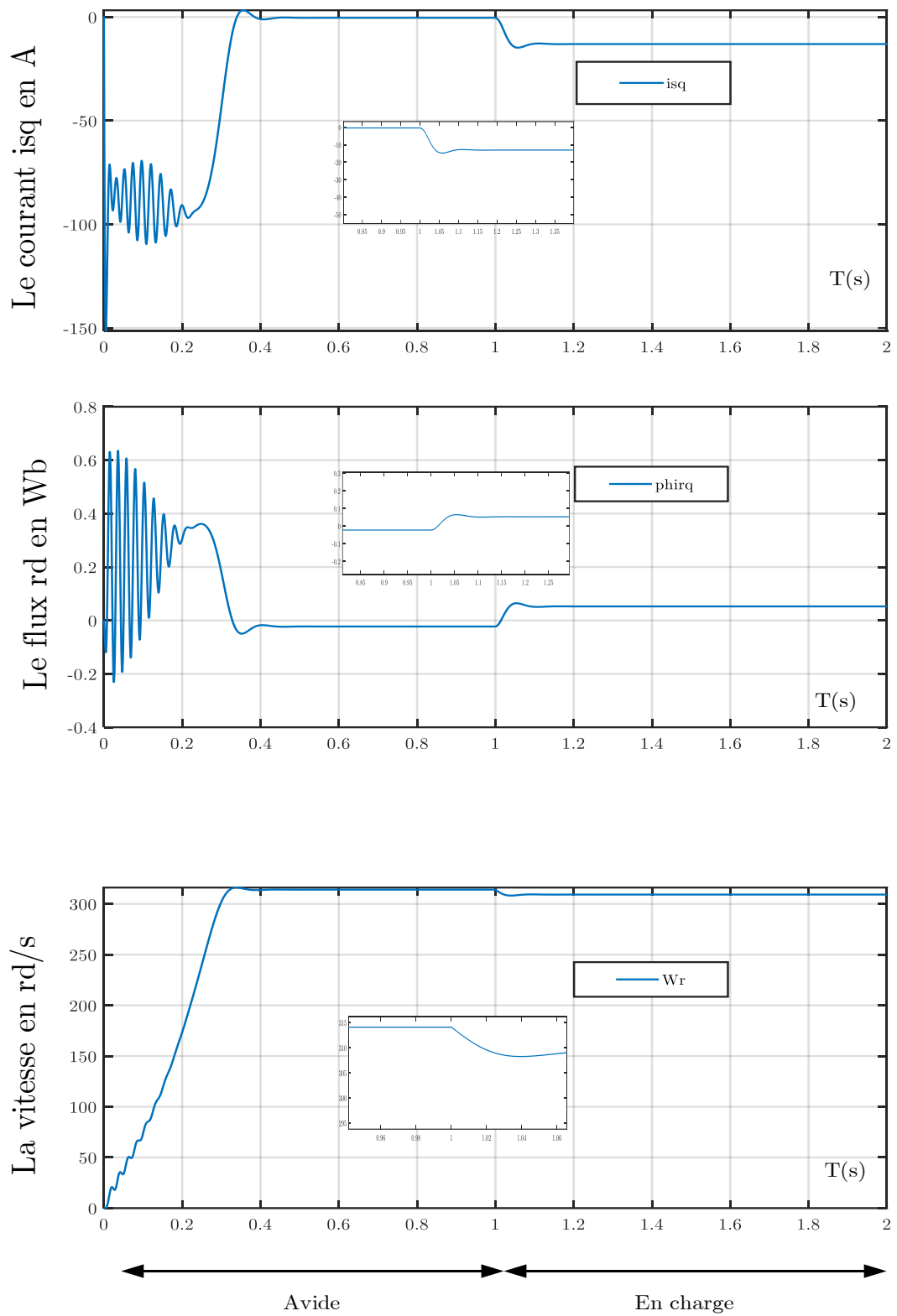


Figure 1-6 Simulation de la machine asynchrone alimentée en tensions

Simulation de la machine asynchrone alimentée en tensions. Avec un démarrage à vide (vitesse , Courants et flux) avec une charge $Cr= 30$ à $t=1s$

1.12.1 Modèle du moteur dans le programme Simulink

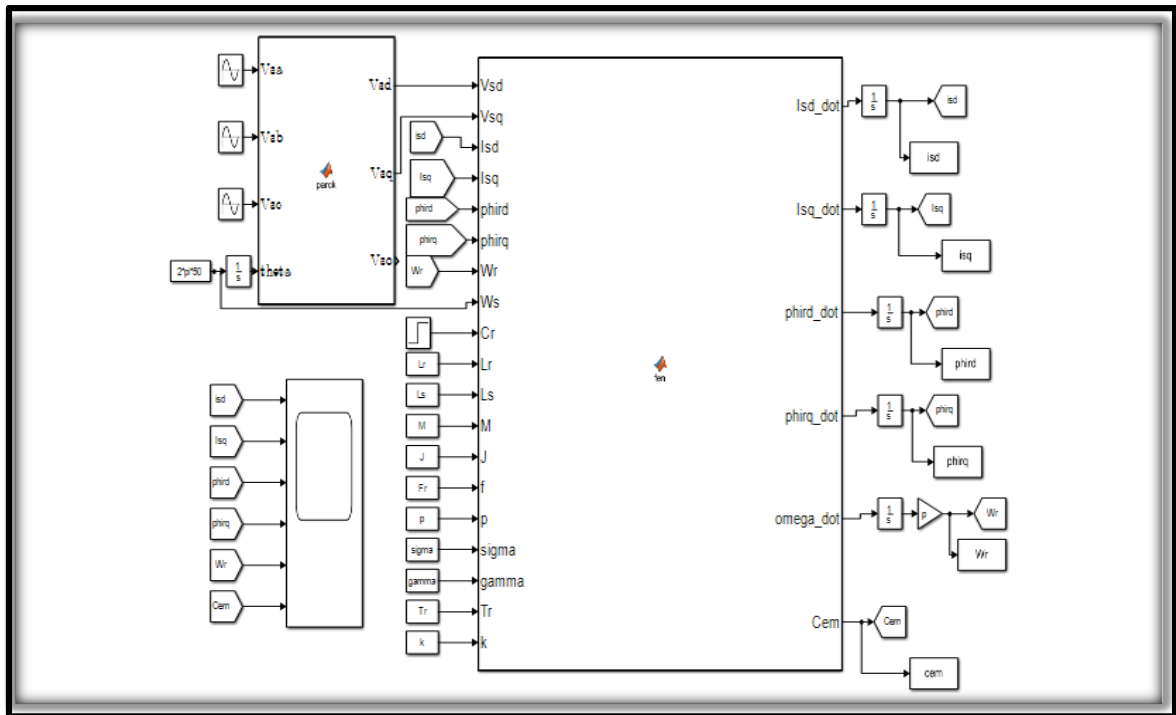


Figure 1-7 Schéma bloc de Simulink du moteur asynchrone

1.13 Système d'alimentation

La MAS est alimentée par deux étages connectés par un circuit intermédiaire composé d'une inductance et/ou d'un condensateur. Le premier étage est un redresseur qui reçoit l'alimentation d'un réseau triphasé, tandis que le deuxième étage est un onduleur de tension. La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, avec une tension à amplitude et fréquence constantes. Pour alimenter la MAS, le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés de manière appropriée pour être associés à l'onduleur de tension [3]

1.13.1 Redresseur

Le redresseur est un convertisseur statique qui convertit l'électricité alternative en électricité continue, ce qui permet d'alimenter en courant continu un récepteur connecté à sa sortie. La figure (1 –3) présente le schéma d'un pont redresseur.

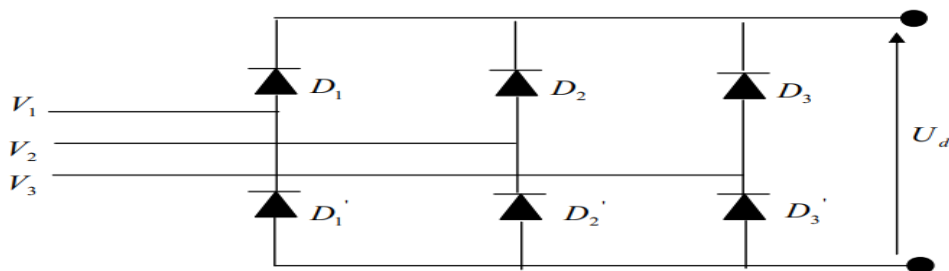


Figure 1-8 Schéma d'un redresseur tout diodes triphasé en pont de Graëtz [3]

En supposant que les diodes sont parfaites, leur commutation est instantanée et leur tension est nulle lorsqu'elles conduisent. Si on néglige l'effet de l'empiétement, la valeur maximale instantanée de la tension redressée peut être exprimée de la manière suivante :

$$U_d(t) = \max[V_1(t), V_2(t), V_3(t)] - \min[V_1(t), V_2(t), V_3(t)] \quad (1.25)$$

En alimentant le redresseur avec trois tensions triphasées équilibrées $V_1(t)$, $V_2(t)$, $V_3(t)$ telles que :

$$\begin{cases} V_1(t) = \sqrt{2}.V \cos(\omega t) \\ V_2(t) = \sqrt{2}.V \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3(t) = \sqrt{2}.V \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (1.26)$$

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$U_{dmoy} = \frac{3.\sqrt{3}}{\pi} V_{max} \quad (1.27)$$

U_{dmoy} : Tension moyenne redressée.

V_{max} : Valeur maximale de la tension du réseau.

1.13.2 Filtre

Le filtre est conçu pour réduire les ondulations de tension et minimiser la réverbération sur le réseau des harmoniques produites par l'onduleur. La figure (1-4) illustre le schéma du filtre en question.

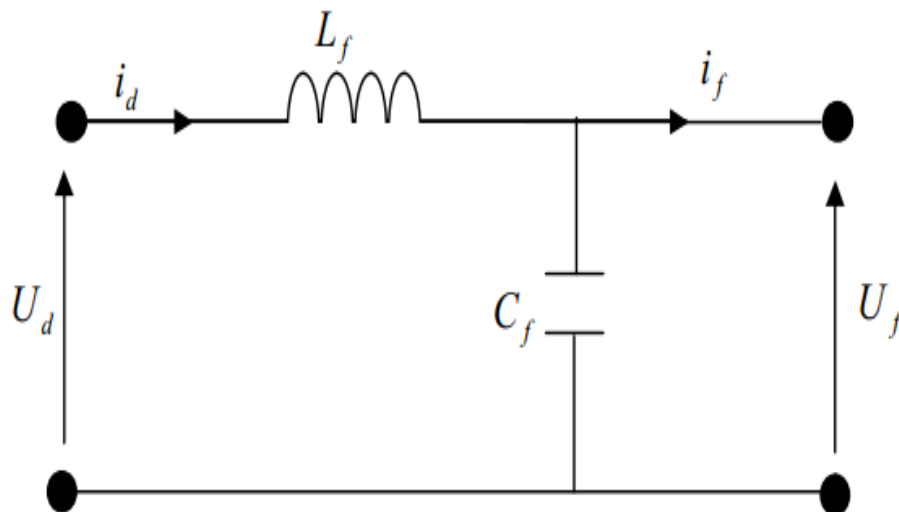


Figure 1-9 Schéma représentatif d'un filtre LC

En plus de ses fonctions précédentes, le filtre est capable d'absorber une quantité d'énergie provenant de l'onduleur dans le cas où la machine asynchrone fonctionne en mode générateur freinage(1-4)

1.14L'onduleur

Un onduleur est un dispositif électronique qui sert à convertir le courant continu en courant alternatif. En prenant une alimentation électrique continue en entrée, il effectue des modifications périodiques sur les connexions entre l'entrée et la sortie, ce qui permet de produire une sortie de courant alternatif.[5]

1.15 Onduleur de tension

En considérant que le redressement est parfait et filtré. L'onduleur est donné par la figure 1-6 :

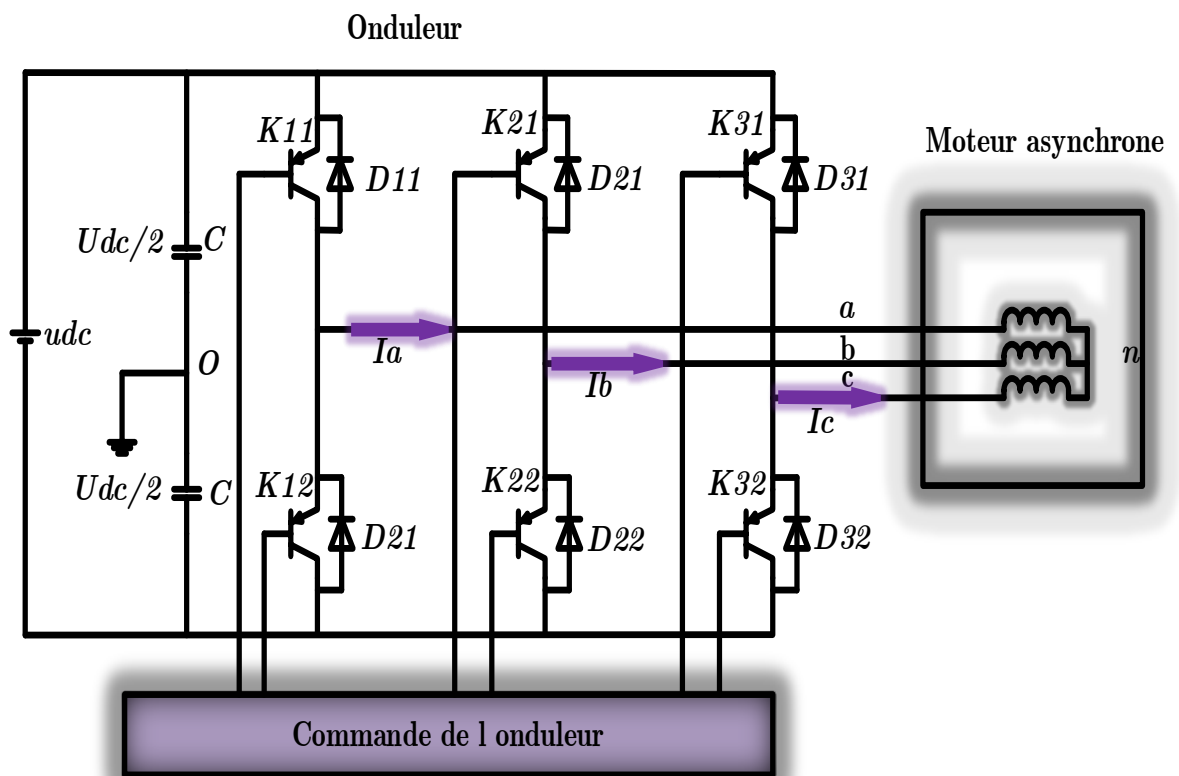


Figure 1-10 schémas de l'onduleur

L'onduleur est un dispositif électronique qui permet la conversion d'un courant continu en un courant alternatif. Pour y parvenir, il modifie de manière périodique les connexions entre l'entrée et la sortie, ce qui permet de faire varier la tension de sortie en fonction de la tension continue d'entrée. Cette variation est obtenue grâce à diverses techniques, notamment la modification de la largeur des impulsions de la tension de sortie par le biais de commandes appropriées des interrupteurs à semiconducteurs de l'onduleur [1]

1.15.1 Modèle de l'onduleur

Conformément à la figure 1-10, les tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} sont calculées comme suit :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (1.28)$$

En se référant à un point milieu d'un diviseur fictif, les tensions d'entrée de l'onduleur sont notées V_{ao} , V_{bo} et V_{co} . En utilisant les relations de Charles, il est possible d'écrire :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (1.29)$$

Comme la charge est équilibrée nous avons $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$ la somme des trois équations du système 1.25 et en tenant compte de la dernière égalité nous obtenons :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (1.30)$$

En remplaçant V_{no} dans le système d'équation 1.25 et en calculant les tensions simples de sortie de l'onduleur nous aurons

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (1.31)$$

1.16 Présentation de la technique de la commande MLI

1.16.1 Définition et type de MLI

Il existe plusieurs types de modulation de largeur d'impulsion (MLI) dans le domaine de l'électronique de puissance. Parmi ceux-ci, on peut identifier :

- La modulation sinus-triangle, qui utilise la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal avec une porteuse généralement triangulaire.
- Les modulations post calculées, également appelées MLI régulières symétriques ou MLI vectorielle, où les angles de commutation sont calculés en temps réel.
- Les modulations précalculées, qui impliquent le calcul préalable des angles de commutation pour annuler certaines composantes du spectre de la tension et générer une onde fondamentale spécifique. Dans ce qui suit, nous allons nous concentrer sur la première stratégie, la modulation sinus-triangle, qui est la plus répandue.[5]

1.16.2 Principe de la modulation sinus-triangle

Il existe plusieurs techniques de commande pour les interrupteurs de l'onduleur, parmi lesquelles la pleine onde, la MLI optimale (MLI programmée), la MLI naturelle (sinus-triangle) et la MLI vectorielle. Pour notre travail, nous avons choisi de commander l'onduleur par la technique MLI naturelle, car c'est celle qui est disponible dans le laboratoire.

