

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la
Recherche Scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE MECANIQUE



Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Electromécanique

Spécialité : Electromécanique

Thème

Modélisation et Simulation de la Commande
Vectorielle Directe de la Machine Asynchrone
Alimentée par un Onduleur Multi-Niveaux de Tension

Devant le jury composé de :

GUIA Houssam Eddine Président
MILOUDI Khaled Examineur
GUERFI Youcef Examineur

Présenté par :

- GHERBI Faouzi
- HEMICI Ali
- GHOULI Djemoui

2018-2019

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 M^f 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

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

- Ceux qui sont la source de mon inspiration et mon courage ;
- Mon très cher père ;
- Ma très chère mère ;
- Mes frères ;
- Mes sœurs ;
- Mes petiteschères filles Rouba, Mebarka & Djana ;
- Tous mes collègues ;

Et à tous mes amis avec lesquels j'ai partagé les meilleurs moments de la vie.

Fraternellement

Faouzi

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

- Ceux qui sont la source de mon inspiration et mon courage ;
- Ma très chère mère ;
- Ma femme ;
- Ma petite fille ;
- Mes frères ;
- Mes sœurs ;
- M Tous mes collègues ;

Et à tous mes amis avec lesquels j'ai partagé les meilleurs moments de la vie.

Fraternellement

Ali

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

- Ceux qui sont la source de mon inspiration et mon courage ;
- Mon très cher père ;
- Ma très chère mère ;
- Mes frères ;
- Mes sœurs ;
- Tous mes collègues ;

Et à tous mes amis avec lesquels j'ai partagé les meilleurs moments de la vie.

Fraternellement

Djemoui

Résumé

Titre du mémoire: Modélisation et simulation de la commande vectoriel directe de la machine asynchrone alimenté par un onduleur multi-niveaux de tension.

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

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 multi-niveaux à modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinusoïdale à double porteuse triangulaires unipolaire. 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 et aussi par l'utilisation de l'onduleur multi-niveau pour améliorer la qualité de signal électrique qui alimente la machine.

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. Ainsi ces résultats montrent aussi que l'utilisation des onduleurs multi-niveaux de type NPC présente une minimisation importante des harmoniques et nous donne une bonne alimentation de la MAS pour avoir une bonne commande. Touts les résultats sont effectué et interprété.

Report title: Modeling and simulation of the direct vector control of the asynchronous machine powered by a multilevel voltage inverter

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

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 flow of an asynchronous motor, the latter

is fed a multilevel voltage inverter with modulation of width pulsed (PWM) double unipolar triangular carrier. This control consists of independent PI controllers, which regulate the rotor flux, torque and speed, using the directed flow method. The goal is to increase the performance of the machine by applying this type of control and also by using the multi-level inverter to improve the quality of the electrical signal that powers the machine.

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. Thus, these results also show that the use of NPC type multilevel inverters has a significant harmonic minimization and gives us a good power supply for the MAS to have a good control. All results are performed and interpreted.

عنوان المذكرة: النمذجة والمحاكاة لتحكم الشعاعي المباشر للآلة الغير المتزامنة المزودة بموج توتر متعدد المستويات .

الكلمات المفتاحية: المحرك غير المتزامن , النمذجة , التحكم الشعاعي , موج متعدد المستويات , معدلات PI

الملخص : في هذا العمل , نحن مهتمون بدراسة وتحليل أداة التحكم الشعاعي المباشر مع اتجاه التدفق الدوار للمحرك غير المتزامن , ويتم تغذية هذا الأخير بموج متعدد المستويات مع تعديل لعرض التنبيه (PWM) الناقل المزدوج الثلاثي القطب . يتكون هذا التحكم من وحدات تعديل PI مستقلة , تنظم تدفق الدوار , و عزم الدوران والسرعة , باستخدام طريقة التدفق الموجه . الهدف هو زيادة أداء الماكينة من خلال تطبيق هذا النوع من التحكم وأيضاً باستخدام الموج المتعدد المستويات لتحسين جودة الإشارة الكهربائية التي تعمل على تشغيل الآلة الكهربائية .

تظهر النتائج التي تم الحصول عليها عن طريق المحاكاة العددية في بيئة MATLAB / SIMULINK كفاءة طريقة التحكم المقترحة (CVD) من خلال الفصل بين التدفق وعزم الدوران , مما يجعل المحرك غير المتزامن مشابهاً لذلك الذي يعمل بالتيار المستمر . يتم تنظيم سرعة وتدفق المحرك على نطاق تشغيل واسع . وبالتالي , تظهر هذه النتائج أيضاً إن استخدام موجات متعددة المستويات من نوع NPC يحتوي على تقليل تناغمي كبير و يمنحنا مصدر طاقة جيداً لكي يكون التحكم في الآلة بشكل جيد. تم تنفيذ جميع النتائج وتفسيرها .

Notations et Symboles

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	<i>Axes du référentiel de Park</i>
ω_s	<i>Pulsation statorique</i>
ω	<i>Vitesse de rotation électrique</i>
ω_r	<i>vitesse angulaire électrique du rotor</i>
ω_a	<i>vitesse angulaire électrique du système d'axes (d, q).</i>
Ω	<i>Vitesse de rotation mécanique</i>
Ω_s	<i>Vitesse de synchronisme</i>
θ	<i>l'angle entre la phase statorique "a" et rotorique "A"</i>
θ_s	<i>l'angle entre la phase statorique "a" et l'axe direct "d".</i>

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</i>
$[M_{sr}]$	la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor
$[P]$	Matrice de passage directe de Park
$[P]^{-1}$	Matrice de passage inverse de Park
J	<i>Moment d'inertie des masses tournantes</i>
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
NPC	<i>Neutral Point Clamping (point neutre des sources continues: M)</i>
MLI	<i>Modulation de Largeur d'Impulsion</i>
MLIS	MLI sinusoidale
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>
$k_{a1}, k_{a2}, k_{b1},$ $k_{b2}, k_{c1}, k_{c2},$	Les commutateurs en haut de l'onduleur NPC à trois niveaux de tension.
$DD_{K1}, DD_{K2},$	les deux diodes médianes

F_{KS}	<i>Fonction de connexion de l'interrupteur K_{KS}</i>
F_{KS}^b	<i>Fonction de connexion du demi – bras</i>
$[N(t)]$	<i>Matrice de conversion simple</i>
$[M(t)]$	<i>Matrice de conversion composée</i>
NPC	<i>Neutral de conversion composée</i>
MPC	Multiple Point Clamped
FC	Flying capacitor
H	Pont H (H-Bridge)
N	Nombre de niveau
PWM	Pulse Width Modulation

Commande vectorielle de la machine

Symbole	Désignation
CVD	Commande vectorielle directe
FC	Contrôleur du flux
TC	Contrôleur du couple
VI	Onduleur de tension
IM	Moteur à induction
CC	Calculateur de courant
VC	Calculateur de tension
VVS	Sélecteur du vecteur de tension
ES	Estimateur du couple et du flux
TE	Estimateur du couple

FE	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
$K_{iC_{em}}, K_{pC_{em}}$	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

Liste des Figures et des Tableaux

LISTE DES FIGURES ET DES TABLEAUX	
Liste des figures	
Figure I.1:Représentation de la construction de moteur " a cage d'écreuil "	5
Figure I. 2:Types du couplage	7
Figure I. 3 :Représentation de redresseur double alternance à diodes	8
Figure I. 4 :Schéma de filtre LC	9
Figure I. 5:Schéma de convertisseur multi niveau	10
Figure I. 6:types des onduleurs multi – niveaux	10
figure I. 7:Onduleur pont H cascade Cinq niveaux	11
Figure I. 8:Onduleur NPC trois niveaux	12
Figure I. 9:Onduleur NPC cinq niveaux	12
Figure I. 10:Onduleur structure MPC	13
Figure I. 11:Onduleur FC à trois et à quatre niveaux (par phase)	13
Figure I. 12:Schéma de principe du découplage pour la MAS en analogie avec la MCC	16
Figure I. 13:Orientation de flux rotorique	17
Figure II. 1:Modèle d'une machine asynchrone triphasée	21
Figure II. 2:Modèle électrique d'une phase	22
Figure II. 3:Transformation triphasée-biphasée	25
Figure II. 4:Association convertisseur – machine	32
Figure II. 5:Représentation de redresseur double alternance à diodes	33
Figure II. 6:Tension redressée Uch	34
Figure II. 7:Schéma du filtre (LC)	35
Figure II. 8:Onduleur triphasé à trois niveaux	36
Figure II. 9:Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire Transistor – diode	36

Figure II. 10:Un bras de l'onduleur à trois niveaux de type NPC	37
Figure II. 11:1ère configuration du 1er bras	38
Figure II. 12:2ème configuration du 1er bras	39
Figure II. 13:3ème configuration du 1er bras	39
Figure II. 14:Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois niveaux de type NPC	40
Figure II. 15:Estimateur du flux et du couple	51
Figure II. 16:Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}	53
Figure II. 17:Commande découplée – expression de I_{sd} et I_{sq}	53
Figure II. 18:Commande découplée – expression de C_{em} et ϕ_r	54
Figure II. 19:Bloc de compensation f_{emd}	54
Figure II. 20:Bloc de compensation f_{emq}	54
Figure II. 21:Commande vectorielle directe de la machine asynchrone à 3 phases alimentée en tension par un onduleur à trois niveaux	55
Figure II. 22:Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse	56
Figure II. 23:Temps de réponse à 5% en fonction du coefficient d'amortissement	58
Figure II. 24:Schéma fonctionnel de la régulation de Couple	59
Figure II. 25:Schéma fonctionnel de la régulation de Flux	60
Figure III. 1:Schéma bloc de la MAS alimentée par un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC	64
Figure III. 2:Schéma de simulation de la MLI sinusoïdale à deux porteuses	64
Figure III. 3:La réponse de la MAS à vide alimentée par un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC	65
Figure III. 4:La réponse de la MAS en charge à $t=0.5$ s	66
Figure III. 5:Les tensions d'alimentation de la machine	67
Figure III. 6:Schéma de simulation de CVD	68
Figure III. 7:Résultats de simulation de CVD lord du démarrage à vide puis en charge à $t=1$ s	- 69 -

Figure III. 8:Réponse du système lord de l'inversion du sens de rotation	71
Figure III. 9:Réponse du système à basses vitesses	72
Figure III. 10:Réponse du système lord de variation du sens de rotation et du couple de charge	73
Figure III. 11:Les tensions d'alimentation de la machine	74
Liste des tableaux	
Tableau I. 1:Commutation du convertisseur en pont H en cascade	11
Tableau I. 2:Commutation du convertisseur NPC 3 niveaux	12
Tableau II. 1:Grandeur connue pour chacune des configurations d'un bras de l'onduleur NPC à trois niveaux	40
Tableau II. 2:Cette commande rend le système pratiquement incommandable	41
Tableau II. 3:La commande dans ce cas n'est possible qu'à deux niveaux	42
Tableau II. 4:Cette commande complémentaire rend le système totalement commandable à trois niveaux	42
Tableau II. 5:Paramètres du Régulateur de Vitesse	58
Tableau II. 6:Paramètres du Régulateur de couple	60
Tableau II. 7:Paramètres du Régulateur de flux	61

Sommaire

SOMMAIRE	
Introduction générale	1
Chapitre I : Etat de L'Art du Système (Machine asynchrone , Alimentation de la Machine et Ccommande vectorielle directe)	
I.1.Introduction	3
I.2.Généralités sur la machine asynchrone	4
I.2.1.Définition de la machine asynchrone :	4
I.2.2.Construction	4
I.2.3.Principe de fonctionnement	5
I.2.4. Couplage des enroulements de machine asynchrone	6
I.2.4.1.Définitions	6
I.2.4.2.Types de couplage	6
I.2.4.3.Couplage des moteurs asynchrones triphasés	6
I.2.5.Avantages et inconvénients la machine asynchrone	7
I.3.L'alimentation de la machine asynchrone	8
I.3.1.Le redresseur triphasé	8
I.3.2.Le filtre passe – bas (LC)	9
I.3.3.L'onduleur de tension	9
I.3.3.1.Principe des convertisseurs multi niveaux	10
I.3.3.2.Différents types de structure de convertisseur multi – Niveaux	10
I.3.3.3.Domaine d'application des onduleurs multi – niveaux	14
I.3.3.4 .Avantages de l'onduleurs multi – niveaux	15
I.4. Commande vectorielle	15
I.4.1.Principe de découplage	16

I.4.2.Principe de la commande vectorielle par orientation de flux	16
I.4.3.Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique	17
I.4.3.1.Les objectifs de la commande	17
I.4.3.2.Méthodes de commande par flux orienté	18
I.5.Conclusion	19
Chapitre II : Modélisation du Système (Machine asynchrone , Alimentation de la Machine et Commande vectorielle directe)	
II.1.Introduction	20
II.2.Modélisation de la machine asynchrone	20
II.2.1.Hypothèses simplificatrices	20
II.2.2. Représentation du Modèle triphasée- triphasée	21
II.2.3.Mise en Equations de la machine asynchrone généralisée	21
II.2.3.1. Equations électriques	22
II.2.3.2. Equation magnétique	23
II.2.3.3. Equation mécanique	24
II.2.4.Transformation de Park	25
II.2.4.1. Application de la transformation de Park	27
II.2.5. Choix du référentiel	29
II.2.5.1. Référentiel (α , β)	29
II.2.5.2. Equation de la machine dans le repère (a, β) lié au stator	30
II.2.6. Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère (d - q)	30
II.3. Modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone	32
II.3.1 Modélisation de Redresseur triphasé double alternance à diodes	33
II.3.2. Modélisation de filtre passe bas(LC)	34

II.3.3. Modélisation de l'onduleur à trois niveaux de type NPC	35
II.3.3.1. Structure de l'onduleur à trois niveaux	35
II.3.3.2 Configurations et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux	37
II.3.4. Modèle de la commande de l'onduleur à trois niveaux de type NPC	40
II.3.4.1 Commandabilité des convertisseurs statiques	40
II.3.4.2 Commande complémentaire	41
II.3.5 Fonctions de connexion	42
II.3.6 Modélisation des valeurs instantanées	43
II.4. Modélisation de la commande vectorielle	48
II.4.1. Principe de découplage pour la MAS en analogie avec la MCC	48
II.4.2 Commande vectorielle avec orientation du flux rotorique	48
II.4.3. Modèle de la machine en vue d'un contrôle du flux rotorique	49
II.4.4. Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté avec alimentation en tension	50
II.4.4 .1. Mesure directe du flux dans l'entrefer	50
II.4.4 .2 Modèle dynamique du flux et du couple	51
II.4.5. Découplage :	52
II.4.5.1. Découplage par compensation	52
II.4.5.2. Le principe de découplage par compensation	52
II.4.5.3. Schéma de compensation	54
II.4.5.4. Défluxage	55
II.4.6. Schéma complet de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté	55
II.4.7. Calcul des régulateurs	56
II.4.7.1. Régulateur de Vitesse	56

II.4.7.2. Régulateur de Couple	58
II.4.7.3. Régulateur du flux	60
II.5.Conclusion	62
Chapitre III : Simulation et Interprétation des Résultats	
III.1. Introduction	63
III.2.Simulation et interprétation de l'association Convertisseur-machine	63
III.2.1.Les blocs de simulation	64
III.2.2.Résultats de simulation à vide	65
III.2.3.Résultats de simulation en charge à t=0.5 s	66
III.2.4.Résultats de simulation des tensions	67
III.2.5.Interprétation des résultats de	67
III.3.Simulation, Analyse et Interprétation de la CVD de la MAS	68
III.3.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge	69
III.3.2. Réponse à une inversion de vitesse	70
III.3.3. Réponse à basse vitesse	71
III.3.4.Essai avec variation du couple de charge et inversion du sens de rotation	72
III.3.5. Résultats de simulation des tensions	74
III.4.Conclusion	75
Conclusion générale	76
Annexe	
Références Bibliographiques	

Introduction Générale

Introduction générale

Dans le domaine de la vitesse variable, l'utilisation de la machine asynchrone, fort attrayant pour ces multiples avantages tels que sa robustesse, la simplicité de sa structure, son poids, sa taille mais surtout son peu de maintenance et son faible coût, permet de répondre à des cahiers de charge industriels très exigeants en termes de performances.

L'alimentation de ce moteur par un convertisseur de fréquence et les circuits de réglage et de commande sont plus compliqués que ceux du moteur à courant continu. Pour ce type d'applications, le transfert d'énergie électrique entre la source et la machine asynchrone s'opère à travers un convertisseur de puissance tel que l'onduleur. Pour un fonctionnement optimal de la machine asynchrone, les performances requises de ces convertisseurs statiques sont de plus en plus élevées : tant de point de vue de la puissance délivrée que de la qualité de la tension générée.

Néanmoins, l'alimentation en créneaux par l'onduleur à deux niveaux utilisé présente des inconvénients tels que : la limitation en puissance et le taux d'harmoniques élevé, qui limite considérablement le développement du domaine des entraînements alternatifs.

L'étude des machines asynchrones alimentées par des convertisseurs statiques constitue un vaste thème de recherche dans les laboratoires d'électrotechnique. Ces travaux de recherche ont conduit à l'apparition de nouvelles structures de convertisseurs de puissance destinées pour les applications de haute tension appelées convertisseurs multi-niveaux. Grâce à leur topologie, les onduleurs multi-niveaux permettent une association série de plusieurs cellules de commutation, ce qui permet une augmentation du niveau de tension appliqué et également la puissance transitée. Cette structure permet aussi d'avoir une tension de sortie proche de la sinusoïde; grâce aux plusieurs niveaux de tension fournis par ce convertisseur.

Alors l'utilisation de ce type de convertisseur dans les domaines de forte puissance et/ou haute tension permet de résoudre simultanément les difficultés relatives à l'encombrement et à la commande des groupements d'onduleurs à deux niveaux généralement utilisés dans ce type d'applications. Afin de satisfaire certains critères d'optimisation à savoir la réduction des harmoniques, plusieurs types de commande sont développés, poussés par le besoin et les progrès technologiques.

La commande vectorielle permet d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée. Cependant, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient précis. Ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des algorithmes de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable, est nécessaire.

La technique de commande de la machine asynchrone triphasée la plus utilisée en ce moment est la commande vectorielle par orientation du flux réalisée par BLASCHKE sous le titre commande découplée: découplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique.

L'objectif de notre travail est d'étudier la CVD de la MAS alimentée par un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC contrôlé par une MLI sinusoïdale à deux porteuses triangulaires unipolaire. Le but est de minimiser les harmoniques et assurer une bonne alimentation de la MAS avec bonne commande. Pour atteindre les objectifs fixés nous avons réalisé ce mémoire structuré comme suit :

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 à trois niveaux ainsi que les notions de la commande vectorielle directe.

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 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.

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 la
Machine et Commande vectorielle directe)**

I.1.Introduction

La machine asynchrone est machine à courant alternatif sans connexion entre le stator et rotor. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui la traversent. La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans le domaine de forte puissance jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance, ou en utilisent les convertisseurs statiques, et parmi eux les onduleurs multi – niveaux.

En général, les onduleurs de tension multi – niveaux peuvent être vus comme des synthétiseurs de tension dans lesquels la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux.

Le développement de la technologie multi – niveaux a été marqué par deux facteurs. D'un côté, l'évolution technologique des matériaux semi – conducteurs permettant la réalisation de convertisseurs de puissance et de tension plus élevées. D'autre côté, et malgré le contrôle de convertisseurs multi – niveaux est compliqué, l'évolution de processus numérique de signal avec capacité de calcul et vitesse de réaction très élevée et cout réduit ont rendu possible la mise en œuvre de ce contrôle.

Il est à noter que le choix de la meilleure topologie multi – niveaux et de la stratégie de contrôle ou de commande la mieux adaptée à chaque application donnée n'est pas souvent facile à trouver.

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 f_S , ne tourne pas exactement à la vitesse asynchrone $(60f_S/\pi)$. 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 [1]:

- 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 [2].

I.2.2.Construction

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 [3].

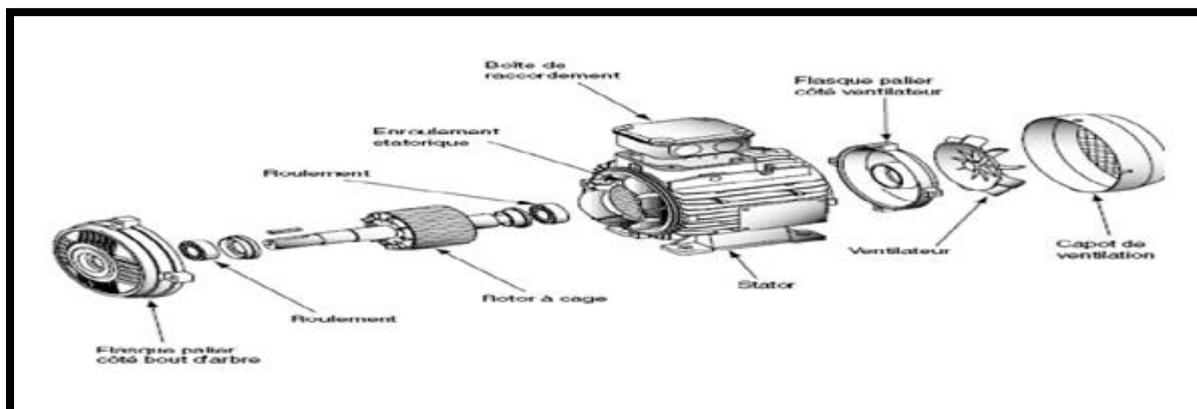


Figure I.1: Représentation de la construction de moteur "à cage d'écureuil"

I.2.3. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'induction des courants dans le bobinage du rotor par un champ tournant dans l'entrefer dû à la circulation des courants polyphasés dans le stator. Ce champ tournant va créer un couple moteur qui s'exerce sur les conducteurs des courants induits, Il provoque ainsi le démarrage et la rotation du rotor dans le même sens que le champ tournant [4].

En fonctionnement normal, le rotor de la machine asynchrone tourne à la vitesse de Ω_r exprimée en radians par seconde, et la force magnétomotrice produite par les courants statorique tourne à la vitesse de synchronisme à Ω_s exprimée en radians par seconde, mais la vitesse Ω_r est généralement inférieure à Ω_s et on a :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$$

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

p : nombre de pair de pôle de la force magnétomotrice résultante.

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identique à celui du stator. Les enroulements rotorique sont en court-circuit, la vitesse de rotation du rotor est inférieure à Ω_s , et on note [5]:

g: Glissement de la vitesse de rotation par rapport à celle du champ tournant statorique

$$\mathbf{g} = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s}$$

I.2.4. Couplage des enroulements de 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 [6].

Tension simple : C'est la tension mesurée entre une phase et le neutre du réseau ou des récepteur[6]. s

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 [6].

I.2.4.2. Types de couplage

Couplage étoile (Y): Un moteur est couplé en étoile quand chacun de ses trois enroulements est soumis à la tension simple du réseau [6].

Couplage triangle (Δ): Un moteur est couplé en triangle quand chacun de ses trois enroulements est soumis à la tension composée du réseau [6].

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 du couplage 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 [7].

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 :

- 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.
- 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 [7].

