

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Master

Filière Electrotechnique
Spécialité Machines électriques

Présenté par

SIFI Abdelhafid

&

BELBEY Mohamed Akram

Commande vectorielle d'une machine asynchrone associe à un onduleur multiniveau.

Proposé par : KHELIFI Othmane.

Année Universitaire 2019-2020

- ✚ Tout d'abord, nous remercions Dieu pour nous avoir donné le courage et la santé pour mener à terme ce projet.
- ✚ Nous tenons à présenter nos vifs et sincères remerciements à notre promoteur **Dr : O. Khelifi** pour son suivi, ainsi que sa disponibilité tout au long de l'élaboration de ce modeste travail.
- ✚ Nous présentons aussi nos vifs remerciements à tous les enseignants du département de l'électronique surtout les enseignants de l'option machine électrique qui ont assurés notre formation durant tout le cycle d'étude, ainsi que tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin à l'élaboration de notre mémoire.
- ✚ Nous tenons aussi à remercier l'ensemble des membres du jury.

Je dédie ce modeste travail à

Mes chers parents, pour leurs soutient moral et financier et d'être la lumière de ma vie, qui m'ont toujours encouragé pour terminer mes études dans des bonnes conditions, en leurs espérant une longue vie et que ﷻ les gardes.

Je dédie aussi ce modeste travail à :

Mes chers frères : Abdelhak et Mohamed.

A mes chers amis de l'université.

A mes chers amis de mon quartier.

A mon promoteur Mr. O. Khelifi et mon binôme Belbey Mohamed Akram.

A toute la promotion 2019-2020 électrotechnique sans exception.

A tous ceux que j'aime.

SIFI Abdelhafid

Je dédie ce modeste travail à

Mes chers parents, pour leurs soutient moral et financier et d'être la lumière de ma vie, qui m'ont toujours encouragé pour terminer mes études dans des bonnes conditions, en leurs espérant une longue vie et que ﷻ les gardes.

Je dédie aussi ce modeste travail à :

Mes chers frères : Salah Eddine et Imad Eddine.

A mes chers amis de l'université.

A mes chers amis de mon quartier.

A mon promoteur Mr. O. Khelifi et mon binôme SIFI Abdelhafid.

A toute la promotion 2019-2020 électrotechnique sans exception.

A tous ceux que j'aime.

BELBEY Med Akram

ملخص:

إن المحركات الغير متزامنة هي الأكثر استعمالا وذلك لمجالات استعمالها العديدة والكثيرة، في المصانع، المنازل..... إلخ.

إن هذا العمل يعتمد على دراسة وتحليل المموج ذو الخمس مستويات من نوع NPC وذلك في حالة تغذيته للمحرك الغير متزامن عبر تقنية MLI الهدف هو الحد من التوافقيات و الحصول على توتر متناوب في نهاية التحويل وتحسين أداء الماكينة، ومن أجل هذا قمنا على مستوى طورين

الطور الأول دراسة المموج ذو الخمس مستويات من نوع NPC

الطور الثاني دراسة التحكم الشعاعي

في نهاية هذه الدراسة نعطي خلاصة عامة مع تحليل النتائج المتحصل عليها

كلمات المفاتيح:

محرك غير متزامن، مموج ذو الخمس مستويات من نوع NPC، تحكم الشعاعي.

Résumé :

Les moteurs asynchrones sont les moteurs les plus utilisés au monde à cause de ses nombreux domaines d'utilisation, par exemple les usines, les maisons.... etc.

Ce travail est basé sur l'étude et l'analyse de l'onduleur de cinq niveaux du type NPC commandé par MLI et associé avec la machine asynchrone, le but cette ensemble est minimiser les harmoniques pour avoir signal sinusoïdale pour améliorer les performances de la machine, on a fait cette étude sur deux étapes :

La première, l'étude de l'onduleur de cinq niveaux du type NPC.

La deuxième, l'étude de la commande vectorielle.

A la fin de ce travail nous donnons une conclusion générale qui résume tous les résultats

Mots clés : Moteur asynchrone (MAS), l'onduleur du type NPC à cinq niveaux, obtenus. commande vectorielle (IRFOC).

Abstract:

Asynchronous motors are the most used motors in the world for their many areas of use, in the factory, homes.....etc. This work is based about study and analysis of the five-level inverter of NPC type associate with asynchronous motor via SVM technique, to reduce the harmonics and get alternating tension in the end of conversion and improve performance of the machine, the study was carried out in two phases.

The first: we study the five-level inverter of NPC type

The second: we study the vector control

At the end of this work we will present a general conclusion that summary all the results of simulation.

oriented -**Keywords:** Asynchronous motor, five-level inverter of NPC type, Indirect rotor field control.

Listes des acronymes et abréviations

Liste des acronymes

S, r : Indices correspondants au stator et au rotor.

α, β : Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator.

d, q : Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au champ tournant.

a_s, b_s, c_s : Indices correspondants aux trois phases du stator.

a_r, b_r, c_r : Indices correspondants aux trois phases du rotor.

R_s, R_r : Résistances statorique et rotorique.

V_{abc_s} : Tension statorique phase a, b ou c.

V_{dqos} : Tension statorique sur l'axe d ou q.

V_{abc_r} : Tension rotorique phase a, b ou c.

V_{daqr} : Tension rotorique sur l'axe d ou q.

i_{abc_s} : Courant statorique phase a, b ou c.

i_{dqos} : Courant statorique sur l'axe d ou q.

i_{abc_r} : Courant rotorique phase a, b ou c.

i_{daqr} : Courant rotorique sur l'axe d ou q.

φ_s, φ_r : Flux statorique et rotorique.

φ_{abc_s} : Flux statorique phase a, b ou c.

φ_{dqos} : Flux statorique sur l'axe d ou q.

φ_{abc_r} : Flux rotorique phase a, b ou c.

φ_{daqr} : Flux rotorique sur l'axe d ou q.

L_{s1} : Inductance propre d'une phase statorique.

L_{r1} : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

L_{sr} : Inductance mutuelle stator-rotor.

L_s : Inductance statorique.

L_r : Inductance rotorique.

L_m : Inductance mutuelle entre rotor et stator.

[K] : Matrice de Park.

$[K]^{-1}$: Matrice inverse de Park.

Listes des acronymes et abréviations

θ_s : Angle électrique entre l'axe d du référentiel tournant et le référentiel fixe lié au stator.

θ_r : Angle électrique entre l'axe d du référentiel tournant et le référentiel fixe lié au rotor.

θ : Angle entre le stator et le rotor.

ω_s : Pulsation électrique statorique.

ω_r : Pulsation électrique rotorique.

ω : Pulsation mécanique.

P_{js} : Pertes joules statorique.

P_{em} : Puissance électromagnétique.

ω_s : Pulsation statorique au champ tournant.

C_e : Couple électromagnétique.

P_{in} : Puissance électrique.

P : Nombre paire de pôle.

J : Moment d'inertie du moteur asynchrone.

f_v : Coefficient de frottement visqueux.

C_r : Couple résistant (la charge).

[A] : Matrice d'évolution.

[B] : Matrice de commande.

[U] : Vecteur de commande.

[X] : Matrice d'état.

σ : Coefficient de dispersion de Blondel.

Ω : Vitesse angulaire.

$S_{a,b,c}$: Fonction des signaux de commande

V_{dc} : Source de tension continue de l'onduleur.

U_{ab}, U_{bc}, U_{ca} : Tension composée des trois phases.

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} : Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge.

m : Indice de modulation.

r : Taux de modulation.

V_{bus} : Tension de source de l'onduleur.

V_{aux} : Tension aux bornes de condensateur de l'onduleur ou redresseur PUC.

T_r : Constante de temps rotorique.

DDK : Les diodes médianes.

Listes des acronymes et abréviations

T_i : Les interrupteurs.

V_i : Les vecteurs de la modulation vectorielle.

T_e : Temps d'échantillonnage.

$\overrightarrow{V_{ref}}$: Un vecteur tension de contrôle.

A_r : Amplitude de la référence.

A_p : Amplitude de la porteuse.

f_r : La fréquence de la modulation.

f_p : La fréquence de la référence.

K_p , K_i et K_d : Les coefficients de réglage d'un PID.

g : Le glissement.

Ω_{nom} : Vitesse de rotation nominale.

φ_{nom} : Flux rotorique nominale.

ζ : Coefficient d'amortissement.

Listes des abréviations :

MAS : Machine asynchrone.

MCC : Moteur à courant continue.

IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor.

PID : Régulateur proportionnel intégral dérivé.

NPC : Neutral Point Clamped.

PUC : Convertisseur à cellules en U empilées (Packed U cells).

FC : Condensateur flotteur (Flying capacitor).

OC : Onduleur en cascade.

SPWM : Space pulse width modulation, en français : modulation de largeur d'impulsion (MLI).

THD : Taux de distorsion harmonique.

FFT : Fast Fourier Transform.

IRFOC : Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté.

DFOC : Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté.

SFOC : Commande vectorielle à flux statorique orienté.

DTC : Commande de couple direct (Direct torque control).

SC : Commande scalaire.

TABLE DES MATIERES

Table des matières

Remerciements	I
Dédicace	II
Résumé	III
Listes des acronymes et abréviations	IV
Table des matières	VII
Liste des figures	XII
Liste des tableaux	XVI
Introduction générale	1

CHAPITRE 1

Modélisation Et Simulation De La Machine Asynchrone

1.1 Introduction	3
1.2 Généralités sur la machine asynchrone	3
1.2.1 Définition	3
1.2.2 Mode de fonctionnement	4
1.2.3 Constitution	4
1.2.3.1 Stator	4
1.2.3.2 Rotor	5
<i>A- Rotor à cage d'écureuil</i>	5
<i>B- Rotor bobiné</i>	6
1.2.3.3 Les paliers	6
1.2.4 Principe de fonctionnement	6
1.2.5 Les différents types de la machine asynchrone	7
1.2.5.1 Machine asynchrone à cage	7
A- Constitution et principe de fonctionnement	7
B- Avantages de la machine asynchrone à cage	7
C- Inconvénients de la machine asynchrone à cage	7
1.2.5.2 Machine asynchrone à rotor bobiné	8
A- Constitution et principe de fonctionnement	8
B- Avantages de la machine asynchrone à rotor bobiné	8
C- Inconvénients de la machine asynchrone à rotor bobiné	8

1.3 Modélisation de la machine asynchrone	8
1.3.1 Présentation de la machine asynchrone	9
1.3.2 Hypothèses simplificatrices	9
1.3.3 Equations générale	10
A- Equations des tensions	10
B- Equations des flux	11
1.3.4 Modélisation de Park de la machine asynchrone	12
A- Transformation de Park	13
B- Equations des tensions	13
C- Equations magnétiques	14
1.3.5 Expression du couple électromagnétique	14
1.3.6 Equation mécanique	15
1.3.7 Choix du référentiel	16
1.3.7.1 Référentiel lié au stator	16
1.3.7.2 Référentiel lié au champ tournant	16
1.3.7.3 Référentiel lié au rotor	17
1.3.8 Mise en équation d'état (modèle d'état)	17
1.4 Simulation de la machine asynchrone	19
1.4.1 Résultats de simulation	20
A- Essai à vide	20
B- Essai en charge	20
C- Interprétation	23
1.5 Conclusion	25

CHAPITRE 2	
Modélisation de l'onduleur multi-niveaux de type NPC	
2.1 Introduction	27
2.2 Généralité	27
2.2.1 Classification des onduleurs	27
2.2.1.1 Onduleur autonome	27
A- Les onduleurs à fréquence fixe	27
B- Les onduleurs à fréquence variable	27
2.2.1.2 Onduleur non autonome	28
2.2.2 Les types des onduleurs de tension	28
A- Onduleur monophasé	28
B- Onduleur triphasé	28
C- Onduleur multiniveaux	29
(I) Principe de fonctionnement	29
(II) Intérêt des onduleurs multiniveaux	29
(III) Les différents topologies des onduleurs multiniveaux	30
III.1 La topologie à diode de bouclage (NPC)	30
III.2 La topologie à condensateur flotteur (FC)	31
III.3 La topologie en cascade H-bridge (OC)	32
III.4 La topologie à cellules en U empilées (PUC)	33
2.2.3 Commande linéaire	34
2.2.3.1 Régulateur Proportionnel Intégral (PID)	34
A- Définition	34
B- Réglage d'un PID	35
C- La robustesse	35
D- La rapidité	35
E- Le critère de précision	36

F- Caractéristiques	36
2.2.3.2 Régulateur feed-forward	36
2.2.4 Stratégies de commande des onduleurs multiniveaux	36
2.2.4.1 Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdal	37
A- Principe de fonctionnement MLI sinusoïdal	37
B- Simulation MLI	37
C- Les caractéristiques de la MLI	39
2.2.4.2 Modulation de largeur d'impulsion vectorielle	40
A- Principe de fonctionnement MLI vectorielle	40
B- Transformation de Clark	41
C- Simulation	43
D- Les avantages de MLI vectorielle	46
2.3 Modélisation des convertisseurs multiniveaux de type NPC	46
2.3.1 L'onduleur NPC à trois niveaux	49
A- Principe de fonctionnement	49
B- Structure	49
2.3.2 L'onduleur NPC à cinq niveaux	50
A- Principe de fonctionnement	50
B- Structure	50
2.4 Simulation	51
2.4.1 Simulation de l'onduleur NPC à trois niveaux	51
2.4.2 Simulation de l'onduleur NPC à cinq niveaux	52
2.4.3 Simulation de l'onduleur NPC à cinq niveaux et MAS	56
2.5 Conclusion	57

CHAPITRE 3

Commande vectorielle de la machine asynchrone

3.1 Introduction	60
3.2 Théorie de la commande vectorielle	61
3.3 Choix référentiel	61
3.4 Principe et l'objectif de la commande vectorielle à flux rotorique orienté	62
3.5 Les types de la commande vectorielle à flux orienté	63
3.5.1 Orientation de flux statorique (SFOC)	63
3.5.2 Orientation de flux rotorique direct (DFOC)	65
3.5.3 Orientation de flux rotorique indirect (IRFOC)	67
3.5.3.1 Mise en équation de la commande IRFOC	68
3.5.3.2 Estimation de ω_s et θ_s	68
3.5.3.3 Expression de couple électromagnétique	69
3.5.3.4 Equation mécanique	69
3.5.3.5 Découplage	69
A- Par compensation	70
B- En utilisent un régulateur	71
(I) Régulateur de vitesse	72
(II) Régulateur des courants	73
(i) Régulateur de courant I_{ds}	73
(ii) Régulateur de courant I_{qs}	73
C- Par routeur d'état	75
3.5.3.6 Bloc de défluxage	77
3.6 Etude comparative entre la commande vectorielle et autre commande	77
3.6.1 Comparaison entre IRFOC et SC	78

Table des matières

3.6.2 Comparaison entre IRFOC et DTC	79
3.7 Simulation	82
3.7.1 Les résultats de simulation	83
3.7.2 Analyse et interprétation des résultats obtenus	86
3.8 Conclusion	90
<hr/>	
CONCLUSION GENERALE	91
ANNEXES	92
BIBLIOGRAPHIE	94

Liste des figures :

Figure (1.1) : les composants principaux de la machine asynchrone.

Figure (1.2) : stator d'une machine asynchrone.

Figure (1.3) : structure d'un rotor à cage d'écurueil.

Figure (1.4) : Le rotor Bobiné.

Figure (1.5) : schéma générale de la machine asynchrone triphasées.

Figure (1.6) : Passage du système triphasé au système biphasé.

Figure (1.7) : Référentiel lié au stator (α - β).

Figure (1.8) : Référentiel lié au champ tournant (d-q).

Figure (1.9) : Référentiel lié au rotor (d-q).

Figure (1.10) : Schéma bloc de la MAS alimentée par un réseau triphasé équilibré sur Simulink.

Figure (1.11) : Schéma bloc de la MAS sur Simulink.

Figure (1.12) : Comportement de la machine asynchrone triphasée à vide.

Figure (1.13) : Comportement de la machine asynchrone triphasée en charge.

Figure (2.1) : Schéma de l'onduleur de tension en pont complet et a demi-point.

Figure (2.2) : Schémas de l'onduleur triphasée.

Figure (2.3) : Onduleur à niveaux multiples, à deux(a) à trois(b) et à m(c) niveaux.

Figure (2.4) : Regroupement les topologies des onduleurs multi-niveaux.

Figure (2.5) : Topologies d'onduleurs NPC à trois et à cinq niveaux.

Figure (2.6) : onduleur à condensateurs flotteurs à trois et à cinq niveaux.

Figure (2.7) : Onduleur en cascade de forme H à cinq niveaux.

Figure (2.8) : Une cellule d'un convertisseur PUC.

Figure (2.9) : Convertisseur PUC à sept niveaux.

Figure (2.10) : Schéma fonctionnel d'un régulateur PID.

Figure (2.11) : photo réelle d'un régulateur PID.

Figure (2.12) : Classification des stratégies montrées.

Figure (2.13) : Schéma bloc d'un onduleur triphasé commandé par MLI sur Simulink.

Figure (2.14) : La modulation triangulo-sinusoidale.

- Figure (2.15) : Le signal carré obtenu par la méthode expliquée à l'avance.
- Figure (2.16) : Forme de tension de sortie de l'onduleur commandé par MLI sinusoïdale.
- Figure (2.17) : Structure d'un onduleur triphasé à deux niveaux.
- Figure (2.18) : Représentation des vecteurs d'états sur le plan de Clark.
- Figure (2.19) : Simulation d'onduleur conventionnelle commandé par technique étudié.
- Figure (2.20) : Les six secteurs de l'hexagone.
- Figure (2.21) : L'échantillonnage au niveau du secteur 1.
- Figure (2.22) : Forme d'onde MLI vectorielle dans les six secteurs(commutations).
- Figure (2.23) : La tension de sortie d'onduleur commandé en MLI vectorielle.
- Figure (2.24) : le courant mesurer entre les bornes de tension V_{an} .
- Figure (2.25) : Présentation de l'analyse FFT.
- Figure (2.26) : Modélisation d'un bras de convertisseurs NPC à n niveaux.
- Figure (2.27) : schéma synoptique de la technique proposée.
- Figure (2.28) : Onduleur triphasé de type NPC à trois niveaux.
- Figure (2.29) : Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire (Transistor–Diode).
- Figure (2.30) : Représentation d'un onduleur de type NPC à cinq niveaux.
- Figure (2.31) : Schéma bloc de l'onduleur NPC à trois niveaux avec MLI sinusoïdale sur Simulink.
- Figure (2.32) : Les commutations issues de premier bras et modulation à deux porteuses.
- Figure (2.33) : La tension de sortie de l'onduleur NPC à trois niveaux.
- Figure (2.34) : Onduleur NPC à cinq niveaux commander avec MLI sinusoïdale.
- Figure (2.35) : structure de système d'onduleur NPC à cinq niveaux sur Simulink.
- Figure (2.36) : Les commutations de premier bras d'onduleur NPC à cinq niveaux.
- Figure (2.37) : MLI sinusoïdale avec quatre porteuses d'un onduleur de type NPC à 5 niveaux.
- Figure (2.38) : Les tensions de sortie triphasée de l'onduleur NPC à cinq niveaux.
- Figure (2.39) : L'analyse FFT d'onduleur NPC à trois niveaux.
- Figure (2.40) : L'analyse FTT sur l'onduleur NPC à cinq niveaux.
- Figure (2.41) : Machine asynchrone alimentée par un onduleur NPC à cinq niveaux.
- Figure (2.42) : Les courants réels de la machine asynchrone alimenté par onduleur choisi.
- Figure (2.43) : Les courants statoriques & rotorique de PARK.

- Figure (2.44) : Les flux statoriques & rotorique de PARK.
- Figure (2.45) : La vitesse de moteur asynchrone.
- Figure (2.46) : Couple électromécanique de la machine asynchrone.
- Figure (3.1) : Schéma du principe de découplage pour la MAS par analogie avec la MCC.
- Figure (3.2) : Orientation de flux (rotorique, statorique, d'entrefer).
- Figure (3.3) : L'orientation du flux statorique.
- Figure (3.4) : Principe de la commande vectorielle à flux statorique orienté de la MAS.
- Figure (3.5) : orientation de flux rotorique.
- Figure (3.6) : Structure de commande vectorielle à flux rotorique orienté directe.
- Figure (3.7) : Schéma bloc du modèle de la MAS.
- Figure (3.8) : Le schéma explicatif de découplage par compensation.
- Figure (3.9) : Boucle de régulation de la vitesse Ω .
- Figure (3.10) : Boucle de régulation du courant I_{ds} .
- Figure (3.11) : Boucle de régulation du courant I_{qs} .
- Figure (3.12) : Schéma fonctionnel de la commande vectorielle indirecte orienté à flux rotorique (IRFOC) appliquée sur une MAS associée avec un onduleur NPC.
- Figure (3.13) : Principe de découplage par retour d'état.
- Figure (3.14) : Schéma générale explicatif pour la technique de découplage par retour d'état.
- Figure (3.15) : Boucle de défluxage.
- Figure (3.16) : Onduleur NPC à cinq niveaux alimente une MAS commandé vectoriellement.
- Figure (3.17) : Couple électromagnétique comparer avec couple résistant référentiel.
- Figure (3.18) : Vitesse rotorique de la machine commandée vectoriellement.
- Figure (3.19) : Courant statorique de Park sur l'axe direct (composante de flux).
- Figure (3.20) : Courant statorique de Park sur l'axe quadrature (composante de couple).
- Figure (3.21) : Les flux rotorique de Park soumis à un flux de référence.
- Figure (3.22) : Les courants statorique réel (I_{as}, I_{bs}, I_{cs}).
- Figure (3.23) : Les résultats de simulation en utilisant un Onduleur NPC à cinq niveaux.
- Figure (3.24) : Les résultats de simulation en utilisant un Onduleur classique à deux niveaux.

Liste des tableaux :

Tableau (II.1) : Comparaison entre les topologies d'un onduleur multi-niveaux à sept niveaux.

Tableau (II.2) : Les tensions de chaque vecteur pendant différents états des interrupteurs.

Tableau (III.1) : Représentation les blocs de commande de l'IRFOC et la SC.

Tableau (III.2) : Quelques résultats entre les deux commandes (IRFOC) et (SC).

Tableau (III.3) : Tableau de comparaison entre CV et DTC.

Tableau (III.4) : Représentation les avantages de CV et DTC.

Tableau (III.5) : Représentation les inconvénients de CV et DTC.

Introduction Générale

Introduction générale

De plus en plus, l'énergie électrique a une large gamme d'application dans tous les disciplines. Ces dernières, le domaine de l'électronique de puissance s'est développé énormément et offre un potentiel considérable pour la conversion d'énergie électrique. La recherche dans ce domaine couvre de nombreux aspects, notamment les topologies des convertisseurs, les structures et les performances des interrupteurs de puissance et ainsi que les techniques de commande. [65]

L'utilisation des convertisseurs statiques dans l'industrie est devenue un champ extrêmement vaste, car les équipements industriels utilisent de plus en plus d'entraînement à vitesse variable. Les onduleurs de tension sont largement utilisés pour la commande des moteurs asynchrones. [16]

Les convertisseurs de puissance sont des appareils électroniques consistant des éléments semi-conducteurs tels que des interrupteurs et des diodes, ainsi que les éléments passifs d'électroniques comme les résistances, les capacités et les inductances. Ces convertisseurs sont des structures qui permettent de convertir le courant électrique d'une forme à une autre. Dans nos jours les applications électriques utilisent deux formes du courant : le courant sous sa forme continue et alternative.

Ce qui nous donne quatre types de conversion, soit : [66]

- DC/AC : l'onduleur.
- AC/DC : le redresseur.
- DC/DC : l'hacheur est l'application la plus répandue.
- AC/AC : ce type est réalisé par deux transformations AC/DC et DC/AC consécutives, il est aussi être faite directement avec un convertisseur matriciel.

Dans notre travail nous allons concentrer juste avec l'onduleur, alors on se dirige à mentionner les méthodes qui l'alimentent, qui sont trois :

A- par une source continue.

B- par un réseau redressé.

C- par une batterie d'accumulateur pour fournir une tension ou courants alternatifs de fréquence variable (le cas des moteurs à courant alternatifs).

Les tensions de sortie fournie par l'onduleur conventionnel sont très riches en harmoniques, d'où la nécessité de les réduire, et aussi la forme de ces tensions est non sinusoïdale ce qui provoque une dégradation du régime de fonctionnement de certaines charges surtout les machines électriques.

Afin de résoudre ces problèmes nous avons choisi un autre type d'onduleur possède moins d'inconvénients et adaptation avec les applications de fortes puissances, ce type est l'onduleur multiniveaux.

Il existe plusieurs typologies pour l'onduleur multiniveaux, mais notre choix s'est porté sur la structure NPC ce qui signifié « Neutral Point Clamped » qui est un convertisseur très intéressant pour l'alimentation des machines de forte puissance. Ce dernier permet d'augmenter la puissance délivrée à la charge, ainsi d'améliorer la forme de la tension de sortie pour qu'elle soit plus proche de la sinusoïde. [67] [68] [69]

Le système global étudié dans notre travail, se compose d'une commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur multi-niveaux de type NPC commandé par la MLI sinusoïdale (SPWM).

Nous avons organisé cette mémoire en trois chapitres comme suit :

Le premier chapitre sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée depuis un réseau alternatif, dans celui-ci nous allons tirer toutes les équations nécessaires de cette machine, puis nous fournirons les différentes simulations pour pouvoir connaître le comportement dynamique de la machine asynchrone.

Le deuxième chapitre doit commencer par une explication brève sur les onduleurs classiques, ensuite nous avons fait une étude théorique plus profonde avec l'onduleur multi-niveau, puis touché la définition de chaque stratégie de commande comme MLI sinusoïdale et la MLI triangulaire. Enfin fait une étude comparative pour sélectionner un onduleur NPC avec une structure le plus bénéfique pour alimenter la machine asynchrone.

Dans le chapitre trois nous trouvons une application de la commande vectorielle indirecte en tension à la machine asynchrone alimenté par deux onduleur (onduleur cinq niveaux type NPC et deux niveaux classique) commandés par la MLI sinusoïdale, comparez ensuite les deux en termes de commande.

A la fin, ce projet sera c terminé par une conclusion générale via laquelle et la lumière des résultats obtenus, présentation les utilités et les perspectives.

Chapitre 1 Modélisation et Simulation De La Machine Asynchrone

1.1 Introduction

La machine asynchrone ou machine à induction est la plus utilisée dans les applications industrielles, elle couvre actuellement les besoins nécessaires de transformation d'énergie électrique en énergie mécanique, puisqu'elle propose l'avantage d'être robuste, de construction simple et peu coûteuse. Cette machine peut être fabriquée des différentes formes selon l'évolution des quelques watts jusqu'à plusieurs mégawatts. [1]

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation, celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce régime face à différentes requêtes et de comprendre ainsi les mécanismes gouvernant son fonctionnement. On peut modéliser la machine asynchrone selon différentes méthodes, en fonction des objectifs recherchés, on développe dans ce chapitre les modèles suivants : [1]

- ❖ Les modèles en grandeur des phases, découlant des équations différentielles régissant le fonctionnement de la machine ils sont utilisés essentiellement pour l'étude des régimes permanents.
- ❖ Les modèles issus de la transformation de Park, utilisent couramment pour l'étude des régimes transitoires et pour la commande vectorielle des moteurs.

Pour obtenir le modèle d'un système, trois tâches doivent être réalisées : [2]

- A- Choisir le modèle.
- B- Déterminer ses paramètres.
- C- Vérifier sa validité.

L'objectif que nous voulons atteindre dans ce chapitre est de présenter mathématiquement la modélisation de la machine asynchrone sous forme de différents modèles d'état selon le choix du repère, ces modèles sont définis dans un référentiel biphasé, soit tournant (d-q), soit fixé au stator (α - β), ces derniers sont déterminés à partir du repère triphasé conventionnel (traditionnel) de la machine asynchrone à l'aide de transformations mathématiques suffisantes. [3]

1-2 Généralités sur la machine asynchrone :

1-2-1 Définition :

Les moteurs asynchrones, connue également sous le terme "anglo-saxon" de moteur à induction, généralement sont tous des moteurs triphasés. Ils sont basés sur l'exercice d'une masse métallique par le travail d'un champ tournant. [4]

Pratiquement la machine asynchrone est appelée, une machine électrique de vitesse variable à courant alternatif, qui possède deux enroulements dont un seul (Statorique) est alimenté par un réseau électrique de pulsation ω_s , donc que le deuxième (Rotorique) est fermé sur lui-même (ou à cage d'écurie), en générale ce type de machines est plus pratiqué en moteur asynchrone (en triphasé). [5]

Le moteur asynchrone est la machine la plus utilisée dans le secteur des puissances la plus élevée à quelques kilowatts étant donné qu'il présente de nombreux avantages notamment sa puissance massive, sa robustesse, sa facilité de mise en œuvre, son faible coût ... etc. [6] [7]

La seule machine asynchrone qui ait une efficacité pratique est la machine à convention magnétique. [8]

1-2-2 Modes de fonctionnement :

Les machines électriques peuvent être détectées en deux modes de fonctionnement :

- Générateurs : qui transforment l'énergie mécanique en énergie électrique.
 - Moteurs : qui transforment l'énergie électrique en énergie mécanique.
- Les deux modes sont inversement liés les uns aux autres. [9]

1-2-3 Constitution :

On se suggère dans cette partie de donner quelques exactitudes sur les éléments de constitution des machines asynchrone. Cette représentation va nous permettre d'appréhender de quelle façon le système est accompli physiquement.

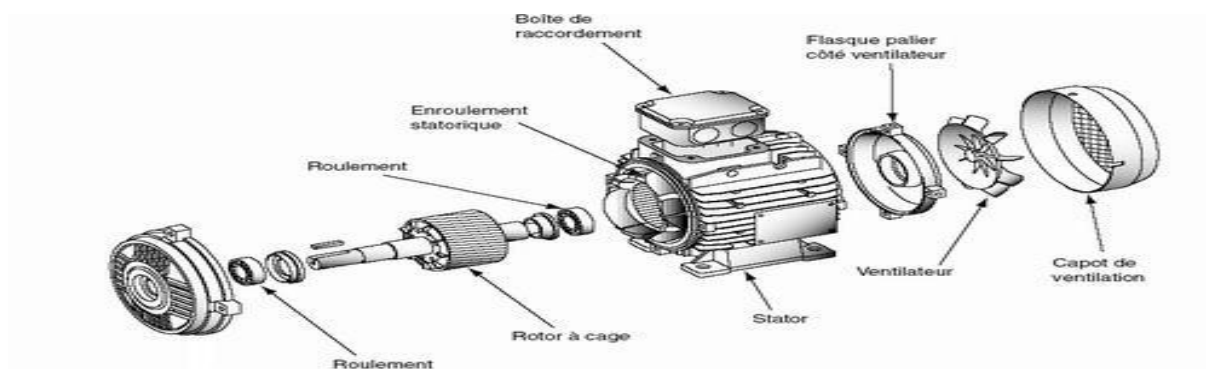


Figure (1.1) : les composants principaux de la machine asynchrone.

Les machines asynchrones triphasées peuvent se réaliser, du point de vue mécanique, en trois parties distinctes :

1-2-3-1 Stator :

Le stator c'est la partie fixe du moteur contenant une carcasse en acier inclure un empilage de tôles minces identiques en forme de couronne qui forme un cylindre vide voir figure (1.2), ces tôles sont pénétrées de trous à leurs périphéries intérieures. L'ajustement de ces trous constituent des encoches dans lesquelles on loge un bobinage triphasé, cette couronne est étroite dans une carcasse en fonte. [10]



Figure (1.2): Stator d'une machine asynchrone.

1-2-3-2 Rotor :

Le rotor c'est la partie mobile du moteur asynchrone installé sur l'arbre, le moteur se compose d'un cylindre fait de tôles entassées. Des encoches sont percées à la périphérie extérieure visées à recevoir des conducteurs. Il est détaché du stator par un entrefer très succinct de l'ordre de 0.4 à 2 mm seulement. [9]

Il existe deux types de rotor :

A- Rotor à cage d'écureuil :

Ce type c'est le plus fréquent, A été inventé par Michail Ossipowitsch Doliwo-Dobrowolski au début des années 1890. Ces rotors sont constitués de tôles ferromagnétiques et de barres conductrices constamment distribués à la périphérie du rotor. Les barres sont réunies entre elles par deux anneaux de court-circuit voire figure (1.3). Les tôles ferromagnétiques servent à diriger les lignes de champs tandis que les barres reçoivent les courants induits. Pour les moteurs de faibles puissances, les rotors sont réalisés à l'aide d'un empilement de tôles découpées et séparées des unes des autres (feuilletage) dans lesquelles on met un matériau conducteur de façon à constituer les barres parallèlement que les anneaux de court-circuit. Pour les moteurs de forte puissance, les barres sont injectées dans le rotor ensuite les anneaux de court-circuit sont fusionnés ou brasés aux barres. Le matériau constituant les barres et les anneaux de court-circuit est usuellement un combinaison à base d'aluminium, mais on peut aussi croiser du cuivre ou du laiton.

En général, les barres sont légèrement penchées suivant l'axe du rotor de façon que le nombre de barres présentes sous une période statorique soit constant quelle que soit la position du rotor. Cette procédure permet de réduire la variation de la réluctance du circuit magnétique au cours du pivotement du rotor (ou " effet d'encoches ") et de diminuer ainsi les vacillations de couple. C'est cette inclinaison des encoches qui procure à l'ensemble barre plus anneaux de court-circuit la forme d'une cage d'écureuil dénaturé. [11].

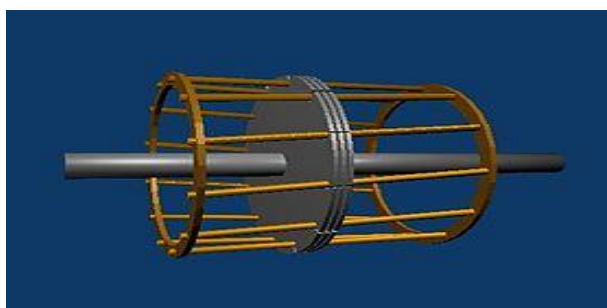


Figure (1.3) : structure d'un rotor à cage d'écureuil.

B- Rotor bobiné :

Le rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, similaire à celui du stator, monté dans les encoches. Il est composé de trois enroulements connectés en étoile le terminus libre de chaque enroulement est associée à une bague tournant avec l'arbre. Par l'intermédiaire de trois balais, Ces bagues sont autorisées, d'insérer une résistance extérieure en série avec chacun des trois enroulements lors du démarrage du moteur. Dans les cas ordinaires les trois balais sont court-circuités. [12]

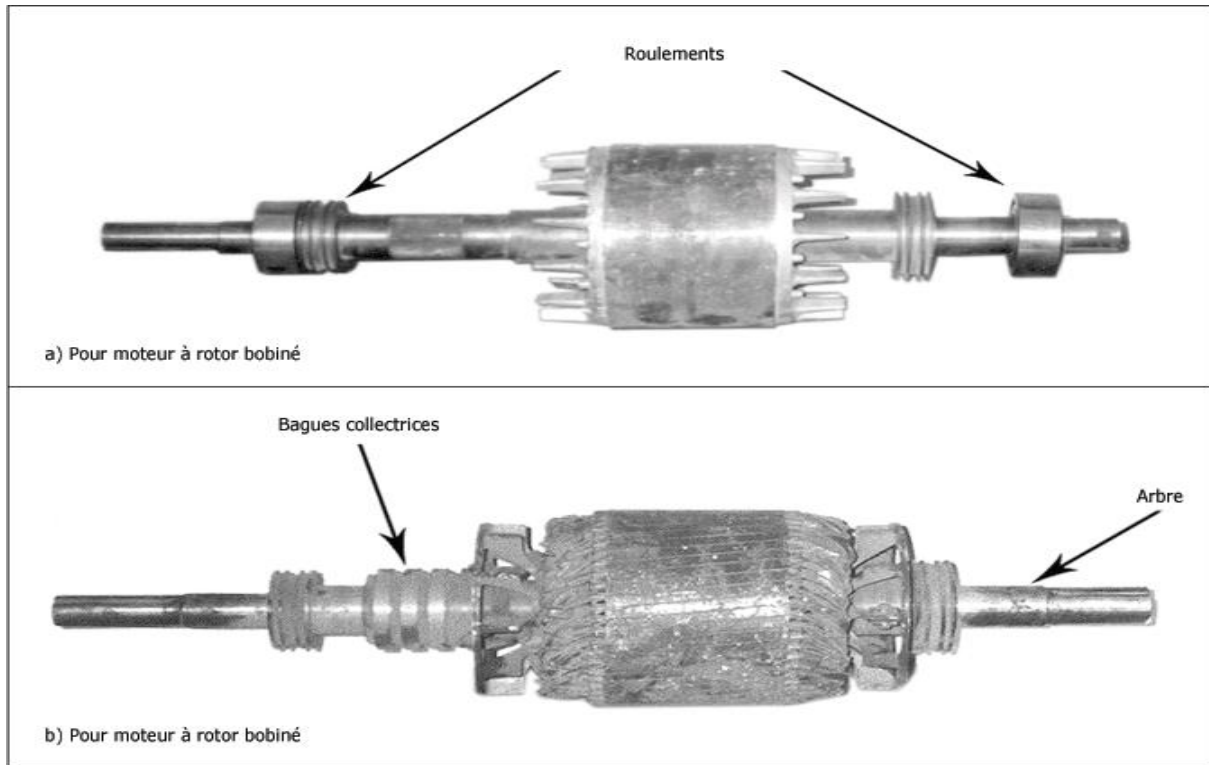


Figure (1.4) : Le rotor Bobiné.

1-2-3-3 Les paliers :

Les paliers, qui permettent d'encourager et de mettre en rotation l'arbre rotorique, sont composés de flasques et de roulements à billes intégrés à chaud sur l'arbre. Les flasques façonnés en fonte, sont montés sur le carter statorique à cause des boulons ou des tiges de serrage. L'ensemble ainsi établi constitue alors la machine asynchrone à cage d'écureuil. [9]

1-2-4 Principe de fonctionnement :

La marche d'une machine asynchrone est basée sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant formé par le courant triphasé livré à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique quand les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant. De cette manière le fonctionnement d'une machine asynchrone est analogue (identique) à celui d'un transformateur le stator à l'enroulement primaire étant comparable avec le rotor à l'enroulement secondaire, dans le cas global, peut tourner à la vitesse de rotation donnée par le rapport suivant : [13]

$$\Omega_s = \frac{f}{p} \quad (\text{I.1})$$

Où f : la fréquence d'alimentation, p : le nombre de pair pôles.

L'interaction électromagnétique des deux parties d'une machine asynchrone (sans collecteur) impossible lorsque la vitesse du champ tournant (Ω_s) diffère de celle du rotor (Ω), autrement dit, lorsque $\Omega \neq \Omega_s$, parce que dans la situation contraire, c'est-à-dire lorsque $\Omega = \Omega_s$, le champ serait statique par rapport au rotor et aucun courant ne serait induit dans l'enroulement rotorique. [14]

Le rapport :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (1.2)$$

Appelé le **glissement** d'une machine asynchrone.

1-2-5 Les différents types de la machine asynchrone :

La diversité de cette machine dépend essentiellement de Rotor d'où pour toujours le stator reste au moins dans son principe le même.

1-2-5-1 Machine asynchrone à cage :

A- constitution et principe de fonctionnement :

Le circuit de rotor est composé de barres conductrices se propagent de manière constamment organisée entre deux couronnes métalliques produisant les extrémités, la cage d'écureuil est injectée à l'intérieure d'un circuit magnétique analogue (symétrique) à celui du moteur à rotor bobiné, les barres sont fabriquées en cuivre, en bronze ou en aluminium, suivant les caractéristiques mécaniques et électriques trouvées dans nos recherches. Dans quelques structures, particulièrement pour des moteurs à basse tension par exemple (230/400.V) la cage est accomplie par coulée et centrifugation d'aluminium.

On montre que, si le nombre de barres adéquatement grand (soit en pratique, $N_b \geq 8x_p$), la cage fait une transformation automatique en circuit polyphasé de polarité suffisante. Ce type de moteur, largement plus facile à construire que le moteur à rotor bobiné est par conséquent d'un prix revient moindre et a une robustesse en soi plus grande, son inconvénient majeur est qu'il a, au démarrage de mauvaises performances (courant élevé et faible couple), Pour corriger ce cas il faut développés deux autres types de cages : {1- rotor à double cage ; 2- rotor à encoches profondes}. [15]

B- Avantages de la machine asynchrone à cage :

- * Fiable, Robuste, économique.
- * Simple structure.
- * Possède une bonne standardisation.

C- Inconvénients de la machine asynchrone à cage :

- * Le couple de démarrage très élevé que les couples nominaux.
- * La zone de stabilité étroite.
- * Complexité fonctionnelle du fait que l'accès direct aux grandeurs rotoriques est impossible.
- * Le réglage du courant rotorique n'est possible qu'à travers le courant statorique. [9] [16]

1-2-5-2 Machine asynchrone à rotor bobiné :**A- Constitution et Principe de fonctionnement :**

Le rotor porte un enroulement bobiné (enroulé) au sein d'un circuit magnétique constitué de disque en tôle entassé sur l'arbre de la machine. Cet enroulement est indispensablement et forcément polyphasé, même si la machine (moteur) est monophasée, et en pratique d'habitude triphasé à couplage en étoile (Y). Les encoches découpées dans les tôles sont doucement courbées par rapport à l'axe de la machine de manière à réduire les variations de réluctance rattachée à la position angulaire rotor/stator et certaines pertes dues aux harmoniques.

