الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique Et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
جامعة الشهيد الشيخ العربي التبسي – تبسة
Université Echahid Cheikh Larbi Tebessi – Tébessa
معـــــــهد المـــــناجم
Institut des Mines
قسم المناجم والجيوتكنولوجيا
Département Mines Et Géotechnologie

MEMOIRE

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electromécanique

Option : Electromécanique

Commande à flux orienté de la machine asynchrone triphasée

Par

ABBAS Maamoun et RHAMNIA Rami

Devant le jury :

MOGHRANI Redhouane	Président	MAA	Université Echahid Cheikh Larbi Tebessi – Tébessa
FARES Noureddine	Encadreur	MCB	Université Echahid Cheikh Larbi Tebessi – Tébessa
ZAAMOCHE Fares	Examinateur	MCA	Université Echahid Cheikh Larbi Tebessi – Tébessa

Année universitaire 2023/2024

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

مؤسسة التعليم العالي : جامعة الشهيد الشيخ العربي التبسي – تبسة

تصريح شرفي
خاص بالالتزام بقواعد النزاهة العلمية لانجاز بحث

أنا الممضي أدناه،

السيد (ة)..... حامنية رامي..... الصفة : طالب، أستاذ باحث، باحث دائم :..... طالب.....

الحامل لبطاقة التعريف الوطنية رقم : 40831452 3..... و الصادرة بتاريخ 2024/01/29.....

المسجل بمعهد ..... الطاهير..... قسم الإلكتروميكانيك.....

و المكلف بانجاز أعمال بحث (مذكرة التخرج، مذكرة ماستر، مذكرة ماجستير، أطروحة دكتوراه)، عنوانها :

Commande à flux orienté de la machine asynchrone triphasée

.....

أصرح بشرفي أني ألتزم بمراعاة المعايير العلمية و المنهجية و معايير الأخلاقيات المهنية و النزاهة الأكاديمية المطلوبة في انجاز البحث المذكور أعلاه.

التاريخ: 2024-06-09

إمضاء المعني (ة)

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

مؤسسة التعليم العالي : جامعة الشهيد الشيخ العربي التبسي – تبسة

تصريح شرفي
خاص بالالتزام بقواعد النزاهة العلمية لانجاز بحث

أنا الممضي أدناه،

السيد (ة)...عباس مأمون.....الصفة : طالب، أستاذ باحث، باحث دائم : ...طالب.....

الحامل لبطاقة التعريف الوطنية رقم : ...40653623.. و الصادرة بتاريخ ...2023/08/02.....

المسجل بمعهد ...المجم..... قسم..الإلكتروميكانيك.....

و المكلف بانجاز أعمال بحث (مذكرة التخرج، مذكرة ماستر، مذكرة ماجستير، أطروحة دكتوراه)، عنوانها :

.....Commande à flux orienté de la machine asynchrone triphasée.....

.....

أصرح بشرفي أني ألتزم بمراعاة المعايير العلمية و المنهجية و معايير الأخلاقيات المهنية و النزاهة الأكاديمية المطلوبة في انجاز البحث المذكور أعلاه.

التاريخ: 2024.10.09

إمضاء المعني (ة)

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement
Supérieur
et de la Recherche Scientifique
Université Larbi Tebessi – Tébessa
Institut des Mines
Département Electromécanique

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
جامعة العربي التبسي – تبسة
معهد المناجم
قسم الالكتروميكانيك

Année universitaire : 2023/2024

Tébessa le : 10/06/2024

Lettre de soutenabilité

Nom et prénom des étudiants :

1 : ABBAS Maamoun

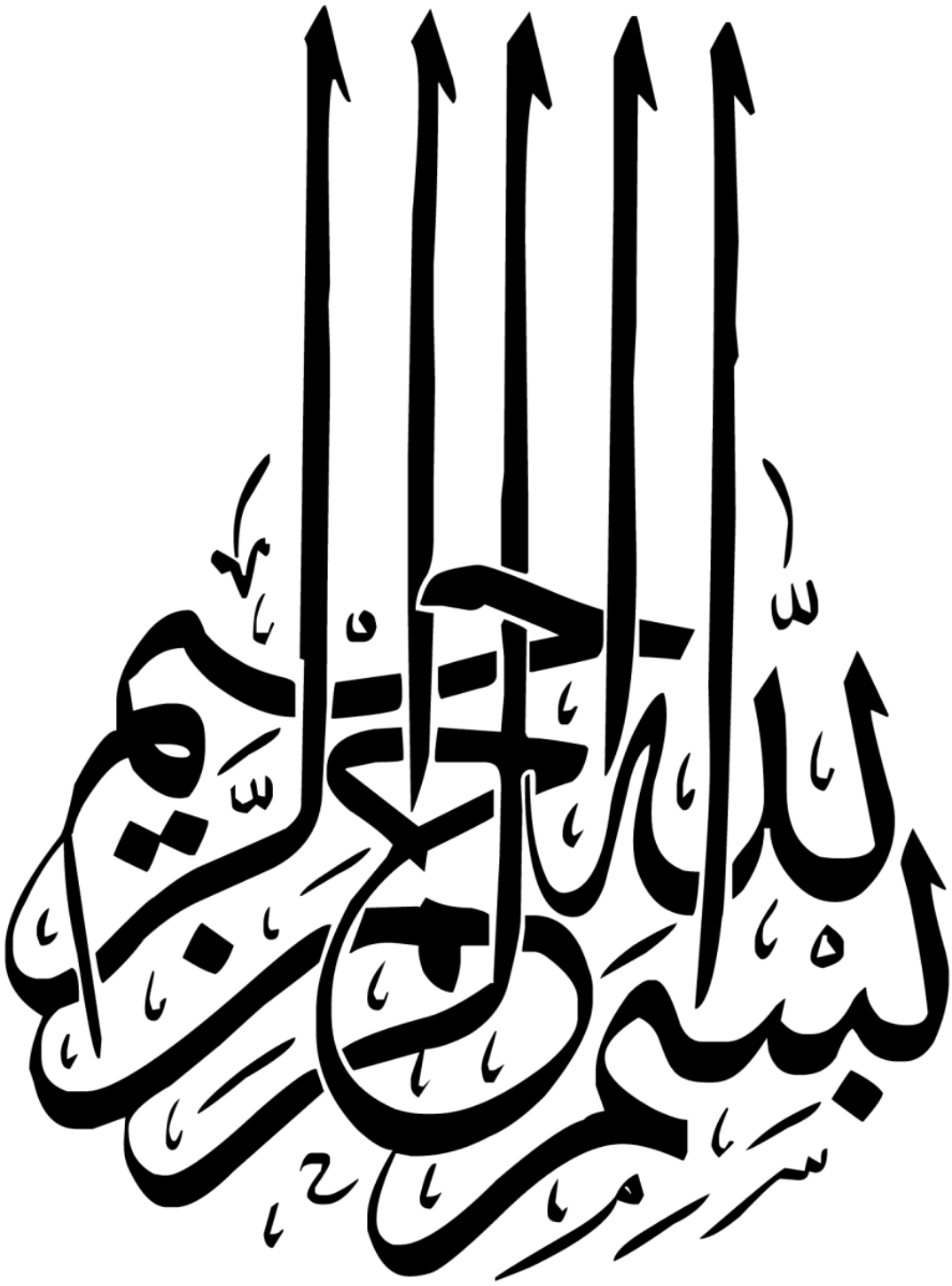
2 : RAHAMNIA Rami

Niveau : Master 2 **Option :** Electromécanique

Thème : Commande à flux orienté de la machine asynchrone triphasée

Nom et prénom de l'encadreur : FARES Noureddine

Chapitres réalisés	Signature de l'encadreur
Chapitre I : Les techniques de commande de la MAS	
Chapitre II : Modélisation et simulation de la MAS	
Chapitre III : Association convertisseur machine	
Chapitre IV : La commande FOC de la MAS	


بسم الله الرحمن الرحيم

Remerciement

Avant tout nous remercions ***Allah*** *qui nous a donné la patience et la force nécessaire pour terminer ce travail.*

Le travail présenté dans cette mémoire a été effectué au département d'électromécanique ***de l'Institut des mines, Tébessa.***

Ainsi, on tient également à exprimer nos vifs remercîments à notre encadreur le docteur « ***FARES Noureddine*** *» pour avoir d'abord proposé ce thème, pour suivi continuel tout le long de la réalisation de cette thèse et qui n'a pas cessé de me donner ses conseils et remarques.*

Nos sincères remerciements aux messieurs les membres du jury pour l'honneur qu'ils me font en participant au jugement de ce travail.

On tient tenons à remercier vivement toutes personnes qui m'aidé a élaboré et réalisé cette mémoire, ainsi à tous ceux qui nous a aider de près ou de loin accomplir ce travail.

Nous remercions tous les enseignants de département de Mine et D'Électromécanique spécialement les enseignants qui ont contribué à ma formation.

Les meilleurs sentiments sont destinés pour la famille « ***ABBAS*** *» «* ***ABID*** *», et la famille «* ***RAHAMNIA »****. On remercie également tous les amis et tous les potes.*

On remercie également tous les amis et tous les potes.

Si on a oublié quelqu'un, on le prié de me pardonner.

Dédicace

A ma chère mère ***SOULEF****, pour ses sacrifies depuis qu'elle m'a mis au monde,*

A mon cher père ***TAHER****, qui m'a toujours soutenu et aidé à affronter les difficultés,*

A mes très chères frères, ***TAKI, BATOUL, ABD EL BARI, AROUA et BASMALA****, pour leurs encouragements permanents, et leur soutien moral,*

Pour tous ce qui a fait pour que je puisse les honorer,

À toute ma famille.

A tous mes amis.

A ***SOUFIANE Hail****.*

Je dédie ce modeste travail.

ABBAS Maamoun

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A mes chers parents : Que dieu les garde en bon santé…

A ma famille

*A mes amis **RACHID** et **SOUFIANE***

A tous les gens que j'aime…

Rami RAHAMNIA

rawpixel

Résumé

Le présent mémoire porte sur la commande à flux orienté de la machine asynchrone triphasée (FOC). Après une phase d'identification validée par des simulations sous **SIMULINK** avec **MATLAB**, l'étude se concentre sur la commande vectorielle indirecte, en utilisant l'orientation du flux rotorique. La machine asynchrone est alimentée par un onduleur de tension contrôlé par la technique de commande par hystérésis.

Ce travail est composé de quatre chapitres, le premier est consacré pour les technique de la commande de La machine asynchrone, le deuxième c'est de la modélisation et simulation du **MAS**, Le troisième est parlé association convertisseurs machines. Et le quatrième chapitre c'est pour la commande à flux rotorique orienté. Après cette étude on a pu surmonter le problème de couplage existant entre le flux et le couple dans machine asynchrone.

ملخص

تركز هذه الأطروحة على نمذجة المتجهات والتحكم الموجه نحو التدفق للآلة غير المتزامنة ثلاثية الطور. بعد مرحلة تحديد التحقق من صحة المحاكاة في **SIMULINK** ضمن برنامج **MATLAB**، وتركز الدراسة على الضوابط ناقلات المباشرة وغير المباشرة، وذلك باستخدام اتجاه تدفق الدوار. يتم تشغيل الجهاز غير المتزامن بواسطة العاكس الجهد التي تسيطر عليها بواسطة تقنية التحكم في التباطؤ.

يتكون هذا العمل من أربعة فصول، الأول مخصص لتقنيات التحكم غير المتزامن في الماكينة، والثاني هو نمذجة ومحاكاة المحرك اللاتزامني ثلاثي الطور، والثالث يتحدث عن رابطة محولات الماكينة. والفصل الرابع هو للتحكم في تدفق الدوار الموجه. بعد هذه الدراسة، تمكنا من التغلب على مشكلة الاقتران الموجود بين التدفق وعزم الدوران في آلة غير متزامنة. باستخدام هذا الأمر، يصبح الجهاز غير المتزامن هو الأكثر استخداما.

Abstract

The present thesis relates to the flow-oriented control of the three-phase asynchronous machine (**FOC**). After an identification phase validated by simulations under **SIMULINK** with **MATLAB**, the study focuses on indirect vector control, using the orientation of the rotor flow. The asynchronous machine is powered by a voltage inverter controlled by the hysteresis control technique.

This work is composed of four chapters, the first is devoted to the techniques of asynchronous machine control, the second is modelling and simulation of the **MAS**, the third is spoken about machine converters association. And the fourth chapter is for the oriented rotor flow control. After this study, we were able to overcome the problem of coupling existing between the flow and the torque in an asynchronous machine. With this command.

Table des matières

Table des matières

Les titres page

Table des matières ..... **IX**
Liste des figures ..... **XII**
Liste des symboles et abréviations ..... **XVI**
Introduction Générale **2**
Chapitre I Les techniques de commande de la MAS **3**
I.1 Introduction 4
I.2.1 Différentes techniques de commande de la machine asynchrone 5
I.2.1 Commande vectorielle 5
I.2.1.1 Commande vectorielle directe 6
I.2.1.2 Commande vectorielle indirecte 6
I.2.2 Commande scalaire 7
I.2.3 Contrôle direct du couple (DTC) 10
I.2.4 Commande intelligente 11
I.2.5 Commande par mode glissant 12
I.3 Conclusion 13
Chapitre II Modélisation et simulation de la MAS 14
II.1 Introduction 15
II.2 Constitution d'un moteur asynchrone triphasé 15
II.2.1 Stator 16
II.2.2 Rotor 16
II.2.3 Principe de fonctionnement 17
II.3 Hypothèses simplificatrice 18
II.4 Modélisation triphasée 18
II.4.1 Mise en équation du modèle de la machine 19
II.4.1.1 Equations électriques 20
II.4.1.2 Equation magnétique 21
II.4.1.3 Equation mécanique 21
II.5 Transformation triphasé- biphasé 22
II.5.1 Transformation de Park 23

II.5.1.1 Matrice de Park Direct 24
II.5.1.2 Matrice de Park Indirect (Inverse) 24
II.5.1.3 Choix du repère DQ 26
II.6 Expression du couple électromagnétique est puissance et mécanique 30
II.7 Bloc de simulation du moteur asynchrone triphasé 31
II.8 Résultats de simulation de la machine asynchrone 32
II.8.1 Interprétation des résultats 36
II.9 Conclusion 36
Chapitre III Association convertisseur machine 37
III.1 Introduction 38
III.2 Description de l'onduleur triphasé 38
III.3 Modélisation de l'onduleur de tension 39
III.4 Principe de commande par hystérésis 41
III.5 Principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) 41
III.5.1 Modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle 42
III.5.2 Simulation de la MAS alimentée par onduleur 44
III.6 Principe de la modulation vectorielle 44
III.7 Conclusion 47
Chapitre IV La commande FOC de la MAS 48
IV.1 Introduction 49
IV.2 Commande vectorielle de la MAS 49
IV.2.1 Principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté 50
IV.2.1.1 Principe du découplage 50
IV.2.1.2 Principe de la commande par orientation du flux 50
IV.2.1.3 Orientation du flux rotorique 51
IV.3 Commande vectorielle directe 52
IV.3.1 Découplage par compensation 52
IV.3.2 Synthèse des boucles de régulation 54
IV.3.3 Calcul des régulateurs 55
IV.3.3.1 Régulateurs de vitesse 55
IV.3.3.2 Régulateur de couple 56
IV.3.3.3 Régulateur de flux 58

IV.4 Command vectorielle indirect 59
IV.4.1 Bloc de défluxage 59
IV.4.2 Schéma fonctionnelle de la commande 60
IV.4.3 Calcul des régulateurs 61
IV.4.3.1 Régulateur de vitesse 61
IV.4.3.2 Régulateurs de courants 61
IV.5 La simulation de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté 63
IV.5.1 Bloc de simulation 63
IV.5.2 Résultats de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone 63
IV.5.3 Interprétation des résultats 65
IV.6 Conclusion 65
Conclusion Générale 66
Références bibliographiques 68
Annexe 75

Liste des figures

Liste des figures

N°Fig	Titre de figure	N°Page
CHAPITRE I		
Figure I.1	*Machine asynchrone*	**04**
Figure I.2	*Schéma global de la commande vectorielle*	**05**
Figure I.3	*Schéma classique de la commande scalaire*	**07**
Figure I.4	*Contrôle direct en courant avec une régulation des courants alternatif*	**08**
Figure I.5	*Loi de tension-fréquence*	**09**
Figure I.6	*Loi de tension-courant*	**09**
Figure I.7	*Structure de la commande directe du couple*	**11**
CHAPITRE II		
Figure II.1	*Constitution d'un moteur asynchrone*	**15**
Figure II.2	*Exemple de stator d'une MAS*	**16**
Figure II.3	*Rotor en court-circuit (à cage d'écureuil) et la cage*	**17**
Figure II.4	*Principe de fonctionnement*	**18**
Figure II.5	*Modèle d'un Moteur asynchrone triphasé*	**19**
Figure II.6	*Structure diphasée de la machine asynchrone dans le repère (d-q)*	**22**
Figure II.7	*Passage du système triphasé au système biphasé*	**23**
Figure II.8	principe de la transformation de Park applique à la MAS	**23**
Figure II.9	*Bloc de simulation du moteur asynchrone triphasé*	**31**
Figure II.10	*Tension d'alimentation triphasée « Vabcs »*	**32**
Figure II.11	*Tension d'alimentation biphasée de Park « Vdqs »*	**32**
Figure II.12	*Flux statorique de Park « Phds »*	**32**

Figure II.13	*Flux statorique de Park « Phqs »*	***33***
Figure II.14	*Flux rotorique de Park « Phdr »*	***33***
Figure II.15	*Flux rotorique de Park « Phqr »*	***33***
Figure II.16	*Courant statorique de Park « Ids »*	***34***
Figure II.17	*Courant statorique de Park « Iqs »*	***34***
Figure II.18	*Courant rotorique de Park « Idr »*	***34***
Figure II.19	*Courant rotorique de Park « Iqr »*	***35***
Figure II.20	*Vitesse mécanique « Wm »*	***35***
Figure II.21	*Couple électromécanique « Cem »*	***35***
CHAPITRE III		
Figure III.1	*Schéma d'un onduleur triphasé à deux niveaux et de sa charge*	***39***
Figure III.2	*la commande par hystérésis*	***41***
Figure III.3	*MLI triangulo-sinusoïdal*	***42***
Figure III.4	*MLI sinus triangle*	***42***
Figure III.5	*Les courants statoriques et le zoom dans le repère triphasé*	***44***
Figure III.6	*topologie d'un onduleur triphasé de tension*	***45***
Figure III.7	*les huit états de la topologie de l'onduleur triphasé*	***46***
Figure III.8	*Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur, différents de zéro dans le plan (α, β). (Polygone de commutation).*	***46***
CHAPITRE IV		
Figure IV.1	*Analogie de la machine asynchrone avec le moteur à courant continu*	***50***
Figure IV.2	*Orientation du flux rotorique*	***51***
Figure IV.3	*La reconstitution des tensions Vsd et Vsq*	***53***
Figure IV.4	*Commande découplée –Expression de $\varphi_r$et C_e*	***54***

Figure IV.5	*Schéma de la régulation de la vitesse.*	***55***
Figure IV.6	*Schéma de régulation du couple.*	***56***
Figure IV.7	*Schéma fonctionnel de la régulation du flux.*	***58***
Figure IV.8	*Bloc de défluxage.*	***60***
Figure IV.9	*Commande vectorielle indirecte d'une machine alimentée en tension*	***61***
Figure IV.10	*Schéma fonctionnel de la régulation du courant* I_{sd}	***61***
Figure IV.11	*Schéma fonctionnel de la régulation du courant* I_{sq}	***62***
Figure IV.12	*commande vectorielle par orientation du flux rotorique.*	***63***
Figure IV.13	*le courant quadratique et le courant quadratique référence statorique Iqs,Iqsref [A].*	***63***
Figure IV.14	*le courant direct et le courant direct référence statorique Ids,Idsref [A].*	***64***
Figure IV.15	*les flux rotoriques direct et quadratique et le flux référence (Phidr,Phiqr et Phi-ref)[web].*	***64***
Figure IV.16	*la vitesse de rotation et la vitesse référence ws,wref [rad/s]*	***64***
Figure IV.17	*Le couple électromagnétique et référence [N.m].*	***65***

Liste des symboles et abréviations

Liste des symboles et abréviations

Symboles	*Significations*	*Unités*
(r)	*indice grandeurs rotoriques*	
(s)	*indice grandeurs statoriques*	
d et q	*Axes direct et quadrature*	
α et β	*Axes alpha et beta*	
p	*nombre de paires de pôles*	
V_S	*tension statorique*	**V**
V_r	*tension rotorique*	**V**
L_d	*inductance directe*	**H**
L_q	*inductance transversal*	**H**
(FOC)	*commande par orientation du flux*	
(DTC)	*commande direct du couple*	
MAS	*Moteur asynchrone*	
MCC	*machine à courant continue*	
MLI	*modulation de largeur d'impulsion*	
PI	*régulateur proportionnel intégrale*	
[P]	*La matrice de transformation de Park*	
R_S	*Résistance de l'enroulement statorique*	**Ω**
R_R	*Résistance de l'enroulement rotorique*	**Ω**
L_R	*Inductance cyclique rotorique par phase*	**H**
L_S	*Inductance cyclique statorique par phase*	**H**
l_S	*Inductance propre d'une phase statorique*	**H**
l_R	*Inductance propre d'une phase rotorique*	**H**

J	*Moment d'inertie des parties tournantes ramenées à l'arbre moteur*	***kg.m2***
$T_S\ T_R$	*Constante de temps statorique et rotorique*	***s***
θ_S	*Position angulaire du stator*	***rad***
θ_R	*Position angulaire du rotor*	***rad***
θ	*Position angulaire relative entre le rotor et l'axe d*	***rad***
N	*Vitesse mécanique*	***tr/mn***
n	*Vitesse mécanique*	***tr/s***
N_S	*Vitesse de synchronisme*	***tr/mn***
n_S	*Vitesse de synchronisme*	***tr/s***
Ω	*Pulsation (vitesse) mécanique*	***rad/s***
Ω_S	*Pulsation (vitesse) de synchronisme*	***rad/s***
ω_S	*Pulsation statorique*	***rad/s***
ω_R	*Pulsation rotorique*	***rad/s***
ω_{gl}	*Pulsation de glissement*	***rad/s***
U	*Tension statorique entre phases*	***V***
U_C	*tension d'entrée de l'onduleur*	***V***
U_{CC}	*Tension continue appliquée à l'onduleur*	***V***
I	*Courant statorique de ligne*	***A***
f	*Fréquence*	***Hz***
$\varphi\ \Phi$	*Flux*	***Wb***
v	*Tension*	***V***
P	*Puissance*	***W***
C_{em}	*Couple électromagnétique*	***N.m***

C_R	*Couple résistant (Couple de charge)*	***N.m***
E,e	*Erreurs absolue et normalisée*	***rad/s***
K_{id} ,K_{pd}	*Coefficients intégral et proportionnel du régulateur du courant d'axe d*	
K_{iq} ,K_{pq}	*Coefficients intégral et proportionnel du régulateur du courant d'axe q*	
T_e	*Période d'échantillonnage*	***s***
T	*Période de commutation de l'onduleur*	***s***
φ, φ	*Flux rotorique de référence*	***Wb***
W_N	*Pulsation propre*	***rad/s***
g	*Glissement*	
e	*Erreur*	
u	*Loi de commande*	
X_{Sd}	*Grandeur statorique d'axe d*	
X_{Sq}	*Grandeur statorique d'axe q*	
X_{Rd}	*Grandeur rotorique d'axe d*	
X_{Rq}	*Grandeur statorique d'axe q*	

Introduction Générale

Introduction Générale

La commande des machines à courant alternatif, notamment les machines asynchrones, est un domaine en constante évolution. Ces machines sont largement utilisées pour leurs avantages en termes de coût et de robustesse. Cependant, leur structure présente un inconvénient majeur par rapport aux machines à courant continu : l'alimentation par une seule armature entraîne un couplage entre le flux et le couple, rendant la modélisation de la commande plus complexe.

Pour améliorer les performances des machines asynchrones, des études ont été menées pour développer des techniques de commande avancées. L'une de ces méthodes est la commande vectorielle (ou commande à flux orienté), qui a été introduite par **Blaschke**. Son principe consiste à éliminer le couplage entre l'inducteur et l'induit de la machine asynchrone, permettant ainsi un fonctionnement similaire à celui d'une machine à courant continu. Cependant, cette méthode présente des faiblesses face aux incertitudes des paramètres, qu'ils soient mesurés (comme la vitesse des moteurs) ou variables pendant le fonctionnement (comme les résistances du rotor et du stator).