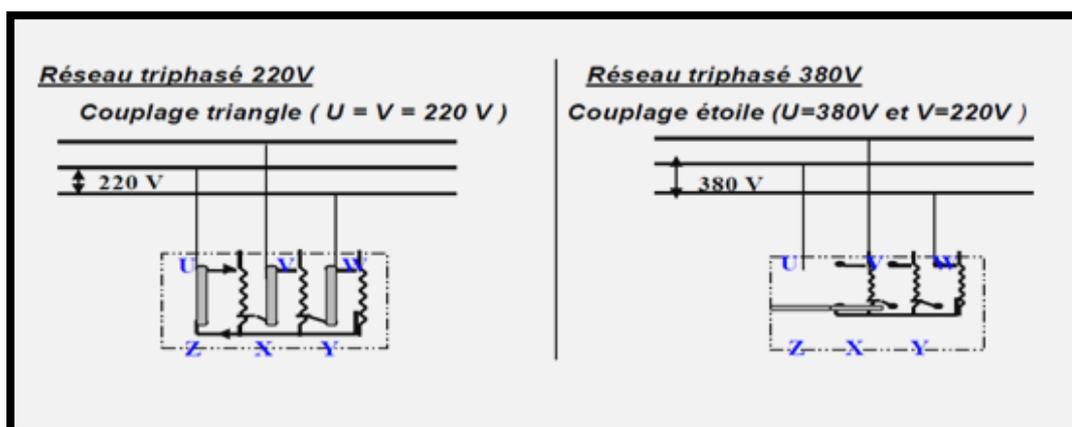


Figure I. 2:Types du couplage

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 coûteux, on le fabrique en grande série, 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 de contacts glissants comme le moteur synchrone (pour l'excitation du rotor).

Les courants qui circulent dans le stator, constituent l'unique source externe du champ magnétique. Sa vitesse varie un peu quand on le charge, on dit qu'il glisse, mais ce glissement est en générale ne dépasse pas quelques centièmes de la vitesse à vide, il est négligeable le plus 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) [8].

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 triphasés 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 [1].

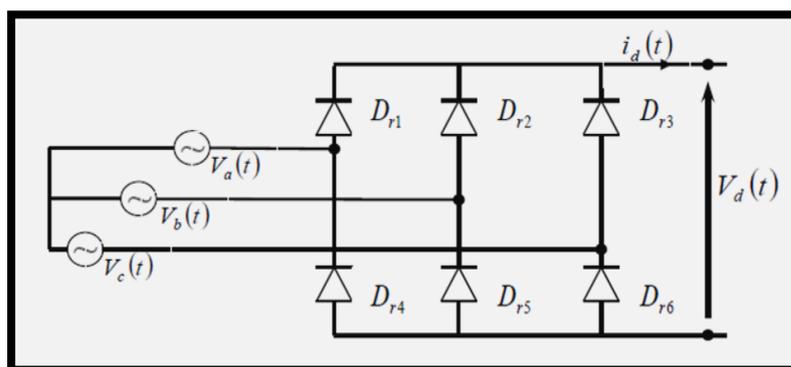


Figure I. 3 : Représentation de redresseur double alternance à diodes

I.3.2. 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 [9] [10] [11]

Pour remédier à cet inconvénient 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 [12].

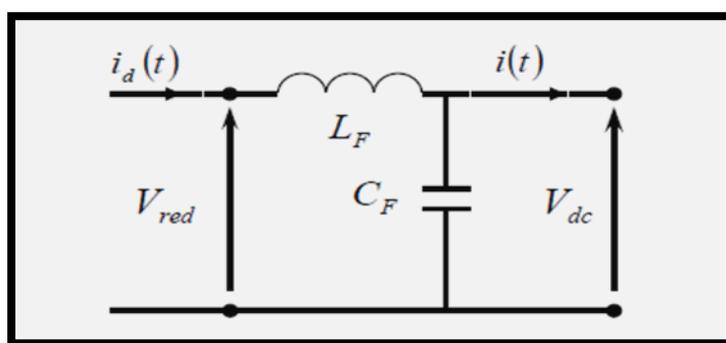


Figure I. 4 : Schéma de filtre LC

I.3.3. 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 multi - 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 multi – niveaux peuvent être dominé le domaine d'application de moyen tension et de forte puissance selon les avantages qui sont proposées.

I.3.3.1.Principe des convertisseurs multi niveaux

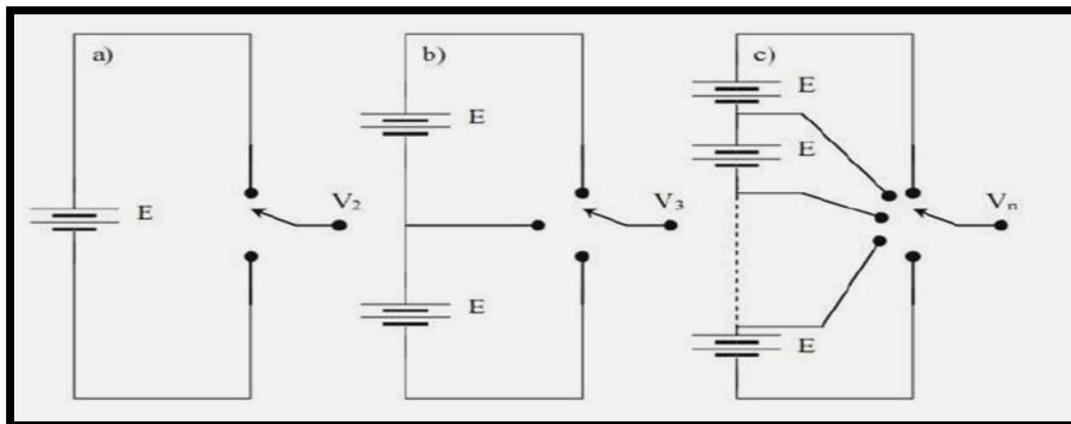


Figure I. 5:Schéma de convertisseur multi niveau

La Figure(I.5) nous donne une simplification au travail du convertisseur multi – niveaux. Le schéma à gauche représente onduleur à deux niveaux, au centre un onduleur de trois niveaux et à schéma à droite représente un onduleur multi – niveaux (N niveau) [13].

I.3.3.2.Différents types de structure de convertisseur multi – Niveaux

les convertisseurs multi – niveaux sont constitués en principe à des composants basés sur les semi – conducteurs de puissance. L'association de ces composants et leur connexion revient à des certaines topologies, la Figure(I.6) représente les différents types de convertisseur multi – niveaux.

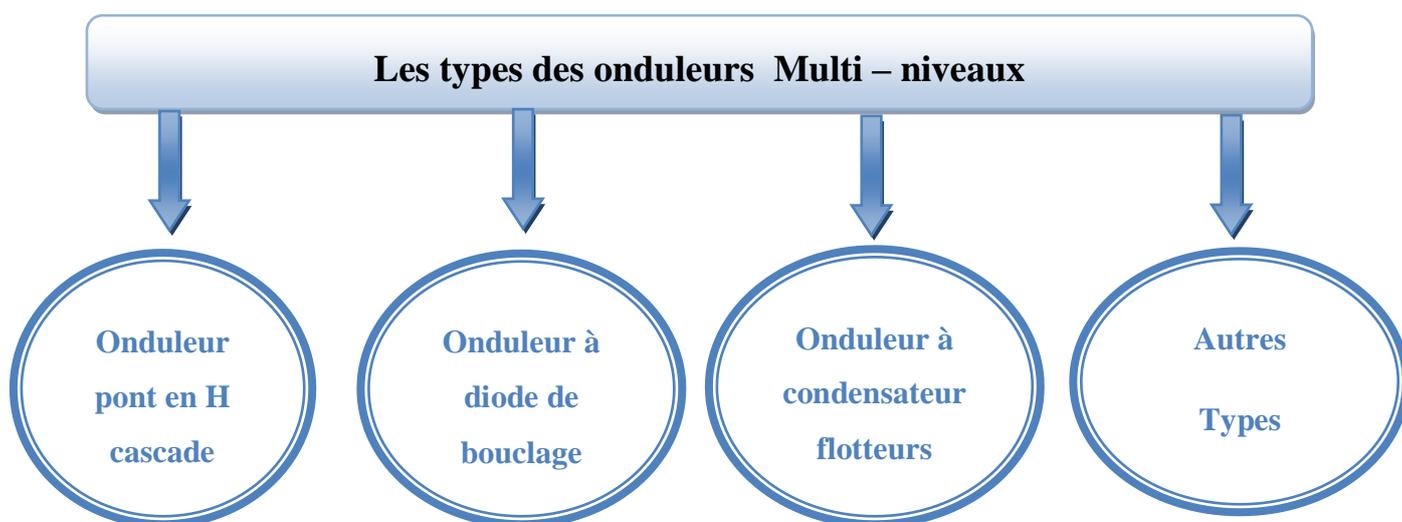


Figure I. 6:types des onduleurs multi – niveaux

✓ **Topologies pont H(en cascade)**

Le premier modèle d'onduleur était l'onduleur en pont H(en anglais Hybride), apparu en 1975 un progrès des onduleurs multi – niveaux a été du au modèle en pont H cascadié en série. La première application d'onduleur pont H était pour la stabilisation des plasmas en 1988. Les sorties des onduleurs en pont H sont connectés en série de telle sorte que l'onde de la tension synthétisé soit la somme des tensions de sortie. L'avantage majeur de cette approche est que le nombre de paliers sur le motif de la tension de sortie peut être augmenté sans aucun ajout de nouveaux composants. L'utilisation de cellules de conversion de puissance en série permet d'accroître le nombre de niveau de tension et de puissance du convertisseur. Mais l'inconvénient majeur de cette topologie est le grand nombre de tension continue exigée pour chaque pont [14].

Ta1	Ta2	Tb1	Tb2	Vs
0	1	0	1	-2E
0	1	0	0	-E
0	0	0	0	0
1	0	0	0	E
1	0	1	0	2E

Tableau I. 1:Commutation du convertisseur en pont H en cascade

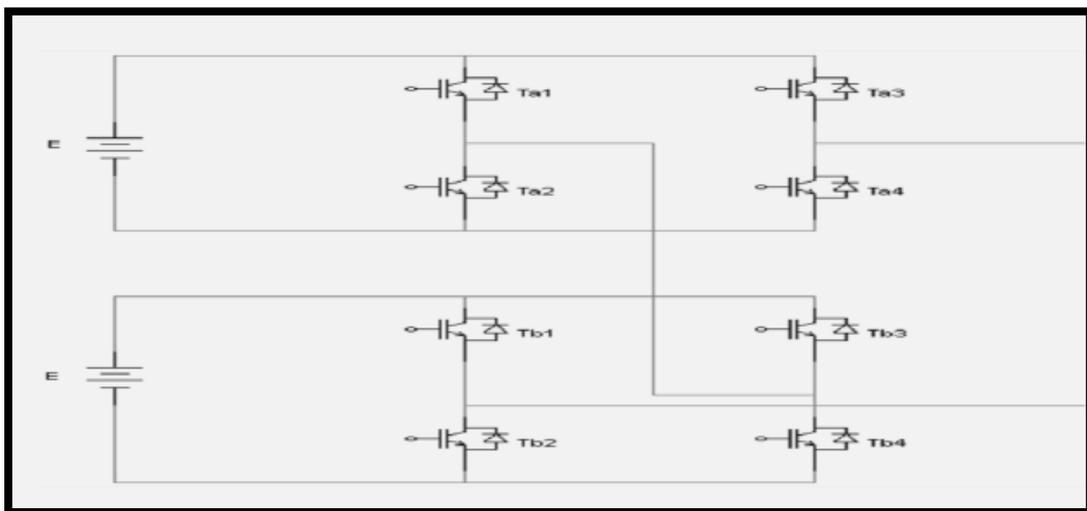


figure I. 7:Onduleur pont H cascade Cinq niveaux

✓ Topologies NPC avec diode de bouclage

Cette topologie a été présentée la première fois par [Nabae] et [Akagi] (1981). Elle avait pour but d'ajouter un niveau de tension intermédiaire à la tension de sortie d'un onduleur afin de réduire les harmoniques. La Figure(I.8) montre un convertisseur NPC trois niveaux ainsi que les séquences de fonctionnement du convertisseur. Dans le cas d'un seul bras, le point milieu entre les deux capacités permet de diviser la tension d'entrée E en deux niveaux, ainsi, à l'aide des interrupteurs, la tension de sortie pourrait être E , $E/2$ ou 0 .

- Quand $Ta2$ est fermé, la tension de sortie V_s est égale à $E/2$.
- Quand $Ta1$ et $Ta2$ sont fermés, V_s est égale à E .
- Quand $Ta1$ et $Ta2$ sont ouverts, la tension de sortie V_s est nulle [15].

Ta1	Ta2	Ta3	Ta4	Vs
0	0	1	1	0
0	1	1	0	$E/2$
1	1	0	0	E

Tableau I. 2:Commutation du convertisseur NPC 3 niveaux

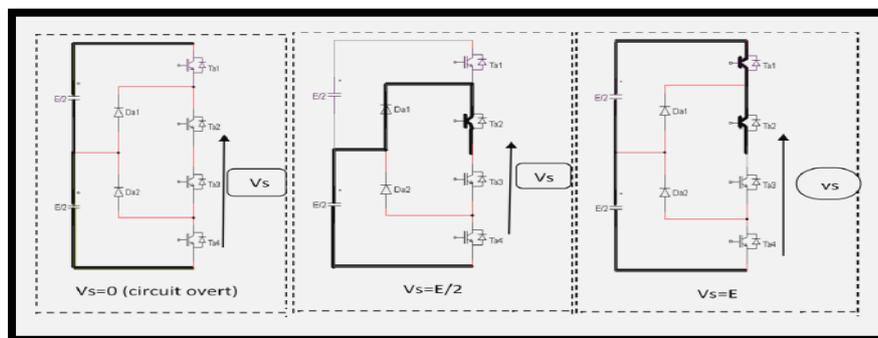


Figure I. 8:Onduleur NPC trois niveaux

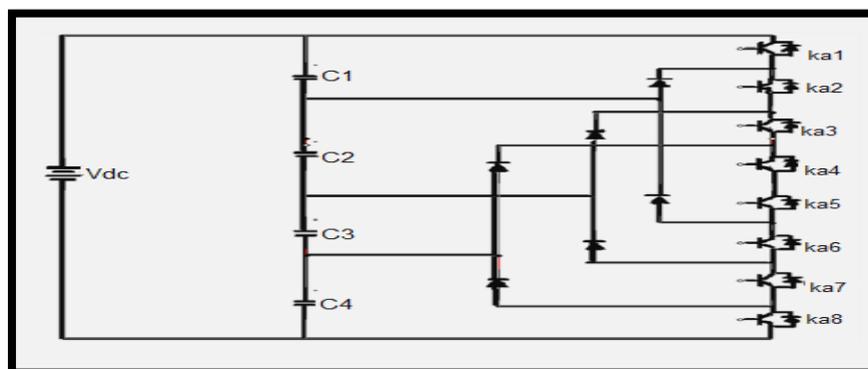


Figure I. 9:Onduleur NPC cinq niveaux

✓ Topologie MPC Onduleur (multiple point clamped)

Après le premier onduleur NPC, d'autres chercheurs ont développé la déférente structure basée sur NPC. L'onduleur NPC permet de disposer d'un nombre impair de niveaux dans le motif de la tension en sortie. Cependant l'onduleur multiple point clamped (MPC) a été développée dans les années 90 pour un nombre pair de tension. Ce type d'onduleur est monté sur la Figure(I.10) [16].

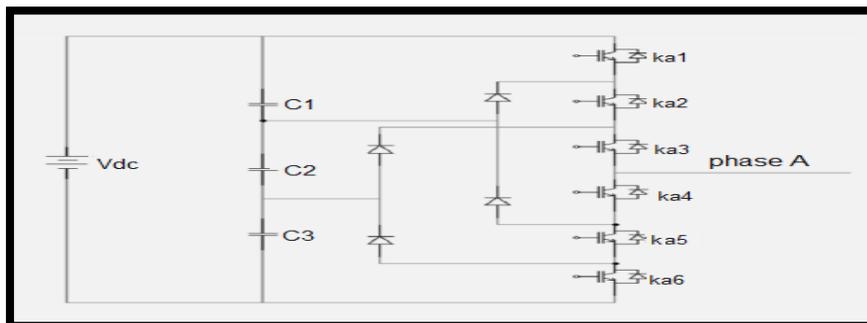


Figure I. 10: Onduleur structure MPC

✓ Topologie NPC à condensateur flotteur (FC)

Cette architecture a été introduite par **Meynard et Foch (1992)**. Dans cette topologie les deux diodes de calage du convertisseur NPC ont été remplacées par un condensateur, d'où le nom du convertisseur à condensateur flotteur. Les combinaisons de fonctionnement sont les mêmes que pour la topologie NPC. Chaque bras d'un convertisseur monophasé 5 niveaux contient 4 interrupteurs, 4 diodes et une capacité. Pour un convertisseur à capacité flottante de n niveaux, chaque bras doit contenir $(2n-2)$ interrupteurs et $(n-2)$ capacités. Cette topologie élimine quelques inconvénients de la NPC comme l'équilibre des tensions supportées par les interrupteurs [15].

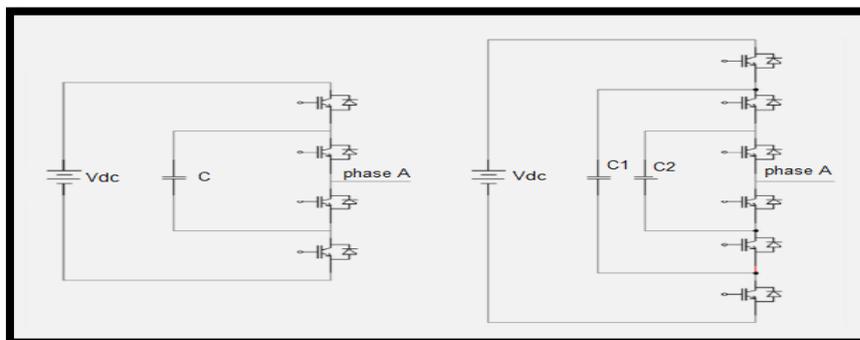


Figure I. 11: Onduleur FC à trois et à quatre niveaux (par phase)

✓ Autres topologies

Autres topologies de convertisseur multi – niveaux ont été proposé, ces topologies sont basées essentiellement aux structures de base de convertisseur multi – niveaux. Cette nouvelle topologie connue (hybride), les hybrides est une combinaison entre deux structures de base au de légères variations celle-ci. Ces topologies sont :

- Les convertisseurs asymétrique hybride.
- Le convertisseur avec de pont en cascade et de source cc/cc avec d'isolement.
- Le convertisseur avec des topologies multi – niveaux en cascade.
- Le convertisseur avec commutation doute.
- Le convertisseur relié par transformateur.
- Le convertisseur diode/ capacité clamped : variante d'onduleur NPC.
- Le convertisseur multi – niveaux généralisé.

I.3.3.3. Domaine d'application des onduleurs multi – niveaux

Les convertisseur multi – niveaux développés à la base pour résoudre certains problèmes ou des inconvénients, qui apparue dans les convertisseurs à deux niveaux monophasé ou triphasé. Ils ont bénéficié à ces technologies et rentrer à plusieurs applications, on a mentionné quelques domaines que sont touché par cette technologie [17].

- Démarrage des machine à grande puissance
- Système de lavage
- Réglage de la vitesse par la tension de sortie de l'onduleur
- Réglage de la vitesse par variation de fréquence de l'onduleur
- Application dans le domaine de la traction ferroviaire et urbaine (TGV France)
- Application dans l'alimentation de réseaux de bord et de propulsion de bâtiments maritimes
- Application dans le domaine de réseaux électriques
- Application dans le domaine de l'énergie renouvelable (photovoltaïque, éolienne,....etc.) [17].

I.3.3.4 .Avantages de l'onduleurs multi – niveaux

Les onduleurs multi – niveaux offrent d'énormes avantages par rapport aux onduleurs à deux niveaux. Ces avantages sont visibles, d'une part d'un point de vue technologique et d'autre part d'un point de vue fonctionnel [18].

✓ Avantages technologiques

Dans les onduleurs multi – niveaux, la répartition de la tension obtenue de manière naturelle en régime établi, ce qui permet de commuter chaque semi – conducteur indépendamment des autres. Ceci rend les convertisseurs plus robuste et plus performant pendant les commutations. La tension commutée est d'amplitude réduite et la commutation est donc plus simple à gérer[18].

✓ Avantages fonctionnels de convertisseur

possibilité d'accéder à des applications de plus forte puissance. Possèdent des meilleurs compromis entre performances statiques (tension de saturation) et performances dynamiques (temps de commutation, pertes par commutation, fréquence de découpage) [16].

✓ Avantage fonctionnels pour les machines tournantes

Le nombre de tension généré par un onduleur multi – niveaux plus élevé que celui de l'onduleur deux niveaux de tension, permet d'améliorer la qualité de sa forme d'onde, qui se traduira par une réduction de sa distorsion harmonique. Ceci peut entraîner des avantages considérables comme la diminution des pertes fer, l'augmentation de durée de vie des isolants ou la diminution de rayonnement électromagnétique issu de bobinages de la machine [16].

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 [19].

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 découplés aux machines asynchrones.

Ces commandes ont pour objectif d'obtenir les performances excellentes de la machine à courant continu, sans avoir les inconvénient 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.12). Ceci peut être réalisé en orientant le flux en quadrature avec le couple [20].

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

En effet, dans une asynchrone, le courant quadrature stator I_{sq} contrôle le couple et le courant directe stator I_{sd} contrôle le flux.

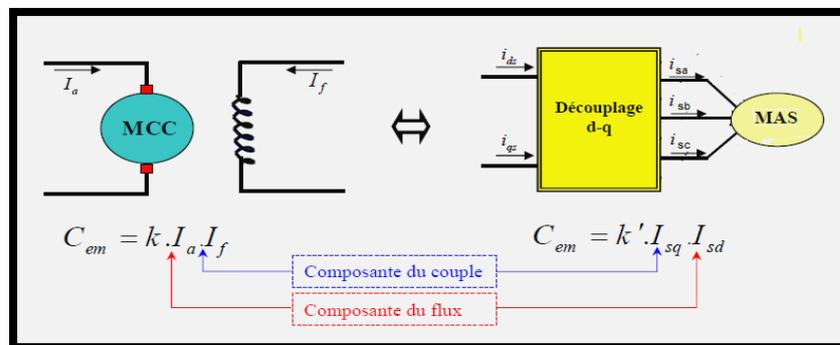


Figure I. 12:Schéma de principe du découplage pour la MAS en analogie avec la MCC

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, de nombreuses variantes ont été présentées que l'on peut classifier 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 $\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_r \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases}$
 - le flux statorique $\begin{cases} \Phi_{sd} = \Phi_s \\ \Phi_{sq} = 0 \end{cases}$
 - le flux d'entrefer $\begin{cases} \Phi_{gd} = \Phi_g \\ \Phi_{gq} = 0 \end{cases}$
- ✓ la position de flux, commande directe mesure ou observation du vecteur de flux, ou commande indirecte par contrôle de la fréquence du glissement.

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.13)

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 :

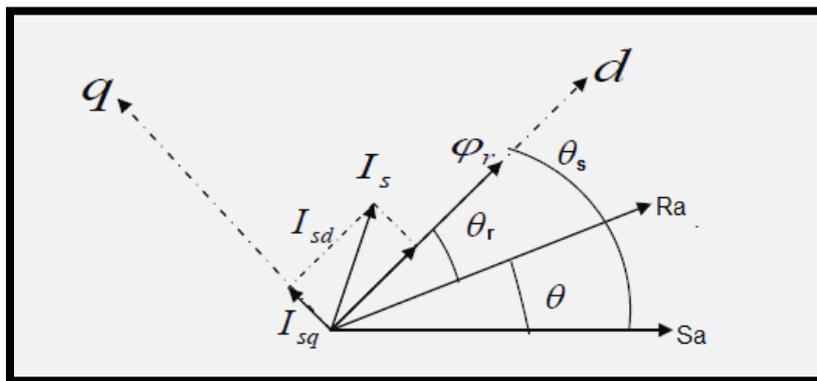


Figure I. 13:Orientation de flux rotorique

I.4.3.1.Les objectifs de la commande

- ❖ 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. Méthodes de commande par flux 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 [21] [22].