Les sorties des enroulements rotorique sont connectées à des bagues installées sur l'arbre, sur lesquelles frottent des balais en carbone. Ce type de moteur est utilisé intrinsèquement dans des applications où les démarrages sont difficiles. [8]

B- Avantages de la machine asynchrone à rotor bobiné :

- * Restreindre correctement l'appel de courant au démarrage.
- * Encourager des démarrages de longue durée parce que la quasi-totalité de l'énergie est perdue dans le rhéostat.
- * Ajuster le couple moteur au couple résistant de la charge Cr. [9]

C- Inconvénients de la machine asynchrone à rotor bobiné :

- * Le collecteur à bagues exclue son emploi dans une atmosphère.
- * Les risques d'explosion sont existants et rend son entretien un peu délicat. [9]

1-3 Modélisation de la machine asynchrone :

La modélisation d'un système ordinaire quelconque est nécessaire est quand nous voulons le contrôler et commander, le système de cette machine n'est pas simple, car de multiples phénomènes compliqués cela interfère dans son fonctionnement, comme la saturation ; l'effet de peau ... etc.

Cependant, nous n'allons pas prendre en considération ces phénomènes, parce que d'un côté leur formulation mathématique est dur, par ailleurs leur incidence sur le comportement de la machine est estimée comme négligeable dans quelques conditions, ce qui permet pour nous d'obtenir des équations aisés et simples, qui traduisent scrupuleusement le fonctionnement de la machine.

La machine asynchrone est modélisée à travers un système de six équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps.

Le modèle de PARK offre certaines simplifications. Un choix sage du repère de PARK permet d'assurer un modèle de la machine asynchrone ressemble de la machine à courant continu. Le courant direct autorise le réglage du flux et d'autre part le courant en quadrature règle le couple électromagnétique. [17]

1-3-1 Présentation de la machine asynchrone :

La représentation schématique de la machine asynchrone dans l'espace électrique est donnée sur la figure suivante :

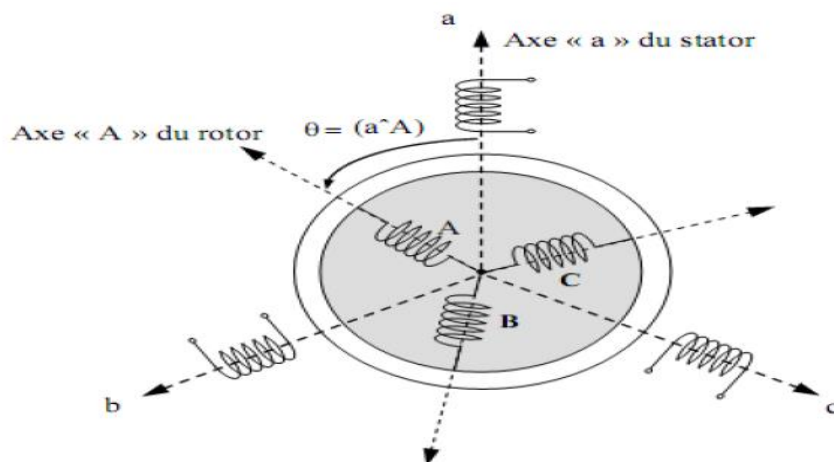


Figure (1.5) : schéma générale de la machine asynchrone triphasées.

Notre machine est à une paire de pôles, le passage à multiples paires de pôles s'effectuant de façon simple en divisant alors les angles par ce nombre de paires de pôles, donc on parle d'angle électrique. [16]

Elle est munie de six enroulements. Le stator de la machine est conçu de trois enroulements fixes décalés de 120° ou d'autre façon on peut dire $(2\pi/3)$ radians, dans l'espace et traversés par trois courants variables. D'un autre côté, le rotor peut être dessiné par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de même valeur régulièrement 120° . Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle. [18] [19].

1-3-2 Hypothèses Simplificatrices :

Dans le cadre de la modélisation de la machine asynchrone est nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices : [20]

- * La machine est de constitution symétrique et à entrefer constant.
- * La saturation du circuit magnétique est négligée.
- * Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligeables. Les valeurs des inductances propres et mutuelles sont indépendantes des intensités de courants.
- * Nous admettons de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

Ces hypothèses possèdent des conséquences importantes, on peut déterminer :

- * L'additivité de flux.
- * L'immuable des inductances propres.
- * La constitution de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques. [14].

1-3-3 Equations générales (électrique) de la machine asynchrone :

A- Equations des tensions :

Selon la loi de Faraday à chaque enroulement, on peut écrire [20] :

$$V = R \cdot I + \frac{d\varphi}{dt} \quad (\text{I.3})$$

On déduit pour l'ensemble des phases statoriques :

$$\begin{aligned} V_{as} &= R_s I_{as} + \frac{d\varphi_{as}}{dt} \\ V_{bs} &= R_s I_{bs} + \frac{d\varphi_{bs}}{dt} \\ V_{cs} &= R_s I_{cs} + \frac{d\varphi_{cs}}{dt} \end{aligned} \quad (\text{I.4})$$

Et pour des phases rotoriques :

$$\begin{aligned} V_{ar} &= R_r I_{ar} + \frac{d\varphi_{ar}}{dt} \\ V_{br} &= R_r I_{br} + \frac{d\varphi_{br}}{dt} \\ V_{cr} &= R_r I_{cr} + \frac{d\varphi_{cr}}{dt} \end{aligned} \quad (\text{I.5})$$

Donc :

$$[V_{abcs}] = [R_s] [I_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abcs}] \quad (\text{I.6})$$

Et :

$$[V_{abcr}] = [R_r] [I_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abcr}] = [0] \quad (\text{I.7})$$

Le rotor étant en court-circuit ses tensions sont **nulles**.

Avec :

$$[V_{abcs}] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}; \text{ vecteur des tensions appliquées aux trois phases statoriques.}$$

$$[V_{abcr}] = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix}; \text{ vecteur des tensions appliquées aux trois phases rotoriques.}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; \text{ Résistance d'une phase statorique.}$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}; \text{ Résistance d'une phase rotorique.}$$

Avec :

$$[I_{abcS}] = \begin{bmatrix} I_{aS} \\ I_{bS} \\ I_{cS} \end{bmatrix}; \text{ vecteur des courants qui traversent aux trois phases statoriques.}$$

$$[I_{abcR}] = \begin{bmatrix} I_{aR} \\ I_{bR} \\ I_{cR} \end{bmatrix}; \text{ vecteur des courants qui traversent aux trois phases rotoriques.}$$

B- Equations des flux :

Les flux magnétiques s'expriment par :

$$[\varphi_{abcS}] = [L_s][I_{abcS}] + [L_{sr}][I_{abcR}] \quad (1.6)$$

Et :

$$[\varphi_{abcR}] = [L_{sr}]^T [I_{abcS}] + [L_r][I_{abcR}]. \quad (1.7)$$

Avec :

$$[\varphi_{abcS}] = \begin{bmatrix} \varphi_{aS} \\ \varphi_{bS} \\ \varphi_{cS} \end{bmatrix}; \text{ vecteur des flux à travers ces enroulements statorique.}$$

$$[\varphi_{abcR}] = \begin{bmatrix} \varphi_{aR} \\ \varphi_{bR} \\ \varphi_{cR} \end{bmatrix}; \text{ vecteur des flux à travers ces enroulements rotorique.}$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{s1} & M_s & M_s \\ M_s & L_{s1} & M_s \\ M_s & M_s & L_{s1} \end{bmatrix}; \text{ Matrice inductance statorique.}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{r1} & M_r & M_r \\ M_r & L_{r1} & M_r \\ M_r & M_r & L_{r1} \end{bmatrix}; \text{ Matrice inductance rotorique.}$$

L_{s1} : Inductance propre d'une phase statorique.

L_{r1} : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phase statorique.

M_r : Inductance mutuelle entre phase rotorique.

$$[L_{sr}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \theta + \frac{2\pi}{3} & \cos \theta - \frac{2\pi}{3} \\ \cos \theta - \frac{2\pi}{3} & \cos \theta & \cos \theta + \frac{2\pi}{3} \\ \cos \theta + \frac{2\pi}{3} & \cos \theta - \frac{2\pi}{3} & \cos \theta \end{bmatrix}$$

$[L_{sr}]$: Matrice inductance mutuelle maximale stator/rotor.

L_{sr} : Inductance mutuelle maximale stator/ rotor.

Finalement :

$$[V_{abc\,s}] = [R_s][I_{abc\,s}] + \frac{d}{dt} [[L_s][I_{abc\,s}] + [L_{sr}][I_{abc\,r}]] \quad (I.8)$$

Et :

$$[V_{abc\,r}] = [R_r][I_{abc\,r}] + \frac{d}{dt} [[L_{sr}]^T [I_{abc\,s}] + [L_r][I_{abc\,r}]] = [0] \quad (I.9)$$

A l'aide des équations (I.4) et (I.5), on obtient :

$$\frac{d}{dt} [\varphi_{abc\,s}] = [V_{abc\,s}] - [R_s][I_{abc\,s}]$$

$$\frac{d}{dt} [\varphi_{abc\,r}] = - [R_r][I_{abc\,r}]$$

Les courants statoriques et rotoriques sont exprimés en fonction de flux par :

$$[I_{abc\,s}] = ([L_s] - [L_{sr}][L_r]^{-1}[L_r]^t)^{-1}([\varphi_{abc\,s}] - [L_{sr}][L_r]^{-1}[\varphi_{abc\,r}])$$

$$[I_{abc\,r}] = ([L_r] - [L_{sr}][L_s]^{-1}[L_s]^t)^{-1}([\varphi_{abc\,r}] - [L_{sr}][L_s]^{-1}[\varphi_{abc\,s}])$$

On remplace les deux dernières équations dans (I.8) et (I.9) :

Donc :

$$\frac{d}{dt} [\varphi_{abc\,s}] = [V_{abc\,s}] - [R_s] ([L_s] - [L_{sr}][L_r]^{-1}[L_r]^t)^{-1}([\varphi_{abc\,s}] - [L_{sr}][L_r]^{-1}[\varphi_{abc\,r}]) \quad (I.10)$$

$$\frac{d}{dt} [\varphi_{abc\,r}] = - [R_r] ([L_r] - [L_{sr}][L_s]^{-1}[L_s]^t)^{-1}([\varphi_{abc\,r}] - [L_{sr}][L_s]^{-1}[\varphi_{abc\,s}]) \quad (I.11)$$

1-3-4 Modélisation de Park de la machine asynchrone :

La transformation de la machine triphasée en une machine biphasée consiste à remplacer tous enroulements triphasés [(A, B, C) ou (a, b, c)] par deux enroulements, l'un sur l'axe direct (d) et l'autre sur l'axe en quadrature (q), voir figure (2.6). La transformation qui traduit ce passage du système triphasé (a, b, c) au système biphasé (d, q) est dite transformation de Park.

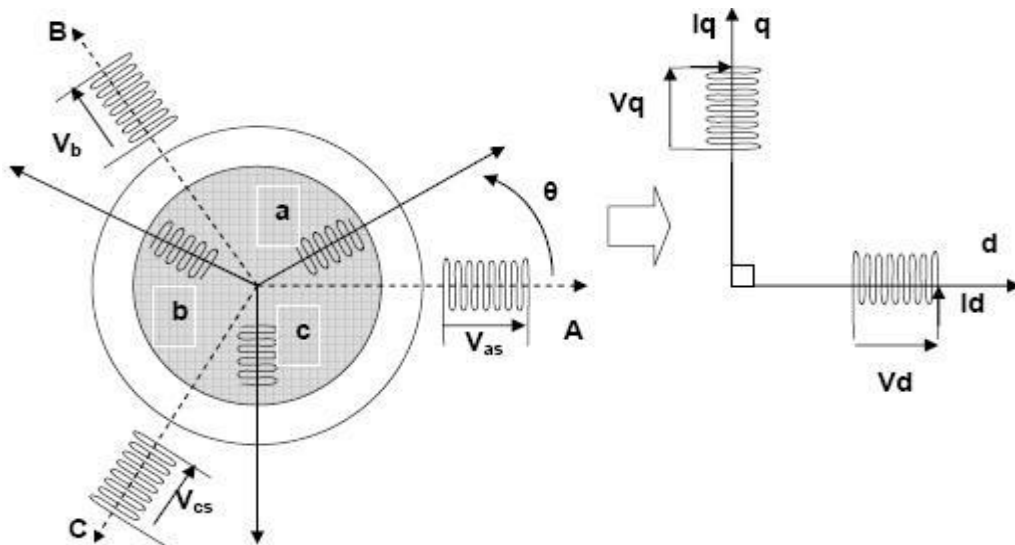


Figure (1.6) : Passage du système triphasé au système biphasé.

A- Transformation de Park :

Cette transformation est définie par :

$$[X_{dqo}] = [K] \cdot [X_{abc}] \tag{I.12}$$

La matrice de la transformation de Park [K] est définie par :

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

Le coefficient $\sqrt{\frac{2}{3}}$ approuvé est de conserver les amplitudes des tensions, courants et flux.

θ : L'angle entre l'axe de référence du système triphasé et l'axe d.

La transformation de Park inverse nous permet de revenir au système triphasé

$$[X_{abc}] = [K]^{-1} [X_{dqo}]$$

Avec $[K]^{-1}$ représente la matrice inverse du Park

$$[K]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Et avec :

$\theta = \theta_s$ et $K = K_s$ Pour le stator

$\theta = \theta_r$ et $K = K_r$ Pour le rotor

θ_s : L'angle électrique entre l'axe triphasé du stator (OA) et l'axe biphasé (Od).

θ_r : L'angle électrique entre l'axe triphasé du rotor (Oa) et l'axe biphasé (Od).

B- Equations des tensions :

En appliquant la transformation du Park au système (1.4), (1.5), (1.6), (1.7),

Le nouveau système d'équations devient :

Pour le stator :

$$[V_{dqos}] = [R_s] [I_{dqos}] + ([K_s] \frac{d}{dt} [K]^{-1}) [\phi_{dqos}] + \frac{d}{dt} [\phi_{dqos}] \tag{I.13}$$

Pour le rotor :

$$[V_{dqor}] = [R_r] [I_{dqor}] + ([K_r] \frac{d}{dt} [K]^{-1}) [\phi_{dqor}] + \frac{d}{dt} [\phi_{dqor}] \tag{I.14}$$

Avec :

$$[K_s] \frac{d}{dt} [K]^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s & 0 \\ -\omega_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [K_r] \frac{d}{dt} [K]^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r & 0 \\ -\omega_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Et avec :

ω_s : Pulsation électrique statorique.

ω_r : Pulsation électrique rotorique.

$\omega = \omega_s - \omega_r$: Pulsation mécanique.

C- Equations magnétiques :

En appliquant la transformation du Park au système (I.6), (I.7), nous obtenons le système d'équations devient :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

Avec :

L_s : Inductance cyclique statorique.

L_r : Inductance cyclique rotorique.

$L_m = \frac{3}{2} L_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

1-3-5 Expression du couple électromagnétique :

La puissance consommée par la machine asynchrone est :

$$P_{in} = V_{as} I_{as} + V_{bs} I_{bs} + V_{cs} I_{cs} \quad (\text{I.17})$$

En appliquant la transformation de PARK à l'équation (I.17), on obtient :

$$P_{in} = \frac{3}{2} (V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs}) + 3V_{os} I_{os} \quad (\text{I.18})$$

En substituant les équations V_{ds} et V_{qs} du système (I.15) dans (I.18), on trouve :

$$P_{in} = \left[\frac{3}{2} R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \right] + \left[\frac{3}{2} \omega_s (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \right] = P_{js} + P_{em}. \quad (\text{I.19})$$

Avec :

P_{js} : Pertes joules statorique.

P_{em} : Puissance électromagnétique.

ω_s : Pulsation électrique statorique.

Et d'autre coté on a :

$$P_{em} = C_e \Omega_s = C_e \frac{\omega_s}{p}.$$

C_e : Le couple électromagnétique.

P : Nombre pair des pôles.

$$P_{em} = C_e \frac{\omega_s}{p} = \frac{3}{2} \omega_s (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}).$$

$$C_e = \frac{3}{2} P (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}). \quad (\text{I.20})$$

En substituant le système d'équation (I.16) dans (I.20), en fin nous parvenons à l'équation du couple électromagnétique :

$$C_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}). \quad (\text{I.21})$$

1-3-6 Equation Mécanique :

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone présente de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse). [21]

$$C_{em} = P [I_{abcs}]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}] [I_{abcr}].$$

$[M_{sr}]$: induction mutuelle entre stator-rotor.

$[]^T$: Matrice transposé (inversé).

L'équation du mouvement (Mécanique) de la machine est :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f_v \Omega. \quad (\text{I.22})$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_r : Couple résistant impose à l'arbre de la machine.

Ω : Vitesse angulaire.

C_{em} : Couple électromagnétique.

f_v : Coefficient de frottement visqueux.

$f_v \Omega$: Terme de de couple de frottement visqueux.

1-3-7 Choix du référentiel :

Il y a trois types de référentiel intéressants en pratique, le choix se fait en fonction du problème étudié [22] :

- ❖ Référentiel lié au stator.
- ❖ Référentiel lié au champ tournant.
- ❖ Référentiel lié au rotor.

1-3-7-1 référentiel lié au stator :

Ce référentiel est caractérisé par $\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega$. (I.23)

Il est choisi en vue d'étudier les variations importantes de la vitesse de rotation associées ou non aux variations de la fréquence d'alimentation.

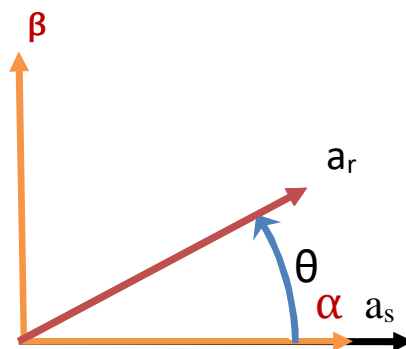


Figure (1.7) : Référentiel lié au stator (α - β). [16]

1-3-7-2 référentiel lié au champ tournant :

Repère d'axes (d-q) lié à l'un des flux de la machine. Le modèle est simplifié par l'utilisation d'équations plus simples. En régime permanent électrique les grandeurs du modèle sont continuées, puisque la pulsation du champ tournant est égale à la pulsation des tensions statoriques $\omega_c = \omega_s$ cette méthode est souvent utilisée dans l'étude de la commande.

$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega = \omega_r$ (I.24)

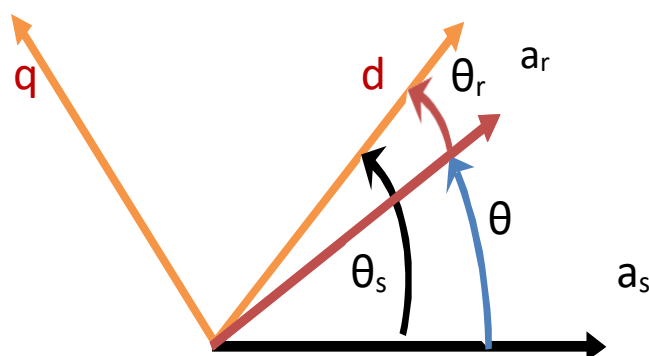


Figure (1.8) : Référentiel lié au champ tournant (d-q). [16]

On obtient les équations de la machine asynchrone dans le repère (d-q) lié au champ tournant :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \varphi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \varphi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

Avec :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s : \text{Pulsation statorique}$$

1-3-7-3 référentiel lié au rotor :

$$\text{Ce référentiel est caractérisé par } \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_s}{dt} = \omega \quad (\text{I.26})$$

Il est intéressant dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation est supposée constante.

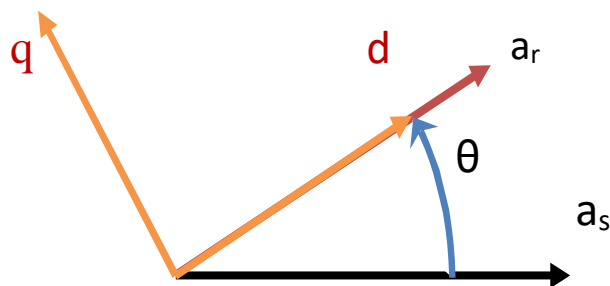


Figure (1.9) : Référentiel lié au rotor (d-q). [16]

1-3-8 Mise en équation d'état (modèle d'état) :

Pour effectuer la simulation de la machine asynchrone, elle doit d'abord être placée sous une forme d'équation d'état :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U]. \quad (\text{I.27})$$

Avec :

[A] : Matrice d'évolution.

[B] : Matrice de commande.

[U] : Vecteur de commande.

[X] : Matrice d'état.

En substituant $i_{dr}, i_{qr}, \varphi_{ds}, \varphi_{qs}$ de (I.16) dans le système (I.25), nous trouvons

Les équations de système suivant :

$$\begin{aligned} \frac{di_{ds}}{dt} &= -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_r \frac{L_m}{L_r^2} \right) \varphi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega \varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= -\omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega \varphi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_r \frac{L_m}{L_r^2} \right) \varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \end{aligned}$$

$$\frac{d\varphi_{dr}}{dt} = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{dr} + \omega_r \varphi_{qr}. \quad (\text{I.28})$$

$$\frac{d\varphi_{qr}}{dt} = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{qs} - \omega_r \varphi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{qr}.$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J} (C_s - C_r - f_v \frac{\omega}{p}).$$

Tel que :

$\sigma = (1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r})$: Coefficient de dispersion de Blondel.

$\omega = p \cdot \Omega$: Pulsation mécanique.

Nous obtenons l'équation matricielle suivant :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{ds}}{dt} \\ \frac{di_{qs}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) & \omega_s & \frac{1}{\sigma L_s} (R_r \frac{L_m}{L_r^2}) & \frac{1}{\sigma L_s} (\frac{L_m}{L_r}) \omega \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) & -\frac{1}{\sigma L_s} (\frac{L_m}{L_r}) \omega & \frac{1}{\sigma L_s} (R_r \frac{L_m}{L_r^2}) \\ R_r \frac{L_m}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega_r \\ 0 & R_r \frac{L_m}{L_r} & -\omega_r & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{I.29})$$

Finalement :

Les matrices définissant les paramètres suivants :

$$[\dot{X}] = \begin{bmatrix} \frac{di_{ds}}{dt} \\ \frac{di_{qs}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{bmatrix}; [A] =$$

$$\begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) & \omega_s & \frac{1}{\sigma L_s} (R_r \frac{L_m}{L_r^2}) & \frac{1}{\sigma L_s} (\frac{L_m}{L_r}) \omega \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) & -\frac{1}{\sigma L_s} (\frac{L_m}{L_r}) \omega & \frac{1}{\sigma L_s} (R_r \frac{L_m}{L_r^2}) \\ R_r \frac{L_m}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega_r \\ 0 & R_r \frac{L_m}{L_r} & -\omega_r & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix};$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} ; [U] = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} ; [X] = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix}$$

1-4 Simulation de la machine asynchrone :

Dans ce qui suit, on va simuler le modèle de la machine représentée par les expressions (I.28) dans l'environnement Matlab/Simulink pour tester leur fonctionnement dans différentes conditions.

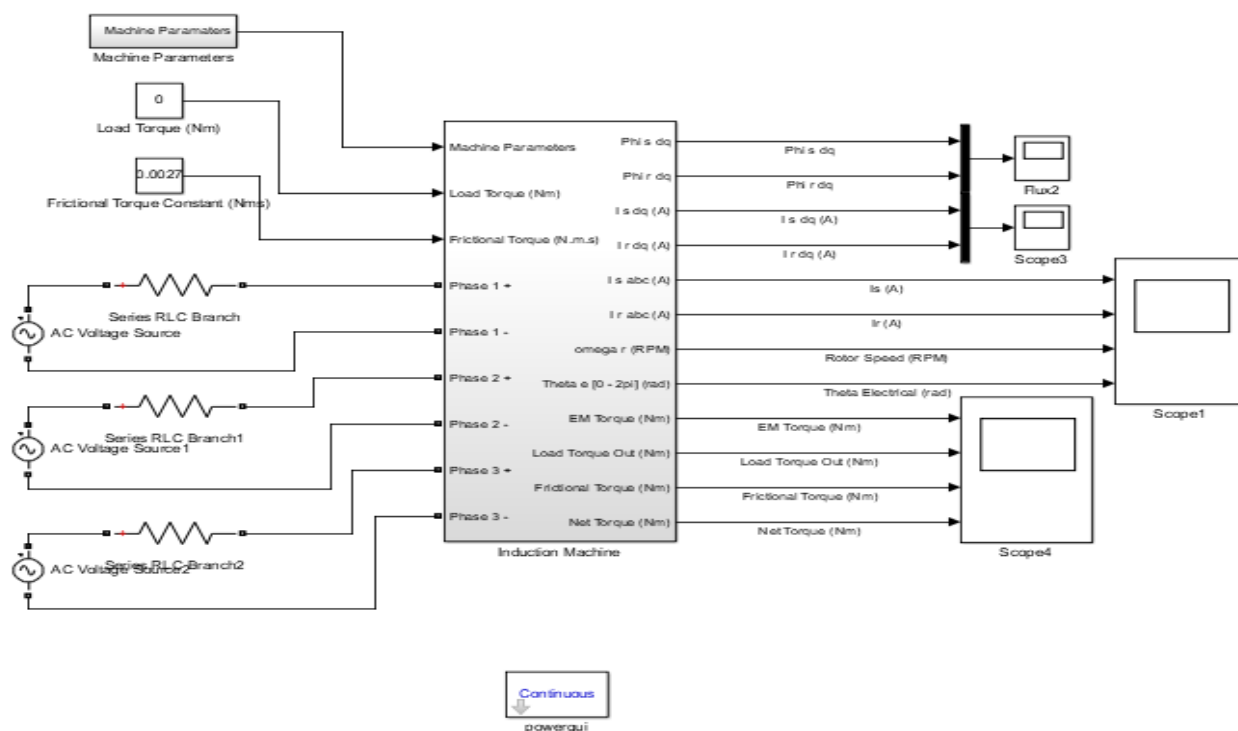


Figure (1.10) : Schéma bloc de la MAS alimentée par un réseau triphasé équilibré sur Simulink.

La figure (1.11) représente le sous-système de la MAS.

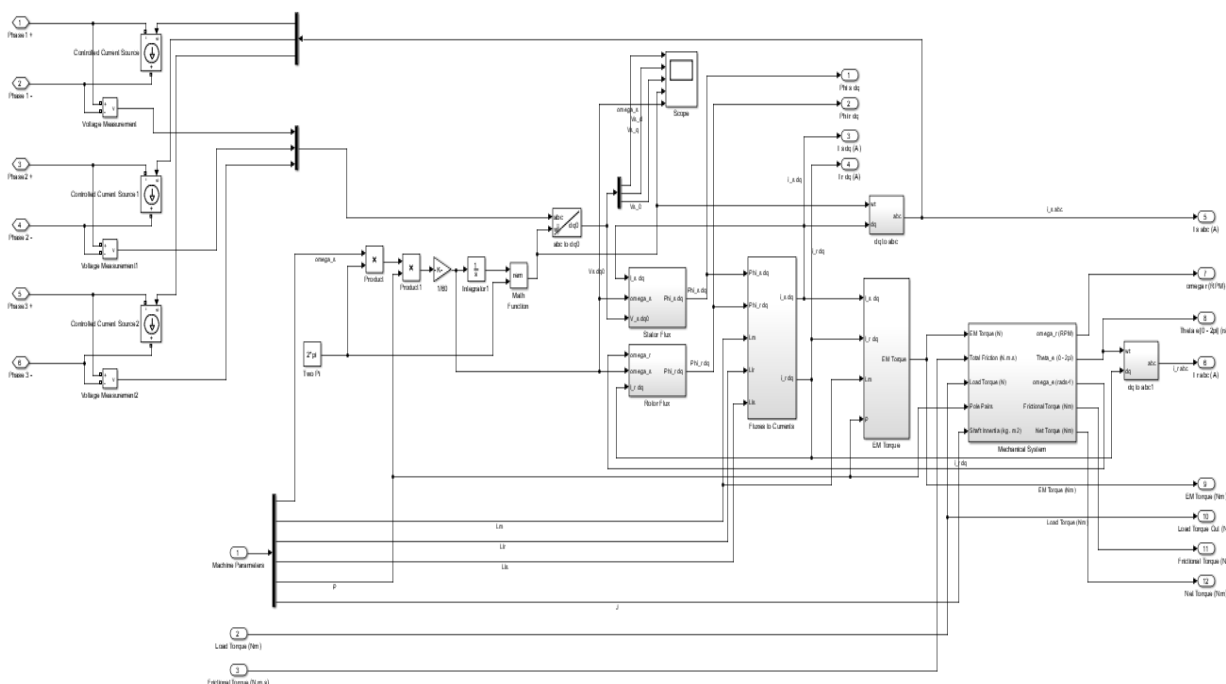
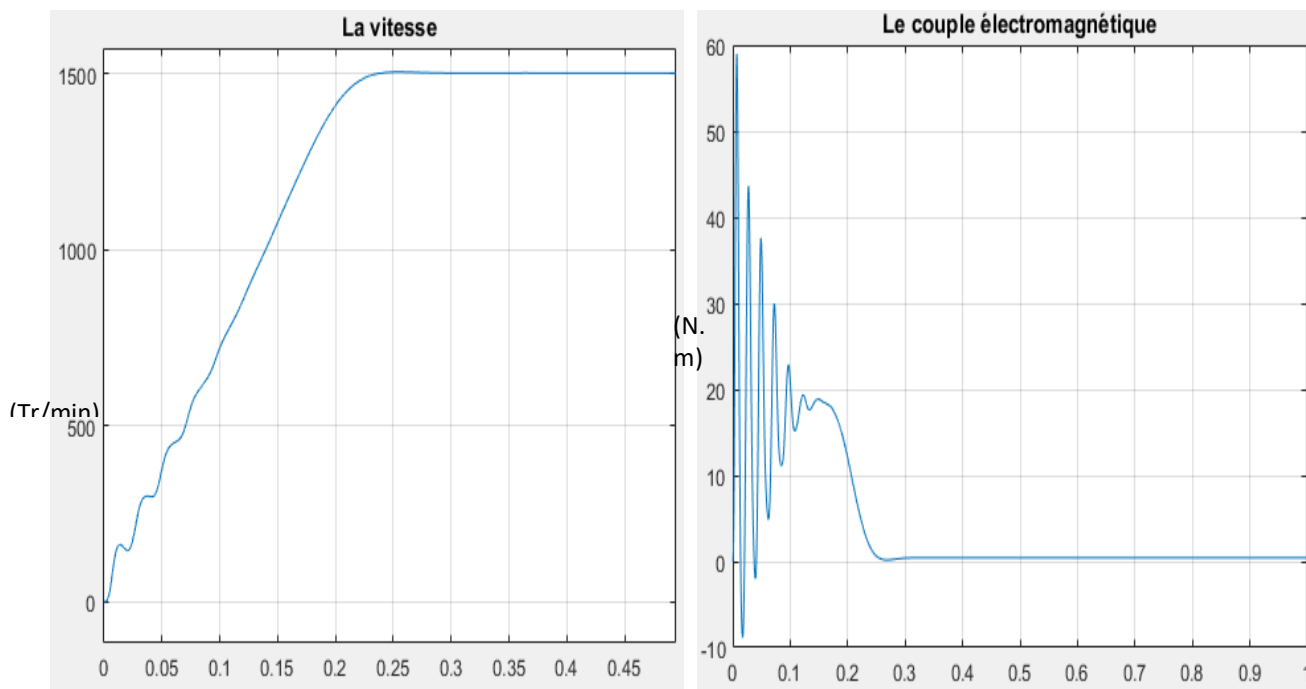


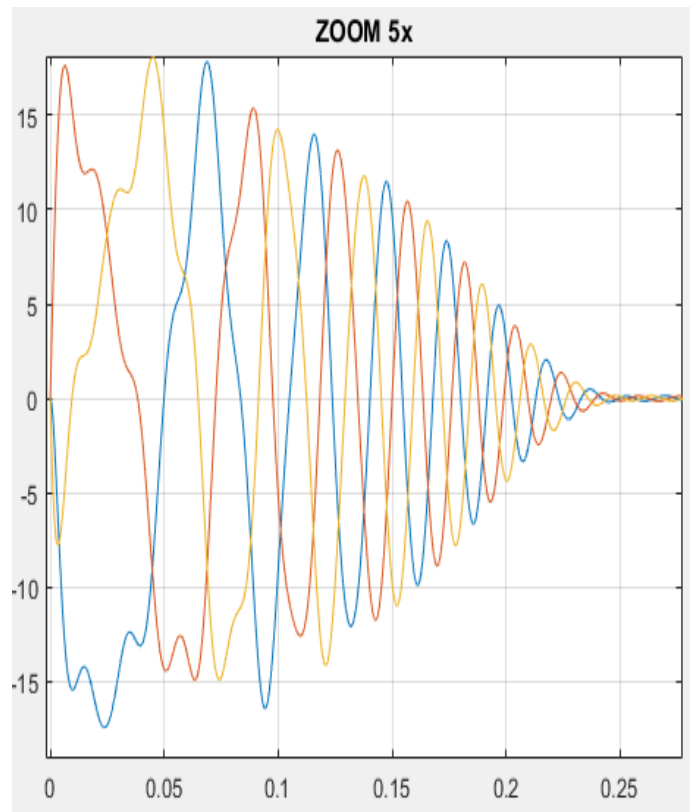
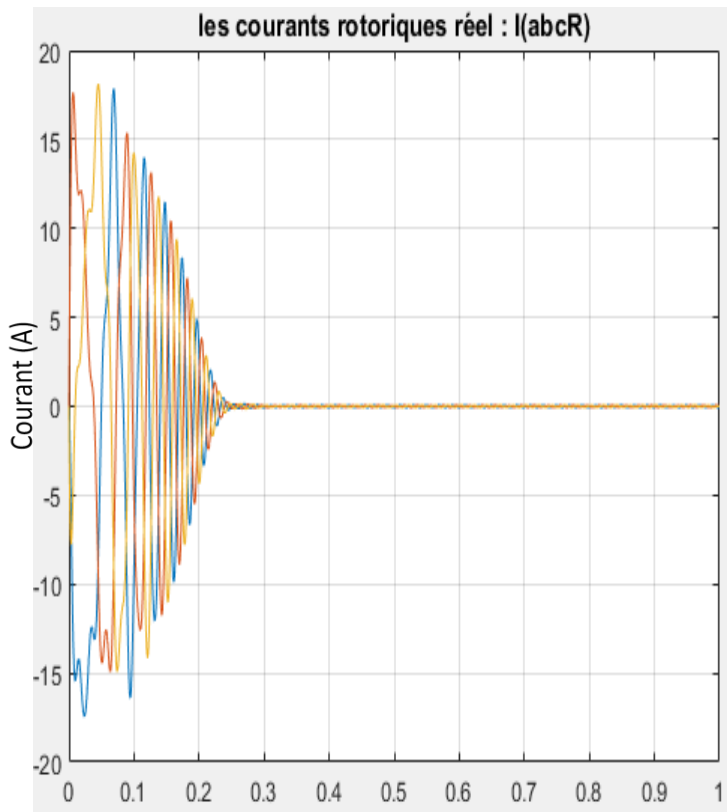
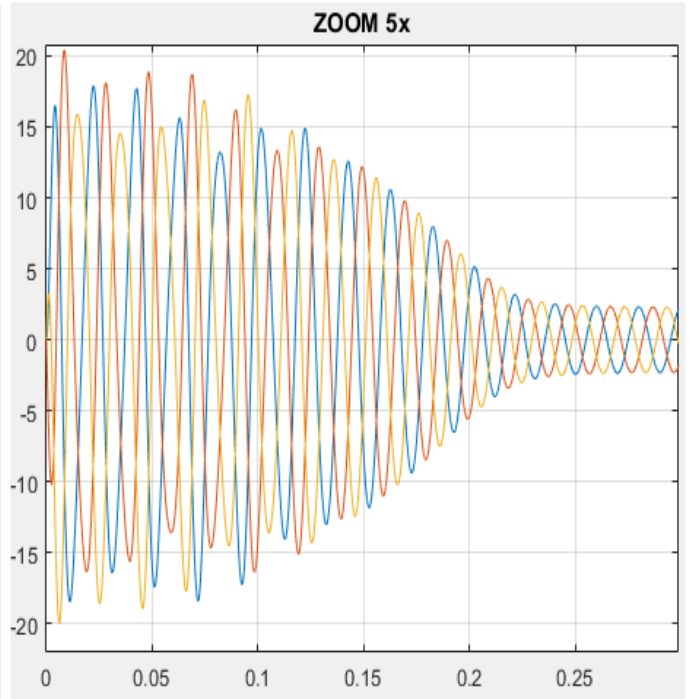
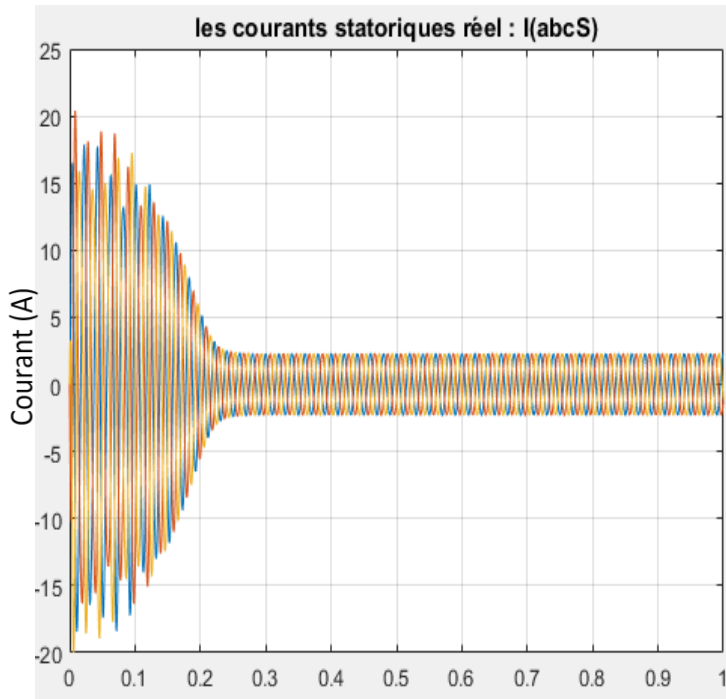
Figure (1.11) : Schéma bloc de la MAS sur Simulink.

1-4-1 Résultats de simulation :

A- Fonctionnement à vide :

Les courbes de la figure (1.12) représentent les résultats de simulation du model de la MAS pour un démarrage à vide.