La modulation sinus-triangle est également appelée modulation de largeur d'impulsion intersective, car elle repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, généralement sinusoïdale (appelée tension de référence), avec une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Le résultat de la comparaison de ces deux signaux est utilisé pour commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance[1].

Si la référence est sinusoïdale, deux paramètres caractérisent cette commande :

- L'indice de modulation « m », qui représente le rapport entre la fréquence de la porteuse.

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (1.32)$$

f_p et celle de la référence .

f_r de référence il faut le choisir supérieur à 21.

Le coefficient de réglage de la tension « r » est le rapport de la tension maximale de la

$$r = \frac{V_{mp}}{V_{cp}} \quad (1.33)$$

V_{mp} référence max sur la valeur crête de la porteuse V_{cp}

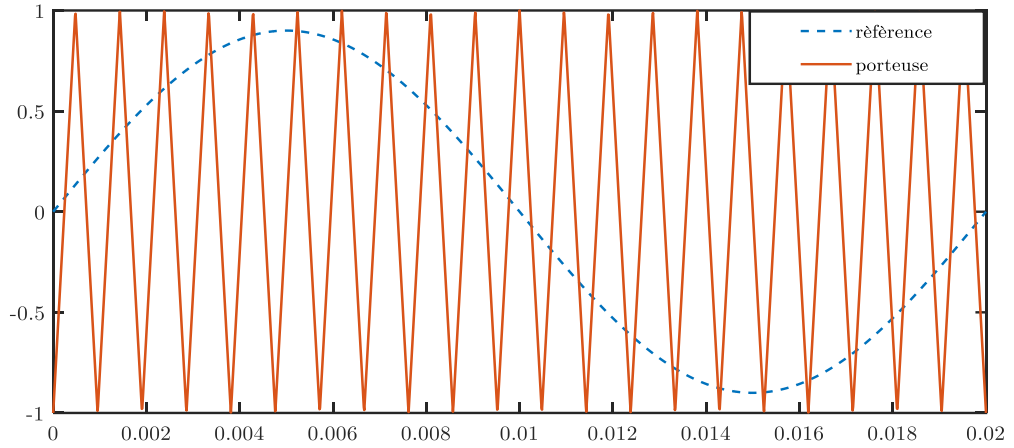


Figure 1-11 la porteuse et la référence de la MLI

1.16 Simulation numérique

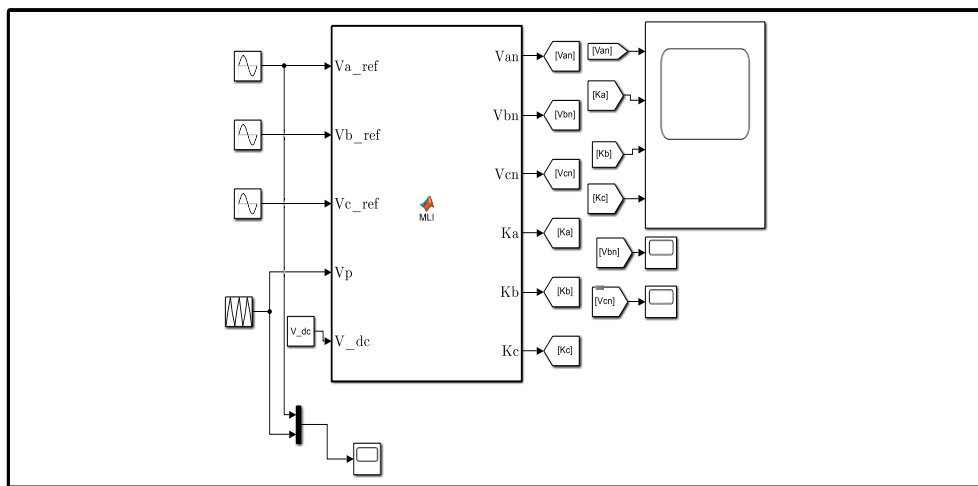


Figure 1-12 schéma de Simulink de l'onduleur

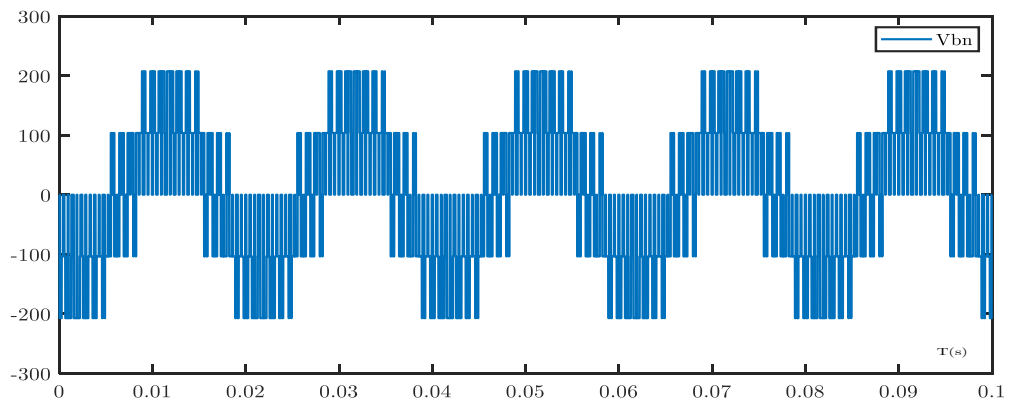


Figure 1-13 tension à la sortie de l'onduleur (Vbn)

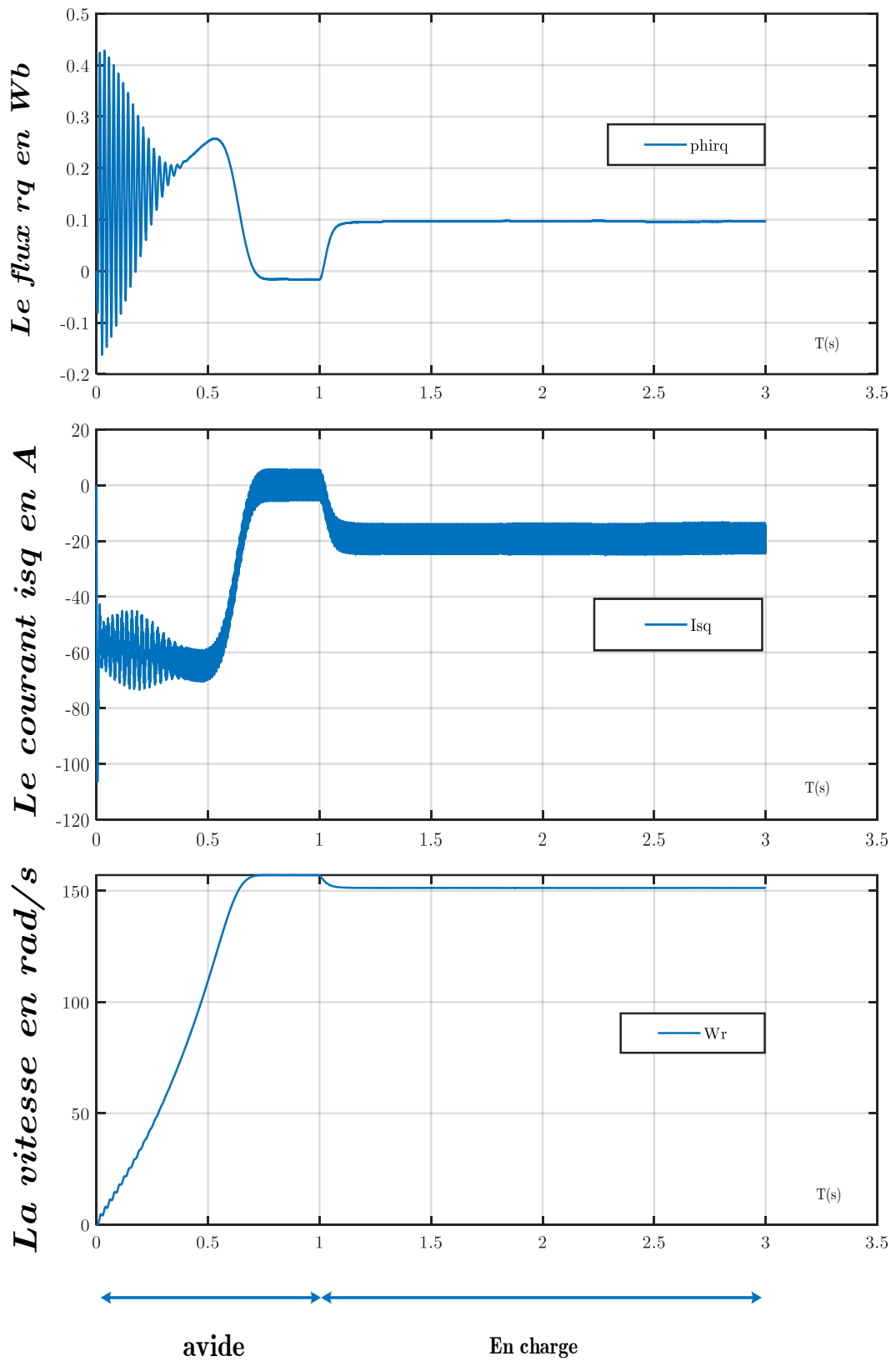


Figure 1-14 Simulation de la machines asynchrone avec onduleur de tension à commande M.L.I en charge
 $Cr=35$ à $t=1$

1.17 Interprétation

Les résultats de simulation dans la figure (1.14) représente la développement de courant (I_{sq}), le flux (ϕ_{rd}) et la vitesse de moteur asynchrone (7kw) a vide et en charge :

-à vide :la vitesse augmente d'après le moment de démarrage avec une dynamique presque linières jusqu'à ($t=0.3s$), la vitesse fixée dans sa valeur maximale

Le courant prend des dynamiques successives autour de zéro jusqu'à ($t=0,3s$) l'amplitude de ces oscillations est reste constant

Le flux (ϕ_{rd}) prend des dynamique variables et perceptible au début, qui commence bientôt à décliner, d'après le temps ($t=0.3$) il prend un régime stable

-en charge : nous avons appliqué un couple résistant ($C_r = 30$) a ($t = 1s$) donc en remarque que la vitesse diminuer par rapport ça valeur maximale et fixé dans ça nouvelles valeurs

Le courant évolue jusqu'à (-25) à cause de se charge, la même chose que le flux augmente et fixer dans la valeur (0.1 wb)

1.18 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de fonctionnement et la modélisation de la machine asynchrone. L'élaboration du modèle mathématique de la machine est une étape nécessaire pour simuler les différents modes de fonctionnement et de commande. Le modèle de la machine simulée a été établi en passant du système réel triphasé à un système biphasé de Park. Les résultats obtenus démontrent la faisabilité du modèle de Park utilisé. Le modèle de la machine, ainsi que l'onduleur, seront utilisés pour établir une commande en boucle fermée, qui sera abordée dans le deuxième chapitre (la Commande Vectorielle par Orientation du Flux Rotorique).

Chapitre 02

**La Commande
vectorielle indirecte
de la MAS**

2 . La Commande vectorielle indirecte de la MAS

2.1 Introduction

La commande d'une machine asynchrone requiert la maîtrise du couple et du flux. Toutefois, contrairement à une machine à courant continu qui présente un découplage naturel entre le flux et le couple, la formule du couple électromagnétique d'une machine asynchrone est complexe, rendant ainsi sa commande plus difficile. C'est là qu'intervient la commande vectorielle, qui a été introduite au début des années 70 pour découpler les grandeurs du stator et du rotor, comme c'est le cas dans un moteur à courant continu. Cette commande n'a été possible que grâce aux avancées technologiques en électronique de puissance et en traitement du signal, ce qui requiert des calculs très importants.

Dans la suite, nous allons développer l'étude théorique de la commande vectorielle à flux rotorique orienté et procéder à sa simulation.[10]

2.2 Commande vectorielle indirecte

Cette méthode de commande ne requiert pas la mesure de l'amplitude du flux rotorique, mais seulement sa position. Elle ne nécessite pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique, mais nécessite plutôt l'utilisation d'un capteur ou d'un estimateur de la position (ou de la vitesse) du rotor. Ces estimateurs peuvent être classés en deux groupes principaux

Dans le premier groupe, le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées

Dans le deuxième groupe, le vecteur du flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en utilisant les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation aux variations des paramètres de la machine dues à la saturation magnétique et à la variation de la température, notamment la constante de temps rotorique T_r . En outre, cette méthode utilise un circuit de commande considérablement complexe.

Dans ce qui suit, on va utiliser la méthode indirecte d'orientation du flux rotorique associée au modèle de la machine asynchrone alimentée en tension (sans convertisseur). Les équations de la machine dans le repère rotorique sont données par le système d'équations suivant.[6]

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} i_{sq} = K_{async} i_{sq} \tag{2.1}$$

On peut alors évaluer le courant I nécessaire pour créer le flux ϕ et le courant I pour produire le couple C .