- ❖ **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 [23].

I.5.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit des généralités sur la machine asynchrone, définition, sa construction, principe de fonctionnement, ainsi que ses avantages et inconvénients.

Comme nous avons présenté l'onduleurs multi – niveaux, son principe de fonctionnement, différents types de structure, topologies, ses domaines d'application et ses avantages.

En fin de ce chapitre, nous avons parlé sur la commande vectorielle, principe de commande, le découplage, commande par flux orienté et en particulier l'orientation de flux rotorique.

Chapitre II

Modélisation du Système

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

II.1.Introduction

Le système d'entraînement de la machine asynchrone intègre l'alimentation. Le convertisseur statique, la machine asynchrone et la commande indispensable au fonctionnement de l'ensemble. De ce fait, une modélisation de la machine destinée aussi bien à l'étude de son comportement qu'à la mise en place des fonctionnements de la commande est nécessaire pour le bon déroulement du processus d'entraînement.

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement, une modélisation de la machine asynchrone d'une part et l'alimentation de la machine qui contient le redresseur, le filtre et l'onduleur d'autre part.

II.2.Modélisation de la machine asynchrone

II.2.1.Hypothèses simplificatrices

L'étude de la machine asynchrone traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel des hypothèses simplificatrices [24]:

- ❖ l'entrefer constant,
- ❖ l'effet d'encoche négligé,
- ❖ distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale,
- ❖ circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante
- ❖ 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.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- ❖ les inductances propres sont constantes,
- ❖ le flux magnétique est en fonction linéaire du courant,
- ❖ l'invariance des résistances statoriques et rotoriques,
- ❖ les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques

II.2.2. Représentation du Modèle triphasée- triphasée

On a représenté au stator trois bobinages, dont les axes sont décalés de 120° , et trois autres au rotor, parcourus chaque fois par un système de courants triphasé. Par convention, les bobinages sont alimentés par un système de tensions triphasé sinusoïdal direct [25] [26].

On peut considérer la machine asynchrone triphasée comme représentée par les bobinages de la figure (II.1)

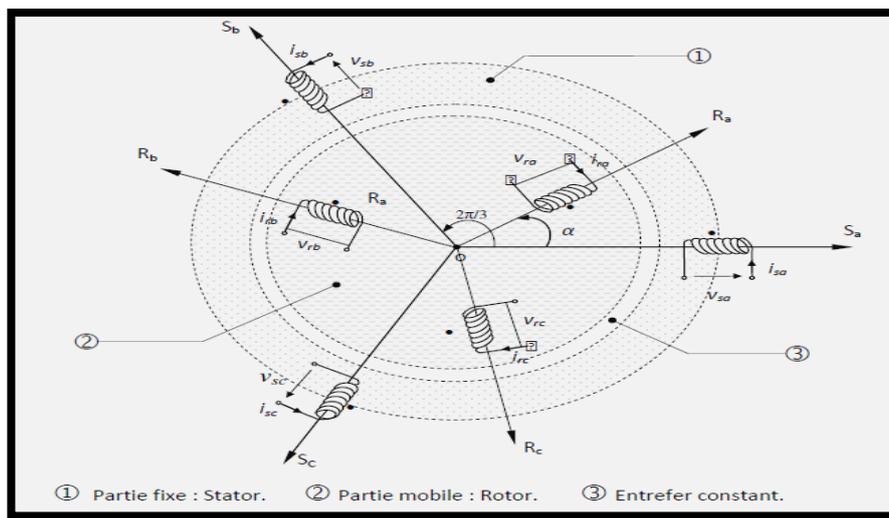


Figure II. 1: Modèle d'une machine asynchrone triphasée

L'équation de tension des phases statoriques et rotoriques servent le point de départ à l'élaboration du modèle dynamique de la machine asynchrone.

II.2.3. Mise en Equations de la machine asynchrone généralisée

La machine est représentée sur la figure (II.1) par six enroulements dans l'espace électrique. Les enroulements statoriques sont alimentés par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitudes constantes, et les enroulements rotoriques sont court-circuités [27].

Chaque enroulement peut être représenté par la figure (II.2).

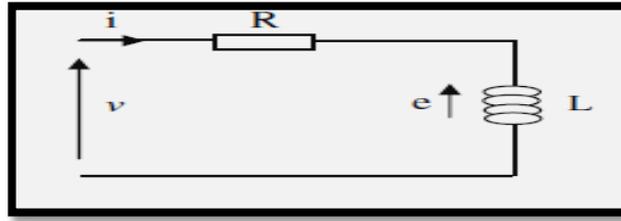


Figure II. 2: Modèle électrique d'une phase

A partir de ce circuit on peut écrire l'équation :

$$V = Ri + e = Ri + \frac{d\phi}{dt}$$

$(V_{as}, V_{bs}, V_{cs}), (V_{ar}, V_{br}, V_{cr})$: Les tensions instantanées aux bornes des phases statoriques et rotoriques .

$(i_{as}, i_{bs}, i_{cs}), (i_{ar}, i_{br}, i_{cr})$: Les courants instantanés circulants dans ses phases statoriques et rotoriques .

$(\Phi_{as}, \Phi_{bs}, \Phi_{cs}), (\Phi_{ar}, \Phi_{br}, \Phi_{cr})$: Les flux statoriques et rotoriques.

L'application des lois fondamentales de l'induction électromagnétique donne pour l'ensemble des phases :

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

- ✓ les équations électriques.
- ✓ les équations magnétiques.
- ✓ l'équation mécanique.

II.2.3.1. Equations électriques

En appliquant la loi d'Ohm généralisée à chaque phase de la figure (II.1), les équations des tensions des trois phases statoriques et rotoriques sont données respectivement par (II-1) et (II-2)

$$\begin{cases} V_{as} = R_s i_{as} + \frac{d}{dt} \Phi_{as} \\ V_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d}{dt} \Phi_{bs} \\ V_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d}{dt} \Phi_{cs} \end{cases} \quad (II.1)$$

$$\begin{cases} V_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d}{dt} \Phi_{ar} \\ V_{br} = R_r i_{br} + \frac{d}{dt} \Phi_{br} \\ V_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d}{dt} \Phi_{cr} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Sous forme matricielle ses équations peuvent s'écrire :

$$[\mathbf{V}_{abcs}] = [\mathbf{R}_s][\mathbf{i}_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\mathbf{\Phi}_{abcs}] \quad (\text{II.3})$$

$$[\mathbf{V}_{abcr}] = [\mathbf{R}_r][\mathbf{i}_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\mathbf{\Phi}_{abcr}] \quad (\text{II.4})$$

$$[\mathbf{R}_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [\mathbf{R}_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

avec : $[\mathbf{V}_{abcs}] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T$, $[\mathbf{V}_{abcr}] = [V_{ar} \ V_{br} \ V_{cr}]^T$, $[\mathbf{i}_{abcs}] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T$, $[\mathbf{i}_{abcr}] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T$

II.2.3.2. Equation magnétique

On peut écrire les expressions du flux des phases statoriques et rotoriques comme suit :

$$[\mathbf{\Phi}_{abcs}] = [\mathbf{L}_{ss}][\mathbf{i}_{abcs}] + [\mathbf{M}_{sr}][\mathbf{i}_{abcr}] \quad (\text{II.5})$$

$$[\mathbf{\Phi}_{abcr}] = [\mathbf{L}_{rr}][\mathbf{i}_{abcr}] + [\mathbf{M}_{rs}][\mathbf{i}_{abcs}] \quad (\text{II.6})$$

avec :

$$[\mathbf{\Phi}_{abcs}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix}; \quad [\mathbf{\Phi}_{abcr}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}$$

$[\mathbf{\Phi}_s]$: Matrice de flux statorique

$[\mathbf{\Phi}_r]$: Matrice de flux rotorique

Les matrices des inductances statoriques et rotoriques sont données par:

$$[\mathbf{L}_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}; [\mathbf{L}_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

l_s, l_r : inductance propre d'une phase statorique et d'une phase rotorique.

m_s : inductance mutuelle entre phases statoriques.

m_r : inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$[\mathbf{M}_{sr}]$: représente la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor.

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

M_{sr} : représente la valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

L'inductance entre le rotor et stator est considérée identique : $[\mathbf{M}_{sr}] = [\mathbf{M}_{rs}]^T$

II.2.3.3. Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (\text{II.8})$$

C_{em} : le couple électromagnétique.

C_r : le couple résistante.

Ω : Vitesse mécanique.

f : coefficient de frottements.

$f \cdot \Omega$: Terme de couple de frottement visqueux

J : moment d'inertie du rotor.

Les équations de la machine asynchrone sont données comme suit :

$$[V_{sabc}] = [R_s] \cdot [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] \cdot [i_{sabc}] + [M_{sr}] \cdot [i_{rABC}]) \tag{II.9}$$

$$[V_{rABC}] = [R_r] \cdot [i_{rABC}] + \frac{d}{dt} ([L_{rr}] \cdot [i_{rABC}] + [M_{rs}] \cdot [i_{sabc}]) \tag{II.10}$$

Cette présentation de la modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application; les matrices $[M_{rs}]$ et $[M_{sr}]$ dépendent de l'angle de rotation mécanique θ et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage. Pour remédier à ce problème, on effectue des transformations.

II.2.4. Transformation de Park

La résolution des équations obtenues à partir du modèle de la figure (II.1) et qui sont données par les équations (II.5 et II.6) est complexe, pour cela on effectue des transformations qui nous permettent de transformer les enroulements de la machine originale en deux enroulements équivalents, appelée transformation de *Park*. Cette transformation consiste donc à transformer la représentation de la machine triphasée équilibrée par une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes (d-q), figure (II.3) [28].

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \tag{II.11}$$

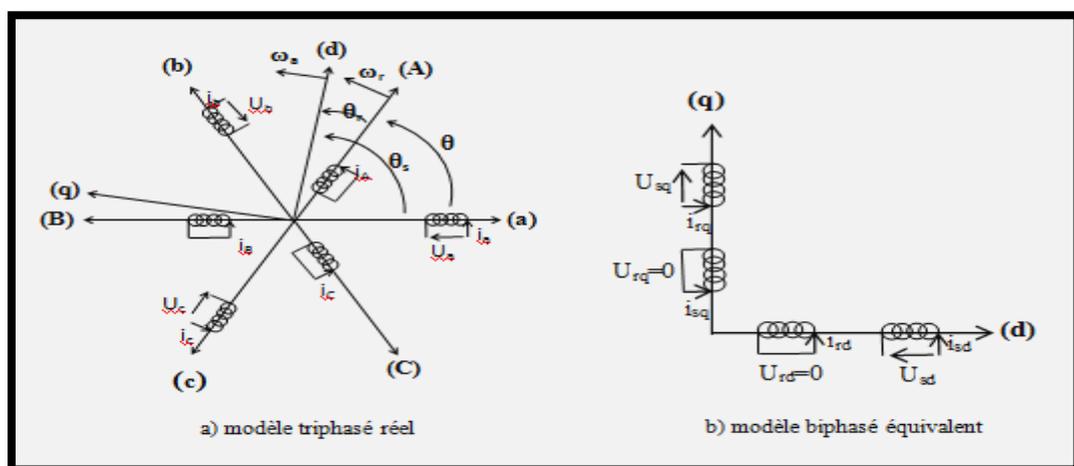


Figure II. 3: Transformation triphasée-biphasée

Où

θ : l'angle entre la phase statorique "a" et rotorique "A".

θ_s : 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".

ω_r : vitesse angulaire électrique du rotor.

ω_s : vitesse angulaire électrique du stator

ω_a : vitesse angulaire électrique du système d'axes (d, q).

Le passage du système triphasé-biphasé est obtenu en introduisant la matrice de Park suivante :

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

dont la matrice inverse est :

$$P^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

On peut alors exprimer les grandeurs statoriques et rotoriques comme suit :

- Les grandeurs statoriques sont obtenues pour $\theta = \theta_s$:

$$\begin{bmatrix} x_{ds} \\ x_{qs} \\ x_{os} \end{bmatrix} = P(\theta_s) \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

- Les grandeurs rotoriques suivantes sont obtenues pour $\theta = \theta_r$:

$$\begin{bmatrix} x_{dr} \\ x_{qr} \\ x_{or} \end{bmatrix} = P(\theta_r) \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

où :

x : soit une tension ou courant ou un flux.

x_o: la composante homopolaire.

II.2.4.1. Application de la transformation de Park

Les expressions de la machine (II.1 et II.2), (II.5 et II.6) peuvent s'exprimer en utilisant la matrice de passage est cela en considérant que le système est équilibré:

- **Les équations électriques**

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_a \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_a \Phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_a - \omega_r) \Phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_a - \omega_r) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

- **Les équations magnétiques**

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + L_m \cdot i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + L_m \cdot i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + L_m \cdot i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + L_m \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

avec :

L_s=l_s-m_s: est l'inductance cyclique propre statorique.

L_r= l_r-m_r: l'inductance cyclique propre rotorique.

L_m = $\frac{3}{2}$ M_{sr} : l'inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor

- **Les Equation des tentions**

Le développement des flux en fonction des courants dans les équations des tensions (II.3)et (II.4) aboutit à la représentation suivante

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & -L_S \omega_S & 0 & -L_m \omega_S \\ L_S \omega_S & R_S & L_m \omega_S & 0 \\ 0 & -L_m \omega_r & R_r & -L_r \omega_r \\ L_m \omega_r & 0 & L_r \omega_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_S & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_S & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

- **Les Equation mécanique**

Dans le cas général la puissance électrique instantanée P_e fournie aux enroulements statorique et rotorique s'exprime en fonction des grandeurs d'axes d, q:

$$P_e = V_{sd}I_{sd} + V_{sq}I_{sq} + V_{rd}I_{rd} + V_{rq}I_{rq} \quad (\text{II.19})$$

Elle se décompose en trois séries de termes:

1. puissance dissipée en perte Joule:

$$R_s(I_{sd}^2 + I_{sq}^2) + R_r(I_{rd}^2 + I_{rq}^2) \quad (\text{II.20})$$

2. puissance transmise au rotor sous forme de variation d'énergie magnétique:

$$I_{sd} \left(\frac{d\phi_{sd}}{dt} \right) + I_{sq} \left(\frac{d\phi_{sq}}{dt} \right) + I_{rd} \left(\frac{d\phi_{rd}}{dt} \right) + I_{rq} \left(\frac{d\phi_{rq}}{dt} \right) \quad (\text{II.21})$$

3. puissance mécanique: P_m :

est la puissance mécanique calculée à partir de l'expression de la puissance électrique instantanée :

$$P_m = (\phi_{sd}I_{sq} - \phi_{sq}I_{sd})\omega_s + (\phi_{rd}I_{rq} - \phi_{rq}I_{rd})\omega_r \quad (\text{II.22})$$

4. Le couple électromagnétique développe par la machine est donné par l'expression:

$$C_{em} = \frac{P_m}{\Omega} \quad \text{et} \quad \Omega = \frac{\omega_r}{p} \quad (\text{II.23})$$

Donc on tire l'expression scalaire du couple:

$$C_{em} = p(\phi_{sd}I_{sq} - \phi_{sq}I_{sd}) \quad (\text{II.24})$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques:

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{II.25})$$

$$C_{em} = p L_m (I_{rd} I_{sq} - I_{rq} I_{sd})$$

Cette relation très importante met en évidence le fait que le couple résulte de l'interaction de composantes de courants statoriques et rototiques en quadrature [29] [30].

La partie mécanique est modélisée à partir de l'équation fondamentale de la dynamique appliquée aux solides en rotation :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f \Omega = P \frac{L_m}{J L_r} [\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}] - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \Omega \quad (\text{II.26})$$

II.2.5. Choix du référentiel

Selon le repère choisi, la position des deux axes (d, q) peut être située selon [31] :

- ✓ Référentiel lié au stator d'axe (α, β) lorsque ($\omega_a = 0$).
- ✓ Référentiel lié au rotor d'axe (x, y) lorsque ($\omega_a = \omega_r$).
- ✓ Référentiel lié au champ tournant d'axe (d, q) lorsque ($\omega_a = \omega_s$).

II.2.5.1. Référentiel (α, β)

Dans cette considération, on choisit le système d'axe (α, β), c'est-à-dire le système d'axe biphasé est immobile par rapport au système d'axe triphasé, la vitesse de rotation des axes (α, β) est donc nulle ($\omega_a = 0$). Ce qui permet de réduire la complexité des équations (II.9 et II.10). Le passage du système triphasé au système biphasé est assuré par la matrice de Concordia (II.27).

$$[\mathbf{T}] = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

(II.27)

L'application de la transformation de Concordia aux courants, aux tensions et aux flux de la machine des grandeurs statoriques et rotoriques permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} x_{s\alpha} \\ x_{s\beta} \\ x_{so} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} x_{r\alpha} \\ x_{r\beta} \\ x_{ro} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix}$$

II.2.5.2. Equation de la machine dans le repère (a, β) lié au stator

Dans ce repère, l'application de la transformation de *Concordia* aux équations électriques, magnétiques et électromagnétiques données par les équations (II.28) permet d'obtenir:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (II.28)$$

avec:

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = L_s \cdot i_{s\alpha} + L_m \cdot i_{r\alpha} \\ \Phi_{s\beta} = L_s \cdot i_{s\beta} + L_m \cdot i_{r\beta} \\ \Phi_{r\alpha} = L_r \cdot i_{r\alpha} + L_m \cdot i_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} = L_r \cdot i_{r\beta} + L_m \cdot i_{s\beta} \end{cases} \quad (II.29)$$

L'équation du couple sera donnée par :

$$C_{em} = p(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (II.30)$$

L'équation de mouvement s'écrit alors :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f \cdot \Omega) \quad (II.31)$$

II.2.6. Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère (d - q)

Le modèle dans ce cas est donné sous la forme suivante:

Le comportement des circuits électromagnétiques de la machine asynchrone est décrit par un système d'équations différentielles non linéaires. Pour trouver le modèle de la machine

asynchrone alimentée en tension, nous choisissons comme variables d'états les flux et les courants des phases rotoriques [32].

Le modèle utilisé où tous les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans le repère $(d - q)$, et qui est donné par :

$$\begin{cases} \dot{X} = [A] X + [B] U \\ Y = [C] X + [D] U \end{cases}$$

Avec :

X : vecteur d'état.

U : vecteur des entrées.

Y : vecteur des sorties.

$[A]$: matrice d'évolution.

$[B]$: matrice d'application de la commande.

$[C]$: matrice d'observation.

$[D]$: matrice de transmission directe.

Ce formalise est beaucoup utilisé dans le domaine de l'automatique.

$$\text{Avec :} \quad \begin{cases} U = [V_{sd} \ V_{sq}]^T \\ X = [i_{sd} \ i_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T \end{cases}$$

Les variables x sont composés de deux états électriques (i_{sd} i_{sq}) et deux états magnétiques (Φ_{rd} Φ_{rq}).Après la simplification sur les équations (II.16)et (II.17), on a

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) i_{sd} + \omega_a i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{L_m T_r} \Phi_{rd} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{\omega_r}{L_m} \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_a i_{sd} + -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) i_{sq} + -\frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{\omega_r}{L_m} \Phi_{rd} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{L_m T_r} \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + (\omega_a - \omega_r) \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sq} - (\omega_a - \omega_r) \Phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rq} \end{cases} \quad (\text{II. 32})$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & \omega_a & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{L_m T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{\omega_r}{L_m} \\ -\omega_a & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & -\frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{\omega_r}{L_m} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{L_m T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_a - \omega_r) \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_a - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (II.33)$$

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

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} : \text{Coefficient de dispersion total.}$$

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

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} : \text{Constante de temps statorique.}$$

Les équations du couple électromagnétique et du mouvement, sont données par les expressions suivantes :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f \Omega = P \frac{L_m}{J L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \Omega$$

II.3. Modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone

Généralement la machine asynchrone est alimentée par deux convertisseurs en cascade, le convertisseur coté machine est un onduleur de tension contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), et le convertisseur coté réseau est un redresseur triphasé double alternance à diodes, séparés par un filtre passe bas(LC)

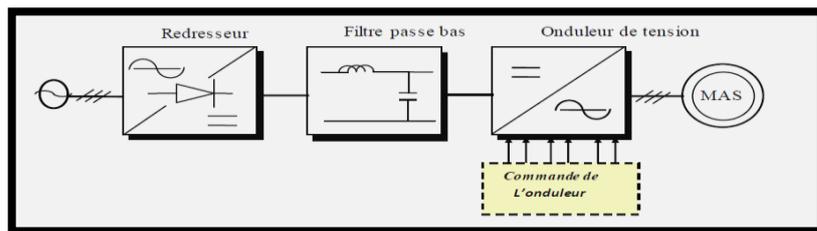


Figure II. 4: Association convertisseur – machine

II.3.1 Modélisation de Redresseur triphasé double alternance à diodes

Ce type de redresseur comporte 3 diodes à cathode commune assurant l'aller du courant $I_d(t)$: D_{r1}, D_{r2} et D_{r3} et 3 diodes à anode commune assurant le retour du courant $I_d(t)$: D_{r4}, D_{r5} et D_{r6}

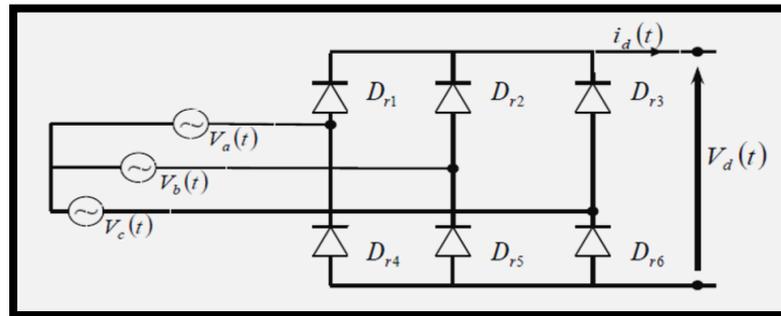


Figure II. 5: Représentation de redresseur double alternance à diodes

Ce redresseur comporte trois diodes (D_{r1}, D_{r2}, D_{r3}) à cathode commune assurant l'aller du courant $I_d(t)$ et trois diodes ($D'_{r1}, D'_{r2}, D'_{r3}$) à anode commune assurant le retour du courant I_d . Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de

$$\text{Tension : } \begin{cases} V_a(t) = V_m \sin(2\pi f t) \\ V_b(t) = V_m \sin(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c(t) = V_m \sin(2\pi f t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

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:

$$D_i \text{ Conduit si } V_i = \max(V_j); j = a, b, c ; i = a, b, c$$

$$D'_i \text{ Conduit si } V'_i = \min(V_j); j = a, b, c ; i = a, b, c$$

- Et si l'effet de l'empîement est négligé. La valeur instantanée de la tension redressée peut être exprimée par [33] [34] [35] [36]:

$$V_d(t) = V_i - V'_i = \max(V_j) - \min(V_j) \quad (\text{II.35})$$

Cette tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage.