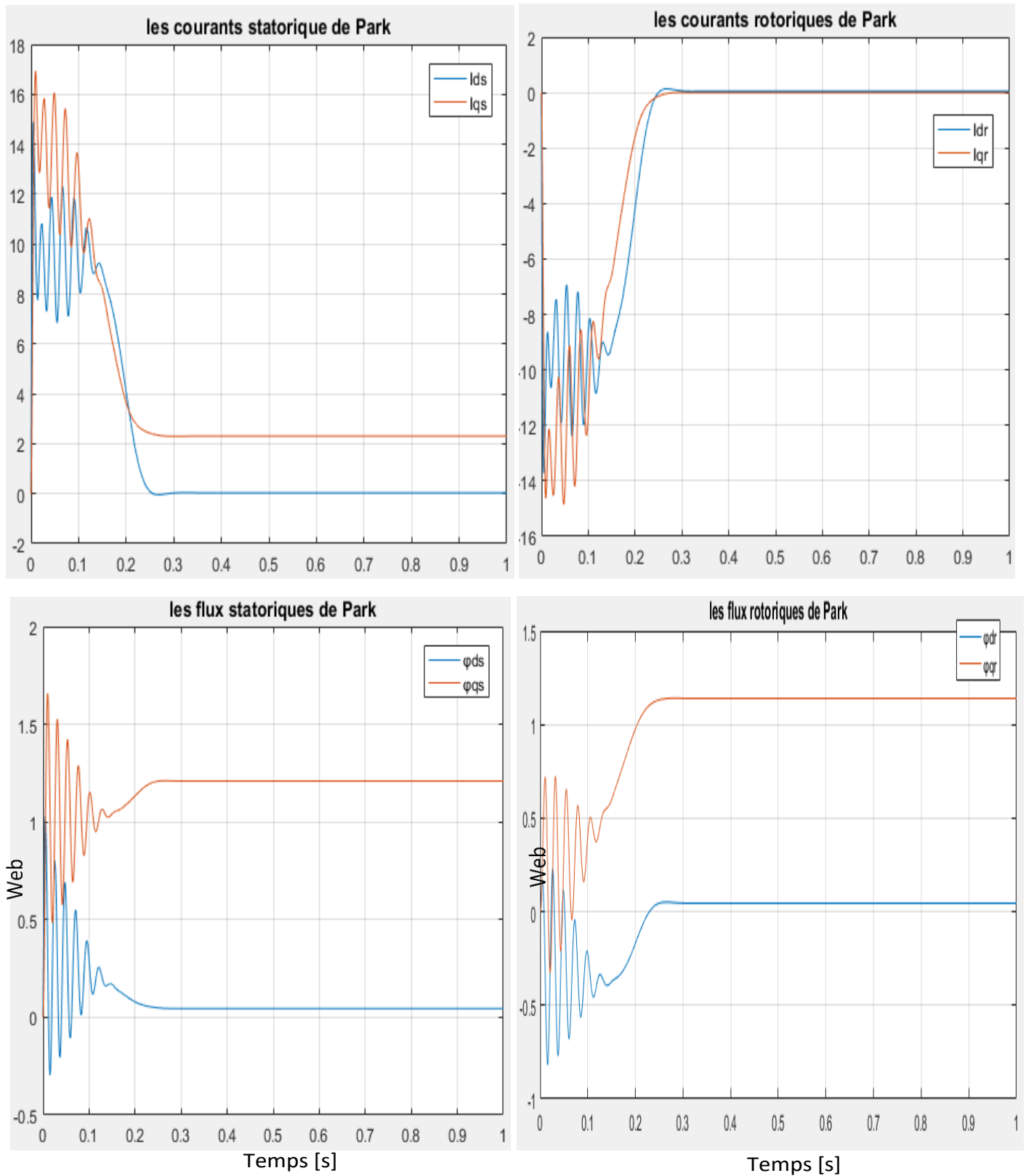
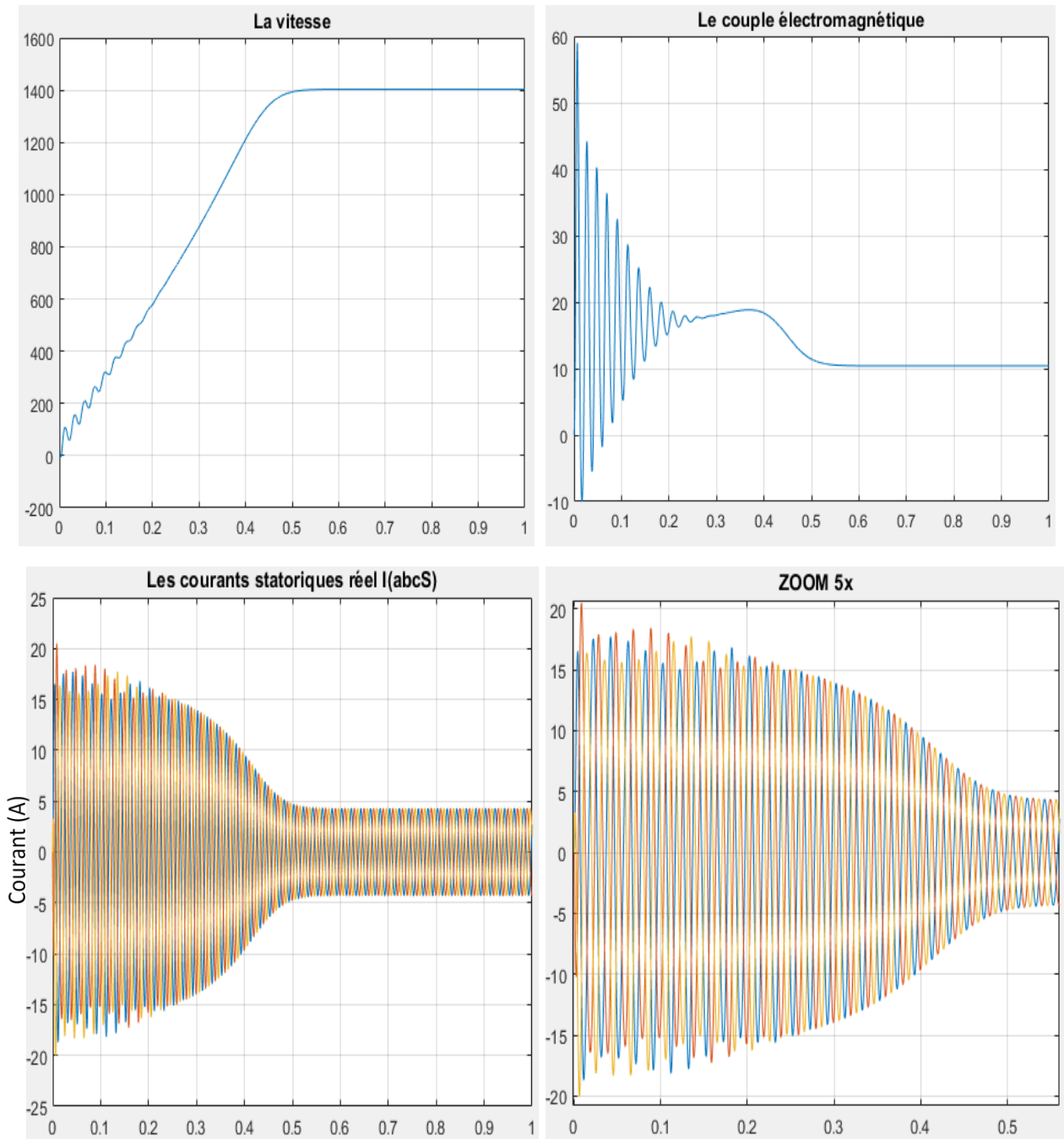
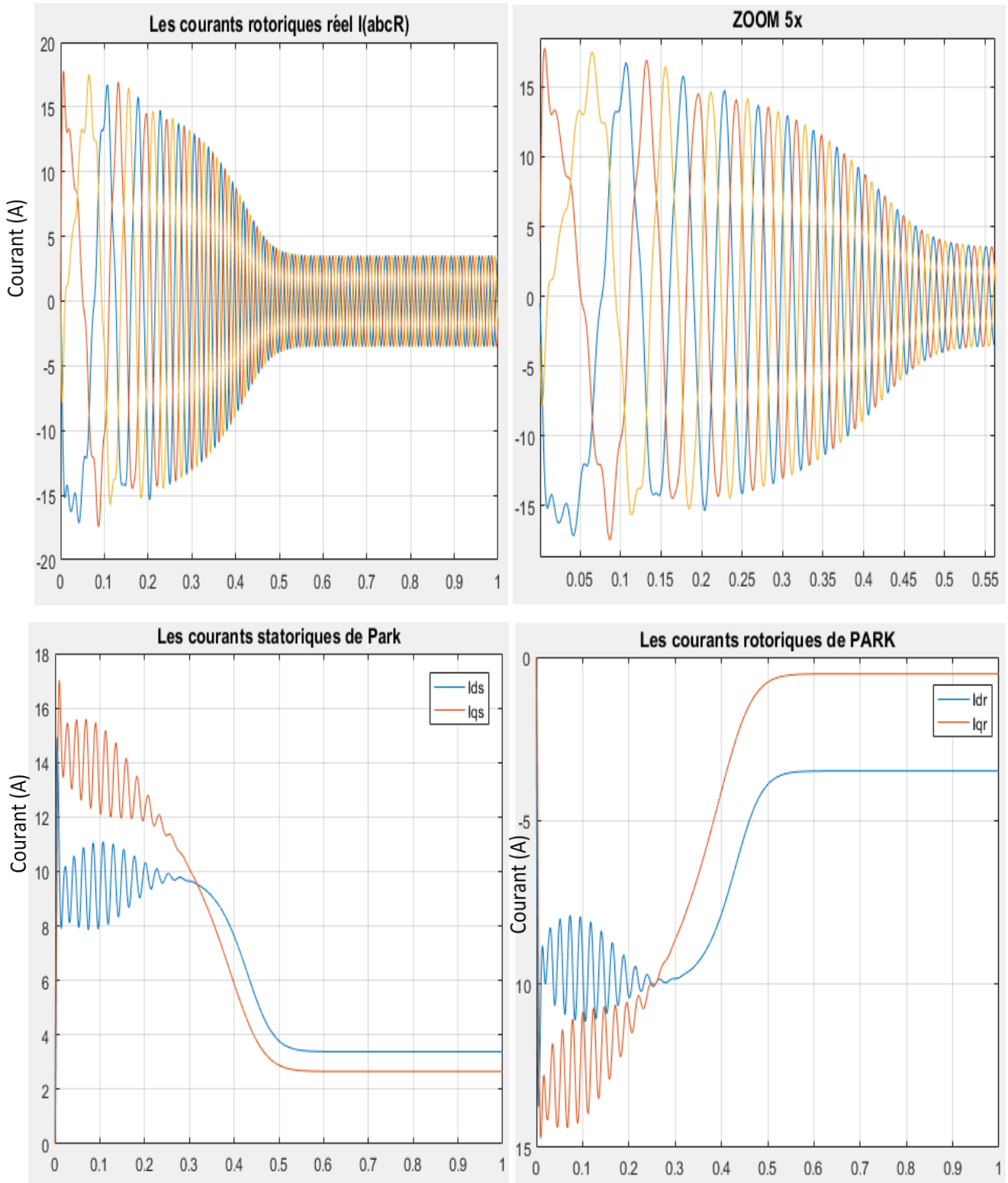


Figure (1.12) : Comportement de la machine asynchrone triphasée à vide.

B- Fonctionnement en charge :

Les courbes de la figure (1.13) représentent les résultats de simulation du model de la MAS pour un fonctionnement en charge. Nous avons appliqué un couple de charge vaut 10 (N.m).





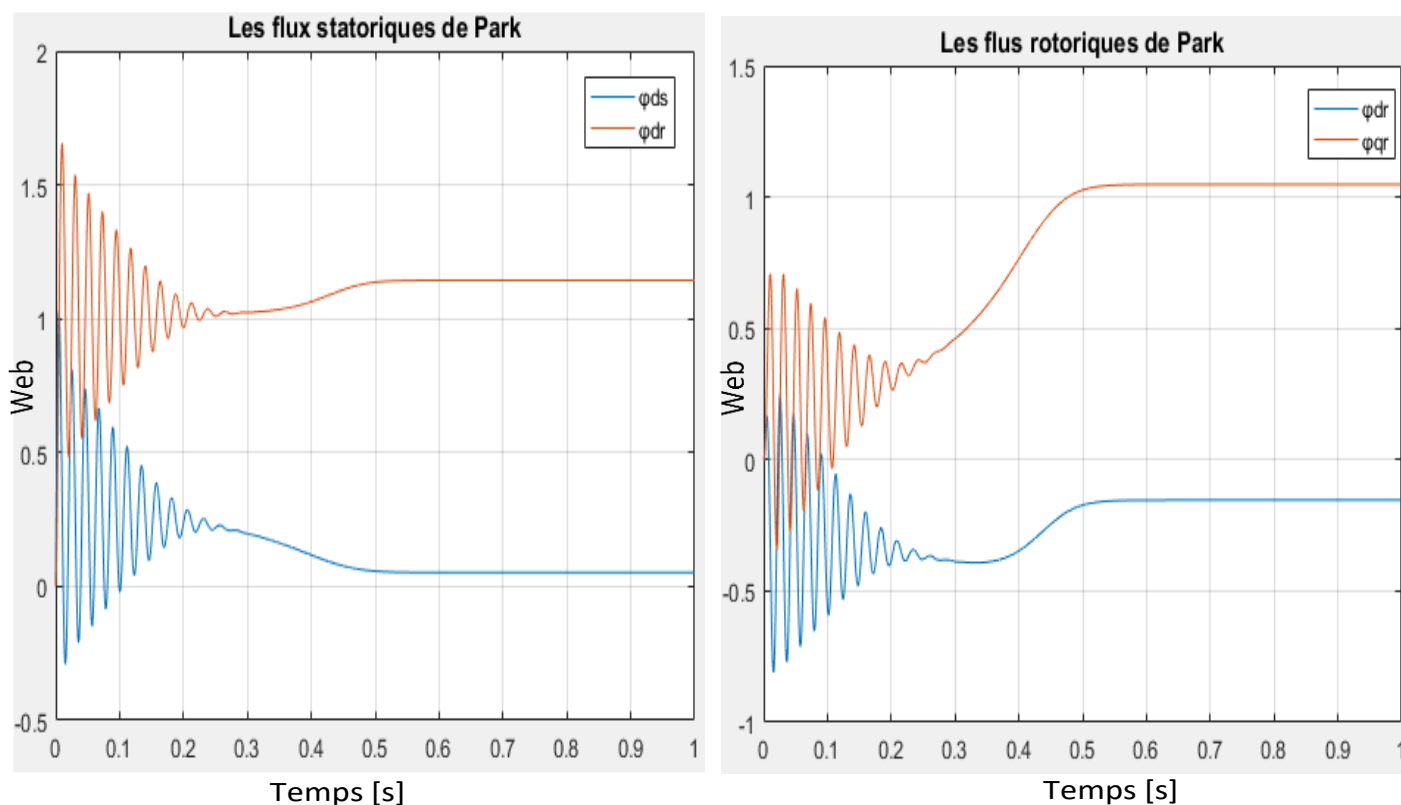


Figure (1.13) : Comportement de la machine asynchrone triphasée en charge.

C- Interprétation des résultats :

D'après les figures (1.12) et (1.13), soit à vide soit en charge le temps d'établissement est d'environ (0.2s) de toutes les grandeurs. Au démarrage, le couple est fortement pulsatoire dans les deux essais, il atteint une valeur maximale de l'ordre de cinq fois le couple nominal d'où il y a un fort appel de courant certes bref, mais important au démarrage. A vide la vitesse en régime permanent se stabilise à (1500tr/min) tandis qu'en charge elle chute à (1415tr/min). En charge, on a remarqué que le couple électromagnétique augmente en régime permanent et tend vers le couple de charge.

1-5 Conclusion :

On a présenté dans ce chapitre la machine asynchrone triphasée, ses avantages et ces domaines d'application, leur alimentation, ainsi que sa modélisation, en mettant en exergue la complexité et la non linéarité du modèle. Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle de la MAS dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter son étude. Dans la dernière partie, on a validé ce modèle s'appuyant sur le logiciel Matlab/Simulink.

Chapitre 2 Modélisation de l'onduleur multi niveaux de type NPC

2.1 Introduction

La technologie de conversion de l'énergie continu-alternatif, en utilisant les convertisseurs statiques tel que les onduleurs de tension, constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance en pleine croissance. Ils sont existants dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est certainement celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatif, utilité d'interconnexion, alimentation de sécurité...etc. [23]

Pour cela dans ce chapitre, nous allons parler en générale sur les onduleurs et en particulier sur les onduleurs « multi-niveaux » puis étudier le principe de fonctionnement, les différentes topologies et les différentes stratégies de commande, concerné de ce type d'onduleur. Nous avons consacré ce type parce qu'il est beaucoup utilisé dans les domaines d'application de moyenne tension et grande puissance, motivée par des avantages, largement éprouvés de nos jours : la réduction très significative du taux de distorsion harmonique du courant, l'amélioration du facteur de puissance, la réduction des contraintes électriques aux bornes des interrupteurs statique, la diminution des pertes de puissance.

Toutefois, ces convertisseurs présentent des inconvénients. Où on peut citer : le nombre élevé de composants électriques, la complexité et la difficulté de la commande et le besoin d'équilibrer les tensions aux bornes des condensateurs du bus barre continu. [24]

Enfin, on va faire une comparaison entre les différentes topologies et nous allons choisissons un seul type pour développer notre étude.

2-2 Généralité :

2-2-1 Classification des onduleurs :

Il y a plusieurs centaines de structures d'onduleurs, chacun Correspondant à un genre d'application déterminée ou permettant des Performances demandées. [25]

Généralement Les onduleurs sont classés selon les modes de commutation de ses interrupteurs.

2-2-1-1 Onduleur autonome :

Qui donne une tension avec une fréquence soit fixe, ou bien ajustable par l'utilisateur. Il n'a pas nécessaire de réseau électrique pour fonctionner. Et leurs interrupteurs sont commandés par des circuits assistant indépendants du réseau alternatif.

Parmi les champs d'utilisation des onduleurs autonomes, on trouve principalement : [25]

A- Les onduleurs à fréquence fixe :

Fonctionnant le plus souvent par une batterie d'accumulateurs, ils jouent habituellement le rôle d'alimentation de secours (sauvegarde).

B- Les onduleurs à fréquence variable :

Alimentés d'après un réseau industriel par l'intermédiaire d'un groupe redresseur, ils offrent une tension de fréquence et de valeur (amplitude) variables, importantes pour faire tourner à vitesse variable un moteur à courant continue.

2-2-1-2 Onduleur non autonome :

Ce type diffère du précédent, de sorte que les composants sont utilisés peuvent être de simples thyristors commandés seulement à la fermeture, la commutation est « naturelle » au contraire à l'onduleur autonome.

L'utilisation principale de ce type d'onduleur retrouver dans les variateurs pour Moteurs synchrones de très forte puissance où les thyristors sont souvent les seuls composants applicables. [23].

2-2-2 Les type des onduleurs de tension :

A- Onduleur monophasé :

Les onduleurs monophasés sont utilisés pour l'alimentation des charges alternatifs monophasés, on distingue deux configurations de base : en demi-point ou en pont complet. [17]

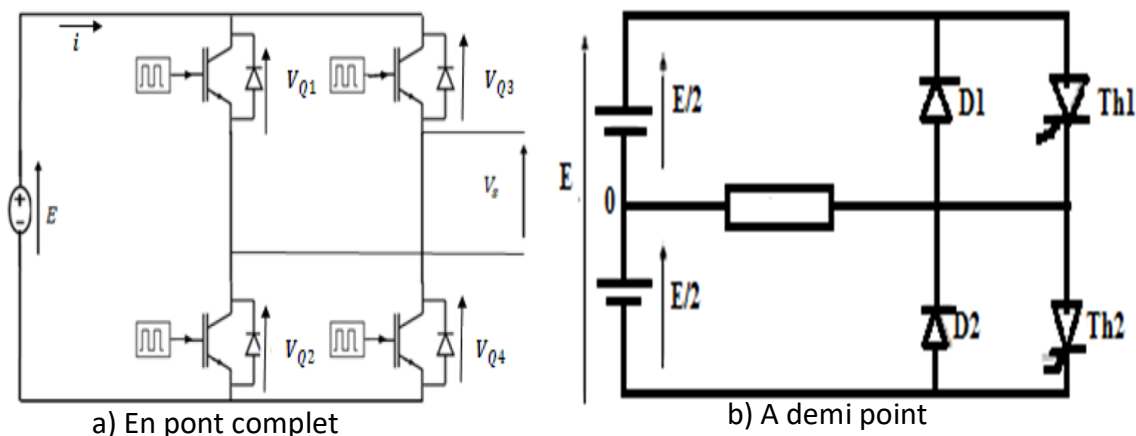


Figure (2.1) : Schéma de l'onduleur de tension.

B- Onduleur triphasé :

Ce type des onduleurs est constitué de trois bras, chaque bras est formé de deux interrupteurs commandés de façon complémentaire, afin d'éviter un court-circuit de la source, ce dernier est beaucoup plus utilisé pour les fortes puissances, l'objectif que nous voulons atteindre d'après ce type c'est fourni une tension triphasée avec une amplitude, phase et fréquence contrôlables. [17]

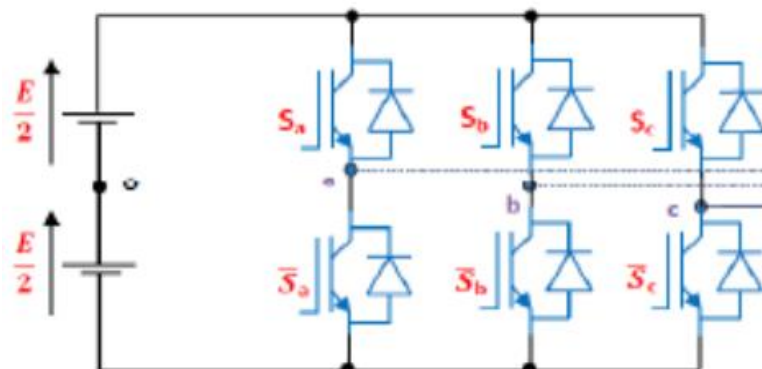


Figure (2.2) : Schémas de l'onduleur triphasée.

C- Onduleurs multiniveaux :

I. Principe de fonctionnement :

Dans ce point nous avons introduire le principe général du comportement multi-niveaux, la figure suivante assiste à comprendre comment fonctionnent ces convertisseurs, un convertisseur à deux niveaux est représenté à la Figure (2.4a), dans laquelle les commutateurs semi-conducteurs ont été remplacés par un interrupteur idéal. La tension de sortie peut de prendre deux valeurs seulement : 0 ou V_{dc1} . Sur la Figure (2.4b). La tension de sortie cette fois peut prendre trois valeurs : 0, V_{dc1} ou $V_{dc1} + V_{dc2}$, Parce qu'il est en trois niveaux. La Figure (2.4c) le cas général de (m) niveaux est existé. [26].

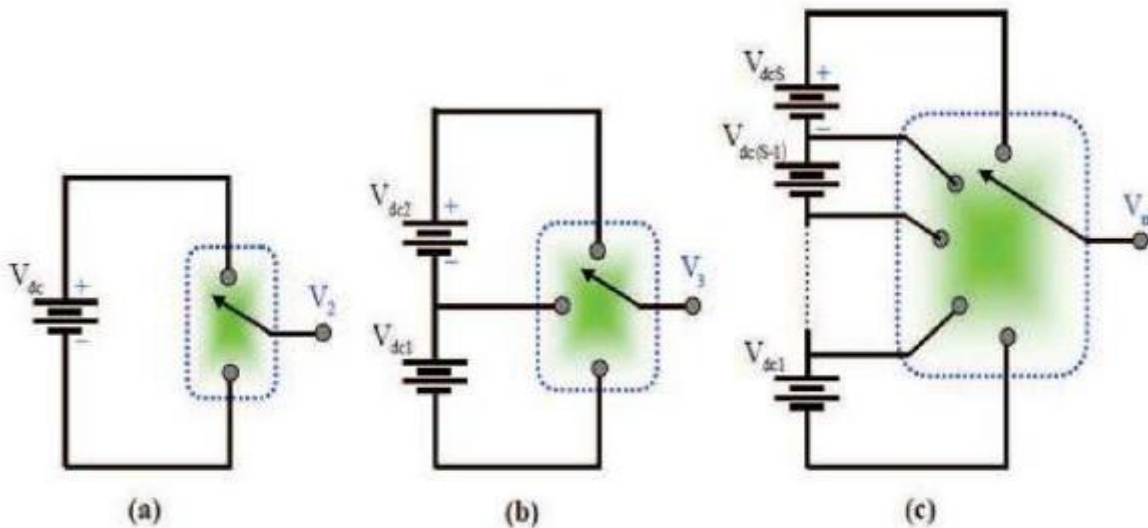


Figure (2.3) : Onduleur à niveaux multiples, à deux(a) à trois(b) et à m(c) niveaux.

Généralement, ce type des convertisseurs peuvent être vus comme des synthétiseurs de tension, dans lesquels la tension de sortie est synthétisée depuis plusieurs niveaux de tension discret.

II. Intérêt des onduleurs multi-niveaux :

Un convertisseur statique est dit « multi-niveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multi-niveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension de bus continu que le nombre de niveaux est élevé. [22]

D'autre part la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi-niveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. Alors l'amplitude des raies harmoniques est par conséquent moins élevée. Dans le cas de modulation de largeur d'impulsion, le recours à un convertisseur multi-niveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques. [22]

III. Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux :

L'onduleur de tension multi-niveaux possède trois ou plusieurs niveaux. Le but de cette partie est de donner une vue générale des quatre topologies de base des onduleurs multi-niveaux : [22]

- La topologie à diode de bouclage (NPC).
- La topologie au condensateur flotteur (FC) (à cellules imbriquées).
- La topologie en cascade (OC).
- La topologie à cellules en U empilées (PUC).

La figure suivante représente quatre topologies principales des onduleurs multi-niveaux les plus récentes.

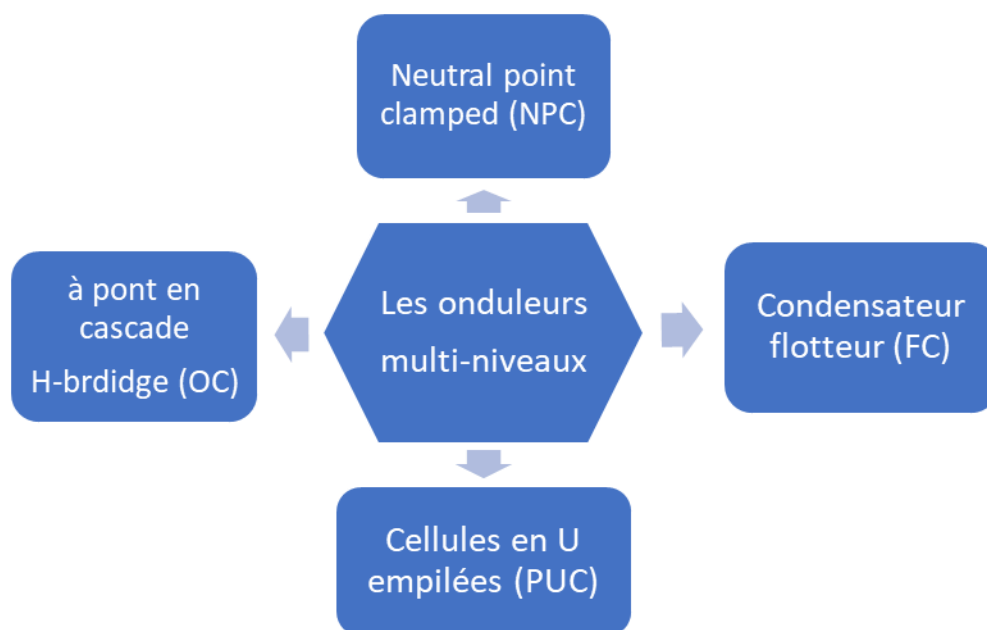


Figure (2.4) : Regroupement les topologies des onduleurs multi-niveaux.

III.1 La topologie à diode de bouclage (NPC) :

La première topologie la plus pratique d'onduleur de tension multi-niveau est le NPC (*Neutral-Point-Clamped*). Elle a été proposée la première fois en 1981 par Nabea et H. Akagi.

L'onduleur multiniveau à diode de bouclage a presque la même structure que le condensateur flottant, mais au lieu de condensateurs ce type d'onduleur utilise des diodes comme dispositifs de serrage.

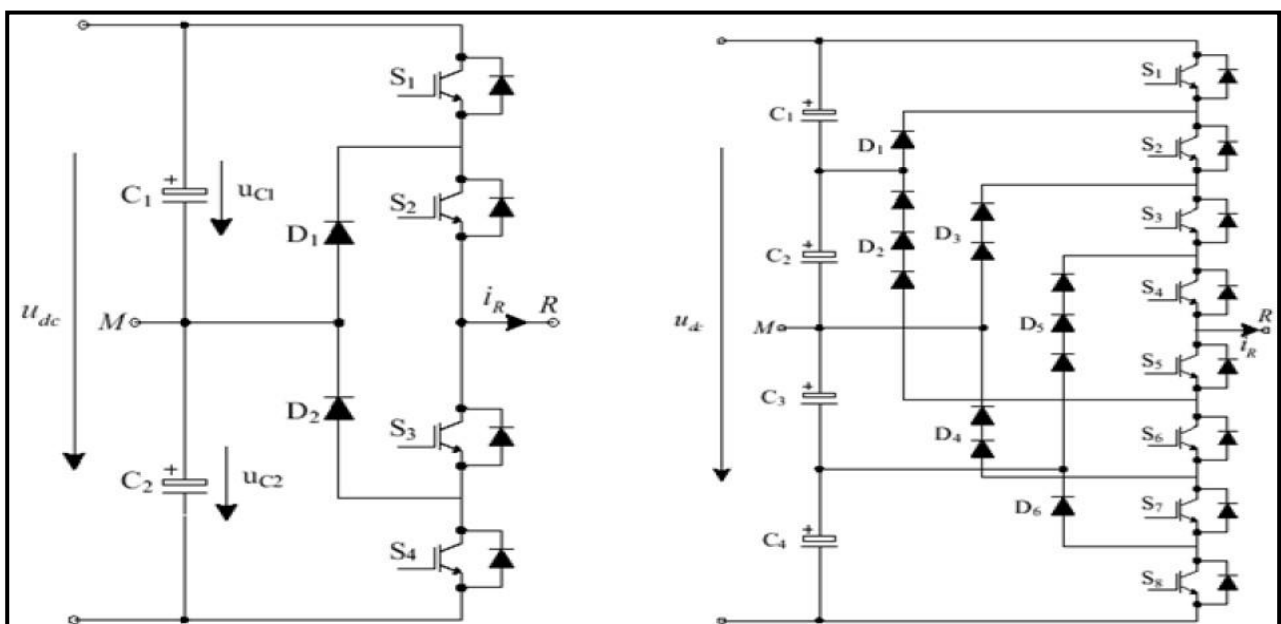
Cette topologie présente plusieurs avantages dont quelques-uns sont énumérés ci- dessous :

- Les composants de puissance à semi-conducteur bloquent une tension inverse égale seulement à la moitié de la tension de la source continue.
- Cette topologie peut être généralisée et les principes employés dans la topologie d'onduleur à trois niveaux peuvent être étendus pour l'utilisation dans des topologies avec n'importe quel nombre de niveaux.

- Toutes les phases partagent le même bus continu.
- La fréquence fondamentale assure un haut rendement.
- La méthode de contrôle est relativement simple.
- La forme d'onde de trois niveaux résulte dans une meilleure qualité spectrale par rapport à celle d'un onduleur triphasé classique, ce qui rend les filtres passifs peu volumineux.

Par contre, cette topologie présente plusieurs difficultés techniques (inconvenients) dans les cas de grande puissance tel que :

- Pour les topologies avec plus de trois niveaux, les diodes de bouclage peuvent augmenter les contraintes en tension jusqu'à une valeur égale à $E(N-1)/N$. Donc, les connexions des diodes en série pourraient être exigées et cela complique la conception et soulève des questions de fiabilité et du coût de réalisation.
- Cette topologie exige des diodes de bouclage à vitesse de commutation élevée qui doivent être capable de supporter le courant de la pleine charge.
- Différents calibres pour les appareils de commutation sont nécessaires en raison de leur conduction cyclique. [27].



(a) : à trois niveau

(b) : à cinq niveaux

Figure (2.5) : Topologies d'onduleurs NPC. [28]

III.2 La topologie à condensateur flotteur (FC) :

La topologie de l'onduleur multi-niveaux à condensateur flotteur (flying capacitor multilevel inverter), a été proposée par T. Meynard et H. Foch en 1992. Cette topologie est proposée pour résoudre d'une part le problème de balancement de tension et d'autre part le nombre excessif des diodes.

Ce type de topologie de convertisseur présente plusieurs avantages :

- Le concept de condensateur Flottant peut-être appliquée à un certain nombre de convertisseurs de différents types, DC /AC ou AC/ DC.

- La plupart des stratégies de modulation sont facilement appliquée à cette topologie.
 - Les tensions sur les condensateurs sont automatiquement équilibrées par cette stratégie de modulation conventionnelle. Si désiré, les tensions de condensateur peuvent être activement contrôlées par une modification appropriée des signaux de commande. [29]
- Cette topologie présente quelques inconvénients, tel que :
- La topologie exige beaucoup de condensateurs à haute tension-beaucoup plus nombreux que d'autres topologies. Ces condensateurs doivent conduire le courant de pleine charge pendant au moins une partie du cycle de commutation. Heureusement si la fréquence de commutation est élevée, ces condensateurs peuvent généralement être relativement faibles en valeur de la capacité.
 - La topologie en n'est pas intrinsèquement tolérante aux pannes. [22]
 - Contrairement au premier cas qui ne nécessite que (N-1) capacité. De plus il est évident que des courants de grandes valeurs efficaces circuleront à travers ces condensateurs.
 - Il y a un potentiel de résonance parasite entre les condensateurs découplés. [29]

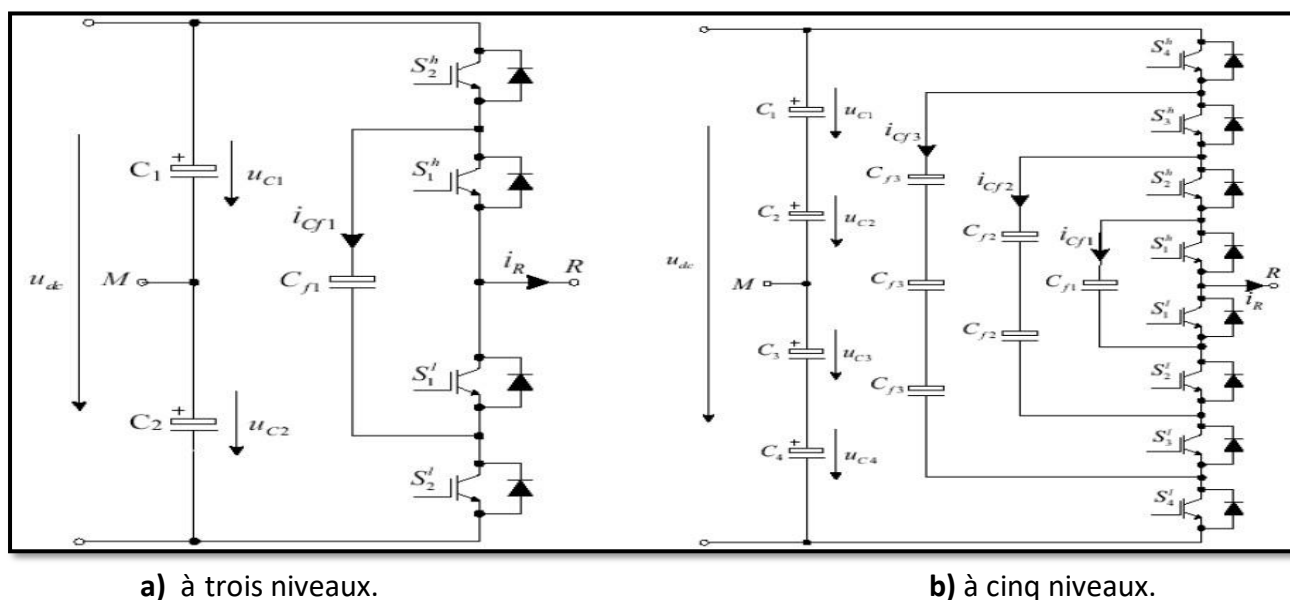


Figure (2.6) : onduleur à condensateurs flottants. [28]

III.3 La topologie en cascade H-bridge (OC) :

Une des premières applications des connexions en série des topologies des convertisseurs monophasés en pont était pour la stabilisation de plasma en 1988. Cette approche modulaire a été étendue pour inclure aussi les systèmes triphasés. [28]

Comme toutes structures, l'onduleur multi-niveaux en cascade possède des avantages et Inconvénients dont on peut citer :

Avantages :

- Pour atteindre le même nombre de niveaux de tension, ce type de convertisseur nécessite moins de composants.
- Contrairement à l'onduleur à diode de bouclage et à condensateur flottant, aucune diode supplémentaire n'est nécessaire.

- La tension de sortie totale de phase est une sommation des tensions produites par chaque onduleur monophasé.
- Les petites sources à courant continu sont généralement impliquées, ce qui entraîne moins de problèmes de sécurité.

Inconvénients :

- Pour un système à trois phases, il faudra plus de commutateurs que dans un onduleur Traditionnel.
- Nécessité d'équilibrer les sources DC entre les différents niveaux.
- Besoin de plusieurs connecteurs/câbles pour connecter les sources DC. [22]

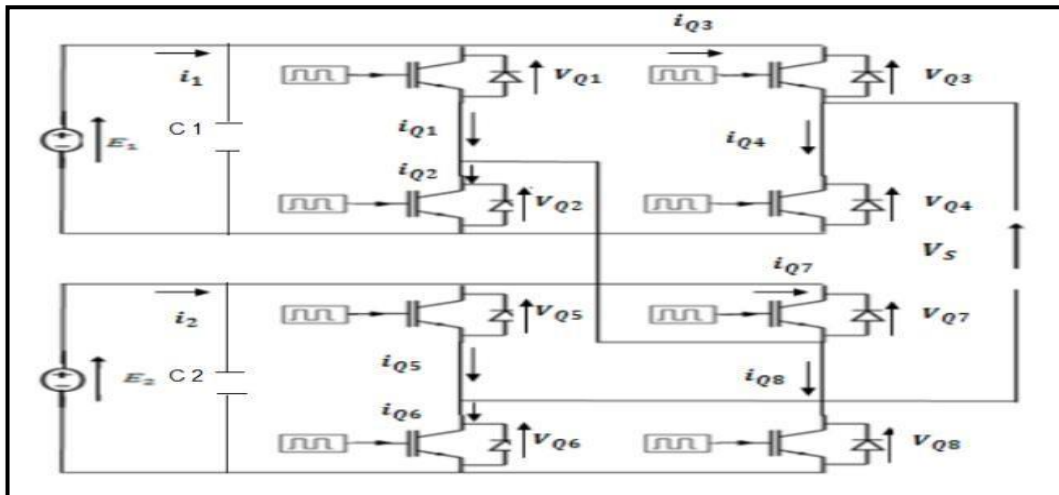


Figure (2.7) : Onduleur en cascade de forme H à cinq niveaux. [28]

III.4 La topologie à cellules en U empilées (PUC) :

Cette topologie a été conçue en 2008 par Ounejjar et Al-Haddad. Est fractionné en plusieurs convertisseurs multi niveaux selon le nombre de niveaux de tension réalisable. En réalité dans les onduleurs multiniveaux, les sources DC doivent être isolées ce qui entraîne l'utilisation de transformateurs. La topologie PUC autorisée à éviter ce problème étant donné que ces tensions DC peuvent être reliées et donc régulées aux valeurs requises. Une cellule en U est proposée à la figure suivante :

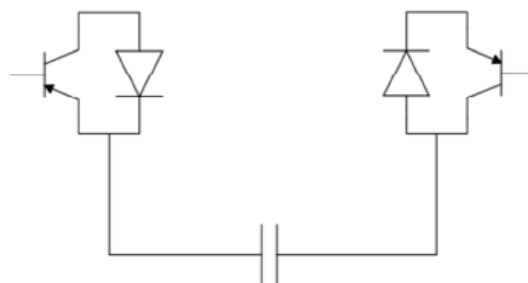


Figure (2.8) : Une cellule d'un convertisseur PUC.

Les convertisseurs de cette topologie sont classifiés suivant l'ordre croissant de niveaux de tension produits. Ces convertisseurs PUC à sept niveaux composés de six interrupteurs comme indiqué dans la figure suivante :

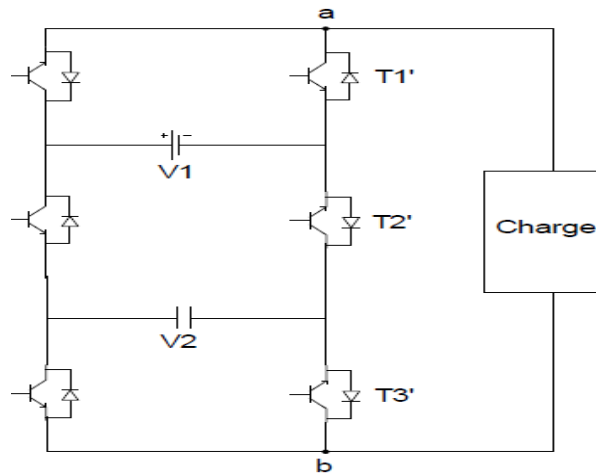


Figure (2.9) : Convertisseur PUC à sept niveaux.

Alors que chaque interrupteur ne peut avoir que deux cas (états), sachant qu'un état où il est bloqué et un autre où il saturé, ce qui permet d'atteindre probablement (2^3) huit états, dont deux redondants. [30].

Le tableau suivant représente la comparaison entre les différentes topologies des convertisseurs à sept niveaux : [16].

/	Diode de Bouclage (NPC).	Condensateur Flottante (FC).	Pont H en Cascade (OC).	PUC.
Condensateurs.	6	6	3	2
Diodes clampées.	10	0	0	0
Interrupteurs.	12	12	12	6

Tableau (II.1) : Comparaison entre les topologies d'un onduleur multi-niveaux à sept niveaux.

2-2-3 Commandes linéaires :

I) Régulateur Proportionnel Intégral Dérivé (PID) :

A- Définition :

C'est un organe de contrôle permettant d'effectuer une régulation en boucle fermée d'un système industriel. C'est le régulateur le plus utilisé dans l'industrie, et il permet de contrôler un grand nombre de procédés. L'erreur observée est la différence entre la consigne et la mesure. Le PID permet 3 actions en fonction de cette erreur :

Une action Proportionnelle : l'erreur est multipliée par un gain K_p .

Une action Intégrale : l'erreur est intégrée sur un intervalle de temps s, puis divisée par un gain K_i .

Une action Dérivée : l'erreur est dérivée suivant un temps s, puis multipliée par un gain K_d .

Il existe plusieurs architectures possibles pour combiner les 3 effets (série, parallèle ou mixte). [31]

B- Réglage d'un PID :

Le réglage d'un PID consiste à déterminer les coefficients K_p , K_i et K_d afin d'obtenir une réponse adéquate du procédé et de la régulation. L'objectif est d'être robuste, rapide et précis. Il faut pour cela limiter le ou les éventuels dépassements.