L'application de la commande vectorielle nécessite l'utilisation de régulateurs de flux et de capteurs de flux, ce qui peut être coûteux et délicat à mettre en œuvre. Pour surmonter ces obstacles, des techniques d'automatique, telles que les estimateurs ou les observateurs, sont utilisées pour reconstruire le flux sans nécessiter de capteurs coûteux. Ces méthodes permettent d'obtenir des performances performantes dans les systèmes d'entraînement industriels.**[1]**

Pour atteindre notre objectif nous avons divisée notre travail en quatre chapitres :

- Le premier chapitre est consacré à Les techniques de commande de la MAS ;
- Le second chapitre définit la modélisation et simulation de la machine asynchrone triphasée en utilisant la transformation de Park ;
- Le troisième chapitre sera réservé à l'Association convertisseur machine ;
- Le quatrième chapitre sera consacré à la commande vectorielle à flux rotorique orienté.

Nous terminerons par une conclusion générale.

Chapitre I : Les techniques de commande de la MAS

I.1 Introduction

La machine asynchrone, parfois appelée machine à induction, fonctionne sans connexion directe entre son stator et son rotor. Elle exploite les principes de l'électromagnétisme pour convertir l'énergie entre une source électrique et un dispositif mécanique. Historiquement en compétition avec la machine synchrone dans les applications de forte puissance, elle a gagné en importance avec le développement de l'électronique de puissance. On la trouve dans divers secteurs tels que le transport (métro, trains, propulsion maritime, voitures électriques), l'industrie (machines-outils) et l'électroménager. Initialement conçue principalement comme moteur, elle est de plus en plus utilisée comme génératrice, notamment dans les éoliennes. Pour fonctionner en courant monophasé, elle nécessite un système de démarrage, mais au-delà de quelques kilowatts, elle est généralement alimentée par des systèmes de courant triphasé.

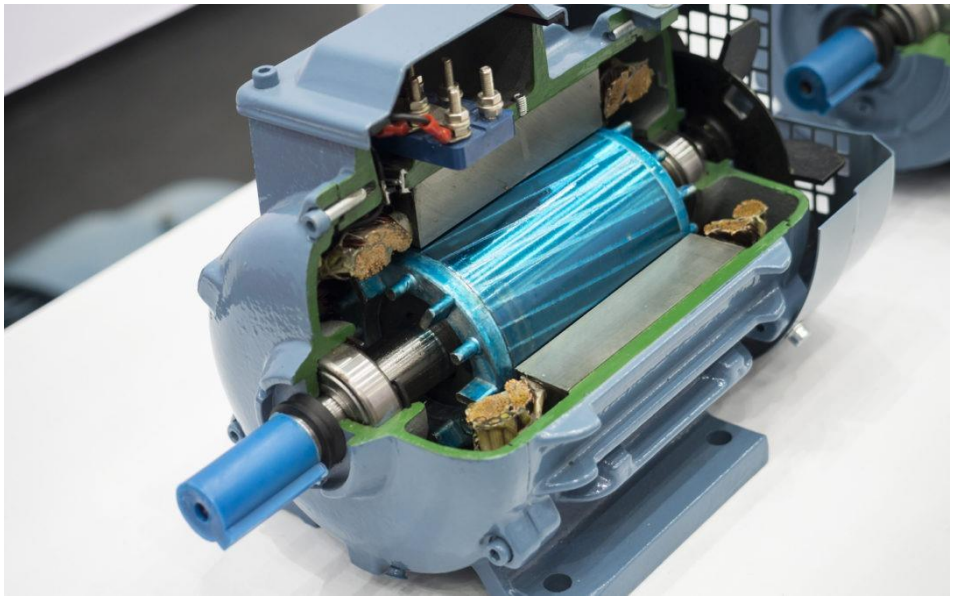


Figure I.1 : Machine asynchrone. [2]

I.2 Différentes techniques de commande de la machine asynchrone

Grâce aux progrès des outils de calcul et à l'affinement des modèles, les travaux de recherche se sont orientés vers des solutions impliquant des actionneurs plus économiques et robustes, tels que les machines synchrones et les machines à induction. La recherche de la simplicité de conception et de la robustesse est devenue un critère crucial dans de nombreuses applications.

L'avancée rapide dans le domaine de l'électronique de puissance, notamment avec la découverte du transistor en 1948 et du thyristor en 1957, ainsi que les progrès en informatique, ont permis de développer des stratégies de commande beaucoup plus sophistiquées pour les actionneurs électriques.[3]

I.2.1 Commande vectorielle

La commande vectorielle des moteurs asynchrones (MI) a été développée pour pallier les limites des commandes scalaires, particulièrement dans les applications nécessitant des performances dynamiques et statiques de moyenne à haute gamme. L'introduction des microprocesseurs dans les années 1970, suivie de leur évolution significative dans les années 1980, a rendu possible l'application pratique de cette technologie.

Cette technique de commande repose sur un modèle du moteur projeté dans un repère lié au flux magnétique. Elle permet d'obtenir les composantes directes et en quadrature du courant statorique, facilitant ainsi un contrôle découplé du flux et du couple. Ce mode de contrôle imite le fonctionnement des machines à courant continu à excitation séparée, offrant un contrôle précis et réactif. [3]

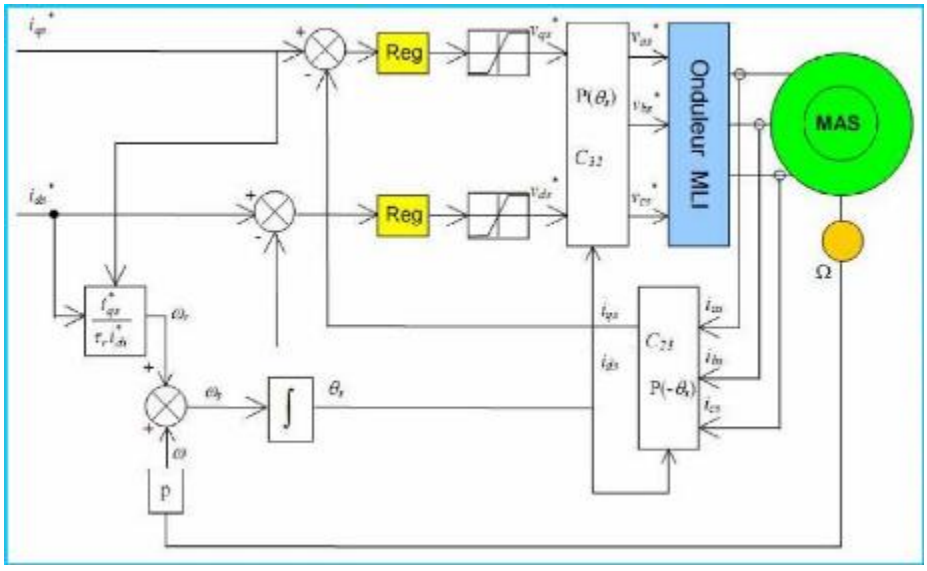


Figure I.2 : Schéma global de la commande vectorielle .[4]

Il existe deux principaux types de commande vectorielle : directe et indirecte. Chaque variante découle des libertés offertes par le modèle du moteur asynchrone et se base sur le référentiel utilisé, la nature du flux à orienter (statorique, rotorique, ou de l'entrefer), ainsi que la méthode employée pour mesurer ou

estimer le flux, soit directement soit indirectement. Ces distinctions influent sur la précision et l'efficacité du contrôle en fonction des exigences spécifiques de l'application industrielle.[3]

I.2.1.1 Commande vectorielle directe

Pour déterminer la position et la norme du flux (contrôlé par contre-réaction), il est nécessaire d'utiliser des capteurs à effet Hall placés sur les dents du stator. Cela nécessite des moteurs spéciaux, car ces capteurs sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas fonctionner dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs. De plus, leur fréquence varie avec la vitesse, ce qui nécessite des filtres ajustables. L'application de cette méthode présente plusieurs inconvénients de différentes natures :

- La mesure du flux n'est pas fiable ;
- Problèmes de filtrage du signal mesuré ;
- Précision médiocre de la mesure, qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation ;
- Coût de production élevé (capteurs et filtres).

I.2.1.2 Commande vectorielle indirecte

Cette méthode n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique, mais nécessite un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette estimation peut être développée selon deux approches principales:

- Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées ;
- Le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur 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 aux variations de température, en particulier la constante

de temps rotorique « T_r ». De plus, elle nécessite un circuit de commande considérablement compliqué.[5]

I.2.2 Commande scalaire

Dans ce type de commande, on régule les grandeurs telles que la tension, le courant, et la fréquence d'alimentation. Les méthodes appliquées ici ne permettent pas un contrôle précis des valeurs instantanées des paramètres électriques, ce qui limite la maîtrise de la dynamique du couple. Néanmoins, en raison de sa simplicité, cette approche est largement utilisée dans des applications de vitesse variable. On retrouve fréquemment ce mode de contrôle dans les variateurs de vitesse employés pour des applications industrielles telles que le pompage, la climatisation et la ventilation. Plusieurs types de commandes scalaires sont disponibles, variant principalement selon la topologie de l'actionneur employé, comme les onduleurs de tension ou de courant. Pour les applications de petite et moyenne puissance, la commande en « V/f » est particulièrement répandue en raison de l'utilisation prédominante des onduleurs de tension.[6]

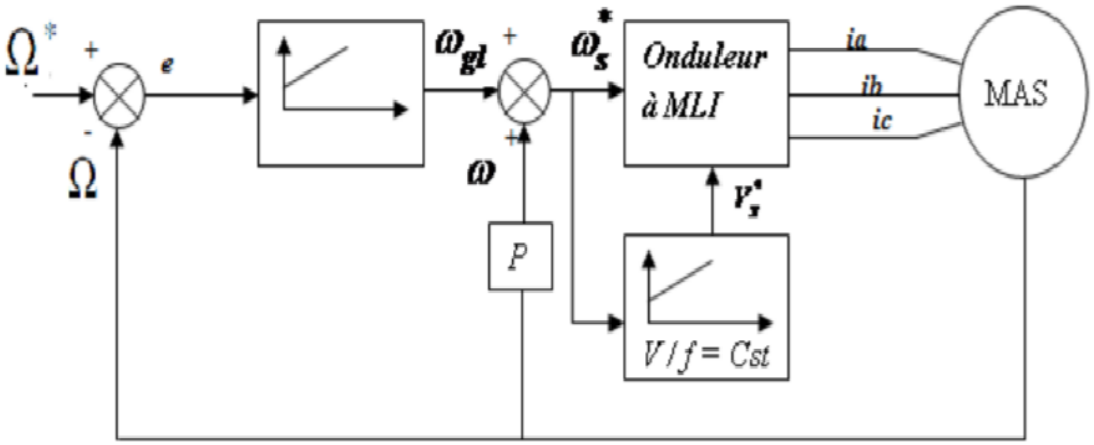


Figure I.3 : Schéma classique de la commande scalaire.[7]

a. Contrôle scalaire direct :

Ce type de contrôle consiste à réguler le flux magnétique, nécessitant soit sa mesure directe, soit son estimation. Cette méthode est plus compliquée à mettre en œuvre en raison du coût des capteurs et de la qualité des signaux obtenus. En général, on préfère procéder par estimation ou observation d'état.

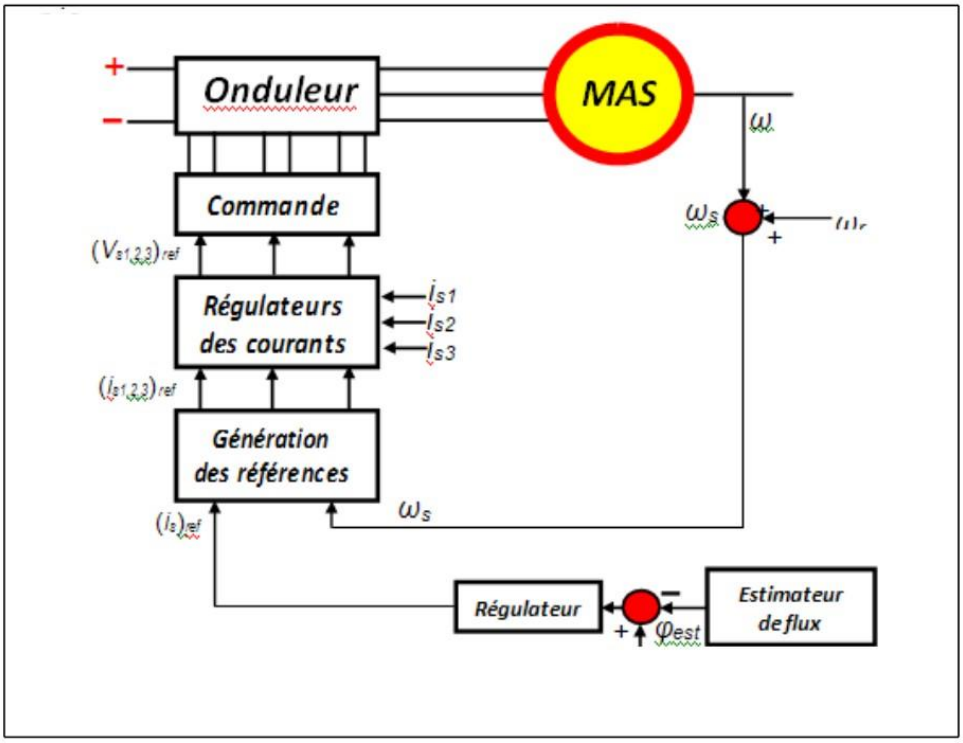


Figure I.4 : Contrôle direct en courant avec une régulation des courants alternatif.[7]

b. Contrôle scalaire indirect :

Il consiste à imposer le flux magnétique de manière indirecte en contrôlant le rapport amplitude/fréquence de la tension ou du courant. La première méthode de contrôle scalaire direct est plus difficile à mettre en pratique sans moyens de calcul puissants. Par conséquent, la deuxième approche, qui est plus utilisée, est préférée pour des raisons de stabilité.

Deux principales lois statiques sont généralement utilisées :

- **Loi tension-fréquence**

Dans le cas d'une alimentation en tension, il suffit d'imposer à l'onduleur MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) une tension Vs proportionnelle à la fréquence statorique, selon la relation dite loi V/f ou commande scalaire.

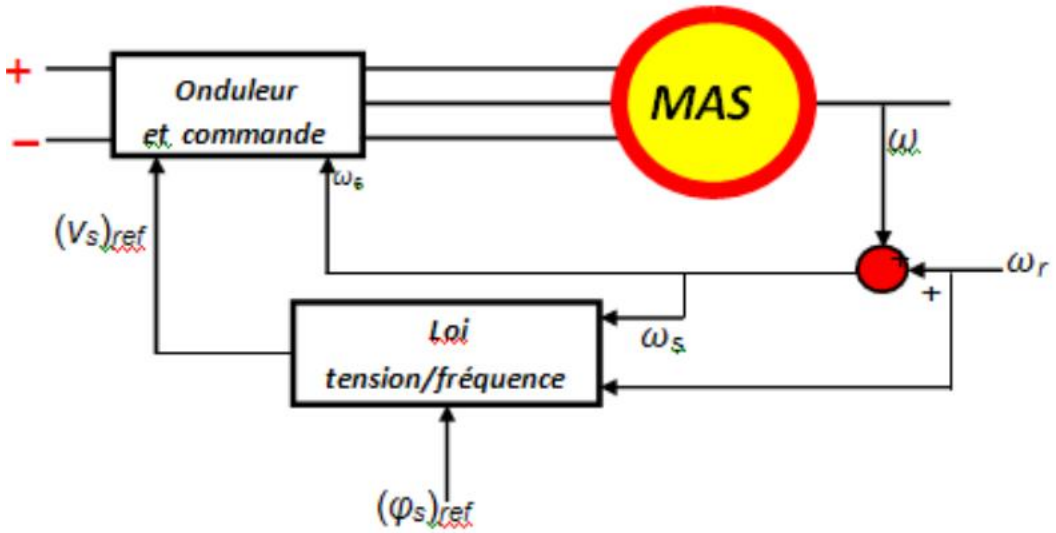


Figure I.5 : Loi de tension-fréquence.[7]

- **Loi courant-fréquence**

Dans le cas d'une alimentation en courant ou d'une alimentation en tension contrôlée en courant, la loi courant-fréquence consiste à imposer le module du courant statorique en fonction de la pulsation du courant rotorique.

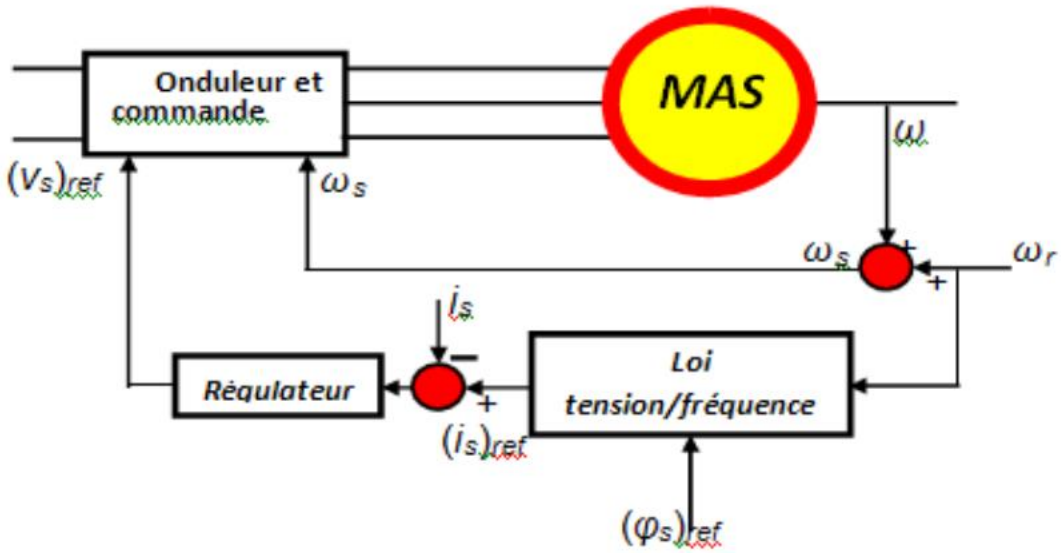


Figure I.6 : Loi de courant-fréquence.[7]

L'avantage de ces lois statiques réside dans leur simplicité d'implémentation. Cependant, cette technique est rarement utilisée en raison de ses limitations, notamment l'invalidité du modèle utilisé pour les régimes transitoires de fortes amplitudes, tels que le démarrage et l'inversion du sens de rotation. La commande V/f, étudiée et comparée à une commande directe du couple, montre que l'instabilité et la mauvaise dynamique lors du démarrage et des changements de consigne sont les principaux inconvénients de la commande V/f, d'après les résultats de simulation et d'expérimentation.

I.2.3 Contrôle direct du couple (DTC)

Le contrôle direct du couple (DTC) repose sur l'orientation du flux statorique et l'utilisation des valeurs instantanées du vecteur tension. Un onduleur triphasé peut fournir huit vecteurs de tension instantanée, dont deux sont nuls. Ces vecteurs sont sélectionnés à partir d'une table de commutation, en fonction des erreurs de flux et de couple, ainsi que de la position du vecteur flux statorique.

Cette technique ne nécessite pas la position du rotor pour choisir le vecteur de tension, ce qui rend la DTC particulièrement adaptée au contrôle sans capteur mécanique des machines à courant alternatif.

La DTC présente plusieurs avantages, notamment l'absence de calculs dans le repère (d, q) et le fait qu'il n'est pas nécessaire de découpler les courants par rapport aux tensions de commande, comme c'est le cas pour la commande vectorielle. De plus, la DTC offre une réponse dynamique très rapide.

Cependant, la DTC présente également certains inconvénients, tels que des problèmes à basse vitesse et des oscillations du couple. La fréquence de commutation n'étant pas constante (en raison de l'utilisation de régulateurs à hystérésis), cela entraîne un contenu harmonique élevé, augmentant les pertes, les bruits acoustiques et les oscillations du couple, qui peuvent exciter des résonances mécaniques.

Avant de présenter le principe de la DTC, il est nécessaire de passer par la modélisation de l'onduleur.**[8]**

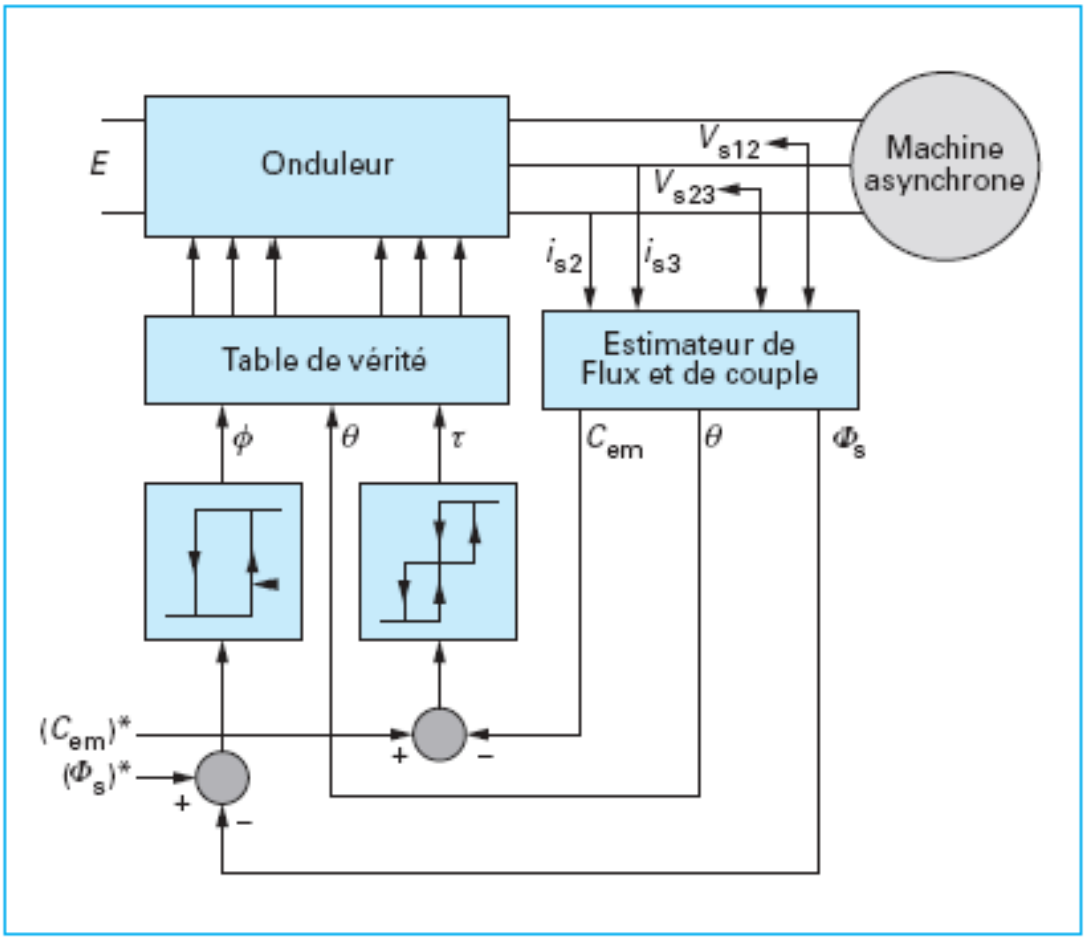


Figure I.7 : Structure de la commande directe du couple.**[9]**

I.2.4 Commande intelligente

L'intelligence artificielle (IA), émergée en 1950, est une discipline issue de l'informatique qui vise à simuler certains aspects de l'intelligence humaine tels que l'apprentissage à partir d'expériences antérieures, la reconnaissance de motifs complexes et le raisonnement déductif.

La commande intelligente se distingue par son utilisation des principes de l'IA pour reproduire le raisonnement humain, contrairement à la commande conventionnelle qui repose sur des modèles mathématiques du système concerné. Définie en 1956 lors de la conférence de Dartmouth, la commande intelligente englobe les processus informatiques qui imitent la pensée humaine. Un régulateur intelligent est capable d'identifier le système qu'il contrôle, permettant ainsi l'optimisation de sa gestion par des processus itératifs et d'apprentissage. Il se caractérise par son adaptabilité, sa robustesse, son auto-organisation, son contrôle supervisé, son autonomie et son intelligence.