2.3 Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

La commande vectorielle permet de contrôler une machine asynchrone comme si elle était une machine à courant continu à excitation indépendante, en profitant du découplage naturel entre la grandeur de commande du flux et celle de commande du courant. L'objectif est de contrôler l'orientation du flux, en veillant à ce qu'il n'ait qu'une seule composante, par exemple selon l'axe d Pour y parvenir, il convient d'annuler la composante du flux ϕ suivant l'axe q, ce qui est réalisé grâce à la commande par flux orienté.[9]

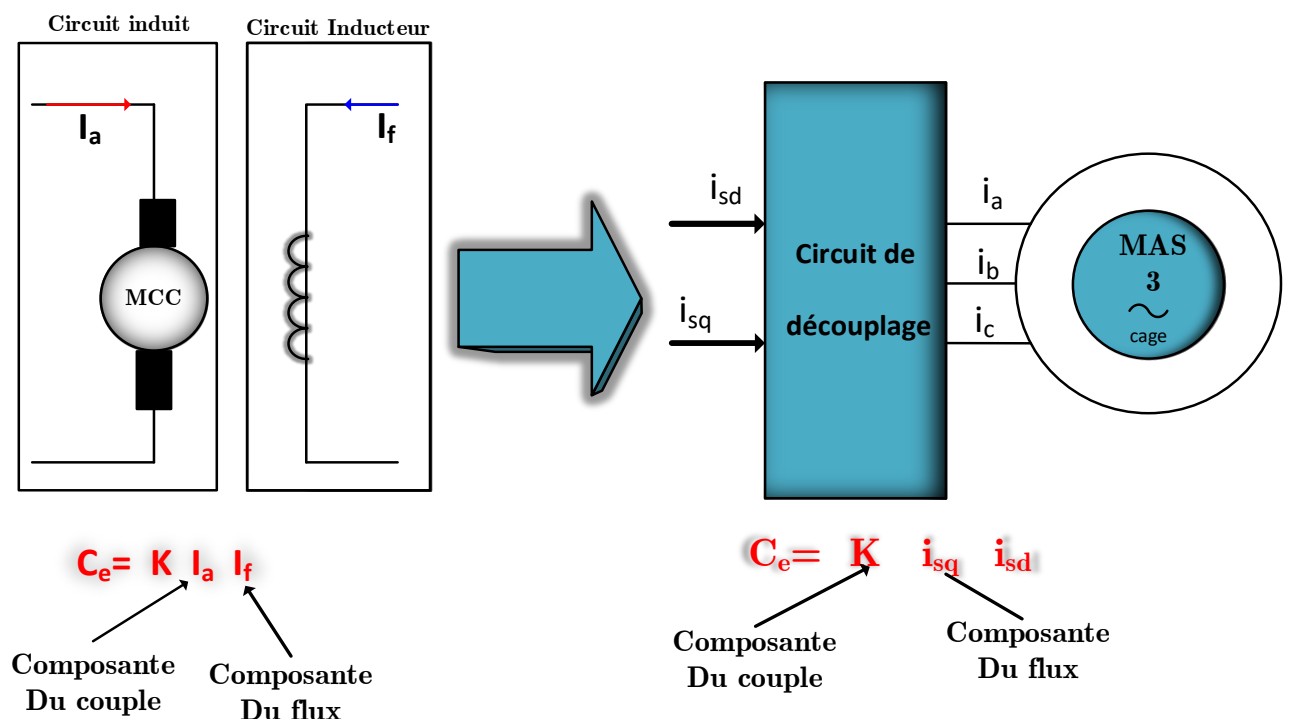


figure2. 1 Moteur courant continu et celui asynchrone avec démonstration de similitude

Alors le couple est toujours en relation avec le courant d'induit

D'après les expressions du couple on a trois méthodes d'orientation des flux est :

- Flux statorique orienté : $\Phi_{sd} = 0$ et $\Phi_{sq} = \Phi_s$
- Flux de l'entrefer orienté : $\Phi_{md} = 0$ et $\Phi_{mq} = \Phi_m$
- Flux du rotor est orienté : $\Phi_{rq} = 0$ et $\Phi_{rd} = \Phi_r$

Pour obtenir un couple de démarrage important, il est nécessaire de contrôler l'orientation du flux rotorique, ce qui requiert une connaissance précise des paramètres rotoriques. Dans la suite de notre étude, nous adopterons cette méthode d'orientation du flux rotorique[7]

Cette expression de couple est donner par :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \quad (2.2)$$

Cette expression de couple mixer de déférence composante de flux rotorique et les courant statorique qui sont couplée et pour réaliser la base de machine a courant continue il faut annuler la deuxième term de couple

$$\Phi_{rq} i_{sd} = 0 \quad (2.3)$$

Donc le couple a donner par une nouvelle forme :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} i_{sq} = K_{async} i_{sq} \quad (2.4)$$

Qui permis a reproduise la même fonctionnement du MCC, ou on a K_{async} est constant si Φ_{rd} constant.

- i_{sq} responsable du réglage du couple
- i_{sd} commander le flux

On peut obtenir ce résultat en orientant le flux sur l'axe direct du repère lié au champ tournant, comme illustré dans le schéma ci-dessous :

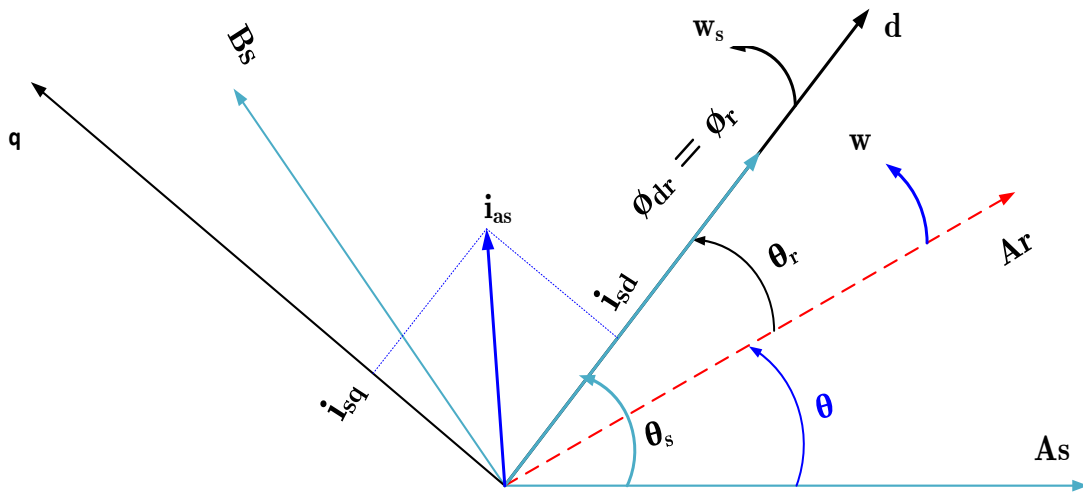


figure2. 2 Diagramme d'orientation du flux rotorique sur l'axe d

Ensuite on remplace $\Phi_{rd} = \Phi_r$ et $\Phi_{rq} = 0$ par leurs valeurs dans l'équation....

Alors on a l'équation suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = (L_s - \frac{M^2}{L_r}) \frac{d}{dt} i_{sd} + R_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - w_s (L_s - \frac{M^2}{L_r}) i_{sq} \\ V_{sq} = (L_s - \frac{M^2}{L_r}) \frac{d}{dt} i_{sq} + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + w_s (L_s - \frac{M^2}{L_r}) i_{sd} + R_s i_{sq} + w_s \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rd} = \frac{R_r M}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{rd} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rq} = \frac{R_r M}{L_r} i_{sq} - (w_s - \omega) \Phi_{rd} = 0 \end{array} \right. \quad (2.5)$$

2.4 Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet une exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine en permettant un fonctionnement à couple constant lorsque la vitesse est inférieure à la vitesse nominale. En outre, ce bloc permet également d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse pour un fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Ce bloc est défini par la fonction non linéaire suivante [8]

$$\Phi_{réf} = \begin{cases} \Phi_{rn} & \text{si } |w| \leq w_n \\ \frac{w_n}{|w|} \Phi_{rn} & \text{si } |w| \geq w_n \end{cases} \quad (2.6)$$

Avec :

- Ω_{rn} : Vitesse de rotation nominale.
- Φ_{rn} : flux rotorique nominale .

Dans notre cas w soit une valeur inférieure à 1 Wb selon plusieurs travaux consultés.

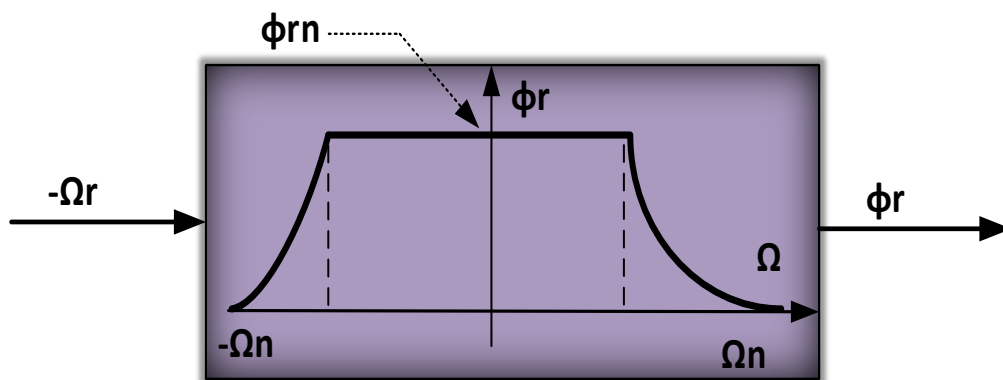


figure2. 3 Bloc de défluxage

2.5 Bloc de découplage

Les machines asynchrones alimentées en tension sont soumises à des lois de commandes vectorielles présentant des couplages entre les actions sur les axes d et q. Les flux et les couples dépendent simultanément des tensions V_{sd} et V_{sq} , rendant nécessaire la réalisation d'un découplage. L'objectif est de limiter autant que possible l'effet d'une entrée sur une seule sortie, ce qui permet de modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle. Cette approche permet d'obtenir des commandes non interactives. Plusieurs techniques de découplage existent, telles que le découplage utilisant un régulateur, le découplage par retour d'état ou encore le découplage par compensation. Dans ce contexte, nous présentons la technique de découplage par compensation.[6]

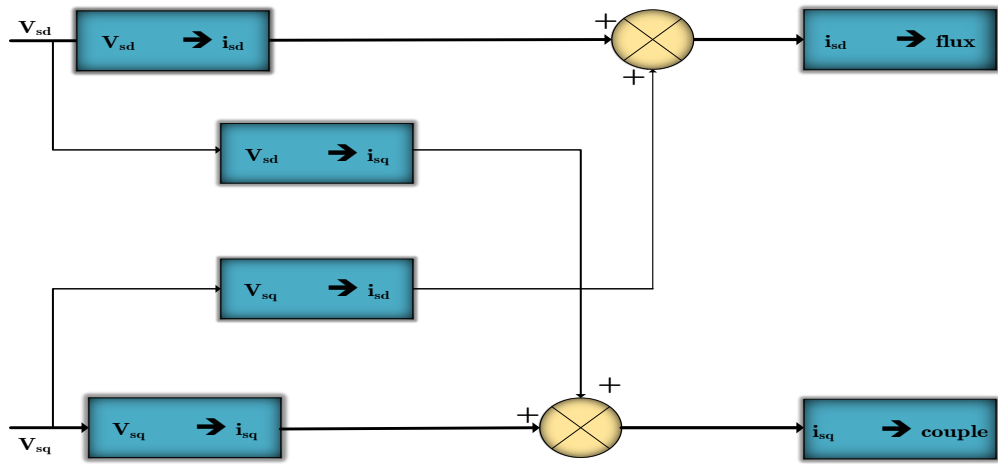


figure2. 4 Diagramme de couplage à l'intérieur de la machine asynchrone

En fixe le flux du rotor est orienté sur l'axe d et en remplacer les expressions de tentions $\frac{d}{dt} \Phi_{rq}$

et $\frac{d}{dt} \Phi_{rd}$ par leurs expressions dans l'équation

$$\begin{cases} V_{sd}^c = \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + \sigma L_s \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r} \right) i_{sd} \\ V_{sq}^c = \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + \sigma L_s \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r} \right) i_{sq} \end{cases} \quad (2.7)$$

Et les termes de coporsation

$$\begin{cases} emf_d = -w_s \sigma L_s i_{sq} - w_s \frac{M_s}{T_r L_r} \Phi_{rd} \\ emf_q = +w_s \sigma L_s i_{sd} + w_s \frac{M_s}{L_r} \Phi_{rd} \end{cases} \quad (2.8)$$

Les termes emf(d) et emf(q) doivent être ajoutés et déduits respectivement après la correction des courants, afin d'obtenir les tensions de consigne. Cette méthode est connue sous le nom de découplage par compensation, également appelé découplage statique

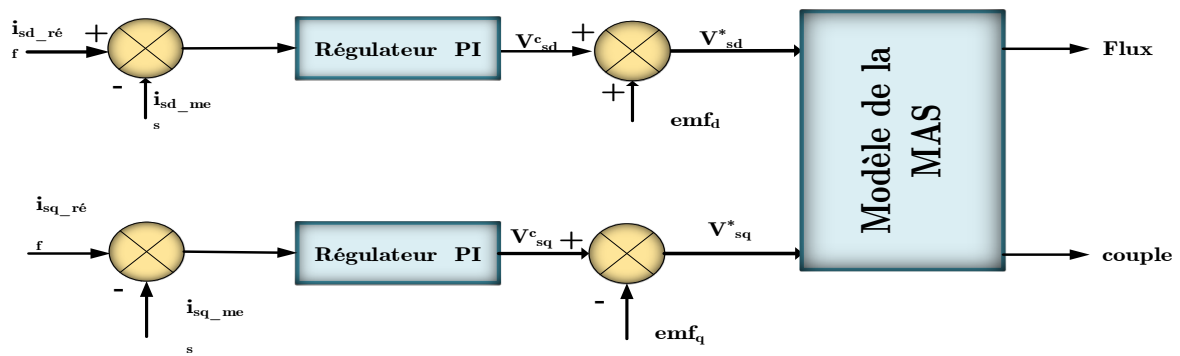


figure2. 5 la compensation dans la commande vectorielle

2.6 Schéma de principe de la commande vectorielle indirecte :

A partir du modèle de la MAS, des équations de découplage , nous pouvons élaborer un schéma de principe de la commande vectorielle indirecte.