L'équation qui permet de déterminer les coefficients d'un système PID :

$$C_{(s)} = K_p + K_i \frac{1}{s} + K_d s. \tag{II.1}$$

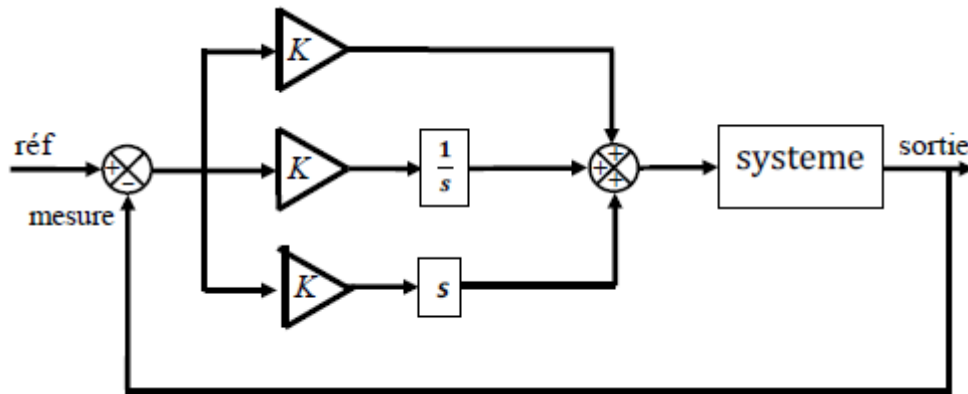


Figure (2.10) : Schéma fonctionnel d'un régulateur PID. [16]

On peut représenter le schéma précédent par les équations multiples suivant :

$$C_{(s)} = K \frac{1+aT_s}{1+T_s}. \tag{II.2}$$

$$C_{(s)} = K \frac{1+T_s}{1+bT_s}. \tag{II.3}$$

$$C_{(s)} = K \frac{1+aT_s}{1+T_s} \frac{1+T'_s}{1+bT'_s}. \tag{II.4}$$

L'équation (II.2) représente un compensateur à avance de phase semblable dans son fonctionnement à un contrôleur PD. L'équation (II.3) montre un compensateur à retard de phase dont le fonctionnement ressemble au fonctionnement d'un contrôleur PI. A la fin l'équation (II.4) représente un compensateur à avance-retard de phase et dont l'effet se rapproche de l'effet d'un contrôleur PID. Notons que (a et b) doivent toujours être strictement supérieurs à 0. [31]

C- La robustesse :

Est sans doute le paramètre le plus important et délicat. On dit qu'un système est robuste si la régulation fonctionne toujours même si le modèle change un peu. Un régulateur doit être capable d'assurer sa tâche même avec ces changements afin de s'adapter à des usages non prévus/testés (dérive de production, vieillissement mécanique, environnements extrêmes...). [31]

D- La rapidité :

Du régulateur dépend du temps de montée et du temps d'établissement du régime stationnaire. [31]

E- Le critère de précision :

Est basé sur l'erreur statique (ϵ_s). L'analyse du système avec un PID est très simple mais sa conception peut être délicate, voire difficile, car il n'existe pas de méthode unique pour résoudre ce problème. Il faut trouver des compromis, le régulateur idéal n'existe pas. En général on se fixe un cahier des charges à respecter sur la robustesse, le dépassement et le temps d'établissement du régime stationnaire. Les méthodes de réglage les plus utilisées en théorie sont la méthode de Ziegler-Nichols, la méthode de P. Naslin (polynômes normaux à amortissement réglable), La Méthode du lieu de Nyquist inverse (utilise le diagramme de Nyquist). [31]

F- Caractéristiques :

- Entrée 4 - 20 mA
- Afficheur 4 digits de la mesure instantanée
- Afficheur 4 digits de la consigne paragraphe à LED d'état de la sortir.
- Sortie 4 - 20 mA.
- 2 sorties alarmes haute et basse.
- PID auto-réglant et manuel.
- Timer interne.



Figure (2.11) : photo réelle d'un régulateur PID.

L'usage de ce dernier est conçu par la régulation en boucle fermée d'un système industriel. [31].

II) Régulateur feed-forward :

Ce type de régulateur est utilisé lorsque la consigne varie promptement dans un système avec multiples régulateurs en cascade. La réponse du système est comparée avec la consigne dans un régulateur, puis ce labeur de commande est ajouté à la consigne. [32].

2-2-4 Stratégies de commande des onduleurs multi-niveaux :

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés selon plusieurs techniques, mentionner dans le schéma suivant :

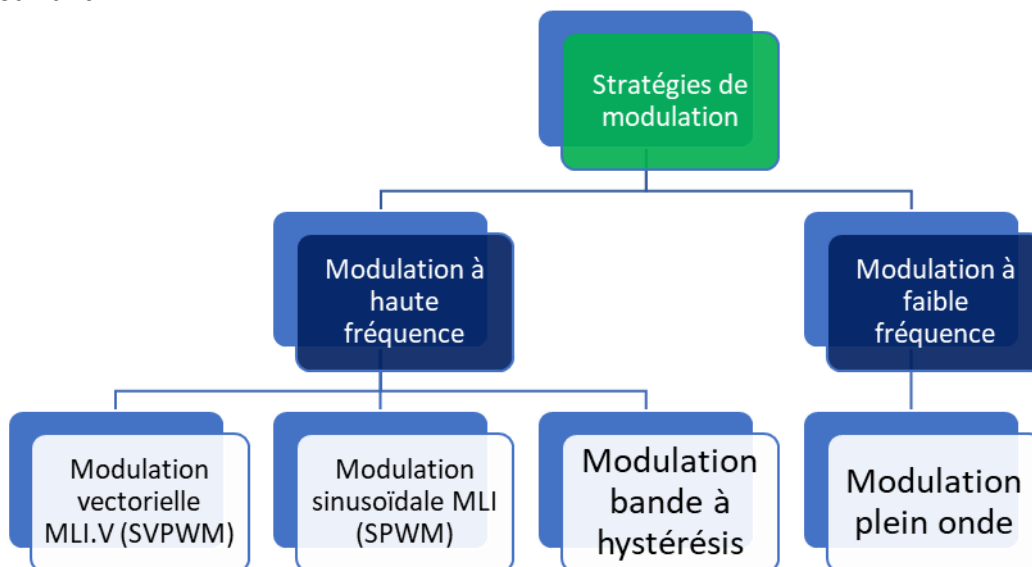


Figure (2.12) : Classification des stratégies montrées.

Dans ce point nous voulons souligner et éclaircir deux techniques « MLI » (sinusoïdale et vectorielle) seulement, qu'ils sont à haute fréquence. [23]

2-2-4-1 Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale :

La modulation de largeur d'impulsion (Pulse Width Modulation) consiste à adopter une fréquence de commutation plus élevée à la fréquence des grandeurs de sortie et construire chaque alternance de la tension de sortie d'une chaîne des ouvertures de largeur convenable. La multiplication des nombres d'impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie offre la possibilité d'ajuster la forme de cette tension de façon à avoir la forme sinusoïdale que possible. [33].

I) Principe de cette modulation :

La conversion continue alternative est garanti par les commutations des interrupteurs de l'onduleur qui vont ainsi accomplir des connexions provisoires entre les bornes de la source d'alimentation continue et les lignes de la charge triphasée alternative. Le transfert d'énergie est maîtrisé par le rapport entre périodes d'ouverture et de fermeture (rapport cyclique) de chaque interrupteur, donc ces interrupteurs sont contrôlés par la modulation de largeurs d'impulsions (MLI), cette technique est reposée sur la comparaison d'un signal de référence appelé aussi modulatrice d'amplitude A_r et de fréquence F_r , avec un signal dénommé porteuse d'amplitude A_p et de fréquence F_p très haut. [33].

II) Simulation MLI :

Dans ce qui suit on va simuler un onduleur de tension triphasé, utilisant la modulation dite triangulo-sinusoïdale qui consiste à utiliser les intersections d'une onde sinusoïdale de référence, avec une onde triangulaire de modulation dite porteuse.

La figure (2.13) représente leur schéma bloc de réalisation sur Simulink.

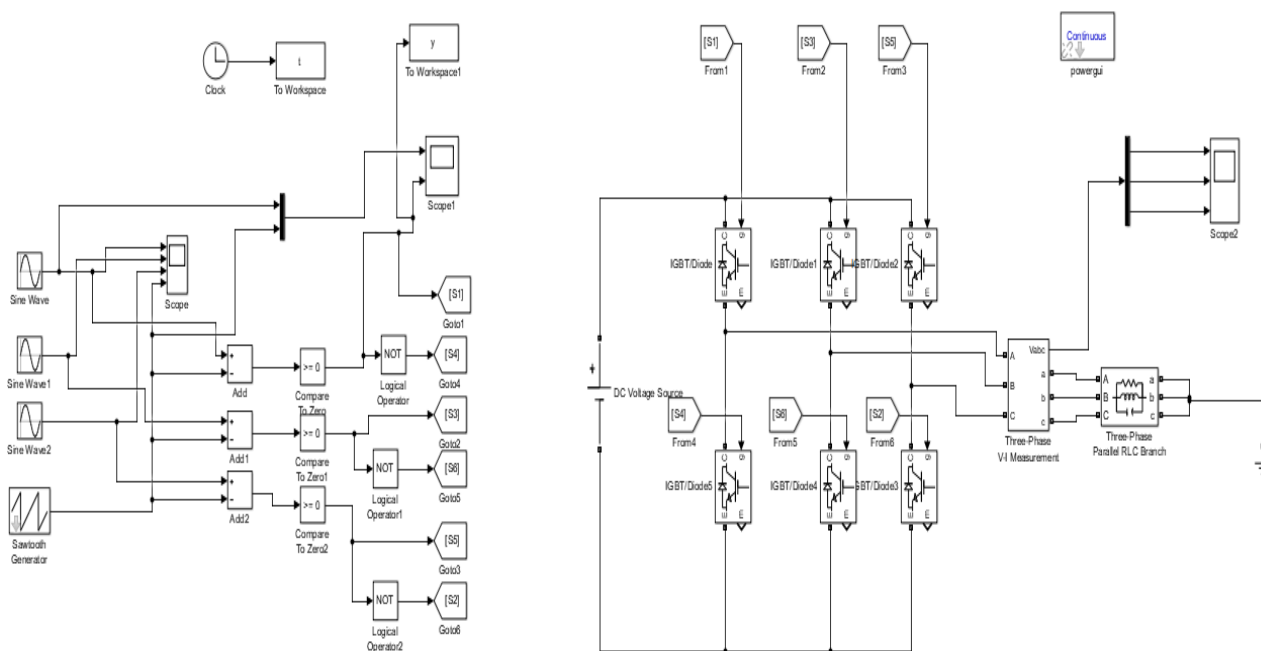


Figure (2.13) : Schéma bloc d'un onduleur triphasé commandé par MLI sur Simulink.

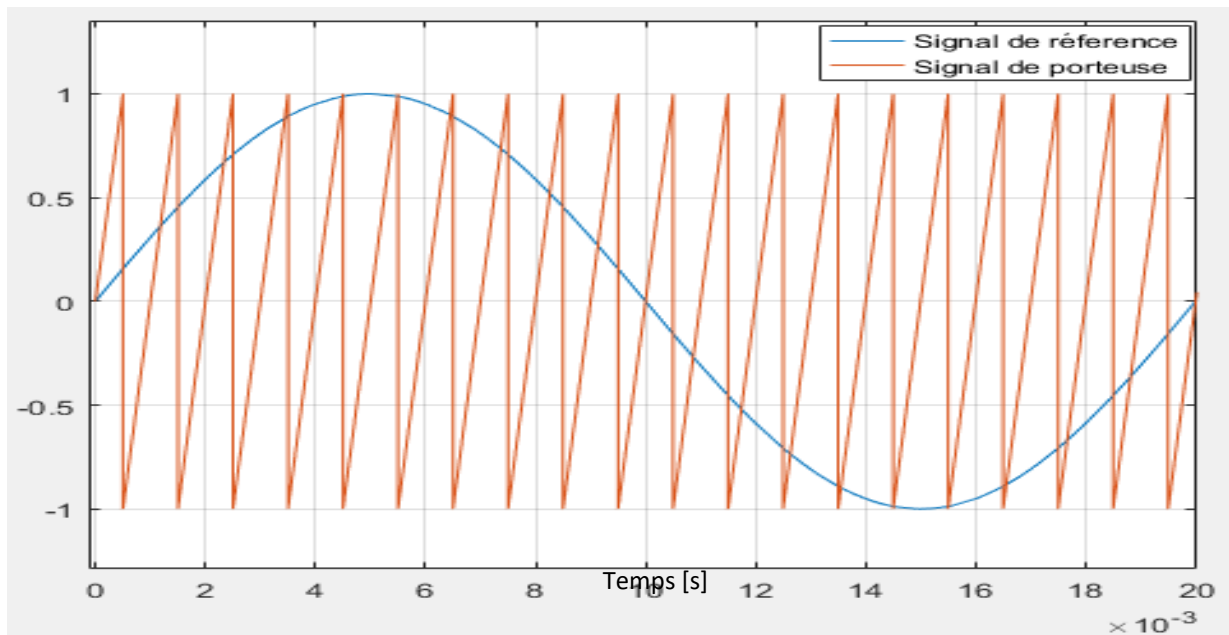
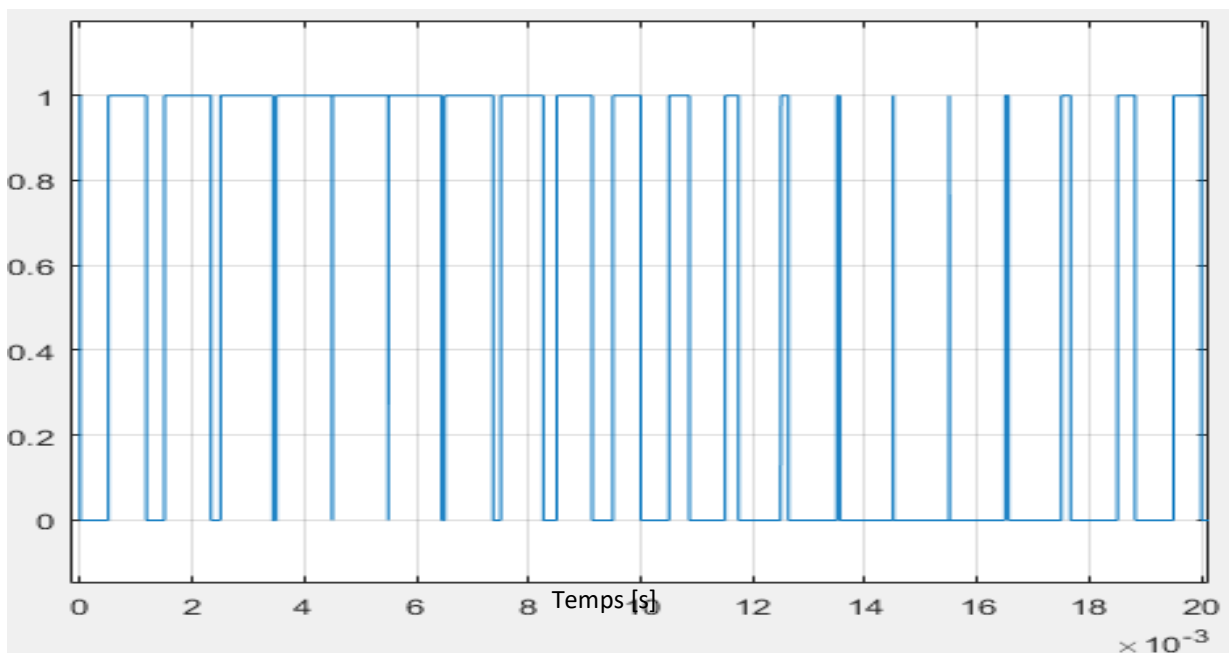


Figure (2.14) : La modulation triangulo-sinusoïdale.

La figure (2.14) montre les deux signaux (triangulaire et sinusoïdale). A la sortie du comparateur il apparait une impulsion d'amplitude égale à 1 lorsque le signal de référence est supérieur au signal triangulaire (porteuse) inversement si la référence est inférieure à la porteuse, le comparateur délivre une impulsion égale à 0. Nous aurons finalement un signal carré comme il montre la figure suivante :



La figure (2.15) : Le signal carré obtenu par la méthode expliquée à l'avance.

Cette technique -**MLI**- se caractérise par les avantages suivants :

- * Variation de la fréquence de la tension de sortie.
- * Elle repousse les harmoniques vers des fréquences plus élevées.
- * Elimination de certaines harmoniques de tension. [34]

* Elle permet aussi l'alimentation de multiples groupes (onduleurs, moteurs asynchrones) à partir d'une même source continue. [33]

III) Caractéristique de la MLI :

Les paramètres importants de la MLI sont :

- La fréquence de la modulation : f_r .
- L'indice de modulation : $m = \frac{f_p}{f_r}$ ou f_p est la fréquence de la référence.
- Le coefficient de réglage en tension r :

$$r = \frac{A_r}{A_p}$$

Avec :

A_r : Amplitude de la référence.

A_p : Amplitude de la porteuse.

- la modulation montre que plus « m » est grand et plus la neutralisation des harmoniques est efficace, d'autre part on cherche à obtenir une valeur de r la plus élevée possible.

[35].

- Pour le choix de « m », il faut prendre en considération les pertes supplémentaires (auxiliaires) pendant les commutations d'un état à l'autre. Ces pertes progressent lorsque la fréquence de modulation augmente.

- Dans certains cas la modulation est asynchrone, notamment quand à fréquence de modulation f_p donné, on fait varier de manière continue la fréquence de la référence.

- Le fonctionnement ne pourra jamais réalisée lorsque le rapport égale à 1, d'autre façon $A_r = A_p$; parce qu'il faut toujours gardée une durée adéquate aux intervalles de conduction et de blocage des interrupteurs d'un même bras.

Les signaux de référence sinusoïdaux décalés entre eux de déphasage égale à 120° , caractériser par l'amplitude A_r et sa fréquence f .

$$V_{ref_a} = A_r \sin(2\pi \cdot f \cdot t)$$

$$V_{ref_b} = A_r \sin(2\pi \cdot f \cdot t - 2\pi/3)$$

$$V_{ref_c} = A_r \sin(2\pi \cdot f \cdot t - 4\pi/3)$$

(II.5)

La porteuse triangulaire caractérisée par l'amplitude A_p et la fréquence f_p , et calculée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_p(4 \cdot f_p \cdot t - 1) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_p(-4 \cdot f_p \cdot t + 3) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases}$$

(II.6)

Avec : $f_p = \frac{1}{T_p}$. [33]

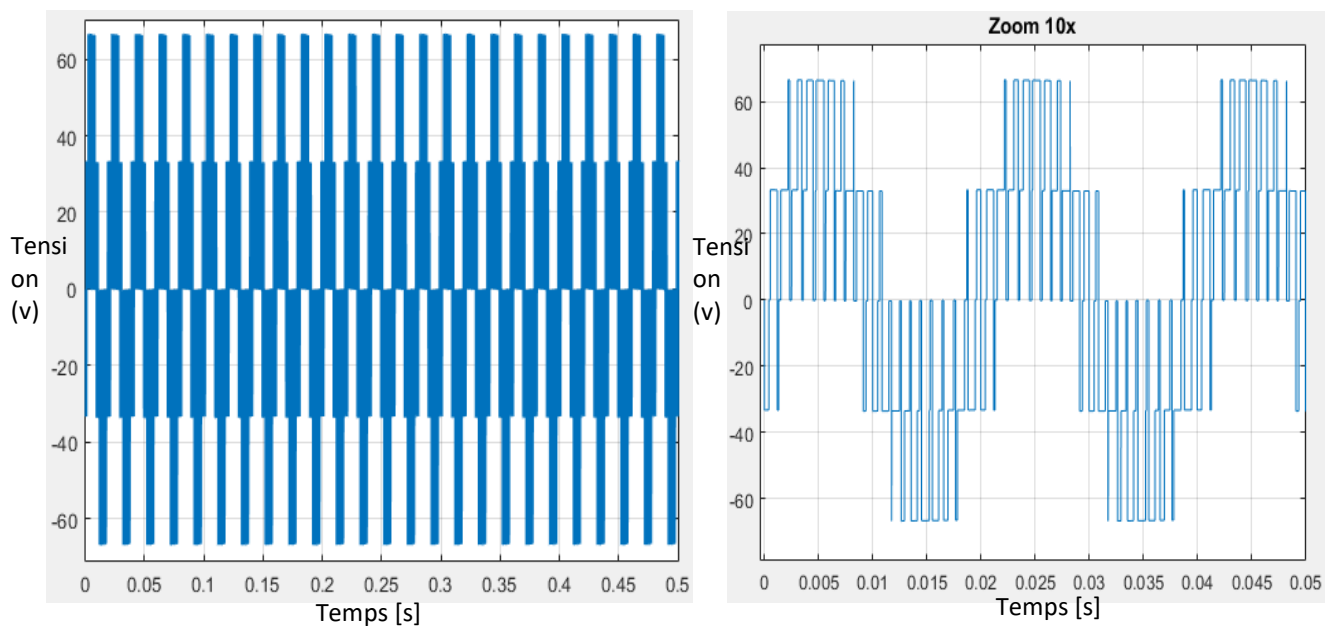


Figure (2.16) : Forme de tension de sortie de l'onduleur commandé par MLI sinusoïdale.

2-2-4-1 Modulation de largeur d'impulsion vectorielle :

La technique de modulation vectorielle est une variante de la commande par modulation de largeur d'impulsion cela dépend de la représentation vectorielle des tensions dans le plan complexe. Elle est devenue très célèbre (populaire) au cours de ces dernières années, en particulier pour des applications d'entraînement d'une machine asynchrone, cette technique est connue sous le terme anglo-saxon (SVPWM : space vector pulse width modulation).

I) Principe de la MLI vectorielle :

La MLI vectorielle ne basée pas sur des calculs distincts des modulations pour chacun des bras de l'onduleur. Cette technique suit les notions et principes suivants :

- Un vecteur tension de contrôle \vec{V}_{ref} est calculé globalement et approché sur une période de modulation « Tm » par un vecteur tension moyenne.
- Pour chaque phase concrétisation d'une impulsion de largeur T centrée sur la période dont la valeur moyenne est égale à la tension de référence au moment d'échantillonnage.
- Tous les interrupteurs d'un même demi-point ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période. [35].

L'équation de vecteur qui définir la tension de sortie triphasé :

$$\vec{V} = \frac{2}{3} (U_a e^{j0} + U_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + U_c e^{j\frac{4\pi}{3}}). \quad (\text{II.7})$$

Nous avons choisi un onduleur triphasé à deux niveaux pour faire la simulation commandée par cette technique étudiée (MLI vectorielle) :

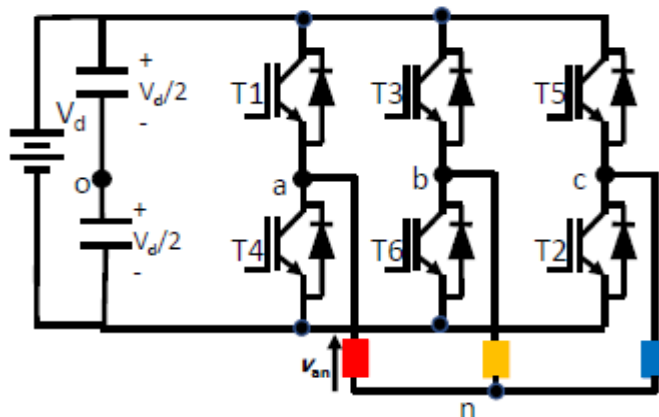


Figure (2.17) : Structure d'un onduleur triphasé à deux niveaux.

II) Transformation de Clark :

Cette transformation utilisée pour simplifier les calculs de la modulation vectorielle, cette dernière faites-nous abandonner de système triphasé avec ces tensions (U_a, U_b, U_c) de somme nulle, et compenser nous par un autre système diphasé respectant le transfert de puissance. [36].

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U'_a \\ U'_b \\ U'_c \end{bmatrix}. \quad (\text{II.8})$$

Une analyse montre qu'il existe huit états possibles pour les bras d'onduleur K1, K2, K3 qui sont respectivement : 000, 001, 010, 011, 100, 101, 110, 111. (**1** indiquant que le transistor supérieur est fermé et que le transistor inférieur est ouvert, **0** indiquant que le transistor supérieur est ouvert et que le transistor inférieur est fermé). À chaque état est associé des valeurs de (U'_a, U'_b, U'_c) desquelles on déduit les coordonnées V_α et V_β du vecteur V désiré.

Pour rapprocher le système de tensions demandé, on divise sa période en P intervalles de modulation. Pendant chacun de ces intervalles, les valeurs de V_α et V_β sont calculées et le domaine dans lequel le vecteur se trouve est déterminé. Si le vecteur \vec{V} est déterminé entre deux vecteurs (V_i, V_{i+1}) de la figure (2.18), il s'agira de déterminer les temps t_i et t_{i+1} d'activation des interrupteurs relatifs à chacun des états i et $i + 1$, de façon à ce que les vecteurs (V_α, V_β) s'écrive comme une combinaison linéaire de V_i, V_{i+1} dont les coefficients sont proportionnels à son temps d'échantillonnage T_e .

Cette combinaison linéaire est donnée par l'équation suivant :

$$\mathbf{V} = \frac{t_i}{T_e} V_i + \frac{t_{i+1}}{T_e} V_{i+1}. \quad (\text{II.9})$$

Les expressions t_i et t_{i+1} , peuvent être déterminées géométriquement en fonction de V_α et V_β dans chacun des secteurs définis sur la figure (2.18). [37]

Remarque : deux vecteurs sont nuls $\{V_0: (000), V_7: (111)\}$ qui s'appelle zéro états, puis $\{V_1: (100), V_2: (110), V_3: (010), V_4: (011), V_5: (001), V_6: (101)\}$ qui sont active états.

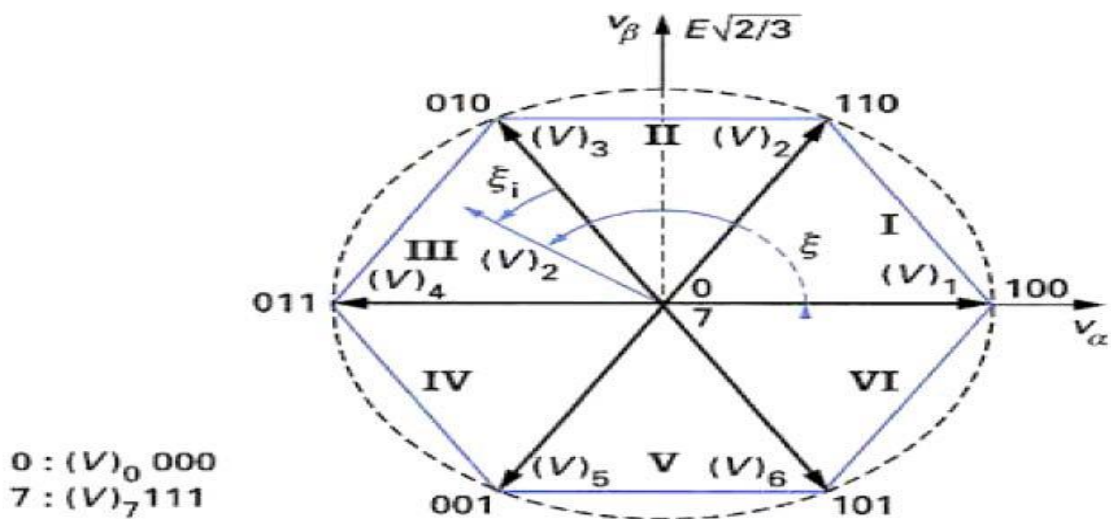


Figure (2.18) : Représentation des vecteurs d'états sur le plan de Clark. [38]

T_1	T_2	T_3				V_d	Vecteurs
0	0	0	0	0	0	0	
1	0	0	$-2/3V_d$	$1/3V_d$	$-1/3V_d$	$2/3V_d$	$\angle 0^\circ$
0	1	0	$-1/3V_d$	$2/3V_d$	$-1/3V_d$	$2/3V_d$	$\angle 120^\circ$
1	1	0	$1/3V_d$	$1/3V_d$	$-2/3V_d$	$2/3V_d$	$\angle 60^\circ$
0	0	1	$-1/3V_d$	$1/3V_d$	$2/3V_d$	$2/3V_d$	$\angle -120^\circ$
1	0	1	$1/3V_d$	$-2/3V_d$	$1/3V_d$	$2/3V_d$	$\angle -60^\circ$
0	1	1	$-2/3V_d$	$2/3V_d$	$1/3V_d$	$2/3V_d$	$\angle 180^\circ$
1	1	1	0	0	0	0	

Tableau (II.2) : Les tensions de chaque vecteur pendant différents états des interrupteurs.

Sachant que : $U'_a = V_{an}$, $U'_b = V_{bn}$, $U'_c = V_{cn}$, $E = V_d$. et T1, T3, T5 sont les interrupteurs de haut et T2, T4, T6 sont les interrupteurs de bas, deux interrupteurs d'un haut et bas montrer un bras

La magnitude de chacun des six vecteurs actifs est égale à $2/3V_d$. Les vecteurs d'état zéro sont des vecteurs redondants mais ils sont utilisés pour minimiser la fréquence de commutation. [39]

III) Simulation :

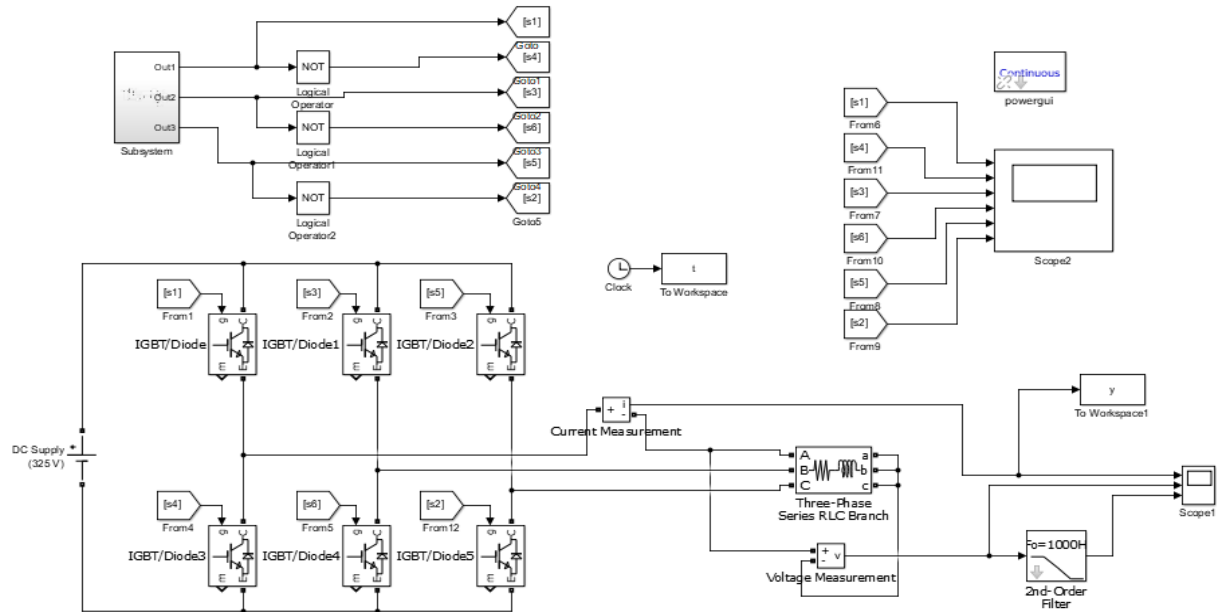


Figure (2.19) : Simulation d'onduleur conventionnelle commandé par technique étudié.

La pointe des vecteurs d'état actifs, lorsqu'ils sont réunis, forment un hexagone. Cette forme géométrique compose de six secteurs distincts (S1 à S6) tournant sur 360 degrés (Un cycle d'onde sinusoïdal correspond à une rotation de l'hexagone) avec chaque secteur de 60 degrés, ces secteurs sont donnés aux résultats de la simulation et représenter dans la figure suivante :

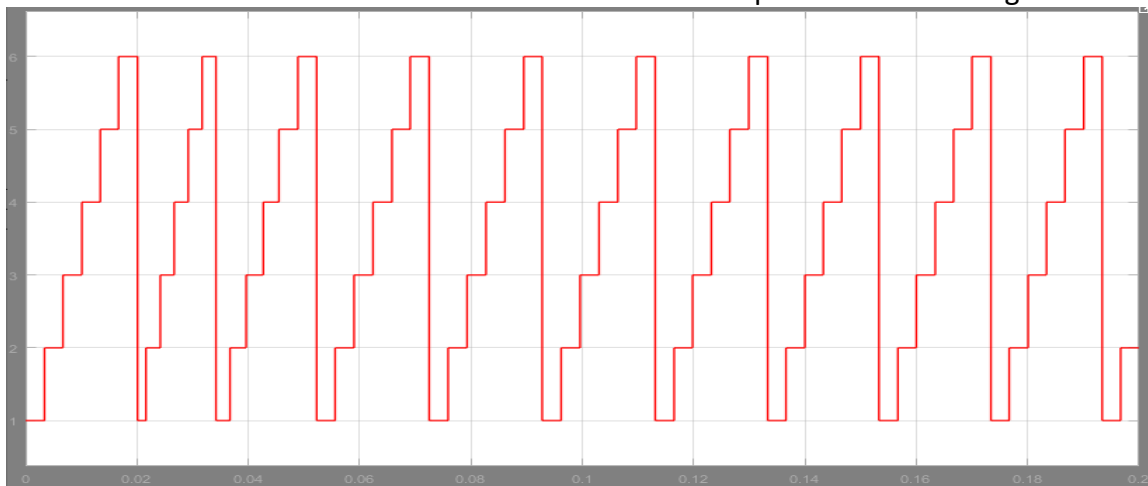


Figure (2.20) : Les six secteurs de l'hexagone.

Dans chaque secteur li y a deux vecteurs formant ce dernier, entre ces deux vecteurs positionnés un \vec{V}_{ref} , où il est la somme de deux vecteurs différent, la relation entre ces vecteurs donné dans l'équation (II.9), par exemple on prend le secteur 1 dessiné comme suit :

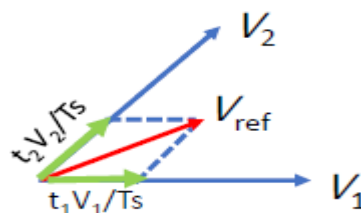
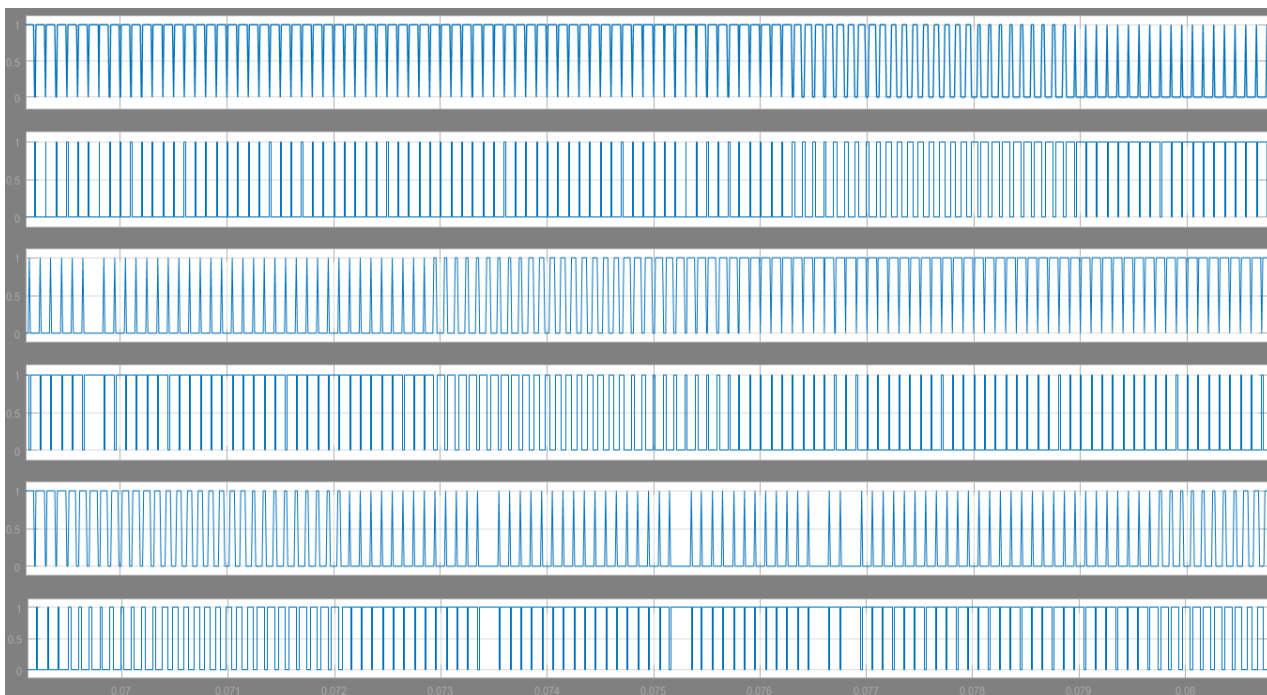


Figure (2.21) : L'échantillonnage au niveau du secteur 1. [39]

Pour déplacer de V_1 jusqu'à V_2 , nécessairement l'impulsion n'a pas constant, c'est pour ça nous avons adopté la méthode d'échantillonnage pour couper l'impulsion qui mène de réduire les harmoniques, c'est l'objectif principale quand on utilise les onduleurs, à l'aide des interrupteurs (T1, T3, T5) nous avons réalisé les commutations suivantes :



Nous avons fait un zoom pour une vue plus claire :

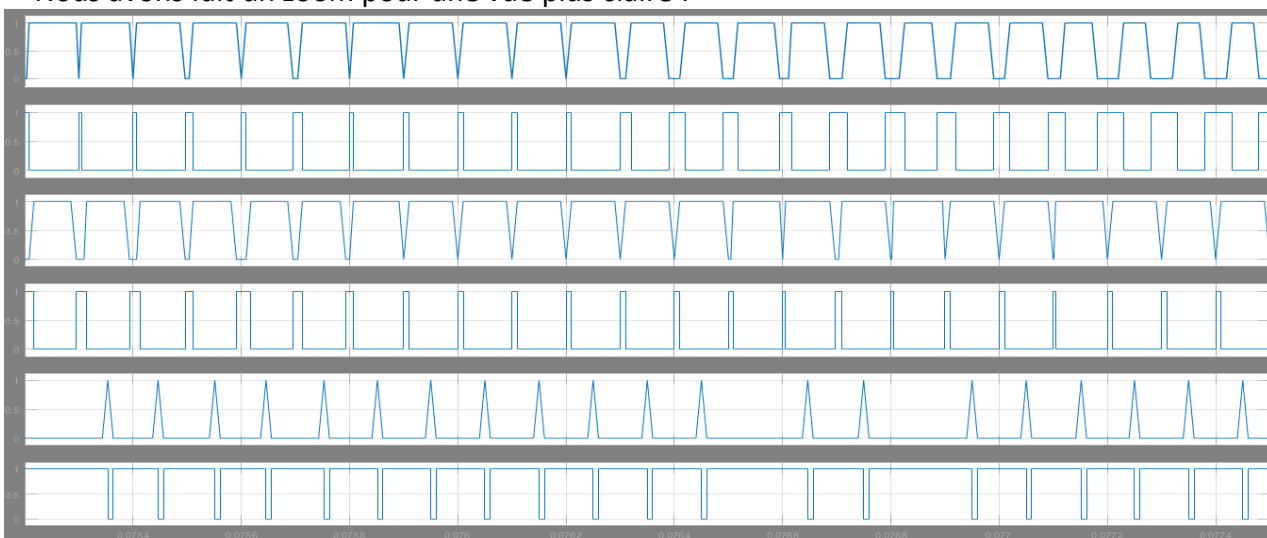


Figure (2.22) : Forme d'onde MLI vectorielle dans les six secteurs(commutations).

Maintenant, il suffit de représenter les formes de tension et courant de sortie de l'onduleur triphasée à deux niveaux par la figure suivante :

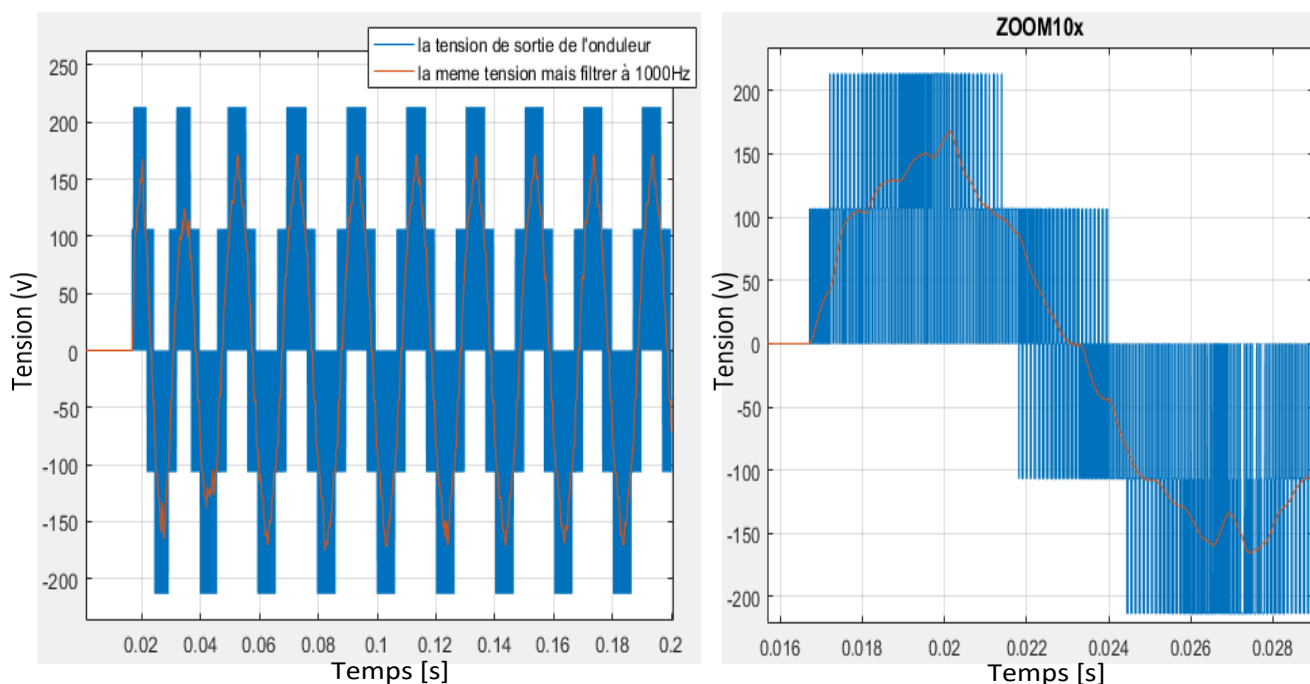


Figure (2.23) : La tension de sortie d'onduleur commandé en MLI vectorielle.

