



N° d'ordre:
N° de série:



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

Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued
Faculté de Sciences et de La Technologies Filière : Electromécanique
Mémoire de fin d'étude
Présenté pour l'obtention du diplôme de
MASTER ACADEMIQUE

En: Electromécanique
Spécialité: Electromécanique

Thème

**Modélisation et Simulation de la commande
vectorielle directe de la machine asynchrone**

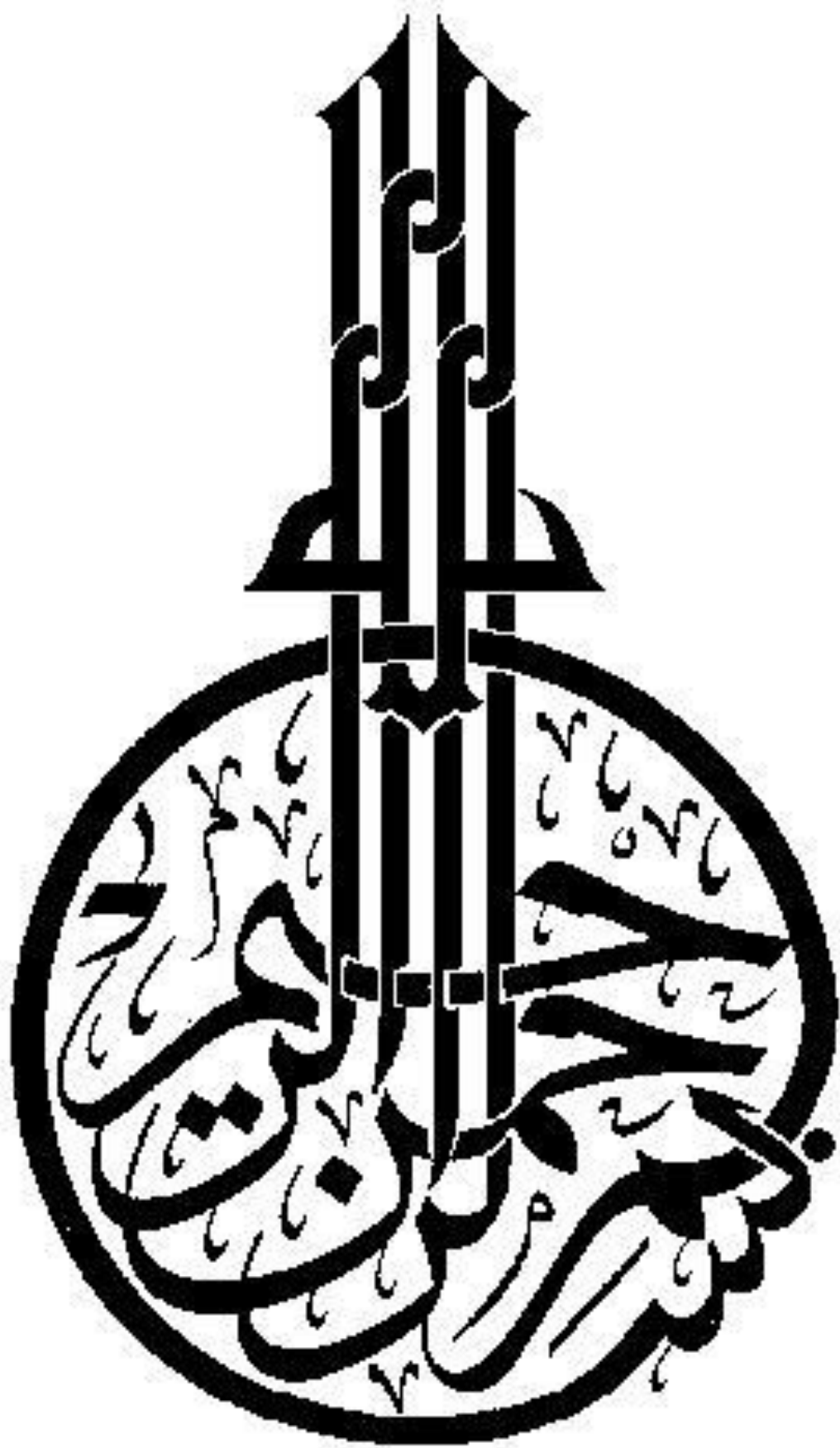
Par:

- ✓ Berra Arafat
- ✓ Khelaifa Laid
- ✓ Naroura Mohammed ELhadi
- ✓ Daoudi Fethi

Devant le jury composé de:

Mr.DJOKHRAB Ala Eddine	Président
Mr. LAOUAMER Mosbah	Examineur
Mr.GUERFI Youcef	Encadreur

2021-2022





Dédicace

*Au propriétaire d'une biographie parfumée et d'une
pensée éclairée ;*

*Ils ont été les premiers à être crédités de notre
obtention de l'enseignement supérieur*

(Nos chers parents), que Dieu leur donne longue vie.

*A celui qui nous a mis sur le chemin de la vie et nous
a apaisés,*

*Elle a pris soin de nous jusqu'à ce que nous
devenions vieux*

(Nos chères mamans), que Dieu les bénisse.

A nos frères et sœurs et à tous nos amis

*A tous nos honorables professeurs ;
Qui n'a pas hésité à nous tendre la main*

je te dédie cette recherche



Remerciements

*Avant tout, louange à dieu le tout puissant pour nous avoir
donné la bonne
santé, la volonté et les moyens d'accomplir ce modeste travail.*

*Au terme de ce travail, nous tenons à remercier toutes les
personnes qui, de près ou de loin,
nous ont apporté leurs aides. Nous citerons tout
particulièrement :*

*Notre encadreur Mr **Guerfi Youcef**, pour avoir accepté
d'encadrer ce travail
et pour son aide inestimable sur plusieurs plans
(documentation, connaissance et orientations).*

*Tous les enseignants du département génie mécanique.
Nous remercions aussi, toutes les personnes qui nous ont fait
profiter de leur savoir durant l'élaboration de ce travail
Enfin, nous tenons à exprimer mon reconnaissance à tous
mes amis et collègues pour leur
soutien moral et matériel.*

Résumé

Titre du mémoire: Modélisation et simulation de la commande vectoriel directe de la machine asynchrone.

Résumé : Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à l'étude et à l'analyse des performances de la commande vectorielle directe avec orientation du flux rotorique d'un moteur asynchrone, ce dernier est alimenté par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinusoïdale. Cette commande est constituée des régulateurs PI indépendants, qui règlent le flux rotorique, le couple et la vitesse, en utilisant la méthode du flux orienté. L'objectif c'est d'augmenté les performances de la machine par l'application de ce type de commande.

Les résultats obtenus par simulation numérique sous l'environnement MATLAB/SIMULINK montrent l'efficacité de la méthode de commande proposée (CVD) en réalisant le découplage entre le flux et le couple ce qui rend le moteur asynchrone similaire à celui à courant continu. La vitesse du moteur et le flux sont régulés sur une large plage de fonctionnement. Touts les résultats sont effectué et interprété.

Mots clés : Moteur asynchrone, Modélisation, Commande vectorielle, Onduleur de tension ,Régulateur PI, *MATLAB /SIMULINK*.

Abstract:

Report title: Modeling and simulation of the direct vector control of the asynchronous machine.

Abstract: In this work, we are interested in the study and the analysis of the performances of the direct vector control with orientation of the rotor flux of an asynchronous motor, the latter is powered by a width modulation voltage inverter sinusoidal pulse (*PWM*). This control consists of independent PI controllers, which regulate the rotor flux, torque and speed, using the directed flow method. The objective is to increase the performance of the machine by applying this type of control.

The results obtained by numerical simulation under the *MATLAB / SIMULINK* environment show the efficiency of the proposed control method (*CVD*) by decoupling between the flux and the torque, which makes the asynchronous motor similar to that of direct current. Motor speed and flow are regulated over a wide operating range. All results are performed and interpreted.

Keywords: Asynchronous Motor, Modeling, Vector Control, Voltage Inverter, PI Controller, *MATLAB / SIMULINK*.

المخلص:

عنوان المذكرة : النمذجة والمحاكاة لتحكم الشعاعي المباشر للآلة الغير المتزامنة المزودة

بموج توتر .

المخلص: في هذا العمل ، نحن مهتمون بدراسة وتحليل أداة التحكم الشعاعي المباشر مع

اتجاه التدفق الدوار للمحرك غير الناقل المزدوج الثلاثي القطب (PWM) المتزامن ، ويتم تغذية

هذا الأخير بموج توتر مع تعديل لعرض التنبيه مستقلة ،تنظم هذا تدفق الدوار و عزم الدوران

و السرعة ، باستخدام طريقة التدفق PI يتكون هذا التحكم من وحدات تعديل الموجه الهدف هو

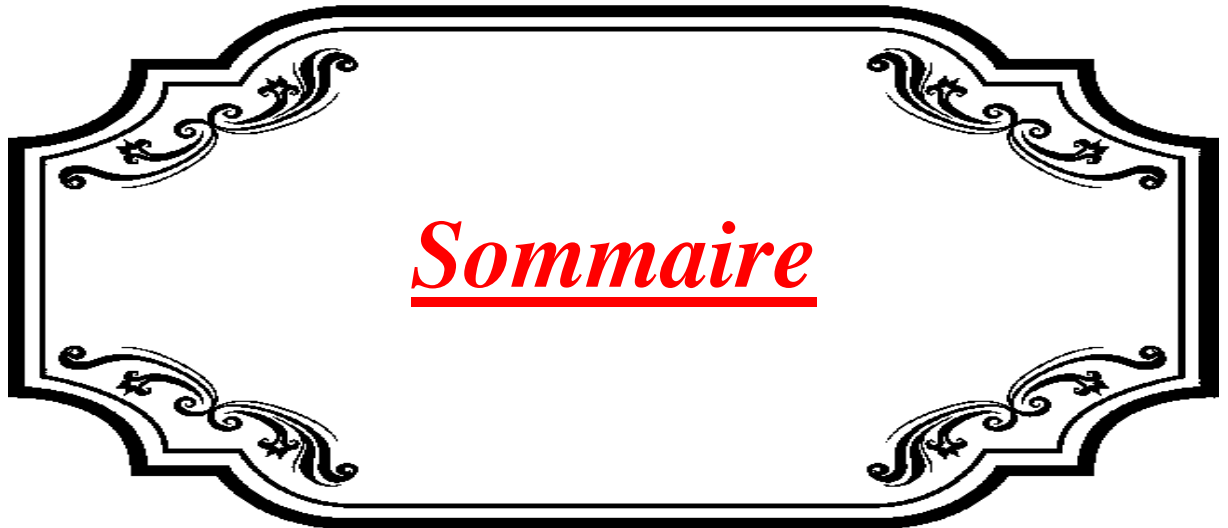
زيادة أداء الماكينة

المحاكاة العددية في بيئة MATLAB/ SIMULINK تحتوي على تقليل تناغمي كبير و

يمنحنا مصدر طاقة جيدا لكي يكون التحكم في الآلة بشكل جيد تم تنفيذ جميع النتائج و تفسيرها

الكلمات المفتاحية : المحرك غير المتزامن، النمذجة، التحكم الشعاعي ،موج ،

معدلاتPI،



Sommaire

Sommaire

	page
Dédicace	
Remerciements	
Sommaire	i
notations et symboles	v
Introduction générale	01
<i>Chapitre I: Etat de L'Art du Système</i>	
I.1.Introduction	04
I.2.Généralités sur la machine asynchrone	05
I.2.1.Définition de la machine asynchrone	05
I.2.2.Construction de la Machine Asynchrone	05
I.2.3.Principe de fonctionnement	06
I.2.4.Couplage des enroulements de la machine asynchrone	08
I.2.5.Avantages et inconvénients la machine asynchrone	09
I.3.L'alimentation de la machine asynchrone	10
I.3.1.Le redresseur triphasé	11
I.3.2.L'onduleur de tension	12
I.4. Commande vectorielle	13
I.4.1.Principe de découplage :	14
I.4.2.Principe de la commande vectorielle par orientation de flux	15
I.4.3.Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique	15
I.5.Conclusion	17
<i>Chapitre II: Modélisation du Système</i>	
II.1. Introduction	19
II.2.Mise en Equation de la Machine Asynchrone :	20
II.2.1.Description:	20
II.2.2.Hypothèses Simplificatrices	21
II.2.3.Conventions	21
II.2.4.Equations aux électrique	22
II.2.5.Equations Magnétiques	22
II.2.6.Equations Mécaniques	24
II.3.Modèle de Park de la Machine Asynchrone :	25
II.3.1.Transformation de PARK :	25
I.3.2.Application de la Transformation de Park à la Machine Asynchrone	26
I.4.Choix du Référentiel	27
I.5.Mise sous Forme d'Equation d'Etat	27
II.6. Modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone	28
II.6.1 Modélisation de Redresseur triphasé double alternance à diodes :	29

II.6.2 Modélisation de filtre :	30
II.6.3 Modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux :	31
II.7 Modélisations d'un onduleur triphasé à deux niveaux alimente une charge R-L via un filtre LC :	34
II.7.1 Modélisation du système (onduleur +filtre LC+charge) dans le repère	35
II.7.2 Modélisation du système (onduleur+filtre LC+charge) dans le repère $\alpha\beta$	35
II.7.3 Modélisation du système (onduleur+filtre LC+charge) dans le repère d-q	36
II.8. Modélisation de la commande vectorielle	37
II.8.1. Principe de découplage pour la MAS en analogie avec la MCC	37
II.8.2 Commande vectorielle avec orientation du flux rotorique	37
II.8.3.Modèle de la machine en vue d'un contrôle du flux rotorique :	38
II.8.4. Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté avec alimentation en tension	39
II.8.5. Découplage	41
II.8.6. Schéma complet de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté	45
II.8.7. Calcul des régulateurs	46
II.9. Conclusion	53
<i>Chapitre III: Simulation et Interprétation des Résultats</i>	
III.1. Introduction	55
III.2. Simulation et interprétation de l'association Convertisseur-Machine	55
III.2.1. Les blocs de simulation	56
III.2.2. Résultats de simulation de l'association Onduleur-MAS en charge à 1(S)	57
III.2.3. Interprétation des résultats en charge à 1(S)	59
III.3. Simulation, Analyse et Interprétation de la CVD de la MAS	59
III.3.1. Bloc de simulation	60
III.3.2. Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge	60
III.3.3. Réponse à une inversion de vitesse:	62
III.3.4. Réponse à basse vitesse	64
III.3.5. Essai avec variation du couple de charge et inversion du sens de rotation	66
III.4. Conclusion	68
Conclusion générale	71
Bibliographie	73

liste de figure

	Page
Figure(I.1) : principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone	06
Figure(I.2) :Types du couplage	09
Figure(I.3) :Représentation de redresseur double alternance à diodes	11
Figure(I.4) :Schéma de filtre LC	11
Figure(I.5) : Schéma de principe de l'onduleur triphasé de tension	12
Figure (I.6) : Association convertisseurs – machine	13
Figure(I.7) : Schéma de principe du découplage pour la MAS en analogie avec la MCC	14
Figure (I.8) :Orientation de flux rotorique	16
Chapitre II : Modélisation du Système	
Figure(II.1) : Ensemble actionneur	19
Figure(II.2) :représentation de la machine asynchrone triphasée	20
Figure(II-3): Représentation des axes de la machine	21
Figure (II.4) : Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park	25
Figure (II.5) : Schéma de principe de l'association convertisseur –machine	28
Figure (II.6) :Représentation de la redresseuse triphasée double alternance à diodes	29
Figure(II.7) : Représentation d'un filtre passe bas	30
Figure (II.8) :Structure d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.	32
Figure(II.9) : Bras d'un onduleur triphasé à deux niveaux.	33
Figure(II.10) : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux alimente une charge via un filtre LC.	34
Figure(II.11) : Estimateur du flux et du couple	40
Figure (II.12) :Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}	42
Figure (II.13) : Commande découplée – expression de I_{sd} et I_{sq}	42
Figure(II.14) : Commande découplée – expression de C_{em} et ϕ_r	43
Figure(II.15) :Bloc de compensation f_{emd}	44
Figure(II.16) : Bloc de compensation f_{emq}	44
Figure (II.17) :Commande vectorielle directe de flux d'une machine alimentation	45
Figure(II.18) :Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse	46
Figure (II.19) :Temps de réponse à 5% en fonction du coefficient d'amortissement	48
Figure (II.20) :Schéma fonctionnel de la régulation de Couple	50
Figure (II.21) : Schéma fonctionnel de la régulation de Flux	51
Chapitre II: Modélisation du Système	
Figure (III.1) Schéma bloc de la MAS alimentée par un onduleur de tension triphasé .	56
Figure (III.2)Modèle de simulation de la MAS.	56
Figure (III.3) Courant de la phase a statorique (A)	57

Figure (III.4) Couple électromécanique (n.m)	57
Figure (III.5) La composante directe du Flux rotorique (wb)	57
Figure (III.6) La composante quadratique du Flux rotorique (wb)	57
Figure (III.7) La composante directe du courant statorique (A)	58
Figure (III.8) La composante quadratique du courant statorique (A)	58
Figure (III.9) La vitesse de rotation (Rad/Sec)	58
Figure (III.10) Le flux rotorique (wb)	58
Figure (III.11) Schéma de simulation de CVD	60
Figure (III.12) Le Courant de la phase « a » statorique (A)	61
Figure (III.13) Le Couple électromécanique (n.m)	61
Figure (III.14) La composante directe du Flux rotorique (wb)	61
Figure (III.15) La composante quadratique du Flux rotorique (wb)	61
Figure (III.16) La composante directe du courant statorique (A)	61
Figure (III.17) Le flux rotorique (wb)	62
Figure (III.18) La vitesse de rotation (Rad/Sec)	62
Figure (III.19) La composante quadratique du courant statorique (A)	62
Figure (III.20) Le Courant de la phase « a » statorique (A)	62
Figure (III.21) Le Couple électromécanique (n.m)	63
Figure (III.22) La composante directe du Flux rotorique (wb)	63
Figure (III.23) La composante quadratique du Flux rotorique (wb)	63
Figure (III.24) La composante directe du courant statorique (A)	63
Figure (III.25) La composante quadratique du courant statorique (A)	63
Figure (III.26) La vitesse de rotation (Rad/Sec)	64
Figure (III.27) Le Courant de la phase « a » statorique (A)	64
Figure (III.28) Le flux rotorique (wb)	64
Figure (III.29) Le Couple électromécanique (n.m)	65
Figure (III.30) La composante directe du Flux rotorique (wb)	65
Figure (III.31) La composante quadratique du Flux rotorique (wb)	65
Figure (III.32) La composante directe du courant statorique (A)	65
Figure (III.33) La composante quadratique du courant statorique (A)	65
Figure (III.34) La vitesse de rotation (Rad/Sec)	66
Figure (III.35) Le flux rotorique (wb)	66
Figure (III.36) Le Courant de la phase « a » statorique (A)	66
Figure (III.37) Le Couple électromécanique (n.m)	67
Figure (III.38) La composante directe du Flux rotorique (wb)	67
Figure (III.39) La composante quadratique du Flux rotorique (wb)	67
Figure (III.40) La composante directe du courant statorique (A)	67
Figure (III.41) La composante quadratique du courant statorique (A)	67
Figure (III.42) La vitesse de rotation (Rad/Sec)	68
Figure (III.43) Le flux rotorique (wb)	68

NOTATIONS ET SYMBOLES

✎ Modèle de la machine

Symbole	Désignation
MAS	<i>Machine Asynchrone</i>
a,b,c	<i>Indices des phases électriques</i>
S,r	<i>Indices relatif au stator et rotor respectivement</i>
d	<i>Indice de l'axe direct</i>
q	<i>Indice de l'axe en quadrature</i>
o	<i>Indice de l'axe homopolaire</i>
$[V_s]$	<i>Vecteur tension statorique</i>
$[V_r]$	<i>Vecteur tension rotorique</i>
$[I_s]$	<i>Vecteur courant statorique</i>
$[I_r]$	<i>Vecteur courant rotorique</i>
$[\varphi_s]$	<i>Vecteur flux statorique</i>
$[\varphi_r]$	<i>Vecteur flux rotorique</i>
α, β	Axes du référentiel de Park
ω_s	<i>Pulsation statorique</i>
ω	<i>Vitesse de rotation électrique</i>
ω_r	<i>vitesse angulaire électrique du rotor</i>
ω_a	vitesse angulaire électrique du système d'axes (d, q).
Ω	<i>Vitesse de rotation mécanique</i>
Ω_s	<i>Vitesse de synchronisme</i>
θ_s	l'angle entre la phase statorique "a" et rotorique "A"
θ_*	l'angle entre la phase statorique "a" et l'axe direct "d".