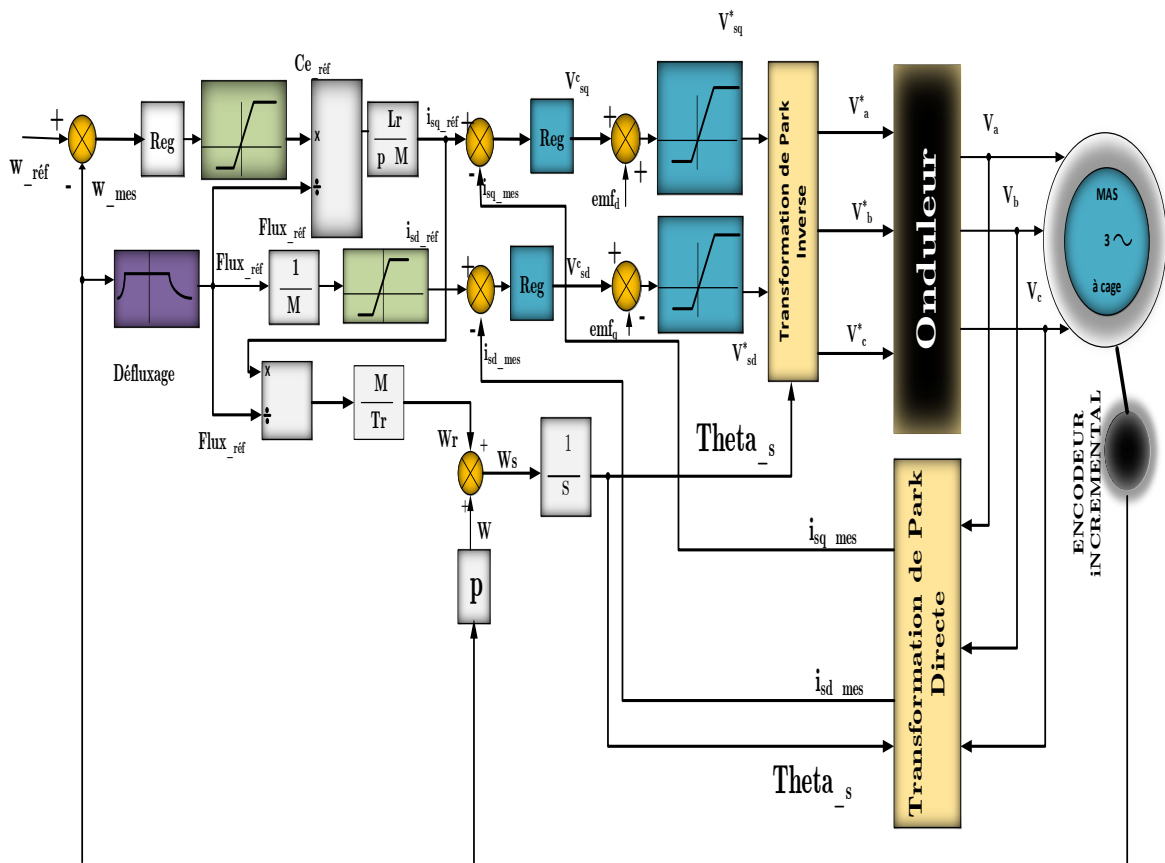


figure2. 6 Schéma de principe de la commande vectorielle indirecte

2.7 Caractéristiques des régulateurs

La machine est découplée selon deux axes d et q, ce qui nécessite la mise en place de deux boucles de régulation distinctes pour chaque axe. La régulation sur chaque axe est assurée par

une boucle interne et une boucle externe, cette dernière étant plus rapide que la deuxième boucle externe.[10]

2.7.1 Régulateur de vitesse

Pour calculer le régulateur PI on a l'équation mécanique

$$C_{em} - C_r - f_r \Omega = J \frac{d}{dt} \Omega \quad (2.9)$$

On prend C_r la perturbation $C_r=0$

Donc la fonction de transfert de la vitesse avec le couple est :

$$\frac{\Omega}{C_{em}} = \frac{1}{J s + f_r} \quad (2.10)$$

- C_{em} couple électromagnétique
- Ω vitesse mécanique du moteur
- J le moment d'inertie
- f_r coefficient de frottement

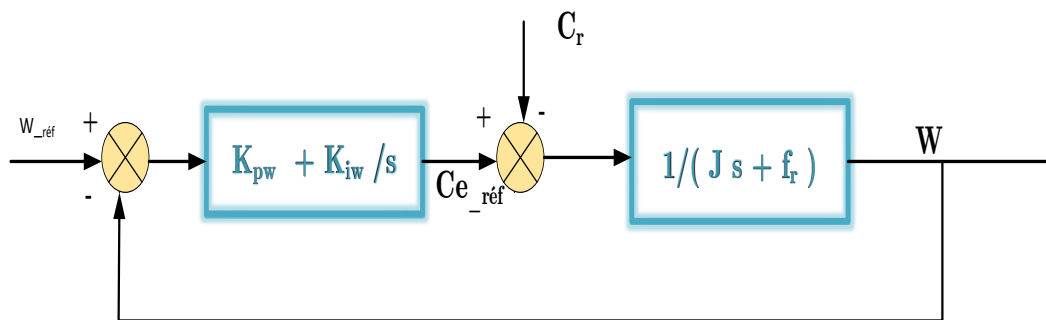


figure2. 7 schéma bloc de boucle de régulation de la vitesse

D'après le schémas bloque de régulation de vitesse La fonction de transfert en boucle ouverte et fermé est :

Boucle ouvert

$$G_{Bo} = \left(K_{pw} + \frac{K_{iw}}{s} \right) \left(\frac{1}{J s + f_r} \right) \quad (2.11)$$

Boucle fermé

$$G_{BF} = \frac{G_{Bo}}{1 + G_{Bo}} \quad (2.12)$$

Avec : K_{pw} le coefficient du PI proportionnel et K_{iw} le coefficient d'intégration du PI

Après le développement d'équation on a :

$$G_{BF} = \frac{\frac{1}{J} (K_{pw} s + K_{iw})}{s^2 + \frac{f_r + K_{pw}}{J} s + \frac{K_{iw}}{J}} \quad (2.13)$$

Par la comparaison avec le système :

$$P = s^2 + 2 \zeta \omega_n s + \omega_n^2 \quad (2.14)$$

On a

$$\begin{cases} \frac{f_r + K_{pw}}{J} = 2 \zeta \omega_n \\ \frac{K_{iw}}{J} = \omega_n^2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} K_{pw} = 2 \zeta \omega_n J - f_r \\ K_{iw} = \omega_n^2 J \end{cases} \quad (2.15)$$

Avec $\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}}$ est l'amortissement

- ω_n est la pulsation propre
- $t_{répw} = \frac{3}{\omega_n}$ le temps de réponse pour calculer ω_n

2.7.2 Régulateurs des courants

La fonction de transfert de régulateur PI pour régler les courants i_{sd}^* et i_{sq}^* est basé sur le chemin

bloc suivant :

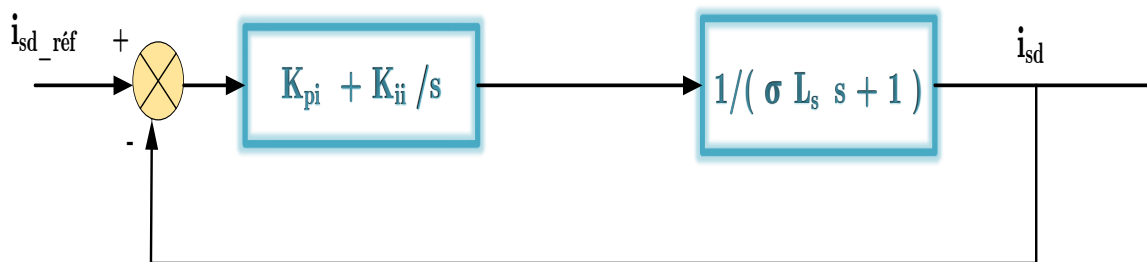


figure2. 8 Schéma bloc de la boucle de régulation des courants

La fonction de transfert en boucle ouverte et fermé on donne respectivement :

$$G_{iBo} = (K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s}) (\frac{1}{\sigma L_s s + R_s}) \quad (2.16)$$

$$G_{iBF} = \frac{G_{iBo}}{1 + G_{iBo}} \quad (2.17)$$

Alors on a :

$$G_{iBF} = \frac{\frac{1}{\sigma L_s} (K_{pi}s + K_{ii})}{(s^2 + \frac{R_s + K_{pi}}{\sigma L_s} s + \frac{K_{ii}}{\sigma L_s})} \quad (2.18)$$

Par la comparaisant de l'équation de transfert G_{iBF} et le polynôme canonique du deuxième ordre sous la forme :

$$P = s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2 \quad (2.19)$$

On a le système :

$$\begin{cases} \frac{R_s + K_{pi}}{\sigma L_s} = 2\zeta \omega_n \\ \frac{K_{ii}}{\sigma L_s} = \omega_n^2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} K_{pi} = 2\zeta \omega_n \sigma L_s - R_s \\ K_{ii} = \omega_n^2 \sigma L_s \end{cases} \quad (2.20)$$

2.8 Simulation de la commande vectorielle indirecte

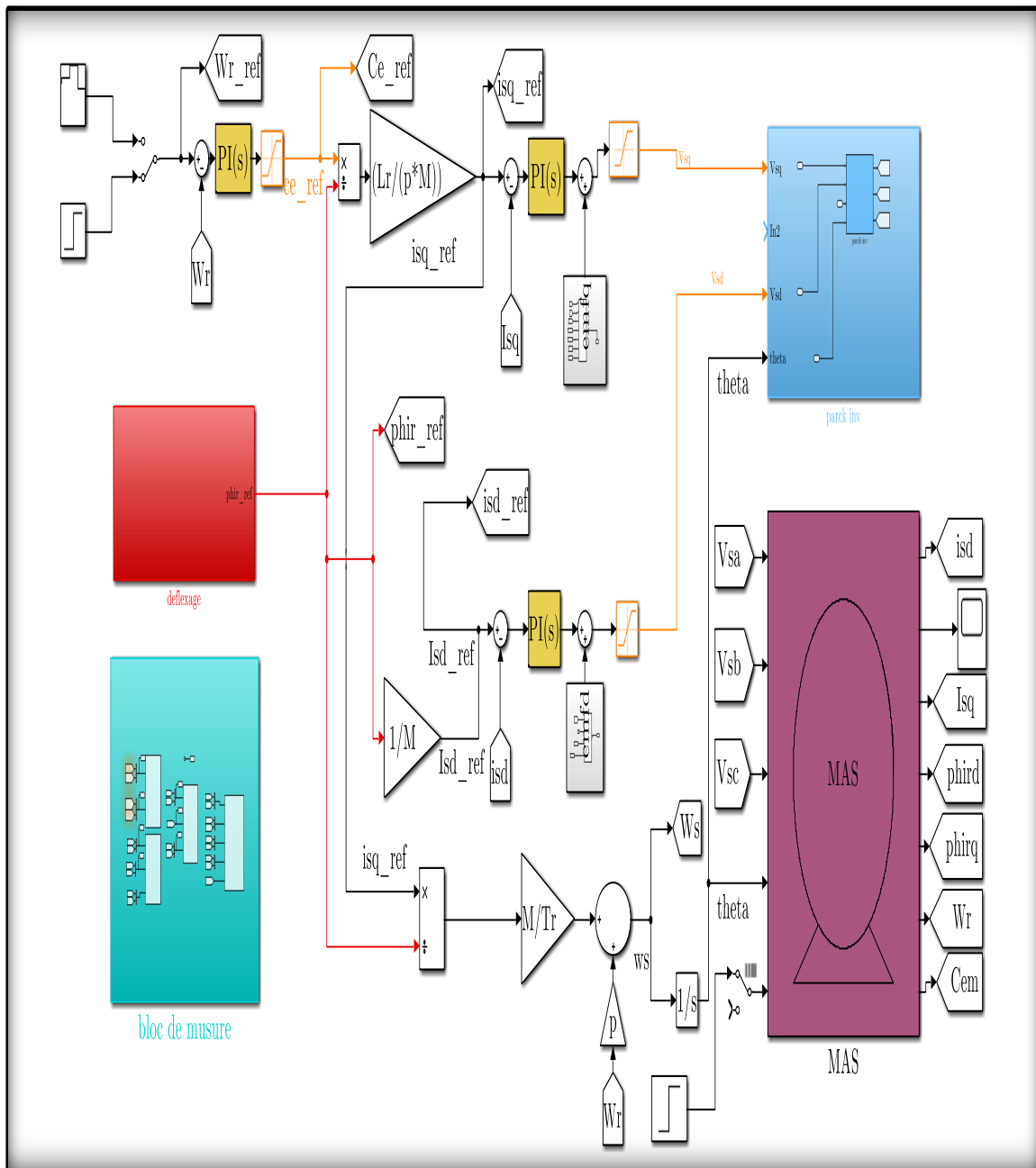


figure2. 9 Schéma Simulink de la commande vectorielle indirecte du moteur asynchrone

2.9 Résultats de simulation

Interprétation

Les résultats indiquent clairement que la vitesse suit la valeur de référence, mais en dépassant légèrement cette valeur au débit et quand on a appliqué la charge ($Cr=35$), et qu'elle résiste bien aux perturbations. De plus, le courant reste dans les limites acceptables. La courbe montre une oscillation temporaire, après il stabilise à sa valeur de référence.

Le courant stator (I_{qs}) suit la charge (représentée par l'image du couple), tandis que le courant stator (I_{ds}) reste constant à sa valeur nominale avant et après l'application de la charge.

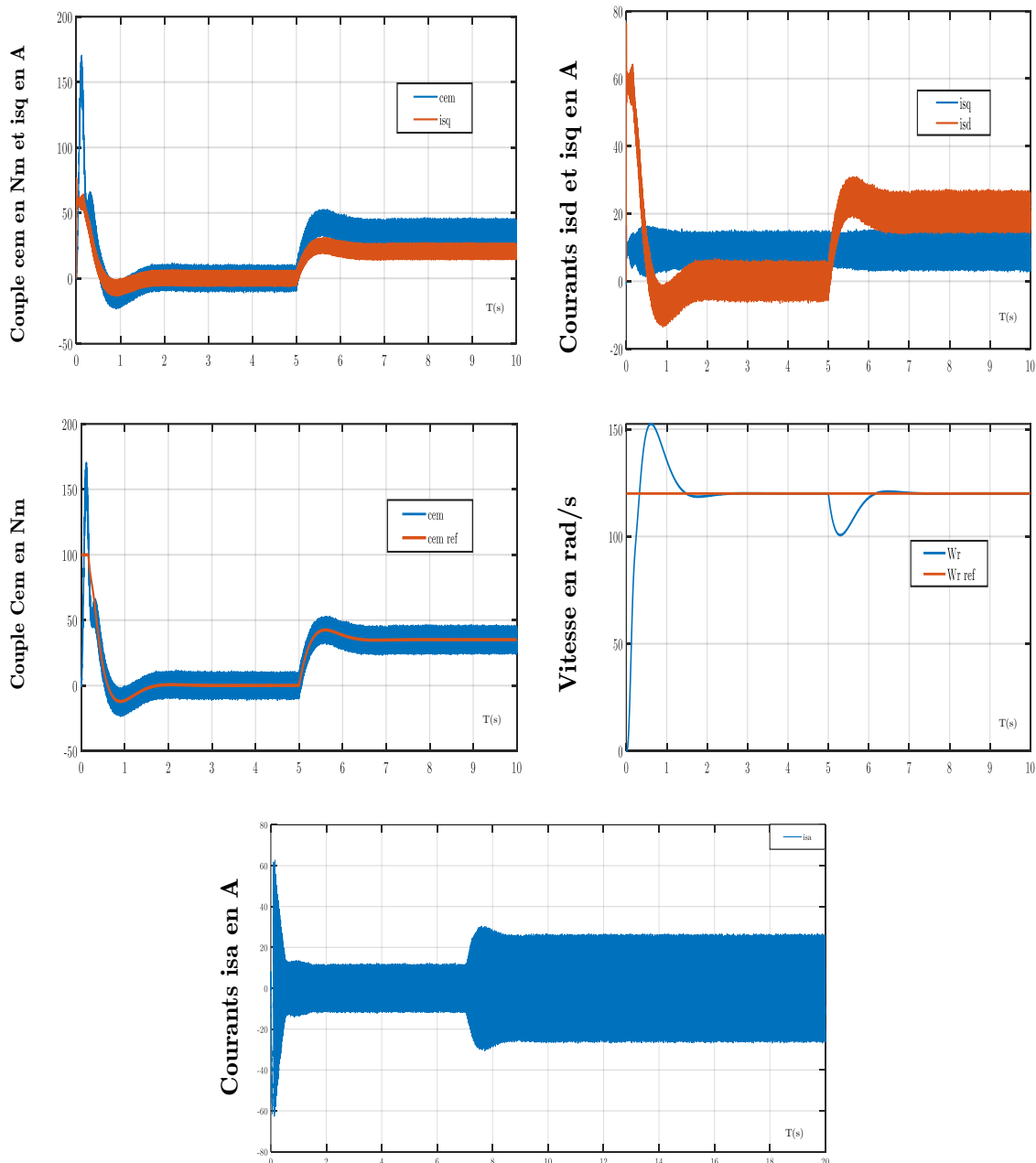


figure2. 10 Résultats de démarrage premier cas ($w_{réf}=120\text{rad/s}$ $C_r=35\text{ m}$ appliqué 5 secon

Interprétation

On remarque dans ces résultats de la variation de vitesse (de 80rad/s à 100 rad/s et de 100 rad/s à 150 rad/s , 150 rad/s à -60rad/s et à 80 rad/s) que la vitesse suite la nouvelle référence a chaque fois, La réponse en vitesse suit de manière parfaite la consigne, avec un temps de réponse identique et un dépassement observable

Lorsqu'il y a un passage d'un mode à l'autre, on observe des pics dans le couple et le courant isq, mais ceux-ci se stabilisent ensuite à la valeur souhaitée.