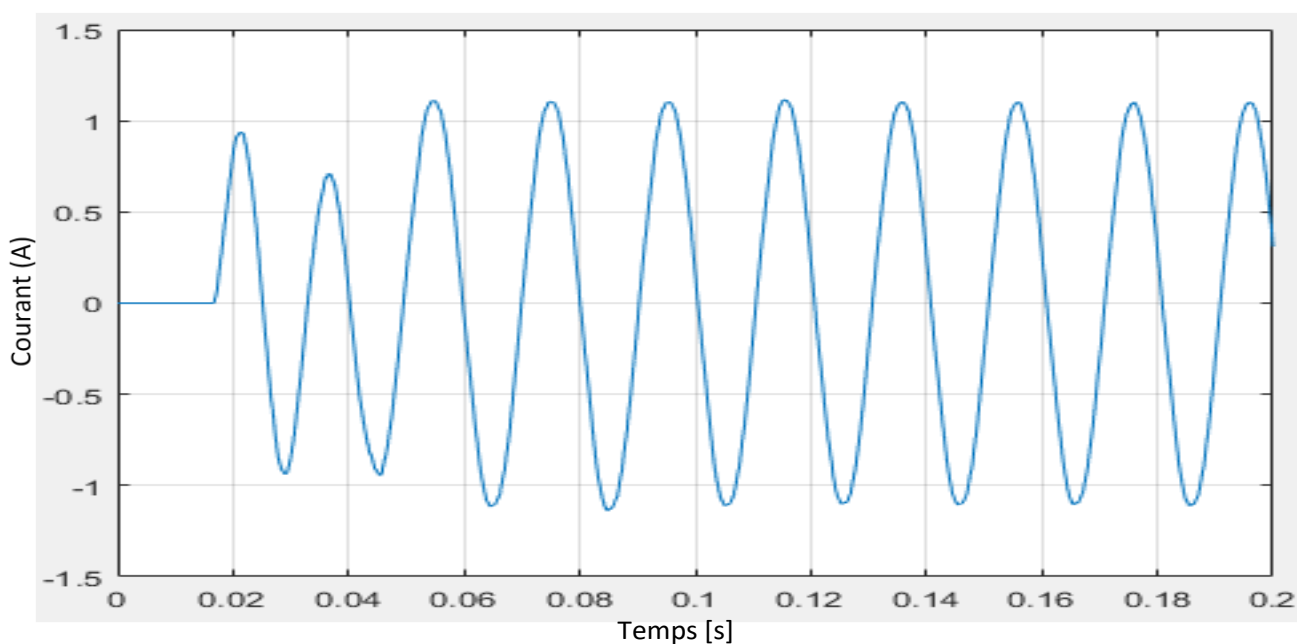


Figure (2.24) : le courant mesurer entre les bornes de tension V_{an} .

Au final de cette simulation, nous devrions parler à l'analyse de FFT, pour suivre les états des harmoniques faites à fréquence de 50 Hz sur 1000 Hz (valeur maximale), et prenons 4 cycles à partir de signal de tension d'onduleur pour étudier le magnitude (% fondamental) en fonction de l'ordre harmonique, les calculs sont illustrés dans la figure suivante :

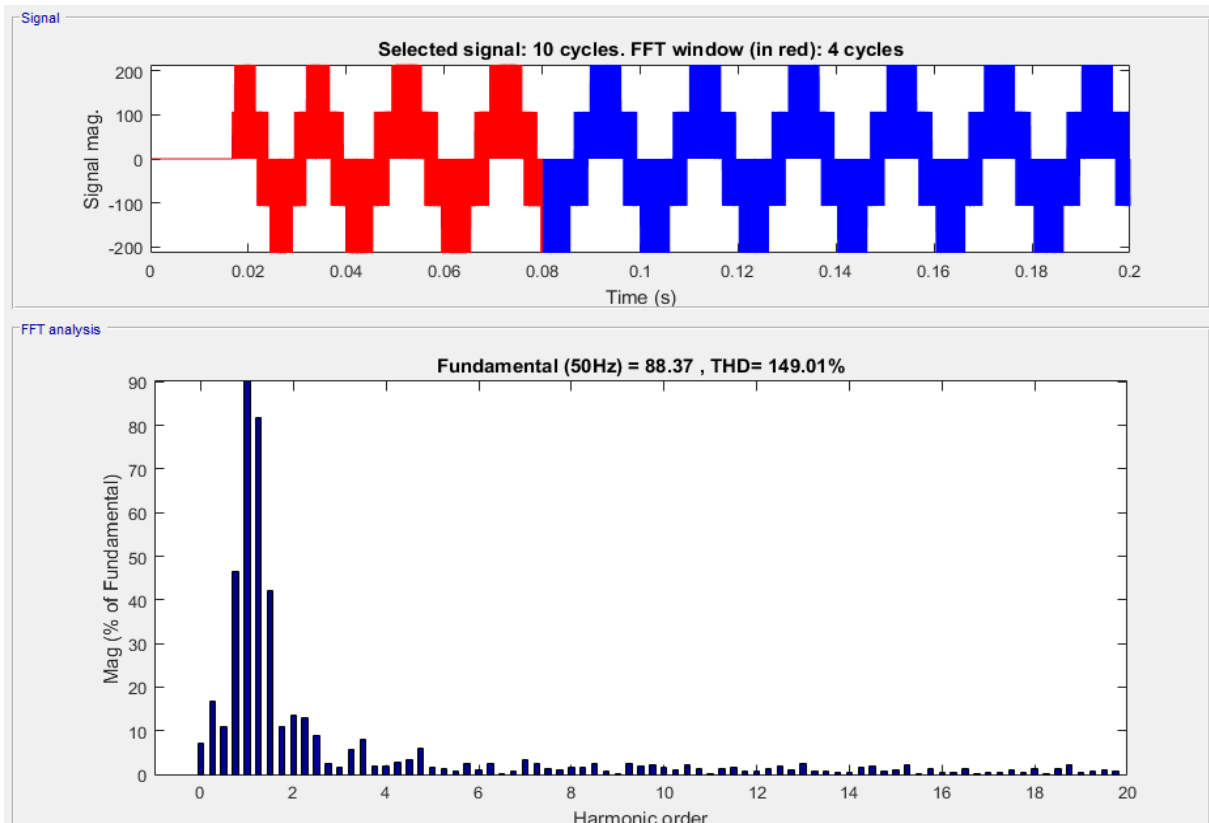


Figure (2.25) : Présentation de l'analyse FFT.

IV) Les avantages de MLI vectorielle :

- Faibles pertes de commutation.
- Augmentez l'utilisation de la tension CC de 15%, plus que la technique MLI sinusoïdale.
- Faible contenu harmonique. [39]

2-3 Modélisation des convertisseurs multi-niveaux de type NPC :

Cette modélisation que nous préparons est très importante dans le cadre de l'étude du type choisi, donc les points touchés seront soigneusement sélectionnés, nous allons représenter ce type en deux étapes « à trois et à cinq niveaux », et établir le principe de fonctionnement de ce genre en générale puis la structure pour chacun, comme tout le monde sait que vous ne pouvez pas faire le modélisation de ce type sans montrer son modèle mathématique, par conséquent nous allons étudier ce type à « n » niveaux, afin d'inclure les deux étapes mentionnés ci-dessus dans la même étude.

Le convertisseurs NPC à « n » niveaux peut être modélisé comme montré à la Figure suivante :

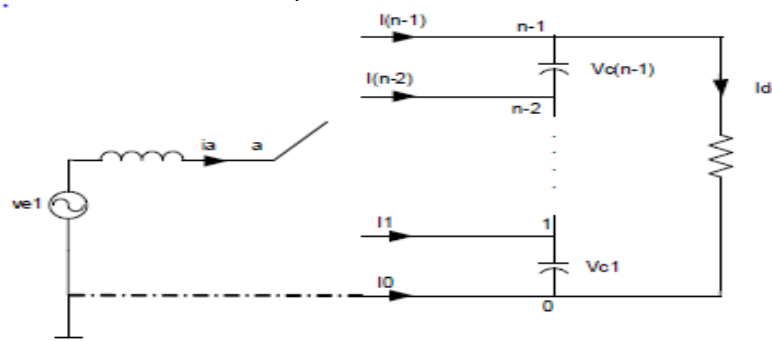


Figure (2.26) : Modélisation d'un bras de convertisseurs NPC à n niveaux.

En considérant les fonctions de commutations H_{ij} , on peut écrire :

$$I_0 = H_{a0} \cdot i_a \text{ Où : } \begin{cases} H_{a0} = 1 \text{ si } a \text{ est relié à 1.} \\ H_{a0} = 0 \text{ ailleurs.} \end{cases} \quad \text{(II.10)}$$

Et :

$$I_1 = H_{a1} \cdot i_a \text{ Où : } \begin{cases} H_{a1} = 1 \text{ si } a \text{ est relié à 1.} \\ H_{a1} = 0 \text{ ailleurs.} \end{cases} \quad \text{(II.11)}$$

Cas généraux :

$$I_{n-1} = H_{a(n-1)} \cdot i_a \text{ Où : } \begin{cases} H_{a(n-1)} = 1 \text{ si } a \text{ est relié à 1.} \\ H_{a(n-1)} = 0 \text{ ailleurs.} \end{cases} \quad \text{(II.12)}$$

D'où :

$$[I_0 \ I_1 \ \dots \ I_{n-1}] = [H_{a0} \ H_{a1} \ \dots \ H_{a(n-1)}] \mid i_a \quad \text{(II.13)}$$

Pour un système triphasé, on aura :

$$[I_0 \ I_1 \ \dots \ I_{n-1}] = [H_{a0} \ H_{a1} \ \dots \ H_{a(n-1)}] \mid i_a + [H_{b0} \ H_{b1} \ \dots \ H_{b(n-1)}] \mid i_b + [H_{c0} \ H_{c1} \ \dots \ H_{c(n-1)}] \mid i_c \quad \dots \quad \text{(II.14)}$$

Pour les tensions, et en procédant de la même manière, on aura :

$$\begin{cases} V_{a0} = H_{a1} V_{c1} \\ V_{a0} = 2H_{a2} V_{c2} \\ \vdots \\ V_{a0} = (n-1)H_{a(n-1)} V_{c(n-1)}. \end{cases} \quad \text{(II.15)}$$

On peut écrire l'équation précédente d'autre forme :

$$V_{a0} = [H_{a1} \ 2H_{a2} \ \dots \ \dots \ (n-1)H_{a(n-1)}] \begin{bmatrix} V_{c1} \\ V_{c2} \\ \vdots \\ V_{c(n-1)} \end{bmatrix} \quad \text{(II.16)}$$

Et donc il en résulte l'équation **(II.17)**. La technique de contrôle est fondée sur la commande des courants de lignes. En réalité, après avoir généré les courants de référence triphasés, cette dernière permettra aux courants de lignes de suivre ceux de références. De là, l'amplitude des courants de référence est donnée par l'équation. **(II.18)**

$$\begin{cases} V_{a0} = [H_{a1} \ 2H_{a2} \ \dots \ \dots \ (n-1)H_{a(n-1)}] \begin{bmatrix} V_{c1} \\ V_{c2} \\ \vdots \\ V_{c(n-1)} \end{bmatrix} \\ V_{b0} = [H_{b1} \ 2H_{b2} \ \dots \ \dots \ (n-1)H_{b(n-1)}] \begin{bmatrix} V_{c1} \\ V_{c2} \\ \vdots \\ V_{c(n-1)} \end{bmatrix} \\ V_{c0} = [H_{c1} \ 2H_{c2} \ \dots \ \dots \ (n-1)H_{c(n-1)}] \begin{bmatrix} V_{c1} \\ V_{c2} \\ \vdots \\ V_{c(n-1)} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (II.17)$$

$$I_{max}(t) = \sum_{i=1}^{n-1} (K_p \Delta V_{ci}(t) + K_i \int \Delta V_{ci}(\tau) d\tau). \quad (II.18)$$

Où : $\Delta V_{ci} = \frac{V_{dc}}{n-1} - V_{ci}$. (II.19)

Une fois l'équation (II.19), est calculée. Elle passe par un compensateur afin d'éliminer les fluctuations et de réduire la fréquence de commutation comme montré à la figure (2.27). Puis un régulateur PI est appliqué pour l'objectif de générer l'amplitude des courants de référence. L'usage d'une PLL rend possible d'avoir des courants de références en phase avec les tensions du réseau et permet aussi de supprimer les harmoniques vues qu'on prend le fondamental des tensions seulement. En utilisant ensuite la technique de contrôle par hystérésis, on génère ainsi les impulsions de commande. [30]

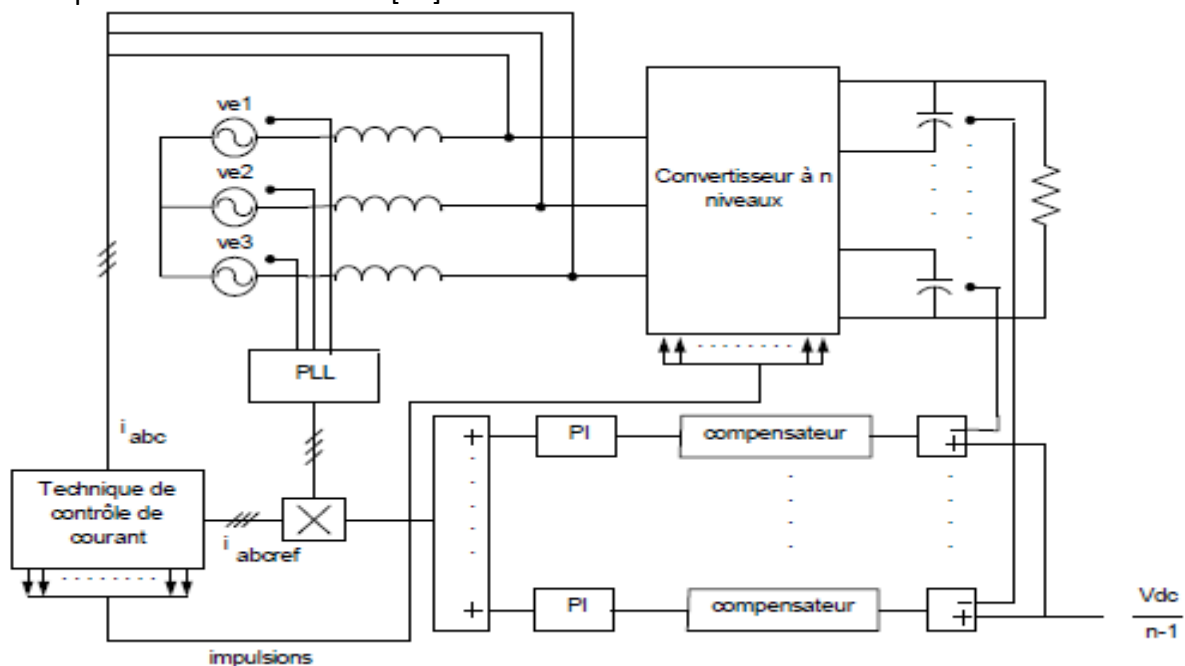


Figure (2.27) : schéma synoptique de la technique proposé.

2-3-1 L'onduleur NPC à trois niveaux :

A- Principe de fonctionnement :

L'onduleur triphasé à trois niveaux est affiché sur la figure (2.28), qui représente le schéma de principe de l'une des topologies des onduleurs triphasés à structure NPC. Grâce à la symétrie de ces derniers. Devrait déterminer les valeurs que peut prendre la tension simple V_{ao} entre la borne (a) de la charge et le point neutre O. Cette tension est entièrement définie par l'état (0 ou 1) des quatre interrupteurs $K_1(T_{12}; D_{12})$, $K_2(T_{11}; D_{11})$, $K_3(T_{13}; D_{13})$ et $K_4(T_{14}; D_{14})$ du bras. [40]

B- Structure :

L'onduleur triphasé à trois niveaux utilisés est constitué de trois bras et de deux sources de tension continue. Chaque bras contient quatre interrupteurs en série et deux diodes centrales (intermédiaires). Chaque interrupteur est formé d'un transistor et une diode installée en tête bêche. [41]

Le point au milieu de chaque bras est connecté à une alimentation continue, de force électromotrice (E). D'après un diviseur de tension capacitif composé par les condensateurs de filtrage C_1 et C_2 de même capacité, on acquérait deux sources secondaires de tension continue livrer chacune une demi tension ($E/2$). Étant reliés entre eux en un point neutre appelé (O). Ces derniers sont identiques de façon à éviter le déséquilibre de charge ($C_1=C_2$ c'est-à-dire $U_{C1}=U_{C2}$).

Le point (O) est branché avec les deux diodes médianes (DDK_1, DDK_2). [42] [43]

La figure suivante fournit une représentation schématique de cet onduleur :

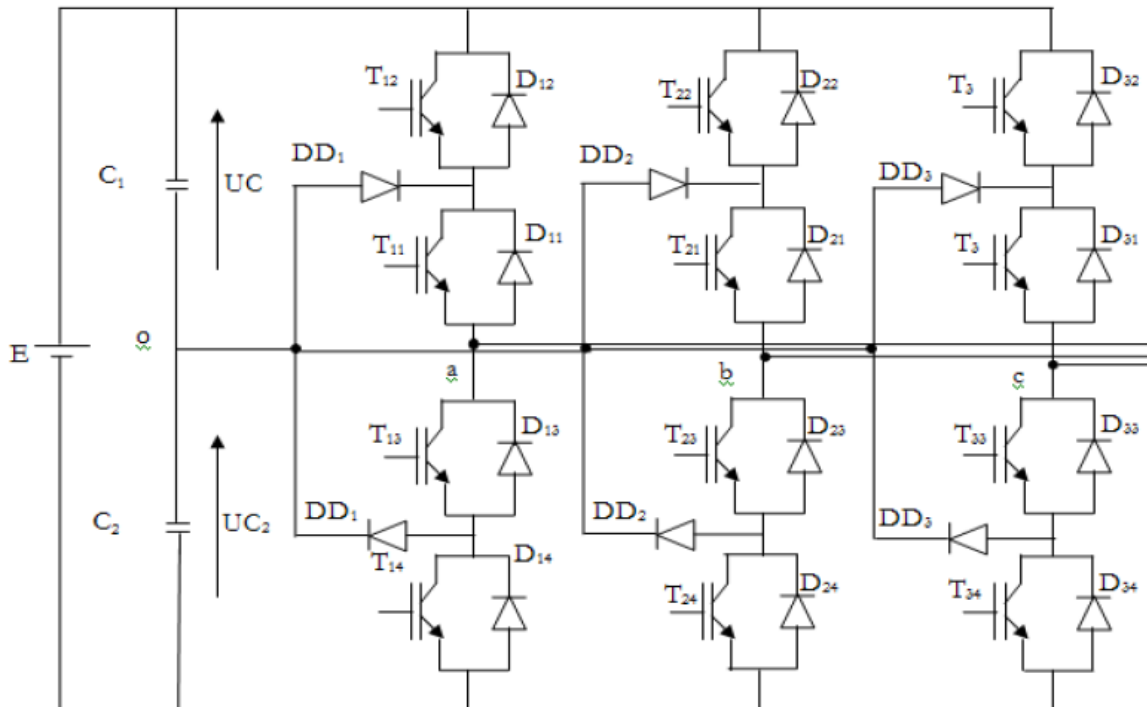


Figure (2.28) : Onduleur triphasé de type NPC à trois niveaux.

Nous voulons clore cette étape en ajoutant une suggestion qui nous aide à simplifier la complexité de la structure précédente, via le remplacement du duo (Transistor-Diode) par un seul interrupteur bidirectionnel TD_{ks} , pour plus d'illustration voire la figure prochaine : [44]



Figure (2.29) : Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire (Transistor–Diode).

2-3-2 L'onduleur NPC à cinq niveaux :

A- Principe de fonctionnement :

Pour définir les séquences de fonctionnements de l'onduleur à cinq niveaux, définissant d'abord les différents cas que peut prendre la tension simple (la tension entre le bras d'onduleur et le point milieu fictif). Les cas possibles d'un seul bras de l'interrupteur est de $2^5 = 32$ cas que l'on peut incarner par un quadruplet de 0 et 1. [40]

B- Structure :

L'onduleur triphasé à cinq niveaux étudiés est composé de trois bras et quatre sources de tension continue. Chaque bras comporte huit interrupteurs, plus deux diodes. Pour chaque interrupteur il y a une composition d'un transistor et une diode placés en tête bêche. Nous pouvons représenter un schéma global pour illustrer cet onduleur dans la figure suivante : [45]

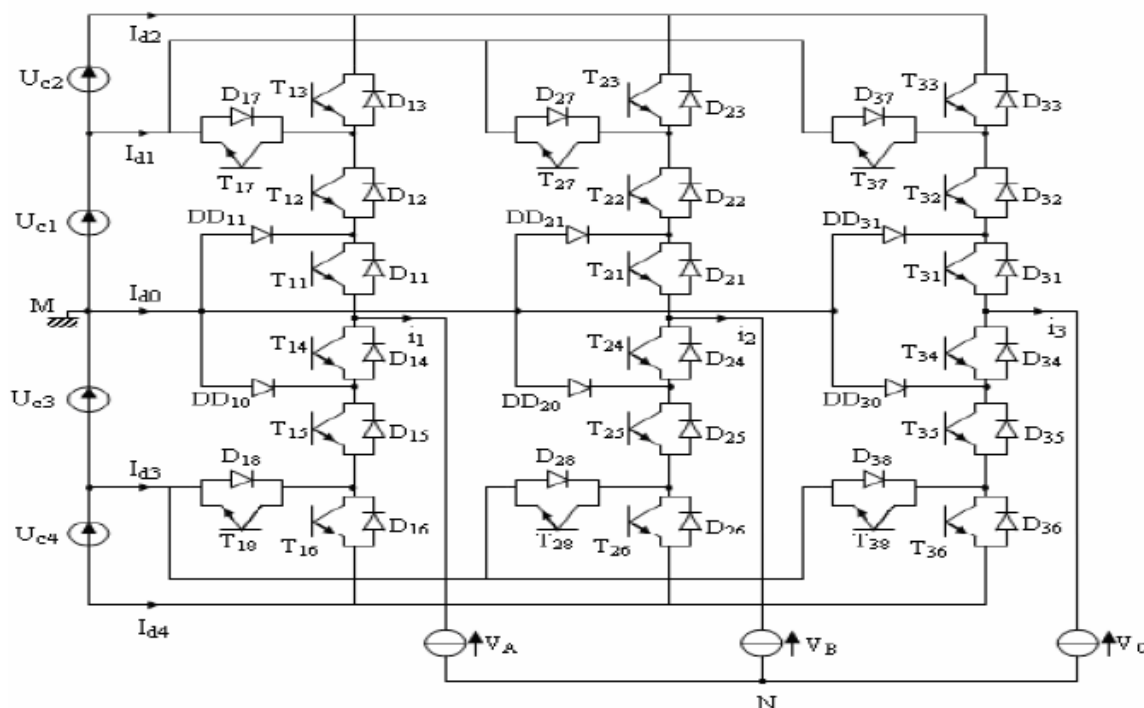


Figure (2.30) : Représentation d'un onduleur de type NPC à cinq niveaux. [46]

2-4 Simulation :

2-4-1 Simulation de l'onduleur NPC à trois niveaux :

La figure (2.31) suivante traduit la structure de l'onduleur cité précédemment dans l'environnement Simulink :

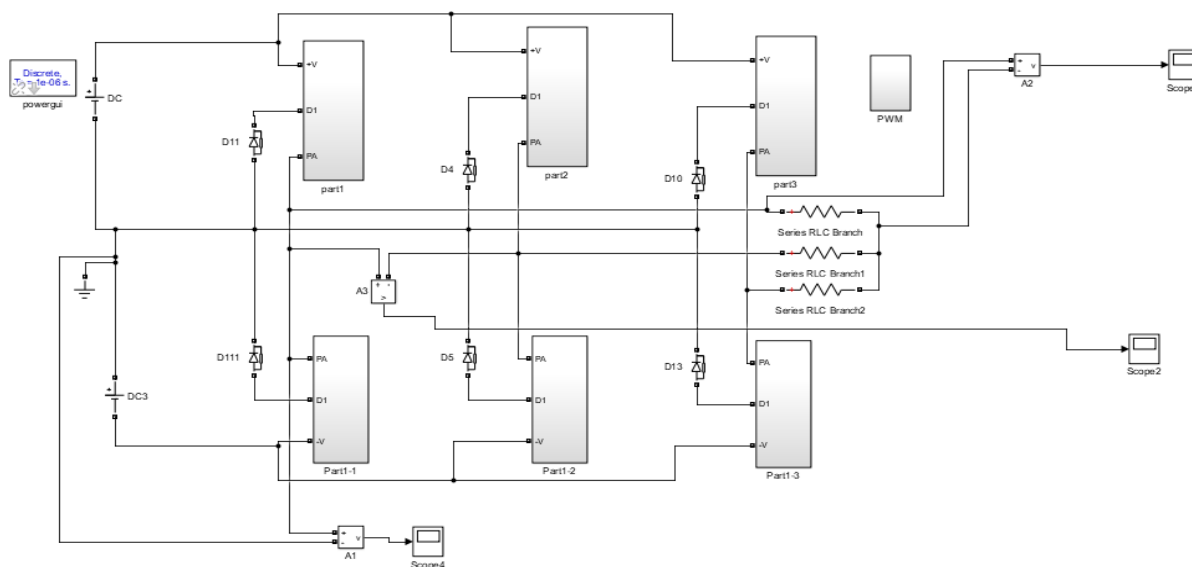
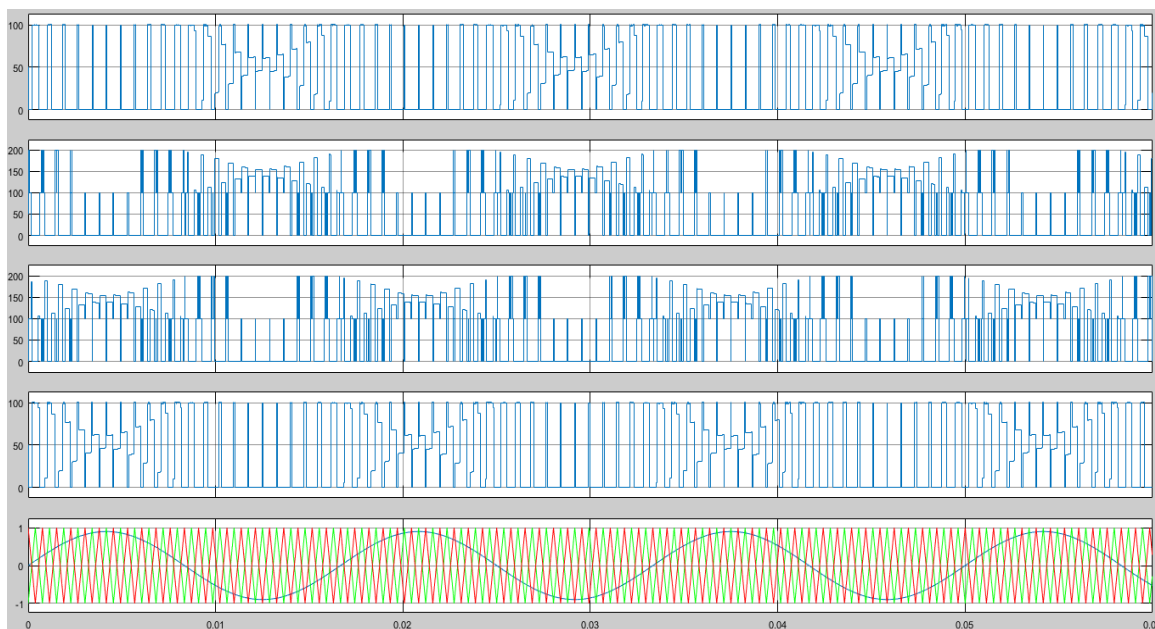


Figure (2.31) : Schéma bloc de l'onduleur NPC à trois niveaux avec MLI sinusoïdale sur Simulink.

Pour des raisons de simplicité, on a noté « part x et part x-1 » pour indiquer que les deux parts appartiennent au même bras tel que x prend soit 1,2 ou 3.

La figure (2.32) présente les signaux de sortie obtenus au niveau des interrupteurs de premier bras ainsi la modulation triangulo-sinusoïdale.



Nous agrandirons la figure pour une vue plus claire :

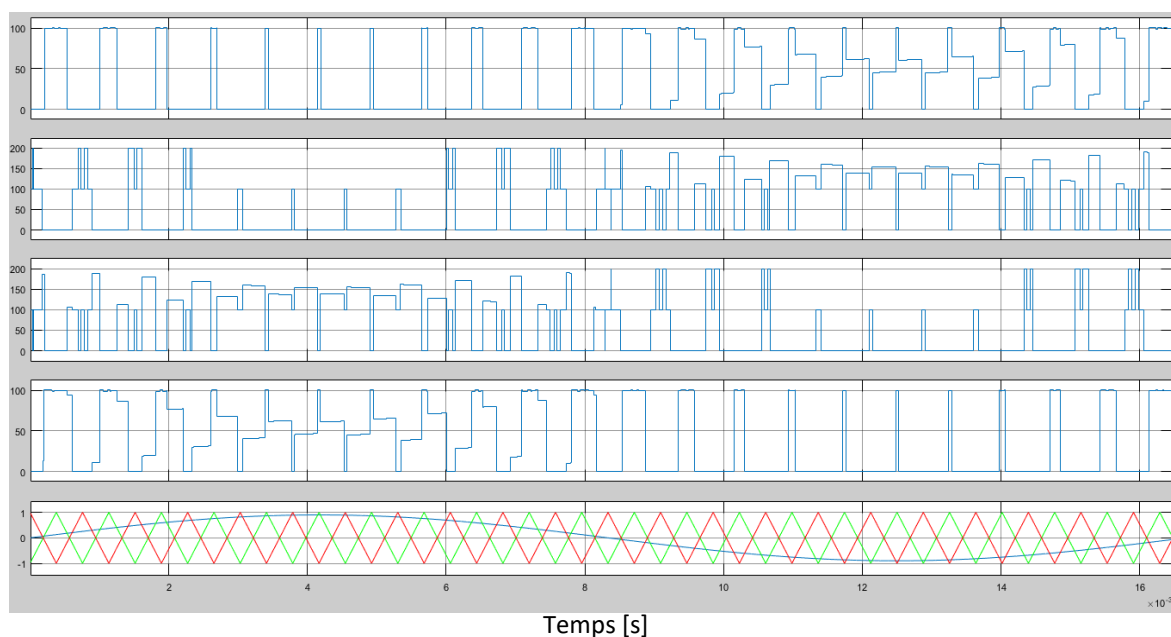


Figure (2.32) : Les commutations issues de premier bras et modulation à deux porteuses. La figure (2.33) illustre la tension de sortie d'une phase l'onduleur. Nous constatons que le résultat obtenu par l'onduleur trois niveaux de type NPC est plus mieux que celle de d'un onduleur de tension à deux niveaux de type NPC.

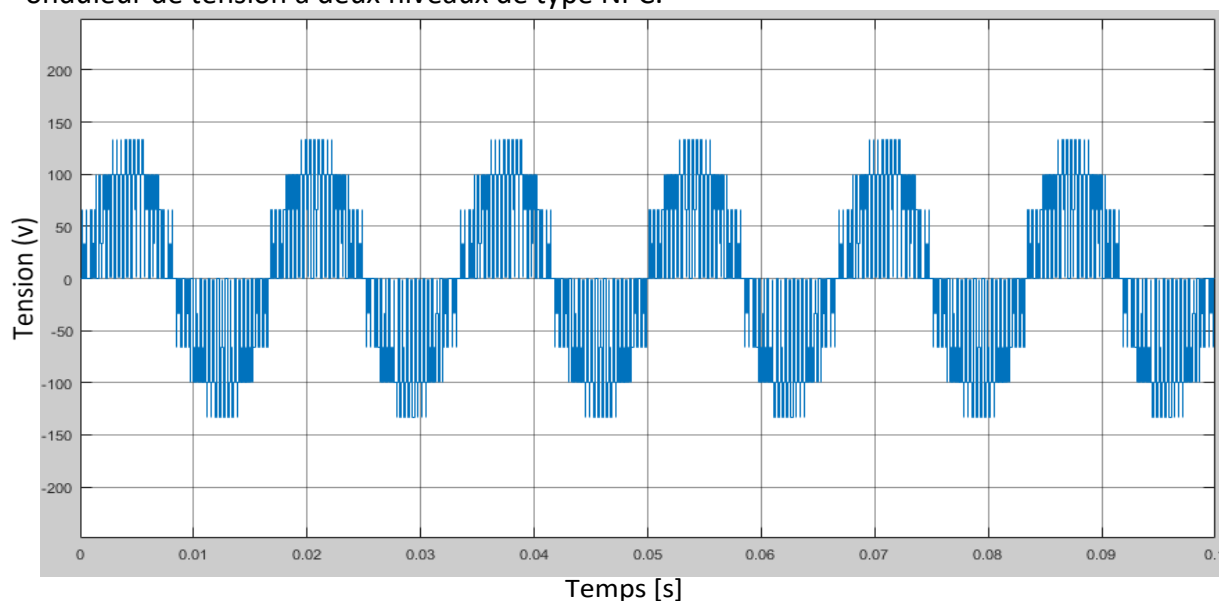


Figure (2.33) : La tension de sortie de l'onduleur NPC à trois niveaux.

2-4-2 Simulation de l'onduleur NPC à cinq niveaux :

Pour le souci d'améliorer davantage la qualité du signal (la tension) au niveau de la sortie de l'onduleur de type NPC. On va augmenter le niveau de l'onduleur à cinq gardant le même type NPC, certes sa structure est plus compliquée mais on prévoit de bons résultats. La Figure (2.34) présente leur schéma bloc sur Simulink.

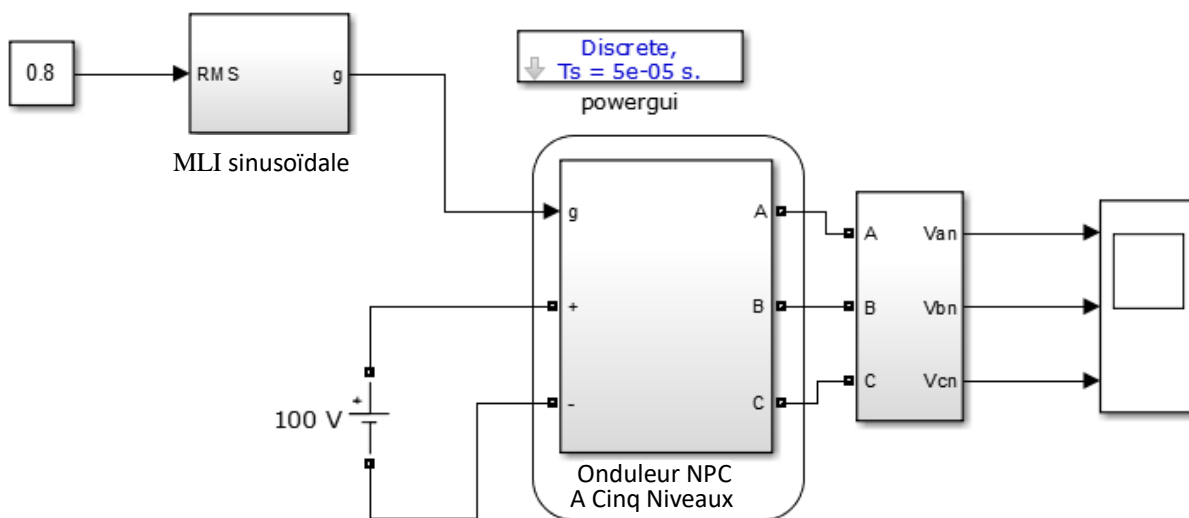


Figure (2.34) : Onduleur NPC à cinq niveaux commander avec MLI sinusoïdale.

A cause de la complexité de cet onduleur en termes de nombre élevés des interrupteurs et sa manière de branchement, on fait une simplification comme il montre la Figure (2.35) :

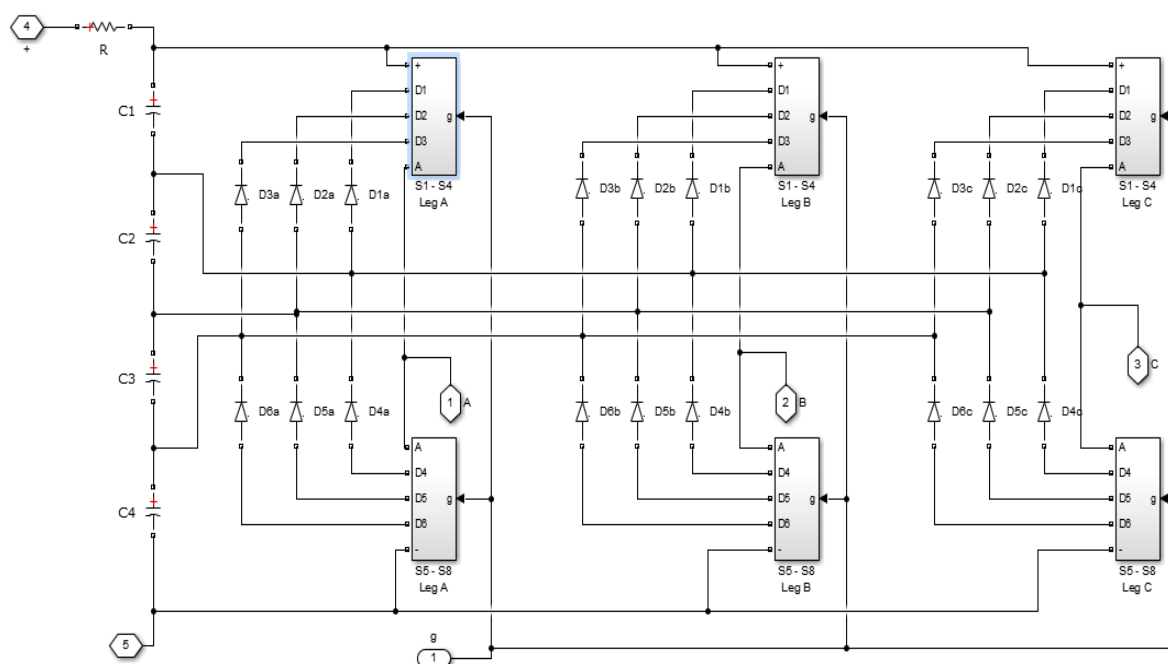


Figure (2.35) : structure de système d'onduleur NPC à cinq niveaux sur Simulink.

La figure (2.36) présente les signaux de sortie obtenus au niveau des interrupteurs de premier bras, tel que les courbes à droite concernent les interrupteurs en haut, les courbes à gauche concernent les interrupteurs en bas.

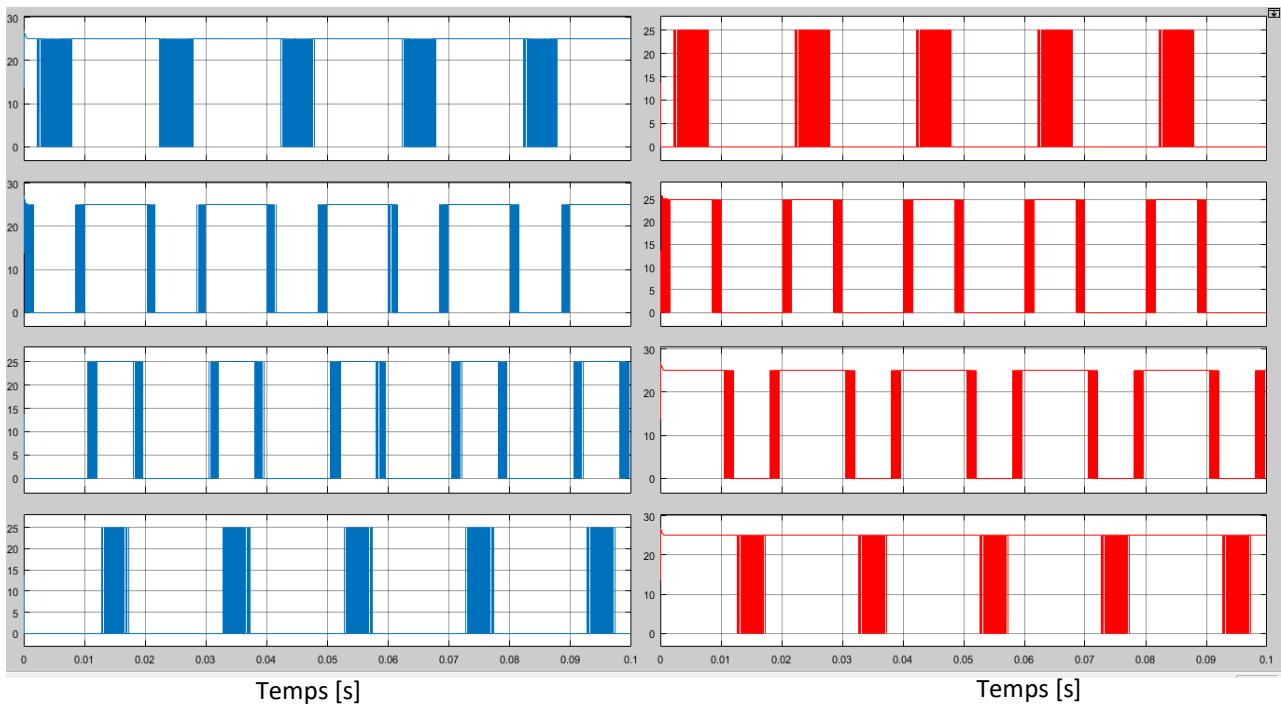


Figure (2.36) : Les commutations de premier bras d'onduleur NPC à cinq niveaux.