Parmi les principales techniques de commande intelligente, on trouve les systèmes experts, les réseaux de neurones artificiels et la logique floue. Par exemple, la commande neuronale, qui ne nécessite pas de modèle mathématique préalable, permet d'obtenir une gestion efficace et robuste. Dans le domaine de la commande des moteurs à induction, les réseaux de neurones sont utilisés pour créer un modèle direct ou inverse qui améliore significativement les performances du système. Le moteur à induction et sa charge, considérés comme un système non linéaire, sont modélisés par ces réseaux. Les données issues de simulations sur un système du second ordre sont employées pour entraîner le réseau de neurones, lequel fournit ensuite un modèle inverse. Ce modèle inverse est utilisé conjointement avec le système pour réduire la dynamique et les non-linéarités du moteur à induction et de sa charge, dont les paramètres peuvent varier avec le temps.**[3]**

I.2.5 Commande par mode glissant

Le contrôle par mode glissant consiste à guider la trajectoire d'état d'un système vers une surface de glissement, puis à la faire commuter en utilisant une logique de commutation autour de cette surface jusqu'à atteindre le point d'équilibre, ce qui crée le phénomène de glissement. Parmi les propriétés des modes glissants, on peut noter les suivantes :

- Le processus de glissement est d'ordre réduit par rapport au système original ;
- La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement ;
- Le système présente une robustesse face à la variation de certains types de paramètres.**[10]**

I.3 Conclusion

En conclusion, dans ce chapitre, nous avons exploré diverses techniques de commande des machines électriques, en nous focalisant particulièrement sur la commande vectorielle indirecte (IFOC) de la machine asynchrone triphasée, qui constitue l'objectif principal de notre étude.

Dans le deuxième chapitre, nous aborderons la modélisation et la simulation du moteur asynchrone triphasé.

Chapitre II : Modélisation et simulation de la MAS

II.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons le modelé mathématique de la machine asynchrone triphasé et de sa transformation en un système biphasé. Une représentation sous forme d'état est élaborée à partir des lois physiques ; ensuite nous passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine constituée d'un onduleur de tension à deux niveaux.

Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques. Le modèle mathématique d'une Machine Asynchrone (MAS) nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent. **[44]**

II.2 Constitution d'un moteur asynchrone triphasé

La machine asynchrone à induction (MAS) repose sur un principe de champs tournants qui permet un fonctionnement sans nécessiter de contacts électriques glissants. Cela confère à cette machine une grande robustesse et une facilité d'entretien, ce qui la rend particulièrement adaptée aux applications nécessitant une vitesse variable.

Dans ce programme, notre étude se concentre sur le fonctionnement moteur de la machine à induction. Cette dernière se compose d'une partie fixe appelée "stator" et d'une partie mobile appelée « rotor ».**[11]**

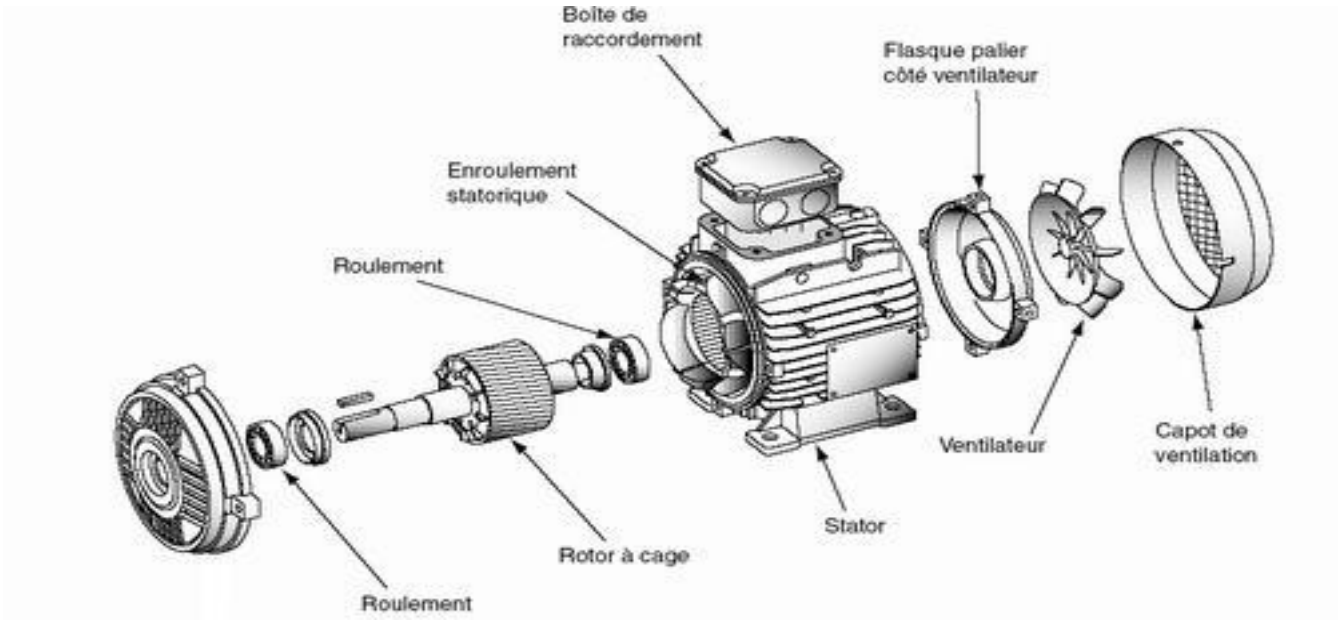


Figure II.1 : Constitution d'un moteur asynchrone.**[12]**

II.2.1 Stator

Le stator des moteurs asynchrones triphasés partage des similitudes avec celui des moteurs synchrones et des alternateurs, car il est responsable de la création du champ magnétique tournant. Il est constitué d'un circuit magnétique entièrement feuilleté en forme de couronne, avec une périphérie intérieure entaillée régulièrement par un certain nombre d'encoches identiques. Ces encoches accueillent les faisceaux de conducteurs qui forment l'enroulement statorique.**[10]**

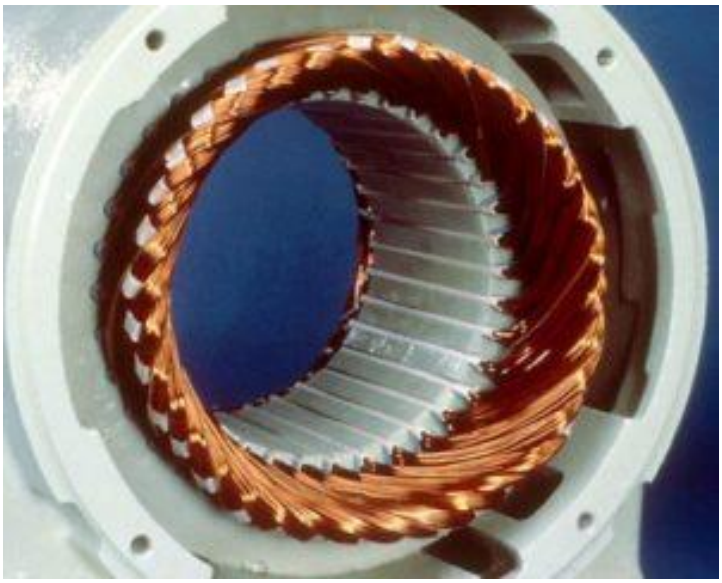


Figure II.2 : Exemple de stator d'une MAS. **[13]**

II.2.2. Rotor

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit facilitent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Ces barres conductrices sont réparties de manière régulière et forment le circuit du rotor. Cette cage est placée à l'intérieur d'un circuit magnétique composé de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine, similaire à celui du moteur à rotor bobiné.

Dans le cas du rotor à cage d'écureuil, les conducteurs sont fabriqués en coulant un alliage d'aluminium ou en utilisant des barres massives de cuivre préformées et frettées dans les tôles du rotor. Généralement, il n'y a pas ou très peu d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques. Cependant, leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf en cas de rupture de barre. **[14]**

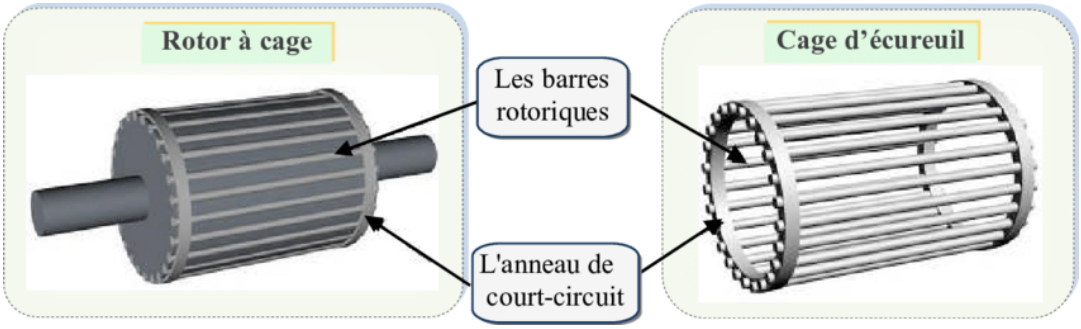


Figure II.3 : Rotor en court-circuit (à cage d'écureuil) et la cage.**[15]**

II.2.3 Principe de fonctionnement

Le moteur asynchrone fonctionne sur le principe de l'induction de courants dans le bobinage du rotor grâce à un champ magnétique rotatif dans l'entrefer, induit par les courants polyphasés circulant dans le stator. Ce champ rotatif engendre un couple moteur qui agit sur les conducteurs des courants induits, démarrant ainsi et faisant tourner le rotor dans le même sens que le champ magnétique rotatif.**[16]**

En fonctionnement normal, le rotor de la machine asynchrone tourne à la vitesse Ω exprimée en radians par seconde, et la force magnétomotrice produite par les courants statoriques tourne à la vitesse de synchronisme Ω*s* exprimée en radians par seconde, mais la vitesse Ω est généralement inférieure à Ω*s* où :

$$\Omega s = \frac{\omega_s}{p} = \frac{2\pi f s}{p} \qquad \text{(II.1)}$$

Avec :

ω_s : Pulsation statorique, liée à la fréquence du stator ;

p **:** Nombre de paire de pôle de la force magnétomotrice résultante ;

f_s : Fréquence de d'alimentation statorique.

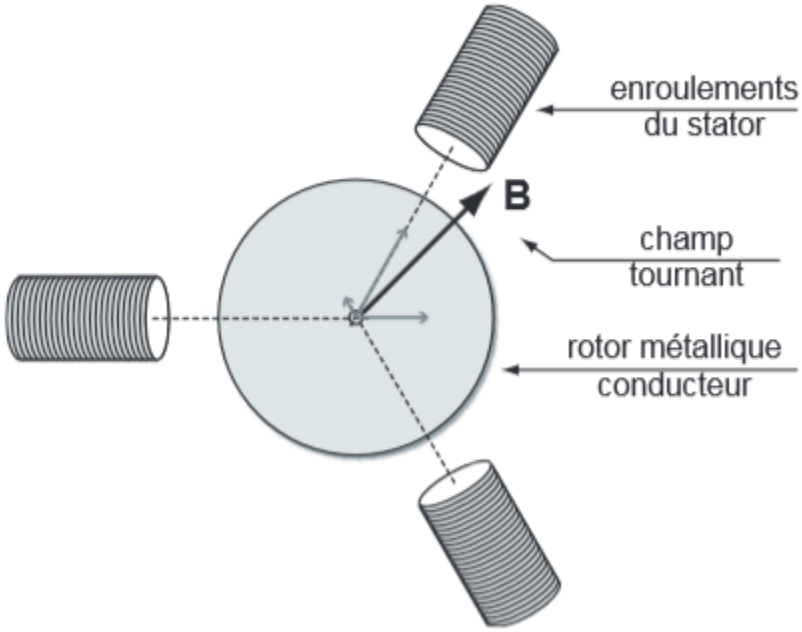


Figure II.4 : Principe de fonctionnement.**[17]**

II.3 Hypothèses simplificatrice

Pour simplifier, nous pouvons donc considérer les hypothèses suivantes :

- Négliger la saturation, ce qui simplifie la définition des inductances.
- Ramener le rotor au stator, en supposant que le rotor est également triphasé, avec un nombre égal de spires.
- Considérer que les enroulements du stator et du rotor sont bipolaires et que leurs phases génèrent des flux sinusoïdaux répartis.
- Ne tenir compte que des composantes fondamentales des grandeurs alternatives.**[18]**

II.4 Modélisation triphasée

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué sur Figure (II.5). Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles-mêmes. Est l'angle électrique entre l'axe de la phase a statorique et la phase a rotorique. **[19]**

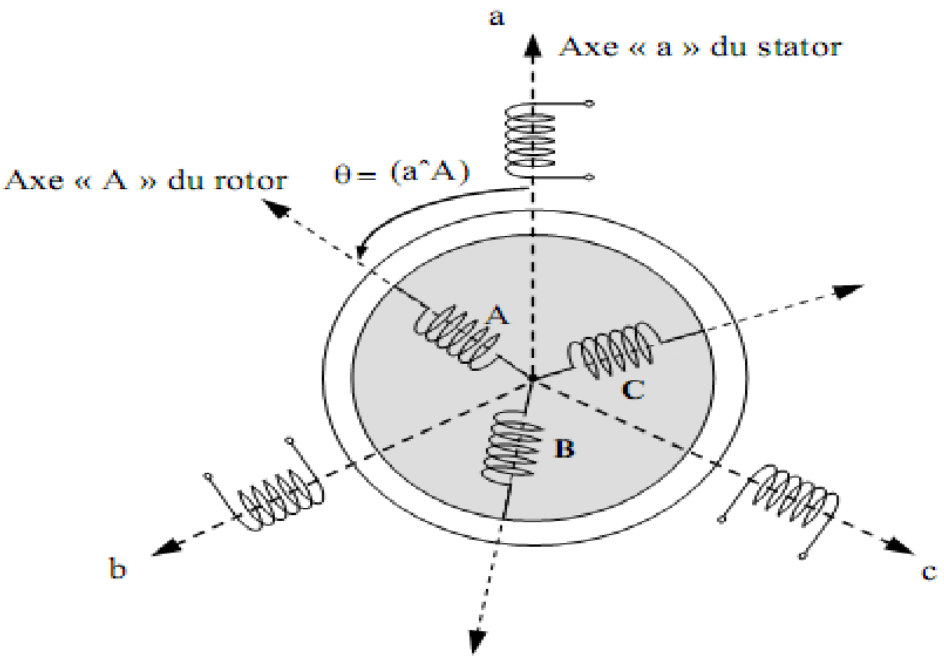


Figure II.5 : Modèle d'un Moteur asynchrone triphasé.**[20]**

II.4.1 Mise en équation du modèle de la machine

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

- Les équations électriques;
- Les équations magnétiques;
- Les équations mécaniques.

Parmi les conséquences de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additive des flux;
- La constance des inductances propres ;
- Une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques.

Dans le cadre de ces hypothèses et pour une machine équilibrée et couplée en étoile, les équations de la machine s'écrivent sous la forme matricielle suivant :

II.4.1.1 Equations électriques

Pour l'ensemble des phases au stator :

$$\begin{bmatrix} Vsa \\ Vsb \\ Vsc \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Rs & 0 & 0 \\ 0 & Rs & 0 \\ 0 & 0 & Rs \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Isa \\ Isb \\ Isc \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{(II.2)}$$

La résistance statorique étant la même pour les trois phases, il n'y pas lieu d'écrire une matrice de résistances

Où :

$$[Vs] = [Rs][Is] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \quad \text{(II.3)}$$

De même, au rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Rr & 0 & 0 \\ 0 & Rr & 0 \\ 0 & 0 & Rr \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rb} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{(II.4)}$$

Où :

$$[Vr] = [Rr][Ir] + \frac{d}{dt}[\varphi_r] = [0] \quad \text{(II.5)}$$

Le rotor étant en court-circuit, ses tensions sont nulles,

V_s: La matrice des tentions par phase au stator,

V_r: La matrice des tensions par phase au rotor,

I_s: La matrice des courants au stator,

I_r: La matrice des courants au rotor. **[21]**

II.4.1.2 Equation magnétique

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris La sienne (notion de flux / inductance propre).

$$\begin{bmatrix} [\varphi_s] \\ [\varphi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [Msr] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad \text{(II.6)}$$

Avec

$$[Ls] = \begin{bmatrix} Ls & Ms & Ms \\ Ms & Ls & Ms \\ Ms & Ms & Ls \end{bmatrix}$$ Matrice des bobinages au stator

Ls : Est l'inductance d'un bobinage statorique seul ;

Mr : L'inductance mutuelle de couplage entre les bobines rotoriques.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & cos\theta \end{bmatrix} \quad \text{(II.7)}$$

θ : Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes rotoriques et les axes statoriques qui sont choisi comme axes de références.

On aura finalement :**[20]**

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt}([L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}]) \quad \text{(II.8)}$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt}([L_r][I_{rabc}] + [M_{rs}][I_{sabc}]) = [0] \quad \text{(II.9)}$$

II.4.1.3 Equation mécanique [19]

L'étude des caractéristiques dynamiques de la machine asynchrone fait introduire des variations non seulement des paramètres électriques (tension, courant flux, FEM) mais aussi des paramètres mécanique (couple, vitesse).

L'équation du mouvement de la machine s'écrit :

$$C_e - C_r = J\frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad \text{(II.10)}$$

C_e : Le couple électromagnétique de la machine. [Nm] ;

C_r : Le couple résistant. [Nm] ;

J: Le moment d'inertie. [Kgm^2] ;

Ω : La vitesse angulaire du rotor, ou la vitesse mécanique du rotor ;

f **:** Coefficient de frottement [Nm / rad/s] ;

La pulsation mécanique : $\omega = P\Omega$;

P : le nombre de paires de pôles.

Donc :

$$C_{em} - C_r = \frac{J}{P}\frac{d\omega}{dt} + \frac{f\omega}{P} \quad \text{(II.11)}$$

II.5 Transformation triphasé- biphasé

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé « abc » vers un système biphasé (α, β). **[18]**

La structure de la MAS diphasée est montrée par les figures suivantes :

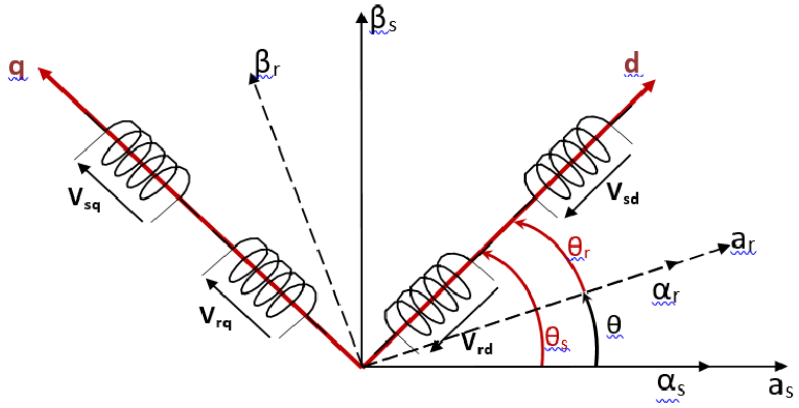


Figure II.6 : Structure diphasée de la machine asynchrone dans le repère (d-q).**[21]**

Dans cette figure, on a repéré les différents référentiels communs au stator et au rotor jugé utile dans la mise en place des modèles dynamiques de la machine asynchrone.

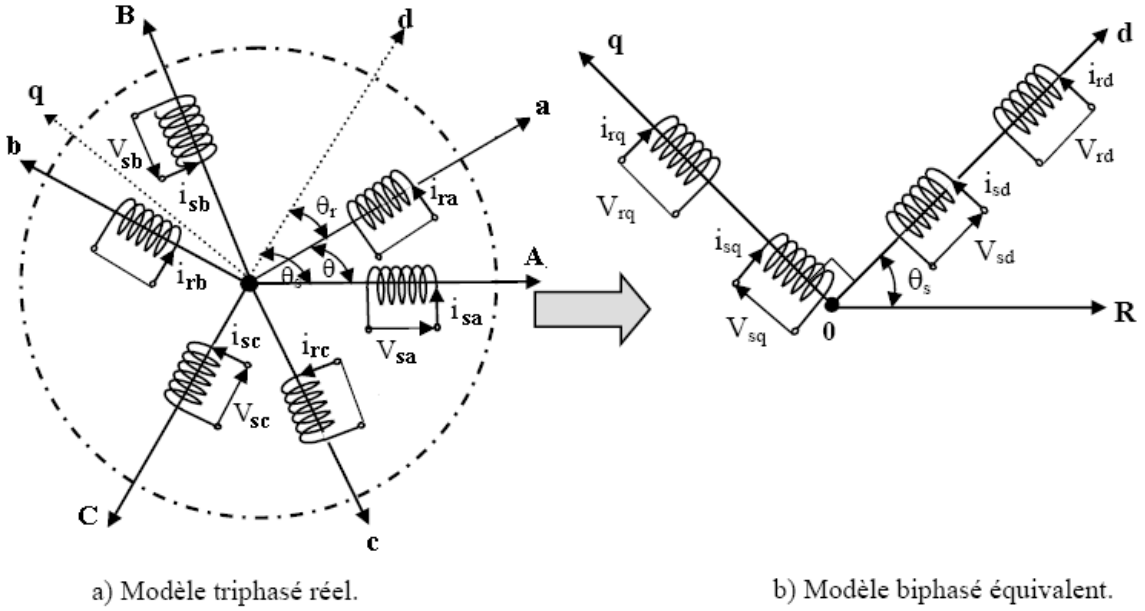


Figure II.7 : Passage du système triphasé au système biphasé.**[22]**

II.5.1 Transformation de Park :

La transformation de Park projette les trois phases (a, b, c) d'une machine électrique sur un système de coordonnées biphasé orthogonal (d, q, 0), où l'axe d est l'axe direct, l'axe q est l'axe en quadrature, et l'axe 0 est l'axe homopolaire, qui est perpendiculaire au plan formé par les axes "d et q". Cette transformation est utilisée pour simplifier l'analyse des machines électriques en supposant que celles-ci sont électriquement et magnétiquement symétriques.**[23]**

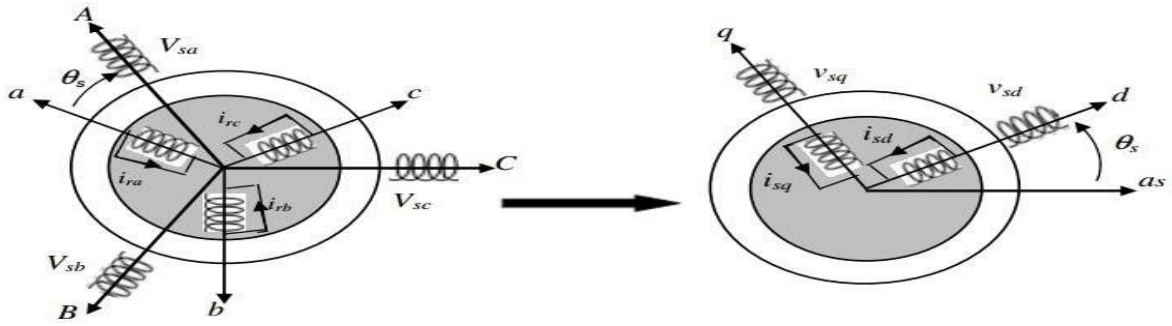


Figure II.8 : principe de la transformation de Park applique à la MAS.**[24]**

Pour assurer la conservation des forces magnétomotrices et des puissances entre les différents systèmes de référence, la transformation de Park utilise une matrice de transformation [P] qui permet de passer d'une représentation triphasée dans le système de coordonnées (a, b, c) à une représentation biphasée

dans le système orthogonal (d, q, 0). Cette transition est cruciale pour l'analyse simplifiée des machines électriques en changeant de référentiel.

II.5.1.1 Matrice de Park Direct

Pour le passage du système triphasé vers le système biphasé, on a les équivalents suivants :

$$\begin{cases} [V_{dq0}] & [P[(\theta)][V_{abc}] \\ [I_{dq0}] = & [P[(\theta)][I_{abc}] \\ [\varphi_{dq0}] & [P[(\theta)][\varphi_{abc}] \end{cases} \quad \text{(II.12)}$$

La matrice de transformation de Park est définie comme suit :

$$[P[(\theta)] = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\ (\theta - 2\pi/3) & \cos\ (\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{(II.13)}$$

II.5.1.2 Matrice de Park Indirect (Inverse)

Dans le cas d'un passage inverse, on a :

$$\begin{cases} [V_{dq0}] & [P[(\theta)]^T[V_{abc}] \\ [I_{dq0}] = & [P[(\theta)]^T[I_{abc}] \\ [\varphi_{dq0}] & [P[(\theta)]^T[\varphi_{abc}] \end{cases} \quad \text{(II.14)}$$

La matrice de transformation de Park inverse est définie comme suit :

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\ (\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\ (\theta - 4\pi/3) & \sin(\theta - 4\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{(II.15)}$$

En désignant par :

θs : L'angle électrique entre l'axe direct de Park et le stator.