Au moment de l'inversion de la vitesse, il y a une variation des composantes du flux rotorique et le découplage est réalisé

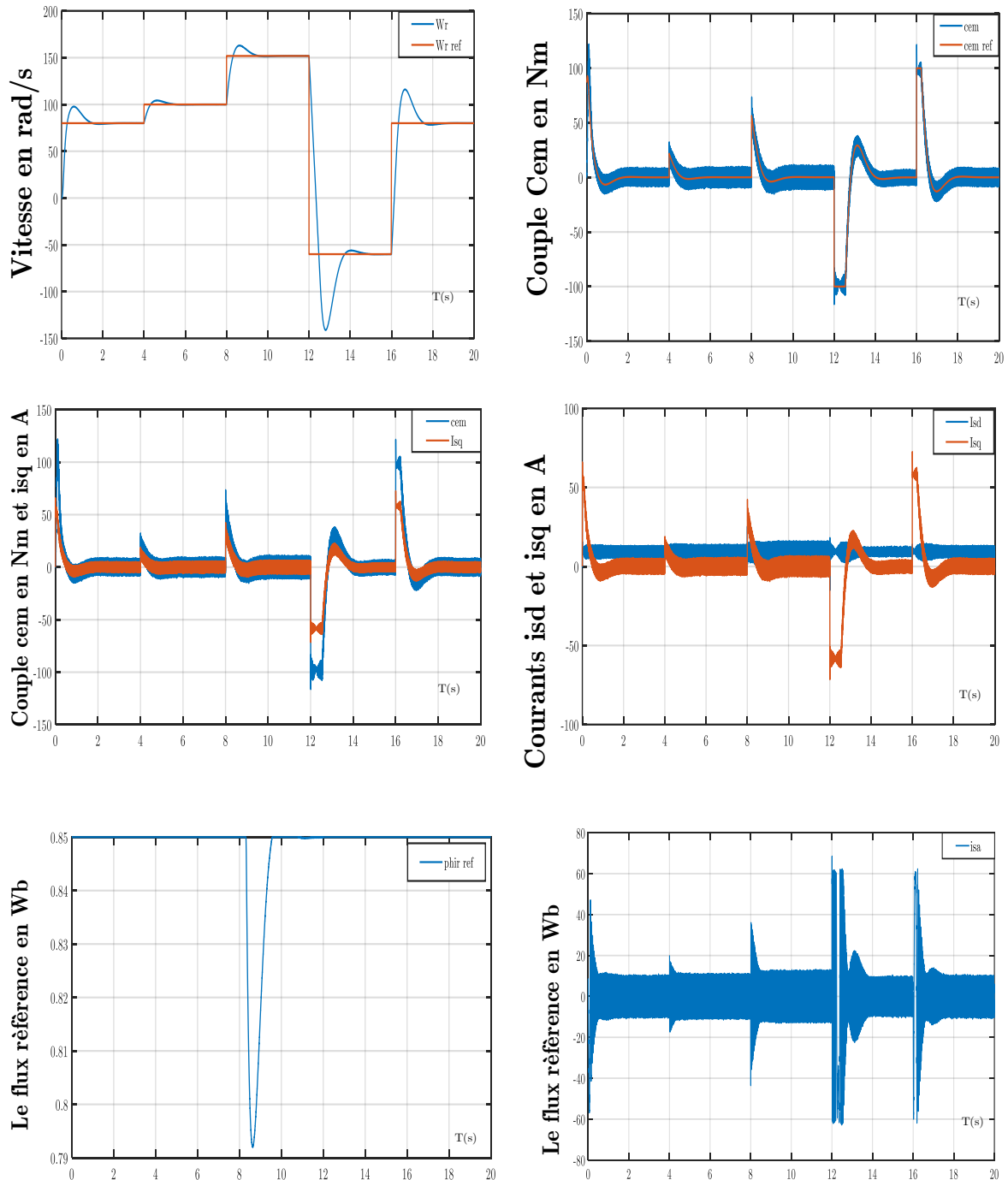


Figure 2.11 Résultats survitesse quatrième cas ($w_{réf} = (80 \text{ rad/s} \rightarrow 100 \text{ rad/s} \rightarrow W_n \text{ rad/s} \rightarrow -60 \text{ rad/s} \rightarrow 80 \text{ rad/s})$)

2.10 Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons présenté les concepts de base de la commande vectorielle, en mettant l'accent sur la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Cette technique de commande assure le découplage nécessaire pour séparer la commande du flux et celle du couple. Nous avons commencé par expliquer comment calculer les différents régulateurs, puis nous avons effectué des tests de robustesse pour mesurer la sensibilité de la commande vectorielle à la variation de la vitesse, de la charge et de la résistance rotorique. Les résultats obtenus ont montré que la commande vectorielle est sensible aux variations paramétriques, il est affectée par les perturbations de la variation de vitesse et de l'application de couple de charge. Donc dans le chapitre suivant on va régler et corrigé ces perturbations par la commande par mode glissant.

Chapitre 03

**La Commande
par mode glissant
de MAS**

3. La Commande par mode glissant de MAS

3.1 Introduction

La technique du contrôle par mode glissant a été proposée pour la première fois par UKTIN en 1977. Depuis, ses travaux théoriques ont été appliqués dans de nombreuses applications. Le contrôle en mode glissant (SMG) est une méthode de contrôle non linéaire qui offre une réponse dynamique rapide et garantit la stabilité du système en réduisant l'erreur d'état transitoire. Il est également robuste face aux variations des paramètres et aux perturbations externes lorsque le système atteint et se maintient dans la surface de glissement. C'est pourquoi le contrôle en mode glissant est largement utilisé pour les systèmes non linéaires qui présentent une incertitude de modèle et qui sont soumis à des perturbations externes.

Cependant, le seul inconvénient de cette méthode est le phénomène de broutement (chattering), qui se manifeste sous la forme d'ondulations à haute fréquence causées par la loi de commande de commutation. Pour éliminer ce phénomène indésirable, il est possible d'utiliser une fonction de saturation 'SAT' ou une tangente hyperbolique à la place de la fonction signe dans une couche limite mince près de la surface de glissement. [11]

3.2 Systèmes à structure variables

Un système à structure variable (VSS) est un système qui change de structure pendant son fonctionnement. Il se caractérise par le choix d'une structure et d'une logique de commutation, ce qui permet au système de passer d'une structure à l'autre à tout moment. Dans les systèmes à structures variables utilisant le mode de glissement, la trajectoire d'état est dirigée vers une surface appelée hyperplan, puis, grâce à la loi de commutation, elle est maintenue à proximité de cette surface. Cette surface est appelée surface de glissement et le mouvement le long de cette surface est appelé mouvement de glissement

Ce système est défini par des équations différentielles de type :

$$\dot{x} = \begin{cases} f_1(X) & \text{si la condition 1 est vérifiée} \\ \vdots & \vdots \\ f_n(X) & \text{si la condition n est vérifiée} \end{cases} \quad (3.1)$$

Où f_i les fonctions appartiennent à un ensemble de sous-systèmes de classe C^k [12]

3.3 Théories des Modes glissants

Les systèmes à structure variable se caractérisent par la sélection d'une fonction et d'une logique de commutation appropriées. Ce choix permet une commutation entre ces structures à tout moment. La combinaison des propriétés de chaque structure permet d'induire le comportement souhaité dans le système global.

Comme présenté précédemment, la commande en mode glissant est un cas spécifique de la commande à structure variable appliquée aux systèmes décrits par l'équation suivante (en se limitant au cas $n = 2$) :

$$\dot{x} = f = \begin{cases} f^+(x, u^+) & \text{si } S(x, t) > 0 \\ f^-(x, u^-) & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

Les champs de vecteurs u^+ et u^- sont définis par :

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{si } S(x, t) > 0 \\ u^- & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (3.3)$$

$S(x, t)$ est la fonction de commutation (surface).

La surface de commutation S_0 est :

$$S_0 = \{x(t) \ / \ S(x, t) = 0\} \quad (3.4)$$

Ici, nous avons sélectionné une surface de glissement sur laquelle le système effectue des commutations, correspondant à la surface sur laquelle le système suit l'évolution souhaitée. En général, la variété de commutation a une dimension égale à "n" moins le nombre de fonctions de commutation disponibles (c'est-à-dire le nombre de sorties à stabiliser dans le cas de la commande).

Les trajectoires associées à la fonction f se résument en trois configurations décrivant les évolutions temporelles :

- La première configuration présente des trajectoires de f^+ et f^- qui mettent en évidence un phénomène de répulsion de ces dernières par rapport à la surface de commutation S_0 .
- La deuxième configuration illustre des trajectoires où des phénomènes d'attraction se produisent pour f^+ (respectivement f^-) et de répulsion pour f^- (respectivement f^+)
- La troisième configuration (Figure 3-1) présente des trajectoires de f^+ et f^- qui convergent vers la surface de commutation S_0 , et elles ont la particularité de glisser le long de celle-ci. Ce phénomène est connu sous le nom de "mode de glissement"[14]

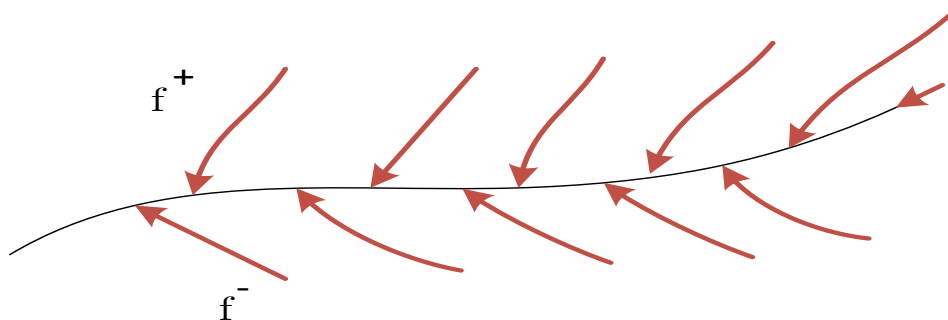


Figure 3-1 Trajectoires de f^+ et de f^- pour le mode de glissement. f^-

3.3.1 Les modes de la trajectoire dans le plan de phase

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes :

- **Le mode de convergence (MC)**

est le mode au cours duquel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et converge vers la surface de commutation $S(X_1, X_2) = 0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.

- **Le mode de glissement (MG)**

correspond à la situation où la variable d'état atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par la détermination de la surface de glissement $S(X) = 0$.

- **Le mode de régime permanent (MRP)**

est ajouté pour étudier la réponse du système autour de son point d'équilibre, c'est-à-dire l'origine du plan de phase. Ce mode est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.[13]

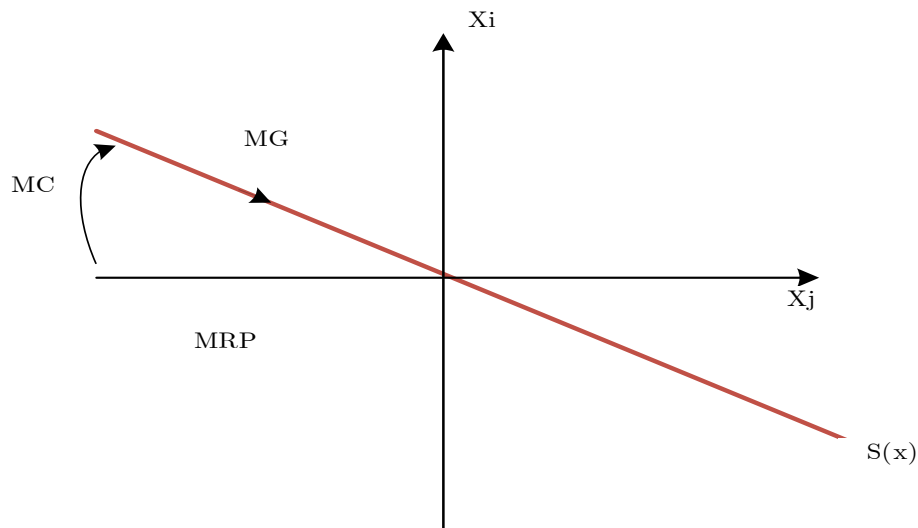


Figure 3-2 Les modes de trajectoire dans le plan de phase

3.4 Conception de la commande par mode de glissement

La conception de régulateurs utilisant les modes glissants permet de traiter de manière systématique les problèmes de stabilité et de performances souhaitées. La mise en œuvre de cette méthode de commande implique principalement trois étapes :

1. Le choix de la surface.
2. L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
3. La détermination de la loi de commande.

3.4.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement ne se limite pas seulement au nombre de surfaces nécessaires, mais également à leur forme. Ce choix doit être fait en fonction de l'application et de l'objectif visé. Pour un système défini par l'équation d'état suivante, les surfaces de glissement doivent être choisies avec soin : [13]

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \\ y = C^t x, \quad y \in R^m \end{cases} \quad (3.5)$$

Le vecteur de la surface "m" a la même dimension que le vecteur de commande "V". La surface de glissement est une fonction scalaire qui permet à l'erreur sur la variable à régler de glisser sur cette surface jusqu'à tendre vers l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface représente le comportement dynamique souhaité pour le système. Dans la littérature, différentes formes de surfaces sont étudiées, chacune offrant de meilleures performances pour certaines utilisations. Dans notre travail, nous nous intéressons à une forme non linéaire de surface proposée par Slotine : [13]

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x\right)^{r-1} e(x) \quad (3.6)$$

Avec

- $e(x)$: L'écart de la variable à régler $e(x) = x_{ref} - x$
- λ_x Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.
- r Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour $r = 1$, $S(x) = e(x)$

Pour $r = 2$, $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$

Pour $r = 3$, $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

L'objectif de cette commande est de maintenir la surface à une valeur proche de zéro. Cette surface est une équation différentielle linéaire dont la solution unique est $e(x) = 0$, pour une valeur appropriée du paramètre λ . Ainsi, cela équivaut à résoudre un problème de suivi de trajectoire, ce qui peut être réalisé par une linéarisation exacte de l'écart, tout en assurant la convergence [13]

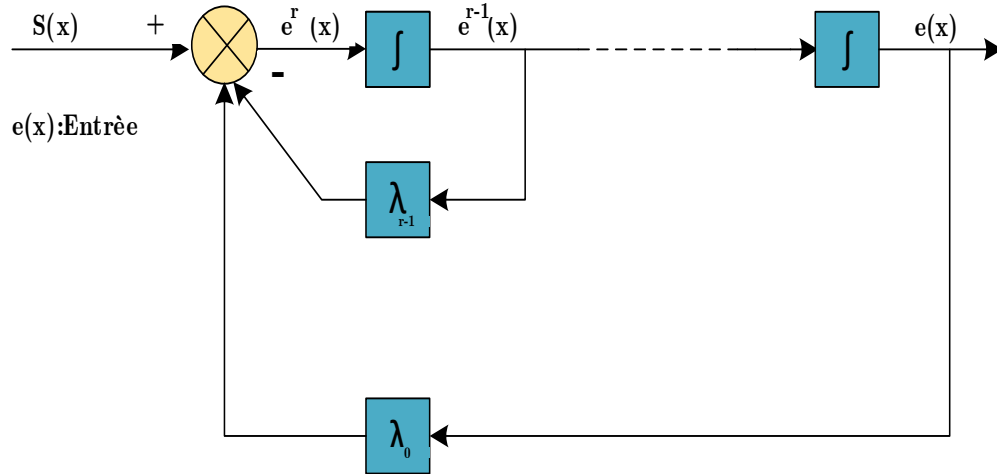


Figure 3-3 Linéarisation exacte de l'écart

3.4.2 Conditions de convergence

Les conditions de convergence sont nécessaires pour que les dynamiques du système convergent vers les surfaces de glissement. Nous avons identifié dans la littérature deux conditions de convergence, qui correspondent au mode de convergence de l'état du système[12]