Puisque nous sommes en train d'étudier un convertisseur à cinq niveaux, la modulation doit être effectuée par quatre porteuses, illustrées par la Figure (2.37) ci-dessous :

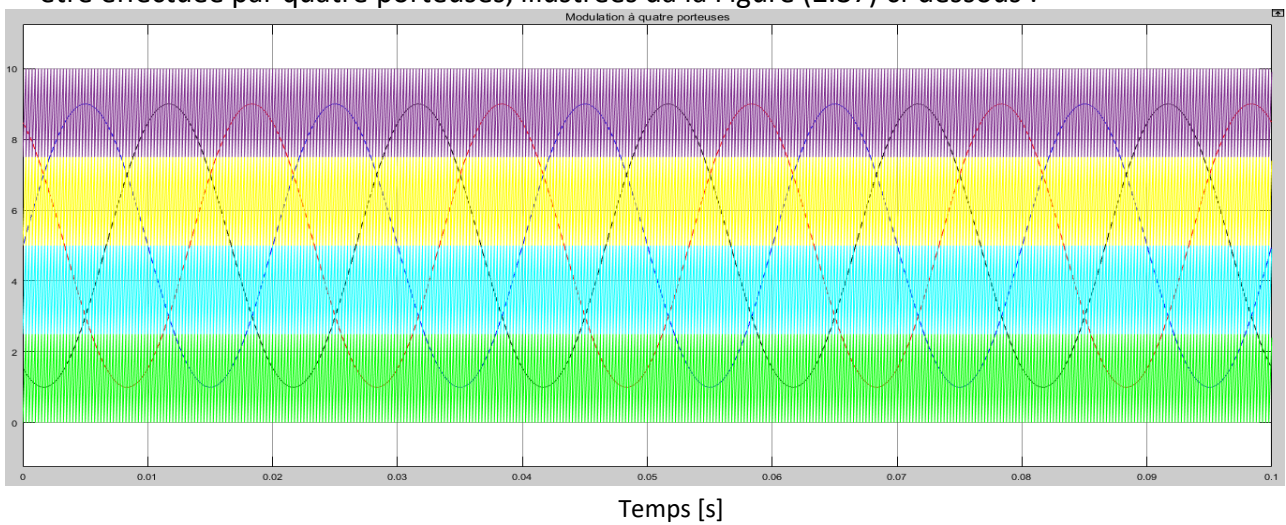


Figure (2.37) : MLI sinusoïdale avec quatre porteuses d'un onduleur de type NPC à 5 niveaux.

Finalement, on présente dans la Figure (2.38) les tensions de sorties de l'onduleur NPC à cinq niveaux commandés par la MLI vectorielle, par conséquent, on constate que les résultats obtenus par ce dernier est nettement meilleur que celui obtenu par l'onduleur à trois et à deux niveaux étudiés précédemment.

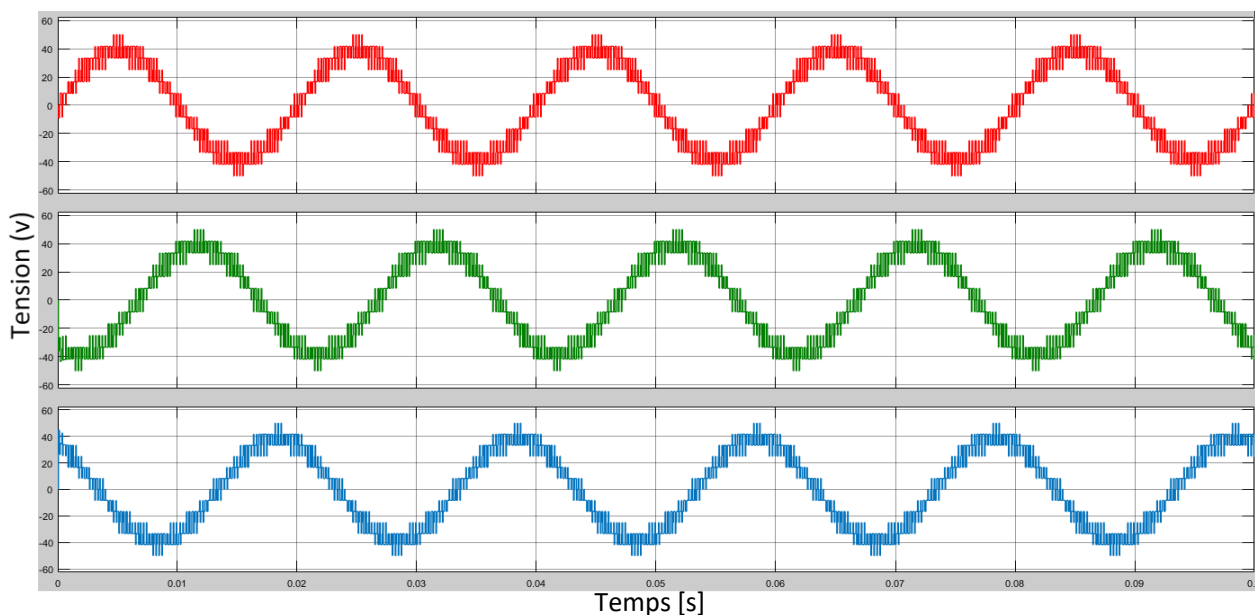


Figure (2.38) : Les tensions de sortie triphasée de l'onduleur NPC à cinq niveaux.

Afin d'analyser davantage notre résultat on va utiliser l'outil de l'analyseur FFT (Fast Fourier Transform) pour visualiser la qualité spectrale des signaux de sortie générés. Les Figures (2.39) et (2.40) représentent respectivement l'analyse spectrale d'harmonique de tension de sortie d'onduleur NPC à trois et cinq niveaux. On remarque que le taux d'harmonique (THD) du spectre harmonique de la tension de sortie de l'onduleur à cinq niveaux est plus faible par rapport à celui de l'onduleur à 3 niveaux.

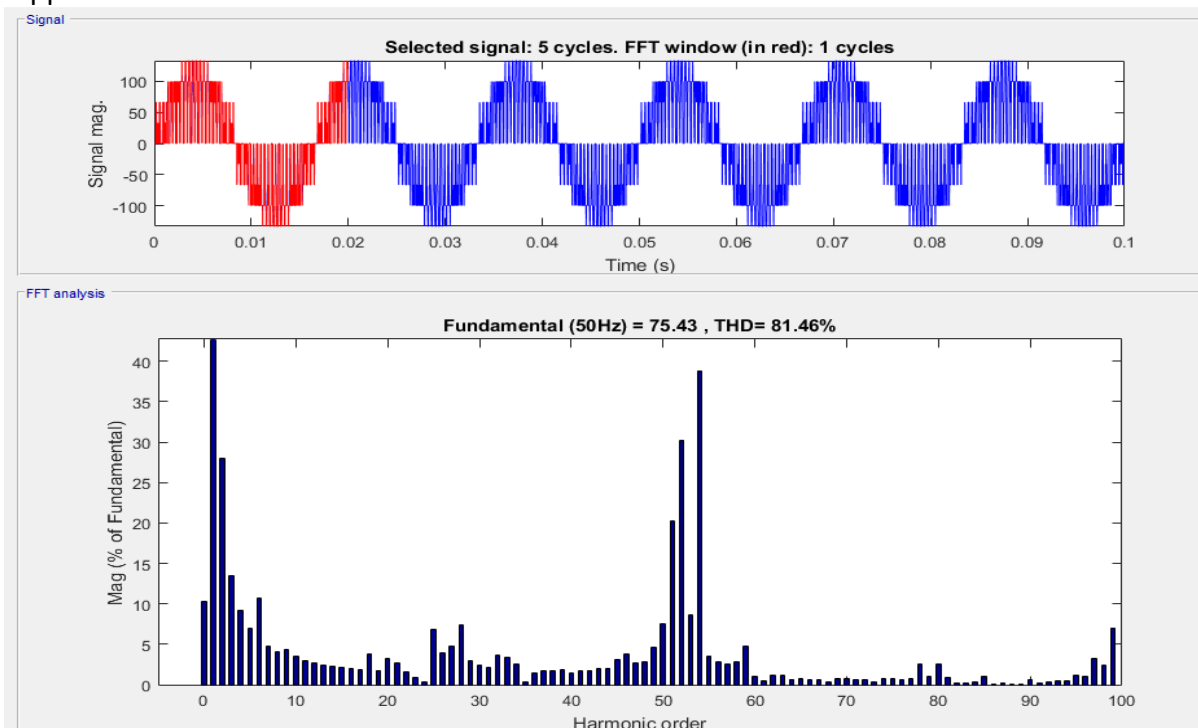


Figure (2.39) : L'analyse FFT d'onduleur NPC à trois niveaux.

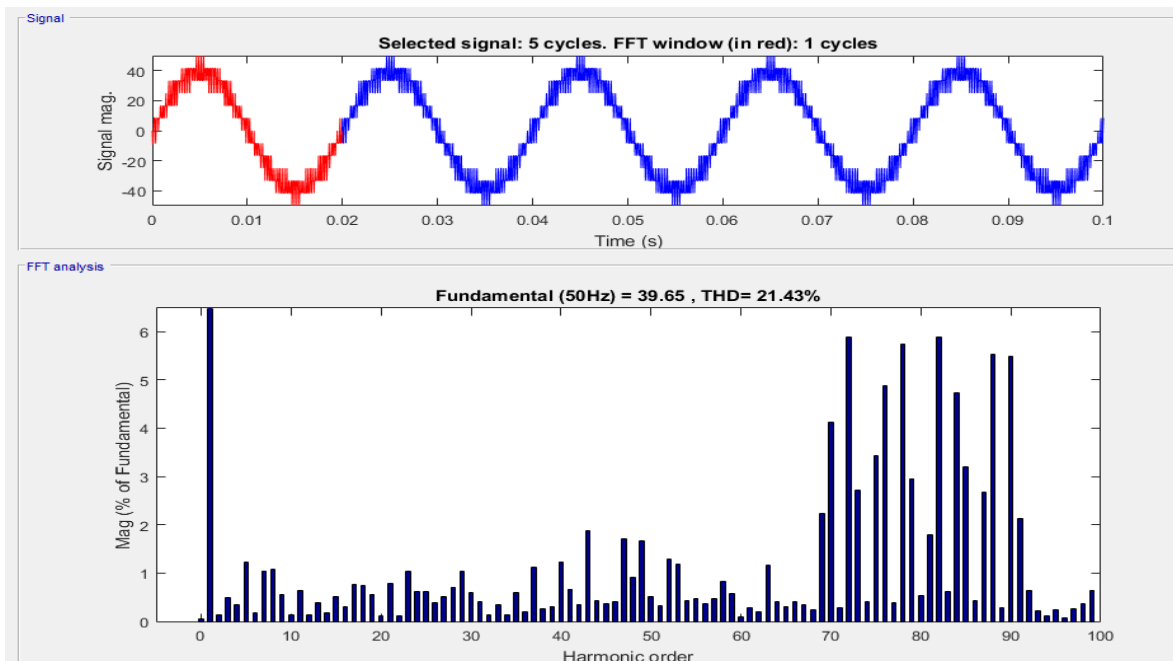


Figure (2.40) : L'analyse FFT sur l'onduleur NPC à cinq niveaux.

2-4-3 Simulation de l'association entre NPC à cinq niveaux et MAS :

A ce stade, pour exploiter les résultats obtenus par l'onduleur à cinq de type NPC, on va associer ce dernier à la machine asynchrone triphasé, le système complet sous Simulink est représenté dans la figure (2.41).

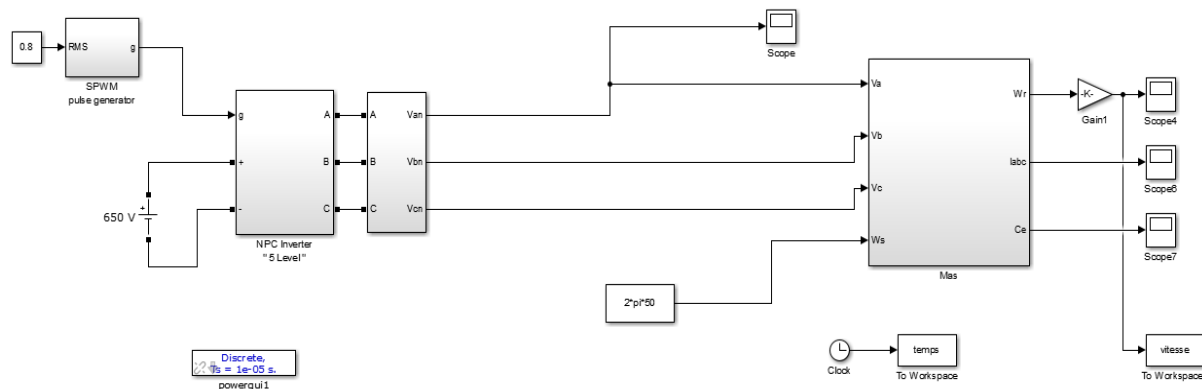


Figure (2.41) : Machine asynchrone alimentée par un onduleur NPC à cinq niveaux.

On présente les courants réels (I_a, I_b, I_c) aux sorties de la machine dans la Figure (2.42) respectant les mêmes conditions de fonctionnement lorsqu'on a alimenté la machine directement par le réseau (chapitre 1). Également un zoom d'une partie du signal (à 3s) pour voir l'impact de couple de charge sur le comportement de la machine.

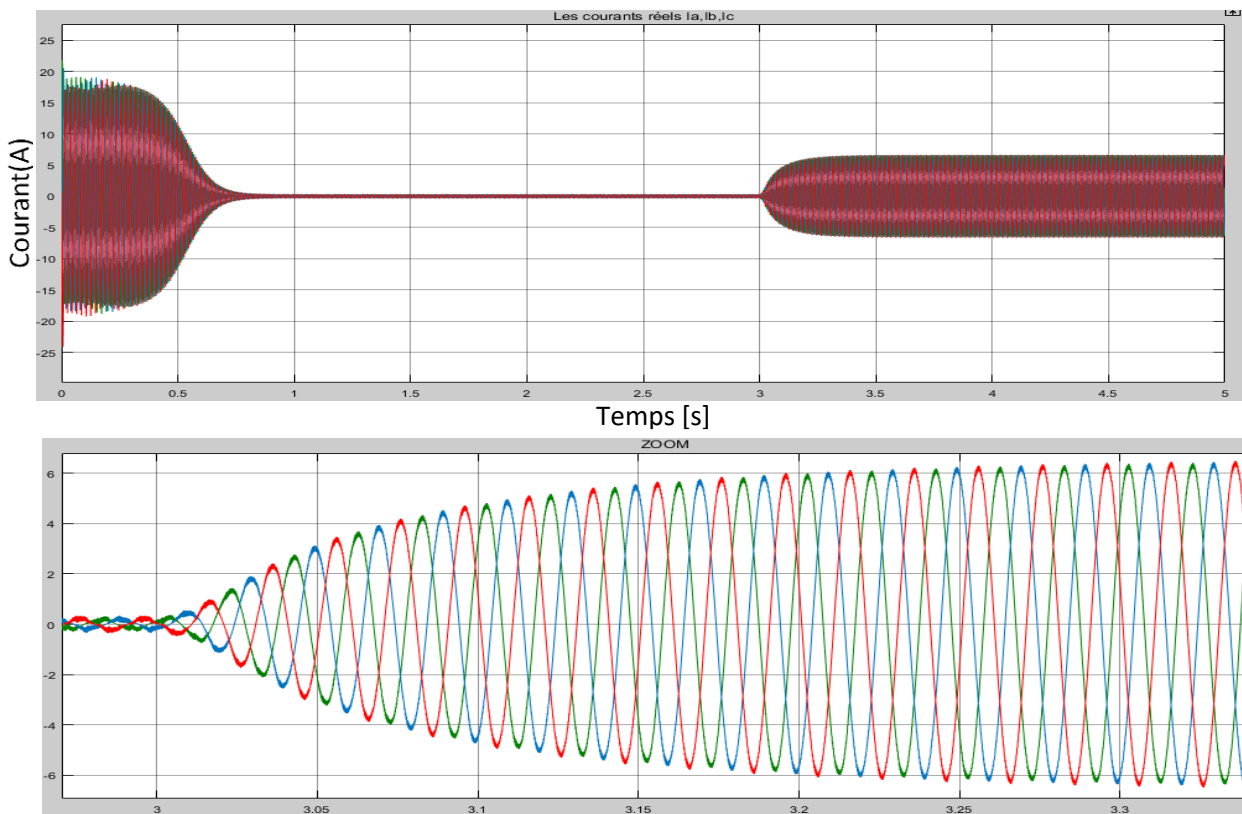


Figure (2.42) : Les courants réels de la machine asynchrone alimenté par onduleur choisi. La Figure (2.43) montre les courants en quadrature (statoriques et rotoriques) i_{ds} , i_{qs} , i_{dr} , i_{qr} . Et la Figure (2.44) illustre les flux statoriques & rotoriques de PARK dans la figure suivante :

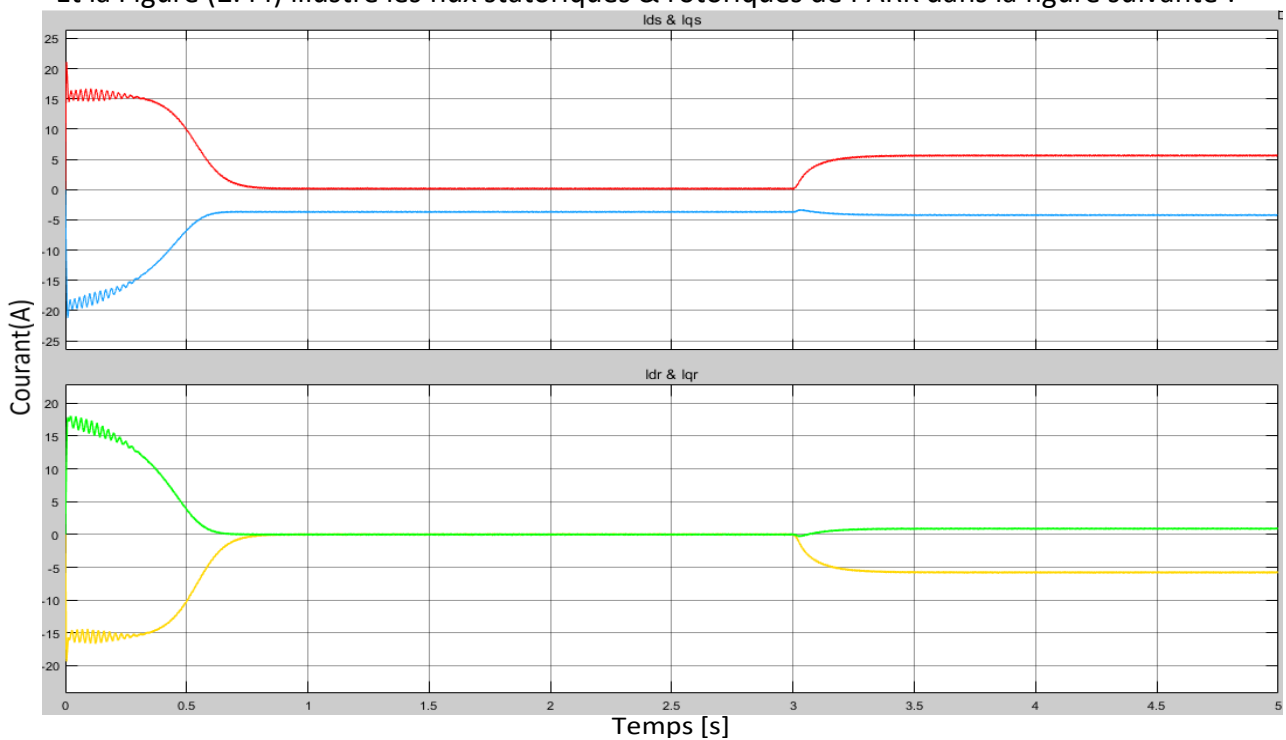


Figure (2.43) : Les courants statoriques & rotorique de PARK.

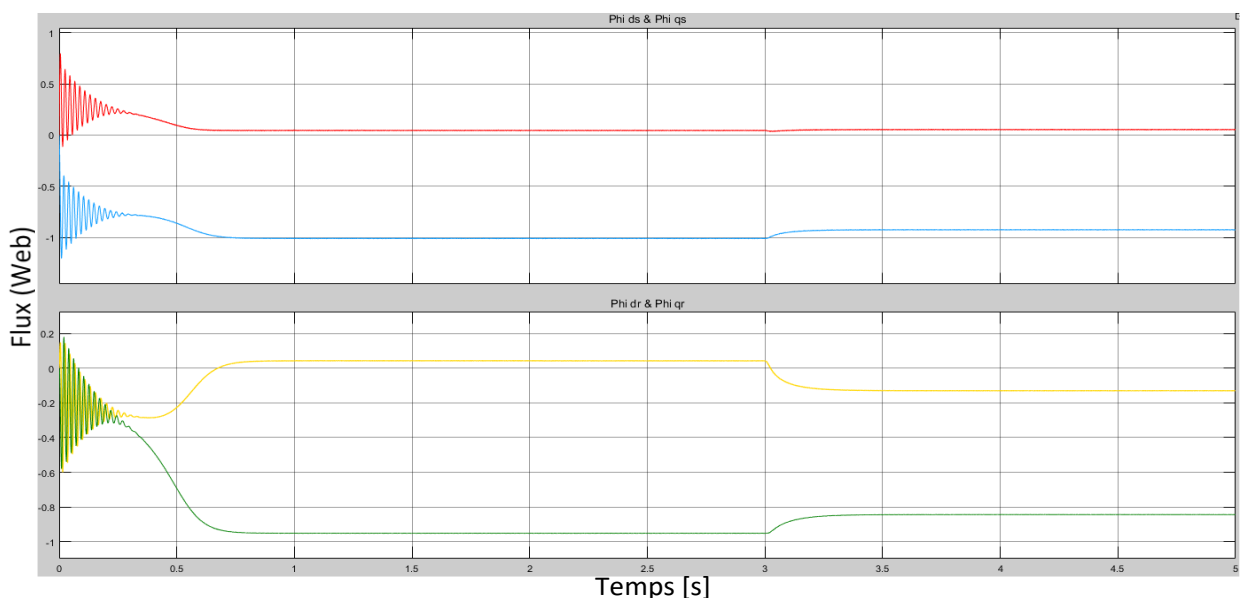


Figure (2.44) : Les flux statoriques & rotorique de PARK.

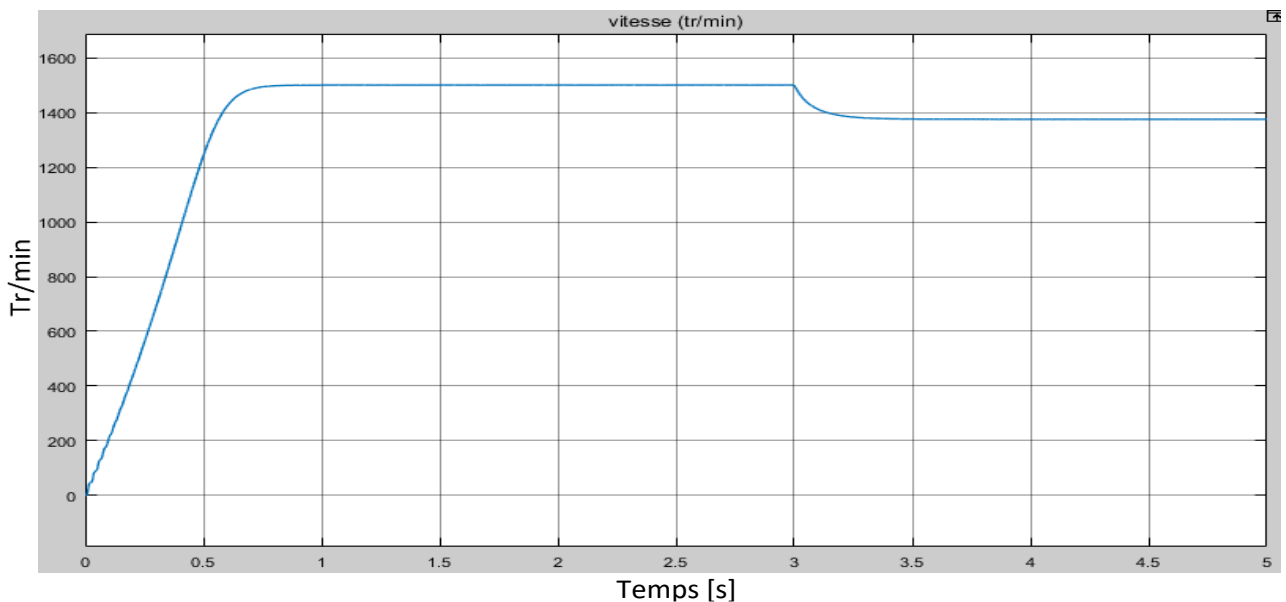


Figure (2.45) : La vitesse de moteur asynchrone.

La figure (2.45) représente la vitesse rotorique du moteur, elle atteint la valeur 1500 tr/min en régime établi, et elle chute à 1380 tr/min lorsque on applique une charge à l’instant 3s.

L’allure du couple électromagnétique est illustrée dans la Figure (2.46), on remarque qu’il y a des perturbations au démarrage à cause du régime transitoire. Le couple devient 10Nm au-delà de 3s.

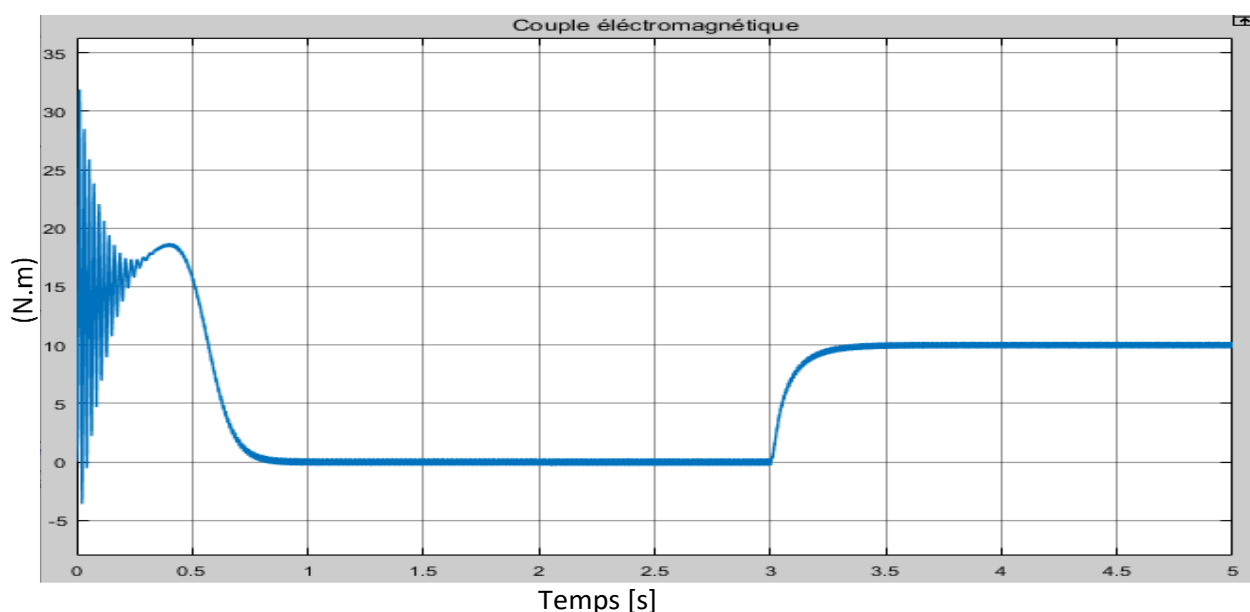


Figure (2.46) : Couple électromécanique de la machine asynchrone.

D'après ces résultats on constate que le comportement de la machine associée à un onduleur à cinq niveaux de type NPC est très similaire par rapport à son comportement lorsqu'elle est alimentée directement par des tensions triphasées sinusoïdales du réseau. Notamment le couple électromagnétique qui oscille légèrement autour de sa valeur moyenne, ainsi, les courants gardent leur forme sinusoïdale avec de petites fluctuations très acceptables.

2-5 Conclusion :

Nous avons commencé ce chapitre en premier lieu par la classification des onduleurs d'une manière générale et, en particulier, les onduleurs de tension multi-niveaux qui possèdent plusieurs topologies. On a présenté quelques structures d'onduleurs multi-niveaux. Les onduleurs NPC sont intéressants pour les applications triphasées nécessitant peu de niveaux dont lequel nous avons été intéressé à l'onduleur à cinq niveaux.

Ensuite nous avons présenté une stratégie simple et rapide de MLI vectorielle pour commander les onduleurs triphasés de type NPC pour trois cas (à deux, à trois, à cinq).

Pour ses avantages prévus, nous avons opté pour l'onduleur à cinq niveaux pour l'associer à la machine asynchrone triphasée en boucle ouverte. Les résultats de simulation prouvent son efficacité.

Finalement, pour élargir l'étude en boucle fermée de la machine on s'intéressera à l'étude de la commande vectorielle de la MAS associée à l'onduleur à cinq niveaux de type NPC, c'est l'objectif du chapitre suivant.

Chapitre 3 Commande Vectoriel de la machine asynchrone

3.1 Introduction

Une mutation réelle dans l'industrie mondiale imposée par la robotisation de plus en plus intense fait appel aux variateurs de vitesse avec des machines -AC-. [47]

Actuellement, le moteur asynchrone, de par sa simplicité de construction, sa robustesse et son faible coût détrône progressivement la machine à courant continu et en concurrence avec son homologue synchrone, couvrant ainsi une plage de puissance de quelques watts jusqu'à quelques mégawatts, donc ce moteur est le choix parfait pour être contrôlé.

Le fondamental des travaux de recherche dans le terrain de la commande de la machine asynchrone a été consacré à perfectionnement des performances du contrôle dynamique des variables couple et flux. Historiquement est apparue la commande scalaire basé sur des simples lois statiques fondées sur un modèle de moteur asynchrone en régime permanent. Ensuite, en partant des équations différentielles issues d'un modèle dynamique de la machine, se sont généralisées des commandes dynamiques qualifiées de vectorielles reposant sur le calage d'un référentiel d'étude avec un vecteur flux choisi dans l'entrefer. [48]

La commande vectorielle n'est apparue qu'au début des années 1970s, grâce aux progrès technologiques de l'électronique de puissance et signal, puisqu'elle est besoin des calculs de transformé de Park, évaluation de fonction trigonométrique, des intégrations, des régulations, ce qui nécessite une technologie assez puissante (efficace). [3]

L'objectif de cette commande est garanti le découplage du couple électromagnétique du flux. Cette stratégie de commande orientation du flux permet d'atteindre à des performances particulièrement intéressantes :

- * Le couple électromagnétique répondre rapidement.
- * Une plage de contrôle de vitesse énorme.
- * Grande efficacité sur une grande plage de charge en régime permanent.

La commande à flux orienté est divisée en deux méthodes essentielles, quels sont :

- La méthode directe (DFOC) par **BLASCHKE** : repose sur une commande en boucle fermée.
- La méthode indirecte (IRFOC) par **HASSE** : caractérise par une régulation du flux en boucle ouverte. [49]

En premier lieu on commence par exposer la théorie de la commande vectorielle.

3-2 Théorie de la commande vectorielle de la MAS :

De nos jours, possible d'obtenir des machines asynchrones aussi performantes que des machines à courant continu. La MCC à excitation indépendante fournit comme essentiel avantage d'être aisément commandable, le couple et le flux sont découplés et contrôlables. Le flux est contrôlé de l'inducteur et le couple est contrôlé par le courant d'induit. Cependant, pour la machine asynchrone, l'expression du couple électromagnétique est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu d'où la désolidarisation entre le réglage du flux et celui de couple est naturel.

On se trouve donc confronté à une difficulté supplémentaire pour contrôler ce couple. Tel que la commande vectorielle vient de régler ce problème de séparation entre le réglage du flux et celui du couple. En 1971, l'inventeur de la technique (DFOC) le scientifique BLASCHKE a proposé une théorie de commande par orientation du flux permet de fusionner la machine asynchrone à une machine à courant continu, illustré dans la figure suivante : [50].

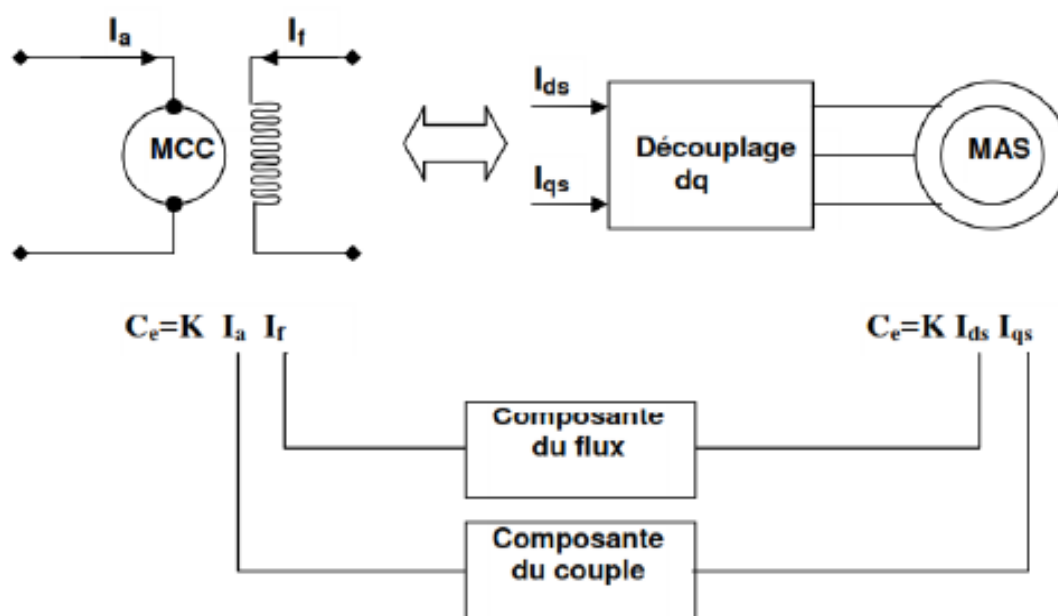


Figure (3.1) : Schéma du principe de découplage pour la MAS par analogie avec la MCC.

3-3 Choix référentiel :

La commande étudiée compose à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut sélectionner le système tournant d'axe (d,q). Un choix sage de l'angle d'orientation du repère (d,q) entraîne l'ajustement de l'axe (d) sur la résultante du flux, cet ajustement permet la suppression de la composante transversale du flux comme l'indique dans la figure (3.2). [51].

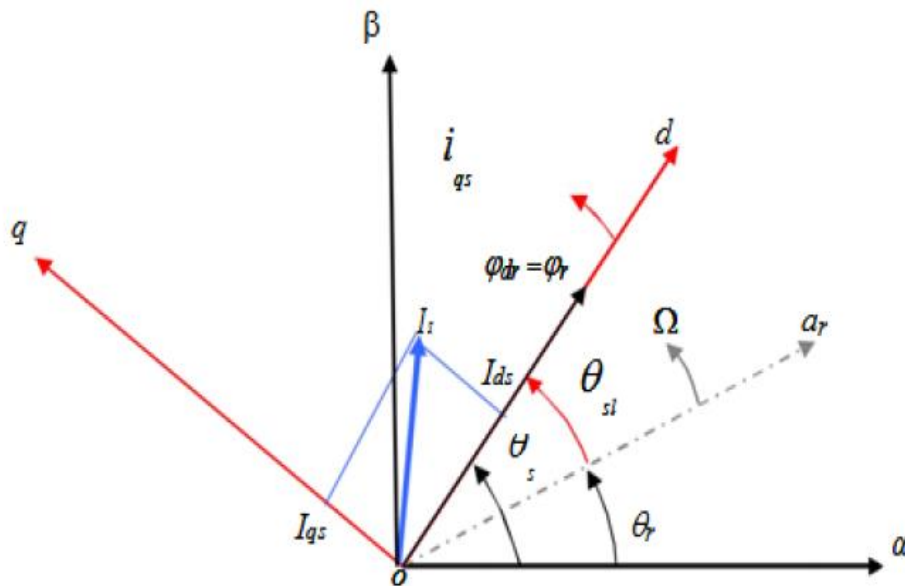


Figure (3.2) : Orientation de flux (rotorique, statorique, d'entrefer). [52]

En ce qui concerne l'état global pour les choix des axes d'orientation peuvent être fait selon l'une des directions des flux de moteur à savoir le flux rotorique, statorique ou d'entrefer.

$$\varphi_{rq} = 0 \text{ et } \varphi_r = \varphi_{rd} : \text{c'est le flux rotorique qui orienté.} \quad (\text{III.1})$$

$$\varphi_{sq} = 0 \text{ et } \varphi_s = \varphi_{sd} : \text{c'est le flux statorique qui orienté.} \quad (\text{III.2})$$

$$\varphi_{mq} = 0 \text{ et } \varphi_m = \varphi_{md} : \text{c'est le flux d'entrefer qui orienté.} \quad (\text{III.3})$$

Dans tous les cas d'orientation, le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux.

L'orientation du flux rotorique autoriser d'obtenir un couple de démarrage considérable et besoin la connaissance des paramètres rotorique. [51]

3-4 Principe et objectif de la commande vectorielle à flux orienté :

Ce type de commande repose sur le contrôle instantané du couple et son principe compose à rendre le fonctionnement de la machine asynchrone analogue à celui de la machine à courant continu à excitation indépendante où il intervenir un découplage naturel entre les contrôles du flux et du couple. En réalité, dans une machine pareille, le courant d'excitation autorise de régler le flux inducteur dans l'axe polaire (d), alors que le courant d'armature est utilisé pour commander le couple dans l'axe neutre (q : perpendiculaire à l'axe polaire).

La commande FOC est proposée primitivement en Allemagne dans la fin des années 60 et début des années 70 par deux méthodes distinctes, l'une qui, en imposant une vitesse de glissement dérivée de l'équation dynamique du flux rotorique afin de garantir l'orientation du flux (Hasse) connu par IRFOC, et l'autre qui utilise l'estimation ou la mesure du flux pour obtenir l'amplitude et l'angle nécessaire pour l'orientation du flux (Blaschke) connu par DFOC. [53]

La technique IRFOC a été généralement préférée à la DFOC puisqu'elle a une configuration relativement simple comparée à la DFOC cela nécessite des estimateurs, ou des sondes à effet Hall

Pour la mesure du flux qui sont contraint aux conditions de travail excessives (température, vibration...etc.), et plus que la mesure soit entachée de bruits selon la vitesse de rotation. Mais sans oublier que la IRFOC dépend des paramètres de la machine et particulièrement la constante de temps rotorique T_r , et surtout la résistance rotorique R_r . [54]

Ces deux méthodes citées précédemment s'appuient sur l'orientation du flux rotorique (en fait c'est le repère (d,q) qui est orienté). En effet il existe d'autre techniques signifier la commande vectorielle telle que l'orientation du flux statorique SFOC, et l'orientation du flux d'entrefer, mais leurs performances sont moindres par rapport aux premières, d'autant qu'elles exigent des algorithmes plus compliqués et surtout la compensation au découplage qui est très sensible aux erreurs. [53]

L'objectif de la commande vectorielle est d'effectuer la machine asynchrone apte de répondre efficacement à des variations de consignes (position du rotor, couple, vitesse) dans un large groupe de points de fonctionnement et ce pour des applications besoins des performances dynamiques élevées.

3-5 les types de la commande vectorielle à flux orienté :

Pour simplifier cette commande, nous devons prendre note de tous ses aspects et connaître le type approprié afin de l'étudier en détail. Donc nous allons ignorer l'orientation du flux d'entrefer parce qu'il est d'une utilité rare et inutile, par conséquent nous passerons rapidement pour parler d'orientation du flux statorique brièvement, comme ce suit :

3-5-1 Orientation de flux statorique (SFOC) :

Le principe de la commande vectorielle consiste à orienter le flux statorique suivant l'axe « d » du repère tournant qui est illustré dans la figure (3.3), tel que $\varphi_s = \varphi_{sd}$ et $\varphi_{sq} = 0$

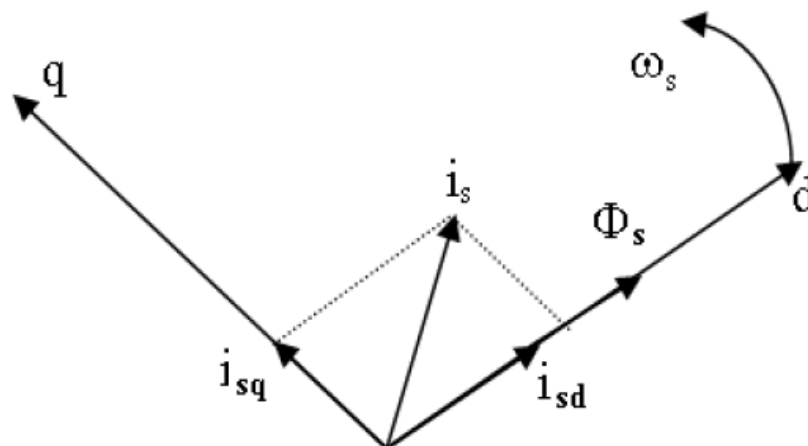


Figure (3.3) : L'orientation du flux statorique.

On prendre une expression du couple en fonction du flux statorique et du courant statorique comme ce suit :

$$C_e = p (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \quad \text{(III.4)}$$

Dans le cas d'orientation statorique ($\varphi_{sq}=0$), le couple électromagnétique peut s'exprimer en fonction du flux statorique et la composante du courant i_{sq} .

$$C_e = p (\varphi_{sd} i_{sq}). \quad (\text{III.5})$$

La présente expression est analogue à celle de la machine à courant continu à excitation séparée donnée par :

$$C_e = K_t \cdot i_a \cdot i_f. \quad (\text{III.6})$$

La composante i_{sq} joue le rôle de courant induit qui à flux d'excitation donné un contrôle de couple. Désormais le contrôle du couple devient linéaire.