θr : L'angle électrique entre l'axe quadrature de Park et le rotor.

a. L'application aux équations électriques

Pour le stator en applique les transformations de Park à l'équation (14) on obtient :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \end{cases} \quad \text{(II.16)}$$

Pour le rotor en applique les transformations de Park à l'équation (14) on obtient :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega)\varphi_{rq} = 0 \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega)\varphi_{rd} = 0 \end{cases} \quad \text{(II.17)}$$

On a :

$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$: Vitesse angulaire des axes **(d, q)** dans le repère statorique ;

$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$: Vitesse angulaire des axes **(d, q)** dans le repère rotorique ;

$\frac{d\theta}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega = P\Omega$

b. L'application aux équations des flux

Pour la réduction de la matrice des inductances les transformations proposées établissent les relations entre les flux d'axe « d, q, o » et les flux d'axes « a, b, c » :

$$[\varphi_s]_{d,q,0} = [P(\theta_s)][\varphi_s]_{a,b,c} \quad \text{et} \quad [\varphi_r]_{d,q,0} = [P(\theta_r)][\varphi_r]_{a,b,c}$$

En développant les expressions des flux, elles deviennent :

❖ **Stator**

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \end{cases} \quad \text{(II.18)}$$

❖ **Rotor**

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad \text{(II.19)}$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$: L'inductance cyclique statorique ;

$L_r = l_r - M_r$: L'inductance cyclique rotorique ;

M = $\frac{3}{2}M_{sr}$: L'inductance mutule cyclique entre le stator et le rotor.

c. Equation mécanique

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électrique (courant, tension, flux) mais aussi des paramètres mécanique (couple, vitesse) l'équation du mouvement définie comme suit :

$$J\frac{d\Omega}{dT} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad \text{(II.20)}$$

En substituent l'expression du couple électromagnétique nous déduisons l'équation mécanique suivant :

$$J\frac{d\Omega}{dT} = [\frac{3}{2}P\frac{M}{L_r}(\varphi_{rd}i_{sa} - \varphi_{ra}i_{sd}) - C_r - f\Omega] \quad \text{(II.21)}$$

II.5.1.3 Choix du repère dq

L'étude analytique d'une machine asynchrone à l'aide de la transformation de Park nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de réduire le nombre de grandeurs qu'on a besoin de connaître pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine. Il existe trois choix important ; on peut fixer le repère d, q au stator, au rotor ou au champ tournant.

A. Référentiel fixe par rapport au stator

Il se traduit par les conditions :

$\theta_s = 0$, $\theta_r = -\theta$

$\frac{d\theta_s}{dt} = 0$, $\frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt}$

$\omega_s = 0$, $\omega_r = -\omega$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \\ R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} + \omega\, \varphi_{rq} = 0 \\ R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} - \omega\, \varphi_{rd} = 0 \end{cases} \quad \text{(II.22)}$$

Après arrangement des équations avec $\left(i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}, i_{rq} \right)$ on aboutit à :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{\sigma T_s} i_{sd} + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r} \omega i_{sq} + \frac{M}{\sigma L_s T_r} i_{rd} + \frac{M}{\sigma L_s} \omega i_{rq} + \frac{V_{sd}}{\sigma L_s} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{M^2}{\sigma L_s L_r} \omega i_{sd} - \frac{1}{\sigma T_s} i_{sq} - \frac{M}{\sigma L_s} \omega i_{rd} + \frac{M}{\sigma L_s T_r} i_{rq} + \frac{V_{sq}}{\sigma L_s} \\ \frac{di_{rd}}{dt} = \frac{M}{\sigma L_s L_r} i_{sd} - \frac{M}{\sigma L_r} \omega i_{sq} - \frac{1}{\sigma T_r} i_{rd} - \frac{1}{\sigma} \omega i_{rq} + \frac{M}{\sigma L_s T_r} V_{sd} \\ \frac{di_{rq}}{dt} = \frac{M}{\sigma L_r} \omega i_{sd} + \frac{M}{\sigma T_s L_r} i_{sq} + \frac{1}{\sigma} \omega i_{rd} - \frac{1}{\sigma T_r} i_{rq} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sq} \end{cases} \quad \text{(II.23)}$$

Avec :

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: Le coefficient de la fuite totale ;

$T_s = \frac{L_S}{R_S}$: Constante de temps statorique ;

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps rotorique.

B. Référentiel fixe par rapport au rotor :

Ce référentiel est choisi de préférence en vue d'étudier des variations des grandeurs statoriques.

Il se traduit par les conditions :

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega \varphi_{sd} \\ R_r i_{sd} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = 0 \\ R_r i_{rd} \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = 0 \end{cases} \quad \text{(II.24)}$$

Après arrangement des équations, on aboutit à :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{oT_s} i_{sd} + \frac{1}{\sigma}\omega_s i_{sq} + \frac{M}{\sigma L_s T_r} i_{rd} + \frac{M}{\sigma L_s}\omega i_{rq} + \frac{V_{sd}}{\sigma L_s} \\ \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{\sigma}\omega i_{sd} - \frac{1}{\sigma T_s} i_{sq} - \frac{M}{\sigma T_r}\omega i_{rd} + \frac{M}{\sigma L_s T_r} i_{rq} + \frac{V_{sq}}{\sigma L_s} \\ \frac{di_{rd}}{dt} = \frac{M}{\sigma L_s L_r} i_{sd} - \frac{M}{\sigma T_r}\omega\, i_{sq} - \frac{1}{\sigma T_r} i_{rd} - \frac{M^2}{\sigma L_s L_r}\omega i_{rq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} \\ \frac{di_{rd}}{dt} = \frac{M}{\sigma L_r}\omega i_{sd} + \frac{M}{\sigma L_r T_S}\, i_{sq} + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r}\omega i_{rd} - \frac{1}{\sigma T_r} i_{rq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sq} \end{cases} \quad \text{(II.25)}$$

C. Référentiel fixe par rapport au champ tournant

Ce référentiel est unique en ce sens qu'il évite toute simplification dans la formulation des équations. Il permet de faire correspondre directement des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent. C'est pourquoi il est préféré en commande, car il offre une représentation précise des phénomènes électromagnétiques.

Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\Theta_s}{dt} = \omega_s \qquad \text{et} \quad \frac{d\Theta_r}{dt} = \omega_s - \omega = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s\, \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s\, \varphi_{sd} \\ R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega)\, \varphi_{rq} = 0 \\ R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega)\, \varphi_{rd} = 0 \end{cases} \quad \text{(II.26)}$$

Après arrangement des équations, on aboutit à :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{\sigma T_s} i_{sd} + (\omega_r + \frac{1}{\sigma}\omega) i_{sq} + \frac{M}{\sigma L_s T_r} i_{rd} + \frac{M}{\sigma L_s}\omega i_{rq} + \frac{V_{sd}}{\sigma L_s} \\ \frac{di_{sd}}{dt} = -(\omega_r + \frac{1}{\sigma}\omega) i_{sd} - \frac{1}{\sigma T_s} i_{sq} - \frac{M}{\sigma L_s}\omega i_{rd} + \frac{M}{\sigma L_s T_r} i_{rq} + \frac{V_{sq}}{\sigma L_s} \\ \frac{di_{rd}}{dt} = \frac{M}{\sigma T_s L_r} i_{sd} - \frac{M}{\sigma L_r}\omega\, i_{sq} - \frac{1}{\sigma T_r} i_{rd} + (\omega_r - \frac{M^2}{\sigma L_s L_r}\omega) i_{rq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} \\ \frac{di_{rd}}{dt} = \frac{M}{\sigma L_r}\omega i_{sd} + \frac{M}{\sigma L_r T_S}\, i_{sq} + (-\omega_r + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r}\omega) i_{rd} - \frac{1}{\sigma T_r} i_{rq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sq} \end{cases} \quad \text{(II.27)}$$

❖ **Mise sous forme d'équation d'état :**

$$\frac{dx}{dt}[x] = [A][x] + [B][V]$$

$$[Y] = [C][x] + [D][U]$$

Avec :

$\mathbf{X}' = \frac{dX}{dt}$ = AX + BU

[X] : Vecteur d'état ;

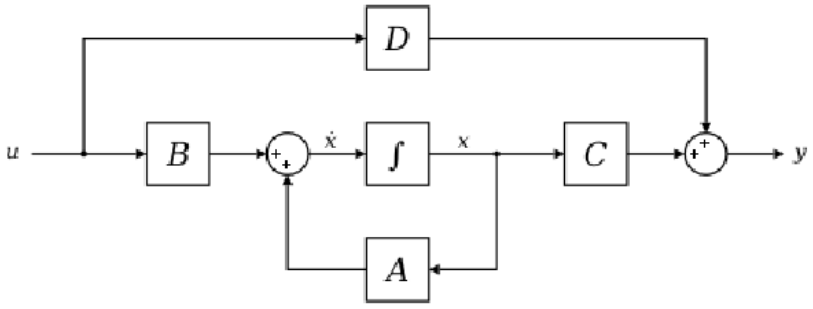
[U] : Vecteur de commande ;

[A] : Matrice d'évolution ;

[***B***] : Matrice de commande ;

[***Y***] : le vecteur de sortie ;

[C] : La matrice de sortie.



Sous forme matricielle on peut écrire le système d'équations (1-17) comme suit :

$$\frac{dx}{dt}[x] = [A][x] + [B][V]$$

$$[x] = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix}$$

$$[x]=\begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s\sigma} & \left(\omega_r+\frac{1}{\sigma}\omega\right) & \frac{M}{L_sT_r\sigma} & \frac{M}{L_s\sigma}\omega \\ -\left(\omega_r+\frac{1}{\sigma}\omega\right) & -\frac{1}{T_s\sigma} & -\frac{M}{L_s\sigma}\omega & \frac{M}{L_sT_r\sigma} \\ \frac{M}{L_rT_s\sigma} & -\frac{M}{L_r\sigma}\omega & -\frac{1}{T_r\sigma} & (\omega_r-\frac{M^2}{L_sL_r\sigma}\omega) \\ \frac{M}{L_r\sigma}\omega & \frac{M}{L_rT_s\sigma} & (\omega_r-\frac{M^2}{L_sL_r\sigma}\omega) & -\frac{1}{T_r\sigma} \end{bmatrix}$$

$$[A]=[A_1]+\omega[A_2]+\omega_r[A_3]$$

$$[A]=\begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s\sigma} & 0 & \frac{M}{L_sT_r\sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_s\sigma} & 0 & \frac{M}{L_sT_r\sigma} \\ \frac{M}{L_rT_s\sigma} & -\frac{M}{L_r\sigma}\omega & -\frac{1}{T_r\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{M}{L_rT_s\sigma} & 0 & -\frac{1}{T_r\sigma} \end{bmatrix}+\omega\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}+$$

$$\omega_r\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{\sigma} & 0 & \frac{M}{L_s\sigma} \\ \frac{-1}{\sigma} & 0 & -\frac{M}{L_s\sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{L_r\sigma}\omega & -\frac{1}{T_r\sigma} & -\frac{M^2}{L_sL_r\sigma} \\ \frac{M}{L_r\sigma} & 0 & \frac{M^2}{L_sL_r\sigma} & 0 \end{bmatrix}$$

$$[U]=[V]=\begin{bmatrix} V_{sd} & V_{sq} & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$[B]=\begin{bmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} \\ -\frac{M}{L_sL_r\sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{L_sL_r\sigma} \end{bmatrix}$$

II.6 Expression du couple électromagnétique est puissance et mécanique :

❖ Equation de la puissance

La puissance instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotouriques s'écrit :

$$P_e = [U_S]^T[I_s] + [U_r]^T[I_r] \quad \text{(II.36)}$$

En appliquant la transformation de Park, elle s'exprime en fonction des grandeurs d'axes **dq**.

$$P_e = (V_{ds} \quad V_{qs}) \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} (V_{dr} \quad V_{qr}) \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} = \frac{3}{2}\left[I_{ds}\frac{d\varphi_{ds}}{dt} + I_{qs}\frac{d\varphi_{qs}}{dt} + I_{dr}\frac{d\varphi_{dr}}{dt} + I_{qr}\frac{d\varphi_{qr}}{dt}\right] +$$

$$\frac{3}{2}\left[(\varphi_{ds}I_{qs} - \varphi_{qs}I_{ds})\omega_s + (\varphi_{qr}I_{dr} - \varphi_{dr}I_{qr})\omega_s\right] + \left[R_s(I^2{}_{ds} + I^2{}_{qs}) + R_r(I^2{}_{dr} + I^2{}_{qr})\right] \quad \text{(II.37)}$$

- ✓ Le premier crochet indique l'énergie magnétique stockée dans le fer ;
- ✓ Le deuxième crochet désigne la puissance électromécanique $(\boldsymbol{P_{em}})$ de la machine ;
- ✓ Le troisième crochet concerne les pertes Joule.[25]

$$P_{em} = \frac{3}{2}\left[(\varphi_{ds}I_{qs} - \varphi_{qs}I_{ds})\omega_s + (\varphi_{qr}I_{dr} - \varphi_{dr}I_{qr})\omega_r\right]$$

$$P_{em} = \frac{3}{2}(\varphi_{ds}I_{qs} - \varphi_{qs}I_{ds})\omega_r$$

$$P_{em} = (\varphi_{ds}I_{qs} - \varphi_{qs}I_{ds})\left(\frac{d(\theta_s - \theta_r)}{dt}\right) \quad \text{(II.38)}$$

❖ **Equation de couple électromagnétique**

$$C_e = P\,\frac{M}{L_r}\,(\varphi_{dr}I_{qs} - \varphi_{qr}I_{ds}) \quad \text{(II.39)}$$

II.7 Bloc de simulation du moteur asynchrone triphasé

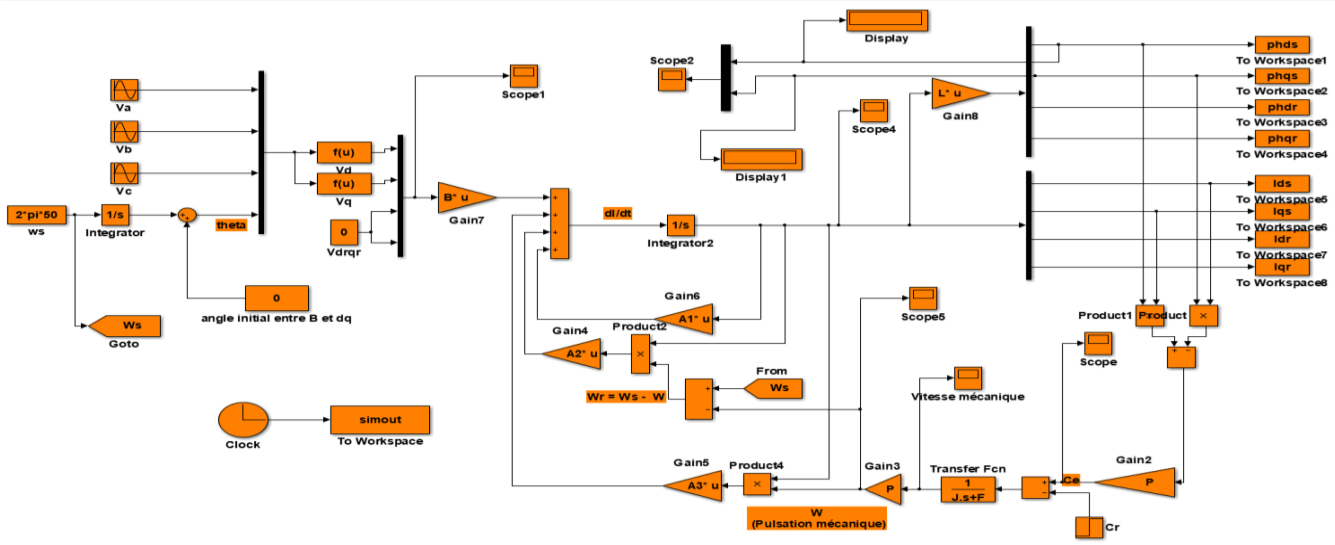


Figure II.9 : Bloc de simulation du moteur asynchrone triphasé.

II.8 Résultats de simulation de la machine asynchrone

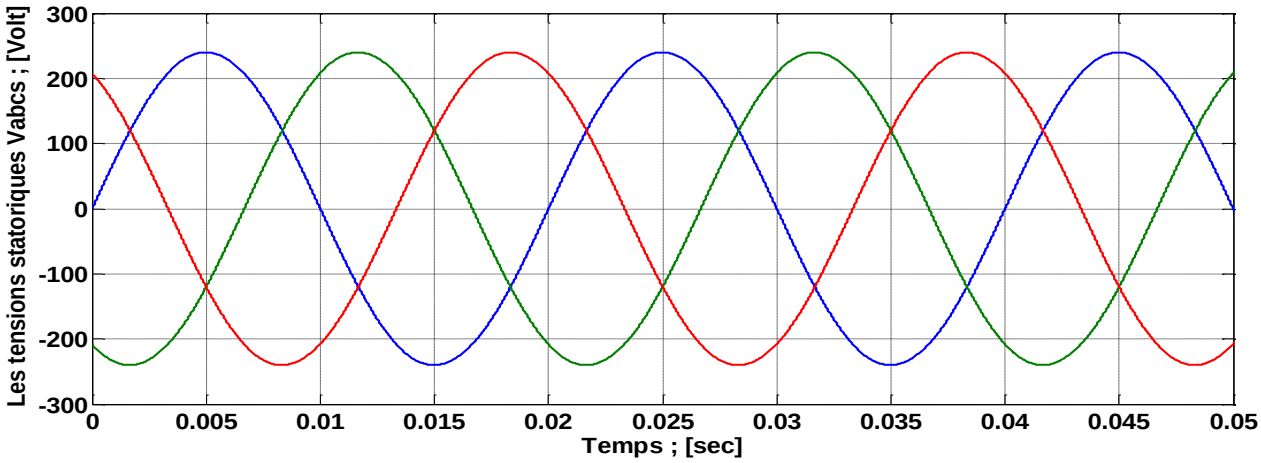


Figure II.10 : Tension d'alimentation triphasée « Vabcs ».

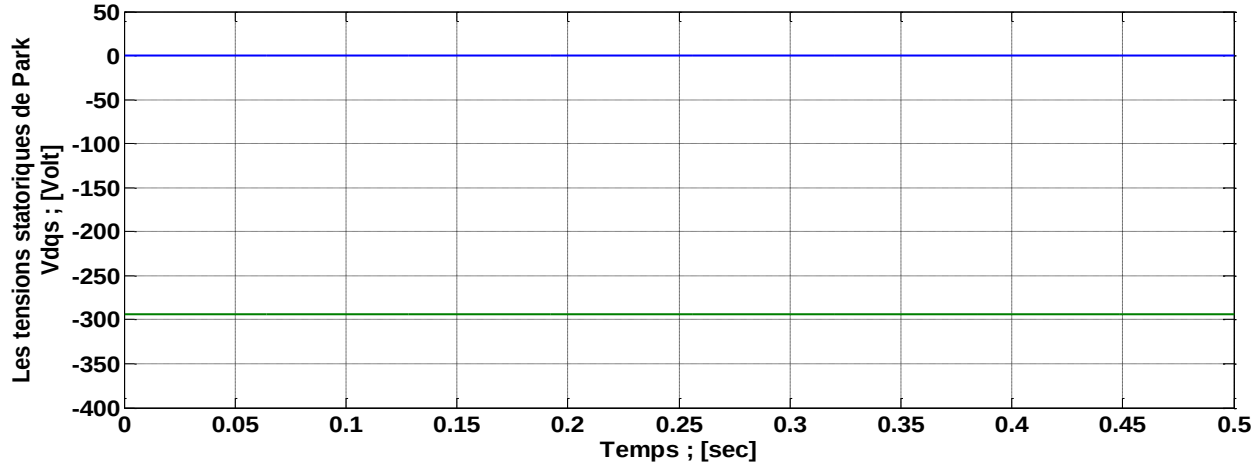


Figure II.11 : Tension d'alimentation biphasée de Park « Vdqs ».

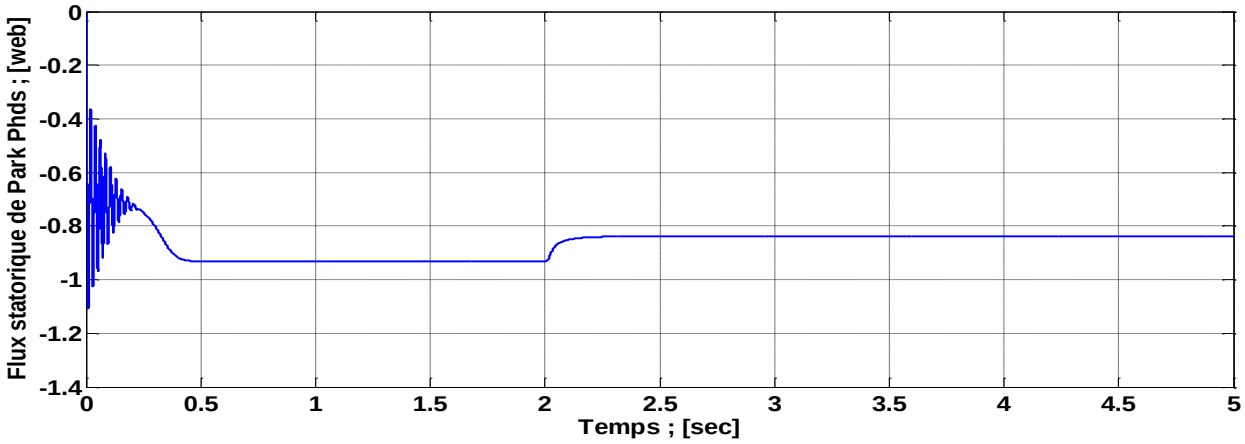


Figure II.12 : Flux statorique de Park « Phds ».

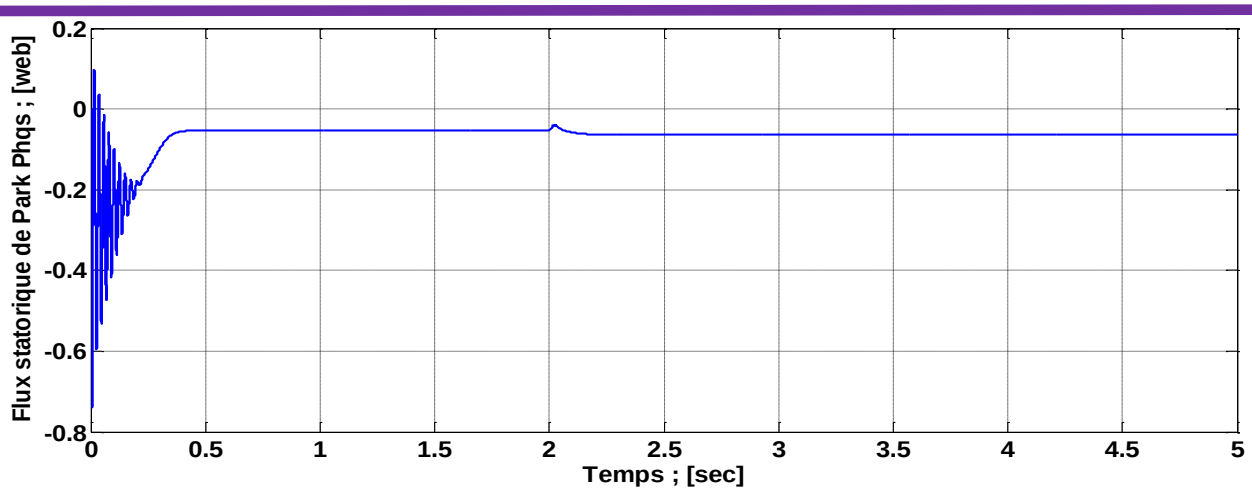


Figure II.13 : Flux statorique de Park « Phqs ».

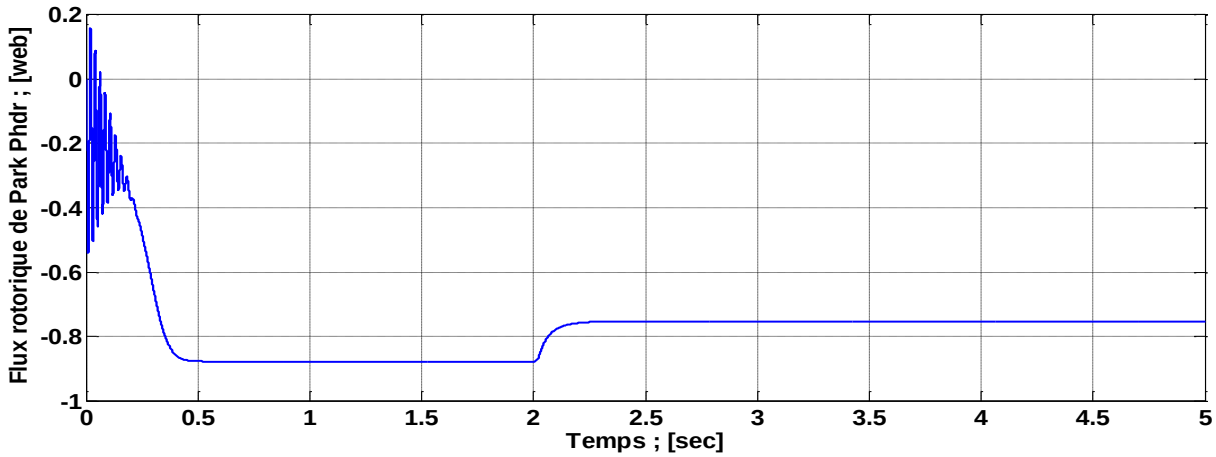


Figure II.14 : Flux rotorique de Park « Phdr ».