θ_r	l'angle entre la phase rotorique "A" et l'axe direct "d"
L_S	<i>Inductance cyclique propre du stator</i>
L_r	<i>Inductance cyclique propre du rotor</i>
m_S	<i>Inductance mutuelle entre deux phases statoriques</i>
m_r	<i>Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques</i>
$[L_{SS}], [L_{rr}]$	Représentent respectivement les matrices d'inductance (propres,

L_m	l'inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor
M_{sr}	<i>Le maximum de l'inductance mutuelle entre deux phases statorique et rotorique</i>
$[M_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator-rotor.
$[P]$	Matrice de passage directe de Park
$[P]^{-1}$	Matrice de passage inverse de Park
J	Matrice de passage inverse de Park
f	<i>Coefficient de frottement visqueux</i>
p	<i>Nombre de paire de pôles</i>
R_s	<i>Résistance statorique</i>
R_r	<i>Résistance rotorique</i>
T_s	<i>Constante du temps statorique</i>
T_r	<i>Constante du temps rotorique</i>
σ	<i>Coefficient de dispersion de Blondel</i>
C_{em}	<i>Couple électromagnétique</i>
C_r	<i>Couple résistant</i>
P_e	<i>Puissance électrique</i>
P_m	<i>Puissance mécanique</i>
$[X]$	<i>Vecteur d'état</i>
$[U]$	<i>Vecteur des entrées</i>
$[Y]$	<i>Vecteur des sorties</i>
$[A]$	<i>Matrice d'évolution</i>
$[B]$	<i>Matrice d'application de la commande</i>
$[C]$ et $[D]$	<i>Matrice d'observation et Matrice de transmission directe</i>

☞ **Modèle de l'alimentation de la machine:**

Symbole	Désignation
MLI	<i>Modulation de Largeur d'Impulsion</i>
MLIS	MLI sinusoïdale
MLIV	MLI vectoriel
L_F	<i>Inductance de filtre</i>
C_F	<i>Condensateur de filtre</i>
V_{red}	<i>Tension de sortie de redresseur</i>
V_{dc}	<i>Tension de sortie de filtre</i>
f_c	<i>Fréquence de coupure</i>
K	<i>Interrupteur bidirectionnel en courant</i>
C_{ij}	<i>Commande de l'interrupteur ($j = 1,4$) du bras d'onduleur ($i = 1,3$)</i>
O	Point milieu fictif à l'entrée continu
N	Le neutre de la machine
$U_{c1,2}$	<i>Tensions aux bornes des condensateurs de l'étage continu</i>
E	<i>Tension continue appliquée à l'onduleur</i>
$I_{d1,0,2}$	<i>Courants de l'étage continu</i>
$V_{a,b,c}$	<i>Tensions simples de la machine</i>
$I_{a,b,c}$	<i>Courants de lignes de la machine</i>
V_{a0}, V_{b0}, V_{c0}	<i>Tensions polaires</i>
DD_{K1}, DD_{K2}	<i>les deux diodes médianes</i>

☞ **Commande vectorielle de la machine:**

Symbole	Désignation
CVD	Commande vectorielle directe
<i>FC</i>	Contrôleur du flux
<i>TC</i>	Contrôleur du couple
<i>VI</i>	Onduleur de tension
<i>IM</i>	Moteur à induction
<i>CC</i>	Calculateur de courant
<i>VC</i>	Calculateur de tension
<i>VVS</i>	Sélecteur du vecteur de tension
<i>ES</i>	Estimateur du couple et du flux
<i>TE</i>	Estimateur du couple
<i>FE</i>	Estimateur du flux
DAG	Générateur d'adresse décimal
ADC	Convertisseur décimal binaire
PI	Proportionnel Intégral
IP	Intégral Proportionnel
K_i	Gains intégral
K_p	Gains proportionnel
$K_{i\Omega}, K_{p\Omega}$	Gains proportionnel et intégral du contrôleur de vitesse PI
K_{iCem}, K_{pCem}	Gains proportionnel et intégral du contrôleur de couple PI
$K_{i\phi}, K_{p\phi}$	Gains proportionnel et intégral du contrôleur de flux PI
τ	Constante de temps électrique
ξ	Constante d'amortissement
ω_0	Pulsation du système
t_{rep}	le temps de réponse
$S = \frac{d}{dt}$	Opérateur de Laplace



Introduction générale

Introduction générale

Le domaine de la commande des machines à courant alternatif est toujours en évolution, cela est dû aux exigences des cahiers de charge des opérations industrielles. La machine asynchrone, en raison de son faible coût et de sa robustesse, constitue actuellement la machine la plus utilisée pour réaliser des variations de vitesse.

De part sa structure, la machine asynchrone possède un défaut important relativement à la machine à courant continu. En effet, l'alimentation par une seule armature fait que le même courant crée le flux et le couple et ainsi les variations du couple provoquent des variations du flux ce qui rend le modèle de la commande plus complexe.

De nombreuses études ont été faites pour mettre au point des commandes performantes de la machine asynchrone à cage. L'évolution conjointe de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique a contribué à l'élaboration des algorithmes de commande plus avancés améliorant les performances statiques et dynamiques de cette machine et assurant ainsi un découplage du flux et du couple [01].

La commande vectorielle à été réalisée par Blaschke, dite commande vectorielle à flux orienté, (Field Oriented Control : FOC). Son principe consiste à éliminer le couplage entre l'inducteur et l'induit de la machine asynchrone, donc elle permet d'obtenir un fonctionnement comparable à celui d'une machine à courant continu. Cependant, l'expérience a montré les faiblesses de cette méthode face aux incertitudes des paramètres, qu'ils soient mesurés, comme la vitesse des moteurs, ou qu'ils varient en cours de fonctionnement, comme les résistances de rotor et du startor [02].

L'application de la commande vectorielle nécessite l'utilisation de régulateur de flux nécessite un capteur de flux, souvent très onéreux .son montage dans les systèmes d'entraînement est très délicat et demande beaucoup de précision pour aboutir a des résultats performants. Afin d'éliminer cet handicap, il est nécessaire d'appliquer les techniques de l'automatique, permettant la reconstruction de flux .ces procédés sont appelés l'estimateur ou l'observateur[02].

Structure du mémoire

Notre projet est consacré à l'application de la commande vectorielle directe à la machine asynchrone. Le mémoire est structuré en trois chapitres comme suit [03].

- Dans le **premier chapitre**, nous allons présenter des généralités sur machines asynchrones, l'alimentation tel que, le redresseur, le filtre LC et l'onduleur de tension
- Au **second chapitre** nous proposons une modélisation classique de la machine asynchrone, modélisation de l'alimentation et abordons l'étude d'une commande à flux orienté. Une technique de découplage est proposée, donc la modélisation de la commande vectorielle directe.
- Le troisième chapitre est consacré à la simulation numérique, nous avons utilisé leMATLAB/SIMULINK comme moyen de simulation de notre système. La simulation est faite en deux parties comme suite:

1. Simulation et interprétation de l'association Convertisseur-machine.

2. Simulation, Analyse et Interprétation de la CVD de la MAS.

Finalement, une conclusion générale résumera tous les résultats obtenus dans ce présent mémoire.

Chapitre I:

Etat de L'Art du Système

*(Machine asynchrone , Alimentation
de laMachine et la Commande vectorielle
directe)*

I.1.Introduction :

La production industrielle selon la demande ou la contrainte du marché nécessite des systèmes Variateurs de vitesse. Cela a incité les chercheurs à se concentrer efforts dans ce domaine. Ainsi, la technologie de contrôle de vitesse variable a bénéficié Les avancées dans le domaine des composants électroniques, notamment numériques, et L'informatique a évolué au cours de la dernière décennie [04].

La machine asynchrone n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes Impliqué dans ses travaux, comme la saturation et les courants Foucault, Effet Film...etc. Cependant, nous ne regarderons pas cela phénomènes, car leur étude d'une part est difficile, d'autre part, L'effet sur le comportement de l'appareil est négligeable certaines conditions.

I.2.Généralités sur la machine asynchrone :

I.2.1.Définition de la machine asynchrone :

On appelle machine asynchrone toute machine, qui, ayant $(2p)$ pôles et étant reliée à un réseau de fréquence, ne tourne pas exactement à la vitesse asynchrone $\left(60f_s/\pi\right)$. On parle généralement de moteurs asynchrones car ces machines sont destinées à fournir de la puissance mécanique à partir du réseau électrique.

Parmi les machines asynchrones, on peut distinguer deux types [05]:

- Les machines d'induction.
- Les machines à collecteur.

Le moteur d'induction est tellement plus utilisé que les autres que lorsqu'on parle de moteur asynchrone on sous-entend d'induction. La machine d'induction est caractérisée par une armature non alimentée (rotor), parcourue par des courants induits par l'autre armature

qui est alimentée à partir d'un réseau de fréquence (stator) (f_s) [06].

I.2.2.Construction de la Machine Asynchrone :

La machine asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieur de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator d'une part, et une partie mobile appelée rotor d'autre part.

Sur le stator des encoches poinçonnées régulièrement à la périphérie de l'alésage reçoivent les conducteurs de trois enroulements décalé l'un à l'autre de $(2\pi/3)$, à p paires de pôles chacun.

Le rotor porte un enroulement polyphasé mis en court-circuit. On peut distinguer deux types de rotor :

*Les rotors à bagues (rotor bobiné) dont un enroulement généralement triphasé, couplé en étoile ou en triangle, logé dans des encoches semi – fermées, est connecté à trois bagues isolées sur lesquelles frottent des balais en charbon.

*Les rotors à cages munis d'un enroulement constitué par des barres conductrices court-circuitées à leurs extrémités par des anneaux (rotor à cage d'écureuil).

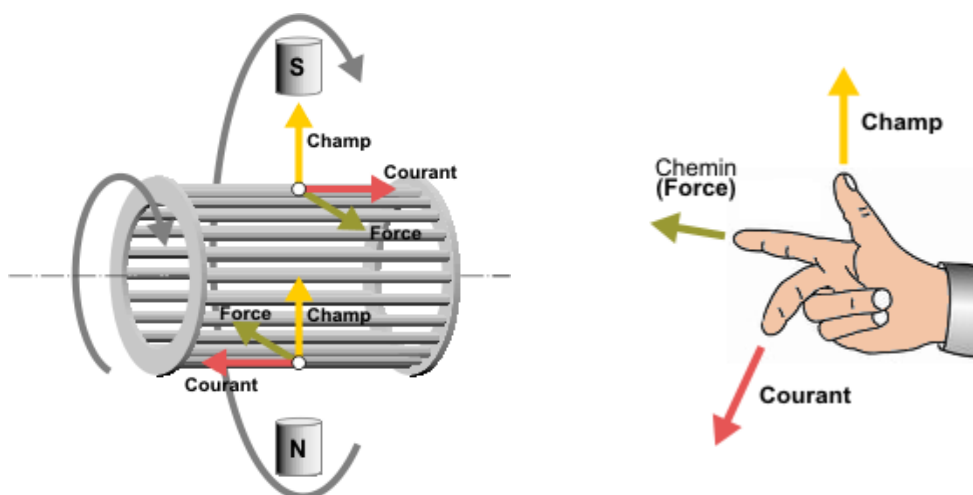
D'un point de vue électrique, les deux formes sont équivalentes, or le rotor à cage est plus robuste [07].

I.2.3.Principe de fonctionnement :

Le principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone repose[06] :

*D'une part sur la création d'un courant électrique induit dans un conducteur placé dans un champ magnétique tournant. Le conducteur en question est un des barreaux de la cage d'écureuil ci-dessous constituant le rotor du moteur. L'induction du courant ne peut se faire que si le conducteur est en court-circuit (c'est le cas puisque les deux bagues latérales relient tous les barreaux).

*D'autre part, sur la création d'une force motrice sur le conducteur considéré (parcouru par un courant et placé dans un champ magnétique tournant ou variable) dont le sens est donné par la règle des trois doigts de la main droite[08].



Figure(I.1) : principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone

Comme montré sur le schéma ci-dessus, le champ tournant, à un instant donné, est orienté vers le haut. En considérant deux conducteurs diamétralement opposés, on constate que les courants induits dans ces deux conducteurs sont en sens inverse et, associés au champ magnétique, créent des forces motrices en sens inverse. Le rotor étant libre de tourner sur l'axe X-Y, les deux forces s'associent pour imprimer aux deux conducteurs un couple permettant la rotation de la cage d'écureuil : le moteur électrique est inventé.

Pour entretenir la rotation du moteur, il est nécessaire de faire varier soit le courant dans les conducteurs de la cage, soit le champ magnétique. Dans un moteur asynchrone, c'est le champ magnétique qui varie sous forme de champ tournant créé dans le stator.

Au démarrage le champ tournant balaye les conducteurs de son flux à la vitesse angulaire de synchronisme. Le rotor mis en rotation tend à rattraper le champ tournant. Pour qu'il y ait un couple entretenu au niveau des conducteurs, la variation de flux doit être présente en permanence; ce qui signifie que si les conducteurs tournent à la vitesse de synchronisme comme le champ tournant, la variation de flux sur les conducteurs devient nulle et le couple moteur disparaît.

Un rotor de moteur asynchrone ne tourne donc jamais à la vitesse de synchronisme (50 Hz). Pour un moteur à une paire de pôles (à 50 Hz, la vitesse de rotation du champ tournant est de 3 000 [tr/min]) la vitesse de rotation du rotor peut être de 2 950 [tr/min] par exemple; intervient ici la notion de glissement.

I.2.4. Couplage des enroulements de la machine asynchrone :

I.2.4.1. Définitions :

Tension nominale : C'est la tension à appliquer au récepteur pour un fonctionnement

normale de celui-ci ; une tension trop élevée ou trop faible par rapport à cette tension nominale entraîne la destruction ou un mauvais fonctionnement suivant les cas et les types de récepteurs [09].

Tension simple : C'est la tension mesurée entre une phase et le neutre du réseau ou des récepteur[09].

Tension composée : C'est la tension mesurée entre deux phases quelconques du réseau ou des récepteurs. Une tension donnée sans autre précision est toujours la tension composée [09].

I.2.4.2. Types des couplages

Couplage étoile (Y): Un moteur est couplé en étoile quand chacun de ses trois enroulements est soumis à la tension simple du réseau [09].

Couplage triangle (Δ): Un moteur est couplé en triangle quand chacun de ses trois enroulements est soumis à la tension composée du réseau [09].

I.2.4.3. Couplage des moteurs asynchrones triphasés

Choix du couplage des moteurs asynchrones triphasés se fait en fonction de la tension nominale de l'enroulement et de la tension du réseau d'alimentation ; un mauvais choix découplage entraîne la suralimentation ou la sous-alimentation du moteur donc sa destruction ou son dysfonctionnement suivant les cas. Couplage des enroulements un enroulement est calculé pour être normalement utilisé sous une seule tension appelée tension nominale pour

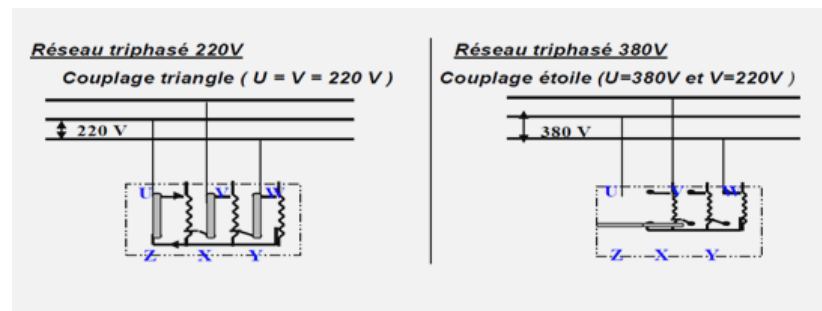
un moteur, la tension nominale est de 220V, c'est toujours la plus petite des deux tensions portées sur la plaque signalétique.

La distribution de l'énergie électrique se fait en basse tension 380 V entre deux phases quelconques et 220V entre chaque phase et le neutre. Les trois barrettes livrées avec le moteur permettent de le coupler en étoile ou en triangle[10].

La plus petite intensité correspond au branchement étoile (intensité nominale d'un enroulement), et la plus forte intensité au branchement triangle (intensité nominale en ligne).

Nous avons donc deux choix de couplage pour le fonctionnement normal du moteur :

- a. Si nous disposons d'un réseau d'alimentation de 220 V, alors le moteur sera couplé obligatoirement en triangle car en étoile il sera sous-alimenté.
- b. Si nous disposons d'un réseau d'alimentation de 380 V, alors le moteur sera couplé obligatoirement en étoile car en triangle il sera suralimenté [10].



Figure(I.2) :Types du couplage

I.2.5. Avantages et inconvénients la machine asynchrone :

Le moteur asynchrone est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie; il est peu couteux, on le fabrique en grande sérié, il est robuste, fiable et économique.

Il fonctionne directement sur le secteur alternatif, sans transformations préalables de l'énergie électrique qui l'alimente, c'est le moteur industriel par excellence qui ne possède pas d'organes délicats comme le collecteur du moteur à courant continu et qui n'utilise pas décontracts glissants comme le moteur synchrone (pour l'excitation du rotor).

Les courants qui circulent dans le stator, constituent l'unique source externe du champmagnétique. Sa vitesse varie un peu quand on le charge, on dit qu'il glisse, mais ce glissementest en générale ne dépasse pas quelques centièmes de la vitesse à vide, il est négligeable leplus souvent.

Le démarrage des moteurs asynchrones ne pose pas de problèmes pour les unités de petite puissance. Par contre, pour les moteurs de forte puissance, il faut démarrer sous tension réduite pour éviter un appel de courant trop élevé.

Par contre dans le moteur asynchrone les courants statorique sont à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe pas. D'autre part on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage qu'à travers le stator.

L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotorique à travers leurs actions sur le stator.

La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres (R_r en particulier) [11].

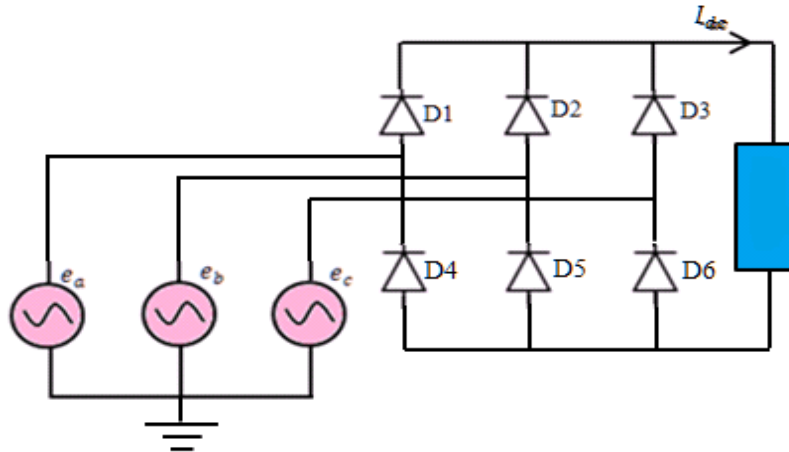
I.3.L'alimentation de la machine asynchrone :

Le moteur asynchrone est normalement alimenté directement au réseau industriel par un système de tensions triphasées équilibrées. Dans certaines applications pour lesquelles la variation de la vitesse est nécessaire, le moteur sera alimenté par un système de tensions

triphases ou par un système de courants triphasés « injectés » dans les bobinages du stator, par l'intermédiaire des convertisseurs d'électronique de puissance placé entre le moteur et le réseau industriel de fourniture d'énergie électrique.

I.3.1. Le redresseur triphasé :

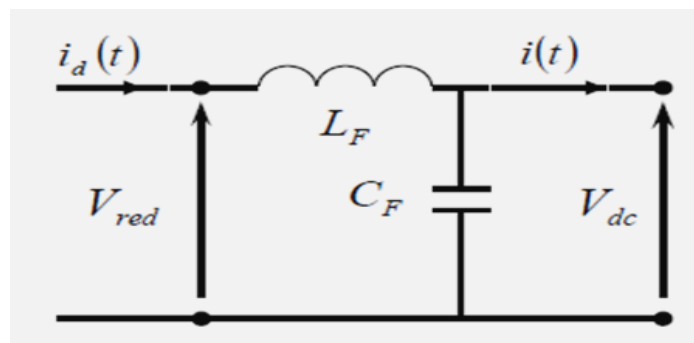
C'est le convertisseur coté réseau industriel, généralement il s'agit d'un redresseur triphasé double alternance à diodes pour convertir la tension alternative en tension continue, et assure la charge des batteries [05].



Figure(I.3) : Représentation de redresseur double alternance à diodes

Le filtre passe – bas (LC) : L'utilisation des convertisseurs statiques a posé de sérieux problèmes car la pollution provoquée par ces derniers peut se traduire des interférences harmoniques avec d'autres équipements, et un mauvais facteur de puissance [12] [13] [14].

Pour remédier à ces inconvénients un filtre (LC) est inséré entre le redresseur et l'onduleur. La capacité supprime les brusques variations de la tension lors de des commutations et réduit l'ondulation de cette dernière durant les intervalles entre commutations [15].

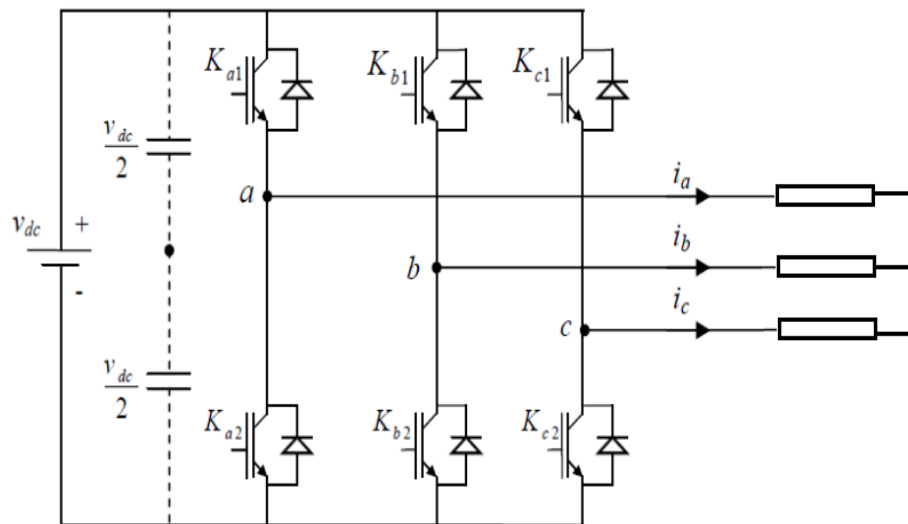


Figure(I.4) : Schéma de filtre LC

I.3.2.L'onduleur de tension :

Un onduleur est un convertisseur statique, assurant la conversion continue alternative. Ces dernières années, des convertisseurs statiques sont de plus en plus exploités dans des applications diverses. Certaines d'entre elles exigent une alimentation électrique de haute et moyenne tension, facilement réglable et ayant de bonnes performances spectrales. Des nouvelles techniques dites deux niveaux ainsi que des nouvelles topologies de convertisseurs ont été développées. Elles permettent de générer plusieurs niveaux de tension à la sortie de convertisseur. Le nombre de semi-conducteur nécessaire à la réalisation de ces topologies augmente avec le nombre de niveaux désirés.

Au cours des dernières années, les conversions deux niveaux peuvent être domine le domaine d'application de moyen tension et de forte puissance selon les avantages qui sont proposées.