Pour obtenir les équations de la machine dans un référentiel lié au flux statorique, on néglige le flux rotorique déjà introduit dans cette machine et on supprime la composante quadrature suivant l'axe « q » du flux statorique, ce qui permet d'obtenir ces équations :

$$(1 + T_r s) \varphi_{sd} - (1 + \sigma T_r s) L_s i_{sd} - \omega_r T_r \sigma L_s i_{sq} = 0. \quad (\text{III.7})$$

$$(1 + \sigma T_r s) L_s i_{sd} - \omega_r T_r (\varphi_{sd} - \sigma L_s i_{sd}) = 0. \quad (\text{III.8})$$

L'expression (III.7) montre qu'il y a un couplage entre le flux statorique et le couple électromagnétique C_e qui donne le produit de la composante du courant statorique i_{sq} et le flux statorique φ_s . Par conséquent, si on varie la composante du courant i_{sq} et on fixe la valeur de la composante du courant i_{sd} on obtient une variation dans le flux statorique.

Pour éviter cet inconvénient, nous montrons dans la figure (3.4) un découplage doit être formé pour compenser l'effet du couplage [55]

On prendra $G(s) = (\text{Reg}-\varphi_s)$, le courant i_{sd} est calculé par :

$$i_{sd} = G(s)(\varphi_s^* - \hat{\varphi}s) + i_{dq}. \quad (\text{III.9})$$

$G(s)$: La fonction de transfert du régulateur du flux de type PI.

i_{dq} : Courant compensateur

σ : Coefficient de Blondel.

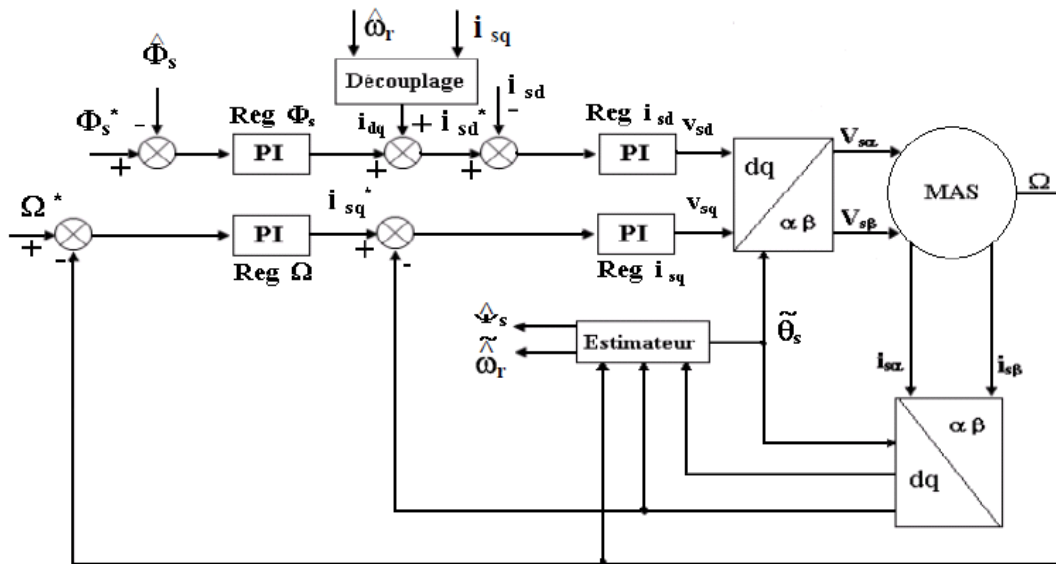


Figure (3.4) : Principe de la commande vectorielle à flux statorique orienté de la MAS.

Remarque :

Après avoir étudié l'orientation du flux statorique, nous avons découvert que nous avons des inconvénients dans ce type, donc tout ce qui va suivre « l'orientation du flux rotorique » est la méthode qui sera retenue.

3-5-2 Orientation de flux rotorique directe (DFOC) :

La commande vectorielle à flux rotorique orienté que nous mettons en œuvre est basée sur une orientation du repère tournant d'axes (d,q) tels que l'axe d soit confondu avec la direction de ϕ_r , le flux étant orienté sur l'axe d.

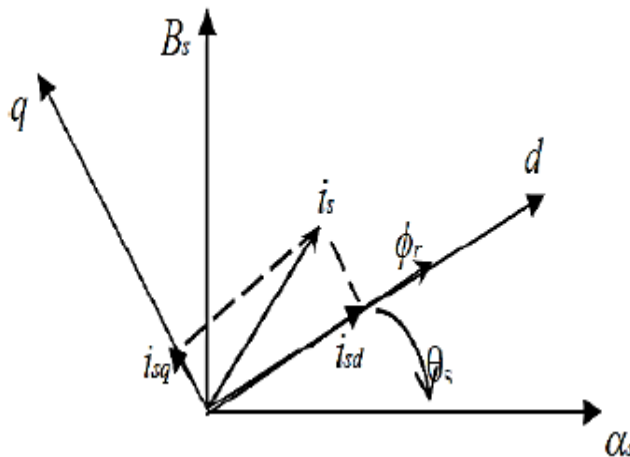


Figure (3.5) : orientation de flux rotorique.

La figure (3.6) représente une structure de commande vectoriel à flux rotorique orienté. Ce schéma correspond à une commande vectorielle de type direct dans laquelle le flux rotorique est asservi à une valeur de consigne.

Celle-ci se compose de quatre régulateurs de type PI distribuer en deux boucles de contrôle rendues indépendantes l'une de l'autre par découplage. La première boucle agit sur le flux et se compose du régulateur de flux ainsi que d'une boucle interne de courant dont le correcteur PI agit

Sur le courant statorique d'axe **d** (i_{sd}). La seconde boucle agit quant à elle sur le couple et se compose du régulateur de vitesse et d'une boucle interne de courant dont le correcteur PI agit sur le courant statorique d'axe **q** (i_{sq}). [53]

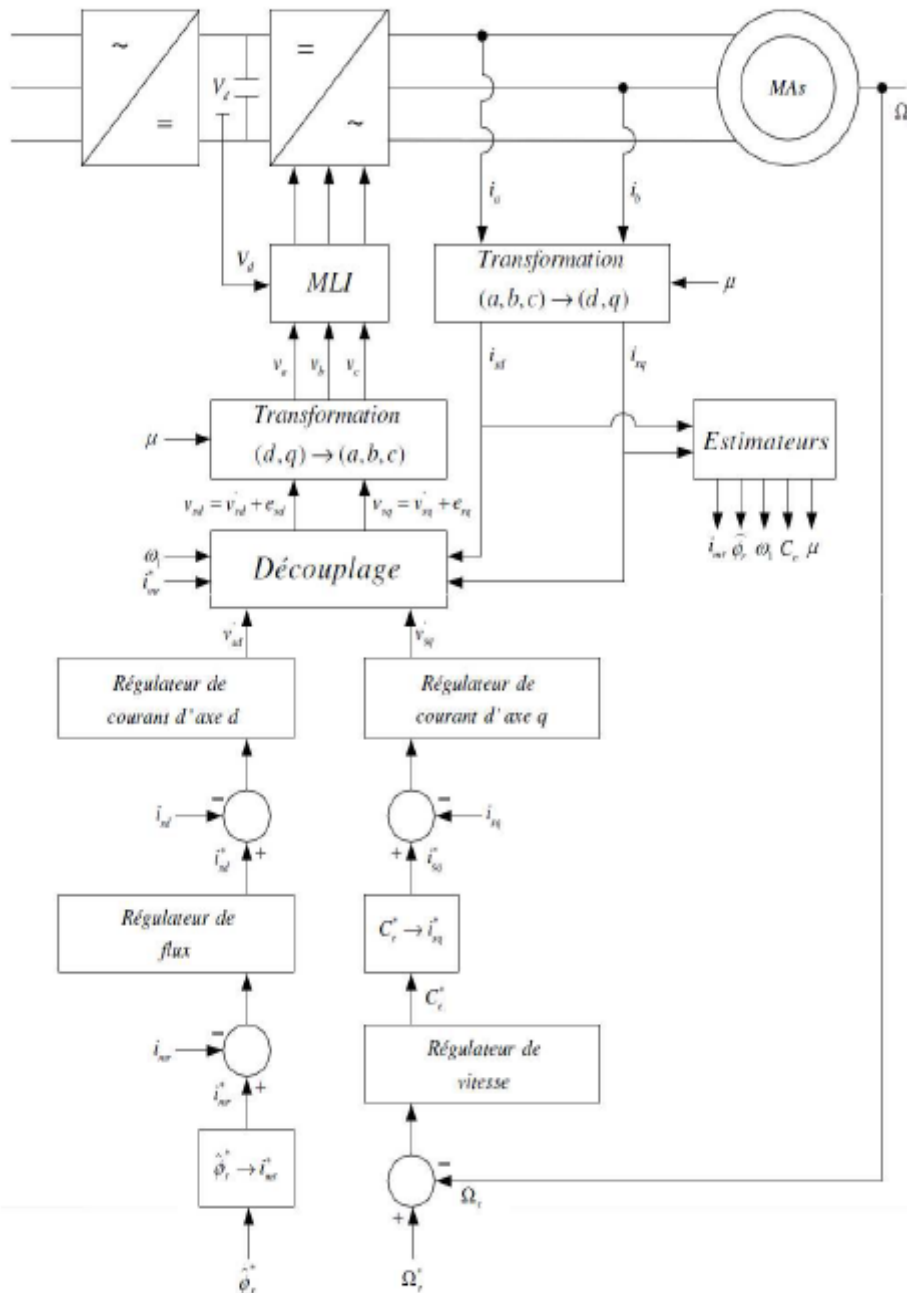


Figure (3.6) : Structure de commande vectorielle à flux rotorique orienté directe.

Cette technique besoin une bonne connaissance du module du flux et de sa position (emplacement) et celui-ci, doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué, il est nécessaire de faire une série de mesure aux bornes du système.

Pour déterminer l'emplacement et la norme du flux il faut utiliser les capteurs à effet HALL montés sur les dents de stator, ils sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler sous les états sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs, et leur fréquence varie avec la

Vitesse ce qui besoin des filtres réglables. Ce mode de commande assure un découplage valable entre le flux et le couple, quel que soit le point de fonctionnement. L'utilisation de cette méthode impose plusieurs inconvénients de nature différente :

- * La non fiabilité de la mesure du flux.
- * Problème de filtrage du signal mesuré.
- * Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- * Le coût de production élevé (capteur + filtre). [56]

Afin de pouvoir utiliser une machine standard les capteurs de flux doivent être remplacés par estimateur de flux. Nous appliquons la commande vectorielle directe à la machine asynchrone alimentée en tension avec convertisseur, mais à cause des inconvénients cité ci-dessus nous allons choisi le type indirect pour l'étudier de façon plus détailler, parce que ce dernier fourni des résultats plus convaincants quand l'onduleur intervenait pour alimenter la machine utilisée.

3-5-3 Orientation de flux rotorique indirecte (IRFOC) :

Cette méthode n'emploie pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position. Elle ne nécessite pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais besoin l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux ensembles fondamentaux :

- a- Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.
- b- Le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique de moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

Cette technique a un inconvénient immense qui est la sensibilité de l'estimation à l'égard de variation des paramètres de la machine à cause de saturation magnétique et variation de température, surtout la constante de temps rotoriques T_r . En outre, c'est qu'elle embauche un circuit de commande notablement compliqué. [2]

Dans ce qui vient ensuite, on va utiliser la méthode indirecte de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimenté par onduleur (de type NPC).

L'avantage majeur de cette technique réside dans le fait qu'on utilise la position du flux rotorique seulement, donc l'amplitude n'est pas indispensable. C'est pourquoi cette méthode est la plus utilisée, comme montré dans certains travaux. [57]

3-5-3-1 Mise en équations de la commande IRFOC :

Rappelons que dans un repère lié au champ tournant, les équations des tensions statoriques et rotoriques de la MAS sont les suivantes : [16]

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \varphi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \varphi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

L'orientation du flux magnétique selon l'axe direct conduit à l'annulation de sa composante en quadrature, on a alors :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = \varphi_r \\ \varphi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Les équations des tensions rotoriques deviennent :

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r I_{qr} + \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Les flux statoriques sont donnés par :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Les courants rotoriques sont donnés par :

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{1}{L_r} (\varphi_{dr} - L_m I_{ds}) \\ I_{qr} = \frac{1}{L_r} (\varphi_{qr} - L_m I_{qs}) = -\frac{L_m}{L_r} I_{qs} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Donc :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s I_{ds} \sigma + \frac{L_m}{L_r} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s I_{qs} \sigma \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Nous obtenons donc les composantes des tensions statoriques :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \sigma \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_s L_s I_{qs} \sigma \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \sigma \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \varphi_{dr} - \omega_s L_s I_{ds} \sigma \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

3-5-3-2 Estimation de ω_s et θ_s :

La pulsation statorique est déterminée indirectement depuis, la mesure de la vitesse mécanique et la relation suivante :

$$\omega_s = \omega_r + \omega \quad (\text{III.17})$$

$$\omega = P \cdot \Omega \quad (\text{III.18})$$

Avec :

ω : La vitesse mécanique.

A partir de l'équation rotorique (III.12) :

$$R_r I_{qr} + \omega_r \varphi_{dr} = 0 \Rightarrow \omega_r = -\frac{R_r}{\varphi_{dr}} I_{qr} \quad (\text{III.19})$$

En remplaçant l'équation I_{qr} du système d'équation (III.14) dans l'équation (III.19), on obtient l'équation suivant :

$$\omega_r = \frac{L_m I_{qs}}{T_r \varphi_{dr}} \quad (\text{III.20})$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

En remplaçant les équations (III.18) et (III.20) dans l'équation (III.17), on obtient l'équation suivant :

$$\omega_s = P \cdot \Omega + \frac{L_m I_{qs}}{T_r \varphi_{dr}} \quad (\text{III.21})$$

La position θ_s , est déterminée ensuite par l'intégration de ω_s

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (\text{III.22})$$

3-5-3-3 Expression de couple électromagnétique :

Nous pouvons dire que le couple électromagnétique s'exprime par :

$$C_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} I_{qs} - \varphi_{qr} I_{ds}) \quad (\text{III.23})$$

Pour :

$$\varphi_{qr} = 0$$

Donc :

$$C_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} I_{qs}) \quad (\text{III.24})$$

En fixant le flux φ_{dr} à une valeur de référence φ_r^* , le couple ne dépendra que du courant statorique I_{qs} (comme dans le cas d'une MCC à excitation séparée), qui est l'objectif de la commande vectorielle.

3-5-3-4 Equation mécanique :

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} (C_e - C_r - f_v \frac{\omega}{P}) \quad (\text{III.25})$$

Les équations de la machine sont résumées dans (III.26) :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \sigma \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_s L_s I_{qs} \sigma \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \sigma \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \varphi_{dr} - \omega_s L_s I_{ds} \sigma \\ T_r \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + \varphi_{dr} = L_m I_{ds} \\ \omega_s = P \cdot \Omega + \frac{L_m I_{qs}}{T_r \varphi_{dr}} \\ C_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} I_{qs}) \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} (C_e - C_r - f_v \frac{\omega}{P}) \end{array} \right. \quad (\text{III.26})$$

Finalement :

L'écriture du modèle d'état (en reconnaissant $\varphi_{dr} = 0$), donne le système suivant :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{di_{ds}}{dt} &= -\frac{1}{L_s\sigma} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{1}{L_s\sigma} \left(R_r \frac{L_m}{L_r^2} \right) \varphi_{dr} + \frac{1}{L_s\sigma} V_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= -\omega_s i_{ds} - \frac{1}{L_s\sigma} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \frac{1}{L_s\sigma} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega \varphi_{dr} + \frac{1}{L_s\sigma} V_{qs} \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} &= R_r \frac{L_m}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{dr} \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{P}{J} (C_e - C_r - f_v \frac{\omega}{p}) \end{aligned} \right. \quad (III.27)$$

3-5-3-5 Découplage :

Il existe trois méthodes pour assurer le découplage, nous leurs rappelons ce qui suit :

A- Par compensation :

La non linéarité du modèle de la machine et le couplage présent entre le flux et le couple électromagnétique implique une complexité de la commande des moteurs asynchrones. Ce module de flux ne varie que très lentement par rapport aux courant. Nous pouvons exprimer les équations des tensions statoriques dans le domaine de la place par :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + sL_s\sigma)I_{ds} - \omega_s L_s \sigma I_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + sL_s\sigma)I_{qs} + \omega_s L_s \sigma I_{ds} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \varphi_r \end{cases} \quad (III.28)$$

On remarque des termes de couplage sur les deux composants V_{ds} et V_{qs} car V_{ds} par exemple agit simultanément sur I_{ds} et I_{qs} . Il faut alors définir ces termes et les compenser.

Soient les tensions de commande suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = (R_s + sL_s\sigma)I_{ds} \\ V_{qs}^* = (R_s + sL_s\sigma)I_{qs} \end{cases} \quad (III.29)$$

Nous allons représenter la machine par le schéma suivant :

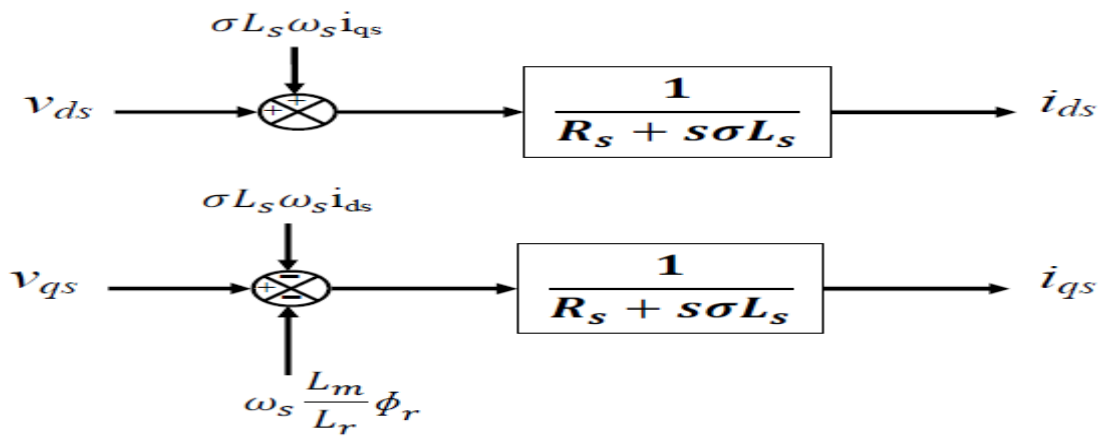


Figure (3.7) : Schéma bloc du modèle de la MAS.

Les termes de couplage à compenser seront donc définis comme suit :

$$\begin{cases} e_{ds} = \omega_s L_s \sigma I_{qs} \\ e_{qs} = \omega_s L_s \sigma I_{ds} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \varphi_r \end{cases} \quad (III.30)$$

Alors :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = V_{ds} + e_{ds} \\ V_{qs}^* = V_{qs} - e_{qs} \end{cases} \quad (III.31)$$

La figure suivante illustre la méthode de compensation des termes croisés et des termes non linéaires.

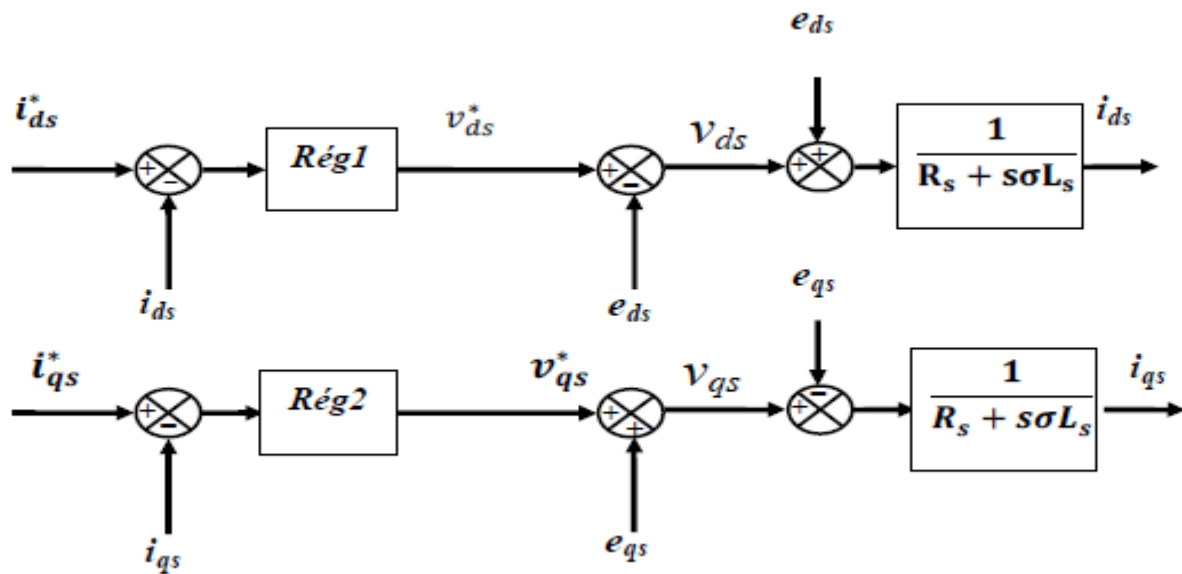


Figure (3.8) : Le schéma explicatif de découplage par compensation.

B- En utilisant un régulateur :

Les régulateurs à action proportionnelle- intégrale **PI** sont très fréquents dans le domaine de la commande des machines électriques, l'action du régulateur proportionnelles **P** garantit la rapidité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur intégral **I** supprime l'erreur statique en régime permanent.

Dans notre commande il y a trois régulateurs **PI**, un pour la régulation de la vitesse et deux pour les courants I_{ds} et I_{qs} . [3]

Tous les régulateurs, qui seront utilisés dans notre travail, seront de type **PI** dont la forme est donnée par la relation :

$$G_{PI}(S) = K_p + \frac{K_I}{S}$$

Avec :

K_p : Coefficient de proportionnalité.

K_I : Coefficient d'intégration.

I) Régulateur de vitesse :

Dans l'entrée ce régulateur prend la vitesse de référence et la vitesse mesurée. Il fonctionne sur le couple (ça veut dire que sa sortie est le couple de référence) pour mettre la vitesse régulée. Les paramètres **PI** sont définis à partir du schéma illustré dans la figure (3.9).

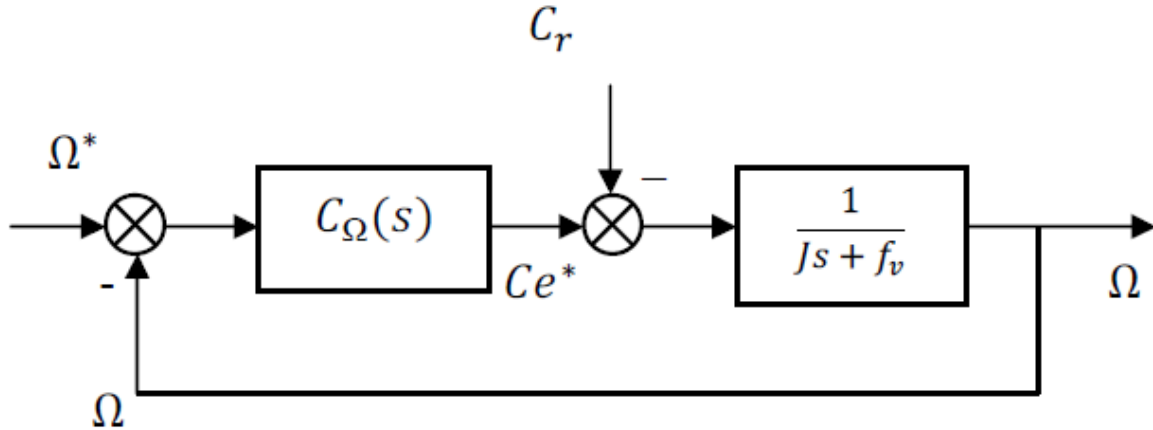


Figure (3.9) : Boucle de régulation de la vitesse Ω .

La fonction de transfert du régulateur **PI** de vitesse est donné par :

$$C_{\Omega}(S) = K_{p\Omega} + \frac{K_{I\Omega}}{s} \tag{III.32}$$

$$\Omega = \frac{\frac{K_{p\Omega}}{K_{I\Omega}}S+1}{\frac{J}{K_{I\Omega}}S^2 + \left(\frac{K_{p\Omega}+f_v}{K_{I\Omega}}\right)S+1} \Omega^* - \frac{s}{JS^2 + (K_{p\Omega}+f_v)S + K_{I\Omega}} C_r \tag{III.33}$$

Le dénominateur de cette équation à la forme canonique :

$$G(s) = \frac{1}{w_n^2} S^2 + \left(\frac{2\zeta}{w_n}\right) S + 1 \tag{III.34}$$

Par identification, on obtient :

$$\begin{cases} \frac{K_{p\Omega}+f_v}{K_{I\Omega}} = \frac{2\zeta}{w_n} \\ \frac{J}{K_{I\Omega}} = \frac{1}{w_n^2} \end{cases} \tag{III.35}$$

Avec :

ζ : Coefficient d'amortissement.

II) Régulateurs des courants :

i- Régulateur de courant I_{ds} :

Le régulateur du courant I_{ds} fourni la tension V_{ds}^* de référence selon l'équation (III.31), la boucle de régulation est alors comme précisé dans la figure (3.10). [3]

La boucle de régulation de courant est illustrée par :

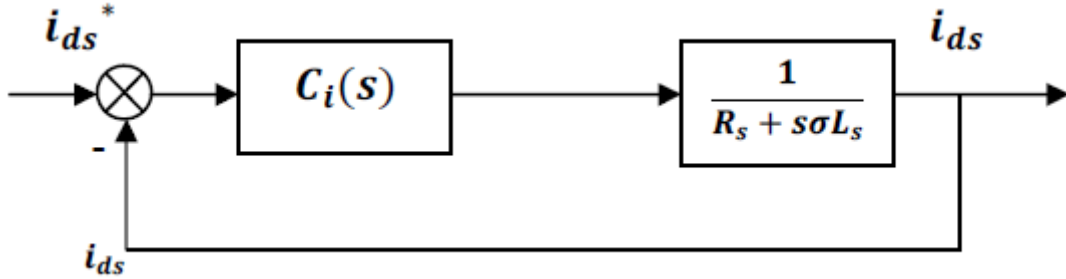


Figure (3.10) : Boucle de régulation du courant I_{ds} . [16]

Pour un régulateur **PI** de courant, on a :

$$C_i(S) = K_{pi} + \frac{K_{ii}}{S} \tag{III.36}$$

La fonction de transfert on boucle ouverte est :

$$G_{oi}(S) = K_{pi} \left(s + \frac{K_{ii}}{K_{pi}} \right) \frac{1}{s} \frac{1}{\frac{R_s}{L_s \sigma} + S} \tag{III.37}$$

Par compensation, on obtient :

$$\frac{K_{ii}}{K_{pi}} = \frac{R_s}{L_s \sigma} \implies G_{oi}(S) = \frac{K_{pi}}{s L_s \sigma} \tag{III.38}$$

Donc :

$$G_{Fi}(S) = \frac{\frac{K_{pi}}{s L_s \sigma}}{1 + \frac{K_{pi}}{s L_s \sigma}} = \frac{1}{1 + \frac{L_s \sigma}{K_{pi}} S} = \frac{1}{1 + \tau_i S} \tag{III.39}$$

Finalement :

$$\begin{cases} \frac{K_{ii}}{K_{pi}} = \frac{R_s}{L_s \sigma} \\ \frac{L_s \sigma}{K_{pi}} = \tau_i \end{cases} \tag{III.40}$$

Les valeurs des régulateurs K_{pi} et K_{ii} sont déterminés pour un τ_i .

ii- Régulateur de courant I_{qs} :

En procédant de la même sorte que pour le régulateur de I_{ds} on identifiera les coefficients du régulateur de courant I_{qs} qui fournit la tension de référence V_{qs}^* . Le schéma de régulation du

C- Par retour d'État :

Cette technique de découplage est utilisée dans de nombreuses applications. Elle est appliquée en particulier aux systèmes électriques en faisant une linéarisation autour d'un point de fonctionnement. Les systèmes électriques sont généralement dépeints par des équations différentielles non linéaires de premier ordre. [58].

La méthode de découplage par retour d'état est d'une grande importance théorique et pratique dans la mesure où elle cherche à décompenser un système multi variable en plusieurs sous-système mono variables présentant des dynamiques semblables. La machine asynchrone préfère cette méthode parce qu'elle offre une simplicité d'utilisation et sans oublier sa robustesse. [59]

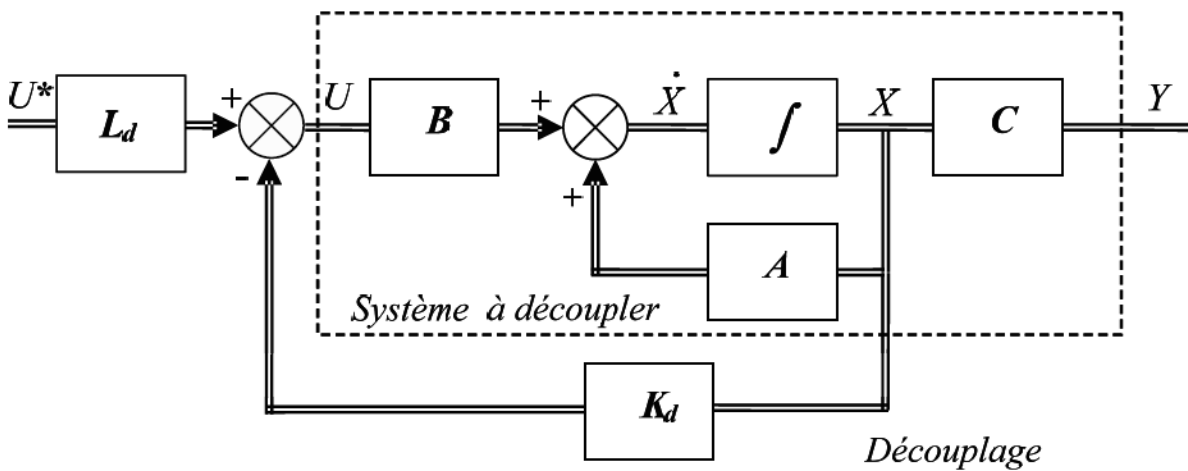


Figure (3.13) : Principe de découplage par retour d'état. [59]

Soit le système représenté par la figure (3.13), il régit par les deux équations d'état et de sortie suivantes :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx + Du \end{cases} \quad (III.41)$$

Où : $x \in R^n, y \in R^m, u \in R^m$ et $D = 0$.

Les matrices A et B de rang maximal et le système est commandable, soit :

$$\text{rang}[CB \quad CAB \quad \dots \quad CA^{n-1}B] = n. \quad (III.42)$$

L'objectif est de déterminer un retour d'état de la forme :

$$u = -K_d x + L_d u^*. \quad (III.43)$$

u^* Désigne le nouveau vecteur d'entrée, qui découple le système de façon à ce que la sortie y_i ne dépende plus que de l'entrée u_i^* . [59]

Les équations d'état et de sortie du système découplé devient :

$$\begin{cases} \dot{x} = (A - BK_d)x + (BL_d)u^* \\ y = Cx \end{cases} \quad (III.44)$$

Et sa matrice de transfert :

$$G(s) = (C(sI - (A - BK_d))^{-1}BL_d). \quad (III.45)$$

Il faut déterminer alors K_d et L_d telles que cette matrice de transfert soit diagonale. [59]

Notons C_i la $i^{ème}$ ligne de la matrice C. la comptabilité de la $i^{ème}$ sortie y_i s'exprime sous la forme :

$$\text{rang}[C_i B \quad C_i AB \quad \dots \quad C_i A^{n-1} B] = 1. \tag{III.46}$$

Le vecteur de sortie y étant commandable, il en est de même pour la sortie y_i .

$$\text{Alors : } \forall i \in \{1 \dots m\}, \exists \alpha_i \in \{0 \quad 1 \quad \dots \quad n - 1\} / C_i A^{\alpha_i} B \neq 0. \tag{III.47}$$

$$\text{Et : } \forall \beta \in N, \beta < \alpha_i, C_i A^{\beta} B = 0.$$

En dérivant chaque sortie jusqu'à l'ordre $\alpha_i + 1$ et en les écrivant sous forme matricielle, nous obtenons :

$$y' = (A' - B' K_d)x + (B' L_d)u^*. \tag{III.48}$$

Avec :

$$y' = \begin{bmatrix} y_1^{(\alpha_1+1)} \\ y_i^{(\alpha_i+1)} \\ y_m^{(\alpha_m+1)} \end{bmatrix} A' = \begin{bmatrix} C_1 A^{(\alpha_1+1)} \\ C_i A^{(\alpha_i+1)} \\ C_m A^{(\alpha_m+1)} \end{bmatrix} B' = \begin{bmatrix} C_1 A^{(\alpha_1)} \\ C_i A^{(\alpha_i)} \\ C_m A^{(\alpha_m)} \end{bmatrix} B \tag{III.49}$$

Si la matrice B' est inversible, le choix de :

$$K_d = (B')^{-1} A' \quad \text{Et : } L_d = (B')^{-1}. \tag{III.50}$$

$$\text{Donne : } y' = u^*.$$

$$\text{Soit : } y_i(s) = \frac{1}{s^{\alpha_i+1}} U_i^*(S). \tag{III.51}$$

Après cette modélisation, nous pouvons résumer le fonctionnement de cette stratégie, avec un schéma faisable synoptique comme suit :

$$\text{Donne : } y' = u^*.$$

$$\text{Soit : } y_i(s) = \frac{1}{s^{\alpha_i+1}} U_i^*(S). \tag{III.51}$$

Après cette modélisation, nous pouvons résumer le fonctionnement de cette stratégie, avec un schéma faisable synoptique comme suit :

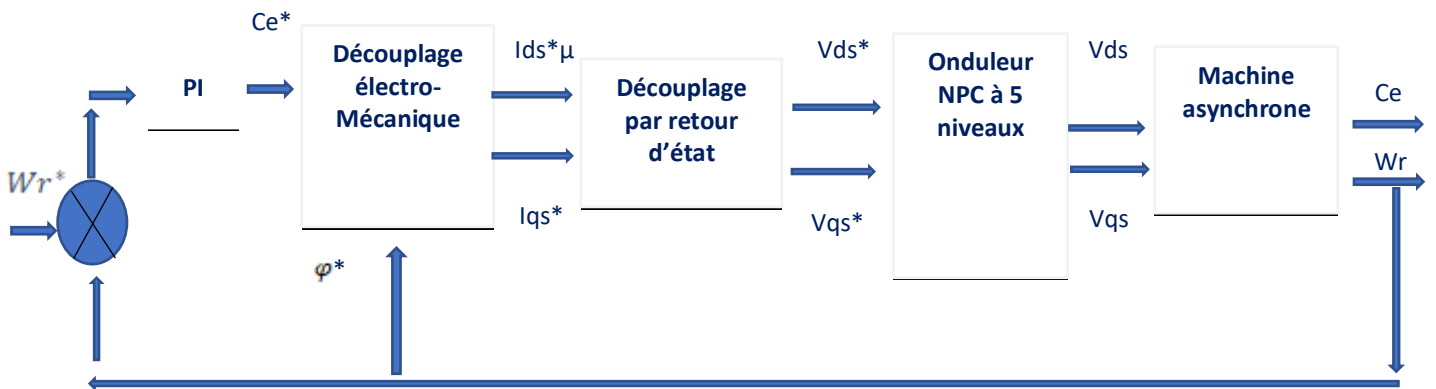


Figure (3.14) : Schéma générale explicatif pour la technique de découplage par retour d'état.

3-5-3-6 Bloc de défluxage :

Le bloc de défluxage permet l'exploitation idéal des compétences (capacités) magnétique de la machine, permet aussi un fonctionnement à couple statique si la vitesse est moindre à la vitesse nominale d'un autre coté ce bloc autorise, en plus d'amoindrir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante tant que la vitesse dépasse la vitesse nominale. Il est défini par la fonction suivante [60] :

Sous-vitesse :

$$\varphi_r = \varphi_{nom} \quad \text{Pour :} \quad |\Omega| = \Omega_{nom}$$

Survitesse :

$$\varphi_r = \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega|} \varphi_{nom} \quad \text{Pour :} \quad |\Omega| \geq \Omega_{nom}$$

Avec :

Ω_{nom} : Vitesse de rotation nominale.

φ_{nom} : Flux rotorique nominale.

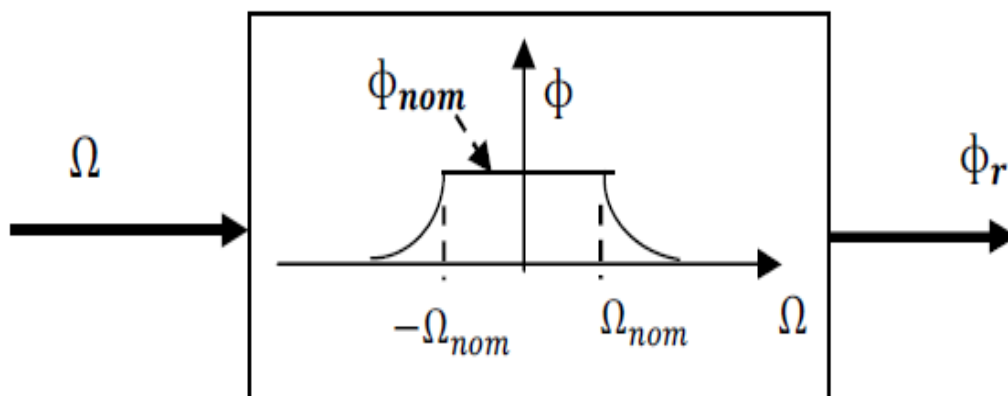


Figure (3.15) : Boucle de défluxage.

3-6 Etude comparative entre la commande vectorielle et autres commandes :

Sans aucun doute, la commande vectorielle parmi les techniques de commande les plus connues quand il s'agit de contrôler la machine asynchrone. Mais il y a plusieurs commandes qui est en concurrence avec cette dernière, par conséquent nous constatons qu'il est préférable de faire une comparaison entre ces méthodes, pour justifier notre objectif d'utiliser cette commande dans nos études. Pour un début nous allons choisir l'un des commandes célèbre de son intense rival avec la commande vectorielle (IRFOC), mentionnée sous le terme « commande scalaire (SC) », où nous pouvons mettre en évidence certains points de comparaison entre eux comme suit :

3-6-1 Comparaison entre IRFOC et SC :

Avant de commencer le processus de comparaison, nous devons boiter pour expliquer un peu le concept de commande scalaire de la MAS, tel que ce mécanisme consiste à imposer aux bornes de son induit, le module de la tension ou du courant ainsi que la pulsation. Ce mode de contrôle offre le plus simple quant à sa réalisation, mais pareillement le moins performant, surtout pour les faibles vitesses de fonctionnement, cependant, au niveau des puissances variables. Son principe est de maintenir $\frac{v}{f}$ statique ce qui signifie préserver le flux aussi statique. Le contrôle du couple se fait l'action sur le glissement. [61]

Remarque :

Les résultats implémentés dans les tableaux suivants cela a été fait dans un autre travail basé à des essais expérimentales pour chaque point utilisé dans cette étude comparative.

Maintenant, il est possible de trouver quelque similarité entre le bloc de chaque commande, cette similarité est montrée dans le tableau suivant :

IRFOC	SC
I_{sq}	ω_r
$F_1 = \sqrt{i_{sd0}^2 + i_{sq}^2}$	$F = i_{m0} \sqrt{\frac{1 + (\omega_r T_r)}{1 + (\frac{\sigma_r}{\sigma_r + 1} \omega_r T_r)^2}}$
$F_2 = \tan^{-1}\left(\frac{i_{sd}}{i_{sd0}}\right)$	N'existe pas
$F_3 = \frac{i_{sd}}{T_r \cdot i_{sd0}}$	Bloc de gain

Tableau (III.1) : Représentation les blocs de commande de l'IRFOC et la SC. [62]

Les résultats obtenus pour la commande à flux orienté (IRFOC) et pour la commande (SC) sont notablement plus proches. On remarquera pourtant que la convergence est considérablement plus rapide dans la commande vectorielle, l'excès en couple, obtenus par flux orienté, en raison de choix du réglage du régulateur type PI de couple. En revanche, la commande (SC) montre un taux d'ondulation sensiblement supérieur à celui. Selon le tableau ci-dessous on tire quelques résultats entre les deux commandes. [62]

/	La commande scalaire (SC)	La commande vectorielle (IRFOC)
Régime	Basée sur le modèle en régime permanent.	Basée sur le modèle en régime transitoire.
Avantages	* Simple à implanter.	* Précise et rapide. * Contrôle du couple à l'arrêt.
Inconvénients	* Dynamique lente.	* Chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP ...).
Contrôle	Contrôle des grandeurs en amplitude.	Contrôle des grandeurs en amplitude et en phase.

Tableau (III.2) : Quelques résultats entre les deux commandes (IRFOC) et (SC).

Ces résultats s'avèrent clairement que les performances de commande scalaire sont moins robustes et rapides que la commande vectorielle, mais elle est plus simple à réaliser. Cela prouve notre point de vue, dont la sélection parfaite de technique de commande en présence de la machine asynchrone.

Nous passons maintenant à une autre stratégie de commande aussi populaire, cette dernière est une proposition alternative intéressante qui rentre dans le cadre des commandes appliquées à la machine asynchrone, on parle ici d'une commande directe du couple appelée (DTC).

3-6-2 Comparaison entre IRFOC et DTC :

La technique de commande directe du couple nommée sous le terme anglo-saxon (Direct torque control) est introduite en 1985 par TAKAHASHI. Plusieurs travaux ont permis une modélisation stricte de cette approche. Cette méthode consiste à contrôler directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple. Ces interrupteurs ne sont plus commandés par des consignes de tension et de fréquence accordée à la commande d'un onduleur à modulation de largeur d'impulsion, nous en concluons que cette technique exclut la MLI de son fonctionnement lorsque nous utilisons un ensemble contenant un convertisseur. Cette stratégie porte un autre concept qui est le choix direct des vecteurs de tension d'après la différence entre la référence et la valeur réelle du couple et flux.