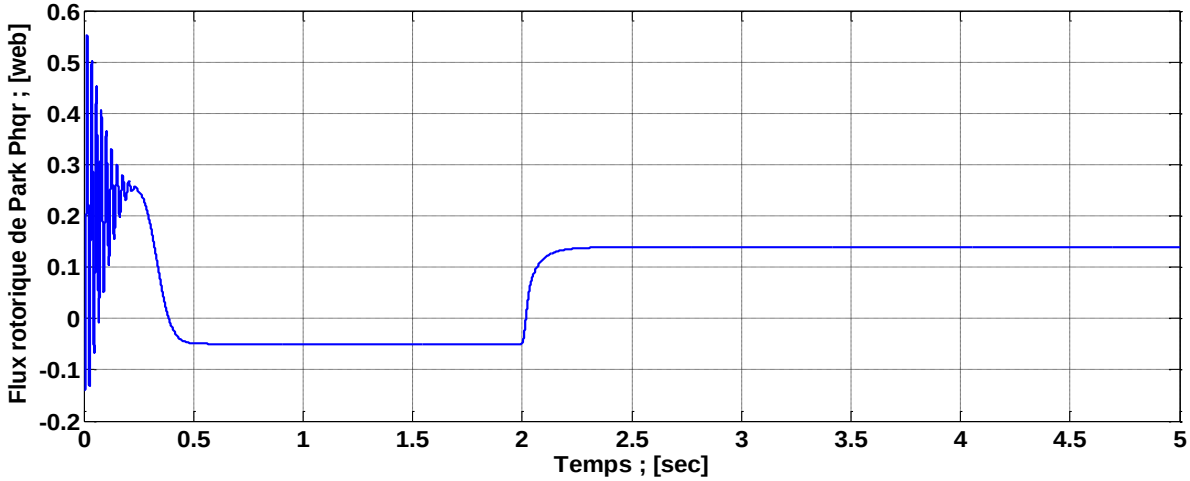


Figure II.15 : Flux rotorique de Park « Phqr ».

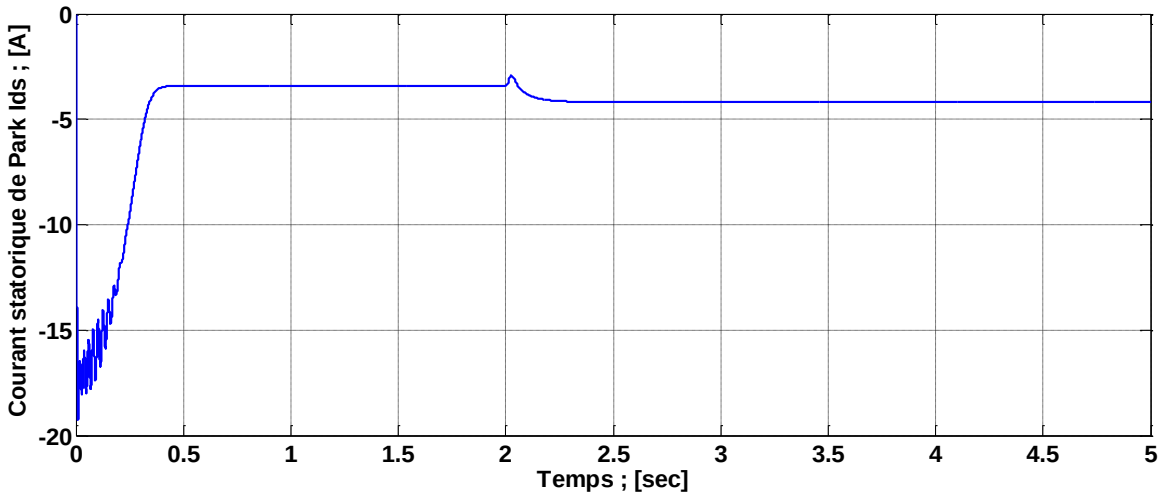


Figure II.16 : Courant statorique de Park « Ids ».

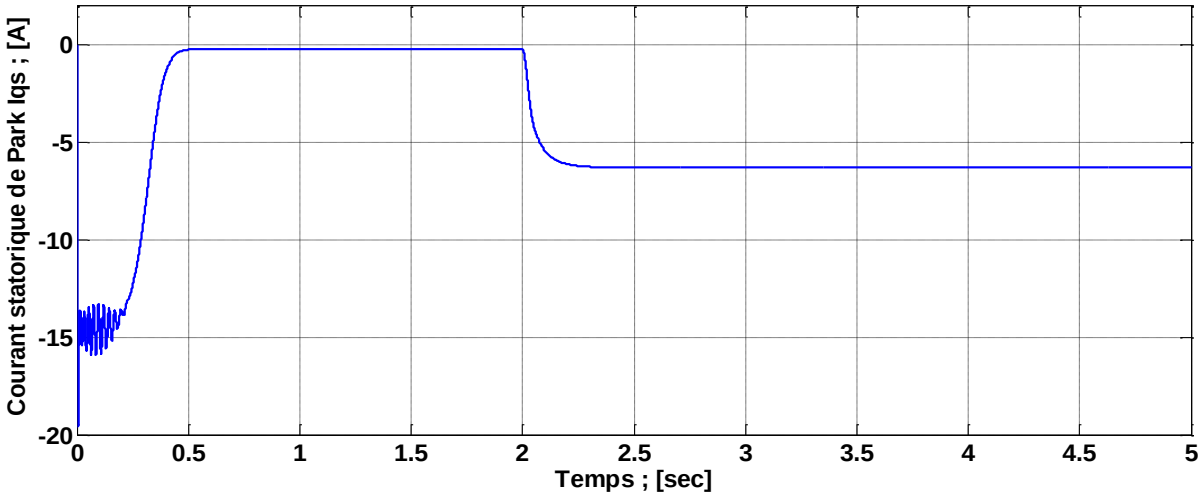


Figure II.17 : Courant statorique de Park « Iqs ».

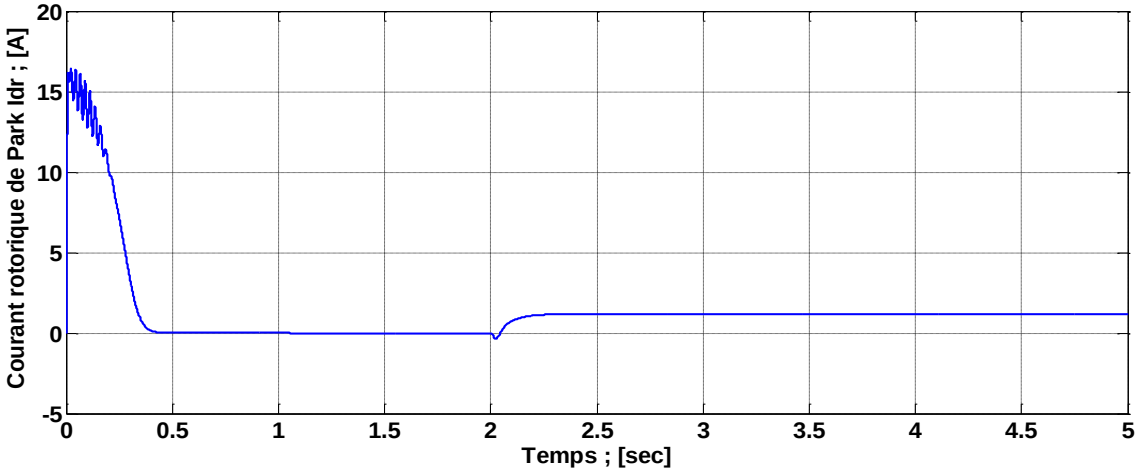


Figure II.18 : Courant rotorique de Park « Idr ».

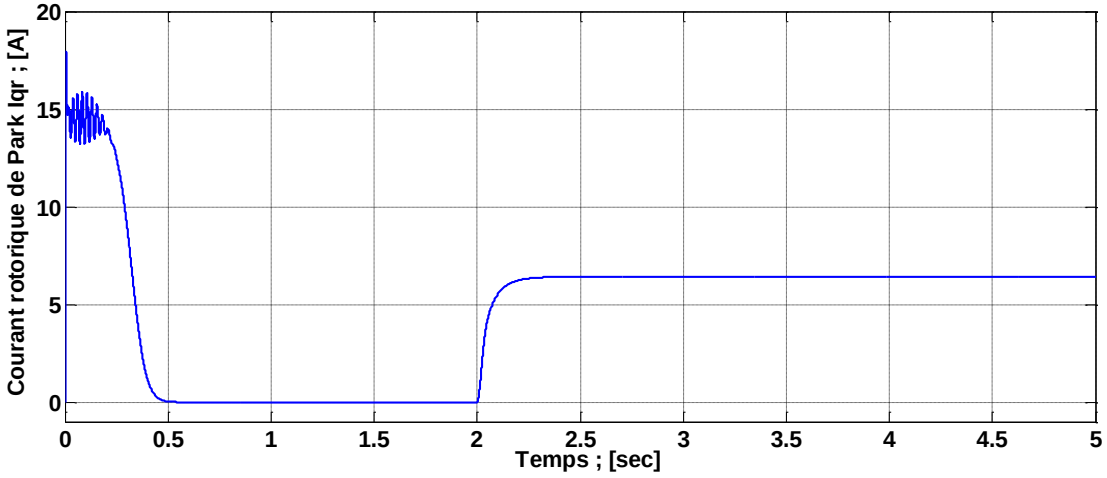


Figure II.19 : Courant rotorique de Park « Iqr ».

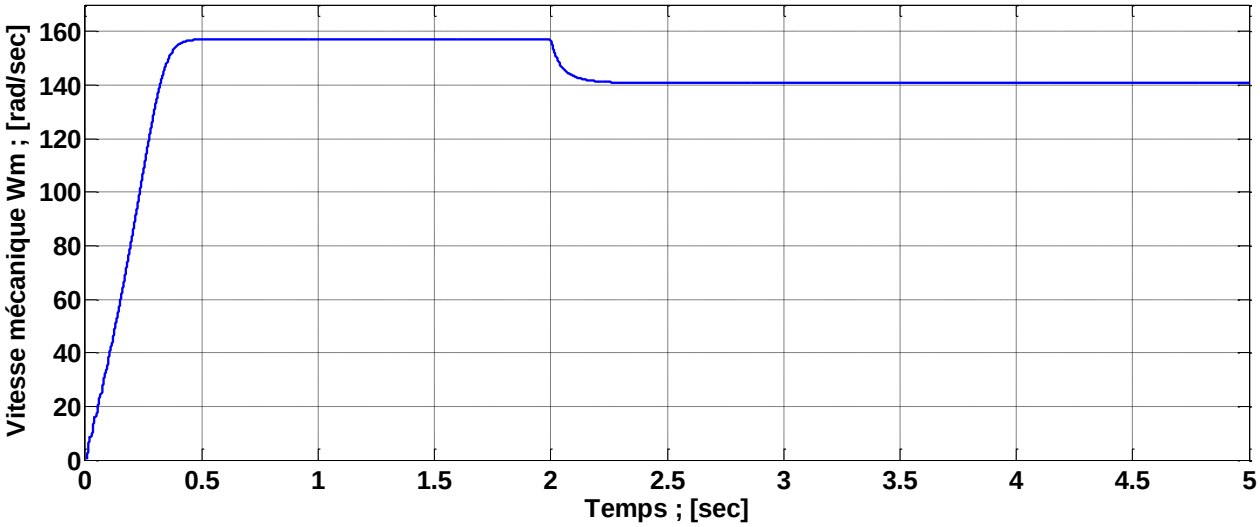


Figure II.20 : Vitesse mécanique « Wm ».

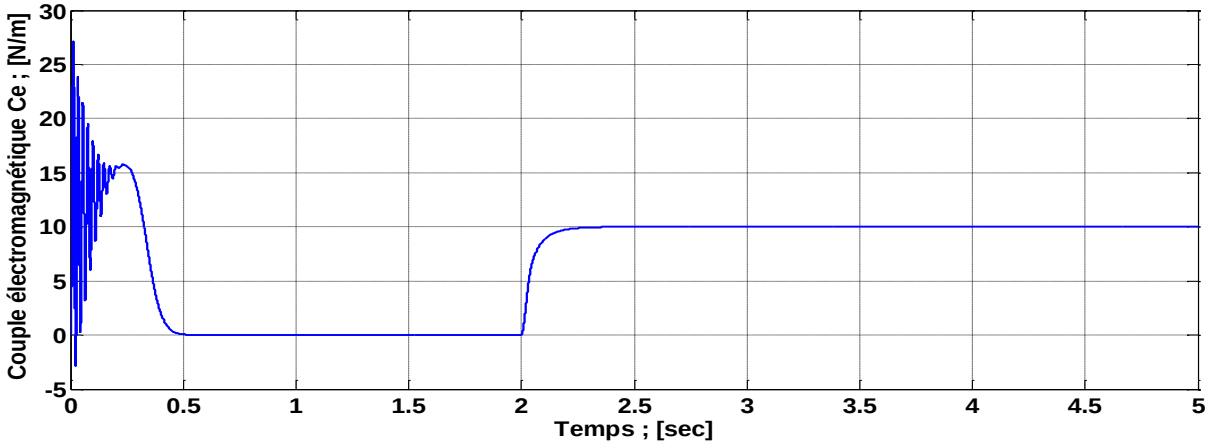


Figure II.21 : Couple électromécanique « Cem ».

II.8.1 Interprétation des résultats

Au démarrage, le couple électromagnétique présente un pic important et des oscillations. Lors de l'application d'une charge de 20 ; [Nm] à l'instant « t =2 ; [Sec] », nous observons que le couple électromagnétique se stabilise à une valeur qui compense l'effet de charge et la vitesse de rotation diminue. Dans le régime transitoire, la machine asynchrone consomme des courants importants, après le régime transitoire les courants diminuent et à l'instant de l'application de la charge « Cr = 10 ; [Nm] ils augmentent jusqu'à la valeur « Cem = 10 ; [Nm] » (dans le cas où on a négligé le frottement). On remarque également que le flux varie avec la variation de la charge ce qui montre l'existence d'un fort couplage entre le couple et la vitesse.

II.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait la modélisation de la machine asynchrone dans le repère abc. Ce modèle est fortement non linéaire et difficile à être traité numériquement. Pour faciliter une mise en œuvre numérique, nous avons procédé à la transformation d'axes (transformation de Park) qui permet de simplifier le modèle de la machine. Le processus du démarrage du moteur a été simulé à vide et en charge. Les résultats obtenus montrent que le modèle de la machine seule, alimentée par le réseau, est admissible. De point de vu de simulation, on peut constater que la charge joue un rôle effectif pour la machine à cause de la diminution de vitesse qu'elle introduit. Pour cette raison, le suivant chapitre présentera la régulation de la vitesse de la machine au sein d'une certaine commande.

Afin d'avoir de hautes performances dans le régime dynamique, on introduit la commande vectorielle qui fera l'objet du quatrième chapitre.

Chapitre III: Association convertisseur machine

III.1 Introduction

Les moteurs asynchrones sont couramment utilisés dans les applications nécessitant des entraînements à vitesse variable. Pour contrôler ces moteurs, on utilise des variateurs de fréquence, parmi lesquels l'onduleur autonome joue un rôle central. Ce dernier est un convertisseur statique qui transforme de manière continue une alimentation en courant continu en une sortie alternative. Il opère en modifiant périodiquement les connexions entre l'entrée et la sortie, permettant ainsi de générer un courant alternatif. L'efficacité d'un onduleur autonome dépend étroitement de la nature de la source d'alimentation et du dispositif connecté en sortie.

En conséquence, deux types principaux se distinguent : les onduleurs de tension, qui sont alimentés par une source de tension continue, et les onduleurs de courant, qui utilisent une source de courant continu. Ce chapitre se concentre sur l'étude des onduleurs de tension, ainsi que sur leurs méthodes de commande, notamment la commande à hystérésis et la modulation de largeur d'impulsion (MLI).

III.2 Description de l'onduleur triphasé

La figure III.1 représente un onduleur de tension triphasé, composé de trois bras. Chaque bras est constitué de deux interrupteurs commandés de manière complémentaire pour éviter les courts-circuits de la source et assurer la continuité du courant vers la charge. Chaque interrupteur est composé d'un semi-conducteur contrôlable (tel qu'un IGBT, un GTO, etc.) et d'une diode connectée en antiparallèle. Les six diodes de roue libre assurent la protection des transistors et la récupération de l'énergie vers la source.

Pour simplifier l'étude, on peut considérer les hypothèses suivantes :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge est équilibrée et connectée en étoile avec un neutre isolé.**[26]**

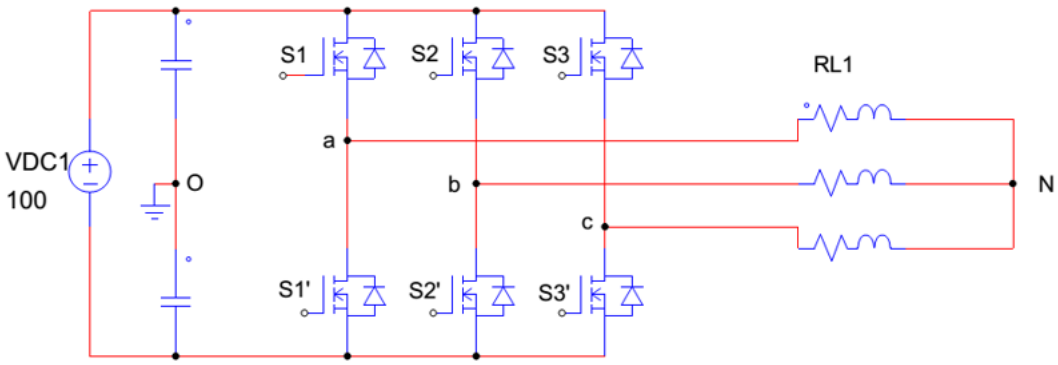


Figure III.1: Schéma d'un onduleur triphasé à deux niveaux et de sa charge.[27]

III.3 Modélisation de l'onduleur de tension

Le vecteur tension Vs appliqué à la machine est délivré par un onduleur de tension triphasé dont l'état des interrupteurs, supposés parfaits est représenté par trois grandeurs booléennes de Commande Si = (i=A, B, C). Telles que :

* Si=1 : interrupteurs haut fermés et interrupteurs bas ouverts.

* Si=0 : interrupteurs haut ouverts et interrupteurs bas fermés.

Les tensions simples des phases de la charge issue des tensions composées ont une somme nulle. Les tensions phase point neutre fictive de la charge peuvent s'écrire, en triphasé, sous la forme de système d'équations suivant [17]:

Dans ces conditions, on peut écrire les tensions de phases U i n, a, b, c fonction des signaux de commande Si :

$$U_{ina,b,c} = S_i U_c - \frac{U_C}{2} \qquad \text{(III.1)}$$

Les trois tensions composées V_{ab}, V_{bc} et V_{ca} sont définies par les relations suivantes en tenant compte du point fictif <**O**> :

$$V_{ab} = V_{ao} + V_{bo} = V_{ao} - V_{bo}$$

$$V_{bc} = V_{bo} + V_{co} = V_{bo} - V_{co} \quad \text{(III.2)}$$

$$V_{ca} = V_{co} + V_{ao} = V_{co} - V_{ao}$$

Soit << **n** >> le point neutre de côté alternatif (MAS), alors on a :

$$V_{ao} = V_{an} + V_{no}$$

$$V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \quad \text{(III.3)}$$

$$V_{co} = V_{cn} + V_{no}$$

La charge est considérée équilibrée, il l'en résulte :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad \text{(III.4)}$$

La substitution nous donne :

$$V_{an} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad \text{(III.5)}$$

En remplaçant (III.5) dans (III.3) on obtient :

$$V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co}$$

$$V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \quad \text{(III.6)}$$

$$V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co}$$

Ou on peut les écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} \quad \text{(III.7)}$$

En tenant compte de la relation (III.2) nous pouvons écrire :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad \text{(III.8)}$$

Les tensions simples du moteur asynchrone (V_{an}, V_{bn}, V_{cn}) sont fonction des trois grandeurs booléennes (S_a, S_b, S_c).

La matrice de transfert est donnée par : $$T = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad \text{(III.9)}$$

III.4 Principe de commande par hystérésis

Cette méthode utilise des régulateurs à hystérésis dans un système de contrôle des courants (flux). Les sorties des correcteurs sont directement utilisées comme ordres de commutation pour l'onduleur. **[28]**

Le schéma de principe de cette technique est représenté sur la figure suivante :

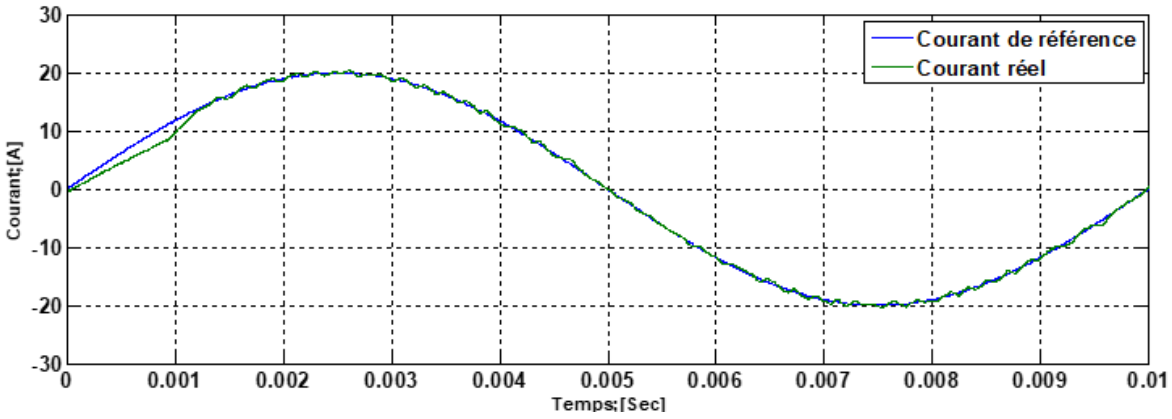


Figure III.2 : la commande par hystérésis.

III.5 Principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

L'utilisation d'un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion (MLI) pour alimenter les machines électriques à courant alternatif présente un grand intérêt dans leur commande. Cette méthode permet de réduire les fréquences élevées des harmoniques présentes dans la tension de sortie.

Dans cette méthode, les moments de commutation ainsi que la largeur des impulsions sont déterminés en comparant les tensions de référence, qui correspondent aux tensions souhaitées en sortie avec une fréquence donnée, avec une onde triangulaire appelée porteuse qui a une fréquence plus élevée que la fréquence désirée. Voir figure (III.03).**[28]**

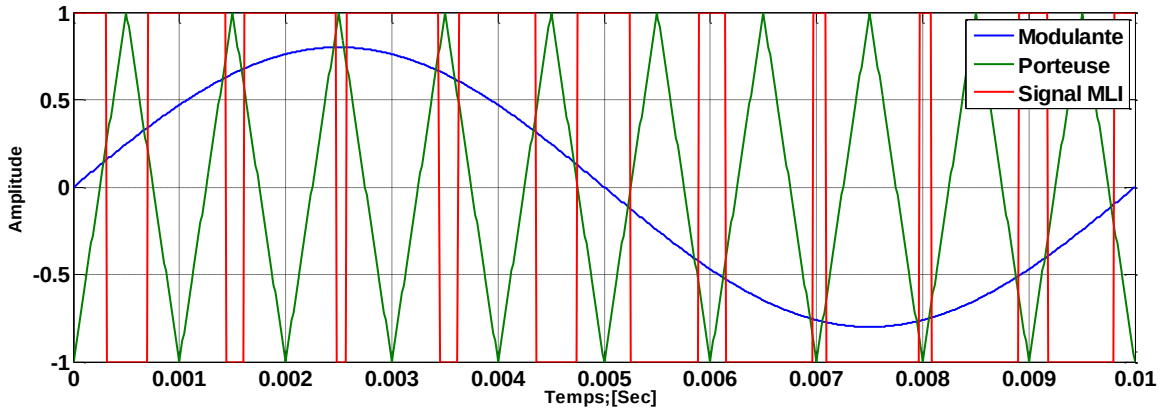


Figure III.3: MLI triangulo-sinusoïdal.