Figure(I.5) : Schéma de principe de l'onduleur triphasé de tension

I.3.2.1.Principe de fonctionnement d'onduleur de tension :

Que la machine soit synchrone ou asynchrone, il faut être capable de générer des courants de forme quelconque (sinusoïdaux en régime permanent).

Pour cela, il faut donc être capable de générer des tensions de forme quelconque (sinusoïdales en régime permanent). Les tension de consignes (ou références) proviennent de calculateurs (asservissements) et sont calculées de façon à obtenir le couple désiré.

I.3.2.2 La structure élémentaire de l'onduleur de tension :

structures d'un onduleur de tension monophasé à une cellule et point milieu capacitif ou à deux cellules de commutation. On remarque que les interrupteurs sont bidirectionnels en courant, ce qui est nécessaire puisque le courant de sortie l'est systématiquement. Cette propriété confère donc un comportement de réversibilité en puissance de la structure, dans tous les cas, les états des interrupteurs sont complémentaires avec parfois un temps mort destiné à éviter la conduction simultanée du bras.

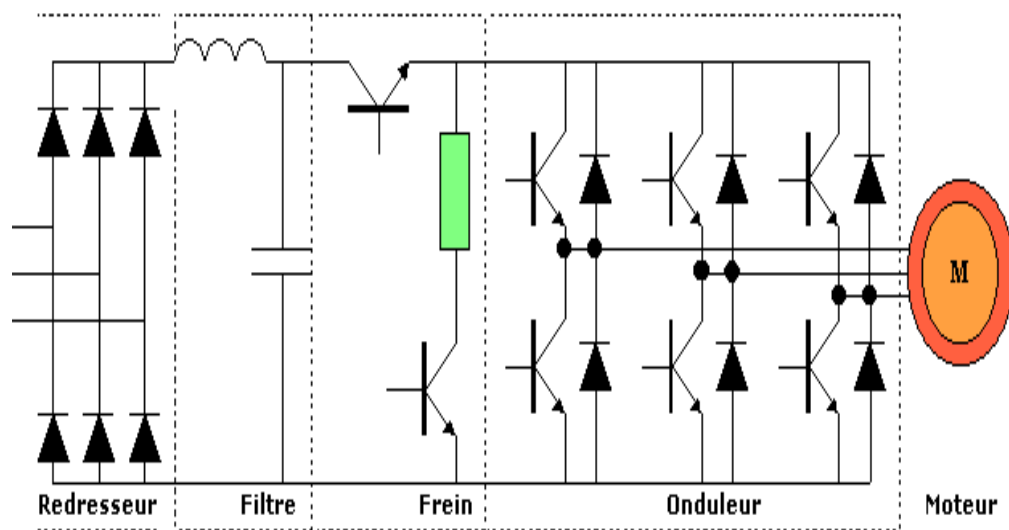


Figure (I.6) : Association convertisseurs – machine

I.4. Commande vectorielle :

négligeant les phénomènes parasites tels que la réaction d'induit et la commutation, la machine électrique qui répond le mieux aux hypothèses du découplage est la machine à courant continu à excitation indépendante. En effet, dans ce type de structure, il est simple d'imaginer des contrôles indépendants du flux et du couple respectivement par les courants d'inducteur et d'induit [16].

La difficulté de la commande de la machine asynchrone réside dans la non linéarité du modèle et le fort couplage entre les grandeurs rotorique et statorique. En effet, avec les progrès en électronique de puissance, il est possible aujourd'hui d'appliquer les commandes découplées aux machines asynchrones.

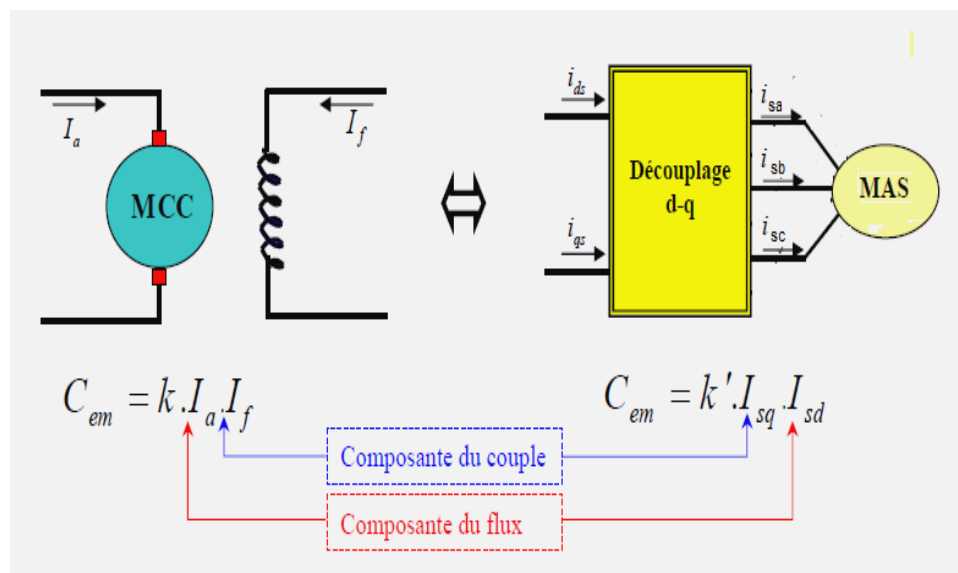
Ces commandes ont pour objectif d'obtenir les performances excellentes de la machine à courant continu, sans avoir les inconvénients de la commutation mécanique.

I.4.1.Principe de découplage :

Le principe du découplage consiste à rendre le contrôle de la machine asynchrone similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée figure (I.7). Ceci peut être réalisé en orientant le flux en quadrature avec le couple [17].

En effet, dans une machine à courant continu, le courant d'induit contrôle le couple et le courant d'inducteur contrôle le flux.

En effet, dans une asynchrone, le courant quadrature stator contrôle le couple et le courant direct stator contrôle le flux.



Figure(I.7) : Schéma de principe du découplage pour la MAS en analogie avec la MCC

I.4.2.Principe de la commande vectorielle par orientation de flux :

Il est bien connu que le moteur à courant continu a d'excellentes performances dynamique, cela est dû principalement au découplage entre le champ magnétique du stator et celui du rotor. La commande par orientation de flux, aussi connue par la commande vectorielle, est une technique de commande permettant à la machine asynchrone d'imiter la machine à courant continu. Le principe de découplage consiste à rendre le contrôle de la machine asynchrone similaire à celui de la machine à courant continu, ceci peut être réalisé en orientant le flux en quadrature avec le couple. A partir de ces principes de base, nombreuses variantes ont été présentées que l'on peut classer de la façon suivante :

- L'orientation de repère(d – q), à savoir le flux rotorique, le flux statorique et le flux magnétisant. Si l'axe est aligné systématiquement sur(l'axe d) alors :
- le flux rotorique $\begin{cases} \varphi_{rd} = \varphi_r \\ \varphi_{rq} = 0 \end{cases}$
- le flux statorique $\begin{cases} \varphi_{sd} = \varphi_s \\ \varphi_{sq} = 0 \end{cases}$
- le flux d'entrefer $\begin{cases} \varphi_{gd} = \varphi_g \\ \varphi_{gq} = 0 \end{cases}$

I.4.3.Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

La commande par orientation de flux rotorique consiste à réaliser un découplage entre les grandeurs génératrices du couple électromagnétique et de flux rotorique. Ceci peut se faire en coïncidant le flux rotorique avec l'axe d du référentiel lié au champ tournant. Figure (I.8)

Ainsi, En agissant sur les variables I_{sd} et I_{sq} , les grandeurs φ_r et C_{em} sont commandées séparément, cela se traduit par :

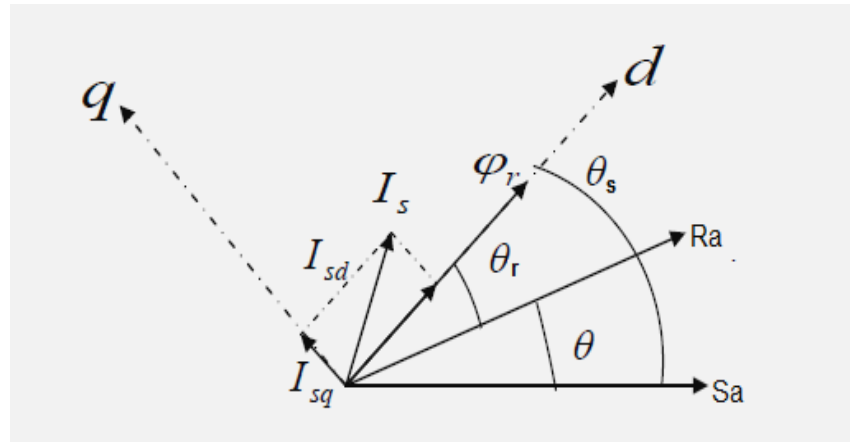


Figure (I.8) :Orientation de flux rotorique

I.4.3.1. Les objectifs de la commande vectorielle :

- ✎ De contrôler le flux rotorique φ_r qui dépend de la seule composante I_{sd}
- ✎ De contrôler la composante I_{sq} du courant statorique pour imposer le couple électromagnétique. Nous pouvons remarquer que seule la composante directe I_{sd} , détermine l'amplitude du flux rotorique, alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature I_{sq} si le flux rotorique est maintenu constant. Ainsi, est réalisée la décomposition du courant statorique en deux termes correspondant respectivement au flux et au couple. Pour cela, on obtient une structure semblable à celle d'une machine à courant continu

I.4.3.2. Les Méthodes de la commande par flux rotorique orienté :

La commande par orientation du flux rotorique nécessite une bonne connaissance de la position du flux à orienter à tout instant et de le faire coïncider avec l'axe direct d pour garantir un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement. Il existe deux approches pour la détermination de la phase du flux rotorique [18] [19].

***Une commande indirecte** : La phase du flux rotorique est estimée à partir d'une relation donnant la vitesse du glissement.

***Une commande directe** : La phase du flux rotorique est mesurée par un capteur physique, ou estimée en utilisant un modèle dynamique [20].

I.5.Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons introduit des généralités à la machine asynchrone, la définition ,Sa construction, principe de fonctionnement, avantages et inconvénients.

Nous avons également présenté le principe de fonctionnement de onduleur, son principe de fonctionnement, différents types de structures et de topologies, leurs domaines d'application et leurs avantages.

A la fin de ce chapitre nous avons parlé de la lutte anti vectorielle, du principe de lutte, Séparation et contrôle directionnel du flux, en particulier le sens du flux du rotor.

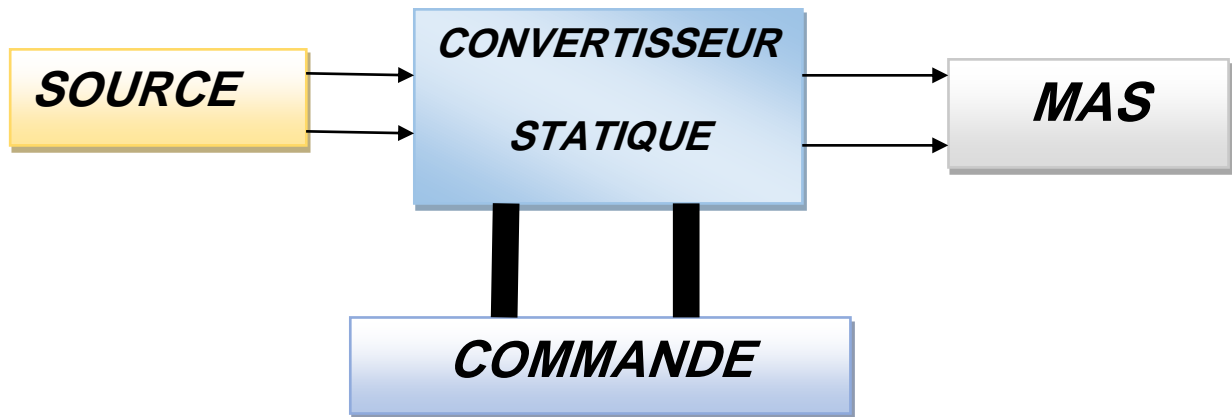
Chapitre II:

Modélisation du Système

*(Machine asynchrone , Alimentation de la
Machine et la Commande vectorielle directe)*

II.1. Introduction :

Les machines électriques alimentées par les convertisseurs statiques sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable. Les caractéristiques exigées de l'actionneur dépendent à la fois, de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble (Figure- II -1-)[21]. .



Figure(II.1) : Ensemble actionneur

Ces caractéristiques sont : Un couple avec le minimum d'ondulations possible, contrôlable par le plus petit nombre de variables, en régime dynamique comme en régime permanent

- Une large plage de variation de vitesse
- Des constantes de temps électriques et mécaniques faibles [21].

le permettra d'une part de présenter le principe de fonctionnement la machine asynchrone (MAS), leurs applications, ses constitution de la moteur et partie de modélisation de la moteur électrique qui est basée sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dites encore théorie généralisée ; cette dernière est basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques , dans une repère biphasé lie au champ tournant (repère d-q) nous étudierons dans ce chapitre la MAS directement alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées. Enfin, des résultats de simulations seront présentés et commentés [22].

II.2.Mise en Equation de la Machine Asynchrone :

II.2.1.Description:

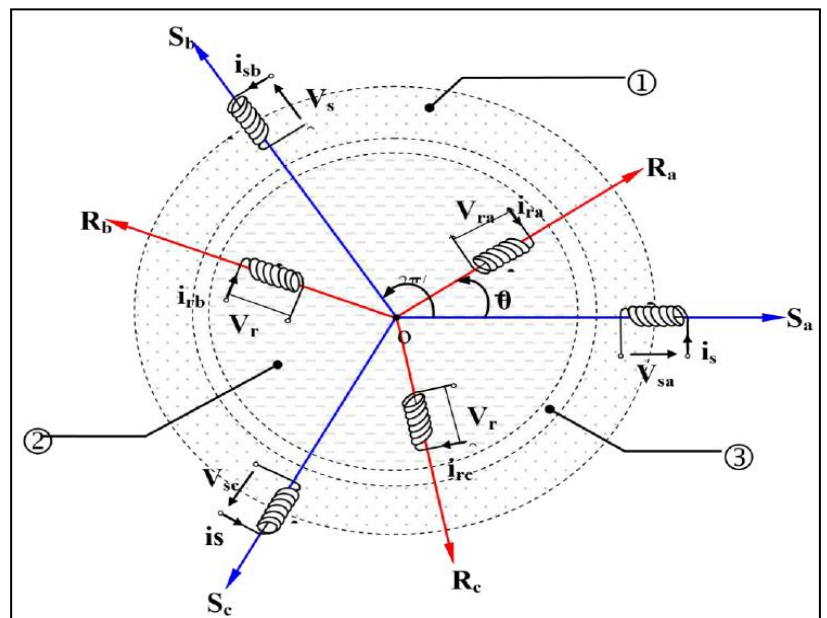
La machine asynchrone représentée sur la figure (II-2) est constituée par :

- Le stator d'une machine asynchrone est identique à celui d'une machine synchrone, 3 enroulements couplés en étoile ou en triangle et décalés de $2\pi/3$ qui sont alimentés par un système de tensions équilibrées.
- Le rotor de la machine supporte un bobinage semblable à celui du stator, bobinage triphasé décalés de $2\pi/3$ à même nombre de pôles que celui du stator.

Ces 3 bobinages sont couplés en étoile et court-circuités sur eux-mêmes.

Ce type de rotor est dit bobiné mais on peut envisager un rotor plus sommaire constitué de barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité.

- Partie fixe : Stator.
- Partie mobile : Rotor.
- Entrefer



Figure(II.2) :représentation de la machine asynchrone triphasée

II.2.2.Hypothèses Simplificatrices :

Les hypothèses couramment posées sont :

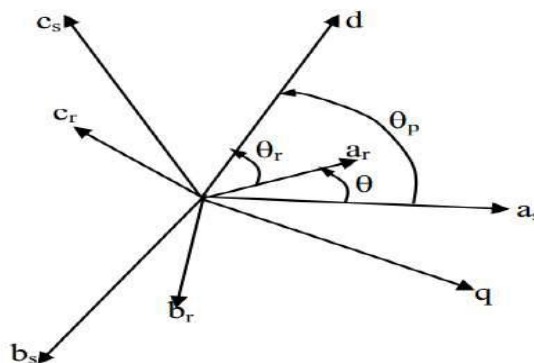
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encoche est négligeable.
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante donc régime transitoire
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer:

- L'additivité du flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques.

II.2.3.Conventions :

La machine est représentée par trois phases statoriques a_s , b_s , c_s et trois phases rotoriques a_r , b_r , c_r . (Fig- II -3).



Figure(II-3): Représentation des axes de la machine

- $\theta_p =$ angle électrique stator/référentiel(d, q)
- $\theta_r = \theta_p - \theta$
- $\omega = p\Omega = \frac{d\theta}{dt}$

II.2.4. Equations aux électrique :

Pour l'ensemble des enroulements statoriques, on écrira en notation matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Ou :

$$[V_{s(abc)}] = [R_s][I_{s(abc)}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s(abc)}] \quad (\text{II.2})$$

Pour l'ensemble des enroulements rotoriques, on écrira en notation matricielle :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Ou :

$$[V_{r(abc)}] = R_s [I_{r(abc)}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{r(abc)}] \quad (\text{II.4})$$

II.2.5. Equations Magnétiques :

Les relations entre les flux et les courants du stator et du rotor s'écrivent comme suit :

$$\text{- Pour le stator : } [\varphi_{s(abc)}] = [L_{s(abc)}][i_{s(abc)}] + [M_{sr}][i_{r(abc)}] \quad (\text{II.5})$$

$$\text{- Pour le rotor : } [\varphi_{r(abc)}] = [L_{r(abc)}][i_{r(abc)}] + [M_{sr}][i_{s(abc)}] \quad (\text{II.6})$$

Ou :

$[L_s]$: Matrice d'inductances statoriques.

$[L_r]$: Matrice d'inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator-rotor.

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s M_s M_s \\ M_s l_s M_s \\ M_s M_s l_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r M_r M_r \\ M_r l_r M_r \\ M_r M_r l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Ou :

- l_s : Inductance propre d'une phase statoriques.
- l_r : Inductance propre d'une phase rotoriques.
- M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.
- M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
- M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase
- Correspondante du rotor.

L'écriture matricielle ci-dessous résume les 3 équations du flux statoriques:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s M_s M_s \\ M_s L_s M_s \\ M_s M_s L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + L_m \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

De façon similaire, on aura au rotor :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + L_m \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

D'où :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}([L_{ss}][I_s]) + \frac{d}{dt}([M_{sr}][I_r]) \quad (\text{II.11})$$

$$0 = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}([L_{rr}][I_r]) + \frac{d}{dt}([M_{rr}][I_r])$$

II.2.6. Equations Mécaniques :

Le couple électromagnétique développé s'écrit:

$$C_e = p [I_s]^t + \frac{d}{d\theta} [M_{sr}][I_r] \quad (\text{I.12})$$

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (\text{I.13})$$

Avec :

- J : Moment d'inertie du rotor et des parties tournantes de la machine.
- f : Coefficient du frottement visqueux.
- C_e : Couple électromagnétique.
- C_r : Couple de charge.
- Ω : Vitesse rotorique.

Les équations précédentes permettent la modélisation de la machine dans le plan(ABC). Elles peuvent être implantées dans un calculateur, par contre, vu la complexité de ces équations non linéaires et multi variables, il est très difficile d'entrer des stratégies de commande.

II.3.Modèle de Park de la Machine Asynchrone :

La transformation de Park est ancienne (1929), si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel

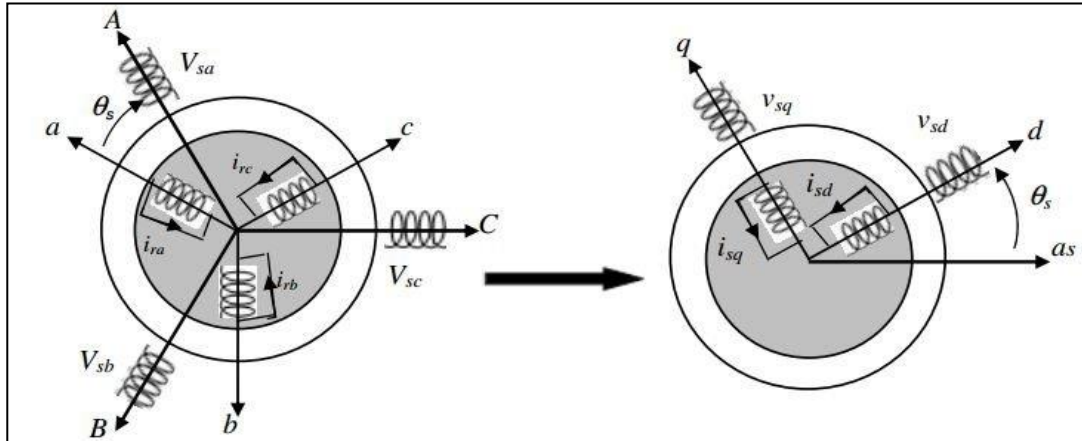


Figure (II.4) : Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park

II.3.1.Transformation de PARK :

Soit [VS] la vecteur tension appliqué aux 3 phases statoriques de la machine.

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}$$

La transformée de Park correspond tout simplement au changement de base (triphase- d q) qui permet de diagonaliser une matrice « inductance ».

La matrice de changement de base est [P(θ)] définie par :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2/3) & -\sin(\theta + 2/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II.14)$$

La matrice de changement de base [P(θ)] étant orthonormée, le calcul de sa matrice inverse est très simple :

$$[P(\theta)]^{-1} = \text{transposée } [P(\theta)] = [P(\theta)]^t$$

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

I.3.2. Application de la Transformation de Park à la Machine Asynchrone :

Dans le repère de Park (d, q)

I.3.2.1. Equations des Tensions :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \quad (\text{I.16})$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} - \omega_s \varphi_{ds}$$

$$V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} = 0$$

$$V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - \omega_r \varphi_{dr} = 0$$

Avec : $\omega_r = \omega_s - \omega_m$ et ω_m est la vitesse mécanique.