3.4.2.1 Fonction directe de commutation

La méthode proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN consiste à conférer à la surface une dynamique convergente vers zéro. Cette méthode est décrite par l'équation suivante[12] :

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \quad (3.7)$$

3.4.2.2 Fonction de LYAPUNOV

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système. La loi de commande doit permettre à cette fonction de décroître $\dot{V}(x) < 0$

On utilise cette fonction pour stabiliser les systèmes non linéaires [13]

Le principe est de sélectionner une fonction scalaire $S(x)$ qui assure l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence, et de construire une commande U de manière à ce que le carré de la surface corresponde à une fonction de Lyapunov. Pour cela, on définit la fonction de Lyapunov selon l'équation suivante : [13]

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (3.8)$$

Et sa dérivée par

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (3.9)$$

Afin que la fonction $V(x)$ décroisse, il est nécessaire que sa dérivée soit négative. Cette condition n'est vérifiée que si la condition (3-9) est remplie. L'équation (3-8) stipule que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement, exprimé par $S^2(x)$, diminue continuellement, ce qui contraint la trajectoire du système à se diriger vers la surface de glissement à partir des deux côtés de celle-ci. Cependant, cette condition suppose un régime glissant idéal, où la fréquence de commutation est infinie [13]

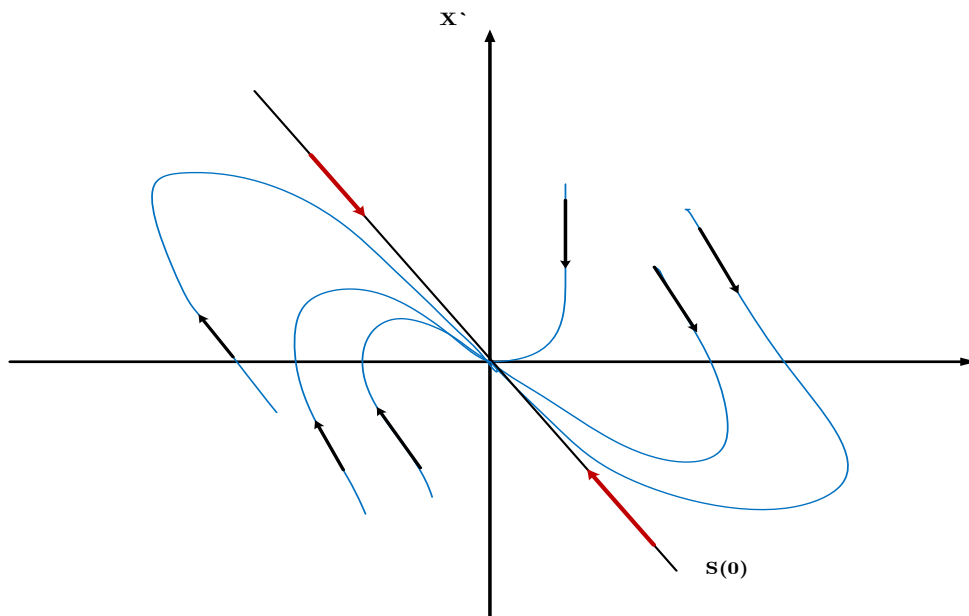


Figure 3-4 Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement

3.4.3 Calcul de la commande

Une fois que la surface de glissement et le critère de convergence ont été choisis, la prochaine étape consiste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler sur la surface et vers son point d'équilibre tout en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

L'une des hypothèses fondamentales dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants est que la commande doit commuter instantanément entre deux états (à fréquence infinie) en fonction du signe de la surface de glissement (voir Figure 3-5). Cependant, cette méthode peut causer des oscillations de très haute fréquence appelées « broutement » ou « chattering » dans le mode de glissement [14]

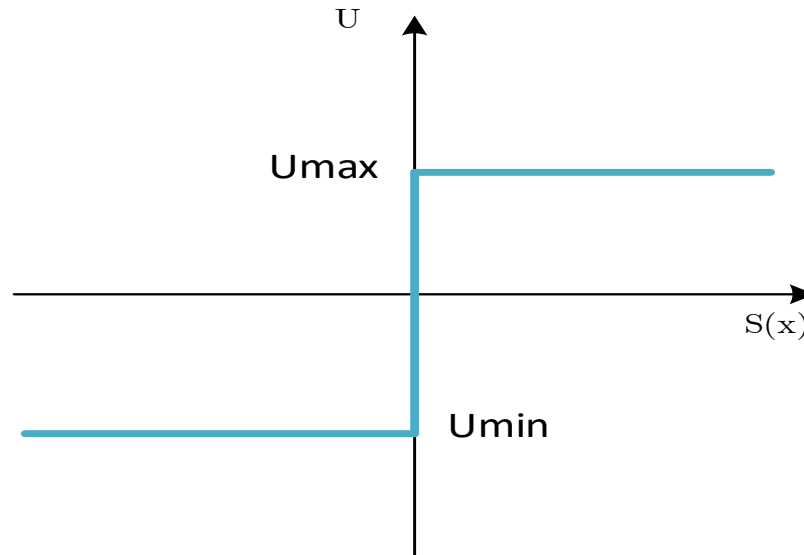


Figure 3-5 Commande appliquée aux systèmes à structure variable.

3.4.3.1 Définition des grandeurs de commande

Comme mentionné précédemment, la surface de glissement est déterminée en fonction du système et des performances souhaitées, indépendamment de la commande. Pour atteindre un régime glissant, une commande discontinue est nécessaire. Cependant, si une telle commande est indispensable, elle peut être associée à une partie continue pour réduire l'amplitude de la discontinuité. [13]

En conséquence, un contrôleur pour cette technique de commande comprend deux parties: une première pour la linéarisation exacte et une deuxième pour la stabilisation. La partie stabilisante est très importante pour la commande par modes de glissement car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures

Nous posons donc :

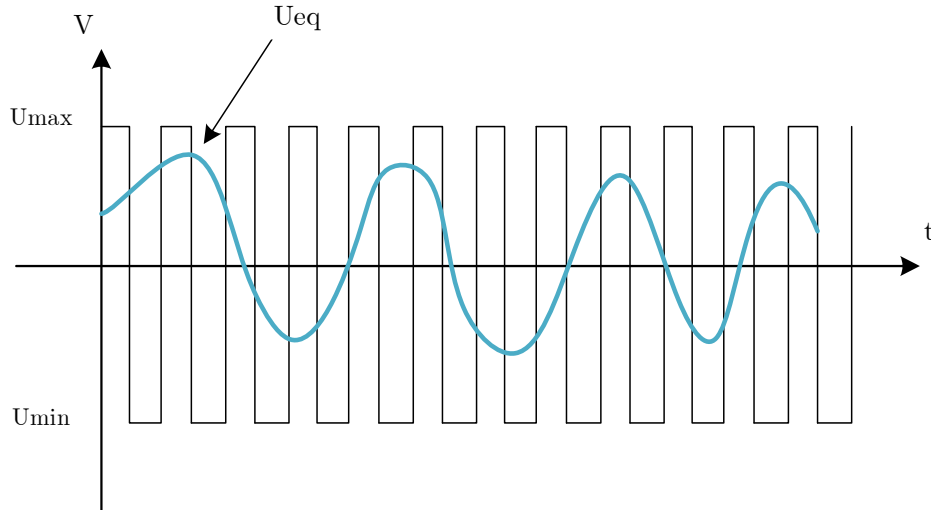
$$u(t) = u_{eq}(t) + u_N \quad (3.10)$$

La commande équivalente proposée par Filipov et Utkin est représentée par $u_{eq}(t)$. C'est considéré comme la méthode la plus directe et la plus simple. Cette commande est calculée en reconnaissant que le comportement du système pendant le mode de glissement est décrit par cette équation :

$$\dot{S}(x) = 0 \quad (3.11)$$

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne de la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs maximales et minimales de la commande (représentées respectivement par U_{max} et U_{min}) [13]

Figure 3-6 La valeur continue U_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre U_{Max} et U_{Min}



3.4.3.2 Expression analytique de la commande

Nous nous concentrons sur le calcul de la commande équivalente, puis sur le calcul de la commande attractive pour le système défini dans l'espace d'état par l'équation (3.15).

$$\dot{x}(t) = f(x,t) + g(x,t)u(t) \quad (3.12)$$

Le vecteur u est composé de deux grandeurs : u_{eq} et u_N donc :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_N \quad (3.13)$$

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x,t) + g(x,t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x,t)u_N\} \quad (3.14)$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle car la surface atteint zéro. Par conséquent, nous avons :

$$u_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right\}, u_N = 0 \quad (3.15)$$

Pendant le mode de convergence, en remplaçant le terme par sa valeur (3.15) dans l'équation (3-12), nous obtenons une nouvelle expression pour la dérivée de la surface, qui est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x,t)u_N\} \quad (3.16)$$

Nous avons trouvé u_N tel quel :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x,t)u_N\} < 0 \quad (3.17)$$

La méthode la plus simple consiste à choisir sous la forme d'un relais (voir Figure (3-7)). Dans ce cas, la commande peut être écrite comme suit

$$u_N = K \text{sign}(S(x)) \quad (3.18)$$

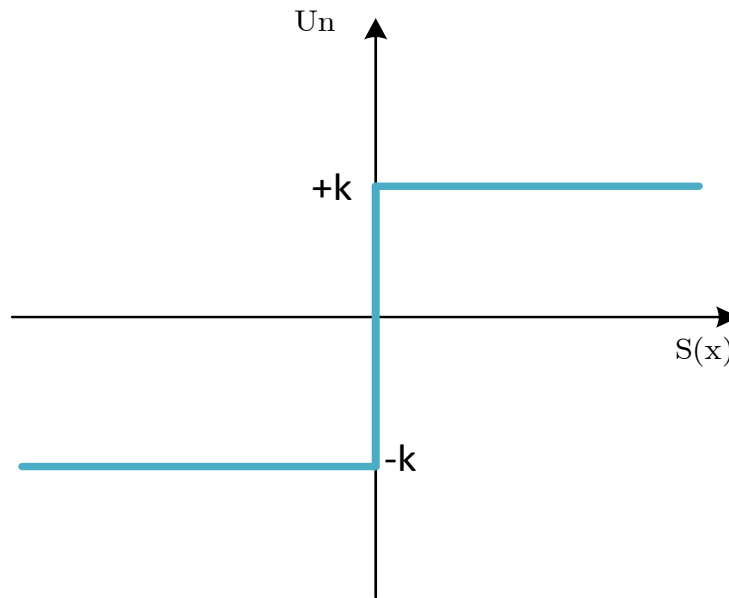


Figure 3-7 Représentation de la fonction « SIGN »

En remplaçant l'expression (3.18) dans (3.19), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)K |S(x)| < 0 \quad (3.19)$$

Où le facteur $\frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)$ est toujours négatif pour la classe de système que nous considérons.

Le gain k est choisi comme étant positif pour satisfaire la condition (3-19). Cependant, le choix de ce gain est crucial car s'il est choisi trop petit, cela entraînera un temps de réponse très long, et s'il est choisi trop grand, cela causera de fortes oscillations au niveau de l'organe de commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering) ou même endommager l'organe de commande [14]

3 .4.4 Elimination du phénomène de chattering

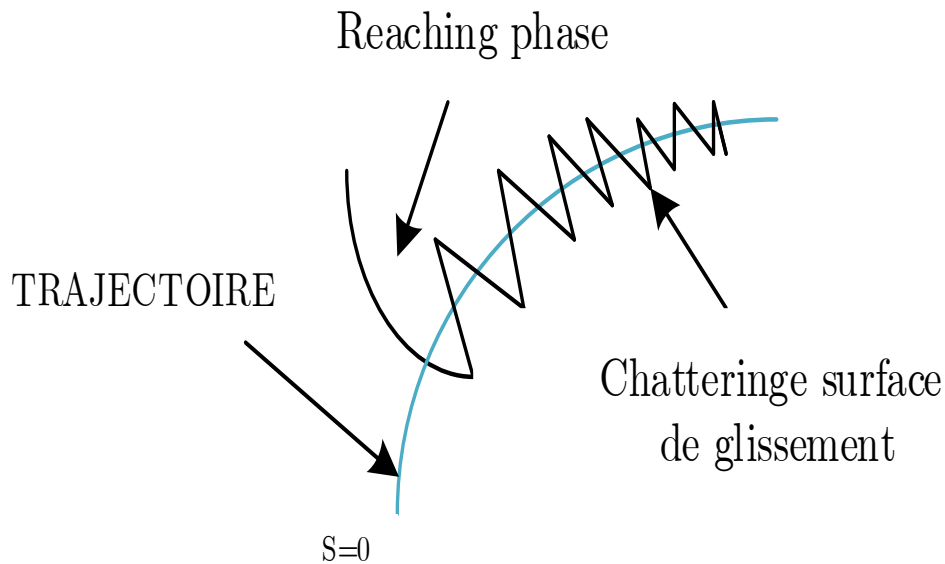


Figure 3-8 Phénomène de chattering.

Un régime glissant idéal requiert une commande capable de commuter à une fréquence infinie. Cependant, pour une utilisation pratique, seule une commutation à une fréquence finie est possible, ce qui engendre un délai entre la mesure de la sortie et le calcul de la commande. Cela entraîne le système à quitter la surface de glissement sans que la commande puisse réagir. Par conséquent, pendant le régime glissant, les discontinuités de la commande peuvent provoquer des oscillations à haute fréquence de la trajectoire du système autour de la surface de glissement. Ce phénomène est connu sous le nom de broutement ou chattering. En conséquence, les performances et la robustesse du système sont détériorées, ce qui peut même entraîner l'instabilité[15]

Pour assurer la réduction de broutement on va remplacer la fonction $[sign]$ par ces deux fonctions :

- Fonction **SAT** :

$$\begin{cases} Sat(S) = 1 & si \quad S > \mu \\ Sat(S) = -1 & si \quad S < \mu \\ Sat(S) = \frac{S}{\mu} & si \quad |S| < \mu \end{cases} \quad (3.20)$$

μ Un paramètre petit et positif.