III.5.1 Modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est réalisée en comparant une onde modulée basse fréquence (tension de référence) avec une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et la modulante, et la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la forme triangulaire de la porteuse.

En triphasé, trois références sinusoïdales déphasées $2\pi/3$ à la même fréquence f sont utilisées. À la sortie de l'onduleur, la tension n'est pas purement sinusoïdale et comporte des harmoniques qui peuvent causer des perturbations supplémentaires. La MLI permet d'éliminer ces problèmes en ayant les avantages suivants :

a. Variation de la fréquence de la tension de sortie.

b. Élimination ou réduction significative certaines harmoniques indésirables dans le signal de tension.**[27]**

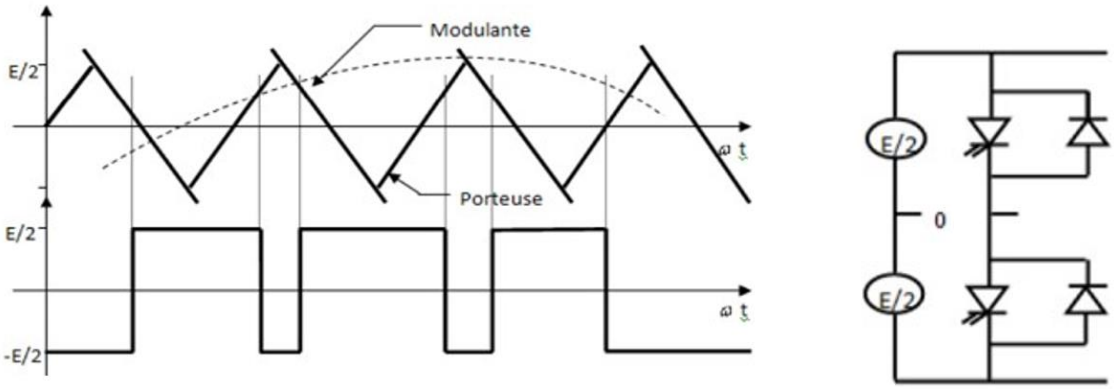


Figure III.4: MLI sinus triangle.**[29]**

Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$U_r \geq U_p \Longrightarrow S(t) = 1 \; si \; non \; S(t) = 0$$

Avec

U_r : Tension de référence,

U_p : Tension de porteuse,

$S(t)$: est le signale MLI résultant.

Si la référence est sinusoïdale, on utilise deux paramètres caractérisant la MLI :

- L'indice de modulation « m » qui est l'image du rapport de fréquence de la porteuse f_p sur la fréquence de référence f.

$$\left(m = \frac{f_p}{f} = \frac{T_{ref}}{T}\right) \quad \text{(III.10)}$$

- Le taux de modulation (le coefficient de réglage) « r » qui est l'image du rapport des amplitudes de tension de la référence V_{mref} sur la tension de la porteuse V_{mp}.[27]

$$\left(\frac{V_{mref}}{V_{mp}}\right) \quad \text{(III.11)}$$

III.5.2 Simulation de la MAS alimentée par onduleur

Dans cette partie dédiée à la simulation, nous exposerons les résultats issus de la simulation de la machine alimentée par un onduleur de tension géré à l'aide de la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) dans un état de fonctionnement normal.

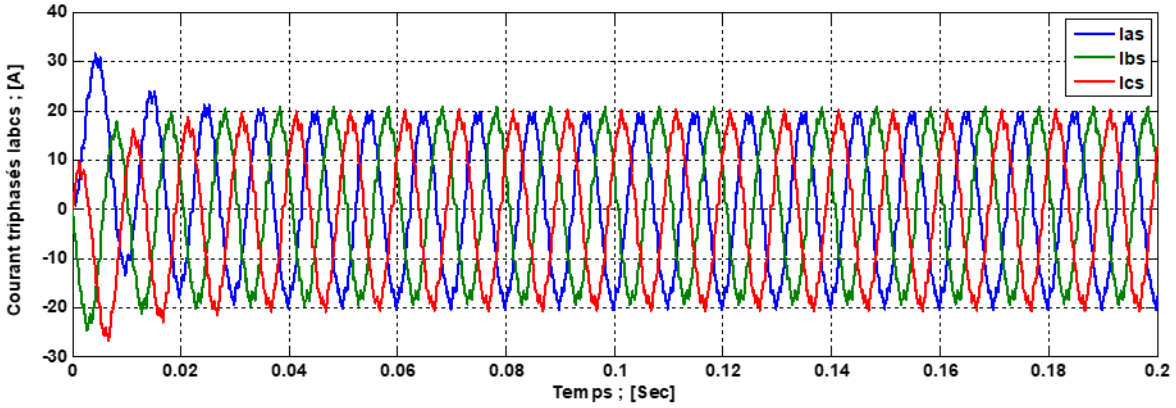


Figure III.5 : Les courants statoriques et le zoom dans le repère triphasé.

III.6 Principe de la modulation vectorielle

La modulation vectorielle **(SVM)** est une technique qui permet de reconstruire le vecteur de tension de référence $\boldsymbol{V_{ref}}$ à partir de huit vecteurs tension différents. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison spécifique des états des interrupteurs d'un onduleur triphasé.

La **MLI** vectorielle est une méthode récemment développée qui s'avère être la plus adaptée pour le contrôle des moteurs asynchrones. Le vecteur de référence $\boldsymbol{V_{ref}}$ est approximativement calculé sur une période de modulation **Tm** en utilisant un vecteur tension moyen. Pour chaque phase, l'impulsion est centrée sur la période et sa valeur moyenne est égale à la valeur de la tension souhaitée au moment où elle est échantillonnée.

L'état des interrupteurs d'un demi-pont reste identique aux centres et aux extrémités de la période. En effectuant une analyse combinatoire, il est possible de calculer le vecteur tension ($\boldsymbol{V_{\alpha}}, \boldsymbol{V_{\beta}}$) en prenant en compte tous les états possibles des interrupteurs. Le vecteur moyen généré à partir des différents vecteurs disponibles permet alors d'approximer le vecteur de référence $\boldsymbol{V_{ref}}$ sur toute la période Tm.

La modulation vectorielle consiste à considérer globalement le système triphasé et à lui appliquer une transformée de Concordia pour le ramener dans le plan $(\boldsymbol{\alpha, \beta})$. Cette transformation permet de représenter les tensions triphasées à générer pour la durée de l'échantillonnage en cours comme un unique vecteur dans ce plan. Ainsi, les tensions simples $\boldsymbol{V_{an}}, \boldsymbol{V_{bn}}$et Vcn sont représentées dans la trame **(α, β)** par les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad \text{(III.10)}$$

Ce vecteur n'est pas directement réalisable par les interrupteurs du variateur, mais on peut approximer sa valeur en utilisant les trois configurations les plus proches (situées sur les sommets et au centre de l'hexagone). Ces configurations peuvent être appliquées successivement pendant une fraction adéquate de la période de l'échantillonnage, de façon à obtenir en valeur moyenne le vecteur recherché.

La figure. **III.6** présente le schéma représentatif de la topologie d'un onduleur triphasé de tension.**[30]**

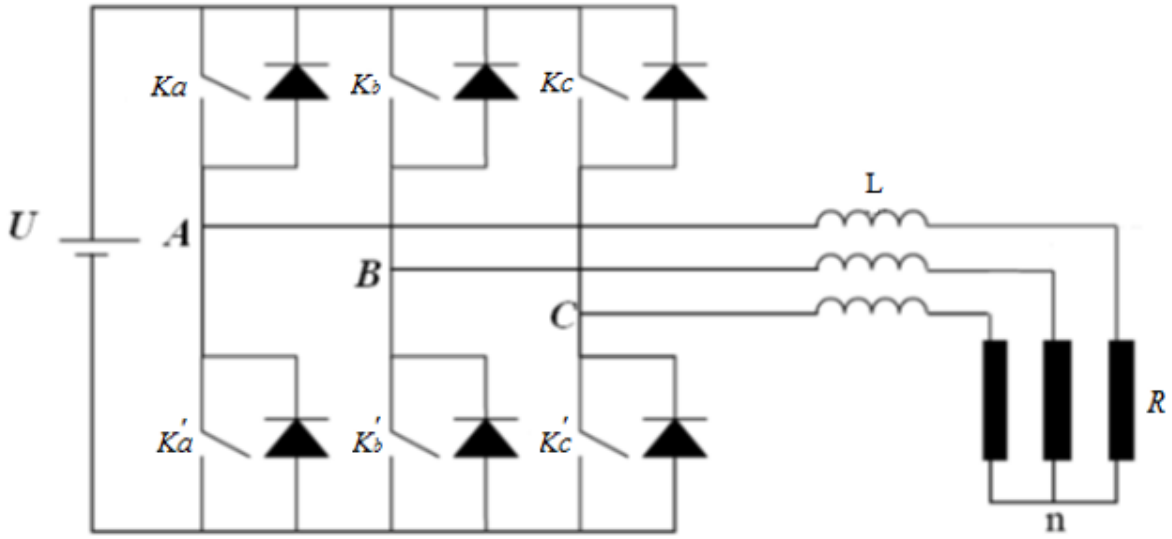


Figure III.6 : topologie d'un onduleur triphasé de tension.**[31]**

On considère que les interrupteurs sont idéaux et présentent deux états possibles : fermé (off) ou ouvert (on). Et de même, on considèrera que les interrupteurs de chaque bras sont commandés par deux signaux complémentaires. Ainsi, on aura besoin de trois signaux logiques **(K_a, K_b et K_c)** pour commander les six interrupteurs formant l'onduleur. Toutefois, dans la pratique, il faudra prévoir un délai entre les deux signaux pour ne pas court-circuiter la source **U**.**[39]**

La figure.**III.7** fait le lien entre les différentes séquences, les vecteurs de tensions et l'état des interrupteurs formant l'onduleur :

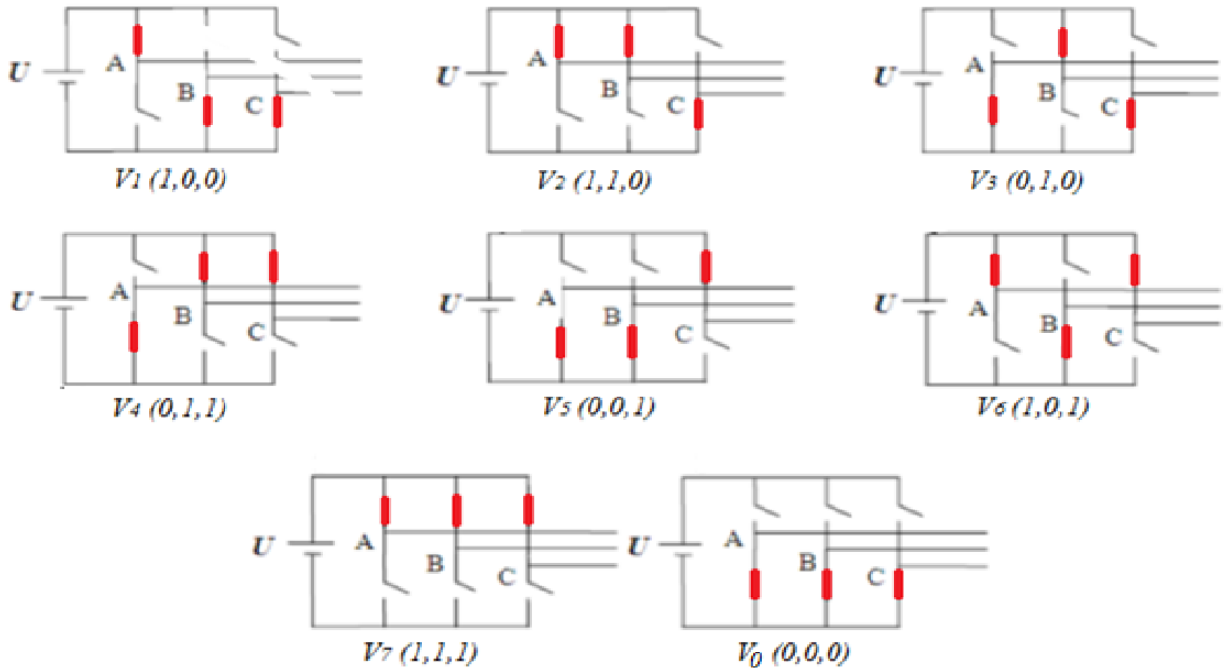


Figure III.7 : les huit états de la topologie de l'onduleur triphasé.**[30]**

Pour expliquer le principe de la modulation par la méthode vectorielle, on fait appel au schéma présenté ci-dessous où sont représentés les vecteurs, définis précédemment, dans un polygone en fonction des valeurs que prennent $\boldsymbol{V_\alpha}$, $\boldsymbol{V_\beta}$, **[30]**(figure.III.6) :

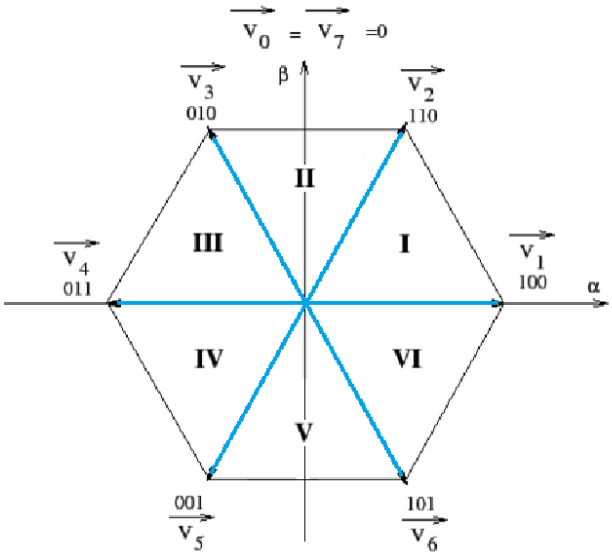


Figure III.8 : Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur, différents de zéro dans le plan (α, β). (Polygone de commutation).**[32]**

Puisque chaque interrupteur a deux états (ouvert ou fermé), donnant ainsi $2^3 = 8$ combinaisons possibles, représentées par huit vecteurs espace :

- Six vecteurs principaux (1 à 6) actif, la tension est appliquée aux bornes de la charge.
- Deux vecteurs de roues libres (0 et 7) inactif, il n'y a pas de tension aux bornes de la charge.

Les six vecteurs principaux sont déphasés, l'un par rapport à l'autre, de $\pi/3$ formant ainsi six sections (triangles). Chaque vecteur correspond à une séquence bien définie, composée de trois variables logiques qui pilotent instantanément les trois bras de l'onduleur.**[30]**

III.7 Conclusion

En conclusion, ce chapitre a exploré en détail la commande à flux rotorique, en mettant en lumière ses deux approches principales : directe et indirecte. Nous avons présenté un schéma global de cette commande, suivi d'une discussion sur le découplage par compensation, une technique essentielle dans ce domaine. De plus, nous avons souligné l'importance d'une synthèse de régulation pour une meilleure simulation du comportement dynamique de la machine. En combinant ces différentes composantes, nous avons pu approfondir notre compréhension des méthodes de commande avancées pour les moteurs asynchrones, ouvrant ainsi la voie à des applications plus efficaces et innovantes dans le domaine des entraînements à vitesse variable.

Chapitre IV
La commande FOC de la MAS

IV.1 Introduction

En négligeant les phénomènes parasites tels que la réaction d'induit et la commutation, la machine électrique qui se prête le mieux au découplage est la machine à courant continu à excitation indépendante. Dans ce type de configuration, il est facile de concevoir des contrôles distincts du flux et du couple, respectivement par les courants d'inducteur et d'induit. La complexité de la commande de la machine asynchrone réside dans la non-linéarité du modèle et le fort couplage entre les grandeurs statoriques et rotoriques. Cependant, grâce aux progrès réalisés en électronique de puissance, il est désormais possible d'appliquer des commandes découplées aux machines asynchrones. Ces approches visent à obtenir les performances remarquables de la machine à courant continu, sans les inconvénients de la commutation mécanique.

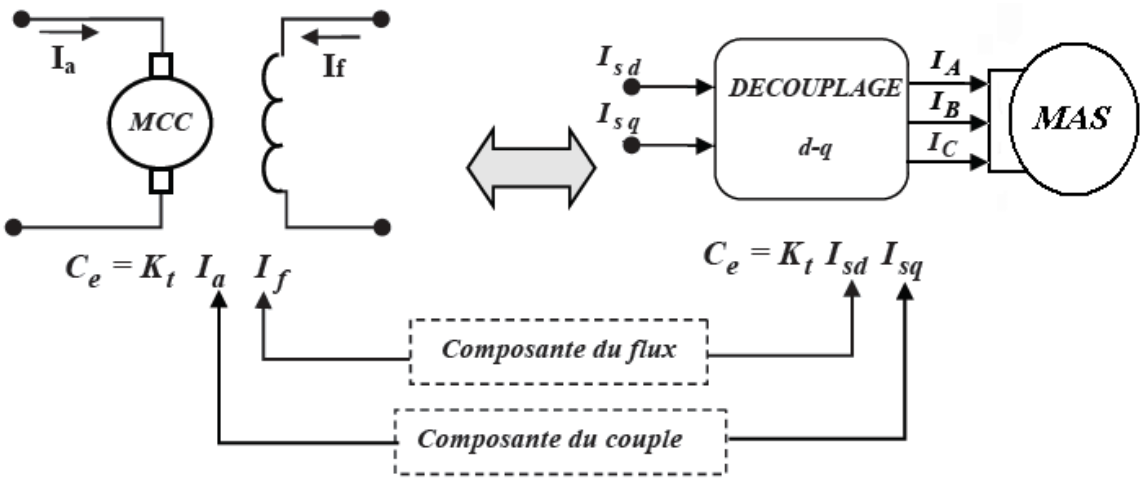
Dans ce chapitre, nous nous concentrons sur la commande vectorielle à flux rotorique orienté, la plus répandue car elle offre de meilleurs résultats que les commandes basées sur l'orientation du flux statorique ou de l'entrefer. Nous commençons par présenter le principe de cette commande, puis nous examinons les deux types de commandes vectorielles : la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté et la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté.

IV.2 Commande vectorielle de la MAS

L'examen de l'expression du couple d'une machine asynchrone révèle qu'il résulte de la différence des produits de deux termes en quadrature : les flux rotoriques et les courants statoriques, formant un couplage complexe entre les grandeurs de la machine.

Le contrôle de la direction du flux vise à découpler les grandeurs responsables de l'aimantation de la machine et de la génération de couple. Mathématiquement, cette stratégie de contrôle implique l'établissement d'une série de transformations visant à convertir le double non-linéarité structurelle des systèmes en des systèmes linéaires, assurant ainsi l'indépendance entre la création du flux magnétique et la production de couple, comme observé dans les moteurs à courant continu à excitation séparée.

La modulation du flux à travers les composantes du courant et du couple est réalisée en contrôlant la direction du flux. Pour ce faire, il est nécessaire de choisir un système d'axes "d, q". Un choix approprié de l'angle d'orientation de la référence "d, q" entraîne l'alignement de l'axe "d" sur le flux résultant.[33]



FigureIV.1 : Analogie de la machine asynchrone avec le moteur à courant continu. **[34]**

IV.2.1. Principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté

IV.2.1.1 Principe du découplage

Dans une machine à courant continu, le rotor est bobiné de manière à ce que l'axe de la force magnétomotrice de l'induit forme un angle de 90 degrés avec l'axe du flux inducteur, quelle que soit la vitesse de rotation de la machine. Cela signifie que le couple généré est proportionnel au produit du flux inducteur et du courant d'induit.

En revanche, dans une machine asynchrone, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec le temps, ce qui engendre des interactions complexes.

Pour obtenir une situation similaire à celle d'une machine à courant continu, on cherche un repère propre dans lequel le vecteur courant du stator se décompose en deux composantes : l'une produisant le flux et l'autre le couple. Comme le montre la figure (IV.1).

IV.2.1.2 Principe de la commande par orientation du flux

L'objectif de cette commande est de simplifier l'équation du couple électromagnétique de la machine pour la rendre comparable à celle d'une machine à courant continu. Trois types de commandes vectorielles à flux orienté sont disponibles en fonction de la nature du flux :

- Commande vectorielle à flux rotorique orienté.

- Commande vectorielle à flux statorique orienté.
- Commande vectorielle à flux de magnétisation orienté.

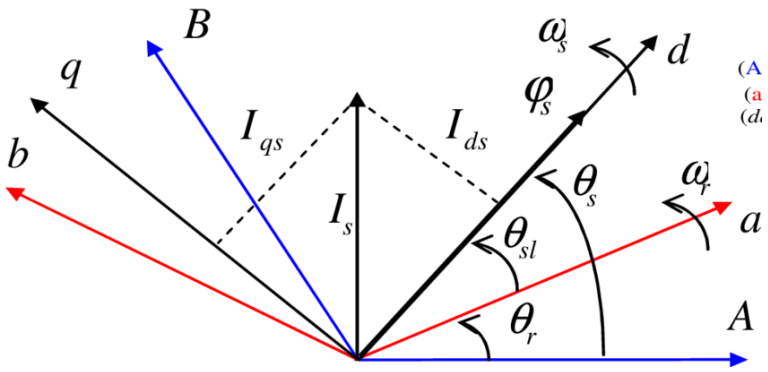
La commande vectorielle par orientation du flux rotorique est la plus couramment utilisée, car elle permet d'obtenir des équations du rotor complètement découplées dans le cas d'une machine asynchrone non saturée. C'est donc ce type de commande qui sera étudié dans ce travail.

Le choix du type de commande vectorielle à flux orienté dépend de l'équation de couple électromagnétique choisie.

IV.2.1.3 Orientation du flux rotorique

La commande vectorielle à flux rotorique orienté est mise en œuvre en alignant le flux rotorique le long de l'axe direct "d" du repère tournant. tels que $\varphi_{rd} = \varphi_r$ (constant) et

$\varphi_r = 0$ figure (IV.2).



FigureIV.2 : Orientation du flux rotorique. [35]

Le couple en régime quelconque peut être décrit dans le repère dq en utilisant un produit vectoriel entre les courants ou les flux.

$$C_e = P\ \frac{L_m}{L_r}\ \left(\varphi_{dr} I_{qs} - \varphi_{qr} I_{ds}\right) \qquad \text{(IV.1)}$$

Donc si le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'un repère lié au champ tournant alors le couple devient :

$$C_e = P\ \frac{L_m}{L_r}\ \left(\varphi_r I_{qs}\right) \qquad \text{(IV.2)}$$

À l'examen de ces relations, on observe que :

- La composante $\boldsymbol{I_{ds}}$ joue le rôle du courant d'excitation, responsable de la génération et du contrôle du flux d'excitation φ.
- La composante $\boldsymbol{I_{qs}}$ agit comme le courant induit, contrôlant le couple à un flux d'excitation donné.

À partir de l'équation **(IV.2)**, on retrouve la configuration des machines à courant continu, qui forme la base de la commande à flux rotorique orienté.

Dans les recherches menées sur ce sujet, deux principales méthodes sont utilisées : la méthode directe, développée par F. Blaschke, et la méthode indirecte.**[36]**

IV.3 Commande vectorielle directe

Ce type de commande requiert la connaissance du module et de la phase du flux (rotorique dans notre cas) à tout moment. Une approche initiale consiste à mesurer directement le flux de la machine à l'aide de capteurs positionnés dans l'entrefer, afin d'obtenir l'amplitude et la phase du flux.

Cependant, cette méthode présente des défis. Les capteurs sont exposés à des conditions extrêmes telles que la température et les vibrations, ce qui peut altérer la précision des mesures. De plus, les mesures sont souvent affectées par des bruits dépendant de la vitesse, causés par les encoches. Cela nécessite l'utilisation de techniques de filtrage à fréquence variable pour améliorer la qualité des mesures.

Bien que cette approche permette de concevoir une commande vectorielle complètement découplée (flux et couple), l'installation de capteurs de flux entraîne des coûts de fabrication supplémentaires.