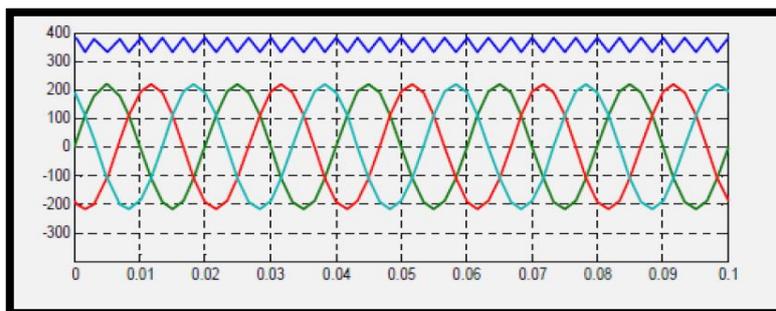


Figure II. 6: Tension redressée U_{ch}

Avec :

$D_i; D'_i$: 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 : $V_{d\text{ moy}} = \frac{3\sqrt{3}}{\Omega} V_m$

II.3.2. Modélisation de filtre passe bas(LC)

Généralement un filtre est un circuit dont le comportement dépend de la fréquence du signal d'entrée. Il permet de privilégier ou d'éliminer certaines fréquences d'un signal.

Il n'est pas un système électronique qui ne fasse appel à, au moins, un filtre. La plupart en comportent en grande quantité.

Le filtrage est une forme de traitement de signal, obtenu en envoyant le signal à travers un ensemble de circuits électroniques, qui modifient son spectre de fréquence et/ou sa phase et donc sa forme temporelle.

Le filtre passe-bas (notre choix) est un dispositif qui démontre une réponse en fréquence relativement constante (gain fixe) aux basses fréquences et un gain décroissant aux fréquences supérieures à la fréquence de coupure (FC). La décroissance plus ou moins rapide dépend de l'ordre du filtre.

Idéalement, le filtre passe-bas aurait un gain unitaire (ou fixe) aux basses fréquences et un gain nul aux fréquences supérieures à la coupure (FC).

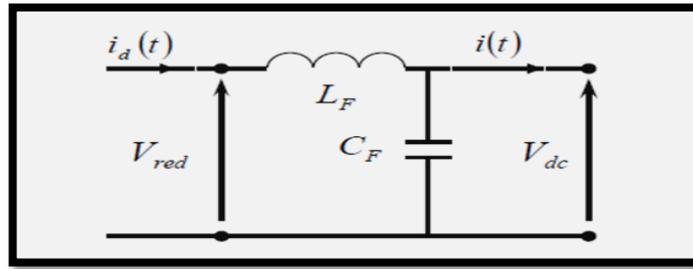


Figure II. 7: Schéma du filtre (LC)

Pour modéliser ce filtre on a les équations suivantes:

$$\begin{cases} V_{red}(t) = L_f \frac{di_d(t)}{dt} + V_{dc}(t) \\ \frac{dV_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_s(t)) \end{cases} \quad (II.36)$$

Donc la fonction de transfert du filtre est donnée par la relation suivante:

$$F(S) = \frac{V_{dc}(s)}{V_{red}(s)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} S)^2} \quad (II.37)$$

Avec:

P : c'est l'indice de la transformation de Laplace. C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale:

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (II.38)$$

Pour dimensionner ce filtre, on doit tout simplement placer sa fréquence de coupure au-dessous de la fréquence de la première harmonique de $V_{dc}(t)$ cette condition nous permet de déterminer L et C [37].

II.3.3. Modélisation de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

II.3.3.1. Structure de l'onduleur à trois niveaux

L'idée de base de l'onduleur NPC est l'obtention d'une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimentés chacun par une source de tension continue distincte.

L'onduleur triphasé à trois niveaux utilisé est constitué de trois bras et de deux sources de tension continue. Chaque bras comporte quatre interrupteurs en série et deux diodes médianes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et une diode montée en tête bêche, [38].

Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue, de force électromotrice (E). A l'aide d'un diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs de filtrage C_1 et C_2 de même capacité, on obtient deux sources secondaires de tension continue délivrant chacune une demi-tension ($E/2$). Étant connectés entre eux en un point neutre noté o. Ces dernier sont identiques de manière à éviter le déséquilibre de charge ($C_1=C_2$ c'est-à-dire $U_{C1} = U_{C2}$).

Le point o est connecté avec les deux diodes médianes (DD_{K1}, DD_{K2}) . La figure (II.8) fournit une représentation schématique de cet onduleur.

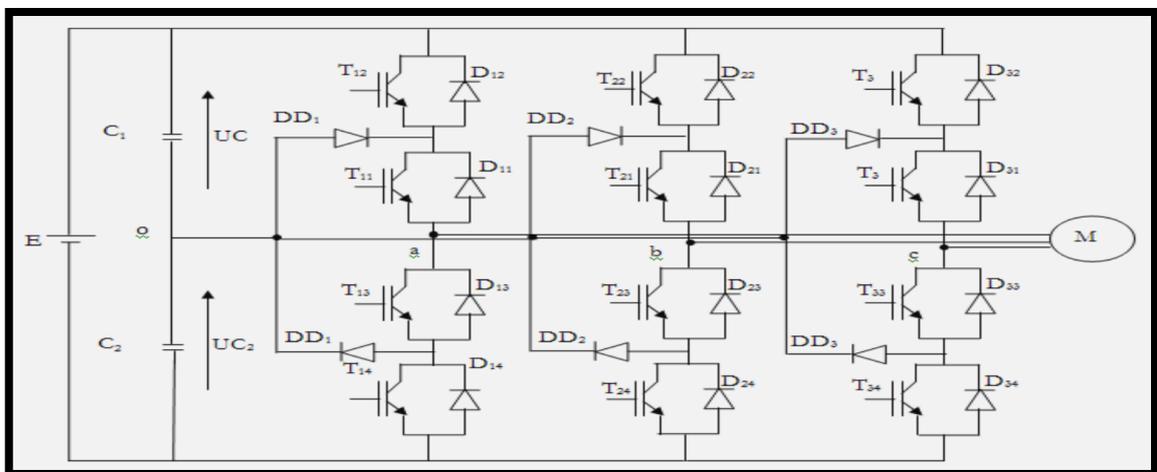


Figure II. 8: Onduleur triphasé à trois niveaux

Pour simplifier la complexité de la structure de l'onduleur à trois niveaux, on présente chaque paire (Transistor -diode) par un seul interrupteur bidirectionnel TD_{KS} Figure (II.9), et vue la symétrie de la structure, on présente la configuration d'un seul bras Figure (II.10).



Figure II. 9: Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire Transistor – diode

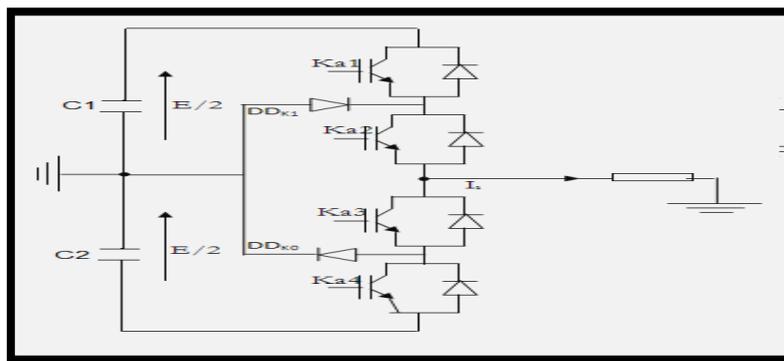


Figure II. 10: Un bras de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépend de :

- La commande externe B_{KS} (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur

Bidirectionnel T_{KS}).

- Une commande interne définie par les signes du courant du bras.
- Pour éviter la mise en conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras, qui provoque un court-circuit aux bornes des sources continues et par conséquent le risque de distorsion des condensateurs et des composants semi-conducteurs par surintensité et qui peut engendrer la distinction par surtension des interrupteurs lors d'ouvertures simultanée de ces dernier, on adopte la solution classique suivante :

On doit réaliser une commande complémentaire des différents interrupteurs d'un même bras de l'onduleur, [39].

II.3.3.2 Configurations et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

Il faut déterminer les valeurs que peut prendre la tension simple V_{ao} entre la borne (a) de la charge et le point neutre 0. Cette tension est entièrement définie par l'état (0 ou 1) des quatre interrupteurs K_{a1}, K_{a2}, K_{a3} et K_{a4} du bras.

Sur les $2^4 = 16$ configurations possibles, seules trois configurations sont mises en œuvre. Toutes les autres séquences ne sont pas fonctionnelles et sont donc à éviter. En effet, elles provoquent soit des courts-circuits des sources de tension continue, soit elles provoquent la déconnexion de la charge.

L'onduleur à trois niveaux étant symétrique, l'étude peut se limiter au fonctionnement d'un seul bras, (où on distingue trois configurations possibles).

On donne ci-dessous le tableau récapitulatif tableau (II-1) représente la tension de sortie V_{ao} d'un onduleur NPC à trois niveaux en fonction de l'état des interrupteurs, la tension au borne des interrupteurs de puissance n'excède jamais la moitié du bus d'entrée, [40].

A la différence de l'onduleur à deux niveaux, chaque demi-bras de l'onduleur à trois niveaux utilise non pas un interrupteur bidirectionnel mais deux, ce qui permet d'effectuer une commande décalée, [41].

- **Première configuration {1100}**

K_{a1} , K_{a2} sont passants et K_{a3} et K_{a4} sont bloqués figure (II.11), la valeur de tension simple V_{ao} est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = +E/2 \quad (\text{II.39})$$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$VK_{a3} = VK_{a4} = +E/2 \quad (\text{II.40})$$

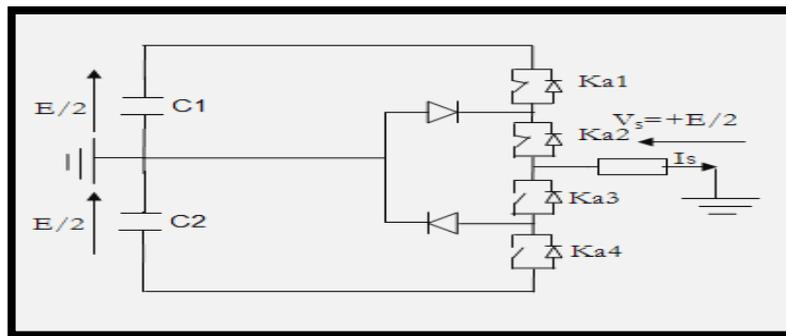


Figure II. 11: 1ère configuration du 1er bras

- **Deuxième configuration {0110}**

K_{a2} , K_{a3} sont passants et K_{a1} et K_{a4} sont bloqués figure (II.12), le point a est relié directement au point neutre 0. La tension simple V_{ao} est nulle :

$$V_{ao} = 0 \quad (\text{II.41})$$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$VK_{a1} = VK_{a4} = +E/2 \tag{II.42}$$

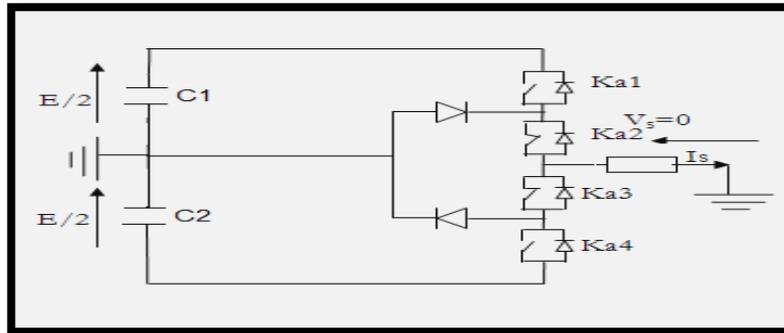


Figure II. 12:2ème configuration du 1er bras

- Troisième configuration {0011}

K_{a3}, K_{a4} Sont passants et K_{a1} et K_{a2} sont bloqués figure (II.13), la valeur de tension simple V_{ao} est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = -E/2 \tag{II.43}$$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$VK_{a1} = VK_{a2} = +E/2 \tag{II.44}$$

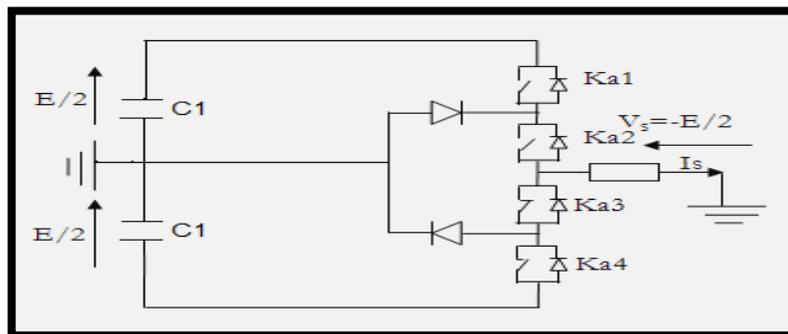


Figure II. 13:3ème configuration du 1er bras

Etat des interrupteurs				Tension de sortie V_{ao}
K_{a1}	K_{a2}	K_{a3}	K_{a4}	
1	1	0	0	$E/2$
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-E/2$

Tableau II. 1: Grandeur connue pour chacune des configurations d'un bras de l'onduleur NPC à trois niveaux

Pour visualiser l'enchaînement des configurations décrites ci-dessus, la figure (II.14) représente les signaux de commande de chaque interrupteur, ainsi que la forme d'onde de la tension de sortie V_{ao} .

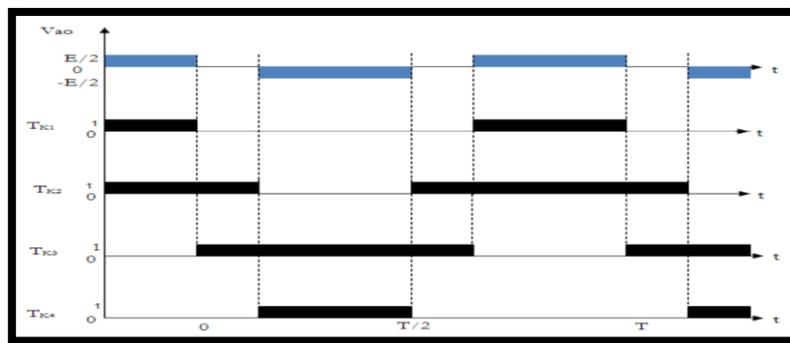


Figure II. 14: Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois niveaux de type NPC

II.3.4. Modèle de la commande de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

II.3.4.1 Commandabilité des convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est dit en mode commandable, si les transistors entre différentes Configurations dépendent uniquement de la commande externe et non plus des commandes internes. Nous supposons dans la suite que cette condition est toujours vérifiée.

Dans ces conditions, on peut définir la notion de fonction de connexion, [42].

II.3.4.2 Commande complémentaire

Pour éviter le court-circuit des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, et pour que le convertisseur soit totalement commandable, on adopte une commande complémentaire.

Pour un bras K de l'onduleur triphasé à trois niveaux, et en mode commandable, on définit les trois commandes complémentaires comme suit, [43] [44]:

$$\begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K2}} \\ B_{K3} = \overline{B_{K4}} \end{cases} \quad \begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K3}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K4}} \end{cases} \quad \begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K4}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K3}} \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

a- Commande N° 1

Soit la commande complémentaire suivante $\begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K2}} \\ B_{K3} = \overline{B_{K4}} \end{cases}$

B_{KS} : commande du transistor T_{KS} du bras K.

La table logique correspondante à cette commande est définie comme suit :

B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	Tension sortie du bras K(V_{ao})
Off	On	Off	On	Inconnue (dépend de la charge)
Off	On	On	Off	V = 0 ou I = 0 (inconnue)
On	Off	Off	On	V = 0 ou I = 0 (inconnue)
On	Off	On	Off	V = 0

Tableau II. 2: Cette commande rend le système pratiquement incommandable

- **b- Commande N°2**

Soit la commande complémentaire suivante : $\begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K3}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K4}} \end{cases}$

La table logique correspondante à cette commande est définie comme suit:

B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	V_{ao}
Off	Off	On	On	$-U_{2c} = E/2$
Off	On	Off	On	(inconnue)
On	Off	On	Off	$V = 0$
On	On	Off	Off	$U_{1c} = E/2$

Tableau II. 3: La commande dans ce cas n'est possible qu'à deux niveaux

- **c- Commande N°3**

Soit la commande complémentaire suivante :

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

La table logique correspondante à cette commande est définie comme suit :

B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	V_{ao}
Off	Off	On	On	$-U_{2c} = -E/2$
Off	On	On	Off	(inconnue)
On	Off	Off	On	(inconnue)
On	On	off	Off	$U_{1c} = E/2$

Tableau II. 4: Cette commande complémentaire rend le système totalement commandable à trois niveaux

La commande N°3 est la seule qui permet d'exploiter les trois niveaux de tension de sortie possible pour un bras $(U_{C1}, 0, -U_{C2})$, avec $U_{C1} = U_{C2} = +E/2$.

C'est cette commande qui va être adopté pour la modélisation de l'onduleur à trois niveaux.

II.3.5 Fonctions de connexion

La fonction de connexion F_{KS} traduit l'état ouvert ou fermé de l'interrupteur TD_{KS} . Chaque interrupteur K_{KS} ($K \in (1, 2, 3)$, $S \in (1, 2, 3)$), supposé idéal introduit une fonction de connexion F_{KS} .

$$F_{KS} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur } K_{KS} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si l'interrupteur } K_{KS} \text{ est ouvert} \end{cases}$$

a- Relation entre les fonctions de connexion

Ainsi les fonctions de connexion des interrupteurs du bras K sont liées par les relations suivantes

$$\begin{cases} F_{K1} = 1 - F_{K4} \\ F_{K2} = 1 - F_{K3} \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

b- Relation entre les fonctions des demi-bras

On définit la fonction de connexion du demi-bras qu'on notera F_{KM}^b avec K : numéro du bras, M = 1 pour le demi-bras du haut et M = 0 pour le demi-bras du bas.

Pour un bras K, les fonctions de connexions des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{K1}^b = F_{K1} \cdot F_{K2} \\ F_{K0}^b = F_{K4} \cdot F_{K3} \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

F_{K1}^b est associé au demi-bras du haut (la paire (K_{K1}, K_{K2})).

F_{K0}^b est associé au demi-bras du bas (la paire (K_{K3}, K_{K4})), [45] [46].

II.3.6 Modélisation des valeurs instantanées

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur de tension Triphasé avec une charge triphasée équilibrée.

- ✓ Tension simple aux bornes de chaque phase de la charge : V_a, V_b, V_c
- ✓ Tension entre le point milieu « i » de chaque bras de l'onduleur et le point neutre « o » de l'alimentation continue de l'onduleur : V_{ao}, V_{bo}, V_{co}
- ✓ Charge triphasée équilibrée couplée en étoile.

a- Les potentiels Vio

Les potentiels des nœuds A, B, C de l'onduleur triphasé à trois niveaux par rapport au point milieu M, s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_a - V_o = F_{11} \cdot F_{12} \cdot U_{c1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot U_{c2} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{13} \cdot F_{14}) \cdot \frac{E}{2} \\ V_{bo} = V_b - V_o = F_{21} \cdot F_{22} \cdot U_{c1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot U_{c2} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{23} \cdot F_{24}) \cdot \frac{E}{2} \\ V_{co} = V_c - V_o = F_{31} \cdot F_{32} \cdot U_{c1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot U_{c2} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{33} \cdot F_{34}) \cdot \frac{E}{2} \end{cases} \quad (\text{II.48})$$

Pour l'onduleur triphasé à trois niveaux, les fonctions de connexions des demi-bras sont définies selon les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11} \cdot F_{12} & F_{21}^b = F_{21} \cdot F_{22} & F_{31}^b = F_{31} \cdot F_{32} \\ F_{10}^b = F_{13} \cdot F_{14} & F_{20}^b = F_{23} \cdot F_{24} & F_{30}^b = F_{33} \cdot F_{34} \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

La forme matricielle obtenue révèle que l'onduleur à trois niveaux est équivalent à une mise en série de deux ondulateurs à deux niveaux. De plus si on suppose que: $U_{c1} = U_{c2} = E/2$

(E : tension continu délivrée par l'étage continu), on aboutit à:

En traduisant ces fonctions de connexions des demis bras dans le système (II.48) on aboutit à

$$\begin{cases} V_{ao} = F_{11}^b \cdot U_{c1} - F_{10}^b \cdot U_{c2} = (F_{11}^b - F_{10}^b) \cdot \frac{E}{2} \\ V_{bo} = F_{21}^b \cdot U_{c1} - F_{20}^b \cdot U_{c2} = (F_{21}^b - F_{20}^b) \cdot \frac{E}{2} \\ V_{co} = F_{31}^b \cdot U_{c1} - F_{30}^b \cdot U_{c2} = (F_{31}^b - F_{30}^b) \cdot \frac{E}{2} \end{cases} \quad (\text{II.50})$$

Ou la forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot U_C \quad (\text{II.51})$$

b- Tensions de sorties

Le système d'équation (II-50) nous permet d'avoir les tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux qui s'expriment en fonction des deux tensions d'entrées U_{c1} et U_{c2} .

On peut considérer l'onduleur à trois niveaux comme étant l'association en série de deux ondulateurs à deux niveaux et chaque bras de l'un de ces ondulateurs sera un demi-bras de l'onduleur à trois niveaux.