I.3.2.2. Equations du Flux :

$$\varphi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr}$$

$$\varphi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr}$$

$$\varphi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \quad (\text{II.17})$$

$$\varphi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs}$$

I.4. Choix du Référentiel :

- Référentiel Lié au Stator : $\omega_s = 0$; $\omega_r = -\omega_m$
- Référentiel Lié au Rotor : $\omega_r = 0$; $\omega_s = \omega_m$

- Référentiel Lie au Champ Tournant : $\mathbf{W}r = \mathbf{W}s - \mathbf{W}m$

Pour notre travail nous avons gardé les références lie au champ tournant

I.5.Mise sous Forme d'Equation d'Etat :

Le couple électromécanique développé par la machine asynchrone donné par la relation suivante :

$$[L] \frac{d[I]}{dt} = -[R][I] + [U] \quad (\text{II.18})$$

Avec :

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & W_r M & R_r & W_r M \\ -W_r M & 0 & -W_r M L_r & R_r \end{bmatrix};$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix};$$

On peut écrire :

$$\frac{d[I]}{dt} = -[R][I][L]^{-1} + [U][L]^{-1} \quad (\text{II.19})$$

Cette expression représente la forme équivalente de l'équation d'état

$$\frac{d[X]}{dt} = -[A][X] + [U][B] \quad (\text{II.20})$$

Avec : $A = -[R][L]^{-1}$ et $B = [L]^{-1}$

II.6. Modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone :

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est représenté par la Fig.II.5 sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable.

L'alimentation continue de l'onduleur est fournie à partir du secteur (220V/380V) via un redresseur à diodes et un filtre LC[23]

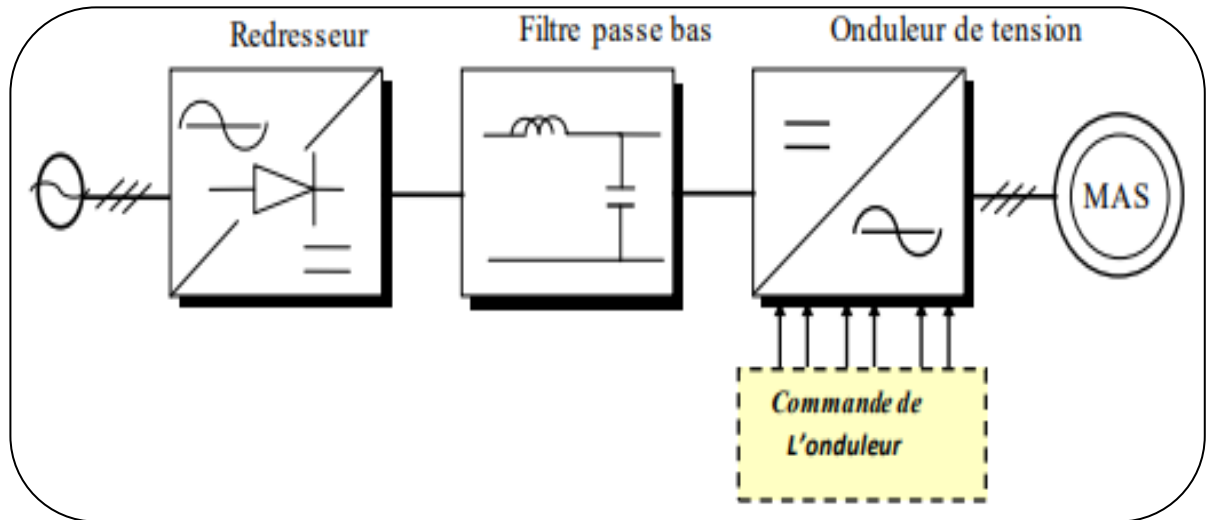


Figure (II.5) : Schéma de principe de l'association convertisseur – machine

Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Ces caractéristiques sont :

Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent.

- Une large plage de variation de vitesse.
- Des constantes de temps électrique et mécanique faible.
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constante.

II.6.1 Modélisation de Redresseur triphasé double alternance à diodes :

Le redresseur est un convertisseur « alternatif/continue » [05], Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continue à partir d'une source alternative, il est représenté par la Figure (II.6).

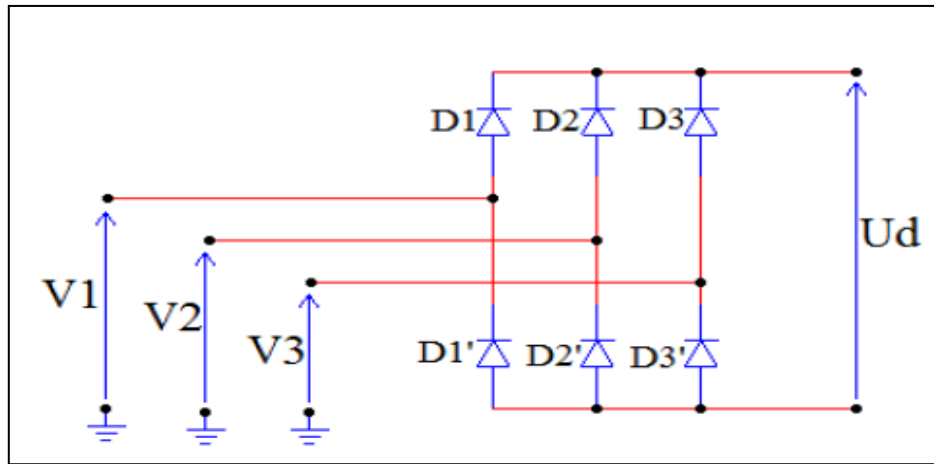


Figure (II.6) : Représentation de la redresseuse triphasée double alternance à diodes

Ce redresseur comporte trois diodes ($D1, D2, D3$) à cathode commune assurant l'aller du courant I_d et trois diodes ($D1', D2', D3'$) à anode commune assurant le retour du courant I_d . Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

$$\text{Tension : } \begin{cases} V_1(t) = V_m \sin(2\pi ft) \\ V_2(t) = V_m \sin(2\pi ft - 2\pi/3) \\ V_3(t) = V_m \sin(2\pi ft - 4\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Le pont de Graëtz à diodes triphasé alimenté par un système de tensions sinusoïdales triphasées. La séquence de conduction des diodes est définie comme suit:

$$D_i \text{ Conduitsi } V_i = \max(V_j); j = 1,2,3; i = 1,2,3$$

$$D'_i \text{ Conduitsi } V'_i = \min(V_j); j = 1,2,3; i = 1,2,3$$

La tension U_d à la sortie de redresseur est :

$$U_d = V_i - V'_i = \max(V_j) - \min(V_j) \quad (\text{II.22})$$

- $D_i; D'_i$: Les diodes en conduction
- V_i : La tension à l'anode de D_i
- V'_i : La tension à la cathode de D'_i

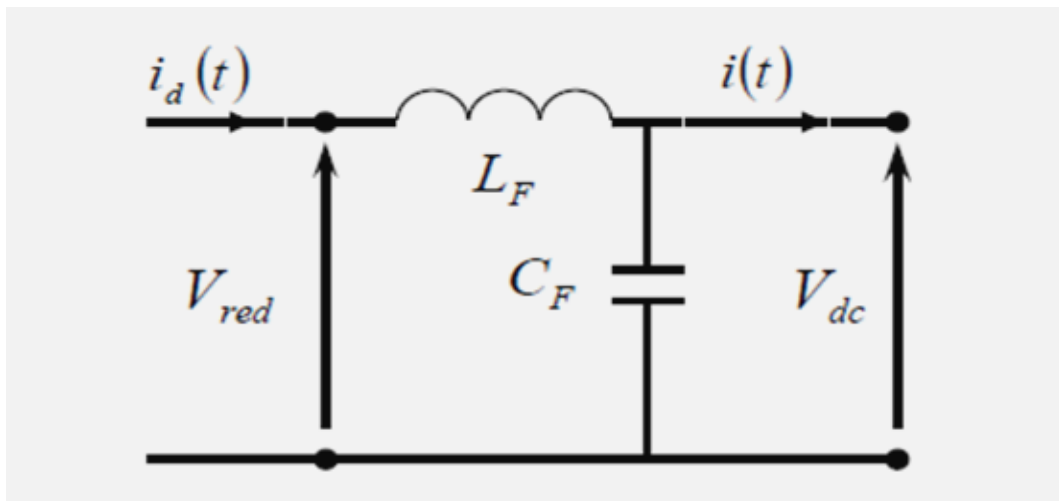
La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$U_{d_{moy}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (II.23)$$

II.6.2 Modélisation de filtre :

Pour améliorer la qualité de la source de tension continue, on insère à l'entrée de l'onduleur une capacité C_f , celle-ci absorbe la différence entre le courant unidirectionnel I_d et le courant I , ainsi elle supprime les brusques variations de U_{dc} lors de la commutation, par contre, pour réduire l'ondulation du courant I et protéger l'onduleur contre la vitesse critique de croissance de courant, on place en série une inductance de lissage L_f (de résistance interne R) l'ensemble L-C constitue un filtre passe bas [24].

On insère entre le redresseur et l'onduleur de tension un filtre passe bas (LC) pour éliminer les hautes fréquences. Le schéma représentatif est donné par la Figure (II.7)



Figure(II.7) : Représentation d'un filtre passe bas

Le modèle du filtre est défini par le système d'équation suivant :

$$U_d = L_f \frac{di_d(t)}{dt} + U(t) \quad (II.24)$$

$$\frac{dU(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_d(t) - i(t)) \quad (II.25)$$

Les deux équations précédentes, nous donnons la fonction de transfert $F(s)$ du filtre sous la forme :

$$F(s) = \frac{U(s)}{U_d} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_{fs}})^2} \quad (\text{II.26})$$

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{II.27})$$

Le rôle de la capacité C_f est d'assurer le caractère de source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge. Le rôle de l'inductance L_f est de lisser le courant i_d . Le filtre est du deuxième ordre dont la fréquence de coupure

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{II.28})$$

II.6.3 Modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux :

II.6.3.1 Structure général d'un onduleur triphasé à deux niveaux :

La structure de l'onduleur se compose d'une source de tension continue et de trois bras, chacun comprenant deux commutateurs bidirectionnels qui sont des transistors avec une diode parallèle dont chacun peut être commandé pour l'ouverture et la fermeture. Il peut s'agir de MOSFET pour les basses puissances et les très hautes fréquences, d'IGBT pour les grandes puissances et les hautes fréquences, ou de GTO pour les très grandes puissances et les basses fréquences, en conflit avec des diodes pour assurer.

la circulation du courant dans les deux sens. La figure (II.8) montre une structure d'onduleur de tension triphasé à deux niveaux à base des IGBTs[25].

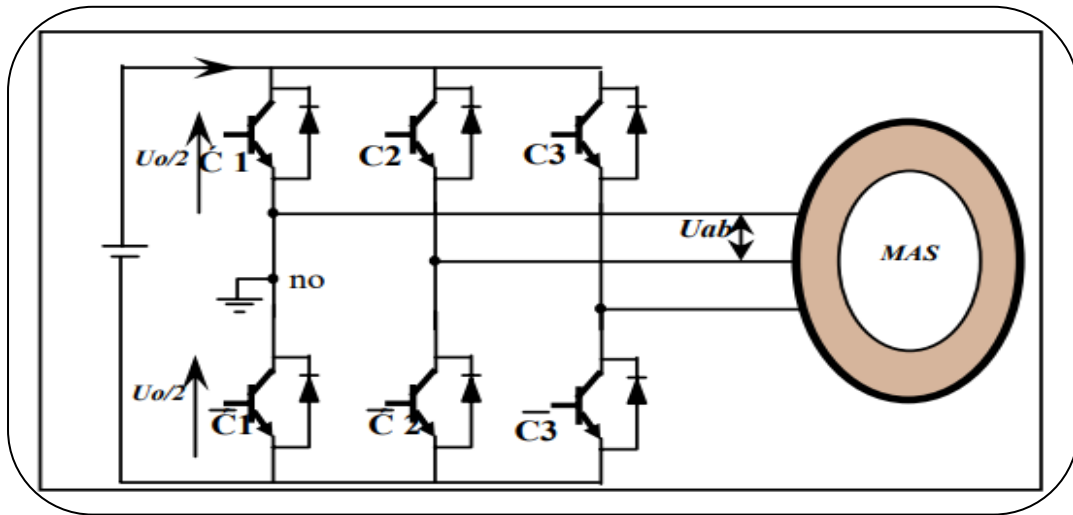


Figure (II.8) :Structure d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

II.6.3.2.Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé :

L'onduleur est composée de six IGBT bidirectionnels ($k_{xi}, x = a, b, c, i = 1, 2$) organisés comme dans la figure (II.8). Etant donné les commutateurs réelles des interrupteurs de puissance (temps d'ouverture et de fermeture différents), la configuration la plus dangereuse est celle où les deux transistors sont fermés, car la tension du bus est mise en court-circuit et par conséquent un courant important travers les IGBT entraînant leur destruction[25].

II.6.3.3. Fonction de commutation :

Comme nous l'avons expliqué précédemment, il est nécessaire d'effectuer une commande de commutation entre les interrupteurs pour éviter tout dommage, pour cela les commutations qui sont créées par les interrupteurs qui sont supposées être idéales, sont décrites par la fonction de connexion S_{xi}

$K_{xi}, x = a, b, c, i = 1, 2$ comme suit :

$$\begin{cases} S_{xi} = 1 & K_{xi} \text{ fermé} \\ S_{xi} = 0 & K_{xi} \text{ Ouvert} \end{cases} \quad (II.29)$$

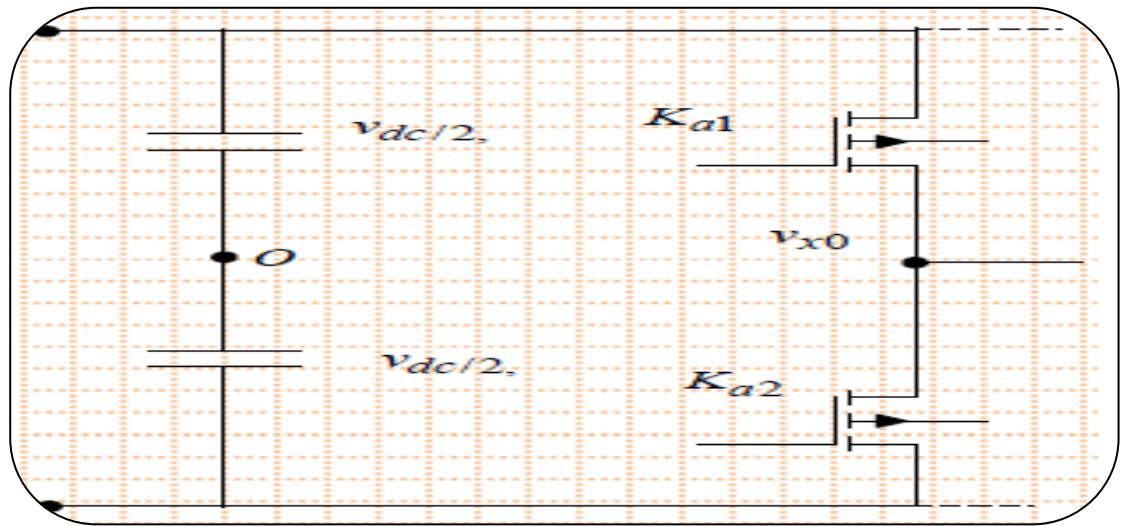
Considérant que les bras de l'onduleur triphasé à deux niveaux se compose de deux IGBT commutent de façon complémentaire, on peut écrire la règle de commutation suivante [25]:

$$S_{x1} = 1 - S_{x2}, \quad x = a, b, c \quad (\text{II.30})$$

II.6.3.4 Tensions de sortie :

La figure représente un bras d'un onduleur triphasé à deux niveaux, la tension générée à la sortie de chaque bras v_{xo} peut être exprimé par la relation suivante :

$$V_{x0} = \begin{cases} V_{dc}/2 = K_{x1} = 1 \\ V_{dc}/2 = K_{x1} = 0 \end{cases} \quad x = a, b, c \quad (\text{II.31})$$



Figure(II.9) : Bras d'un onduleur triphasé à deux niveaux.

Les tensions composées v_{ab} , v_{bc} , v_{ca} (voir figure) peuvent être calculées en fonction des tensions des bras v_{ao} , v_{bo} , v_{co} comme suit :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{a0} - V_{b0} = (S_{a0} - S_{b0})V_{dc}/2 \\ V_{bc} = V_{b0} - V_{c0} = (S_{b0} - S_{c0})V_{dc}/2 \\ V_{ca} = V_{c0} - V_{a0} = (S_{c0} - S_{a0})V_{dc}/2 \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Les tensions simples v_a , v_b , v_c sont calculées en fonction de tension composées v_{ao} , v_{bo} , v_{co} comme suit :

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3}(V_{ab} - V_{ca}) \\ V_b = \frac{1}{3}(V_{bc} - V_{ab}) \\ V_c = \frac{1}{3}(V_{ca} - V_{bc}) \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

En considérant que la charge est équilibrée, i.e. $v_a + v_b + v_c = 0$, les tensions simples peuvent être exprimées en fonction des fonctions des connexions S_{xi} comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

II.7 Modélisations d'un onduleur triphasé à deux niveaux alimente une charge R-L via un filtre LC :

Dans cette partie, nous allons développer le modèle mathématique du système représenté dans la figure (II.10) dans le repère stationnaire triphasé (abc), le repère stationnaire biphasé ($\alpha\beta$) et le repère asynchrone (dq). Cette modélisation sera utilisée ensuite pour contrôler ce système.

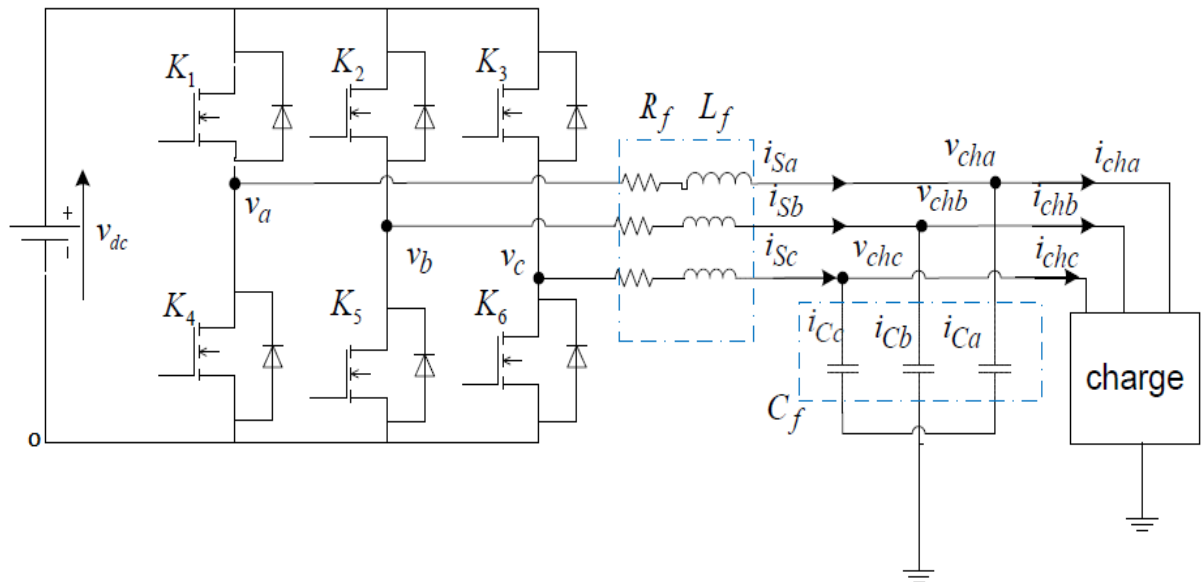


Figure (II.10): Onduleur de tension triphasé à 2 niveaux alimente une charge via un filtre LC.

II.7.1 Modélisation du système (onduleur + filtre LC+charge) dans le repère stationnaire (abc) :

La figure (II.10) montre la structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux alimente une charge inductive via un filtre L-C. Le modèle mathématique de ce système dans repère stationnaire triphasé (abc) est obtenu en appliquant la loi de Kirchhoff au côté alternatif du système, ce qui donne:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + R_f \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{cha} \\ V_{chb} \\ V_{chc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

Où $v_{cha}, v_{chb}, v_{chc}$ sont les tensions de la charge, v_a, v_b, v_c et i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} sont respectivement, les tensions et les courants générés par l'onduleur; L_f, R_f représentent respectivement l'inductance du filtre et sa résistance interne.

D'un autre côté, les tensions aux bornes des condensateurs du filtre sont décrites par le système d'équation suivant:

$$C_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_{cha} \\ V_{chb} \\ V_{chc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{cha} \\ i_{chb} \\ i_{chc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

Où, $i_{cha}, i_{chb}, i_{chc}$ représentent les courants de la charge.

II.7.2 Modélisation du système (onduleur+filtre LC+charge) dans le repère $\alpha\beta$:

Les modèles représentés dans les systèmes d'équation (II.36) et (II.35) peuvent être transformé dans le repère stationnaire biphasé en utilisant la transformation suivante :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = T^{\alpha\beta}_{abc} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

Ou : $T_{\alpha\beta}^{abc} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$ x peut prendre les grandeurs i_{ch} , v_{ch} , v ou i_s .