Afin de surmonter ces limitations, une alternative consiste à estimer le flux à partir de mesures classiques telles que les courants, les tensions et la vitesse. Cette estimation peut être réalisée soit en boucle ouverte, en utilisant des modèles mathématiques pour prédire le comportement du flux, soit en boucle fermée, en utilisant des algorithmes d'observation pour ajuster l'estimation en fonction des mesures réelles.**[37]**

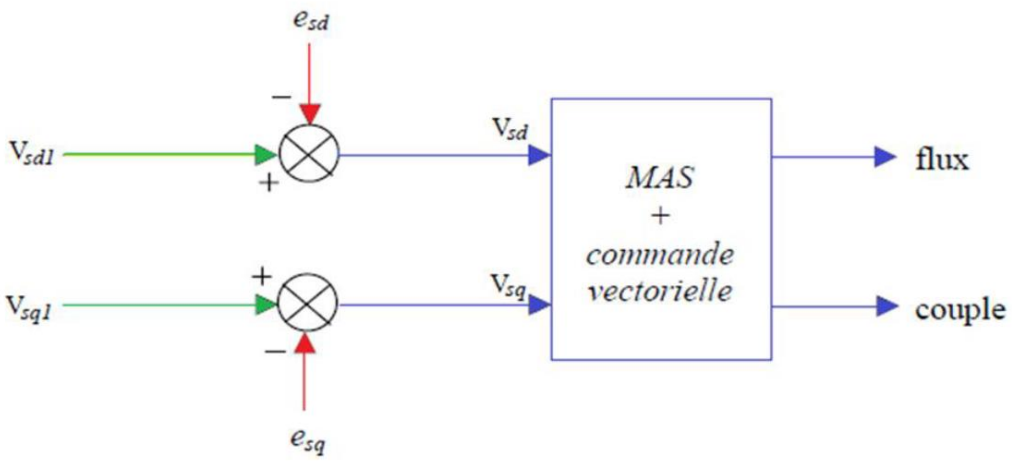
IV.3.1 Découplage par compensation

Ce découplage simplifie principalement l'écriture des équations du système et de la partie de régulation, permettant ainsi de définir deux nouvelles variables de commande V_{ds1} et V_{qs1}

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} - e_{sq} \end{cases} \quad \text{(IV.3)}$$

Avec $$\begin{cases} e_{sd} = -W_s \sigma L_s I_{sq} - R_r \frac{M}{L_r{}^2} \varphi_r \\ e_{sq} = W_s \sigma L_s + R_r \frac{M}{L_r} \varphi_r W_r \end{cases} \quad \text{(IV.4)}$$

Les tensions $V_{sd1}\ et\ V_{sq1}$ vont reconstruire les tensions $V_{sd} et\ V_{sq}$.



FigureIV. 3 : La reconstitution des tensions Vsd et Vsq.**[38]**

Nous définissons ainsi un nouveau système :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m{}^2}{L_r{}^2}\right) I_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m{}^2}{L_r{}^2}\right) I_{sq} \end{cases} \quad \text{(IV.5)}$$

Avec ce découplage, les actions sur les axes (d, q) sont désormais indépendantes. En explicitant le flux et le couple, nous obtenons **[38]**:

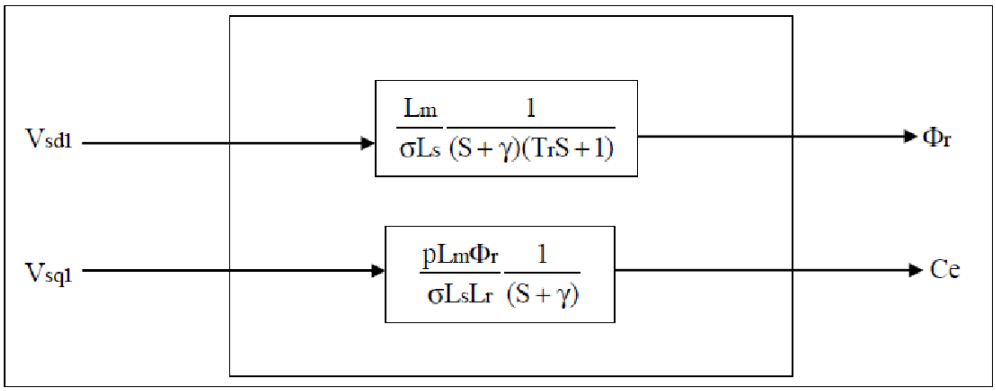


Figure IV. 4 : Commande découplée –Expression de $\varphi_r$et C_e.[38]

Avec : $\gamma = \frac{R_s + R_r\left(\frac{M}{L_r}\right)^2}{\sigma L_s}$ (IV.6)

IV.3.2 Synthèse des boucles de régulation

Il est essentiel de considérer plusieurs éléments lors de la commande d'un système, notamment la réactivité au signal de commande, la sensibilité face au bruit de mesure, et la capacité à contrer les perturbations. Dans ce cadre, des régulateurs simples comme les régulateurs P, PI, et PID s'avèrent souvent efficaces pour répondre à ces exigences.

Sur le plan theories:

- Un régulateur proportionnel (P) est généralement suffisant pour répondre aux critères de performance requis par une boucle de régulation de vitesse.
- Un régulateur intégral (I) est indispensable pour éliminer l'erreur statique persistant entre la valeur de consigne et la sortie en régime permanent.

Pour réguler la vitesse de la machine, nous envisageons l'utilisation d'un régulateur de type PI. Ce choix est motivé par plusieurs facteurs:

- La simplicité de sa mise en place et de son ajustement, incluant la possibilité d'un réglage automatique,
- La bonne compréhension et maîtrise de ce type de régulateur, ainsi que son application répandue dans l'industrie.
- La robustesse de sa commande.

- Son coût de revient avantageux.

Ainsi, les actions proportionnelle et intégrale sont combinées dans la fonction de transfert suivante :

$$F(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad \text{(IV.7)}$$

Cette formule permet d'intégrer efficacement les deux types de régulation pour optimiser la performance du système de commande.**[39]**

IV.3.3 Calcul des régulateurs[40]

Nous opterons pour la méthode de la « compensation des pôles » pour le calcul des régulateurs, étant donné que le système est de premier ordre.

IV.3.3.1 Régulateurs de vitesse

La vitesse peut être contrôlée au moyen d'un régulateur PI dont les paramètres peuvent être calculés à partir de la **Figure IV.5** suivante :

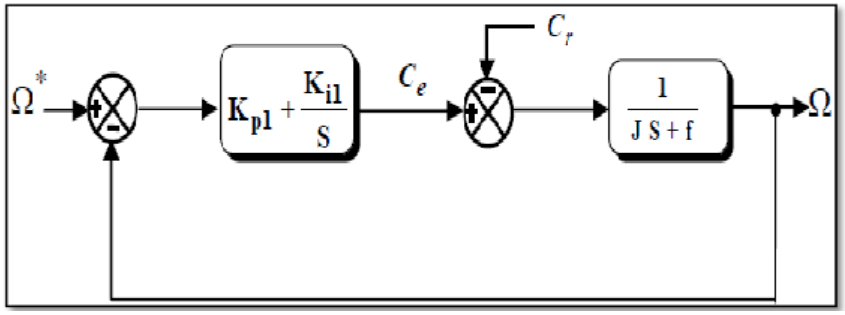


Figure IV.5 : Schéma de la régulation de la vitesse. **[40]**

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

$$\Omega = \frac{1}{JS+f}(C_e - C_r) \quad \text{(IV.8)}$$

$$\Omega = \frac{1}{JS+f}\frac{(K_{pl}S+K_{il})}{S}(\Omega_{ref} - \Omega) - \frac{1}{JS+f}C_r \quad \text{(IV.9)}$$

$$\Omega = \left[1 + \frac{1}{JS+f}\frac{(K_{pl}S+K_{il})}{S}\right] = \frac{1}{JS+f}\frac{(K_{pl}S+K_{il})}{S}\Omega_{ref} - \frac{1}{JS+f} - C_r \quad \text{(IV.10)}$$

$$\Omega = \left[\frac{S(JS+f)+(K_{pl}S+K_{il})}{S(JS+f)}\right] = \frac{(K_{pl}S+K_{il})}{S(JS+f)}\Omega_{ref} - \frac{1}{JS+f} - C_r \quad \text{(IV.11)}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de deuxième ordre.

En identifiant le dénominateur à la forme canonique suivante :

$$1 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + \frac{1}{{\omega_n}^2} s^2$$

On peut donc résoudre le système d'équation suivant

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{il}} = \frac{1}{{\omega_n}^2} \\ \frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{f + K_{pl}}{K_{il}} \end{cases} \quad \text{(IV.12)}$$

Pour un amortissement critique ζ=1 on obtient les paramètres du régulateur suivants :

$$\begin{cases} K_{il} = J.{\omega_n}^2 \\ K_{pl} = \frac{2\xi K_{il}}{\omega_n} - f \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} K_{il} = J \frac{(t_{rep}.\omega_n)^2}{t_{rep}} \\ K_{pl} = J \frac{t_{rep}\,\omega_n.2\xi}{t_{rep}} - f \end{cases} \quad \text{(IV.13)}$$

IV.3.3.2 Régulateur de couple

La relation de découplage définie par la figure (3.6) nous permet d'écrire :

$$\frac{C_e}{V_{sql}} = \frac{pM_{sr}\varphi_r}{\sigma L_s L_r} . \frac{1}{s+\gamma} \frac{K_2}{s+\gamma} \quad \text{(IV.14)}$$

Tel que

$$K_2 = \frac{pM_{sr}\varphi_r}{\sigma L_s L_r} \quad \text{(IV.15)}$$

Nous utilisons un régulateur proportionnel-intégral ***PI*** représenté par la figure suivante :

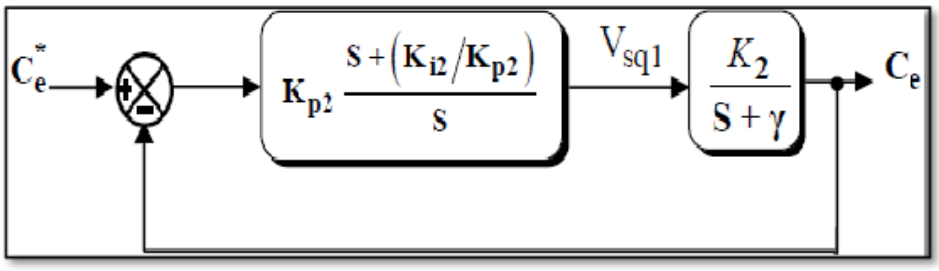


Figure IV.6 : Schéma de régulation du couple. **[40]**

La compensation du pole (s+ γ) par $\left(s + \frac{K_{i2}}{K_{p2}}\right)$ se traduit par la relation suivant :

$$(s+\gamma)=\left(s + \frac{K_{i2}}{K_{p2}}\right) \quad \text{(IV.16)}$$

Ce qui donne :

$$\gamma = \frac{K_{i2}}{K_{p2}} \quad \text{(IV.17)}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$\frac{C_e}{C_{e*}} = \frac{K_{p2}K_2}{s} \quad \text{(IV.18)}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$\frac{C_e}{C_{e*}} = \frac{K_{p2}K_2}{s+K_{p2}K_2} = \frac{1}{\left(\frac{1}{K_{p2}K_2}\right)s+1} \quad \text{(IV.19)}$$

Tel que la constante du temps associée au régulateur est donnée par :

$$\tau_2 = \frac{1}{K_{p2}K_2} \quad \text{(IV.20)}$$

A partir des relations (IV. 15)et (IV. 17)nous obtenons les paramètres du régulateur de couple comme suit :

Le gain Kp2 est donné par :

$$K_{p2} = \frac{1}{K_2\tau_2} \quad \text{(IV.21)}$$

Le gain Ki2 est donné à partir la relation suivante :

$$K_{i2} = \frac{K_{p2}}{T_r} \quad \text{(IV.22)}$$

IV.3.3.3 Régulateur de flux

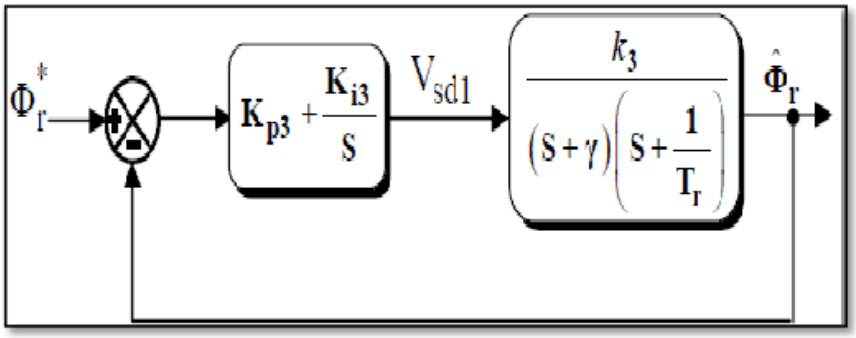


Figure IV.7 : Schéma fonctionnel de la régulation du flux. **[40]**

On peut écrire :

$$\varphi_r = \frac{K_s}{s+\gamma\left(s+\frac{1}{T_r}\right)} V_{sd} \qquad \text{(IV.23)}$$

Avec :

$$K_3 = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s T_r} \qquad \text{(IV.24)}$$

Pour obtenir en boucle fermée une réponse de type 2nd ordre. Soit un régulateur proportionnel- intégral classique de type :

$$\text{PI} = K_3 \frac{K_i}{s} \qquad \text{(IV.25)}$$

Compensons-le pole le plus lent par le numérateur de la fonction de transfert de notre régulateur soit $\left(s+\frac{1}{T_r}\right)$ par $\left(s+\frac{K_{i3}}{K_3}\right)$, Ce qui traduit par la condition

$$\frac{K_{i3}}{K_3} = \frac{1}{T_r} \qquad \text{(IV.26)}$$

On peut écrire la fonction de transfert comme suivant :

$$BO\,(s) = \frac{K_{p3} K_3}{s(s+\gamma)} \qquad \text{(IV.27)}$$

Pour boucle fermée on donne l'équation caractéristique du ce système :

$$BF(s) = 1+\frac{\gamma}{K_{p3}K_3}s + \frac{s^2}{K_{p3}K_3} \quad \text{(IV.28)}$$

Que nous cherchons à identifier à la forme canonique du 2^{eme} ordre nous avons donc résoudre le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{1}{K_{p3}K_3} = \frac{1}{{\omega_n}^2} \\ \frac{\gamma}{K_{p3}K_3} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad \text{(IV.29)}$$

Où

$$K_{p3} = \frac{\gamma^2}{K_3(2\xi)^2} \quad \text{(IV.30)}$$

A partir l'équation (IV. 22) permet déduire :

$$K_{i3} = \frac{1}{T_r}K_{p3} \quad \text{(IV.31)}$$

IV.4 Command vectorielle indirect

Dans le cas de la commande indirecte, le flux n'est pas directement mesuré ni estimé. Au lieu de cela, il est déterminé à partir de la consigne et de l'angle θs, qui est calculé à partir de la pulsation statorique ωs. Cette dernière est la somme de la pulsation rotorique ωsl estimée et de la pulsation mécanique P.Ω mesurée. Par conséquent, cette méthode permet d'éviter l'utilisation d'un capteur ou d'un observateur pour mesurer le flux d'entrefer.**[41]**

IV.4.1 Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage est conçu pour tirer le meilleur parti des capacités magnétiques de la machine, en permettant un fonctionnement à couple constant lorsque la vitesse est inférieure à la vitesse nominale. De plus, ce bloc est conçu pour affaiblir le flux de manière inversement proportionnelle à la vitesse lorsqu'elle dépasse la vitesse nominale, afin de maintenir un fonctionnement à puissance constante. Ce bloc est caractérisé par la fonction non linéaire suivante:**[42]**

$$\varphi_{réf} = \begin{cases} \varphi_{r\,nom} & \text{si} \quad \Omega \leq \Omega_{nom} \\ \frac{\Omega_{nom}}{\Omega}\varphi_{r\,nom} & \quad\quad \Omega \geq \Omega_{nom} \end{cases} \qquad \text{(IV.32)}$$

Avec:

- Ω_{nom} : Vitesse de rotation nominale.
- $\varphi_{r\,nom}$: $flux\ rotorique\ nominale$.

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

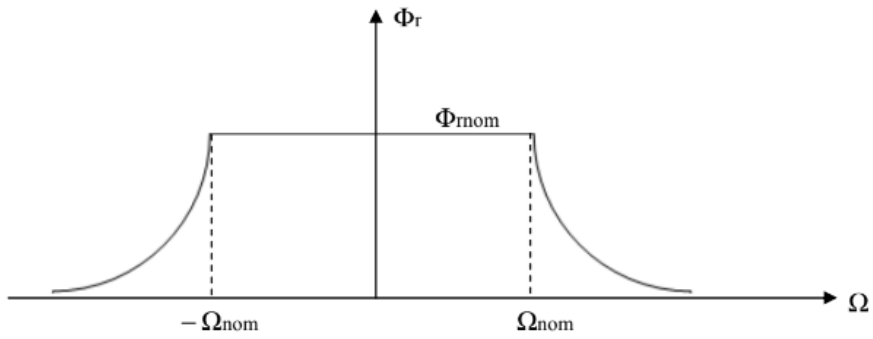


Figure IV. 8 Bloc de défluxage. **[42]**

IV.4.2 Schéma fonctionnelle de la commande

Le schéma bloc de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté d'une machine asynchrone est représenté dans la figure (IV.12).

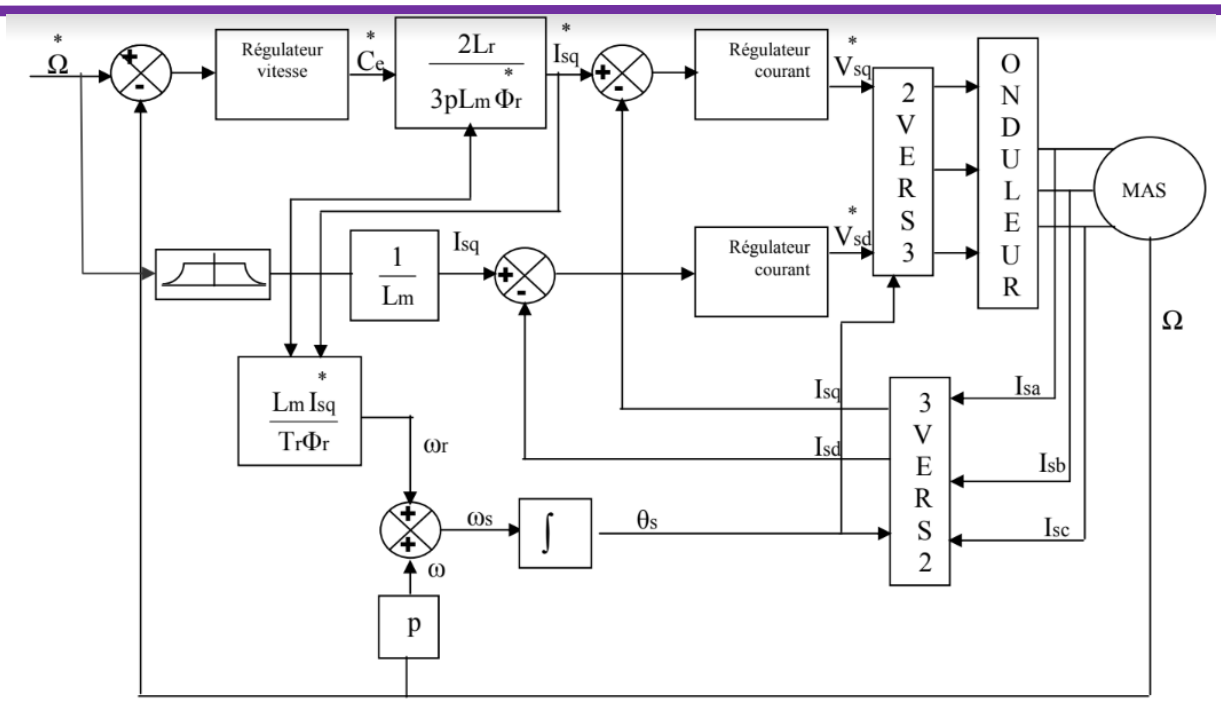


Figure IV.9 Commande vectorielle indirecte d'une machine alimentée en tension.**[43]**

IV.4.3 Calcul des régulateurs[36]

IV.4.3.1 Régulateur de vitesse

Le calcul de K_{p1} et K_{i1} reste le même que celui étudié dans le paragraphe (**IV.3.3.1)**

IV.4.3.2 Régulateurs de courants

Pour garantir que les courants réels suivent les courants de consigne, des régulateurs de courant agissant sur les tensions de commande sont essentiels. Nous nous penchons maintenant sur le dimensionnement de ces régulateurs, qui sont tous deux identiques. La boucle de régulation du courant I_{sd} (ou I_{sq}) peut être représentée par la figure (III.13).

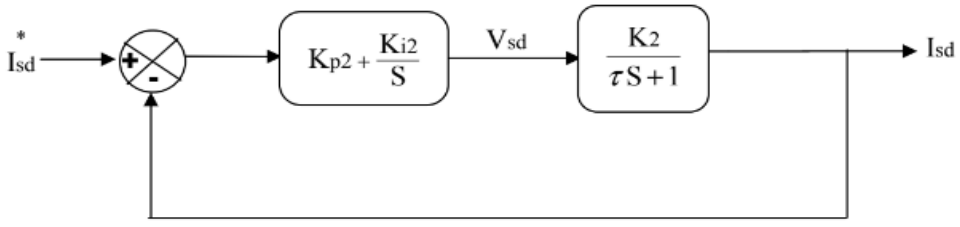


Figure IV.10 : Schéma fonctionnel de la régulation du courant I_{sd}. **[36]**

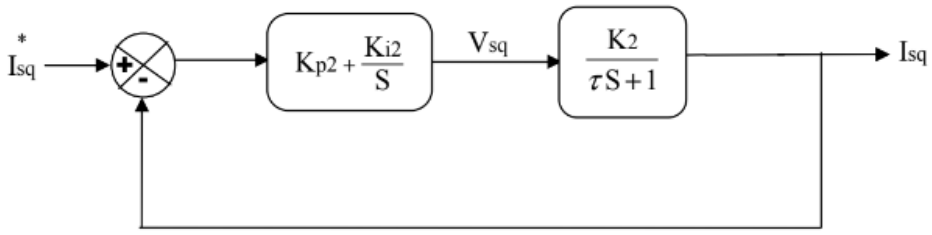


Figure IV.11 Schéma fonctionnel de la régulation du courant I_{sq}.[36]

Avec :

$$K_2 = \frac{1}{R_s + \left(\frac{Lm}{Lr}\right)^2 R_r} \tag{IV.32}$$

$$\tau = \frac{\sigma L_s}{R_s + \left(\frac{Lm}{Lr}\right)^2 R_r} \tag{IV.33}$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera donc :

$$\frac{I_{sd}}{I_{sd}^*} = \frac{\left(K_{p2} + \frac{K_{i2}}{S}\right)\left(\frac{K_2}{\tau S+1}\right)}{1 + \left(K_{p2} + \frac{K_{i2}}{S}\right)\left(\frac{K_2}{\tau S+1}\right)} = \frac{\left(\frac{K_{p2}K_2}{\tau}\right)S + \frac{K_{i2}K_2}{\tau}}{S^2 + \left(\frac{K_{p2}K_2+1}{\tau}\right)S + \frac{K_{i2}K_2}{\tau}} \tag{IV.34}$$

D'où l'équation caractéristique en boucle fermée est de la forme suivante :

$$S^2 + 2\xi\omega_0 S + \omega^2{}_0 = 0 \tag{IV.35}$$

L'équation terme à terme des deux équations (IV.30) et (IV.31) entraîne que :

$$\begin{cases} 2\xi\omega_0 = \frac{K_{p2}K_2+1}{\tau} \\ \omega_0 = \frac{K_{i2}K_2}{\tau} \end{cases} \tag{IV.35}$$

Donc, les paramètres du régulateur sont :

$$\begin{cases} K_{p2} = \frac{2\xi\omega_0\tau-1}{K_2} \\ K_{i2} = \frac{\omega^2{}_0\tau}{K_2} \end{cases} \tag{IV.36}$$

IV.5 La simulation de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté

Afin de montrer les résultats obtenus par simulation de la commande vectorielle indirecte en tension

IV.5.1 Bloc de simulation

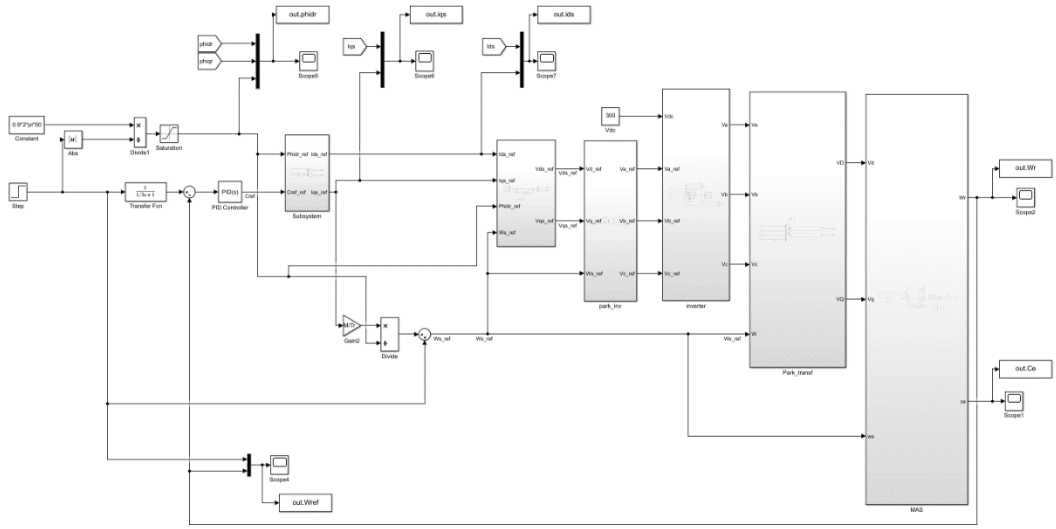


Figure IV. 12 : commande vectorielle par orientation du flux rotorique.