Dans ces conditions, nous pourrions définir le modèle liant les fonctions des demi-bras et les tensions aux bornes de la charge V_A, V_B, V_C .

c- Tensions composées

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à trois niveaux s'expriment à l'aide des fonctions de connexions des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) \cdot U_{c1} - (F_{13} \cdot F_{14} - F_{23} \cdot F_{24}) \cdot U_{c2} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{31} \cdot F_{32}) \cdot U_{c1} - (F_{23} \cdot F_{24} - F_{33} \cdot F_{34}) \cdot U_{c2} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} = (F_{31} \cdot F_{32} - (F_{11} \cdot F_{12})) \cdot U_{c2} - (F_{33} \cdot F_{34} - F_{13} \cdot F_{14}) \cdot U_{c2} \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

$$\begin{cases} V_{ab} = [(F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) - (F_{13} \cdot F_{14} - F_{23} \cdot F_{24})] \cdot \frac{E}{2} \\ V_{bc} = [(F_{21} \cdot F_{22} - F_{31} \cdot F_{32}) - (F_{23} \cdot F_{24} - F_{33} \cdot F_{34})] \cdot \frac{E}{2} \\ V_{ca} = [F_{31} \cdot F_{32} - (F_{11} \cdot F_{12}) - (F_{33} \cdot F_{34} - F_{13} \cdot F_{14})] \cdot \frac{E}{2} \end{cases} \quad (\text{II.53})$$

En traduisant ces fonctions de connexions des demis bras dans le système (II.47) on aboutit à

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} = (F_{11}^b - F_{10}^b) \cdot U_{c1} - (F_{21}^b - F_{20}^b) \cdot U_{c2} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} = (F_{21}^b - F_{20}^b) \cdot U_{c1} - (F_{31}^b - F_{30}^b) \cdot U_{c2} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} = (F_{31}^b - F_{30}^b) \cdot U_{c2} - (F_{11}^b - F_{10}^b) \cdot U_{c2} \end{cases} \quad (\text{II.54})$$

Ou la forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot U_c \quad (\text{II.55})$$

d- Tensions simples

Les tensions simples de sorties de l'onduleur se déduisent en fonction des potentiels des nœuds par rapport au point milieu par la relation suivante :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{II.56})$$

$$\begin{cases} V_a = \frac{(V_{ab} - V_{ca})}{3} = \frac{(2V_{ao} - V_{bo} - V_{co})}{3} \\ V_b = \frac{(V_{bc} - V_{ab})}{3} = \frac{(-V_{ao} + 2V_{bo} - V_{co})}{3} \\ V_c = \frac{(V_{ca} - V_{bc})}{3} = \frac{(-V_{ao} - V_{bo} + 2V_{co})}{3} \end{cases} \quad (\text{II.57})$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \frac{E}{2} \quad (\text{II.58})$$

e- Courants d'entrée

En utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs pour trouver des courants d'entrée continus (I_{d1}, I_{d2}, I_{d0}) de l'onduleur à trois niveaux en fonctions des courants alternatifs de la charge I_A, I_B, I_C , s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} I_{d1} = (F_{11}, F_{12})I_a + (F_{21}, F_{22})I_b + (F_{31}, F_{32})I_c \\ I_{d2} = (F_{13}, F_{14})I_a + (F_{23}, F_{24})I_b + (F_{33}, F_{34})I_c \\ I_{d0} = (F_{11}, F_{13})I_a + (F_{21}, F_{23})I_b + (F_{31}, F_{33})I_c \end{cases} \quad (\text{II.59})$$

Le système (II.59) devient en remplaçant les fonctions de connexion des interrupteurs par les Fonctions de connexion de demi-bras :

$$\begin{cases} I_{d1} = F_{11}^b \cdot I_a + F_{21}^b \cdot I_b + F_{31}^b \cdot I_c \\ I_{d1} = F_{10}^b \cdot I_a + F_{20}^b \cdot I_b + F_{30}^b \cdot I_c \end{cases} \quad (\text{II.60})$$

Le courant I_{d0} s'exprime en fonction des courants d'entrées (I_{d1}, I_{d2}) et des courants de charges I_A, I_B, I_C par la relation :

$$I_{d0} + I_{d1} + I_{d2} = I_a + I_b + I_c \quad (\text{II.61})$$

Si on remplace les courants continus (I_{d1} et I_{d2}) par leurs expressions relatives, on obtient:

$$I_{d0} = (I_a + I_b + I_c) - (F_{11}^b \cdot F_{10}^b)I_a - (F_{21}^b \cdot F_{20}^b)I_b - (F_{31}^b \cdot F_{30}^b)I_c \quad (\text{II.62})$$

On aboutit à la forme matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{d0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 1 - F_{11}^b - F_{10}^b & 1 - F_{21}^b - F_{20}^b & 1 - F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.63})$$

f- Matrice de conversion simple [N(t)]

Si on choisit comme variables d'états pour l'ensemble, sources de tension continues, onduleur de tension à trois niveaux et charge triphasée à caractère inductive, le vecteur d'état suivant :

$$X = [U_{c1}U_{c2}I_aI_bI_c]^T \quad (\text{II.64})$$

Et comme variables d'internes, le vecteur suivant :

$$U_{SIM} = [V_aV_bV_cI_{d1}I_{d2}I_{d0}]^T \quad (\text{II.65})$$

On, obtient la matrice de conversion simple $[N(t)]$, définie par la relation :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \cdot \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.66})$$

Avec l'introduction des expressions des tensions simples (II.50), on définit la matrice de conversion simple :

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \left(\frac{2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b}{3}\right) & -\left(\frac{2F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{2F_{21}^b - F_{11}^b - F_{31}^b}{3}\right) & -\left(\frac{2F_{20}^b - F_{10}^b - F_{30}^b}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{2F_{31}^b - F_{21}^b - F_{11}^b}{3}\right) & -\left(\frac{2F_{30}^b - F_{20}^b - F_{10}^b}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (\text{II.67})$$

g- Matrice de conversion composée $[M(t)]$

Si on utilise les tensions composées, le vecteur d'entrée devient :

$$U_{COM} = [V_{ab}V_{bc}V_{ca}I_{d1}I_{d2}I_{d0}]^T \quad (\text{II.68})$$

On obtient, la matrice de conversion composée $[M(t)]$:

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \\ I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{d0} \end{bmatrix} = [M(t)] \cdot \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.69})$$

Avec l'introduction des expressions des tensions composées (II-55), on définit la matrice de

Conversion composée :

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11}^b - F_{21}^b) & -(F_{10}^b - F_{20}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{21}^b - F_{31}^b) & -(F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{31}^b - F_{11}^b) & -(F_{30}^b - F_{10}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (\text{II.70})$$

II.4. Modélisation de la commande vectorielle

II.4.1. Principe de découplage pour la MAS en analogie avec la MCC

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

$$C_{em} = k \phi_a I_a \quad \text{et} \quad \phi_a = k_f I_f \quad (\text{II.71})$$

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est donné par :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} (\phi_{rd} I_{sq} - \phi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{II.72})$$

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

II.4.2 Commande vectorielle avec orientation du flux rotorique

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

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

- **Pour le stator :**

$$V_{sd} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sd} - \sigma L_s \omega_s I_{sq} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} \phi_{rd} \quad (\text{II.73})$$

$$V_{sq} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sq} + \sigma L_s \omega_s I_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \phi_r \quad (\text{II.74})$$

- **Pour le rotor :**

Les flux rotorique devient :

$$\phi_r + T_r \frac{d\phi_r}{dt} = L_m I_{sd} \quad (\text{II.75})$$

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

$$\Phi_r = \frac{L_m}{1+T_r S} I_{sd} \quad (\text{II.76})$$

Avec

S : Opérateur de *Laplace*.

La pulsation de glissement devient :

$$\omega_r = \frac{L_m}{T_r \Phi_r} I_{sq} \quad (\text{II.77})$$

L'équation (II.76) signifie que si le flux est établi à sa valeur de référence, éventuellement par un contrôle linéaire, alors la pulsation de glissements ω_r devient proportionnelle à la composante I_{sd} , qui est naturellement une composante image du couple donnée par (II.77) Pour le couple devient :

Nous avons vu que le couple en régime quelconque (II.25) s'exprime dans le repère qd , comme un produit croisé de courant ou de flux:

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) \quad \text{II.78}$$

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

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} (\Phi_r I_{sq}) \quad \text{II.79}$$

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

II.4.3. 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, [47]:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} - \frac{L_m}{T_r L_r} \Phi_{rd} - \frac{L_m}{L_r} \omega_r \Phi_{rq} \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} - \frac{L_m}{T_r L_r} \Phi_{rq} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \Phi_{rd} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rq} \\ J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f \Omega \\ C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \end{array} \right. \quad \text{II.80}$$

$T_r = L_r/R_r$: 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 rotorique nécessite la condition suivante :

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

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} - \frac{L_m}{T_r L_r} \Phi_r \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \Phi_r \\ \frac{d}{dt} \Phi_r = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \\ \omega_s - \omega = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \\ J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f \Omega \\ C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} \Phi_r i_{sq} \end{array} \right. \quad \text{(II.81)}$$

II.4.4. Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté avec alimentation en tension

II.4.4.1. 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.4.4 .2 Modèle dynamique du flux et du couple

Le flux rotorique (II.75) et le couple électromagnétique (II.79) 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 , [48].

$$\begin{cases} \hat{\Phi}_r + T_r \frac{d}{dt} \hat{\Phi}_r = L_m I_{sd} \\ \hat{C}_{em} = P \frac{L_m}{L_r} \hat{\Phi}_r I_{sq} \\ \hat{\omega}_s - \omega = \frac{L_m I_{sq}}{T_r \hat{\Phi}_r} \\ \hat{\theta} = \int \hat{\omega}_s dt \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \hat{\Phi}_r = \frac{L_m}{1+T_r s} I_{sd} \\ \hat{C}_{em} = P \frac{L_m}{L_r} I_{sq} \hat{\Phi}_r \\ \hat{\theta} = \int \left(P\Omega + \frac{L_m I_{sq}}{T_r \hat{\Phi}_r} \right) dt \end{cases} \quad (II.82)$$

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

$$\hat{\theta} = \int \left(P\Omega + \frac{L_m I_{sq}}{T_r \hat{\Phi}_r + 0.01} \right) dt \quad (II.83)$$

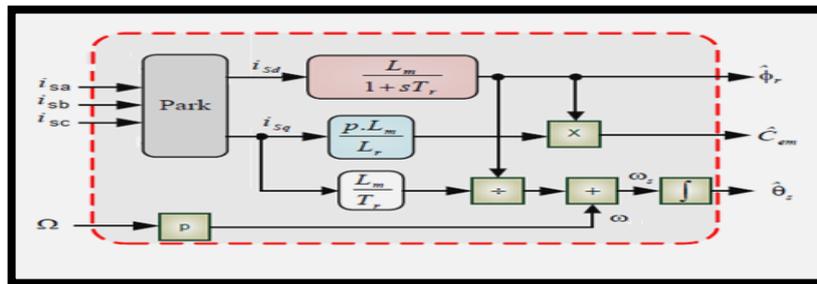


Figure II. 15: Estimateur du flux et du couple

Ce système peut être exploité pour réaliser une commande vectorielle directe à flux orienté, mais il y a 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.4.5. Découplage :

Différentes techniques de découplage existent : découplage par retour d'état, découplage statique ou découplage par compensation, que nous allons présenter maintenant , [49] [50].

II.4.5.1. 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 de calculer aisément les coefficients des régulateurs , [50].

On suppose que le flux varie lentement par rapport au courant statorique. Φ_r En appliquant la transformation de Laplace aux équations (II.73) on obtient alors :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= \left(\frac{L_r T_r}{R_s L_r T_r + L_m^2 + \sigma L_s L_r T_r S} \right) I_{sd} - \sigma L_s \omega_s I_{sq} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} \Phi_r \\ V_{sq} &= \left(\frac{L_r T_r}{R_s L_r T_r + L_m^2 + \sigma L_s L_r T_r S} \right) I_{sq} + \sigma L_s \omega_s I_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \Phi_r \\ I_{sd} &= \frac{(1 + T_r S) \Phi_r}{L_m} \end{aligned} \quad (II.84)$$

II.4.5.2. 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 V_{sd1} n'agit que sur I_{sd} 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 [51]

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - f_{emd} \\ V_{sq} = V_{sq1} - f_{emq} \end{cases} \quad (II.85)$$

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

Avec :

$$\begin{cases} f_{emd} = \sigma L_s \omega_s I_{sq} + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \Phi_r \\ f_{emq} = -\sigma L_s \omega_s I_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \Phi_r + \frac{L_m^2}{T_r L_r} I_{sq} \end{cases} \quad (II.86)$$

On a donc un nouveau système :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_{sd} = \frac{L_r^2}{(R_s L_r^2 + R_r L_m^2) + (\sigma L_s L_r^2) s} i_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_{sq} = \frac{L_r^2}{(R_s L_r^2 + R_r L_m^2) + (\sigma L_s L_r^2) s} i_{sq} \end{cases} \quad (II.87)$$

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{(1+T_r S)}{L_m} \Phi_r \\ I_{sq} = \frac{L_r}{p L_m \Phi_r} C_{em} \end{cases} \quad (II.88)$$

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, [52] [53].

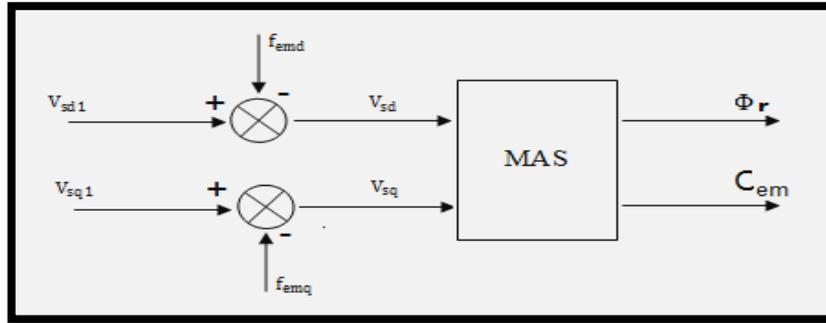


Figure II. 16: Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

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}

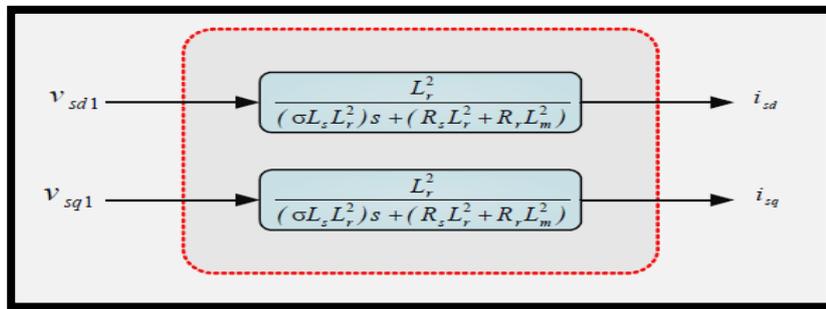


Figure II. 17: Commande découplée – expression de I_{sd} et I_{sq}

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

Donc, on obtient le modèle découplé, à travers l'expression du couple et du flux :

$$\Phi_r = \frac{L_m}{(1+T_r S)} I_{sd} = \left(\frac{L_m}{\sigma L_s (S+\gamma)(T_r S+1)} \right) V_{sd1} \quad (II.89)$$

$$C_{em} = \frac{pL_m\phi_r}{L_r} I_{sq} = \left(\frac{pL_m\phi_r}{\sigma L_s L_r} \frac{1}{(s+\gamma)} \right) V_{sq1} \tag{II.90}$$

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

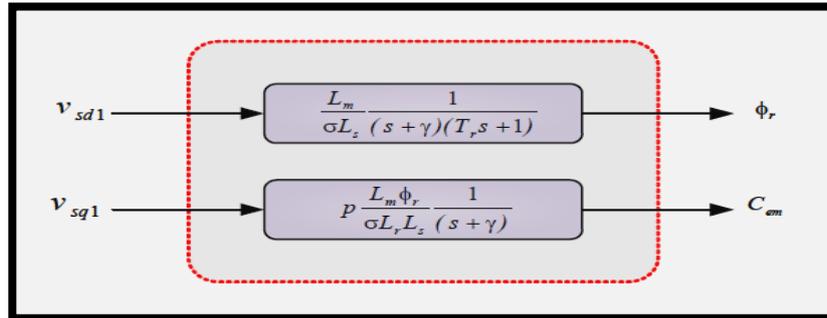


Figure II. 18: Commande découplée – expression de C_{em} et ϕ_r

II.4.5.3. 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:

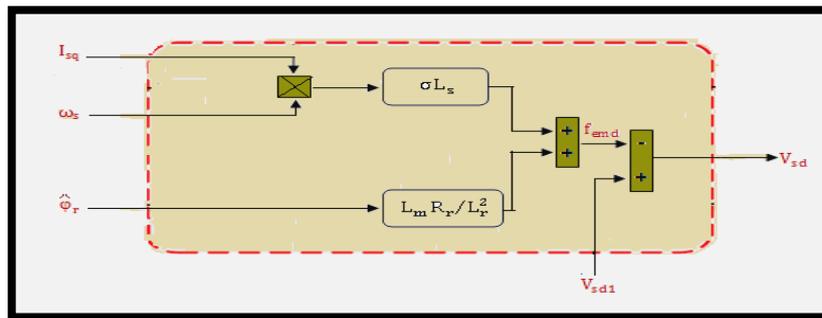


Figure II. 19: Bloc de compensation f_{emd}

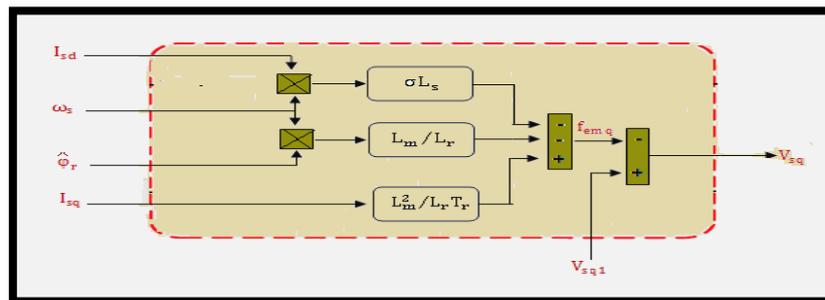


Figure II. 20: Bloc de compensation f_{emq}

II.4.5.4. 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 [47].

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

$$\Phi^* = \begin{cases} \Phi_m & \text{si } \Omega < \Omega_n \\ \frac{\Phi_m \cdot \Omega_n}{\Omega} & \text{si } \Omega > \Omega_n \end{cases} \quad (\text{II.91})$$

II.4.6. Schéma complet de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté

Le schéma complet de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone trois phasée alimentée à travers un onduleur MLI à trois niveaux est donné par la figure (II.21). Les grandeurs mesurées que nous avons besoin sont les suivantes :

- vitesse donnée par le codeur incrémental monté directement sur l'axe du moteur.
- Courants I_{sa}, I_{sb} , donnés par des sondes à effet Hall.

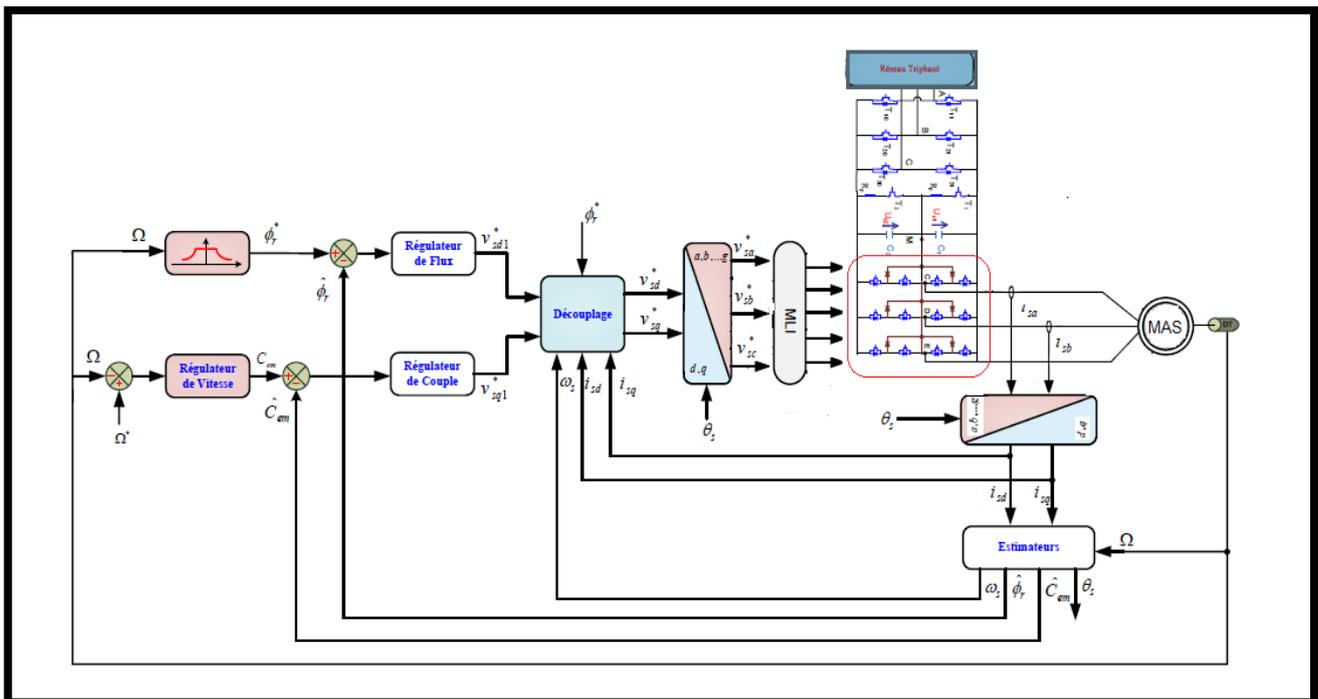


Figure II. 21: Commande vectorielle directe de la machine asynchrone à 3 phases alimentée en tension par un onduleur à trois niveaux

II.4.7. 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.4.7.1. 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 de la Figure (II.22)

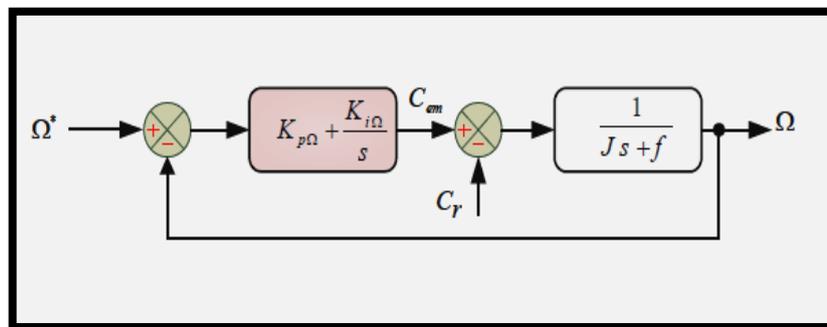


Figure II. 22: Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse

La fonction de transfert de régulateur PI est donnée par :

$$F_{pi}(s) = K_{P\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} = \frac{K_{i\Omega}}{s} (1 + \tau s) \quad (\text{II.92})$$

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

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

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:

$$\Omega = \frac{1}{Js+f} \left(K_{P\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{Js+f} C_r \quad (\text{II.93})$$

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

$$\Omega = \frac{K_{P\Omega}s + K_{i\Omega}}{Js^2 + (K_{P\Omega} + f)s + K_{i\Omega}} \Omega^* - \frac{s}{Js^2 + (K_{P\Omega} + f)s + K_{i\Omega}} C_r \quad (\text{II.94})$$

On considère que le courant I_{sq} est parfaitement régulé et $C_r = 0$ 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

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{\left(\frac{1}{Js+f}\right) \left(K_{P\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s}\right)}{1 + \left(\frac{1}{Js+f}\right) s + \left(K_{P\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s}\right)} = \frac{1 + \tau s}{1 + \left(\tau + \frac{f}{K_{i\Omega}}\right) s + \frac{J}{K_{i\Omega}} s^2} = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_0} s + \frac{s^2}{\omega_0^2}} \quad (\text{II.95})$$

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% ($t_{rep5\%}$) et le coefficient d'amortissement (ξ).