- Fonction **SMOOTH** :

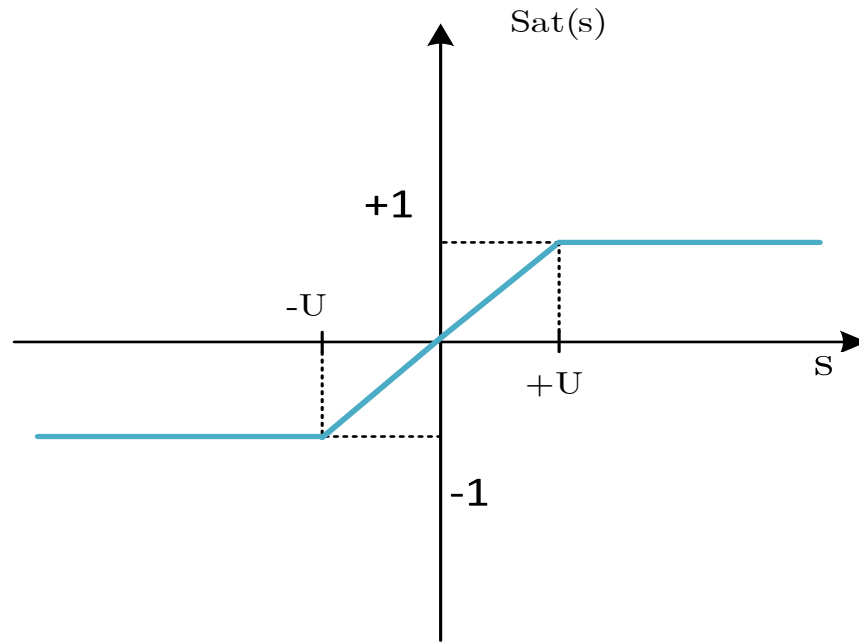


Figure 3-9 Fonction « SAT »

$$Smooth(S) = \frac{S}{|S| + \mu} \quad (3.21)$$

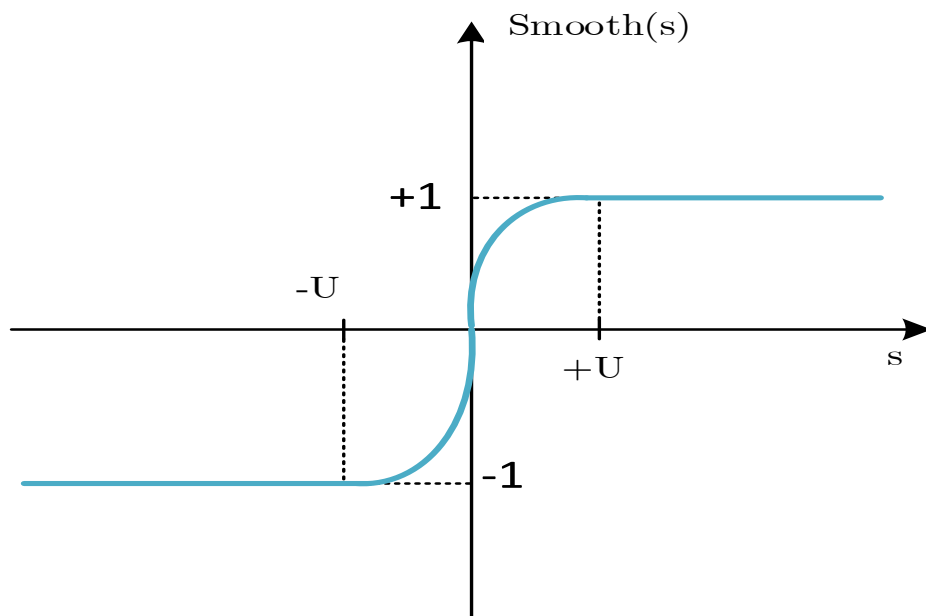


Figure 3-10 Fonction « SMOOTH »

3.3.5 Application de la commande par mode de glissement à la MAS

3.3.5.1 Description

En nous basant sur le modèle établi au deuxième chapitre, nous formulerons les expressions des valeurs de commande vectoriel par le principe d'orientation du flux rotorique, cette technique permet de séparer la machine en deux axes, **d** et **q**, et de réguler chacun d'eux indépendamment. La structure en cascade nécessite la sélection de trois surfaces sur les deux axes. La boucle de régulation interne permet de contrôler les deux courants[16]

(I_{sd}, I_{sq}) et la boucle externe la vitesse (Ω_r)

La figure (3-11) illustre la structure en cascade des régulateurs en mode de glissement appliquée à la machine asynchrone. La mise en œuvre de cette stratégie de commande commence par la détermination du degré relatif des variables à réguler. Ces variables sont le courant direct et la vitesse pour l'axe d et le courant en quadrature pour l'axe q, .Les sorties de ces dernières représentent les tensions de commande directe et en quadrature à appliquer sur la machine[16]

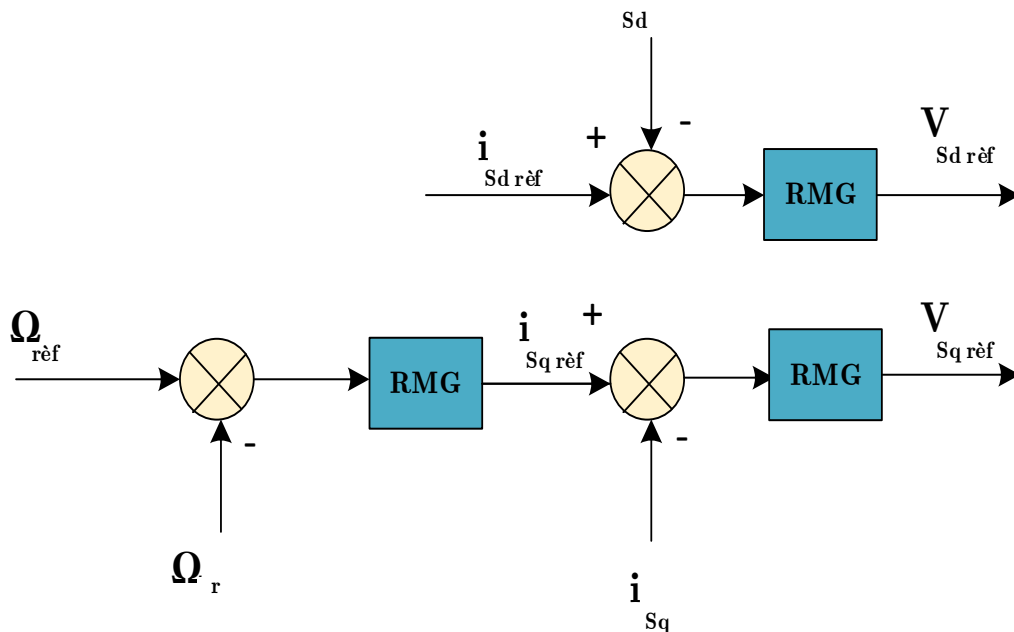


Figure3-11 Schéma de la structure en cascade de la commande par mode de glissement

5-2 Sélection des surfaces de commutation

5-2-1 Surface de régulation de la vitesse

On a :
$$S(\omega_r) = \omega_{rref} - \omega_r \quad (3.22)$$

La dérivée de la surface est :
$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_{rref} - \dot{\omega}_r \quad (3.23)$$

En remplaçant $\dot{\omega}_r$ donc :

$$S(\dot{\omega}_r) = \dot{\omega}_{rref} - p \frac{M}{J.l_r} \Phi_{rd} i_{sq} + \frac{f}{J} \omega_r + \frac{C_r}{J} \quad (3.24)$$

Avec :

$$I_{sq} = I_{sqeq} + I_{sqn} \quad (3.25)$$

Durant le régime de mode glissant :

$$\dot{\omega}_r = \dot{\omega}_{rref} \quad \text{et} \quad i_{sqn} = 0 \quad (3.26)$$

D'après l'expression (1-20) on obtient :

$$i_{sqeq} = \frac{J.l_r}{pM\Phi_{rd}} \left[\dot{\omega}_{rref} + \frac{f}{J} \omega_{rref} + \frac{C_r}{J} \right] \quad (3.27)$$

Et

$$i_{sqn} = K_1 \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + \mu_1} \quad (3.28)$$

5-2-2 Surface de régulation du courant I_{sq}

On a :

$$S(i_{sq}) = i_{sqref} - i_{sq} \quad (3.29)$$

- Durant le régime de mode glissant :

$$\dot{i}_{sq} = \dot{i}_{sqref} \quad \text{et} \quad V_{sqn} = 0 \quad (3.30)$$

- A travers l'expression (2-5) on obtient :

$$V_{sqeq} = \sigma L_s \left[\dot{i}_{sq} + \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{T_r} \right) i_{sqref} + \omega_s i_{sd} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{Msr} \omega_r \Phi_{rd} \right] \quad (3.31)$$

Et

$$V_{sqn} = K_2 \frac{S(i_{sq})}{|S(i_{sq})| + \mu_2} \quad (3.32)$$

Avec :

$$V_{sq} = V_{sqeq} + V_{sqn} \quad (3.33)$$

5-2-3 Surface de régulation du courant I_{sd}

On a :

$$S(i_{sd}) = i_{sdref} - i_{sd} \quad (3.34)$$

Avec la même méthode précédente :

$$V_{sdeq} = \sigma l_s \left[\dot{i}_{sdref} + \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{T_r} \right) i_{sdref} - \omega_s i_{sq} - \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M.T_r} \Phi_{rd} \right] \quad (3.35)$$

Et
$$V_{sdn} = K_3 \frac{S(i_{sd})}{|S(i_{sd})| + \mu_4} \tag{3.36}$$

Avec :
$$V_{sq} = V_{sreq} + V_{sqn} \tag{3.37}$$

Le choix des gains ($K1$, $K2$ et $K3$) se fera de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur[14]

3.6 Schéma de principe de la commande par mode glissant

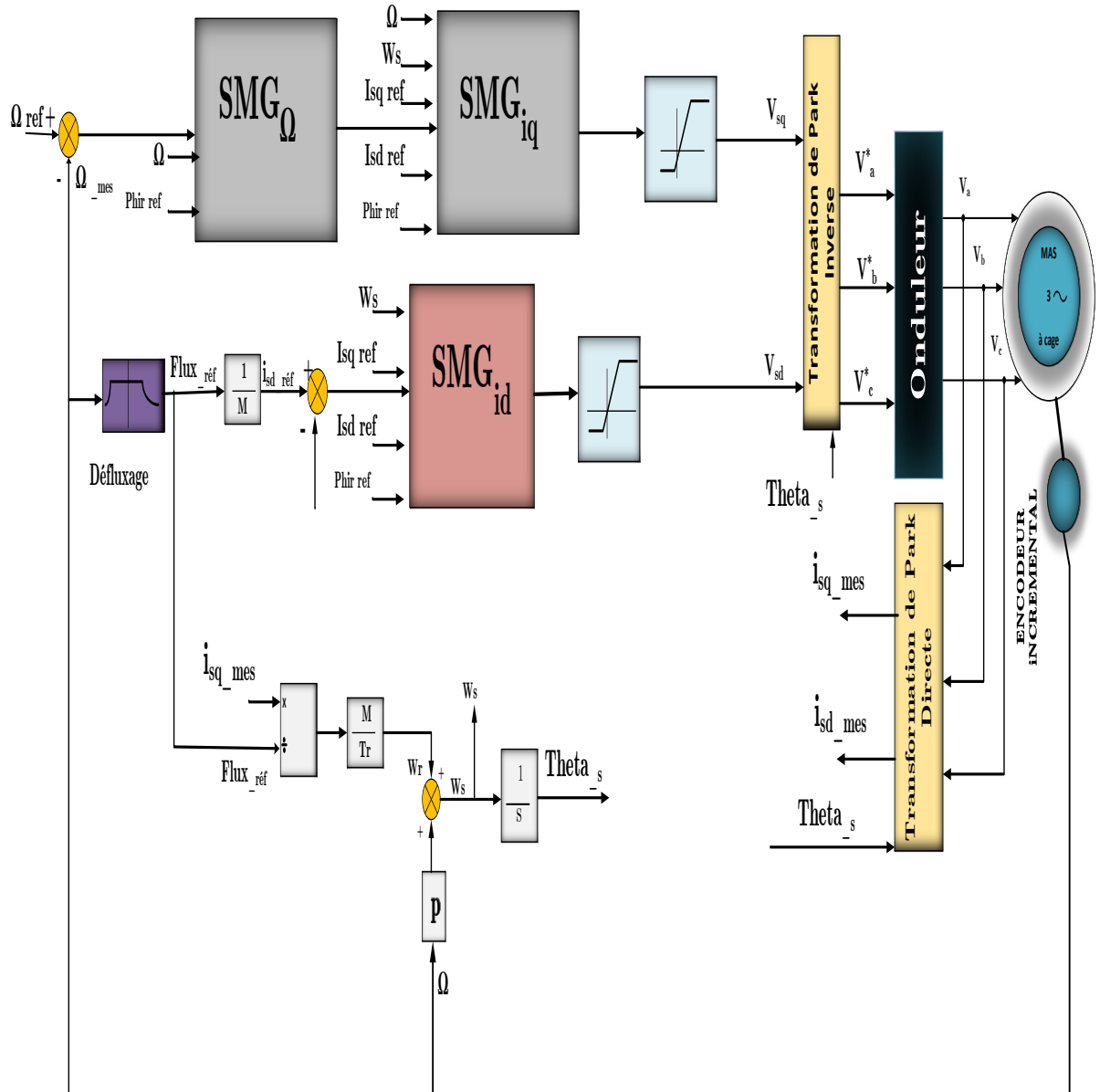


Figure 3-12 Schéma de principe de la commande par mode glissant

3.7 Résultats de simulation

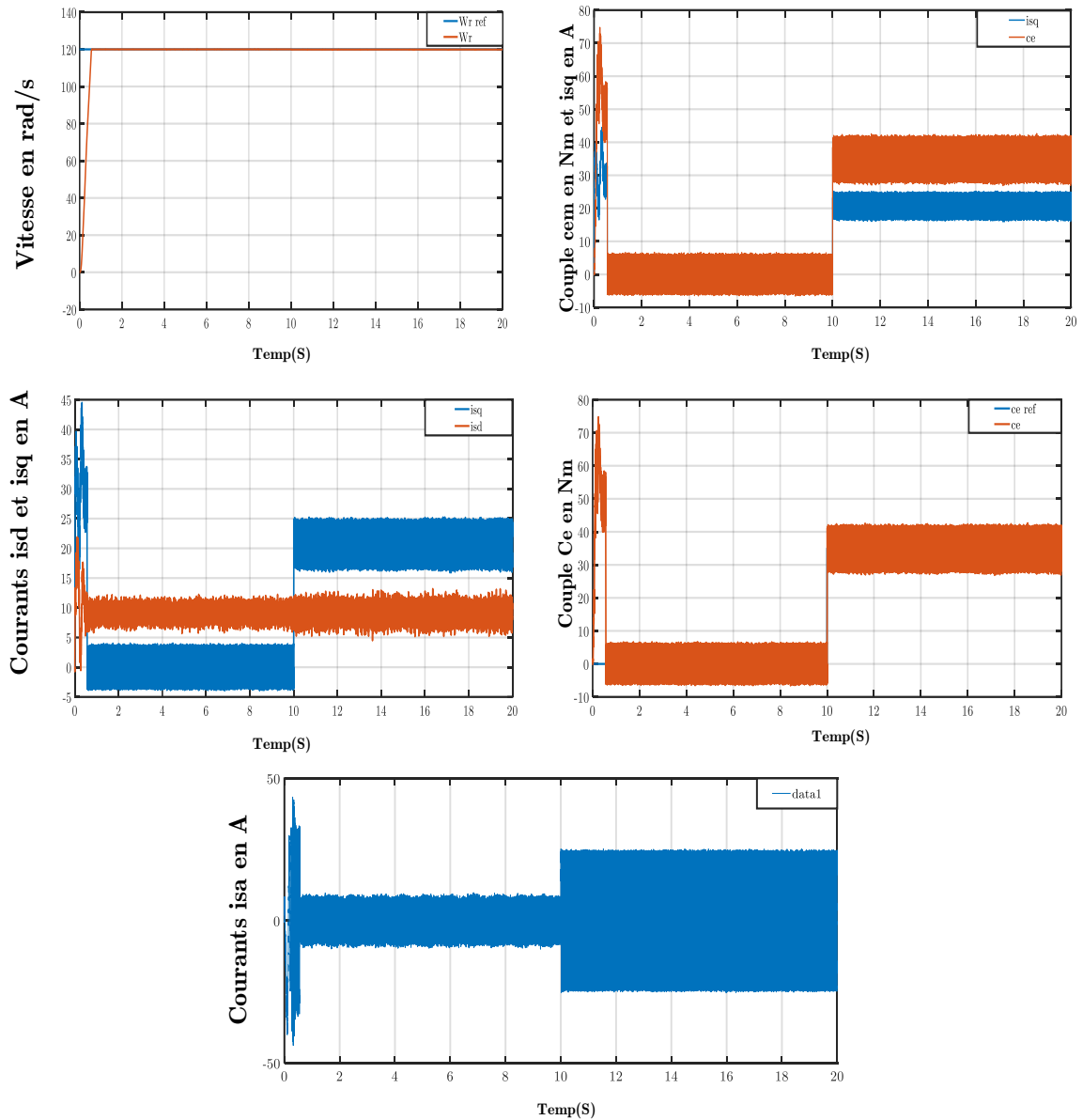


Figure 3-13 Résultats de simulation de le RMG de la MAS alimentée en tension lors de démarrage à vide et en charge
Interprétation

La figure (3-13) montre la qualité de réponse de la vitesse, du couple électromagnétique les courants et du flux en utilisant un régulateur par mode glissant. L'essai à vide au démarrage puis en charge a $t=10$ s ($C_r=35$ n.m), ont noté que le temps de réponse de la vitesse est très rapide, ainsi que la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et suite la vitesse de référence.