IV.5.2 Résultats de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone

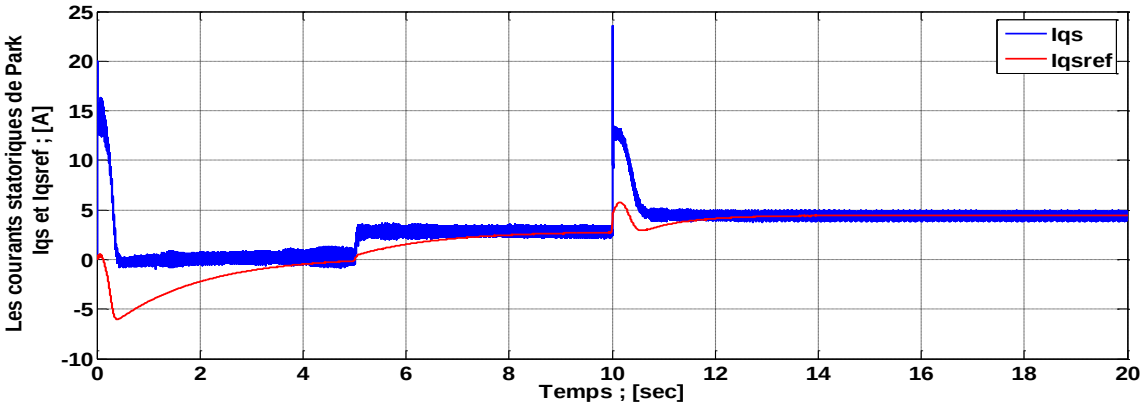


Figure IV.13 le courant quadratique et le courant quadratique référence statorique Iqs,Iqsref [A].

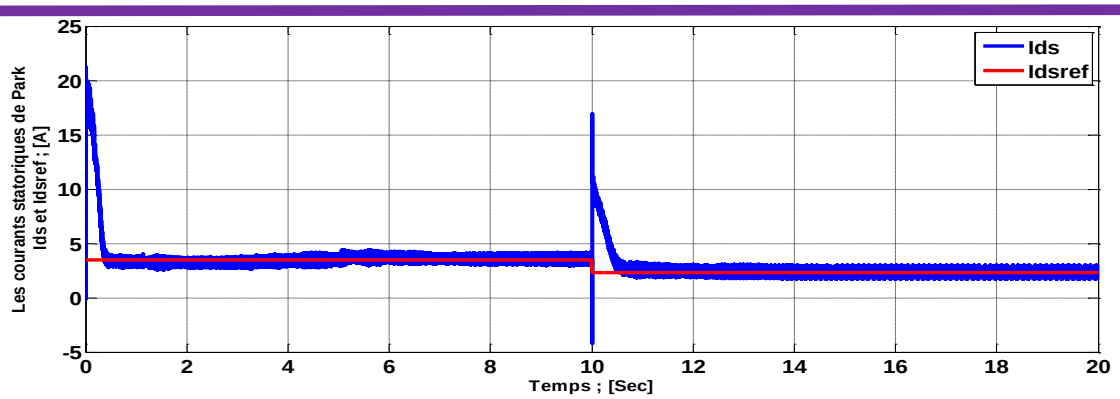


Figure IV.14 : le courant direct et le courant direct référence statorique Ids,Idsref [A].

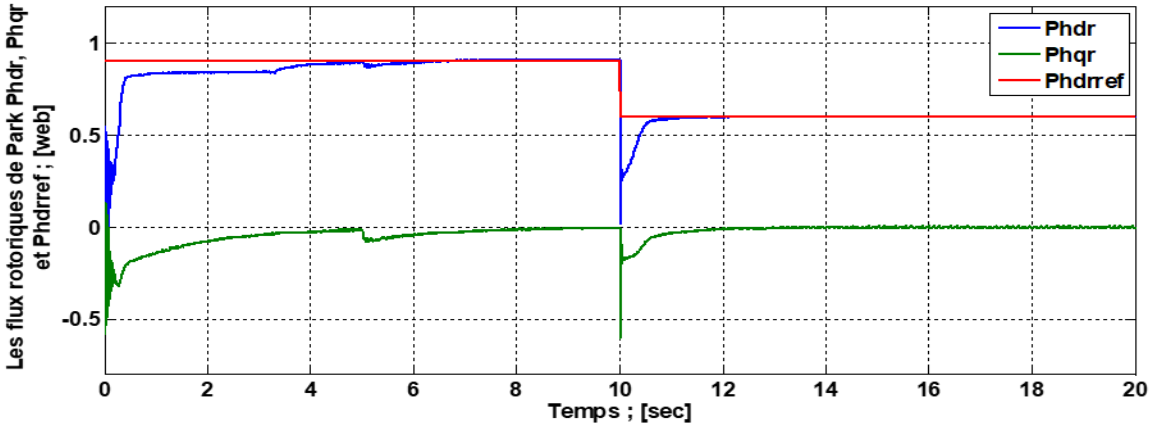


Figure IV.15 : les flux rotoriques direct et quadratique et le flux référence (Phidr,Phiqr et Phi-ref)[web].

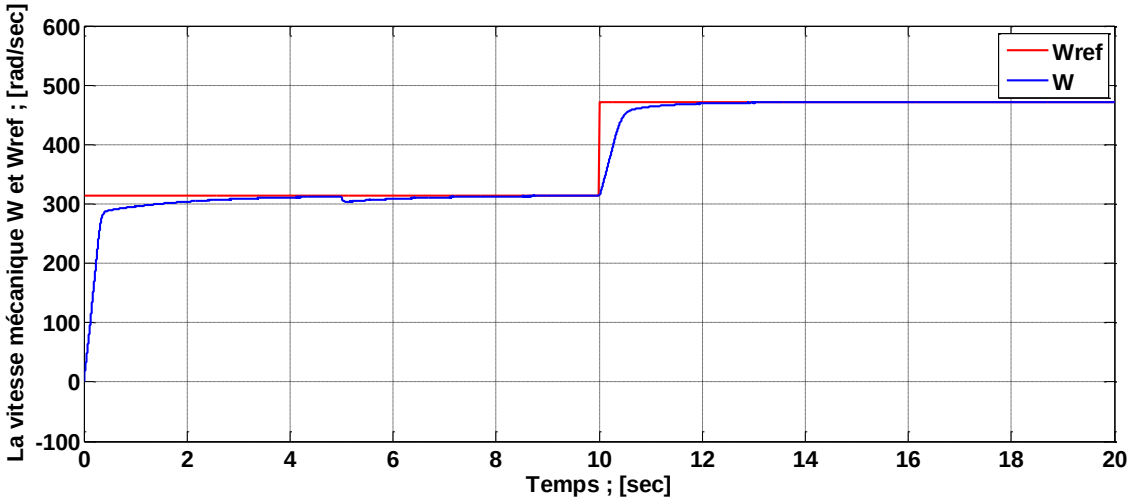


Figure IV.16 : la vitesse de rotation et la vitesse référence ws,wref [rad/s] .

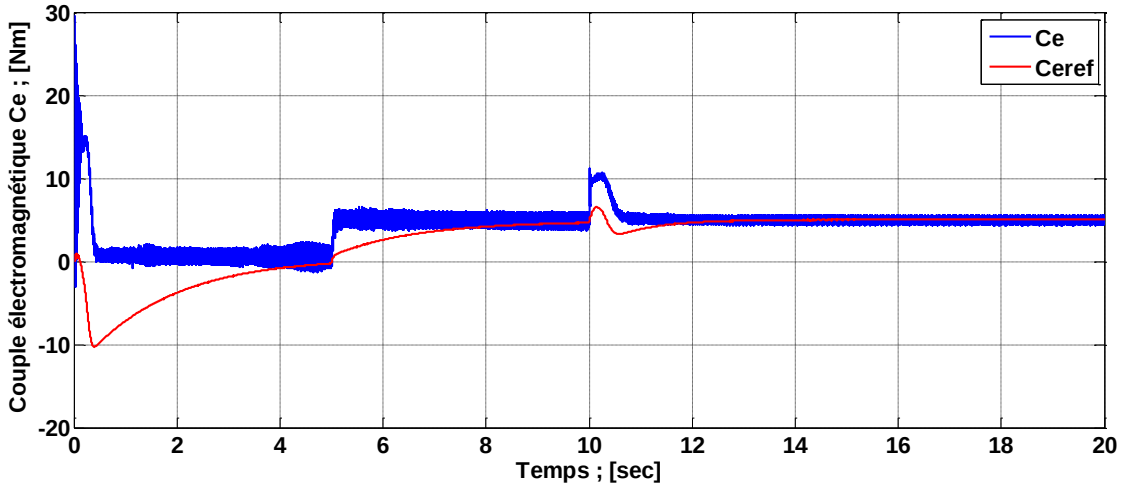


Figure IV.17 : Le couple électromagnétique et référence [N.m].

IV.5.3 Interprétation des résultats

Au démarrage, le couple électromagnétique présente un pic important et des oscillations. Lors de l'application d'une charge de 20(N.m) a l'instant 3 (s), nous observons que le couple électromagnétique se stabilise à une valeur qui compense l'effet de charge et des frottements et la vitesse de rotation diminue. Dans le régime transitoire, la machine consomme des courants importants, aprés le régime transitoire les courants diminuent et à l'instant de l'application de la charge ils augmentent. On remarque également que le flux varie avec la variation de la charge ce qui montre l'existence d'un fort couplage entre le couple et la vitesse.

IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit les concepts fondamentaux de la commande vectorielle, en mettant particulièrement l'accent sur la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Cette approche de commande offre le découplage nécessaire, permettant de séparer la régulation du flux de celle du couple. Nous avons commencé par expliquer comment calculer les différents régulateurs nécessaires. Ensuite, nous avons réalisé des tests de robustesse pour évaluer la performance de la commande face aux variations de vitesse, de charge et d'autres perturbations. Les résultats obtenus ont démontré que la commande vectorielle est sensible à ces variations, mettant en évidence l'importance d'une conception robuste pour assurer une performance stable dans des conditions changeantes.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Grâce au modèle mathématique de la machine asynchrone, également connu sous le nom de modèle de Park, nous avons pu approfondir notre compréhension des phénomènes électriques, magnétiques et mécaniques qui régissent le fonctionnement de cette machine. Ce modèle nous a fourni un outil puissant pour étudier théoriquement son comportement dans divers scénarios, que ce soit en régime à vide ou en charge.

En utilisant la simulation numérique, réalisée à l'aide de logiciels avancés tels que MATLAB, nous avons pu visualiser et analyser en détail le fonctionnement de la machine dans des conditions réalistes. Cette approche nous a permis d'explorer les effets de différents paramètres et configurations sur les performances de la machine, offrant ainsi des perspectives précieuses pour son optimisation et son amélioration.

Notre travail s'est particulièrement concentré sur le développement de la technique de commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Cette approche novatrice, combinée à l'utilisation de convertisseurs de fréquence, a permis de maintenir une grandeur d'entrée constante, ce qui a considérablement amélioré la stabilité et l'efficacité du système. En permettant le découplage entre le flux et le couple de la machine, cette méthode a surmonté l'un des principaux inconvénients des machines asynchrones, ouvrant ainsi la voie à de nouvelles applications et opportunités dans le domaine industriel.

Grâce à ses avantages indéniables en termes de robustesse, de fiabilité et de coût, la machine asynchrone est devenue l'une des solutions les plus prisées dans de nombreux secteurs industriels. Cependant, il est important de noter que notre travail ne représente qu'un aperçu limité d'un domaine de recherche et de développement en constante évolution. Avec les progrès rapides de l'électronique de puissance et des technologies connexes, la commande des machines asynchrones continue de se développer, ouvrant de nouvelles perspectives passionnantes pour l'avenir de l'ingénierie électrique et de l'automatisation industrielle.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

[1] M. Hemza, A. Anis

« *Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone (MAS)* », Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de MASTER, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA, Soutenu – 2021/2022.

[2] T. Aquitaine

« *Moteur asynchrone et synchrone : lequel choisir ?* »,

https://www.transmission-aquitaine.com/moteur-asynchrone-et-synchrone-lequel-choisir (accessed June 3, 2024).

[3] A. Sabrine, C. Khadoudja

« *Commande scalaire de la machine Asynchrone triphasée* », mémoire en vue de l'obtention du titre de master, Université Larbi Tebessi – Tébessa, soutenue en 2020-2021.

[4] Mémoire Online

« *Commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone : simulation et expérimentation* », Danic TOFFESSI YAPTA, Mémoire Online. https://www.memoireonline.com/04/12/5669/m_Commande-vectorielle--flux-rotorique-oriente-de-la-machine-asynchronesimulation-et-experimentat9.

[5] A. Salim, G. Smail

« *Commande Vectorielle d'une Machine à Induction* », mémoire en vue de l'obtention du titre de master, Université d'El-Oued, soutenue en Mai 2018.

[6] B. Youcef, H. A. Rachid, S. Farid

« *MODÉLISATION ET COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE* », En vue de l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'état en Électrotechnique, Université de Tizi-Ouzou soutenue en 2011.

[7] Mémoire Online

« *COMMANDE SCALAIRE DE LA MACHINE ASYNCHRONE* »,

https://staff.univ-batna2.dz/sites/default/files/drid-said/files/commande_scalaire_mas.pdf , Université de Batna, soutenue en 2009.

[8] RIGHI

« Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Sans Encodeur de Vitesse », mémoire en vue de l'obtention du titre de master, Université Ouargla, soutenue en Mai 2017.

[9] Figure ResearchGate

« *Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone* »,

https://www.researchgate.net/figure/Schema-structurel-de-la-DTC-appliquee-a-une-machine-asynchrone_fig3_343628128.

[10] S. Haroune, D. Youssouf

« *Commande par mode glissant de la machine asynchrone* », mémoire en vue de l'obtention du titre de master AUTOMATIQUE ; Université de Jijel, soutenue en Mai 2020.

[11] Cours_Kerboua-78-95

« *Cours de Machines Electriques à Courant Alternatif* »,

https://www.essa-tlemcen.dz/wp-content/uploads/2018/01/Cours_Kerboua-78-95.pdf.

[12] Moteur asynchrone Energie Plus Le Site (2007)

« *Constitution d'un moteur asynchrone* »,

https://energieplus-lesite.be/techniques/ascenseurs7/moteur-asynchrone/ (2007).

[13] Figure, ViewTech

« *Exemple de stator d'une MAS* »,

https://www.viewtech.com/glossary/stator/ (accessed March 15, 2024).

[14] S. Dahmane

« *ESTIMATION PAR FILTRE DE KALMAN ETENDU DES ETATS ET PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN VUE DE DETECTION DES DEFAUTS* », mémoire en vue de l'obtention du titre de master en GENIE ELECTRIQUE, Université de M'sila, soutenue en 2012/2013.

[15] Figure ResearchGate

« *Rotor de la machine asynchrone triphasée à cage* »,

https://www.researchgate.net/figure/Rotor-de-la-machine-asynchrone-triphasee-a-cage_fig1_354169480 (accessed March 15, 2024).

[16] Mémoire en ligne

« *Généralités sur les machines Asynchrones triphasées* », Chapitre I, Université d'ibn khaldoun-Tiaret, soutenue en 2016.

[17] Figure ABC.clim

« *Moteur asynchrone triphasé, principe de fonctionnement* »,

https://www.abcclim.net/moteur-asynchrone-triphase.html (accessed March 15, 2024).

[18] N.M. Lamine

« *Modélisation, Commande et Simulation d'un Moteur Asynchrone à cage* », mémoire en vue de l'obtention du titre de master, UNIVERSITÉ DE ANNABA, soutenue en 2019.

[19] D. OUSSAMA, H. CHOUAIB, H. HOCINE

« *Modélisation d'un moteur asynchrone triphasée* », mémoire en vue de l'obtention du titre de Licence, Université d'EL-Oued, Soutenu 03-04 Juin 2014.

[20] B. Sebti

« *Commande par DTC d'un Moteur Asynchrone Apport des Réseaux de Neurones* », mémoire en vue de l'obtention du titre de MAGISTERE EN ELECTROTECHNIQUE, UNIVERSITE DE BATNA, Soutenu Le 16 / 11 /2013.

[21] L. Naima, C. Imad Eddine

« *Modélisation et commande de la vitesse d'un moteur asynchrone triphasé piloté par un onduleur à MLI* », mémoire en vue de l'obtention du titre de master, Université de BLIDA, Soutenu en 2021-2022.

[22] Figure ResearchGate

« *Représentation de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente* »,

https://www.researchgate.net/figure/Representation-de-la-machine-asynchrone-triphasee-et-biphasee-equivalente_fig23_328981633 (accessed June 1, 2024).

[23] H. Brahim, T.H Al moatez Bellah

« *Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone à cage d'Ecureuil* », mémoire en vue de l'obtention du titre de MASTER ACADEMIQUE, Université - El Oued, Soutenu en 2021/2022.

[24] Figure ResearchGate

« *Principe de la transformation de Park applique à la MAS* »,

https://www.researchgate.net/figure/La-transformee-de Park_fig3_322208455/download?_tp=eyJjb250ZXh0Ijp7ImZpcnN0UGFnZSI6InB1YmxpY2F0aW9uIiwicGFnZSI6Il9kaXJlY3QifX0 (accessed April 19, 2024).

[25] R. Oussama

« *Modélisation et simulation de la machine asynchrone à cage en vue de sa commande* », mémoire en vue de l'obtention du titre de Master, Université Biskra, Soutenu en 2017/2018.

[26] B. H. Med Sadok, B. Tarek, G, Adel

« *Etude de la conversion DC/AC (Les onduleurs)* », mémoire en vue de l'obtention du diplôme de LICENCE ACADEMIQUE, Université d'EL-Oued, Soutenu - Juin 2014.

[27] Figure ResearchGate

« *Schéma d'un onduleur triphasé à deux niveaux et de sa charge* »,

https://www.researchgate.net/figure/Figure-25-Schema-dun-onduleur-triphase-a-deux-niveaux-et-de-sa-charge_fig5_352643525 (accessed June 4, 2024).

[28] Cours on ligne

« *Commande des entrainements électromécaniques* », Chapitre II, Les Différents Stratégies de Modulation,

Présenté Le 04/03/2020.

[29] Figure ResearchGate

« *Principe de la commande MLI ST La porteuse est un signal* »,

https://www.researchgate.net/figure/Principe-de-la-commande-MLI-ST-La-porteuse-est-un-signal-triangulaire-de-frequence-elevee_fig7_349485729 (accessed June 5, 2024).

[30] M. A. el Salem

« *Etude comparative par simulation et implantation en temps réel des différentes techniques de commande MLI de l'onduleur de tension* », Présenté en vue de l'obtention du diplôme de MASTER, UNIVERSITE BADJI MOKHTAR-ANNABA, Soutenu - Juin 2017.

[31] Figure ResearchGate

« *Structure d'un onduleur triphasé en pont* »,

https://www.researchgate.net/figure/Figure-11-Structure-dun-onduleur-triphase-en-pont_fig1_367254777 (accessed June 5, 2024).

[32] Figure ResearchGate

« *Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur, différents de zéro dans le plan (α, β). (Polygone de commutation)* »,

http://relatifetincongru.free.fr/node33.html (accessed June 5, 2024).

[33] B. M. Abdelhak, H. F. Zahra H. Douaa

« *ÉTUDE D'UNE COMMANDE VECTORIELLE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE À CAGE D'ÉCUREUIL* », En vue de l'obtention du diplôme de Master, Soutenu le 29/06/2022.

[34] Figure ResearchGate

« *Schéma de principe du découplage pour la MAS pour analogie* »,
https://www.researchgate.net/figure/Schema-de-principe-du-decouplage-pour-la-MAS-pour-analogie-avec-la-machine-a-courant_fig28_328981633 (accessed May 2, 2024).

[35] Figure ResearchGate

« *Orientation du flux rotorique* »,

https://www.researchgate.net/figure/Orientation-du-flux-rotorique-sur-laxe-direct-Le-modele-de-la-machine-asynchrone-dans_fig2_336609380 (accessed June 3, 2024).

[36] M. NADHIR

« *Etude comparative de la commande vectorielle directe et indirecte d'une machine asynchrone* »,
mémoire en vue de l'obtention du diplôme de MAGISTER, UNIVERSITE BADJI MOKHTAR- ANNABA, Soutenu en 2007.

[37] B. Boubekeur, D. M. Walid

« *Commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone* », mémoire en vue de l'obtention du titre de MASTER ACADEMIQUE, UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA, Soutenu publiquement Le 11/06/2018.

[38] O.A. Mehdi

« *COMMANDE VECTORIELLE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE ASSOCIÉE A UN OBSERVATEUR ADAPTATIF* », mémoire en vue de l'obtention du diplôme de MASTER, UNIVERSITE BADJI MOKHTAR- ANNABA, Soutenu en 2019.

[39] M. Abdelhafid, K. Radouane

« *Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone Triphasée*. », mémoire en vue de l'obtention du titre de MASTER, Université Larbi Tebessi – Tébessa, Soutenu en 2020-2021.

[40] M.N. elhouda, M. Wafa

« *Commande vectorielle d'une machine asynchrone associée à un onduleur multiniveaux* », mémoire en vue de l'obtention du diplôme de MASTER, Université Larbi Tebessi– Tébessa, Présenté et soutenu publiquement, le 20/ 06 /2021.

[41] B. Bilal, B. Bachir

« *COMMANDE VECTORIELLE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE ALIMENTE PAR UN ONDULEUR MLI VECTORIELLE* », mémoire en vue de l'obtention du diplôme de MASTER, UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA, Présenté et soutenu publiquement, le 25/ 06 /2018.

[42] M. Youcef, Z. Abdelhakim

« *Commande par mode Glissant d'une Machine Asynchrone* », mémoire en vue de l'obtention du diplôme de MASTER, Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj, Présenté et soutenu publiquement en 2022/2023.

[43] Figure ResearchGate

« *Schéma de la commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse* »,

https://www.researchgate.net/figure/Schema-de-la-commande-vectorielle-indirecte-avec-regulation-de-vitesse_fig2_340464399 (accessed May 11, 2024).

[44] L. BAGHLI

« *Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone* », mémoire en vue de l'obtention du diplôme de MASTER, Université Aboubekr Belkaid Tlemcen**,** Présenté en 2020**.**

Annexe

ANNEXE

- Paramètres du moteur asynchrone utilize

Moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil

Tableau .1 *Paramètres du moteur asynchrone utilisé.*

Tension nominale	V_N	220/380	Volts
Puissance nominale	P_N	1.5	kW
Nombre de paire de pôle	P	2	/
Vitesse nominale	n_N	1420	Te/mn
Couple nominal	C_N	5 / 10	N.m
Résistance statorique	R_S	4.85	Ω
Résistance rotorique	R_R	3.805	Ω
L'inductance statorique	L_S	0.274	Henry
L'inductance rotorique	L_R	0.274	Henry
Moment d'inertie	J	0.031	kg.m2
Frottement	f	0	N

- **Réglage de l'onduleur de tension**

Tension continue : UCC = 500 Volts Indice de modulation : m = 100

Fréquence porteuse : f_{por}= 5000 Hz

- **Conditions de simulations**

Les différentes simulations réalisées lors de ce travail ont été faites à l'aide du logiciel MATLAB R2020a (version 9.8.0.1323502) et son outil de simulation SIMULINK

Les conditions adoptées lors des simulations sont les suivantes :

Tableau .2 *Conditions de simulation*.

Solver options	
Type : Fixed – step	
Fixed type size: 0.00001	Mode : Auto