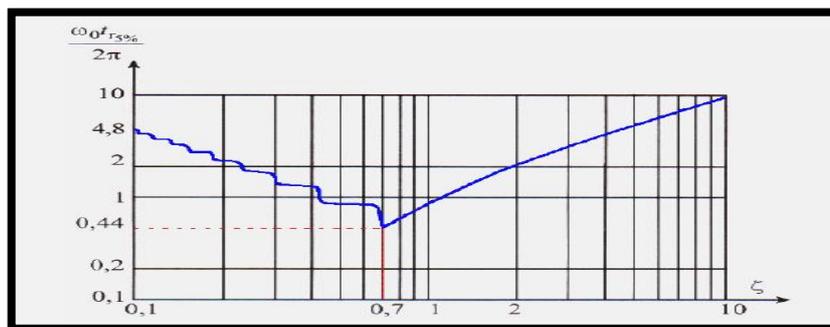


Figure II. 23: Temps de réponse à 5% en fonction du coefficient d'amortissement

avec un coefficient d'amortissement ξ de 1, on obtient : $\omega_0 t_{rep5\%} \approx 4.75$

Les paramètres du régulateur PI sont alors les suivants :

$$\begin{cases} K_{i\Omega} = J \left(\frac{4.75}{t_{r5\%}} \right)^2 \\ K_{p\Omega} = J \frac{9.5}{t_{r5\%}} - f \end{cases} \tag{II.96}$$

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 II. 5: Paramètres du Régulateur de Vitesse

II.4.7.2. Régulateur de Couple

Les relations de découplage définies par la figure (II.24) Permettent d'exprimer le couple C_{em} :

$$\frac{C_{em}}{V_{sq1}} = \frac{pL_m \phi^*}{\sigma L_s L_r} \frac{1}{(s+\gamma)} = \frac{K_{Cem}}{s+\gamma} \tag{II.97}$$

Avec :

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

$$K_{C_{em}} = \frac{pL_m\phi^*}{\sigma L_s L_r}$$

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

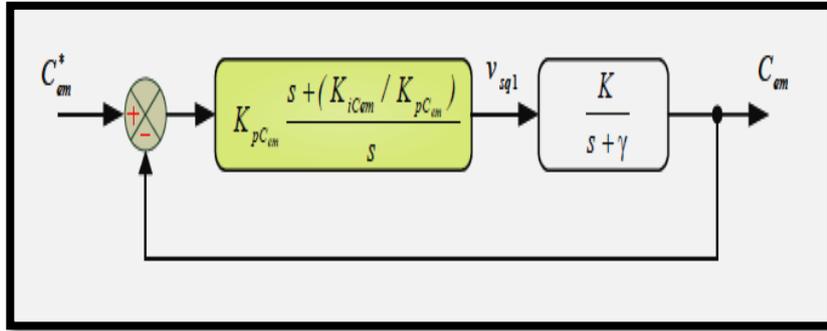


Figure II. 24: Schéma fonctionnel de la régulation de Couple

Compensons le pôle $s + \gamma$ par $s + \frac{K_i C_{em}}{K_p C_{em}}$, ce qui se traduit par la condition :

$$\gamma = \frac{K_i C_{em}}{K_p C_{em}} \quad (\text{II.98})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$\frac{C_{em}}{C_{em}^*} = \frac{K_p C_{em} K_{C_{em}}}{s} \quad (\text{II.99})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{C_{em}}{C_{em}^*} = \frac{K_p C_{em} K_{C_{em}}}{s + K_p C_{em} K_{C_{em}}} = \frac{1}{\left(\frac{1}{K_p C_{em} K_{C_{em}}}\right) s + 1} \quad (\text{II.100})$$

C'est une réponse de type premier ordre de constante de temps $\tau_{C_{em}} = \frac{1}{K_p C_{em} K_{C_{em}}}$

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

$$t_{rep\ C_{em}(5\%)} = 3\tau_{C_{em}} = 3 \frac{1}{K_p C_{em} K_{C_{em}}} \quad (\text{II.101})$$

$$\text{Soit } K_p C_{em} = 3 \frac{\sigma L_s L_r}{pL_m \phi_{rref} t_{rep\ C_{em}(5\%)}} \quad (\text{II.102})$$

d'après l'équation (II.98): $K_{iC_{em}} = \gamma K_{pC_{em}}$

Application numérique :

$$T_S = 0.1295 \quad , \quad T_r = 0.0871 \quad , \quad \sigma = 0.0766 \quad , \quad \gamma = 140.09$$

$\phi_r^*(wb)$	0.85		
$t_{rep C_{em}(5\%)(ms)}$	50	40	30
K_{pem}	2.85	3.56	4.74
K_{iem}	399.2565	498.72	664

Tableau II. 6: Paramètres du Régulateur de couple

II.4.7.3. Régulateur du flux

Le découplage proposé dans la figure (II.25) permet d'écrire :

$$\Phi_r = \frac{k_\phi}{(s+\gamma)(s+\frac{1}{T_r})} V_{sd1} \tag{II.103}$$

Avec : $k_\phi = \frac{L_m}{\sigma L_s T_r}$ 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 :

$$PI_\phi(s) = K_{P\phi} + \frac{K_{i\phi}}{s} \tag{II.104}$$

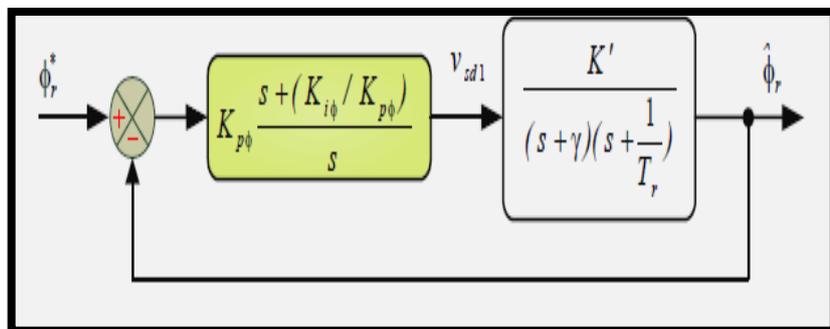


Figure II. 25: Schéma fonctionnel de la régulation de Flux

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

$$\frac{K_{i\phi}}{K_{P\phi}} = \frac{1}{T_r} \quad (\text{II.105})$$

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

$$\frac{K_{P\phi}K_{\phi}}{s(s+y)} \quad (\text{II.106})$$

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

$$\frac{\hat{\Phi}_r}{\Phi_r^*} = \frac{1}{(1/K_{\phi}K_{P\phi})s^2 + (y/K_{\phi}K_{P\phi})s + 1} \quad (\text{II.107})$$

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

$$\begin{cases} K_{\phi}K_{P\phi} = \omega_0^2 \\ K_{P\phi} = \frac{\omega_0 y}{2\xi K_{\phi}} \end{cases} \quad (\text{II.108})$$

D'où, le paramètre du régulateur :

$$\begin{cases} K_{P\phi} = \frac{y^2}{(2\xi)^2 K_{\phi}} \\ K_{i\phi} = \frac{1}{T_r} K_{P\phi} \end{cases} \quad (\text{II.109})$$

Application numérique :

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

Tableau II. 7: Paramètres du Régulateur de flux

II.5. 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 transformtion 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 trois niveaux type NPC et voir les trois configurations possibles qui sont mises en œuvre.

Enfin, on a établi la technique de la commande vectorielle directe par orientation de flux rotorique. Grace 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

Grâce aux performances des logiciels par exemple *Matlab*, *Matrix*, *Syssi*,..., nous permet de simuler les modèles non linéaires, ces logiciels permet aussi de :

- Tracer le schéma fonctionnel sur l'écran de l'ordinateur.
- Entrer en mémoire les valeurs des coefficients des fonctions de transfert.
- Simuler les entrées.
- Enregistrer les grandeurs significatives.
- Tracer les réponses temporelles ou fréquentielles à l'écran puis les sortir sur "papier" à l'aide d'une imprimante en mode graphique.

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

Après l'étude théorique de la machine asynchrone et son alimentation, nous présentons une analyse par simulation numérique sous l'environnement *Matlab - Simulink*.

Dans cette partie, nous avons simulé la *MAS* associé à un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type *NPC*, contrôlé par une *MLI* sinusoïdale à deux porteuses triangulaires unipolaires. Les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe 1.

L'objectif de cette partie de simulation est la minimisation des oscillations sur la vitesse, le couple, les courants et aussi les harmoniques à la sortie de l'onduleur.

On présente d'abord l'association convertisseur – machine à vide, puis application d'une charge à $t=0,5$ s.

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

- ✓ Fréquence des porteuses $f_p=4.95$ GHz.
- ✓ Coefficient de réglage $r=0.866$.

III.2.1. Les blocs de simulation

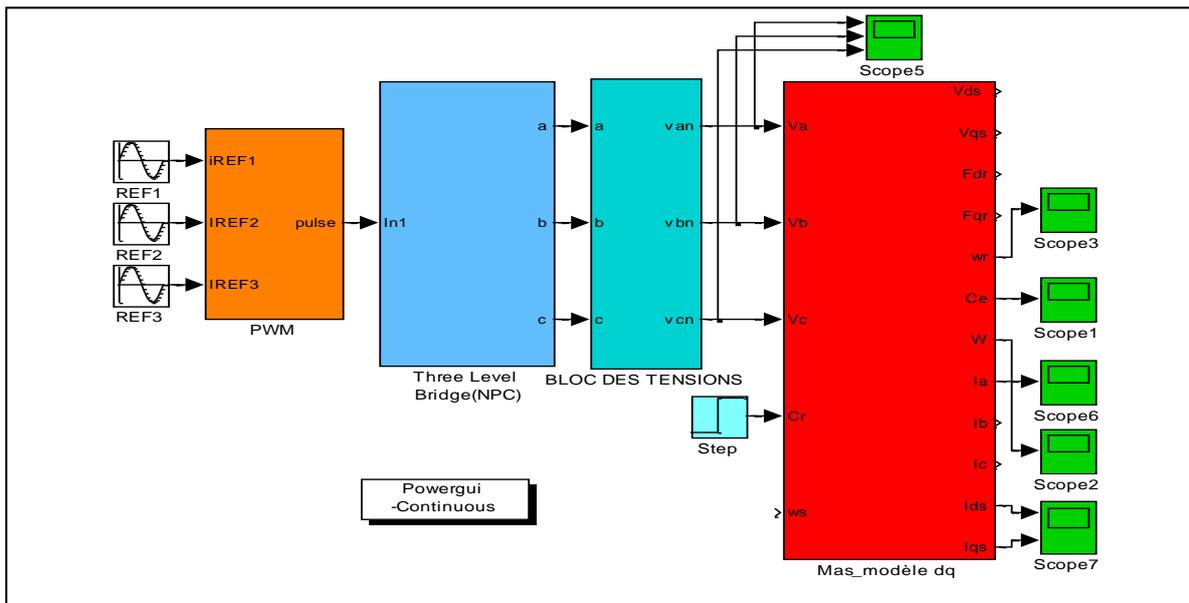


Figure III. 1: Schéma bloc de la MAS alimentée par un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC

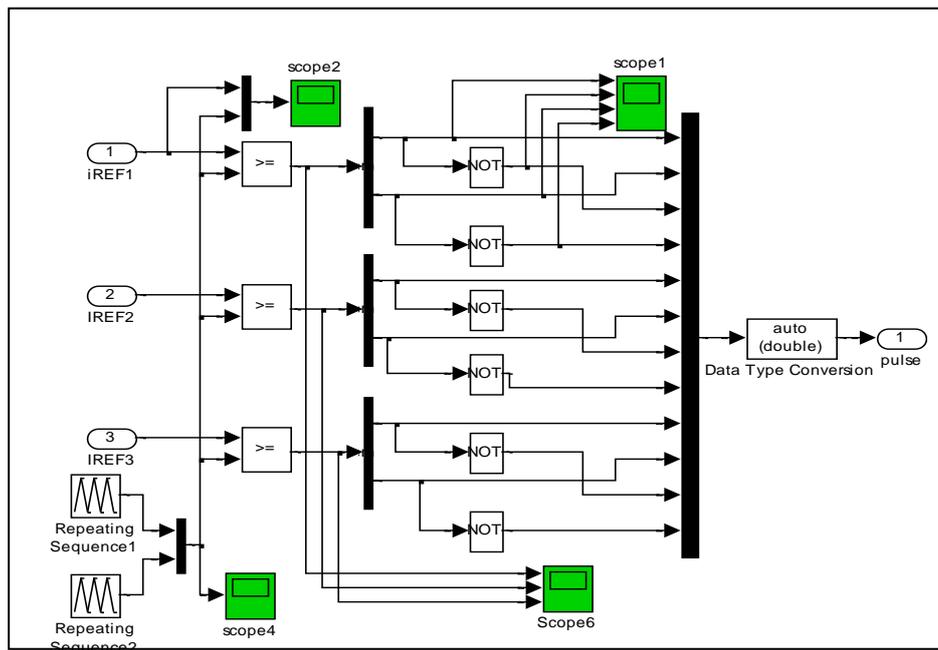


Figure III. 2: Schéma de simulation de la MLI sinusoidale à deux porteuses

III.2.2. Résultats de simulation à vide

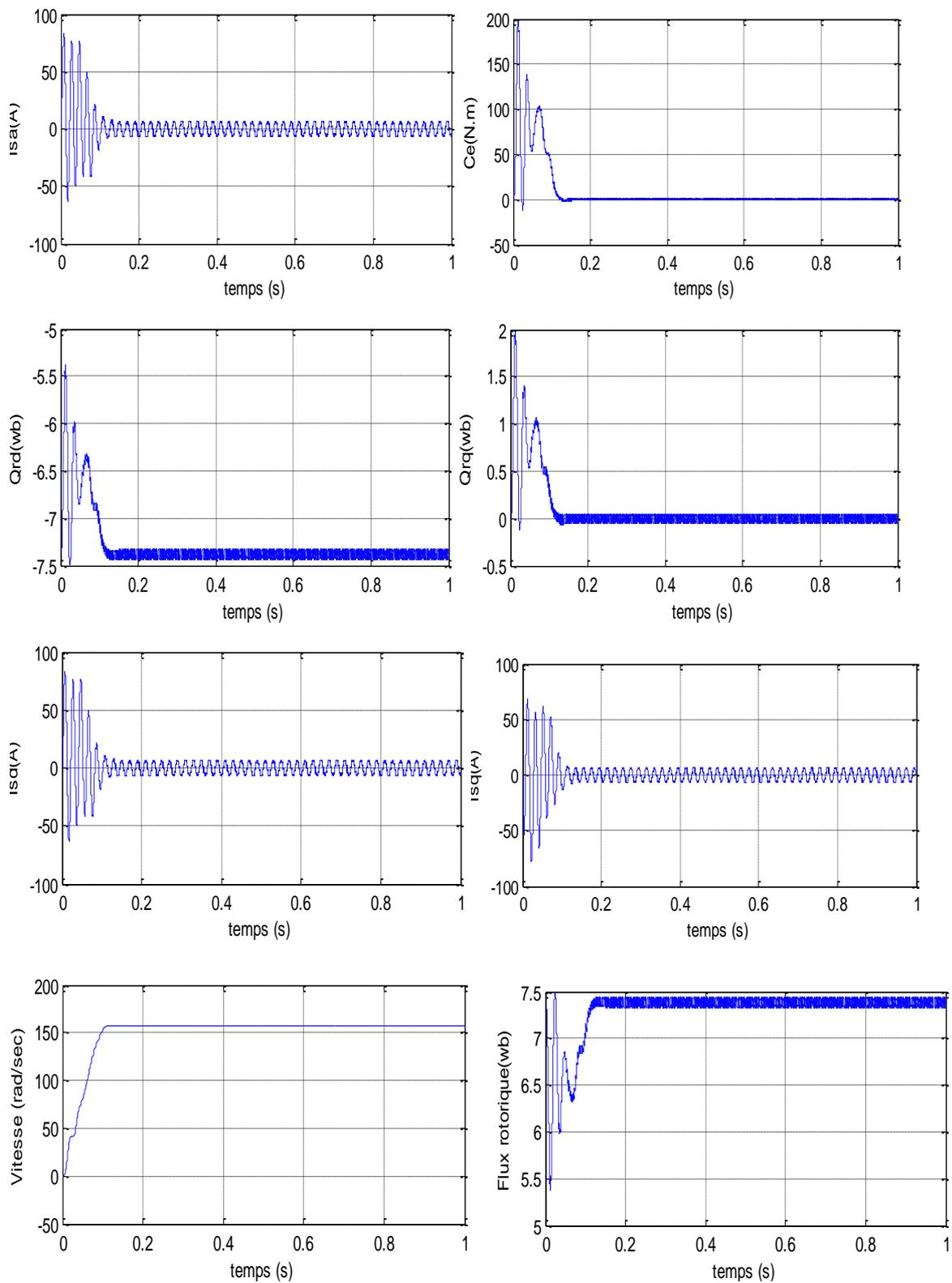


Figure III. 3: La réponse de la MAS à vide alimentée par un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC

III.2.3. Résultats de simulation en charge à $t=0.5\text{ s}$

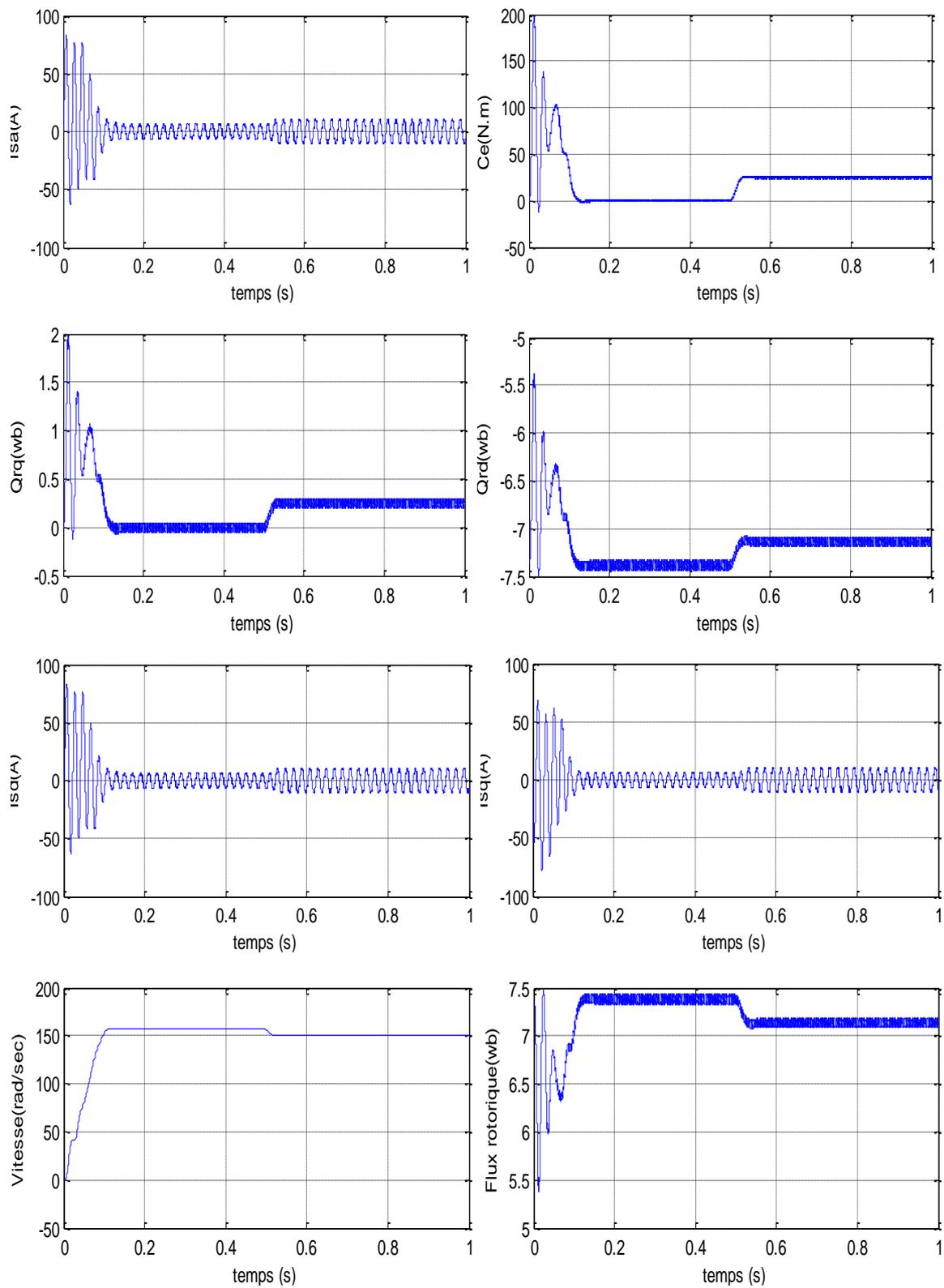
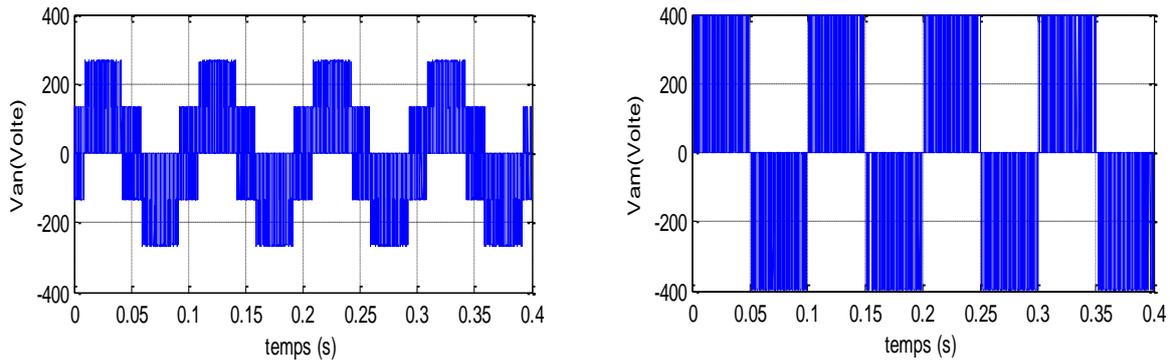


Figure III. 4: La réponse de la MAS en charge à $t=0.5\text{ s}$

III.2.4. Résultats de simulation des tensions



α) Tension simple à la sortie de l'onduleur (V_{AN})

β) Tension polaire (V_{AM})

Figure III. 5: Les tensions d'alimentation de la machine

III.2.5. Interprétation des résultats de

a. à vide: La figure (III.3) présente la réponse de la MAS à vide alimentée par un onduleur tension triphasé à trois niveaux de type NPC contrôlé par une MLI sinusoïdale à deux porteuses triangulaires unipolaire, cette figure illustre que:

- Le courant de démarrage vaut 80 A et sa valeur normale atteinte 8.6 A après un temps de réponse de 0.15 s , mais plus riche d'harmoniques.
- Le couple atteindre la valeur zéro après un temps de réponse (régime transitoire) de 0.15 s mais aussi plus riche d'harmoniques.
- Même remarque pour la vitesse, atteinte sa valeur normale 157 rad/sec après un temps de réponse de 0.15 s .

b. En charge: Pour la figure (III.4) on applique une charge de 25 N.m à $t=0.5\text{ s}$, cette dernière provoque une diminution en vitesse, flux et une augmentation dans le courant statorique, avec un couple qui temps vers sa valeur finale de 25 N.m avec des ondulations à cause de la pollution harmonique. Il est aussi très important de souligner que la variation du couple dépende la variation des deux composantes du flux, ce qui montre le couplage entre le flux et le couple.

c. Tensions d'alimentation de la machine

La figure (III.5.β) présente la tension polaire (V_{AM}) entre la phase (A) de la MAS et le point milieu (M) de la source continue. On constate bien les trois niveaux de tensions ($-U_C$, 0 , $+U_C$). La figure (III.5.α) présente la tension simple (V_{AN}) aux bornes de la MAS, avec un THD de 0.22%

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

Après l'étude théorique et la simulation numérique de la machine asynchrone et son alimentation, nous présentons une analyse par simulation numérique sous l'environnement *Matlab – Simulink* de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté.

Pour illustrer les performances et la robustesse de la MAS en notre commande on a simulé des modes de fonctionnement suivants:

- Démarrage à vide puis introduction du couple de charge.
- Inversion du sens de rotation.
- Réponse à basse vitesse.
- Inversion du sens de rotation et variation du couple de charge en même temps.