On utilisant la transformation (II.37), les modèles mathématiques (II.36) et (II.35), peuvent être transformés dans le repère $\alpha\beta$ comme suit:

$$\begin{cases} L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = -R_f \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{x\alpha} \\ V_{x\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{ch\alpha} \\ V_{ch\beta} \end{bmatrix} \\ C_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{sch\alpha} \\ i_{sch\beta} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (II.38)$$

II.7.3 Modélisation du système (onduleur+filtre LC+charge) dans le repère d-q :

Le modèle représentés dans les systèmes d'équation (II.35) et (II.35) peuvent être transformés dans le repère

synchrone (dq) en utilisant la transformation suivante :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta}^{d\alpha} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (II.39)$$

Ou : $T_{\alpha\beta}^{d\alpha} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$ x peut prendre les grandeurs i_{ch} , v_{ch} , v ou i_s ;

θ est l'argument du vecteur de tension de la charge qui peut être calculé comme suit :

$$\theta = \text{actang} \left(\frac{V_\beta}{V_\alpha} \right) \quad (II.40)$$

En utilisant la transformation (II.38), dans (II.36) et (II.34), on trouve le modèle du système de la figure (II.14) dans le repère synchrone (dq) comme suit :

$$\begin{cases} L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_f & \omega \\ -\omega & -R_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{x\alpha} \\ V_{x\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{ch\alpha} \\ V_{ch\beta} \end{bmatrix} \\ C_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_{chd} \omega - V_{chd} \\ V_{chq} \omega - V_{chq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{chd} \\ i_{chq} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (II.41)$$

II.8. Modélisation de la commande vectorielle:

II.8.1. Principe de découplage pour la MAS en analogie avec la MCC:

Le couple électromagnétique de la machine à courant continu est donné par:

$$C_{em} = k \varphi_a I_a \text{ et } \varphi_a = k_f I_f \quad (II.42)$$

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est donné par :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{rd} I_{sq} - \varphi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{II.43})$$

Avec : $I_a I_{sq}$ Composantes de couple. $I_f I_{sd}$ Composantes de flux.

II.8.2 Commande vectorielle avec orientation du flux rotorique :

Alignement de vecteur du flux rotorique sur l'axe d : $\begin{cases} \varphi_{rd} = \varphi_r \\ \varphi_{rq} = 0 \end{cases}$

Les équations d'état dans le chapitre précédent s'écrivent comme suite :

- **Pour le stator :**

$$V_{sd} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) L_{sd} - \sigma L_s \omega L_{sq} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} \varphi_{rd} \quad (\text{II.44})$$

$$V_{sq} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) L_{sq} + \sigma L_s \omega L_{sd} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} \omega_r \varphi_r \quad (\text{II.45})$$

- **Pour le rotor :**

Les flux rotorique devient :

$$\varphi_r + T_r \frac{d\varphi_r}{dt} = L_m I_{sd} \quad (\text{II.46})$$

Après l'application de *Transformation de Laplace* en trouve:

$$\varphi_r = \frac{L_m}{1 + T_r S} \quad (\text{II.47})$$

Avec

S : Opérateur de *Laplace*.

La pulsation de glissement devient :

$$\omega_r = \frac{L_m}{T_r \varphi_r} I_{sq} \quad (\text{II.48})$$

L'équation (II.47) signifie que si le flux est établi a sa valeur de référence, éventuellement

par un contrôle linéaire, alors la pulsation de glissements devient proportionnelle à la composante , qui est naturellement une composante image du couple donnée par (II.48) Pour le couple devient :

Nous avons vu que le couple en régime quelconque s'exprime dans le repère qd , comme un produit croisé de courant ou de flux:

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{rd} I_{sq} - \varphi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{II.49})$$

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

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} (\varphi_r I_{sq}) \quad (II.50)$$

Est une équation similaire à celle d'une machine à courant continu, d'autant plus si $\varphi_{rd} = cte$, alors le $\varphi_{rd} = cte C_{em}$ devient directement contrôlable linéairement par I_{sq}

II.8.3. Modèle de la machine en vue d'un contrôle du flux rotorique :

Pour simplifier le modèle, nous considérons les deux courants statorique (I_{sd} et I_{sq}), les flux rotoriques (φ_{sd} et φ_{sq}) et la vitesse mécanique (Ω), comme variables d'état. Le modèle de la machine alimentée en tension dans le repère lié au champ tournant est le suivant [26].

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sd} - \sigma L_s \omega_s I_{sq} - \frac{L_m}{T_r L_r} \varphi_{rd} - \frac{L_m}{L_r} \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sq} - \sigma L_s \omega_s I_{sd} - \frac{L_m}{T_r L_r} \varphi_{rq} - \frac{L_m}{L_r} \omega_r \varphi_{rd} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rq} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \\ C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{rd} I_{sq} - \varphi_{rq} I_{sd}) \end{array} \right. \quad (II.51)$$

- $T_r = L_r / R_r$: Constante de temps rotorique
- $T_s = L_s / R_s$: Constante de temps statorique
- $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$: Coefficient de fuites totales

La commande vectorielle par orientation du flux rotoriques nécessite la condition suivante :

$\varphi_{rd} = \varphi_r, \varphi_{rq}=0$ qui nous permet de simplifier le modèle de la machine comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sd} - \sigma L_s \omega_s I_{sq} - \frac{L_m}{T_r L_r} \varphi_r \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sq} - \sigma L_s \omega_s I_{sd} + \frac{L_m}{T_r L_r} \varphi_{rq} - \frac{L_m}{L_r} \omega_r \varphi_r \\ \omega_s - \omega = \frac{L_m i_{sq}}{T_r \varphi_r} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rq} \\ J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f \Omega \\ C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} \varphi_{rd} I_{sq} \end{array} \right. \quad (II.52)$$

II.8.4. Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté avec alimentation en tension :

II.8.4 .1. Mesure directe du flux dans l'entrefer :

Une première idée consiste à mettre un capteur de flux dans l'entrefer de la machine.

Ces capteurs peuvent être :

- Des capteurs par effet hall placés sous les dents du stator.
- Une spire sous un pôle de chaque phase.

Ces capteurs nécessitent des moteurs spéciaux. Donc, les avantages du moteur asynchrone simplicité robustesse et faible coût sont alors perdus. Pour que la MAS garde ses avantages, on a recours au développement des méthodes dynamiques du flux dont la position et le module sont obtenus à partir des grandeurs plus faciles à acquérir (courants, vitesse et tensions).

II.8.4 .2 Modèle dynamique du flux et du couple :

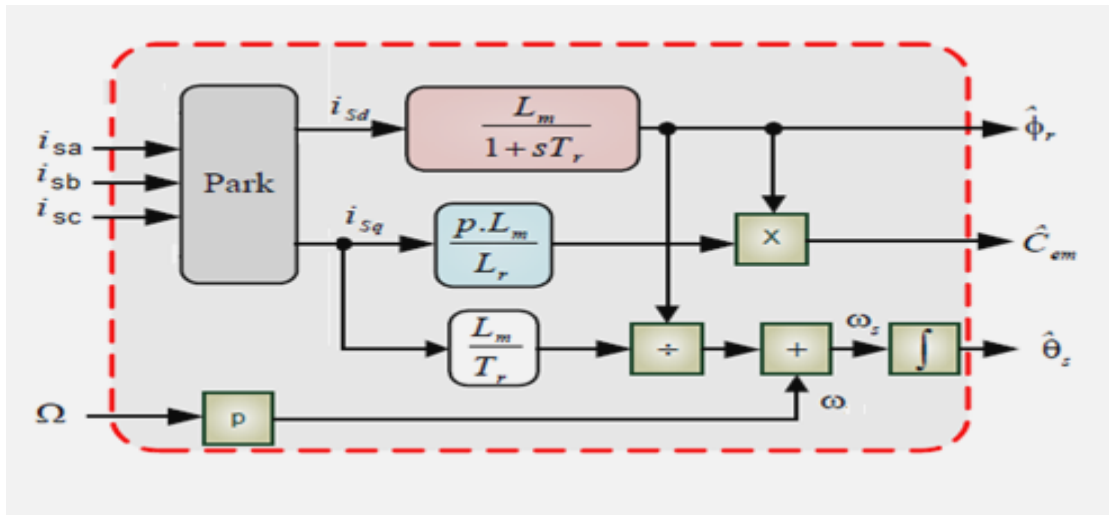
Le flux rotorique (II.45) et le couple électromagnétique (II.50) peuvent être estimés à partir des courants I_{sd} et I_{sq} , grandeurs statorique accessible à partir de

la mesure des courants réels statorique sous réserve de la réalisation de la transformation de Park [27]

$$\begin{cases} \varphi'_r + T_r \frac{d\varphi'_r}{dt} = L_m I_{sd} \\ C'_{em} = P \frac{L_m}{L_r} I_{sq} \varphi'_r \\ w'_s - w = \frac{L_m I_{sq}}{T_r \varphi'_r} \\ \theta' = \int w'_s dt \end{cases} \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} \varphi'_r = \frac{L_m}{1+T_r s} I_{sd} \\ C'_{em} = P \frac{L_m}{L_r} I_{sq} \varphi'_r \\ \theta' = \int \left(P\Omega + \frac{L_m I_{sq}}{T_r \varphi'_r} \right) dt \end{cases} \quad (II.53)$$

L'équation $\theta' = \int \left(P\Omega + \frac{L_m I_{sq}}{T_r \varphi'_r} \right) dt$ n'est pas exploitable telle quelle puisque est φ'_r nul au démarrage du moteur. Pour cela, nous utilisons l'équation suivante :

$$\theta' = \int \left(P\Omega + \frac{L_m I_{sq}}{T_r \varphi'_r + 0.01} \right) dt \quad (II.54)$$



Figure(II.11) : Estimateur du flux et du couple

Ce système peut être exploité pour réaliser une commande vectorielle directe à fluxorienté, mais il y un inconvénient majeur ceci V_{sd} et V_{sq} influent à la fois sur I_{sd} et I_{sq} et sur le flux et le couple.

II.8.5. Découplage :

Différentes techniques de découplage existent : découplage par retour d'état, découplage statique ou découplage par compensation, que nous allons présenter maintenant, [28] [29].

II.8.5.1. Découplage par compensation :

La compensation a pour but de découpler les axes d et q . Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine, et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi decalculer aisément les coefficients des régulateurs, [29].

On suppose que le flux varie lentement par rapport au courant statorique. En appliquant la transformation de Laplace aux équations on obtient alors :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= \left(\frac{L_r T_r}{R_s L_r T_r + L_m^2 + \sigma L_s L_r T_r S} \right) I_{sd} - \sigma L_s \omega_s I_{sq} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} \varphi_r \\ V_{sq} &= \left(\frac{L_r T_r}{R_s L_r T_r + L_m^2 + \sigma L_s L_r T_r S} \right) I_{sq} + \sigma L_s \omega_s I_{sd} + \frac{L_m}{L_r^2} \omega_r \varphi_r \\ I_{sd} &= \frac{(1+T_r S) \varphi_r}{L_m} \end{aligned} \quad (\text{II.55})$$

II.8.5.2. Le principe de découplage par compensation :

Le principe de découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} tel que n'agit que sur I_{sd1} et V_{sq1} sur I_{sq}

Donc, on peut écrire les tensions V_{sd} et V_{sq} en fonction de V_{sd1} et V_{sq1} comme suit [30]:

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - f_{emd} \\ V_{sq} = V_{sq1} - f_{emq} \end{cases} \quad (\text{II.56})$$

f_{emd} et f_{emq} Des f.e.m des perturbations partiellement liées aux courants et introduisant le couplage non linéaire.

Avec :

$$\begin{cases} f_{emd} = \sigma L_s \omega_s I_{sq} + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \varphi_r \\ f_{emq} = -\sigma L_s \omega_s I_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \varphi_r + \frac{L_m^2}{T_r L_r} \varphi_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.57})$$

On a donc un nouveau système :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sd} = \frac{L_r^2}{(R_s L_r^2 + R_r L_m^2) + (\sigma L_s L_r^2) S} I_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sq} = \frac{L_r^2}{(R_s L_r^2 + R_r L_m^2) + (\sigma L_s L_r^2) S} I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.58})$$

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{(1+T_r S)}{L_m} \varphi_r \\ I_{sq} = \frac{L_r}{P L_m \varphi_r} C_{em} \end{cases} \quad (\text{II.59})$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} :

Le schéma bloc de la figure suivante montre la méthode de compensation des termes croisés et des termes non linéaires [31] [32].

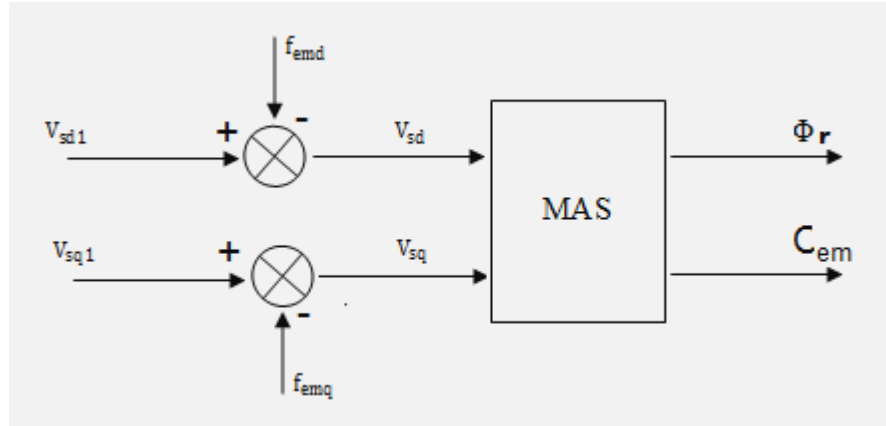


Figure (II.12) : Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

- les actions sur les axes d et q qui sont donc découplés :
- En faisant apparaître de manière explicite le courant I_{sd} et I_{sq}

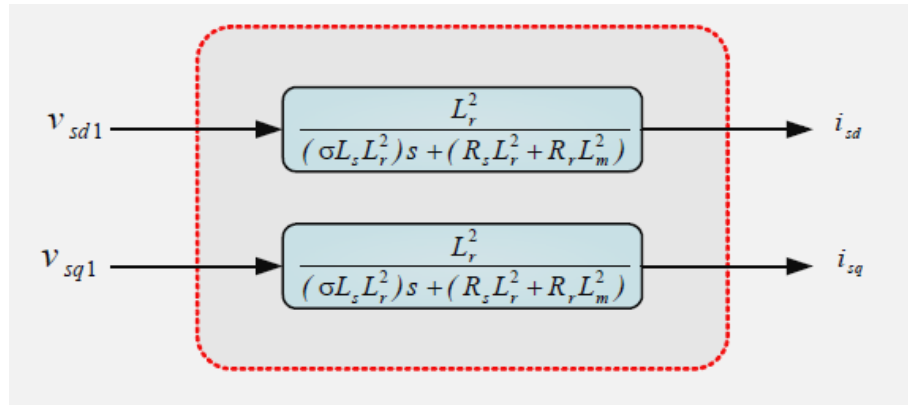


Figure (II.13) : Commande découplée – expression de I_{sd} et I_{sq}

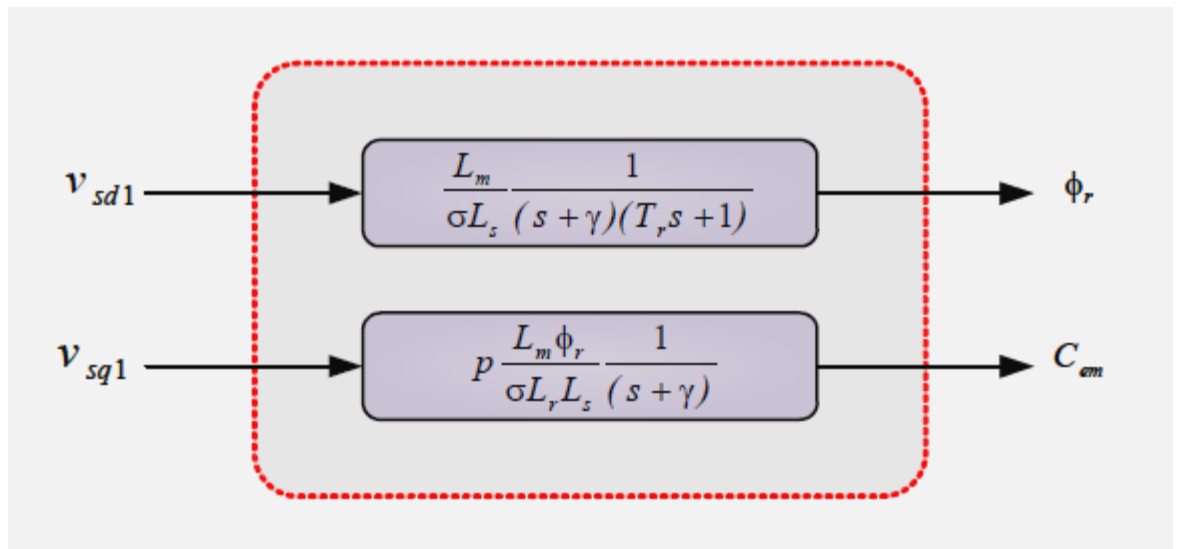
En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple nous obtenons:

Don , on obtient le modèle découplé, à travers l’expression du couple et du flux :

$$\varphi_r = \frac{L_m}{(1+T_r S)} I_{sd} = \left(\frac{L_m}{\sigma L_s} \frac{1}{(S+\gamma)(T_r S+1)} \right) V_{sd} \quad (II.59)$$

$$C_{em} = \frac{P L_m \varphi_r}{L_r} I_{sq} = \left(\frac{P L_m \varphi_r}{\sigma L_s L_r} \frac{1}{S+\gamma} \right) V_{sq1} \quad (II.60)$$

$$\gamma = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}$$

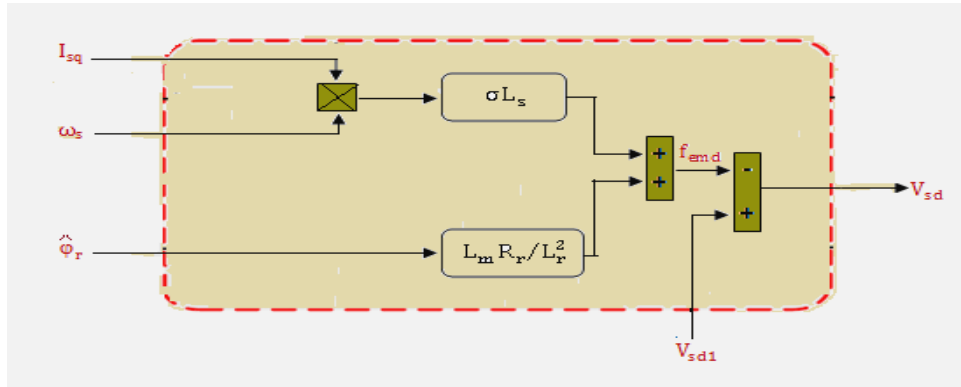


Figure(II.14) : Commande découplée – expression de C_{em} et ϕ_r

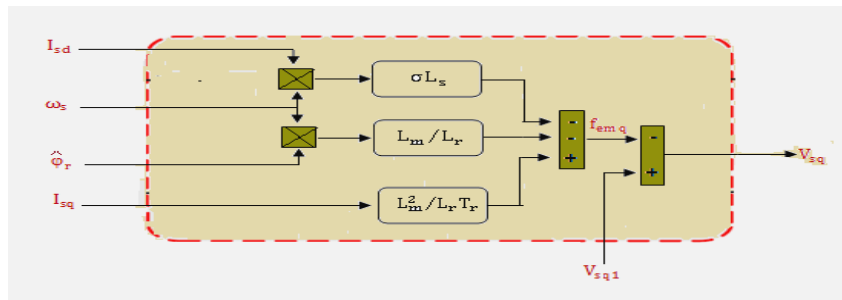
II.8.5.3. Schéma de compensation :

Les termes (f_{emd}, f_{emq}) représentent les forces électromotrices de compensation que l'on doit ajouter à la sortie de chaque régulateur, afin de reconstituer le vecteur tension modulant appliquée à la machine. Ces f.e.m de compensation permettent de confirmer le découplage.

D'après les équations des tensions, nous présentons le bloc de compensation comme suit:



Figure(II.15) :Bloc de compensation femd



Figure(II.16) : Bloc de compensation femq

II.8.5.4. Défluxage :

Le flux de référence est donné par un bloc de défluxage. Ce bloc de défluxage est nécessaire, car il sert à diminuer le flux et donc le couple lors du fonctionnement en survitesse [26].

Les équations qui traduisent le bloc de défluxage s'écrivent comme suit:

$$\varphi^* = \begin{cases} \varphi_m & \text{si } \Omega < \Omega_n \\ \frac{\varphi_m \Omega_n}{\Omega} & \text{si } \Omega > \Omega_n \end{cases} \quad (\text{II.61})$$

II.8.7. Calcul des régulateurs :

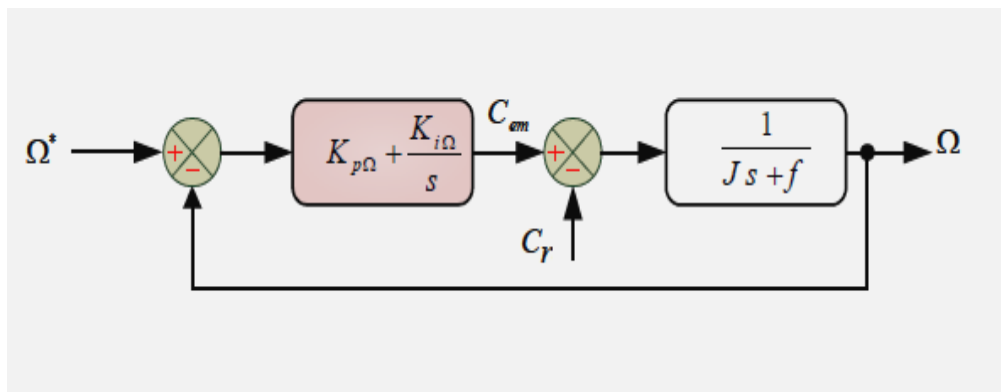
Pour les réglages industriels, quelques structures de base sont introduites, comme le réglage classique, le réglage d'état, le réglage par mode de glissement et le réglage en cascade.

Dans le cas de ce chapitre nous représentons le réglage classique avec de régulateur PI qui satisfait avec succès la régulation en commande vectorielle du point de vue (stabilité, précision, rapidité), et car les grandeurs à régler sont des grandeurs continues.

II.8.7.1. Régulateur de Vitesse :

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante, ainsi que pour compenser la constante du temps mécanique.