On constate aucune influence et aucun dépassement sur l'allure de vitesse avant et après l'application de la charge.

Lors du démarrage, le couple électromagnétique connaît un pic initial, puis il atteint rapidement la valeur de couple résistant avant et après l'application de la charge.

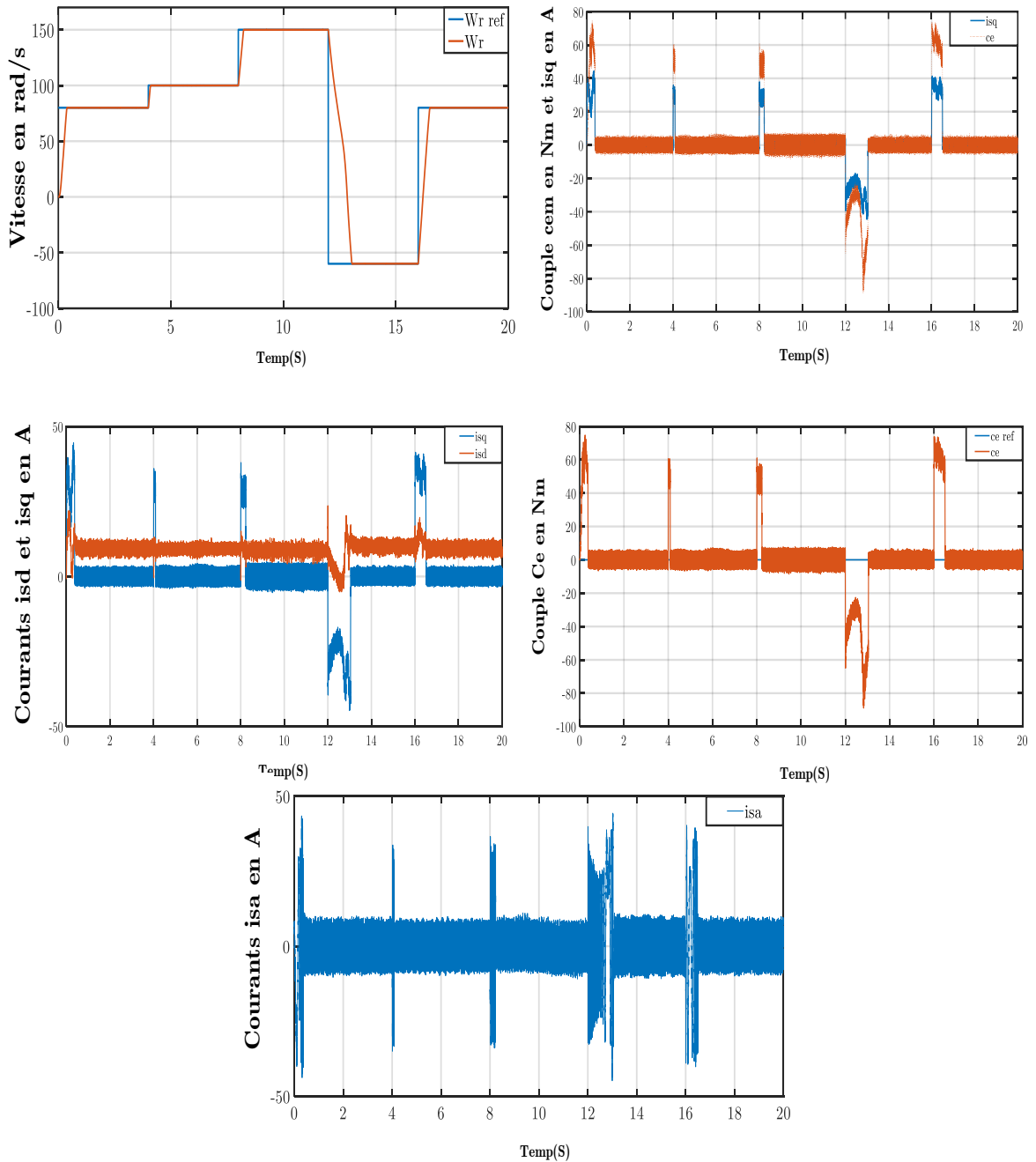


Figure 3-14 Test de robustesse pour la variation de la vitesse

Interprétation

Les résultats de simulation, illustrés dans la figure (3-14), démontrent la réponse du système lors de variations de vitesse (80 rad/s, 100 rad/s, 150 rad/s, -60rad/s et 80rad/s). On observe que le système réagit favorablement à ce test, la vitesse s'ajuste rapidement à sa nouvelle référence sans

dépassement, ce qui indique une régulation robuste. Lors de la transition entre les modes, le couple subit un pic transitoire et dans $t=12s$ lors l'inversion de vitesse, puis retrouve sa valeur sans erreur.

Les courbes des courants présentes des pics aux moments la variation de la vitesse

3.8 Conclusion

En conclusion, la commande à structure variable représente une approche prometteuse pour la régulation de la machine synchrone. Son adaptabilité et sa flexibilité offrent des avantages considérables en termes de performances et de précision de régulation. Les résultats de cette étude fournissent une base solide pour approfondir la recherche dans ce domaine et explorer davantage les possibilités offertes par la commande à structure variable.

La commande par mode glissant présente d'excellentes performances en termes de suivi et de régulation de la vitesse. Elle offre une réponse rapide sans dépassement, une absence d'erreur statique et une capacité instantanée à rejeter les perturbations. Par contre dans la commande vectorielle on remarque des dépassements et des perturbations.

En somme, bien que cette technique présente une robustesse appréciable dans le régime permanent, il est important de prendre en compte l'effet de "Chattering" et de mettre en œuvre des stratégies d'atténuation appropriées. Cela permettra d'optimiser les performances du système tout en assurant une régulation précise et fiable.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le projet exposé se situe dans le domaine de la commande des machines asynchrones. Étant donné que la régulation de la vitesse est le principal moyen de contrôle d'un tel moteur, notre étude s'est concentrée sur l'analyse et l'évaluation des performances de la régulation de vitesse de la machine asynchrone, alimentée par un onduleur contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) et commandée par la méthode de réglage par mode glissant.

Dans le premier chapitre de ce mémoire, nous avons développé le modèle mathématique de la machine asynchrone, qui est initialement non linéaire. Pour simplifier les équations de la machine, nous avons introduit la transformée de Park, ce qui a grandement facilité la modélisation.

Ensuite, nous avons présenté la modélisation de l'onduleur-MAS (Machine Asynchrone) dans le cadre de notre étude. Cette modélisation nous a permis de comprendre le fonctionnement et les interactions entre l'onduleur et la machine asynchrone.

Dans le deuxième chapitre, nous avons exploré en détail l'une des différentes approches de découplage, à savoir la commande vectorielle, pour la machine asynchrone (MAS). La commande vectorielle vise à donner à la (MAS) un comportement similaire à celui d'une machine à courant continu (MCC) à excitation séparée, où les courants ne s'influencent pas mutuellement.

Le réglage de la vitesse de la (MAS) a montré une capacité remarquable à rejeter les perturbations en un temps très court. Cela confirme l'efficacité des régulateurs PI utilisés et souligne la réponse rapide du système. Le temps de réponse global du système est également jugé satisfaisant, ce qui atteste de la bonne performance de la commande vectorielle dans cette configuration.

Dans le troisième chapitre, nous avons abordé les concepts généraux du Réglage par Mode Glissant (RMG). Nous avons appris que le RMG est une technique de commande non linéaire, caractérisée par des modifications discontinues de sa loi de commande. La surface de glissement joue un rôle clé dans cette méthode et est déterminée en fonction des performances souhaitées.

La surface de glissement est choisie de manière à assurer les conditions de convergence et de glissement, ce qui implique l'attractivité et l'invariance des surfaces de commutation. Cette sélection est essentielle pour garantir la stabilité et les performances du système contrôlé par RMG.

nous avons appliqué le Réglage par Mode Glissant (RMG) à la régulation des courants statoriques et de la vitesse de la machine asynchrone. Nous avons dérivé les expressions de commande en nous basant sur le modèle établi dans le deuxième chapitre. De plus, nous avons effectué une analyse approfondie des résultats de simulation ainsi que des tests de robustesse.

D'après les résultats obtenus lors des simulations, nous pouvons conclure que l'utilisation de la technique de RMG pour la commande de la machine asynchrone a conduit à de bonnes performances. Les courants statoriques ainsi que la vitesse ont été régulés de manière précise et stable par rapport la commande vectoriels. cette technique offre les avantages suivants :

- Une robustesse par rapport aux variations des paramètres du système

Conclusion générale

- Une simplicité de la mise en œuvre de la loi de commutation
- Temps de réponse acceptable
- Erreur pratiquement nulle

Annexe

Les paramètres du moteur asynchrone sont résumés dans le tableau suivant :

Symbole	Désignation	Valeur	Unité
P	Puissance nominale	7,5	KW
Ω_n	Vitesse nominale	1450	tr / min
C_n	Couple nominal	50	$N.m$
I_n	Courant nominal	16	A
R_s	Résistance statorique	0,63	Ω
R_r	Résistance rotorique	0,4	Ω
M	Inductance mutuelle	0,091	H
L_s	Inductance statorique	0,097	H
L_r	Inductance rotorique	0,091	H
J	Inertie	0,22	$kg.m^2$
f	Frottement visqueux	0,001	$N.s / rad$
p	Paire de pôles	2 KW	

Bibliographie

[1] -MESSAOUDENE Zouhir, Mémoire de master en commande électrique « Commande vectorielle de la machine asynchrone (implémentation sous une carte DSPACE 1104) »
Département d'électromécanique, Faculté science et technologie, UNIVE MOHAMMED ELBACHIR ELIBRAHIMI BBA _2020_2021

[2] - Aziz Derouich, Cours de Master, université sidi Mohammed ben Abdellah de Fas école supérieur de l'électronique,

[3]- ACHOURI Radouane et HIDOUCHE Mohamed, Projet de Fin d'Etudes Pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'Etat En Electrotechnique(Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone), Département de Génie Electrique, Ecole Nationale Polytechnique-2007-

[4] R. MEZIANE et N. OUERDI Mémoire de fin d'étude en génie électrique, (étude et commande de la machine asynchrone) , département d'électrotechnique, faculté de génie électrique université mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou 2007-2008

[5] CHEBBAT Hayat et GANI Farida, Mémoire de fin d'étude en vue de l'obtention du Diplôme d'ingénieur d'Etat en Electrotechnique, (études et simulation de la machine asynchrone et à double alimentations) , département d'électrotechnique , faculté de génie électrique et de l'informatique , université mouloud Mammeri de tizi Ouzou -2009-

[6] - BEHIR Al et FETHIZA SAD Abdelkrim, Mémoire de fin d'étude Présenté pour l'obtention du diplôme de master académique, (commande vectorielle par réseaux de neurones artificiels d'un moteur asynchrone), Département de Génie Electrique, Faculté de Technologie, UNIVERSITE D'EL-OUED -2018-

[7] - SEBBOUH Zinelabidine et melki khaled memoire de fin d'etudes en vue de l'obtention du diplôme d'ingenieur d'etat en génie électrotechnique, (commande vectorielle d'une machine asynchrone par un réglage pi –flou a gain floue adapte) , département d'électrotechnique , faculté des sciences et des sciences de l'ingénieur , université de m'sila -2008-2009

- [8] - CHEKIMA Djamel et Tir Zoheir, mémoire de Master, (Commande d'un Moteur Asynchrone par Logique Floue), Filière : Génie Électrique, Faculté des Sciences et Technologie, Université d'EL-Oued 24-6-2014
- [9] LAMIA YOUB, AURELIAN CRĂCIUNESCU², cours de (commande directe du couple et commande vectorielle de la machine asynchrone), Université of Bucarest, Electrical Engineering Faculty-2008-
- [10] M. ABBAS NACER EDDINE, Mémoire de fin d'étude pour l'obtention du diplôme de master, (étude comparative de la commande vectorielle direct et indirecte), Filière : Electrotechnique, Spécialité : Energie et Environnement, école supérieure de science appliqué Tlemcen-2021-2922
- [11] BELOUAHCHI Farid Thèse de Doctorat, (Multi-Techniques de Commande Appliquées à l'Association Machine Multi phasées et Convertisseurs Statiques), Département d'Electromécanique, Faculté des Sciences et de la Technologie -univ- Mohamed El Bachir El Ibrahimi de Bordj Bou Arreridj
- [12] AYACHE Mohamed Fethi et BEN MADDAH Youcef, Mémoire de fin d'étude pour l'obtention du diplôme de master (commande par mode glissant de machine synchrone aimant permanent), Département de Génie Electrique, spécialité électromécanique, center universitaire Belhadj Bouchaib Ain T'émouchent institut des sciences et de la technologie - 2019-2020-
- [13] SAÏD Azzedine et si Mohammed houceddine, Mémoire de fin d'étude pour l'obtention du diplôme de master (Commande de la Machine Asynchrone par mode glissant) Département de Génie Electrique, Institut des Sciences et de la Technologie, Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent-2016-2017-
- [14] -BAKHOUCHE FATIHA mémoire de Master (réglage par mode glissant d'une machine asynchrone), département d'électrotechnique, faculté sciences et l'ingénieur, -univ Mohammed Boudiaf -Msila- -2004_2005
- [15] DAHMANI Mohamed Lamine mémoire de master (Commande par mode glissant d'ordre supérieur), Département automatique, Laboratoire de Commande des Processus, école nationale polytechnique-2017-

Bibliographie

[16] ZOUAOUI Yamina mémoire présente pour l'option du diplôme magister (Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone) département électromécanique, faculté des sciences et de l'ingénieur, université Ferhat Abbas de Sétif - 2010-