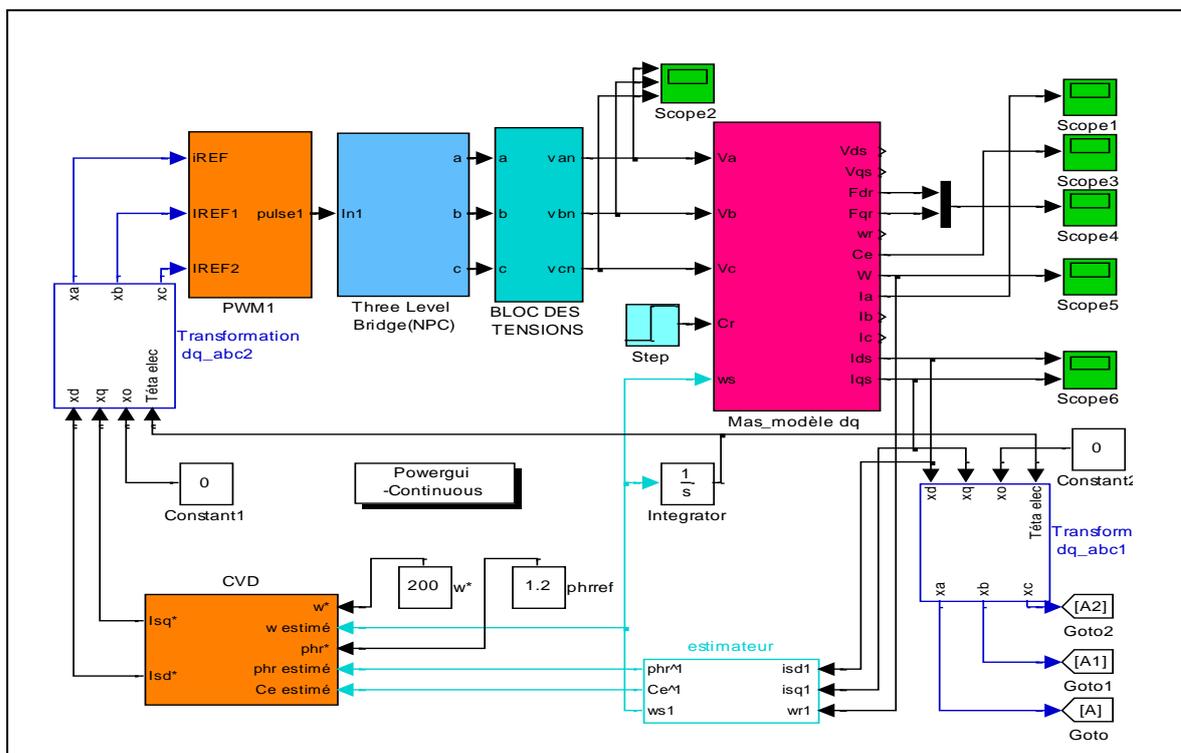


Figure III. 6: Schéma de simulation de CVD

III.3.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 100 rad/sec et un flux de référence de 1.2 wb , puis la réponse à un échelon de couple résistant $Cr=25 \text{ N.m}$ appliquée à l'instant $t=1\text{sec}$. Les résultats de simulation sont présentés dans la figure(III. 7).

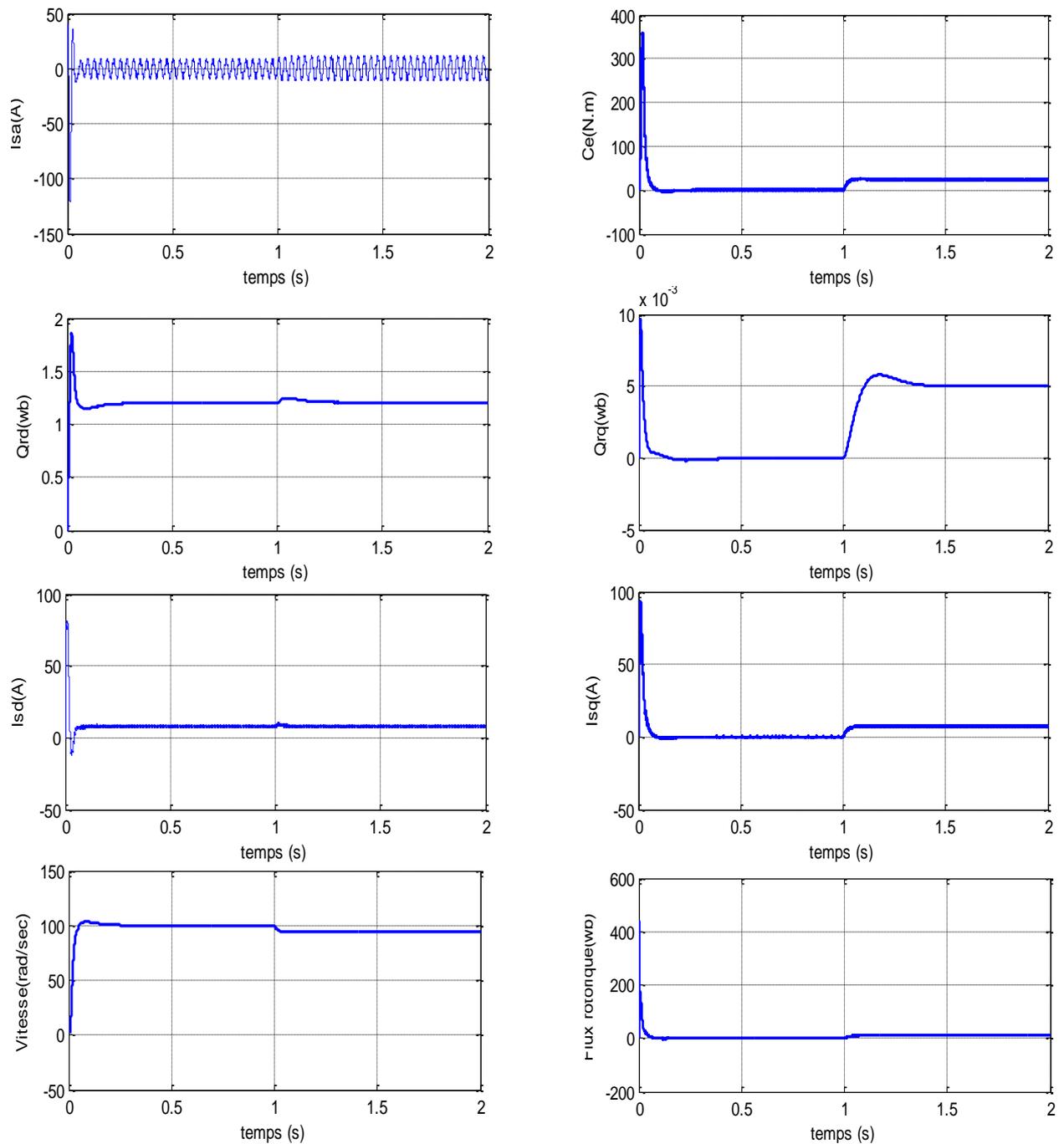


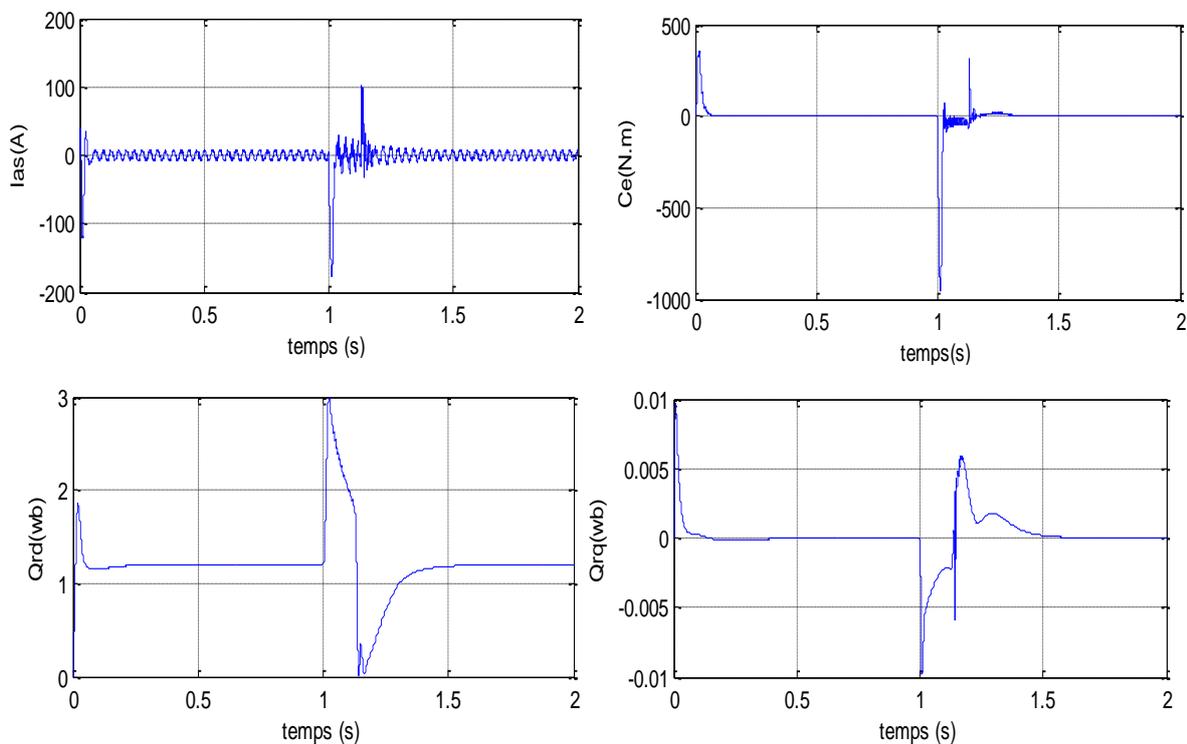
Figure III. 7: Résultats de simulation de CVD lors du démarrage à vide puis en charge à $t=1\text{s}$

Ces résultats nous permettent de constater l'efficacité de la commande vectorielle pendant les changements brusques du couple électromagnétique, synonyme de grandes capacités dynamiques. Concernant les flux rotoriques des axes d et q tout au long du même essai, on remarque que le flux d'axe q est nul comme souhaité et le flux d'axes d correspond à la consigne, ceci est la preuve du *découplage* entre le flux et le couple.

III.3.2. Réponse à une inversion de vitesse

Afin de tester la robustesse de la *CVD* vis-à-vis à une variation importante de la référence de vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse de 100 rad/sec à -100 rad/sec à partir de l'instant $t=1\text{s}$.

On constate d'après *la figure (III.8)* que le couple électromagnétique et les composantes du flux rotorique marquent des impulsions lors de l'inversion du sens de rotation, puis se stabilisent en régime permanent, et le découplage persiste toujours ce qui montre la robustesse de ce réglage face à des variations larges de vitesse.



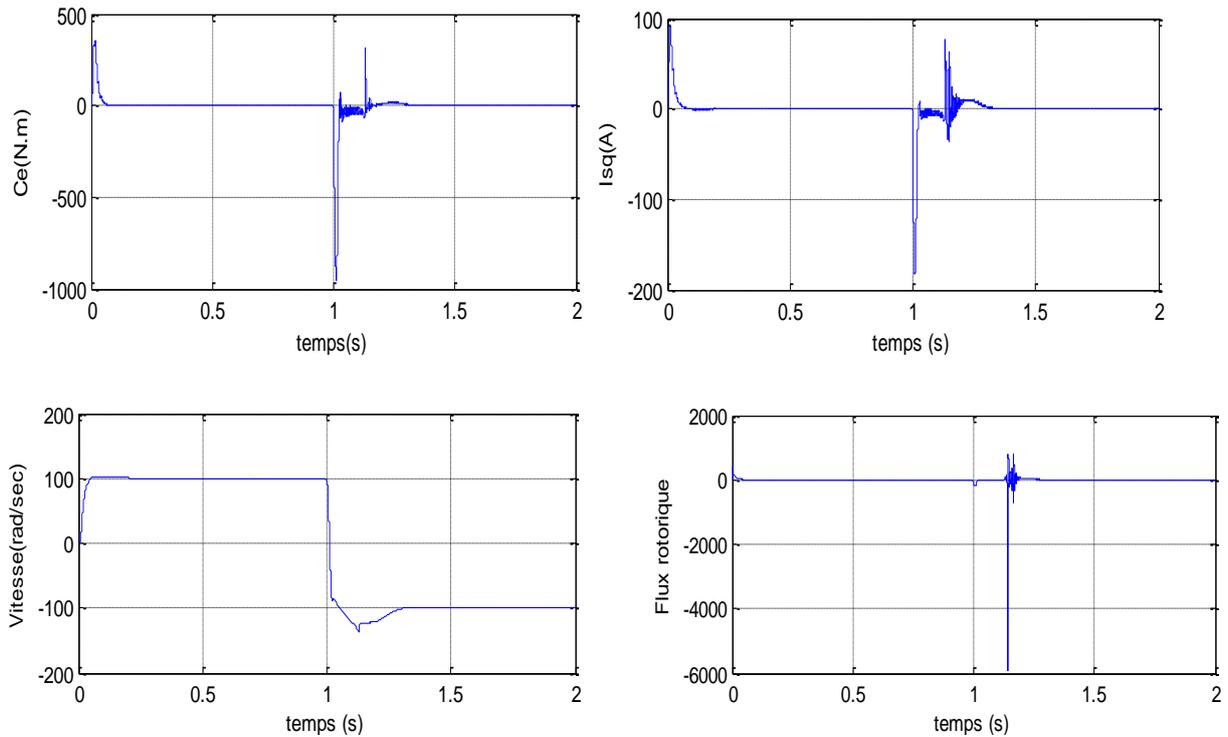
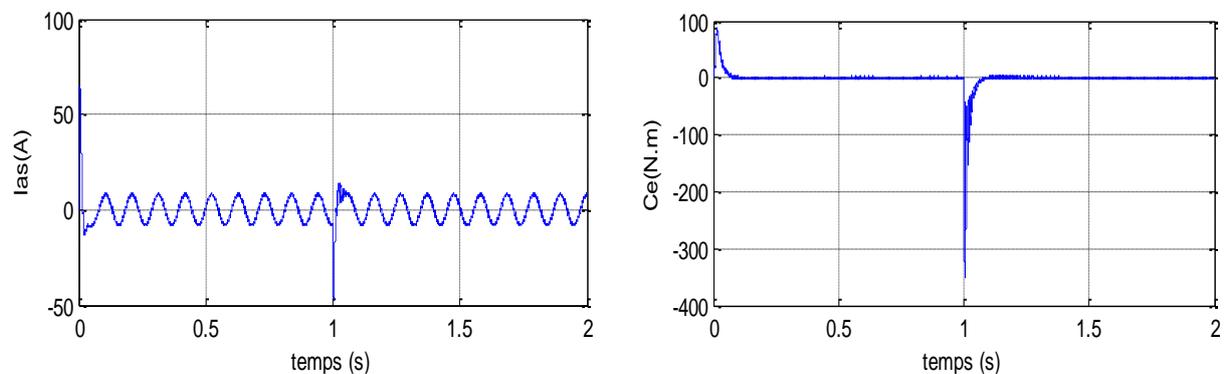


Figure III. 8: Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation

III.3.3. Réponse à basse vitesse

Après un démarrage à vide de la machine asynchrone, on applique un changement de la consigne de vitesse de 30 rad/sec à -30 rad/sec , à partir de l'instant $t=1\text{s}$. Les résultats de simulation sont montrés par la figure(III.9). Les réponses obtenues et présentées sur cette figure, montrent l'allure de quelques caractéristiques dynamiques de la machine, on remarque que la robustesse de la CVD pendant les petites variations de vitesses possède quelques ondulations.



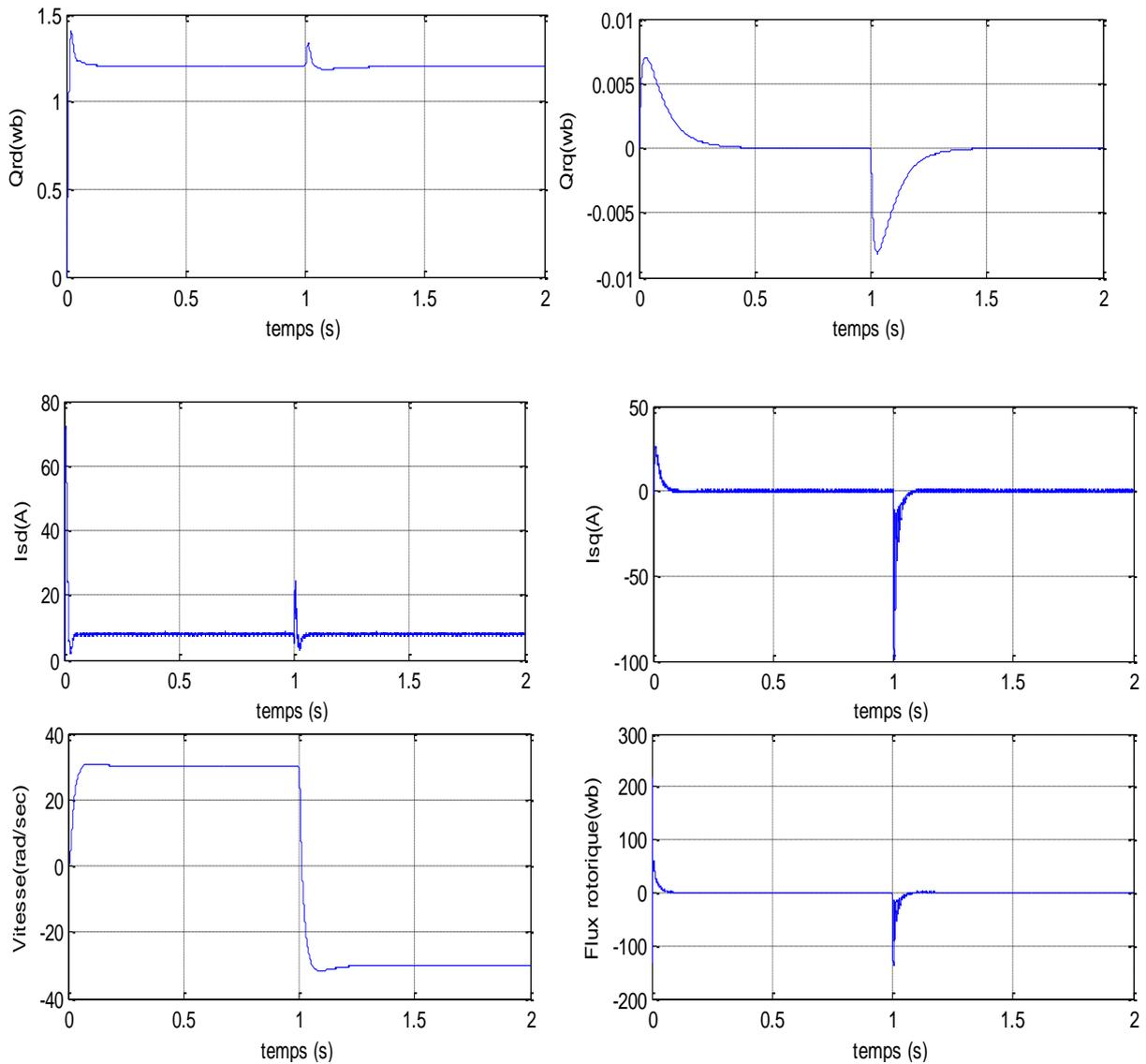


Figure III. 9: Réponse du système à basses vitesses

III.3.4. Essai avec variation du couple de charge et inversion du sens de rotation

Dans ce cas, on a inversé le signe de vitesse à $t=0.7s$ et on a introduit à l'instant $t=1.4s$ un couple de charge de $25 N.m$. Les résultats obtenus sont montrés sur la figure (III.10). On remarque que le système répond positivement à ce test, et le *découplage* existe toujours.

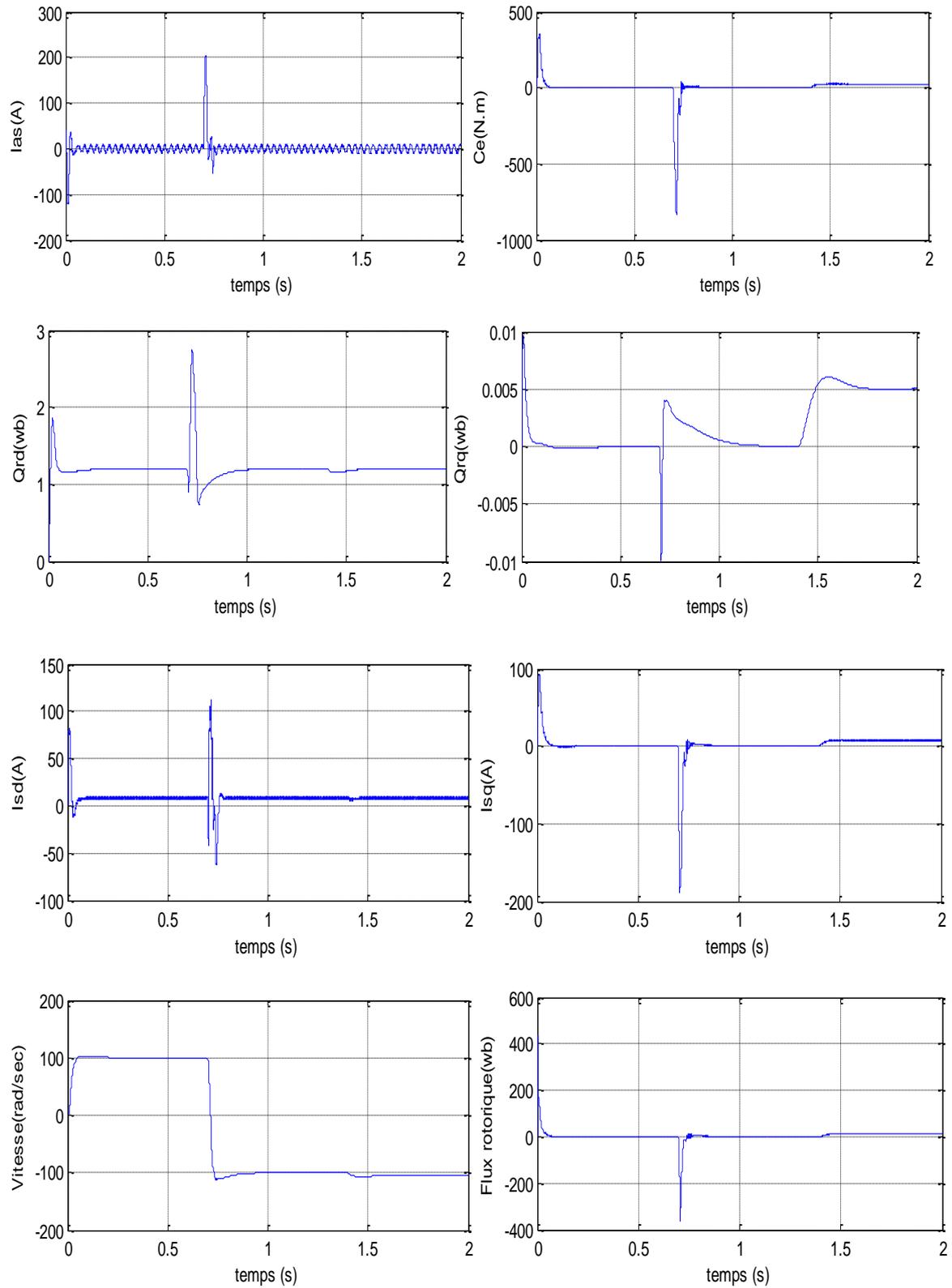
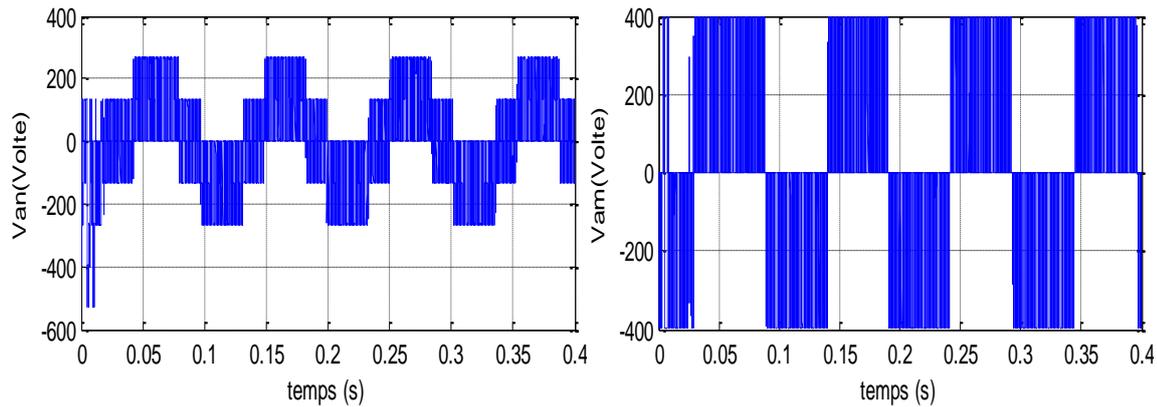


Figure III. 10: Réponse du système lors de variation du sens de rotation et du couple de charge

III.3.5. Résultats de simulation des tensions



α) Tension simple de sortie de l'onduleur (V_{AN}) β) Tension polaire (V_{AM})

Figure III. 11: Les tensions d'alimentation de la machine

La figure (III.11- β) présente la tension polaire (V_{AM}) entre la phase (A) de la MAS et le point milieu (M) de la source continue. On constate bien les trois niveaux de tensions ($-U_C$, 0, $+U_C$), mais après un régime transitoire de $t=0.025s$.