La vitesse peut être contrôlée à travers un régulateur PI dont les paramètres peuvent être calculés à partir



Figure(II.18) :Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse

La fonction de transfert de régulateur PI est donnée par :

$$F_{Pi}(s) = K_{pΩ} + \frac{K_{iΩ}}{s} = \frac{K_{iΩ}}{s} (1 + \tau s) \quad (\text{II.62})$$

$$\text{Avec : } \tau = \frac{K_{pΩ}}{K_{iΩ}}$$

f :Coefficient de frottement visqueux, J : Moment d'inertie ramené sur l'axe moteur.

$$\text{Nous avons: } \Omega = \frac{1}{Js+f} (C_{em} - C_r)$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur **pi** classique, Ω s'écrit alors:

$$\Omega = \frac{1}{Js+f} \left(K_{p\Omega} - \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{Js+f} C_r \quad (\text{II.63})$$

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

$$F_{Pi}(s) = K_{P\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} = \frac{K_{i\Omega}}{s} (1 + \tau s) \quad (\text{II.64})$$

$$\text{Avec: } \tau = \frac{K_{P\Omega}}{K_{i\Omega}}$$

f : Coefficient de frottement visqueux, J : Moment d'inertie ramené sur l'axe moteur.

$$\text{Nous avons: } \Omega = \frac{1}{Js+f} (C_{em} - C_r)$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur **pi** classique, Ω s'écrit alors:

$$\Omega = \frac{1}{Js+f} \left(K_{P\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{Js+f} C_r \quad (\text{II.65})$$

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

$$\Omega = \frac{K_{P\Omega}s + K_{i\Omega}}{Js^2 + (K_{P\Omega} + f)s + K_{i\Omega}} \Omega^* - \frac{s}{Js^2 + (K_{P\Omega} + f)s + K_{i\Omega}} C_r \quad (\text{II.66})$$

On considère que le courant I_{sq} est parfaitement régulé $C_r = 0$ et la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par:

Cette fonction de transfert possède une dynamique de deuxième ordre. En identifiant le Dénominateur à la forme canonique

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{\left(\frac{1}{Js+f} \right) \left(K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right)}{1 + \left(\frac{1}{Js+f} \right) s + \left(K_{P\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right)} = \frac{1 + \tau s}{1 + \left(\tau + \frac{f}{K_{i\Omega}} \right) s + \frac{J}{K_{i\Omega}} s^2} = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_0} s + \frac{s^2}{\omega_0^2}} \quad (\text{II.67})$$

Nous avons à résoudre le système d'équations suivant :

$$\tau = \frac{K_{P\Omega}}{K_{i\Omega}}$$

$$\frac{J}{K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_0^2}$$

$$\frac{2\xi}{\omega_0} = \tau + \frac{f}{K_{i\Omega}}$$

Avec :

- ξ : Coefficient d'amortissement
- ω_0 : Pulsation du système

La figure suivante donne la relation entre la pulsation propre (ω_0) le temps de réponse à 5% ($t_{rep\ 5\%}$) et le coefficient d'amortissement (ξ)

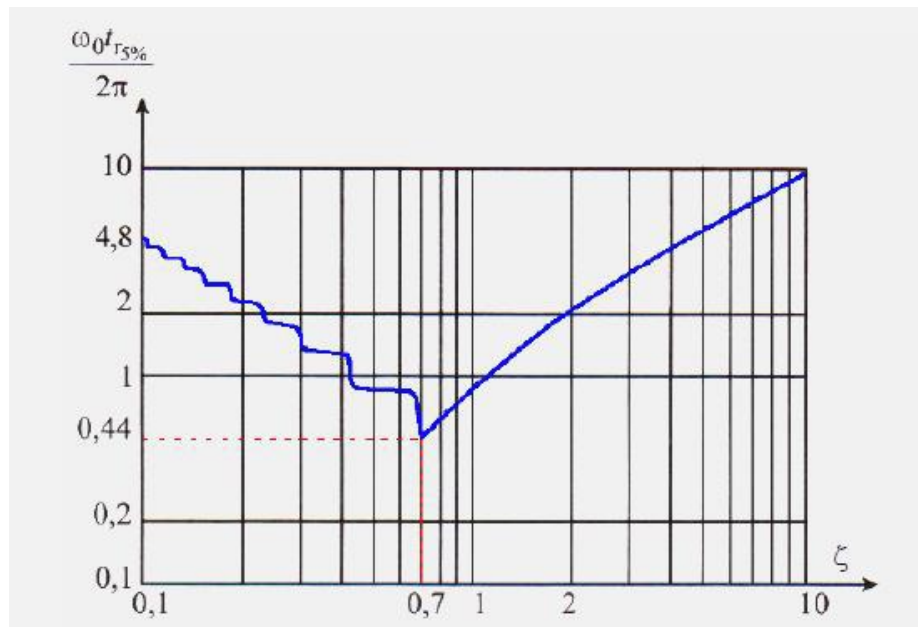


Figure (II.19) : Temps de réponse à 5% en fonction du coefficient d'amortissement

avec un coefficient d'amortissement de 1, on obtient $t_{rep\ 5\%} : \approx 4.75$

Les paramètres du régulateur PI sont alors les suivants :

$$\begin{cases} K_{i\Omega} = J \left(\frac{4.75}{t_{r5\%}} \right)^2 \\ K_{P\Omega} = J \frac{9.5}{t_{r5\%}} - f \end{cases} \quad (\text{II.68})$$

Application numérique :

ξ	1		
$t_{r5\%}(\Omega)(ms)$	500	400	300
$K_{P\Omega}$	0.95	1.19	1.58
$K_{i\Omega}$	4.51	7.05	12.53

Tableau : Paramètres du Régulateur de Vitesse

II.8.7.2. Régulateur de Couple :

Les relations de découplage définies par la Permettent d'exprimer le couple (Cem)

$$\frac{C_{em}}{V_{sq1}} = \frac{pL_m}{\sigma L_s L_r} \frac{\varphi^*}{(s+\gamma)} = \frac{K_{Cem}}{s+\gamma} \quad (\text{II.69})$$

Avec

$$\gamma = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}$$

$$K_{Cem} = \frac{pL_m \varphi^*}{\sigma L_s L_r}$$

Les paramètres du régulateur seront donc dépendants de la consigne de flux φ^* , La figuresuivante donne un schéma de contrôle du couple en utilisant un régulateur de type PI.

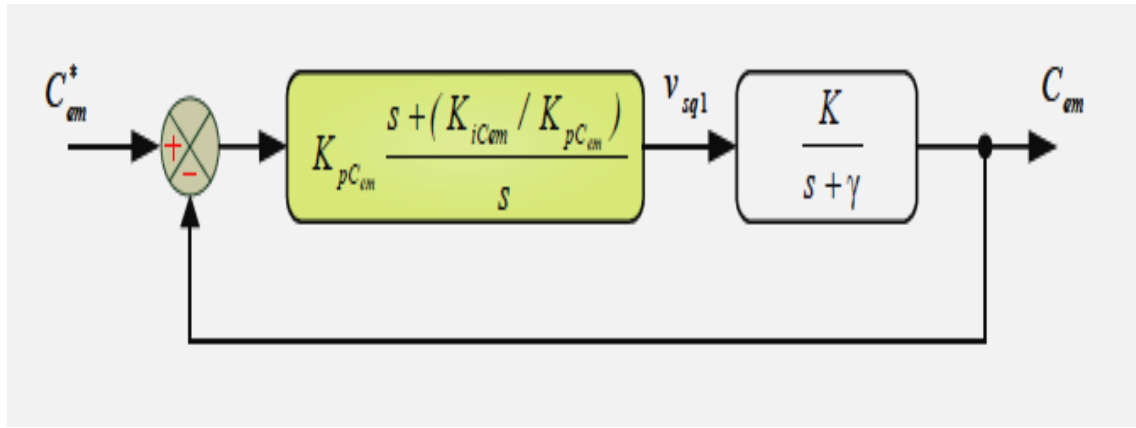


Figure (II.20) : Schéma fonctionnel de la régulation de Couple

Compensons le pôle $s + \gamma$ par $s + \frac{K_{iCem}}{K_{pCem}}$, ce qui se traduit par la condition:

$$\gamma = \frac{K_{iCem}}{K_{pCem}} \tag{II.70}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$\frac{C_{em}}{C_{em}^*} = \frac{K_{pCem} K_{Cem}}{s} \tag{II.71}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{C_{em}}{C_{em}^*} = \frac{K_{pCem} K_{Cem}}{s + K_{pCem} K_{Cem}} = \frac{1}{\left(\frac{1}{K_{pCem} K_{Cem}}\right)s + 1} \tag{II.72}$$

C'est une réponse de type premier ordre de constante de temps

$$\tau_{Cem} = \frac{1}{K_{pCem} K_{Cem}}$$

Pour un temps de réponse imposé $t_{rep\ Cem\ (5\%)}$ nous obtenons la condition suivante :

$$t_{rep\ Cem\ (5\%)} = 3\tau_{Cem} = 3 \frac{1}{K_{pCem} K_{Cem}} \tag{II.73}$$

$$\text{Soit } K_{pCem} = 3 \frac{\sigma L_s L_r}{P L_m \varphi r_{ref} t_{rep\ Cem\ (5\%)}} \tag{II.74}$$

d'après l'équation (II.70): $K_{iCem} = \gamma K_{PCem}$

Application numérique :

$$T_s = 0.1295, T_r = 0.0871, \sigma = 0.0766, \gamma = 140.09$$

φ_r^* (wb)	0.85		
$t_{rep\ Cem}$ (5%)(ms)	50	40	30
$K_{p\ cem}$	2.85	3.56	4.74
K_{iCem}	399.2565	498.72	664

Tableau II.1 présente les Paramètres du Régulateur de couple

II.8.7.3. Régulateur du flux :

Le découplage proposé les permet d'écrire

$$\varphi_r = \frac{K\varphi}{(s+\gamma)(s+\frac{1}{T_r})} V_{sd1} \tag{II.75}$$

Avec : $k\varphi = \frac{L_m}{\sigma L_s T_r}$ et $\gamma = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}$

Nous souhaitons d'obtenir en boucle fermée une réponse de type 2^{ème} ordre.

Soit un régulateur PI classique :

$$PI_\varphi(s) = K_{p\varphi} + \frac{K_{i\varphi}}{s} \tag{II.76}$$

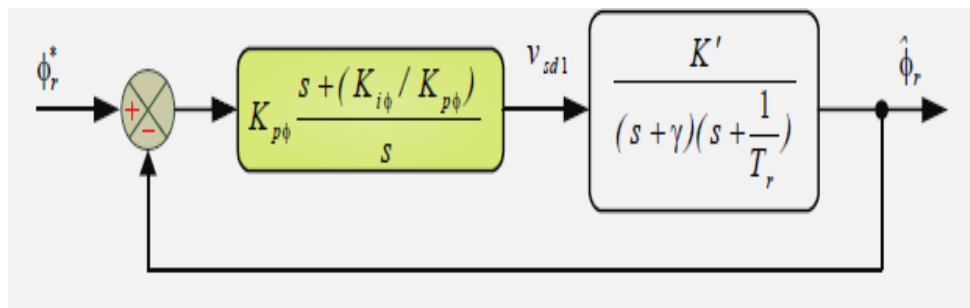


Figure (II.21) : Schéma fonctionnel de la régulation de Flux

Compensons le pôle le plus lent par le numérateur de la fonction de transfert de notre régulateur, $s + \frac{1}{T_r}$ par $s + \frac{K_{i\varphi}}{K_{p\varphi}}$ ce qui se traduit par la condition:

$$\frac{K_{i\varphi}}{K_{p\varphi}} = \frac{1}{T_r} \tag{II.77}$$

En boucle ouverte, la fonction de transfert s'écrit comme suit :

$$\frac{K_{p\varphi}K_{\varphi}}{s(s+y)} \tag{II.78}$$

D'où, la fonction du transfert du système en boucle fermée :

$$\frac{\varphi'}{\varphi^*} = \frac{1}{\left(\frac{1}{K_{\varphi}K_{p\varphi}}\right)s^2 + \left(\frac{y}{K_{\varphi}K_{p\varphi}}\right)s + 1} \tag{II.79}$$

En comparant avec la forme de second ordre, on trouve que :

$$\begin{cases} K_{\varphi}K_{p\varphi} = \omega_0^2 \\ K_{p\varphi} = \frac{\omega_0}{2\xi K_{\varphi}} \end{cases} \tag{II.80}$$

D'où, le paramètre du régulateur :

$$\begin{cases} K_{\varphi}K_{p\varphi} = \frac{y^2}{(2\xi)^2 K_{\varphi}} \\ K_{p\varphi} = \frac{1}{T_r} K_{p\varphi} \end{cases} \tag{II.81}$$

Application numérique :

ξ	0.5	0.6	0.7
$K_{p\varphi}$	139	97	71
$K_{i\varphi}$	1595.86	1113.66	815.15

Tableau II.3 présente les Paramètres du Régulateur de flux

II.9. Conclusion :

Dans ce chapitre on a présenté la modélisation de la machine asynchrone alimentée par une source de tension sinusoïdale triphasée sous des hypothèses simplificatrices et utilisé la transformation de Park qui permet le passage de la représentation triphasée au celle biphasée.

Ensuite, on a présenté l'alimentation de la machine asynchrone c'est-à-dire le redresseur, le filtre (LC) et l'onduleur de tension, pour ce dernier nous avons parlé sur l'onduleur deux niveaux et voir les deux configurations possibles qui sont mises en œuvre.

Enfin, on a établi la technique de la commande vectorielle directe par orientation de flux rotoriques. Grâce à cette technique la commande, la machine asynchrone devient semblable avec la machine à courant continu donc facile à commander.



Chapitre III:

Simulation et Interprétation des

Résultats

III.1. Introduction:

Le principe est semblable à celui utilisé pour la simulation analogique mais tout ce qui était réalisé avec du "matériel" sera remplacé par un logiciel exécuté par un ordinateur.

Le réglage des paramètres effectué à l'aide du clavier est beaucoup plus aisé que sur les simulateurs analogiques, une liaison "physique" avec l'extérieur est possible grâce aux cartes de conversion analogique numérique d'entrée et numérique de sortie.

Dans cette étude nous avons utilisé le MATLAB/SIMULINK comme moyen de simulation de notre système. La simulation est faite en deux parties comme suite:

- 1) Simulation et interprétation de l'association Convertisseur-machine
- 2) Simulation, Analyse et Interprétation de la CVD de la MAS

III.2. Simulation et interprétation de l'association Convertisseur-machine

Cette partie est consacré a la simulation numérique de la MAS associé par un onduleur de tension triphasé, contrôlé par une MLI sinusoïdale. Le but c'est la préparation de la machine a la seconde partie (CVD) et voir la différence de fonctionnement avec et sans CVD .

La simulation de l'association convertisseur – machine se faite à vide puis l'application d'une charge de 10 n.m à $t=1$ s.

On va choisir les deux paramètres de réglage pour la commande de l'onduleur:

- Fréquence des porteuses $f_p=4.85$ GHz.
- Coefficient de réglage $r=0.86$.

III.2.1. Les blocs de simulation

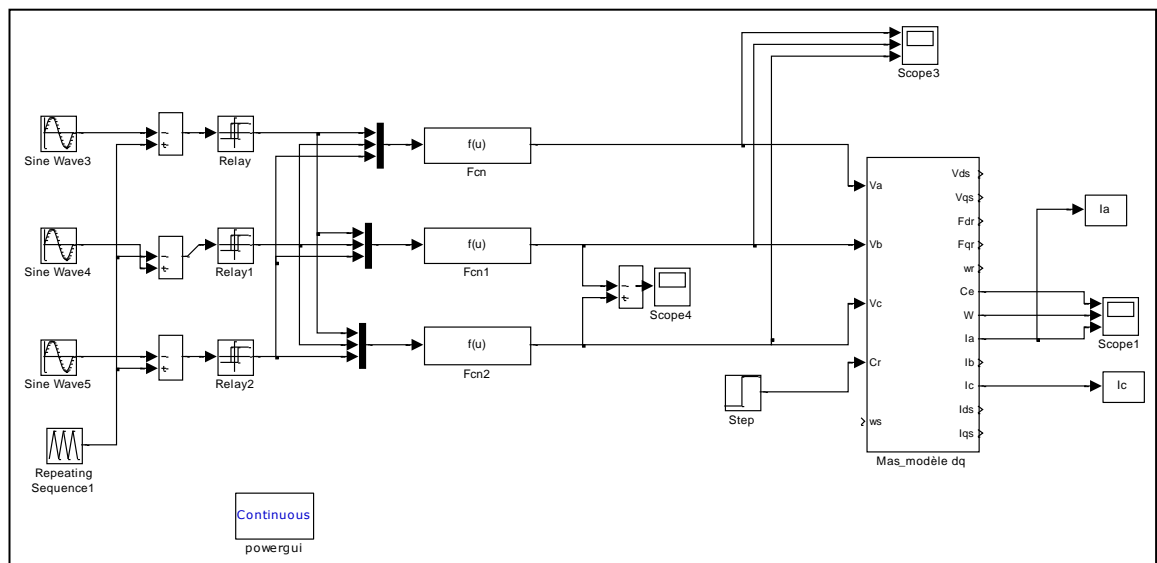


Figure (III.1) Schéma bloc de la MAS alimentée par un onduleur de tension triphasé .

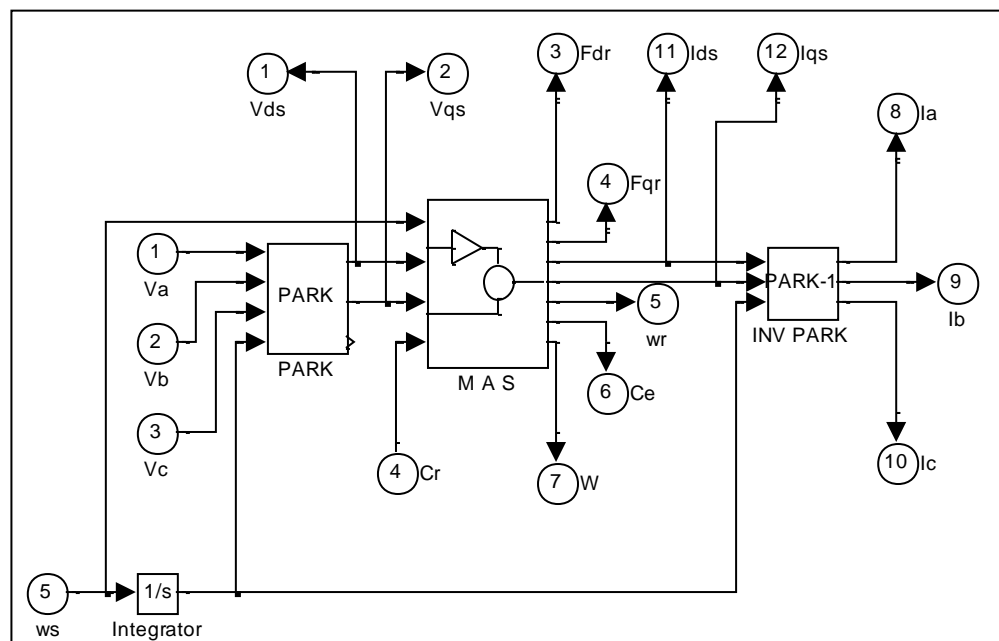


Figure (III.2) Modèle de simulation de la MAS.

III.2.2. Résultats de simulation de l'association onduleur-MAS en charge à 1(S)

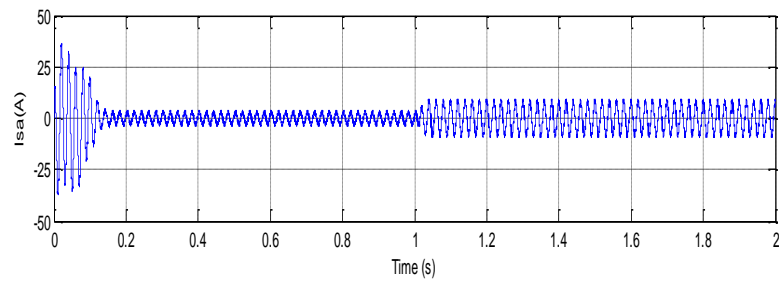


Figure (III.3) Courant de la phase a statorique (A)

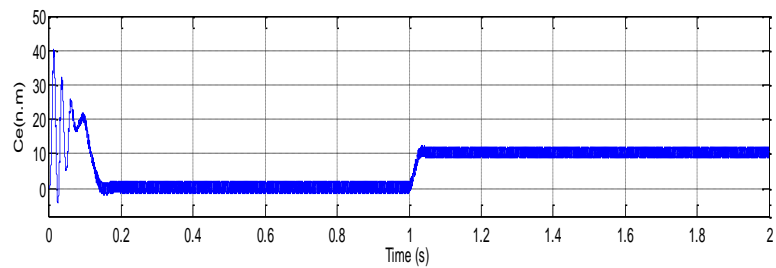


Figure (III.4) Couple électromécanique (n.m)

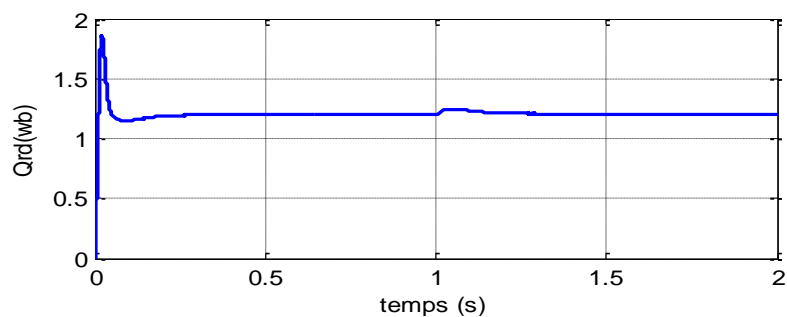


Figure (III.5) La composante directe du Flux rotorique (wb)

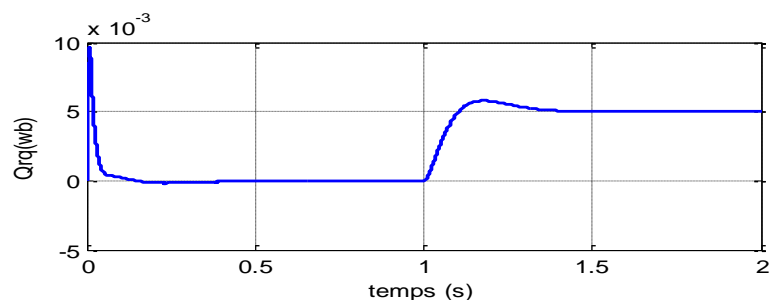


Figure (III.6) La composante quadratique du Flux rotorique (wb)

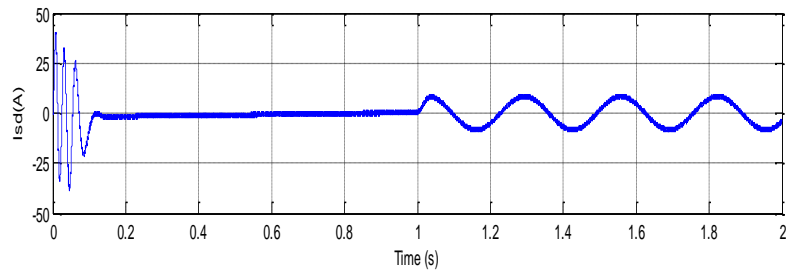


Figure (III.7) La composante directe du courant statorique (A)

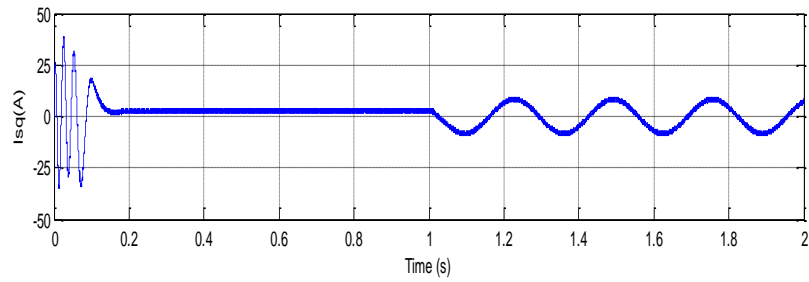


Figure (III.8) La composante quadrature du courant statorique (A)

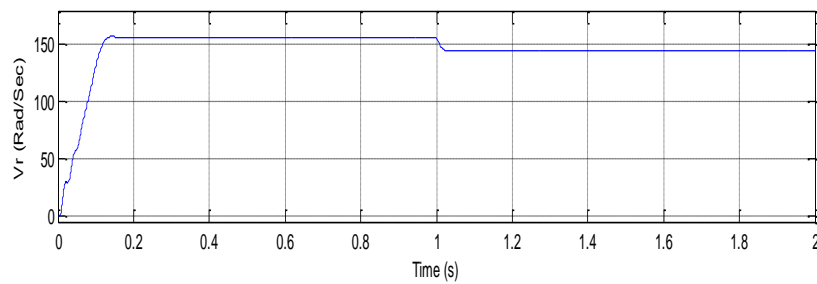


Figure (III.9) La vitesse de rotation (Rad/Sec)

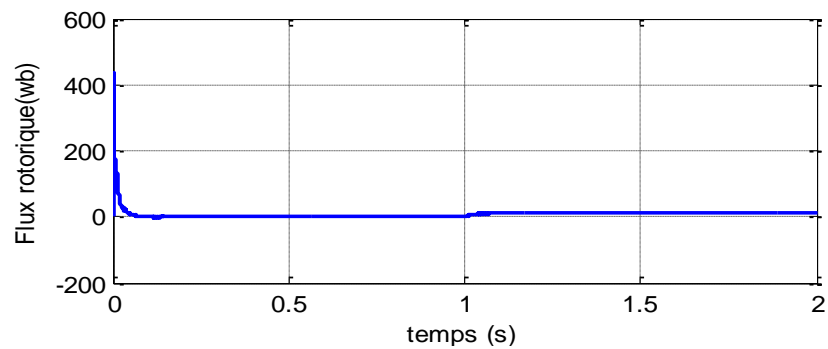


Figure (III.10) Le flux rotorique (wb)

III.2.3. Interprétation des résultats en charge à 1(S):

Dans cette partie nous avons présenté la réponse de l'association MAS-Onduleur de tension triphasé, premièrement à vide puis l'introduction d'une charge de 10 n.m à l'instant 1S.

Au démarrage les grandeurs électriques augmentent à cause de l'inertie de la machine puis ils sont stabilisés à les valeurs nominales. Les mêmes remarques pour les grandeurs mécaniques, le couple électromécanique atteint la valeur zéro après un temps de réponse (régime transitoire) de 0.18s et la vitesse de rotation atteint sa valeur normale 157 rad/sec après un temps de réponse de 0.18s.

À l'instant 1S on applique une charge de 10 N.m cet changement provoque les phénomènes suivants :

- Une diminution en vitesse et en flux (couplage).
- Une augmentation d'ampérage pour le courant statorique et ces deux composantes directe et quadratique.
- Le couple électromécanique tend vers sa valeur finale de 10 N.m.

Il est très évident par cette expérience de voir le phénomène du couplage entre le flux rotorique et la vitesse de rotation. On peut dire aussi le couplage entre le couple et le flux.

III.3. Simulation, Analyse et Interprétation de la CVD de la MAS:

Cette partie est consacrée à la simulation numérique sous l'environnement Matlab – Simulink de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté.

Pour confirmer que notre machine par cette commande est robuste et performante on va simuler quatre expériences de fonctionnement comme suit:

- Démarrage à vide puis introduction du couple de charge.

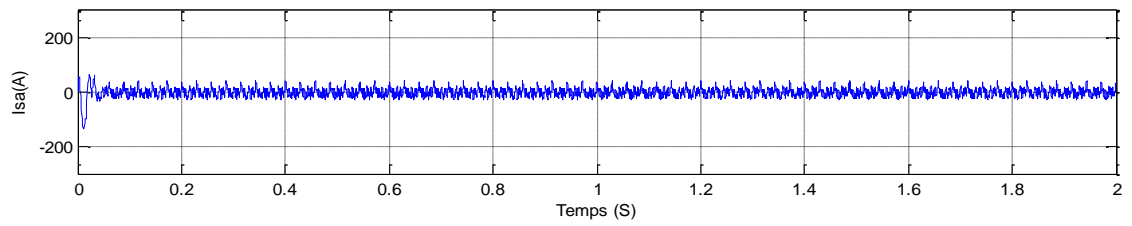


Figure (III.12) Le Courant de la phase « a » statorique (A)

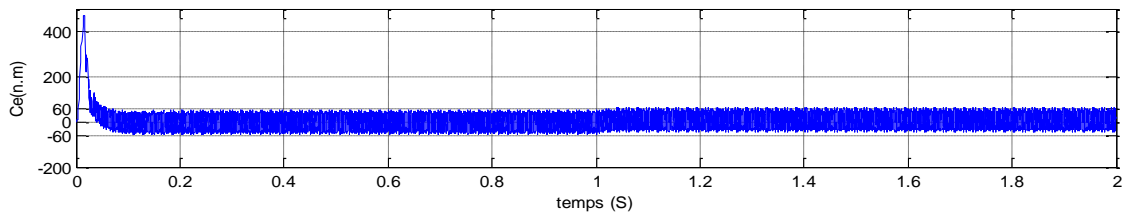


Figure (III.13) Le Couple électromécanique (n.m)

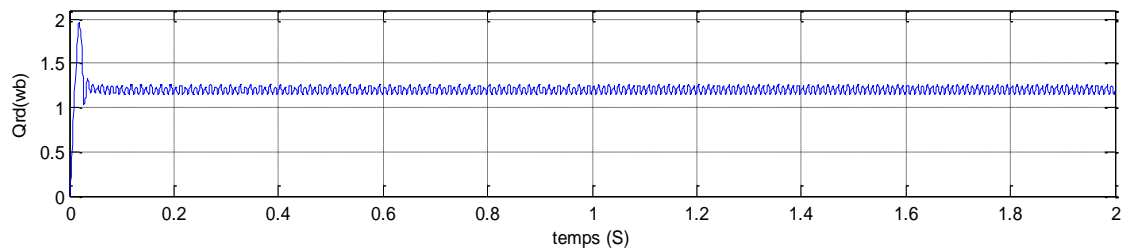


Figure (III.14) La composante directe du Flux rotorique (wb)

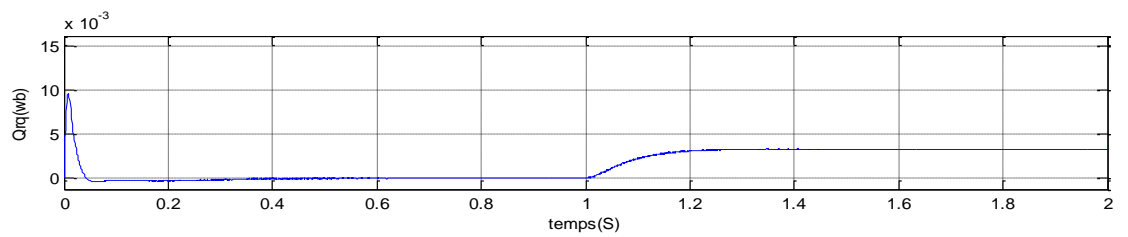


Figure (III.15) La composante quadratique du Flux rotorique (wb)

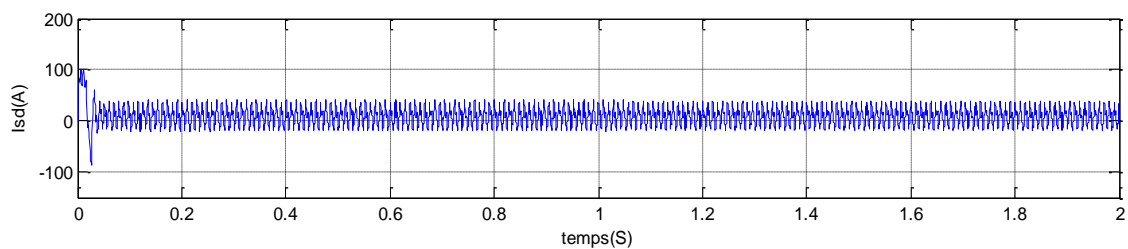


Figure (III.16) La composante directe du courant statorique (A)

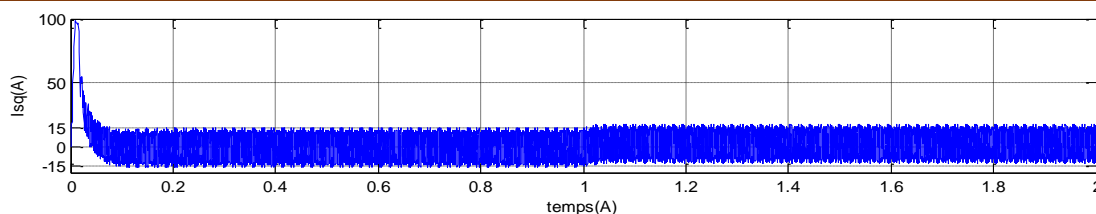


Figure (III.17) La composante quadratique du courant statorique (A)

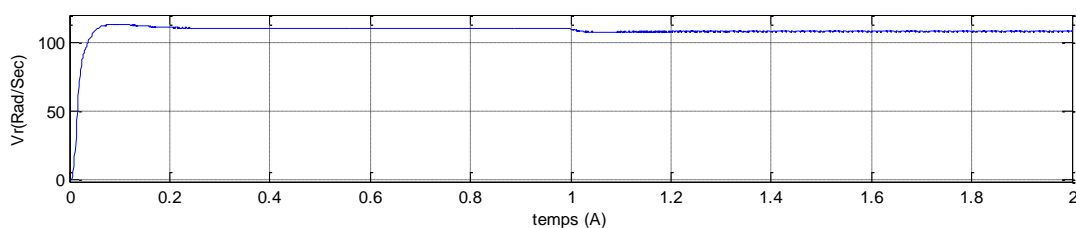


Figure (III.18) La vitesse de rotation (Rad/Sec)

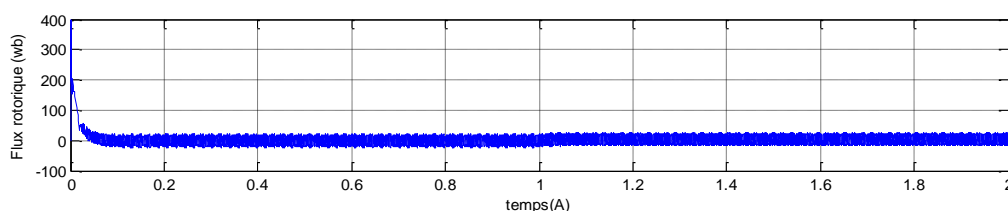


Figure (III.19) Le flux rotorique (wb)

D'après les réponses de la CVD de la MAS en remarque que la composante quadratique du flux rotorique (Q_{rq}) reste nul pendant cette essai par contre leur composante directe (Q_{rd}) correspond à la consigne, ceci est l'un des preuves du l'efficacité de découplage entre le flux et le couple.

III.3.3. Réponse à une inversion de vitesse:

Pour cette essai on introduit un changement brusque au consigne de la vitesse de rotation de 110 rad/sec à -110 rad/sec à l'instant $t=1s$.

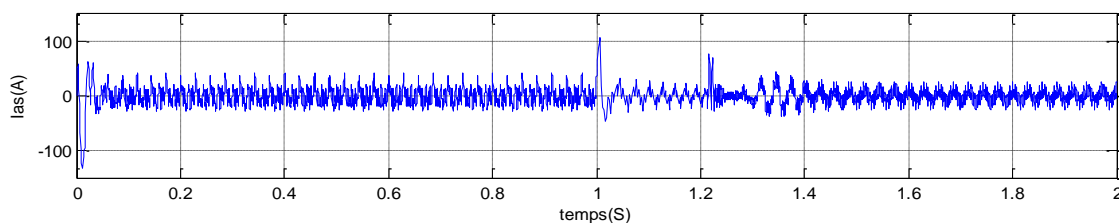


Figure (III.20) Le Courant de la phase « a » statorique (A)

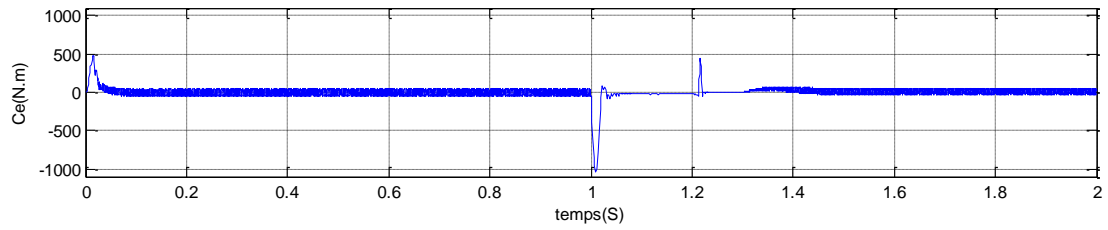


Figure (III.21) Le Couple électromécanique (n.m)

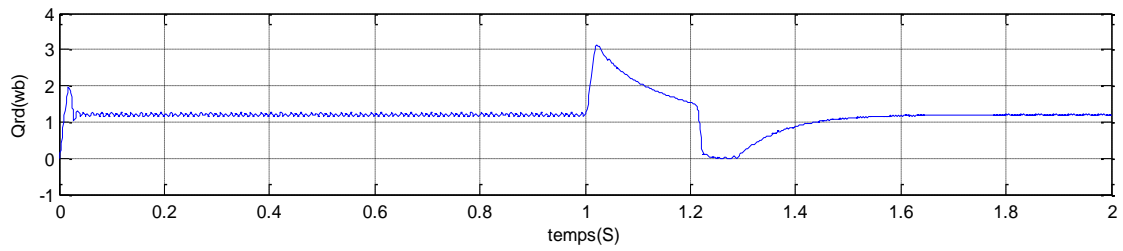


Figure (III.22) La composante directe du Flux rotorique (wb)

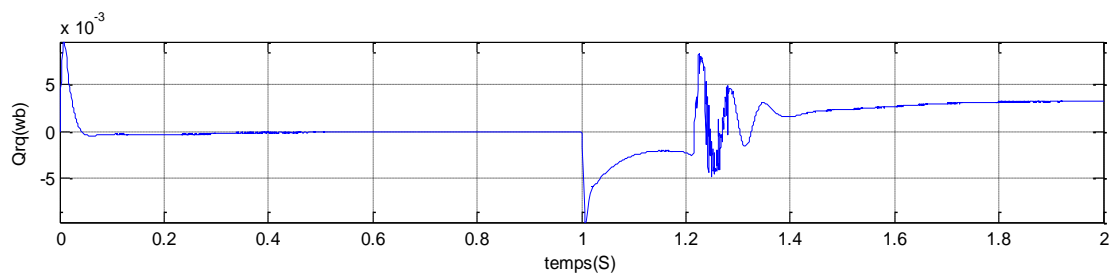


Figure (III.23) La composante quadratique du Flux rotorique (wb)

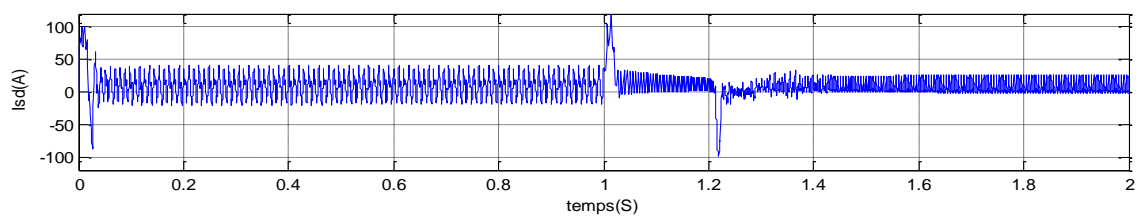


Figure (III.24) La composante directe du courant statorique (A)

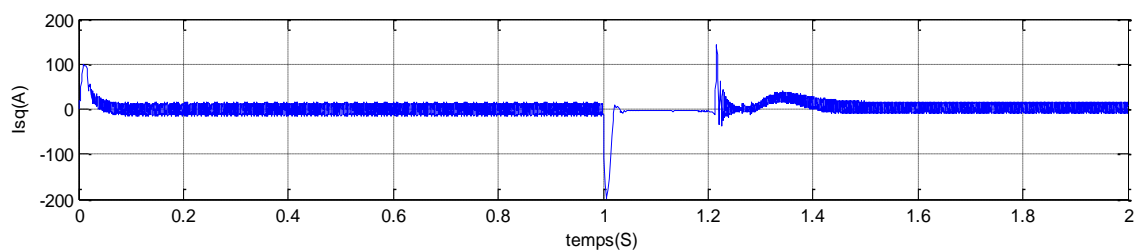


Figure (III.25) La composante quadratique du courant statorique (A)

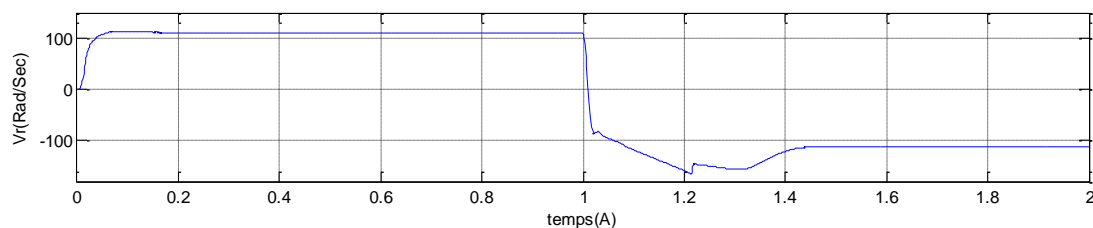


Figure (III.26) La vitesse de rotation (Rad/Sec)

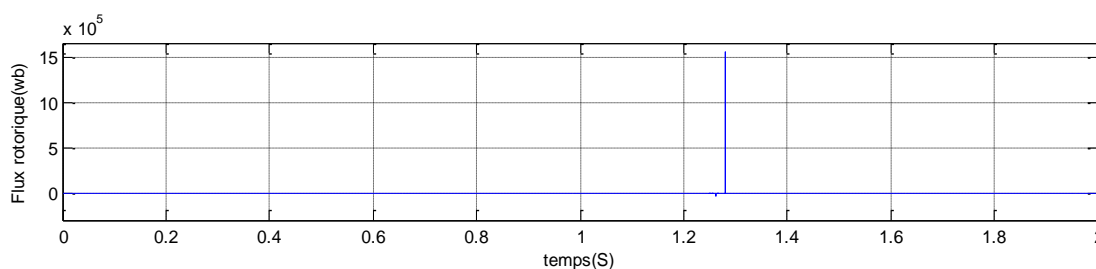


Figure (III.27) Le flux rotorique (wb)

Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation montre que le découplage entre le flux rotorique et le couple existe toujours ce qui nous donne une autre preuve de la robustesse et l'efficacité de la CVD.

III.3.4. Réponse à basse vitesse

Cette essai est basé sur l'application d'un changement brusque de la vitesse de rotation mais avec une basse consigne exactement de 40 rad/sec à -40 rad/sec, à partir de l'instant $t=1$ s.