La figure (III.12- α) présente la tension simple (V_{AN}) aux bornes de la MAS, avec un régime transitoire de $t=0.025s$ et une distorsion harmonique (THD)=7.23% à cause de l'ondulation des signaux précédents.

III.4. Conclusion

Ce chapitre est consacré à la simulation numérique de notre système sous l'environnement *Matlab - Simulink*, nous avons le partagé 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*

Dans la première partie, on a présenté simulation numérique de la *MAS* et son alimentation, premièrement à vide et en suite en charge à $t=0.5s$, nous avons montré le couplage entre le couple et les deux composantes de flux, qui provoque la non linéarité de la commande de la *MAS*, en suite on a présenté les deux tensions d'alimentation (*simple et polaire*) de la machine.

Dans la seconde partie, on a simulé quelques modes de fonctionnement pour illustrer les performances et la robustesse de la *MAS* en notre technique de commande. Les résultats de simulation montrent que les objectifs de régulation ont été atteints en découplant le flux et le couple, mais cette technique de commande est affectée par les perturbations de la variation de la vitesse et de l'application du couple de charge, ce qui influe sur les signaux des tensions d'alimentations de la machine (*augmentation des harmoniques*).

Conclusion Générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire constitue une contribution à la mise en œuvre de technique non conventionnelle de commande numérique. Nous avons élaboré une stratégie de contrôle de la vitesse, le couple et le flux, de la machine. L'alimentation de cette machine est assurée par un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC contrôlé par une MLI sinusoïdale.

Dans un premier temps, et avant d'aborder cette étude, nous avons commencé par une généralité sur de la machine asynchrone et leur alimentation (Redresseur, filtre, onduleur), ainsi que une étude sur la commande vectorielle. Nous avons présenté les principes de base de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MAS alimentée en tension. Les boucles de régulation sont associées avec des régulateurs PI.

Puis, nous avons présenté la modélisation de notre système en commence par la modélisation de la machine asynchrone, La modélisation de la MAS est basée sur la transformation de Park, ce qui permet de simplifier les équations de la machine électrique, les résultats obtenus montrent bien la validité du modèle de Park pour la détermination des différentes caractéristiques de la machine. Puis nous avons présenté la modélisation de alimentation de la machine c'est-à-dire le redresseur triphasé non commandé, le filtre LC et l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC, cette partie, nous a permet de mettre en évidence, l'apport d'un onduleur à trois niveau dans la conduite de la MAS. On a commencé par présenter la structure topologique d'un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC, dit à diode de bouclage, en passant en revue ses avantages par rapport à un onduleur classique à deux niveaux. En définissant le modèle de l'interrupteur bidirectionnel en courant, on a pu déterminer son modèle en mode commandable, en optant pour une commande complémentaire optimale des interrupteurs. Par la suite on a présenté les différentes stratégies de modulation pour la commande de l'onduleur, ensuite, on a opté pour une modulation sinusoïdale à deux porteuses triangulaires unipolaires, permettant, ainsi, de réduire le taux d'harmoniques des tensions de sortie. et finalement la modélisation de la commande vectorielle directe.

En fin, nous avons validé la simulation numérique de système dans l'environnement MATLAB /SIMULINK, ainsi que la description et la discussion des résultats obtenues. Dans ce chapitre nous avons le partagé 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.

Dans la première partie, l'association convertisseur-machine a été simulée pour voir les impacts de ce convertisseur sur la machine, et aussi pour montrer le couplage entre le couple et les deux composantes de flux.

La seconde partie, nous permet de valider les performances du système d'entraînement associé à cette technique de commande. D'une part, les résultats de simulation montrent bien le découplage entre le couple et le flux, d'autre part, ces résultats montrent aussi que la commande vectorielle directe présente une dynamique très performante.

Comme nous avons dit au troisième chapitre et d'après les analyses des résultats de simulation obtenue on constate qu'on a atteint les objectifs fixés qui sont principalement deux:

1. Etudier les performances de la CVD de la MAS alimentée par un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC contrôlé par une MLI sinusoïdale à deux porteuses triangulaires unipolaire.
2. Minimiser les harmoniques et assurer une bonne alimentation de la MAS avec bonne commande.

Mais le problème majeur de la commande vectorielle réside dans la variation de vitesse ou du couple de charge, elle a donné naissance à des ondulations ce qui génère des harmoniques sur le signal de la tension de sortie de l'onduleur. De plus les régulateurs classiques (PI, PID...) ont besoin d'un modèle de la machine, ce qui ne se fait pas dans certains cas d'une manière facile.

Donc en perspective nous proposons les points suivants:

- ✓ Utilisation des onduleurs de tension avec des niveaux élevés (cinq ou sept niveaux), pour améliorer les performances spectrales des grandeurs de sortie ainsi que la conduite de la machine asynchrone.
- ✓ Introduire la MLI vectorielle, comme stratégies de commande de l'onduleur multi niveaux.

- ✓ Utilisation des réseaux de neurone ou la logique floue, comme stratégies de contrôle de la vitesse des machines asynchrones pour améliorer sa commande.

Annexe

ANNEXE :A

Paramètres de la Machine Asynchrone

1-Caractéristique principale de la machine

Puissance nominale	4kw
Couple de charge nominale	25 N.m
Courant nominale	15/8.6A
Tension nominale	220/380 V
Fréquence statorique nominale	50 HZ
Vitesse nominale de rotation du rotor	1440 tr/min
Facteur de puissance nominale	0.437
Nombre de paire de pôles	2

2 - Paramètres électriques

Résistance d'une phase du stator	$R_s = 1.2 \Omega$
Résistance d'une phase du rotor	$R_r = 1.8 \Omega$
Inductance propre d'une phase statorique	$L_s = 0.1554 H$
Inductance propre d'une phase rotorique	$L_r = 0.1568 H$
Inductance mutuelle	$L_m = 0.1500 H$

3 – Paramétrés mécaniques

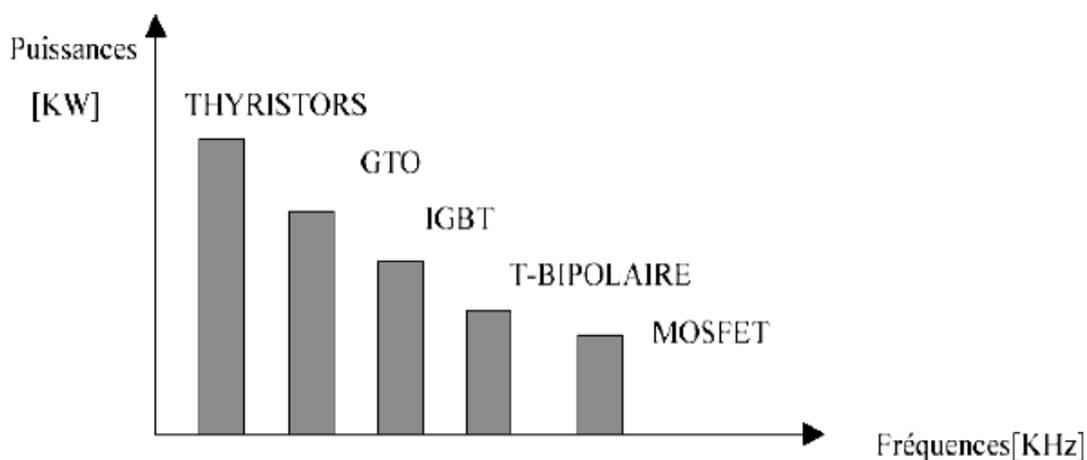
Moment d'inertie des masses tournantes	$J = 0.02 Kgm^2$
Coefficient de frottement	$f = 0.0035N.m/red/sec$

ANNEXE :B**1-Les semi-conducteurs de puissance :**

Les composants de puissance (interrupteurs) sont déterminés en fonction des niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides (fréquence de commutation élevée), plus la puissance commutée est faible et inversement. Il est particulièrement vrai que les:

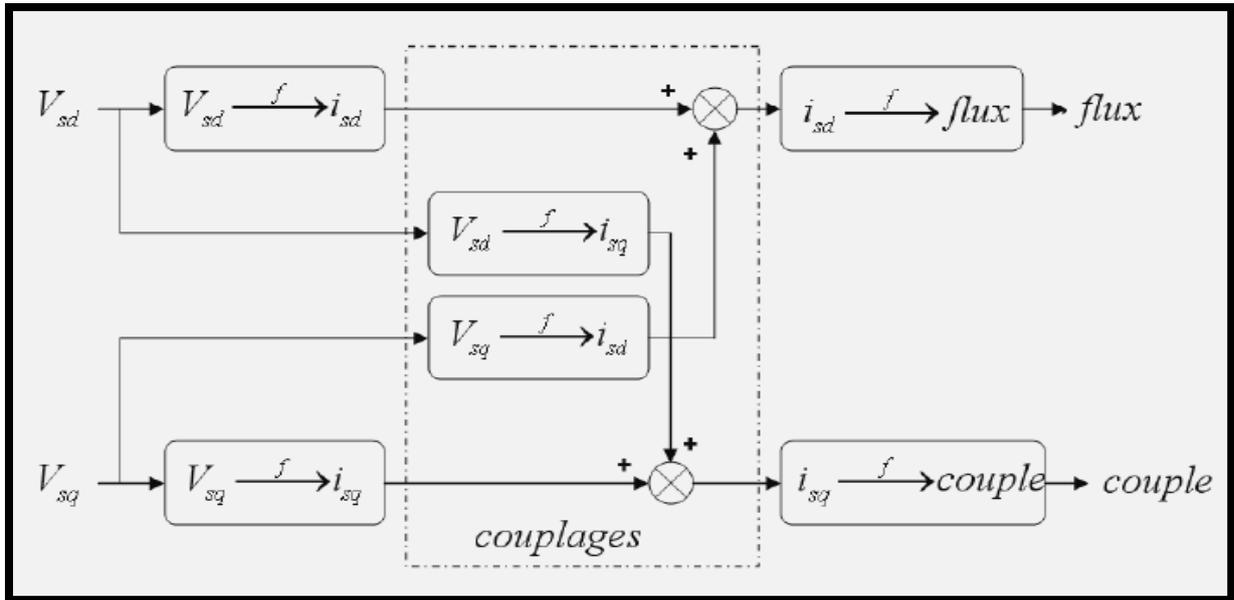
- ❖ Transistors **MOSFET** (transistor à effet champ), ces composants sont très rapides mais de puissances relativement faibles.
- ❖ Transistor bipolaire, moins rapide que les **MOSFET** mais d'avantage plus puissant (quelque **KHz** à une dizaine de **KW**).
- ❖ Transistors **IGBT**, sont des composants de gamme standard (jusqu'à **20 KHz** à des dizaines de **KW**)
- ❖ Les thyristors **GTO**, commutent très lentement les grandes puissances.
- ❖ Les Thyristors, sont commandés à l'ouverture mais la fermeture dépend du circuit extérieur.

La puissance [**KW**] comme étant la fonction de fréquence [**KHz**] peut être schématisée comme suit :



La figure I : Représentation de puissance des composants en fonction de fréquence de commutation

ANNEXE :C



La figure II : Description des couplages

ANNEXE :D

1-Calcul matriciel

1-1-Définitions

a-transposée d'une matrice $[A]^T$: on « retourne » les coefficients par rapport à la diagonale principale « descendante »

- **Propriété** : $[AB]^T = [A]^T \cdot [B]^T$

b-matrice diagonale : matrice qui a tous ses coefficients nuls sauf ceux de la diagonale descendante

Cas particulier : matrice unité
$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

c-Matrice adjointe : on conjugue chaque terme et on transpose (pour une matrice réelle : c'est la transposée)

1-2-Déterminant d'une matrice carrée

- **Déterminant d'ordre 2** :
$$\begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} = ad - cb$$

- **Déterminant d'ordre 3** :
$$\begin{bmatrix} a & b & c \\ d & e & f \\ g & h & i \end{bmatrix} = aX_a + bX_b + cX_c$$

$$X_a = \begin{bmatrix} e & f \\ h & i \end{bmatrix}, X_b = - \begin{bmatrix} d & c \\ g & i \end{bmatrix}, X_c = \begin{bmatrix} d & e \\ g & h \end{bmatrix}$$

On a développé ici suivant la 1ère ligne où X_a est appelé : cofacteur de a

Il existe une règle simple permettant de calculer un déterminant d'ordre 3 : *Règle de Sarrus*

1-3-Inverse d'une matrice

Pour qu'une matrice soit inversible, il faut que son déterminant soit non nul :

$$A^{-1} = \frac{1}{\det A} \cdot \text{com}_A$$

com_A est la matrice obtenue en remplaçant chaque coefficient par son cofacteur. Dans certains cas, ce calcul peut heureusement se simplifier.

1-4- Changement de base

- Pour les vecteurs

$$[V]_{AB} = [P][V]_{NB} \text{ OU } [V]_{NB} = [P]^{-1}[V]_{AB}$$

$[P]$ est appelée matrice de changement de base (NB : nouvelle base, AB : ancienne base)

- Pour les matrices

$$[A]_{NB} = [P]^{-1} \cdot [A]_{AB} \cdot [P]$$

On fait souvent des changements de base pour simplifier l'écriture des matrices en les diagonalisant.

1-5-Diagonalisation d'une matrice carrée

Une condition suffisante est que la matrice ait des valeurs propres distinctes 2 à 2. Les valeurs propres sont les racines du polynôme caractéristique soit :

$$\det([A] - \lambda[I]) = 0$$

La matrice diagonale est alors : $[D] = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_3 \end{bmatrix}$

formée avec les valeurs propres. Une matrice de passage $[P]$ est constituée de vecteurs propres associés aux valeurs propres en les rangeant dans le même ordre que les valeurs propres :

$$[P] = \begin{bmatrix} \begin{pmatrix} v_{1\lambda_1} \\ v_{2\lambda_1} \\ v_{3\lambda_1} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} v_{1\lambda_2} \\ v_{2\lambda_2} \\ v_{3\lambda_2} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} v_{1\lambda_3} \\ v_{2\lambda_3} \\ v_{3\lambda_3} \end{pmatrix} \end{bmatrix}$$

Remarque : une matrice symétrique réelle est diagonalisable.

1-6-Changement de base orthonormé

Lorsque les 3 vecteurs de la matrice de changement de base ont un produit scalaire nul 2 à 2, le changement de base est dit orthogonal. Si en plus les vecteurs sont normés (*leur norme est égale à 1*), le changement de base est dit orthonormé. Il y a intérêt à ce que cela soit le cas. On montre dans ce cas que l'on a alors :

$$[P]^{-1} = [P^*]^T \text{ ou } [P]^{-1} = [P]^T$$

dans le cas d'une matrice réelle, ce qui rend très simple le calcul de la matrice inverse.

Remarque : les vecteurs propres d'une matrice réelle symétrique sont orthogonaux.

Références Bibliographiques

Références Bibliographies

- [1] Hamadi Safi Allah, " Commande par retour d'état linéarisation d'une machine asynchrone et sans défaut ", Thèse de master ,Université –Msila,2015.
- [2] 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.
- [3] **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*.
- [4] DissaAbdennour,"Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire ", thèse de magister ,Université de Batna.
- [5] Guy Strutzer, Eddie Samigil, "Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés. Commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs".
- [6] Claude CHEVASSU, MACHINES ÉLECTRIQUES Cours et Problèmes, école national supérieur maritime, France 2012.
- [7] LOUHIM, cours du câblage des armoires électriques institue supérieur de formation professionnel d'Annaba 2017.
- [8] 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.
- [9] F. Rabbouch, " Modélisation des convertisseurs en pont bidirectionnels en courant. Applications au redressement et au filtrage ", Thèse de Doctorat, Paris VI, France 1993.
- [10] **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*.
- [11] P. Delarue, R. Bausière, " Filtre actif: commande directe des courants de lignes ", *SPCM Nancy 95, France*.
-

- [12] F. Labrique, G. Segulier et R. Bausier, " Les convertisseurs de l'électronique de puissance, *Volume 4 : La conversion continu - Alternatif*", Lavoisier, 1995.
- [13] A. Lega: « Multilevel Converters: Dual Two-Level Inverter Scheme », Thèse de Doctorat de l'Université de Bologne, March 2007.
- [14] Kambiz Arab Tehrani, Conception, Synthèse et Application d'une Nouvelle Commande Robuste par PID Fractionnaire pour Les Onduleurs Multiniveaux, thèse de doctorat, Université de Lorraine, 2010.
- [15] Mohamed Talel Chebbah, Etude Et Simulation D'un Convertisseur Multiniveaux Type Puc, Ecole De Technologie Supérieure Université Du Québec, 2014.
- [16] Saifi Imane, Alimentation d'onduleurs multiniveaux : analyse des possibilités de réalisation et méthodes de répartition de la puissance, mémoire de master, université de ouargla, 2016.
- [17] Kelaiaia Mounia Samira, Amélioration De La Qualité De L'énergie Délivrée Par Un Onduleur Multi Niveaux Alimentant Une Machine Asynchrone A Cage, mémoire de doctorat, université annaba, 2007.
- [18] Nekkar Djamel, Contribution à l'étude des Stratégies de Commande des Filtres Actifs Triphasés Mémoire de Magister, université de Souk-Ahras, 2014.
- [19] 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.
- [20] T. Dramane, « Commande non linéaire sans capteur de vitesse de la machine asynchrone », *Automatic. Ecole Centrale de Nantes (ECN) (ECN) (ECN) (ECN)*, 2008. French. <tel-00582690>, 2008.
- [21] S. Chaouch, « Commande Vectorielle Robuste d'une Machine à Induction sans Capteur de Vitesse », *Thèse de doctorat, Univ de Batna, Décembre 2005*.
- [22] 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*.
-

- [23] 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.
- [24] R. Abdessemed et M. Kadjoudj « Modélisation des machines électriques » presse de l'université de Batna.
- [25] Michel pinard «commande électronique des moteurs électriques».Dunod, Paris, 1998.
- [26] S. Hadad, M. Charif, «Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode de glissement d'un moteur asynchrone», Mémoire ingénieur, université Mohamed Boudiaf Msila, 2005.
- [27] Lourci. N « Contribution à l'étude et à la commande d'un onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes .Application à la conduite d'une machine asynchrone triphasée », Thèse de magister, ENP, Alger 2000.
- [28] F. HAOUES, S. DJOUAMA, «Estimation de la résistance rotorique d'une machine à induction par le filtre de Kalman», mémoire d'ingénieur en électrotechnique université de Biskra, juin 2005.
- [29] P. J. Barre, J. P. Caron, J. P. Hautier, M. Legrand, " Systèmes automatiques. Tome 1:Analyse et modèles", *Edition Ellipses, 1995, ISBN 2-7298-5515-7*.
- [30] J.Chatelain, " Machines électriques 1 ", *Presse Polytechniques romandes, 1983*.
- [31] Barret. F « Régime transitoire des machines tournantes électriques » collection des études des chercheurs, sdition Eyrolles 1982.
- [32] M. Abdelkebir et N. Merzoug, «contrôle direct de couple d'une machine a induction», mémoire d'ingénieur université de Msila, juin 2005.
- [33] L. Huber, D. Borojevic, " Space vector modulated three phase to three phase matrix converter with input power factor correction ", *IEEE Trans. on industry applications, vol. 31, no. 6 ,nov/dec 1995*.
-

- [34] Y. Amara, " Contribution à la Conception et à la Commande des Machines Synchrones à Double Excitation Application au Véhicule Hybride ", *Thèse de Doctorat de l'Université Paris XI*, France, Décembre 2001.
- [35] F. Labrique, G. Segulier et R. Bausier, " Les convertisseurs de l'électronique de puissance, *Volume 4 : La conversion continu - Alternatif* ", Lavoisier, 1995.
- [36] P. S. Bastiani, " Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur - machine alternative : Application à la traction électrique ", Thèse de Doctorat se l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, Février 2001.
- [37] K. Kouzi, " Commande vectorielle d'un moteur à induction sans capteur vitesse par un réglage PI - Flou à gains - Flous adaptés associé à un observateur d'état par modes de glissement ", *Thèse de magister, Université Batna*, Sep 2002.
- [38] Siriroj Sirisukprasert, "Optimized Harmonic Stepped-Waveform for Multilevel Inverter", Thesis for the Degree of Master of Science in Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute, September 1999.
- [39] Takafumi Maruyama , Masayochi Kumano , Masahiro Ashiya, "A New Asynchronous PWM Method for a Three Level Inverter", IEEE , pp.366-371,1991.
- [40] L. M. Tolbert, "Multilvel converters for Large Electric Drives", IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 35,pp. 36-44, January/February 1999.
- [41] Kelaiaia Mounia Samira, « Amélioration de la Qualité d'Énergie Délivrée Par Un Onduleur Multiniveaux Alimentant Une Machine Asynchrone A Cage » Thèse De Doctorat, Département d'Electrotechnique, 2007.
- [42] J. P. Caron, J. P. Hautier, « Convertisseurs Statiques- Méthodologie Causale de Modélisation et de Commande », Editions Technip, Paris 1999.
- [43] A. Boualem, E. M. Berkouk, G. Manesse, "Commande de la Machine Asynchrone Autopilotée Alimentée par un Onduleur NPC à Cinq Niveaux", Institut d'Electrotechnique/ Université-Badji Mokhtar-Annaba. SNAPSEA'1998.
-

- [44] R. Ameer, C. Larouci, e. M. Berkouk, G. Manesse, “Commande de Position par la Méthode du Flux Orienté de la Machine à Induction de Forte Puissance Alimentée par un Onduleur à Sept Niveaux”, Institut d’Electrotechnique/ Université-Badji Mokhtar-Annaba. SNAPSEA’1998.
- [45] Yo- Han Lee , Bum-Seok Suh , Dong-Seok Hyun, “A Novel PWM Scheme for a Three – Level Voltage Source Inverter with Gto Thyristors”, IEEE Transactions on Industry Applications Vol. 32. No. 2 March/April pp.509-517,1996.
- [46] H. Gheraia. E. M. Berkouk, G. Manesse, “Modelling and Control of a Seven Level NPC Voltage Source Inverter, Application to High Power Induction Machine Drive”, The European Physical Journal, AP 15, pp. 105- 115, 2001.
- [47] 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.
- [48] P. VAS. « Vector Control of AC Machines », Clarendon Press Oxford. 1990.
- [49] S. Khojet El Khil , «Commande Vectorielle d’une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) ».Thèse de Doctorat, INP de Toulouse 2006.
- [50] S. REZGUI, «Commande de machine électrique en environnement matlab/simulink et temps réel». Mémoire de magister, université de Constantine, 2009.
- [51] H. Tamrabet, «Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone». Mémoire de magister, université de Batna, 2006.
- [52] A.Fezzani, «Commande Robuste de la Machine à Induction par Adaptation Paramétrique». Mémoire de magister, université de Batna, 2000
- [53] S. L. Capitaneanu, M. Fadel, J. Faucher, A. Aleida., « Graphical and algebraic synthesis for PWM methods », Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle, ENSEIHT/INP Toulouse, EPE Journal Vol.11 N°. 03, Août 2001.
-