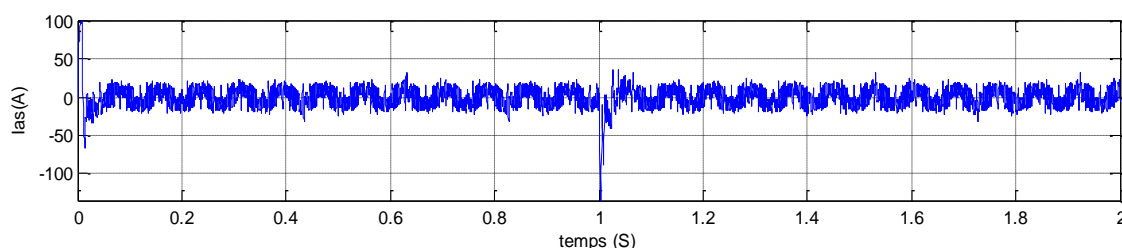


Figure (III.28) Le Courant de la phase « a » statorique (A)

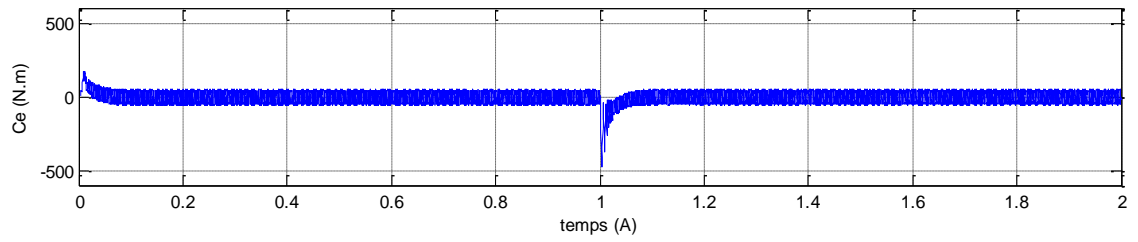


Figure (III.29) Le Couple électromécanique (n.m)

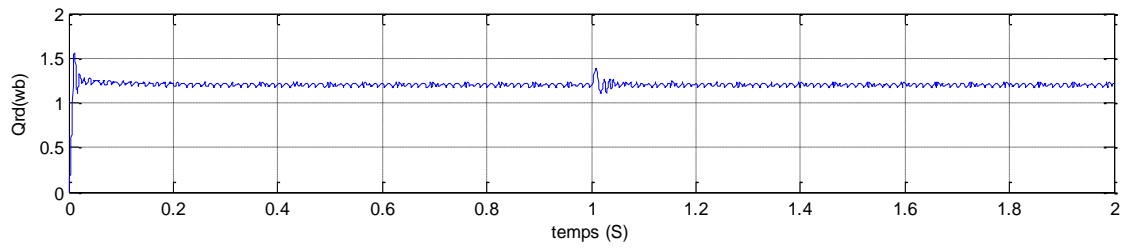


Figure (III.30) La composante directe du Flux rotorique (wb)

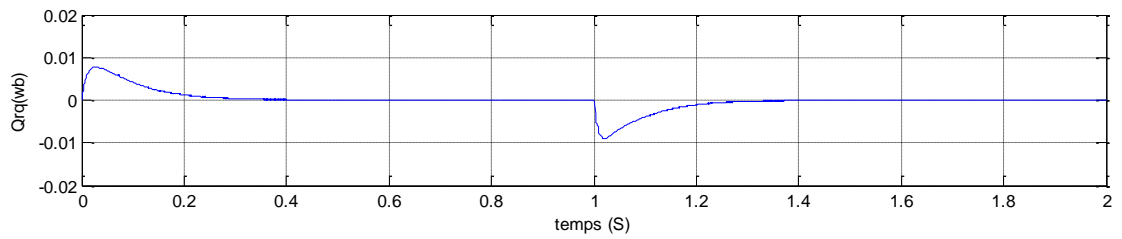


Figure (III.31) La composante quadratique du Flux rotorique (wb)

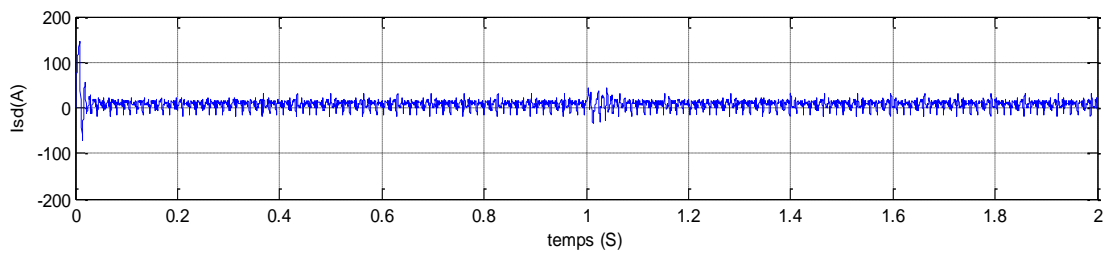


Figure (III.32) La composante directe du courant statorique (A)

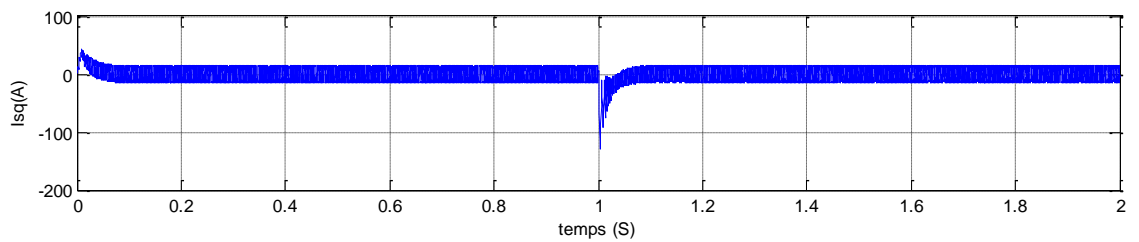


Figure (III.33) La composante quadratique du courant statorique (A)

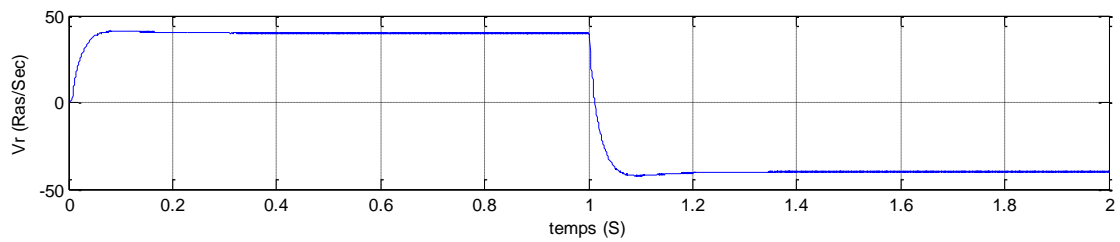


Figure (III.34) La vitesse de rotation (Rad/Sec)

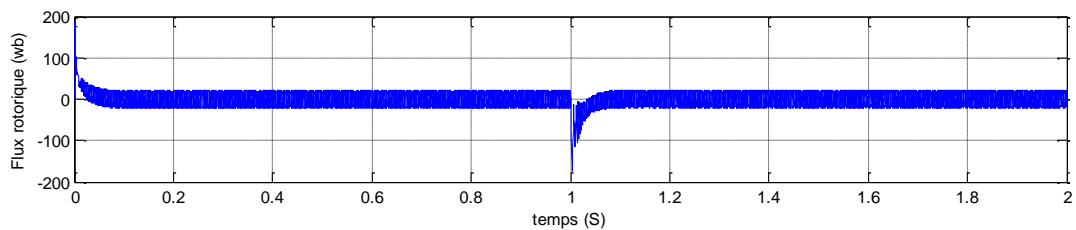


Figure (III.35) Le flux rotorique (wb)

L'allure des résultats obtenues montrent que le découplage existe mais avec quelques ondulations lors de la variation de la vitesse. Donc c'est la limite du plage de travail pour la CVD.

III.3.5. Essai avec variation du couple de charge et inversion du sens de rotation

La dernière essai est basé sur deux tâches comme suite:

- Inversement du sens de rotation de 100 rad/sec à -40 rad/sec à l'instant $t=0.8s$.
- Introduire un couple de charge de 10 N.m à l'instant $t=1.5s$.

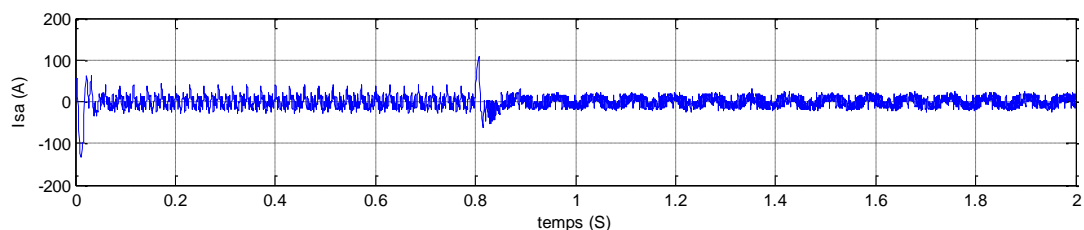


Figure (III.36) Le Courant de la phase « a » statorique (A)

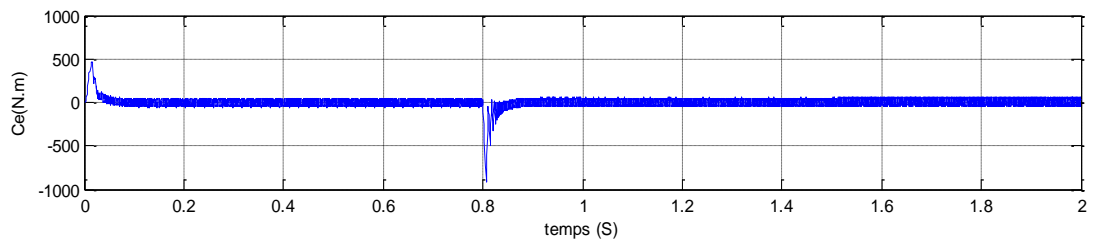


Figure (III.37) Le Couple électromécanique (n.m)

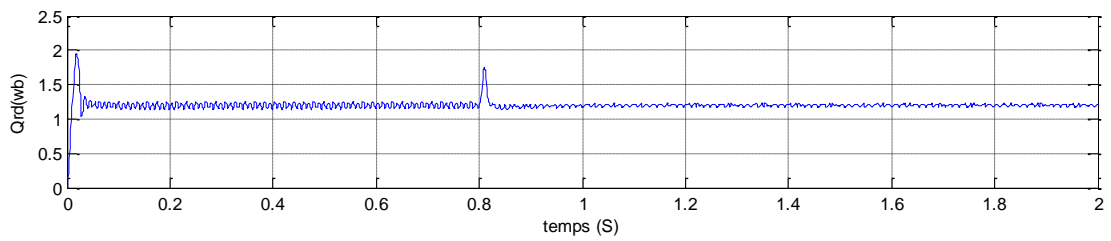


Figure (III.38) La composante directe du Flux rotorique (wb)

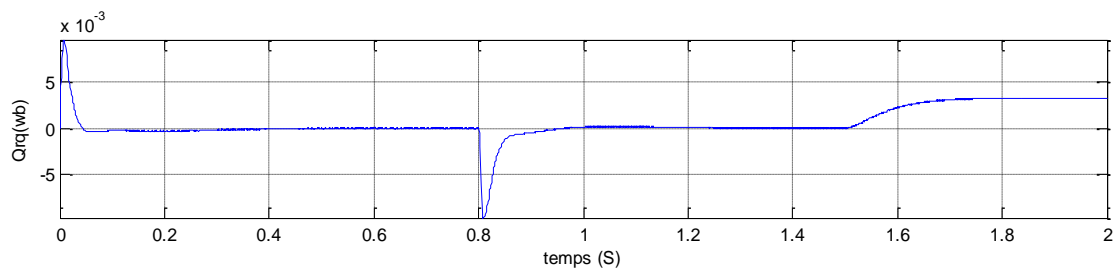


Figure (III.39) La composante quadratique du Flux rotorique (wb)

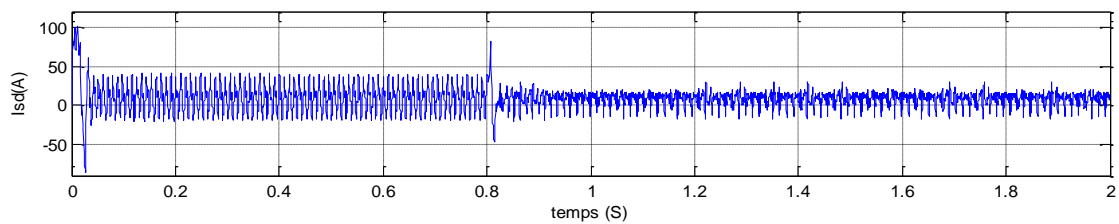


Figure (III.40) La composante directe du courant statorique (A)

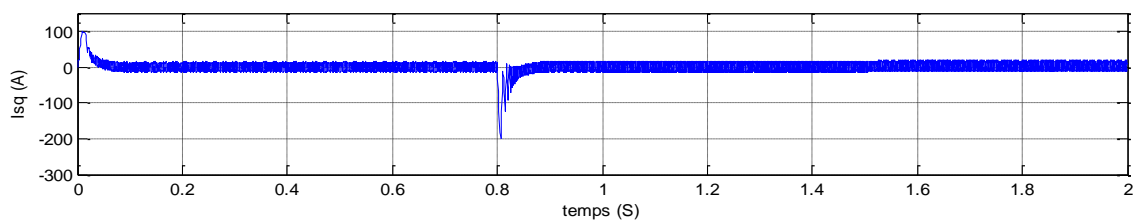


Figure (III.41) La composante quadratique du courant statorique (A)

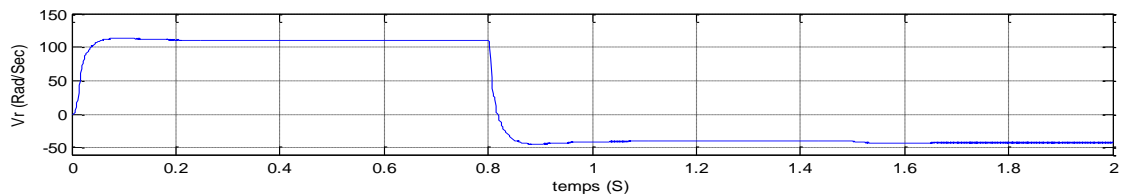


Figure (III.42) La vitesse de rotation (Rad/Sec)

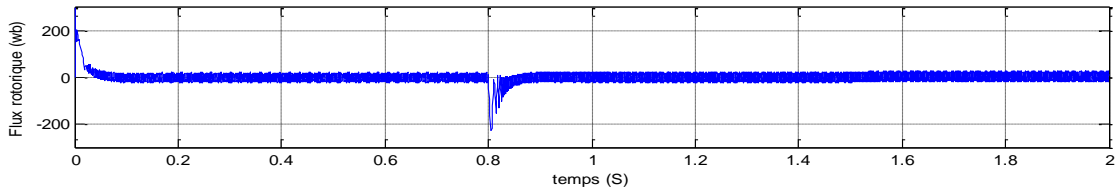


Figure (III.43) Le flux rotorique (wb)

Les résultats obtenus pour ce test mètre en évidence que la CVD de la MAS répond positivement au changement du vitesse et du couple, et le découplage est assuré .

III.4. Conclusion:

Ce chapitre illustre la simulation et l'interprétation des résultats de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone, tous les essais sont faites sous l'environnement Matlab – Simulink.

Nous avons réalisé deux taches de simulation avec interprétation, en commence par l'association Convertisseur-machine, puis la CVD de la MAS

La première tacheà pour but de préparer la machine et son alimentation ainsi que voire le couplage le couple et les deux composantes de flux, en commence par le fonctionnement vide et en suite l'introduction d'une charge de 10 N.m à t=1s.

La seconde tache est consacré à la simulation de la CVD de la MAS. Quatre essai de différentes modes de fonctionnement sont simulé pour prouver les performances et la robustesse de notre technique de commande. Les résultats de simulation montrent que les objectifs ont été atteints en découplant le flux et le couple.



Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail réalisé dans cette thèse présente une étude des approches de commande de transmission directe pour les machines électriques, et du couple comme condition de compensation. Il est calculé à partir du débit de consigne ou du débit estimé.

Dans le **premier chapitre**, nous allons introduire des généralités aux machines asynchrone et sur l'alimentation telle que le redresseur, le filtre LC, l'onduleur de tension à deux niveaux ainsi que des concepts de contrôle vectoriel.

Le principe de transformation de Park est appliqué au modèle de machine à induction, où l'on peut avoir un modèle triphasé. Ce modèle a été testé par simulation, et les différents résultats ont prouvé la précision du modèle utilisé.

Dans le **deuxième chapitre** nous proposons une modélisation classique de la machine Asynchrone, modélisation de la source d'énergie et approche de l'étude de la commande dirigée par le flux.

Une technique de séparation a été proposée, modélisant ainsi le contrôle vectoriel direct.

Le troisième chapitre est consacré à la simulation numérique, nous avons utilisé MATLAB / SIMULINK comme moyen de simulation de notre système.

La simulation a été faite en deux parties comme suit :

- ✎ Simulation et interprétation de la connexion du convertisseur et de la machine.
- ✎ Simulation, analyse et interprétation de la CVD.

Comme perspective nous proposons les points suivants:

- ✓ Utilisation des onduleurs multi niveaux pour avoir des bonnes qualité des signaux électriques à la sortie de l'onduleur.de tension avec des niveaux élevés (cinq ou sept niveaux),
- ✓ Application de la technique MLI vectorielle car c'est la plus adapté a la CVD.
- ✓ Remplacer des régulateurs classiques par d'autres numériques pour minimiser l'amortissement des grandeurs mécaniques.



Bibliographie

Bibliographie

[01] Akkouchi Kamel , " Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone ", Thèse de magister , Université Annaba.

[02] Chekima Djamel," Commande d'une machine asynchrone par logique floue", Thèse de master, Université de El-Oued 2014.

[03] G. Brahim," Commande non linéaire de la machine à induction ",Thèse de master, Université de Batna,2012.

[04] GUERFI YOUCEF , Régulation des onduleurs multi niveaux par un régulateur à logique floue UNIVERSITE DE BADJI MOKHTARE-ANNABA,2009.

[05] Hamadi Safi Allah," Commande par retour d'état linéarisation d'une machine asynchrone et sans défaut ", Thèse de master ,Université –Msila,2015.

[06] Abdelli, R " Perturbations singulières appliquées au modèle de machine asynchrone avec défauts au stator et au rotor ", mémoire de magister, école nationale polytechnique d'Alger, 2007.

[07] Franck Morand, " Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vitesse en vue de la commande des machines asynchrones ", thèse de doctorat université de lion, 2005.

[08] Dissa Abdennour,"Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire ", thèse de magister ,Université de Batna.

[09] Claude CHEVASSU, MACHINES ÉLECTRIQUES Cours et Problèmes, école national supérieur maritime, France 2012.

[10] LOUHI.M, cours du câblage des armoires électriques institue supérieur de formation professionnel d'Annaba 2017.

[11] Abed Khoudir, "Techniques de commande avancées appliquées aux machines de type asynchrone", Thèse de doctorat, Université Mentouri de Constantine, 22/06/2010. DSP". Ellipses, Mars 2000.

[12] F. Rabbouch, " Modélisation des convertisseurs en pont bidirectionnels en courant. Applications au redressement et au filtrage ", Thèse de Doctorat, Paris VI, France 1993.

[13] J. P. Plateaux, " La conception et la réalisation d'un redresseur à Modulation de Largeur d'Impulsion à faible pollution harmonique ", Mémoire CNAM, Paris 1993.

[14] P. Delarue, R. Bausière, " Filtre actif: commande directe des courants de lignes ", SPCM Nancy 95, France.

[15] F. Labrique, G. Segulier et R. Bausier, " Les convertisseurs de l'électronique de puissance, Volume 4 : La conversion continu - Alternatif ", Lavoisier, 1995.

[16] TAMRABET HANENE « Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone »Mémoire de MAGISTER, Option : Electronique de Puissance, Université de Batna, 2006.

[17] T.Dramane,« Commande non linéaire sans capteur de vitesse de la machine asynchrone », Automatic. Ecole Centrale de Nantes (ECN) (ECN) (ECN) (ECN), 2008. French. , 2008.

[18] S.Chaouch, « Commande Vectorielle Robuste d'une Machine à Induction sans Capteur de Vitesse », Thèse de doctorat, Univ de Batna, Décembre 2005.

[19] S.Khelfa, « commande vectorielle d'une machine à induction : impacts de la saturation de la machine et modulation du convertisseur », Thèse de magister, Univ de Batna, Juillet 2001.

[20] S.Damkhi, « Commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone par la SFG (Signal Flow Graphs) de Holtz », Thèse de magister, Univ de Batna, 2008.

[21] L.Barazane « COMMANDE VECTORIELLE DE LA MAS ALIMENTEE EN COURANT », mémoire de Magister ENP, 1993.

[22] S.MENDACI, « DIFFERENTES STRATEGIES DU CONTROLE DIRECT DE COUPLE D'UN MOTEUR A INDUCTION ASSOCIEE A UNE OBSERVATEUR DE FLUX PAR MODES DE GLISSEMENT », mémoire de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie.

[23] Paul-Etienne Vidal, "Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.

[24] K.Kouzi, " Commande Vectorielle d'moteur à induction sans Capteur de Vitesse par un Réglage PI- Flou à Gains-Flou Adapté Associa un Observateur par Modes de Glissement " Thèse de magistère, Batna, 16.09.2002.

[25] Fiche technique "IGBT power electronics teaching system principle for sizing power converters,"fournie par le fabricant (société Semikrone), site web : <https://www.semikron.com/>.

[26] M. O. MAHMOUDI, « Sur la Commande de la MAS Alimentée en Tension. Etude de l'Étage d'Alimentation de la MAS : Commande par Mode de Glissement avec Orientation du Champ », Thèse de Doctorat d'état en Génie Électrique, ENP, 1999.

[27] P. VAS. « Vector Control of AC Machines », Claredon Press Oxford. 1990.

[28] S. Khojet El Khil , «Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) ».Thèse de Doctorat, INP de Toulouse 2006.

[29] S. REZGUI, «Commande de machine électrique en environnement matlab/simulink et temps réel». Mémoire de magister, université de Constantine, 2009.

[30] H. Tamrabet, «Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone». Mémoire de magister, université de Batna, 2006.

[31] A.Fezzani, «Commande Robuste de la Machine à Induction par Adaptation Paramétrique». Mémoire de magister, université de Batna, 2000.

[32] S. L. Capitaneanu, M. Fadel, J. Faucher, A. Aleida., « Graphical and algebraic synthesis for PWM methods », Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle, ENSEEIHT/INP Toulouse, EPE Journal Vol.11 N°. 03, Août 2001.