L'objectif de cette commande est de donner au vecteur représentant le flux statorique la direction déterminée à partir les valeurs de consigne. [63]

Maintenant, nous avons atteint le point le plus important lequel est la comparaison entre la commande vectorielle et la commande direct de couple aux niveaux des variables commandées, régulateurs, contrôle du couple et du flux, les avantages et les inconvénients, tous se sont illustré dans les tableaux suivants :

/ / /	Commande vectorielle (FOC).	Commande directe du couple (DTC).
Variables commandées	Couple. Flux rotorique.	Couple. Flux statorique.
Variables senties	Vitesse mécanique. Courant statorique.	Tension statorique. Courant statorique.
Variables estimées	Fréquence. Flux rotorique de position.	Couple. Flux statorique.
Régulateurs	Trois courants statoriques. Régulateurs (hystérésis).	Régulateur de couple(hystérésis). Régulateurs du flux statorique(hystérésis).
Contrôle du couple	Directement contrôle par le courant statorique. Haute dynamique. Ondulations du couple.	Contrôle directement. Haute dynamique. Contrôlées les ondulations du couple.
Contrôle du flux	Indirectement contrôle par le courant statorique. Dynamique lente.	Contrôle directement. Dynamique rapide.
Complexité d'implémentation	Elevée.	Moyenne.
Référence	d-q Tournant.	d-q Stationnaire.

Tableau (III.3) : Tableau de comparaison entre FOC et DTC.

/	FOC	DTC
Avantages	<ul style="list-style-type: none"> - Assez bonne dynamique et meilleure stabilité en régime permanent. - basse fréquence d'échantillonnage. - moins d'ondulations de couple et de courant. 	<ul style="list-style-type: none"> - Commande issue directement des comparateurs, pas de transformation entre repères. - Pas de boucles de régulations de courants, et pas de circuits de découplages. - Suppression de l'étage MLI. - Une dynamique excellente du couple et de la vitesse. - pas de capteur de vitesse. - très simple à mettre en œuvre.

Tableau (III.4) : Représentation les avantages de FOC et DTC.

/	FOC	DTC
Inconvénients	<ul style="list-style-type: none"> - Plus de temps de calcul, (transformations de repères et découplage). - Sensible aux variations paramétriques du rotor. - Modulateur. - Plusieurs boucles de Régulations. - Nécessite un capteur de vitesse et bonne estimation de ω_{sl}. 	<ul style="list-style-type: none"> - Fréquence de commutation grande et variable. - Dépendance à la résistances statorique, et a la bande d'hystérésis des comparateurs. - Ondulations dans le courant et le couple. - Estimation du couple et du flux peut robuste. - Bruis acoustique.

Tableau (III.5) : Représentation les inconvénients de FOC et DTC.

On peut bien remarquer que chaque commande est différente de l'autre que ce soit au niveau de comparaison, ou l'application.

Désormais nous pouvons conclure que les deux méthodes présentent chacune des avantages et des inconvénients, compte tenu des progrès actuels en matière de calculateurs et de composants semi-conducteurs il est compliqué de les départager, la meilleure méthode sera alors celle qui sera renforcée par les techniques contemporains afin d'en maintenir les avantages et éliminer les inconvénients. [64]

3-7 La simulation :

Grace à sa puissance de calcul on a choisi, comme précédemment, le Logiciel Matlab /Simulink pour simuler le comportement de la machine asynchrone avec association à l'onduleur de tension à cinq niveaux de type NPC commandé par MLI vectorielle. Ensuite nous avons focalisé à la commande vectorielle par orientation de flux indirecte (IRFOC) toute en montrant leurs atouts par rapport à d'autres techniques.

Pour accomplir cette tâche de simulation, il est essentiel de poser les trois conditions suivantes :

- 1- La mesure indirecte du flux.
- 2- Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux.
- 3- Nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor.

Le schéma Simulink de notre système est illustré comme suit :

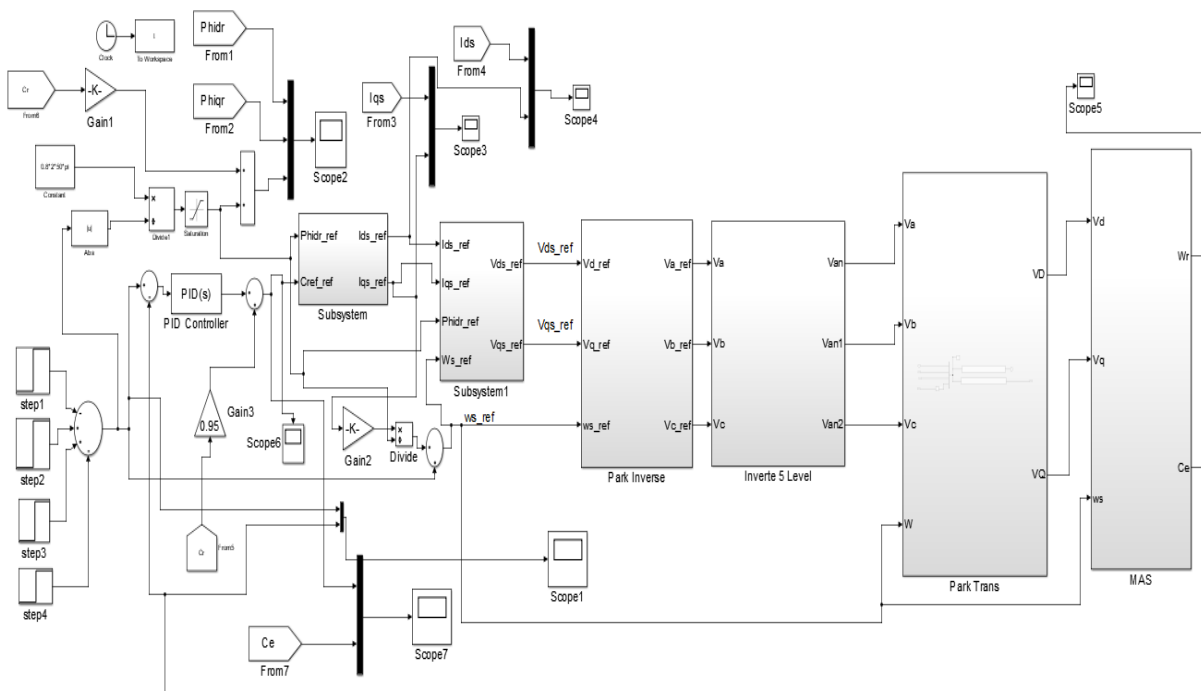


Figure (3.16) : Onduleur NPC à cinq niveaux alimente une MAS commandé vectoriellement.

Dans notre cas nous avons opté la méthode de compensation par retour d'état.

3-7-1 Les résultats de la simulation :

Les figures ci-dessous indique les résultats obtenus par simulations de la commande vectorielle indirecte en boucle fermée, on présente les différentes grandeurs de la machine (courant, flux, vitesse de rotation et couple électromagnétique) dans différents cas de fonctionnement,

A l'instant on démarre le moteur à vide avec une consigne de vitesse égale à 1500 tr/min . puis la consigne est changée à 1350 tr/min à l'instant 3s , par la suite on revient à 1500 tr/min . Après l'établissement une charge de 10 (N.m) vient s'ajouter à partir de l'instant 5s , puis à l'instant 4s on change la vitesse de référence à 1650tr/min . Ensuite au-delà de 6s on revient à la consigne précédente 1500 tr/min .

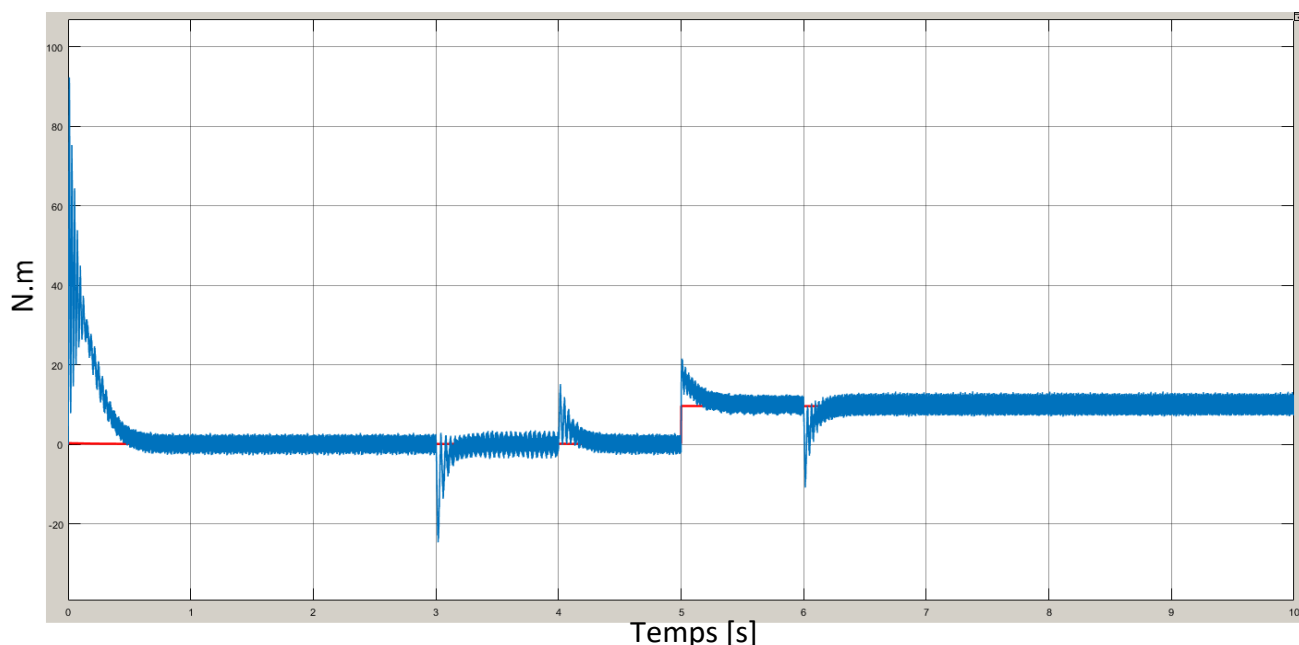


Figure (3.17) : Couple électromagnétique comparer avec couple résistant référentiel.

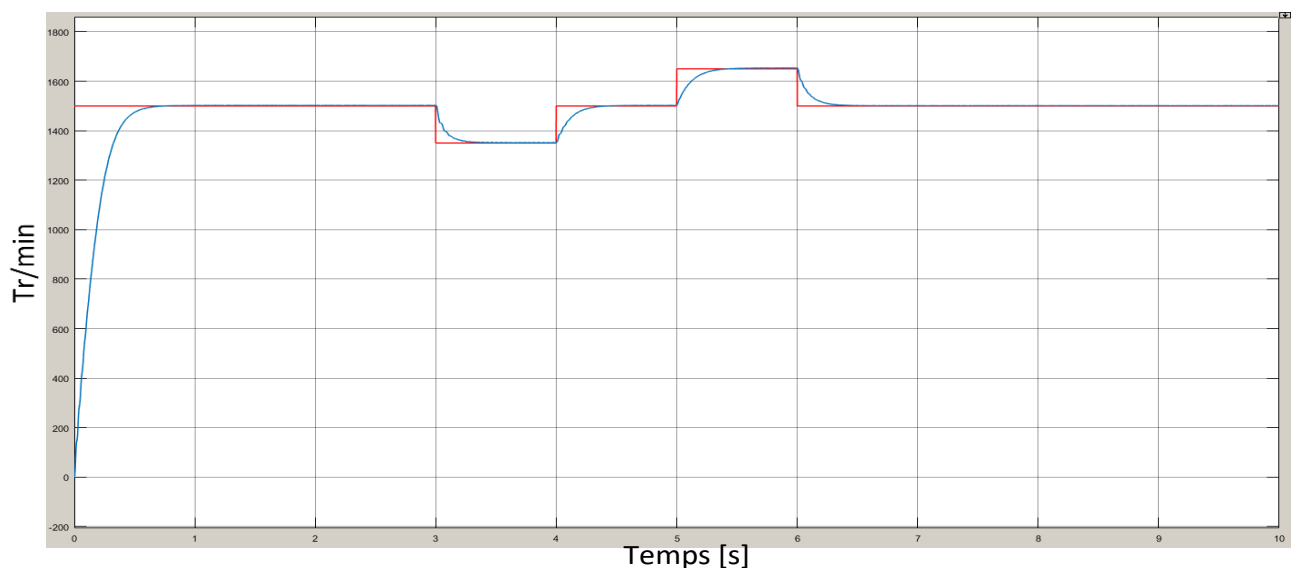


Figure (3.18) : Vitesse rotative de la machine commandée vectoriellement.

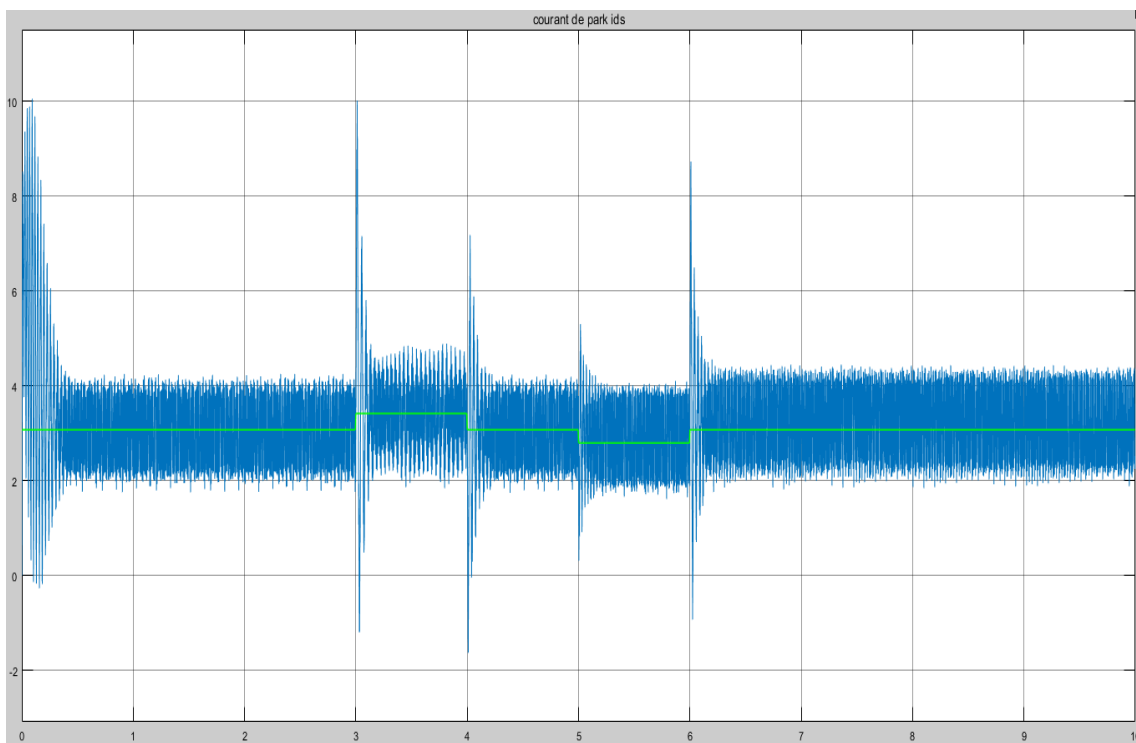


Figure (3.19) : Courant statorique de Park sur l'axe direct (composante de flux).

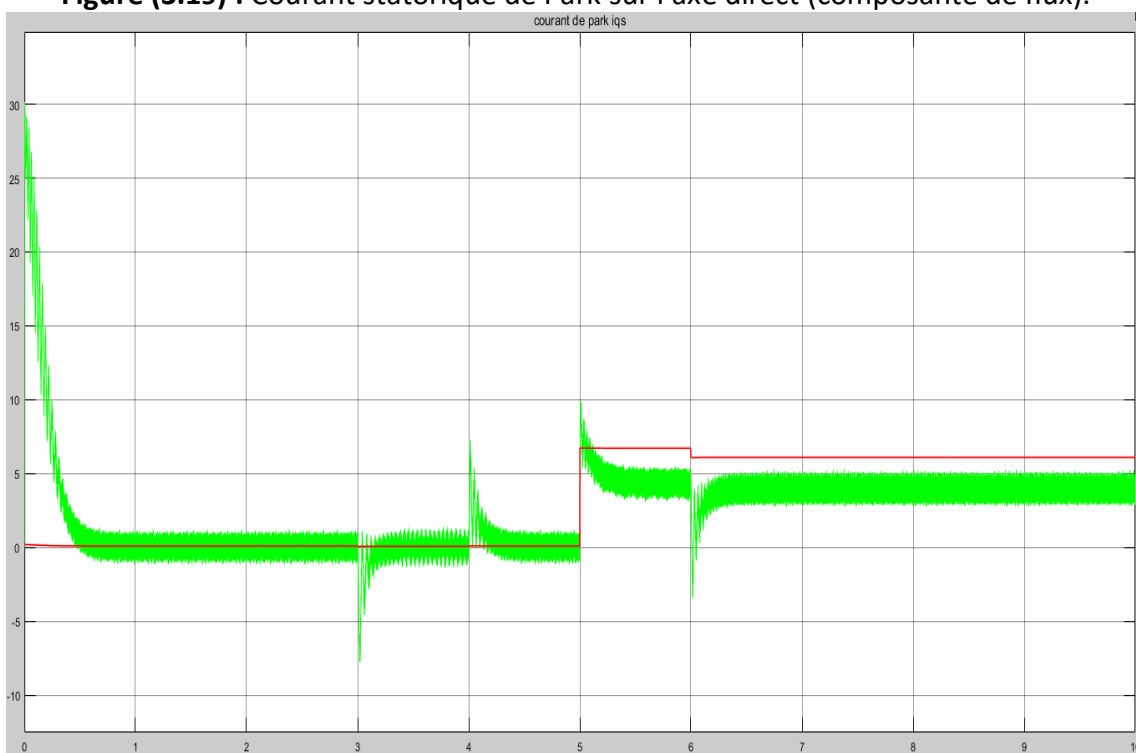


Figure (3.20) : Courant statorique de Park sur l'axe quadrature (composante de couple).

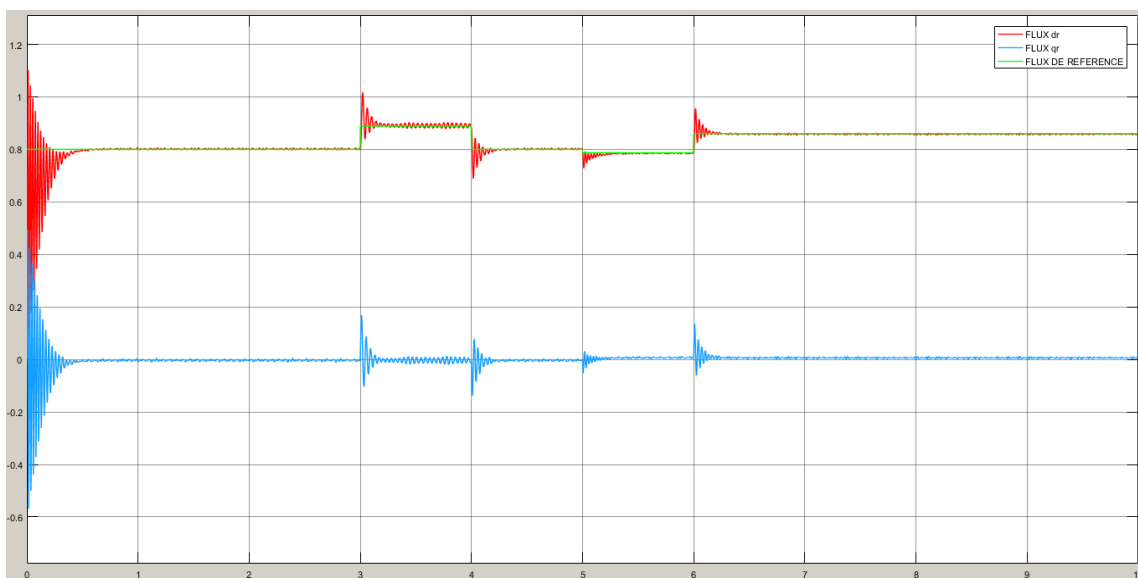
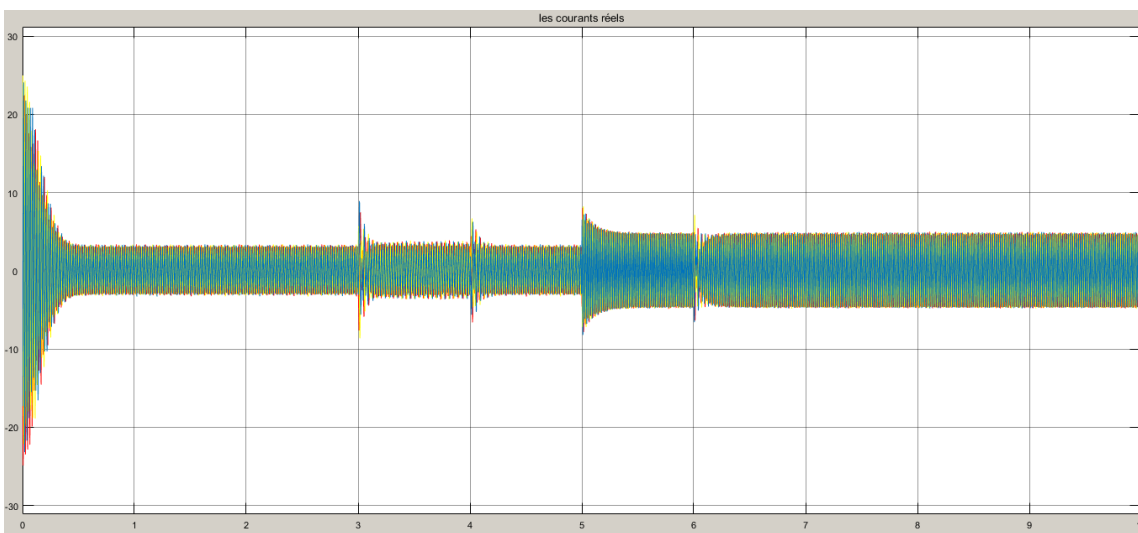
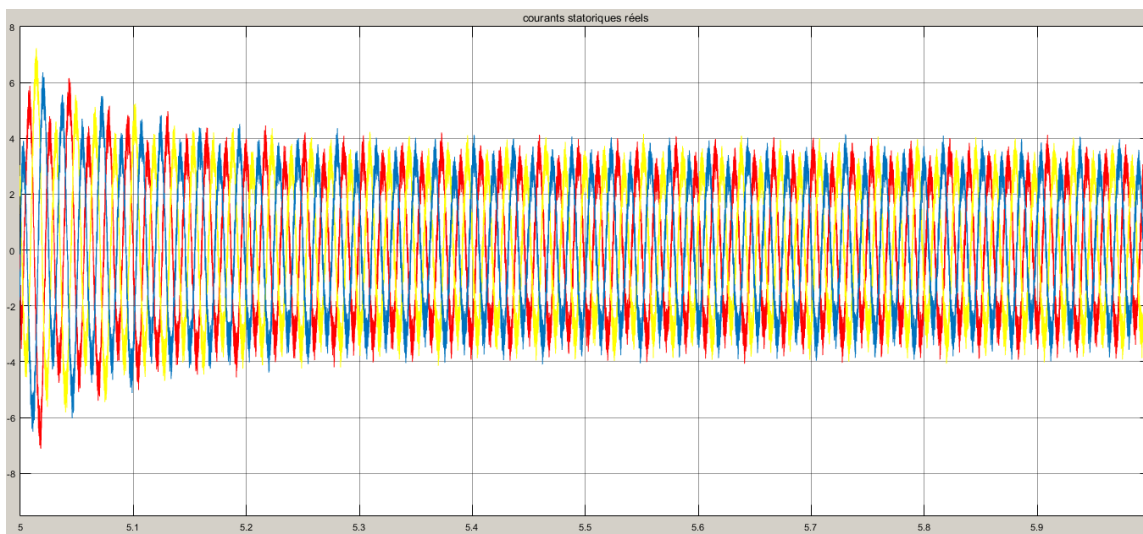


Figure (3.21) : Les flux rotorique de Park soumis à un flux de référence.



Faire un zoom entre (5-6s) :



Faire un deuxième zoom entre (5.5-5.6s) :

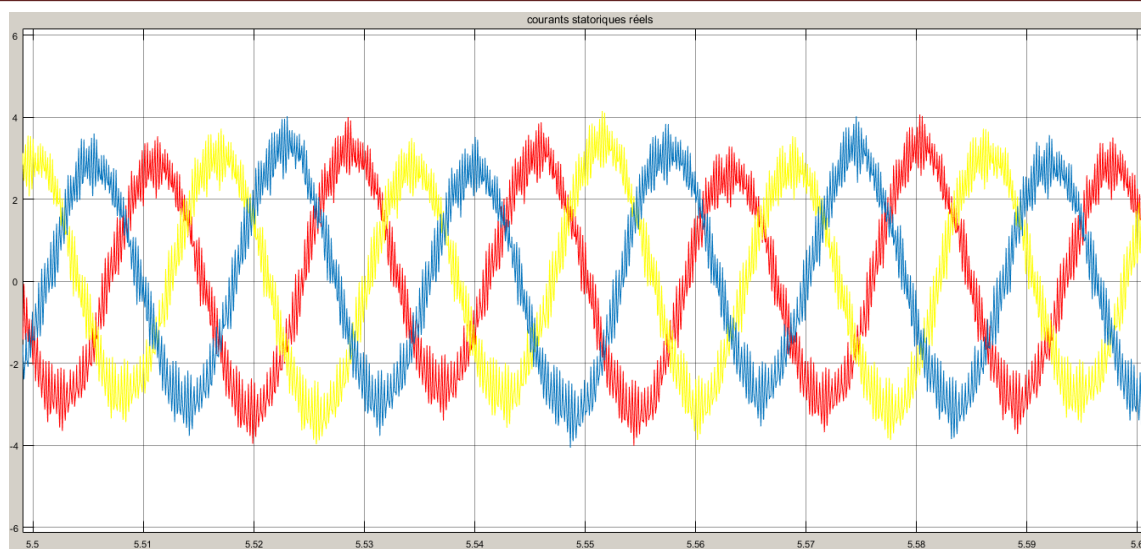


Figure (3.22) : Les courants statorique réel (I_{as}, I_{bs}, I_{cs}).

3-7-2 Analyse et interprétation des résultats obtenus :

La figure (3.17) représente le couple électromagnétique. Au début, durant le test à vide (0→5s), on a remarqué que le couple au démarrage commence par des perturbations puis il se stabilise à 0 N.m à l'instant 0.5s. Durant l'essai en charge (5→10s) on a appliqué un couple de charge égale à 10 N.m jusqu'à l'instant 10s, on remarque une augmentation du couple électromagnétique délivré par la machine accompagnée avec des perturbations dans les régimes transitoires

La figure (3.18) représente la vitesse de rotation de la machine sa référence. On observe que la vitesse suit bien sa référence dans tous les cas avec petites écarts dans les phases de transitions qui sont corrigés rapidement par le régulateur.

La figure (3.21) représente les flux rotorique (Phi_{dr}, Phi_{qr}) on remarque que Phi_{qr} est nulle dans les régimes établis, Phi_{dr} commence par des perturbations puis il se stabilise sur 0.8 web ensuite augmente à 0.89 web durant la période (3→4s) après avoir revenir à 0.8 web. Au moment d'application de la charge le flux reste constant jusqu'à l'instant de changement de la consigne à 1650tr/min à ce stade il prend la valeur 0.89 web.

La figure (3.19) et la figure (3.20) représentent respectivement le courant statorique i_{ds} et le courant statorique sur l'axe quadrature i_{qs} , on remarque que i_{ds} reste aux alentours de 3,1 mA en suivant le courant de référence, il subit également à des perturbations dans les instants transitoires. On peut aussi remarquer une ressemblance entre la composante directe du courant statorique et celle du flux rotorique et une autre entre la composante en quadrature du courant et le couple électromagnétique, cette ressemblance traduit le découplage de la machine.

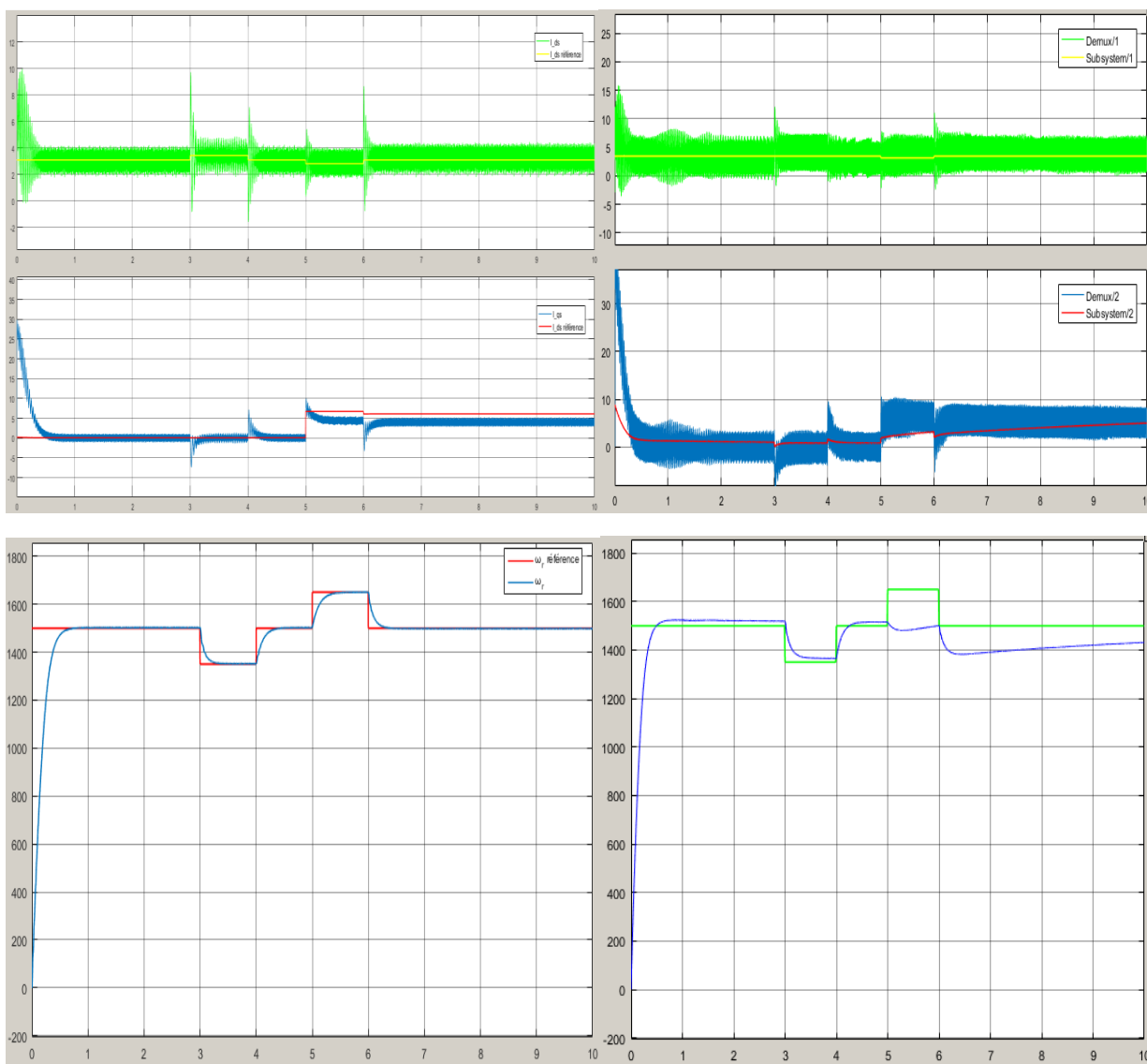
La figure (3.22) représente les courants statoriques réels absorbés par la machine, on remarque que ces courant présentent des pics dans les régimes transitoires qui sont disparaît par la suite, les signaux des trois courants prennent une forme très proche à la sinusoïdale. Ceci confirme encore l'efficacité de l'onduleur triphasé à cinq niveaux de type NPC.

A titre de comparaison, on va reproduire le comportement de la machine asynchrone commandée vectoriellement lorsqu'elle est associée à un onduleur classique (à deux niveaux).

Les deux figures suivantes : (3.23) et (3.24), représentent le comportement en boucle fermée de la machine lorsqu'elle est associée respectivement à un onduleur cinq niveaux de type NPC et à un onduleur à deux niveaux. Les deux essais sont faits sous les mêmes conditions. De cette étude est de connaître l'effet d'onduleur utilisé dans des simulations pareilles.

On a procédé la comparaison au niveau des grandeurs suivantes :

- Les courants de Park statorique I_{ds} et I_{qs} .
- La vitesse rotorique de moteur ω_r .
- Le couple électromagnétique C_e .
- Les flux de Park rotorique φ_{dr} et φ_{qr} .



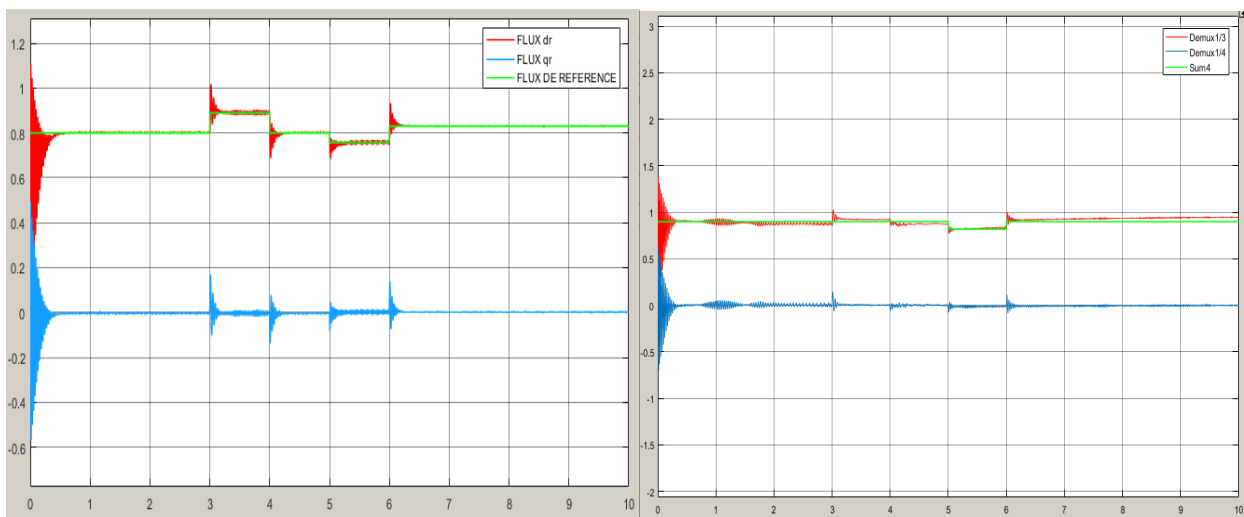
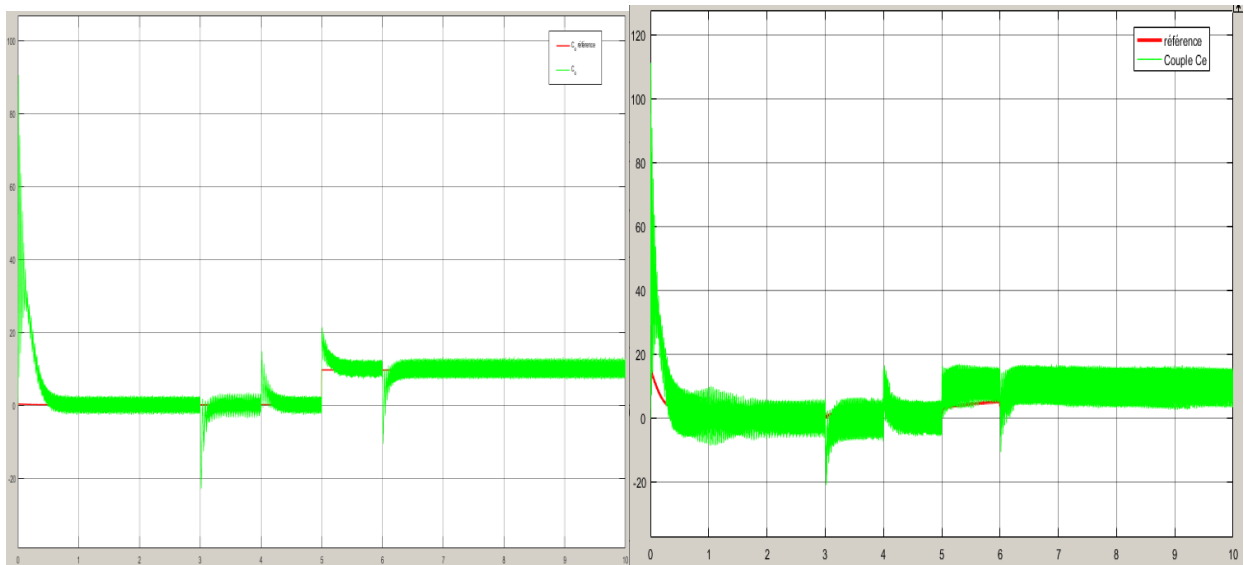


Figure (3.23) : Les résultats de simulation en utilisant un Onduleur NPC à cinq niveaux.

Figure (3.24) : Les résultats de simulation en Utilisant un Onduleur classique à deux niveaux.

Comme conclusion, on remarque que les signaux du couple électromagnétique et des courants de Park dans le cas des onduleurs à cinq niveaux à structure NPC sont beaucoup meilleur que celui obtenus par un onduleur à deux niveaux.

Une autre remarque intéressante concernant la tension d'entrée de l'onduleur Sachant que la tension continue utilisée pour l'onduleur à structure NPC est plus faible à celle utilisée pour l'onduleur classique.

3-8 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons abordé l'aspect purement théorique de la commande vectorielle. D'abord nous avons fait une étude générale sur cette dernière et en particulier nous avons détaillé la technique de commande vectorielle indirecte orienté à flux rotorique (IRFOC) pour son efficacité par rapport à d'autres issues de la commande vectorielle.

Pour cela, nous avons fait une modélisation de cette dernière (IRFOC) en précisant les différentes méthodes de découplage entre l'axe d et q de la machine, afin de montrer les similitudes du moteur asynchrone au moteur à courant continu de point de vue commande de flux et couple. Par la suite nous avons entamé le calcul des régulateurs.

En second lieu, et après avoir procédé le défluxage, nous avons fait une étude comparative entre la commande vectorielle et les commandes (SC et DTC), cela pour justifier notre choix tout en exposant leur avantages et inconvénients ainsi d'autres propriétés (référence, régime, variables commandés, mode de contrôle, régulateurs).

Ensuite, après avoir associé la machine à l'onduleur NPC à cinq niveaux, l'étude est validée par une simulation numérique en présentant les différentes grandeurs du système.

Finalement, une étude comparative est faite par rapport à un onduleur classique.

Conclusion générale

Conclusion générale :

Dans ce travail on a présenté l'onduleur multiniveau de topologie NPC associée à la machine asynchrone, cette dernière commandée vectoriellement.

La première partie on a établi le modèle mathématique de la machine alimentée par une source de tension alternative après l'utilisation de transformation de Park pour simplifier les équations différentielles de la machine asynchrone, cette dernière nous a permis de changer la machine triphasée réelle en une machine biphasée virtuelle pour la simplicité de simulation sur MATLAB SIMULINK.

La deuxième partie du travail, nous avons représenté l'onduleur multiniveau associé à la machine asynchrone de topologie NPC à deux niveaux et à cinq niveaux par MLI sinusoïdale.

Ce convertisseur utilise des diodes comme dispositifs de serrage, il a plusieurs avantages, parmi lesquelles nous pouvons citer :

- Les composants de puissance à semi-conducteur bloquent une tension inverse égale seulement à la moitié de la tension de la source continue.
- Cette topologie peut être généralisée et les principes employés dans la topologie d'onduleur à trois niveaux peuvent être étendus pour l'utilisation dans des topologies avec n'importe quel nombre de niveaux.
- Toutes les phases partagent le même bus continu.
- La fréquence fondamentale assure un haut rendement.
- La méthode de contrôle est relativement simple.

L'onduleur à cinq niveaux de type NPC commandé par MLI sinusoïdale nous a donné un signal de la tension plus proche de la sinusoïdale, il contient moins d'harmonique (THD=21.43 pour $m=60$).

La troisième partie, nous avons étudié le principe de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC) de la machine asynchrone, après nous avons présenté les résultats de simulation de la commande vectorielle en utilisant l'onduleur NPC à cinq niveaux pour l'alimentation, puis nous avons effectué une étude comparative entre la simulation précédente et avec une autre simulation de même concept mais alimentée par un onduleur conventionnelle classique à deux niveaux, pour prouver l'avantage d'onduleur NPC multi-niveaux.

La chose plus importante dans cette commande est la connaissance de la position du flux rotorique pour avoir contrôlé la machine asynchrone, l'étude théorique a été validée par les résultats obtenus dans la simulation sur MATLAB SIMULINK.

A la fin, nous avons trouvé que cette commande a beaucoup contribué au développement de l'industrie et spécialement en Europe qui utilise cette dernière comme un variateur de vitesse, pour l'onduleur NPC il est plus utilisable dans le domaine de l'énergie renouvelable (l'énergie éolienne & solaire) dû à ses caractéristiques et ses résultats satisfaisants pour l'élimination des harmoniques à chaque fois on augmente le niveau (cinq niveaux il est mieux que trois niveaux) et ce que nous avons prouvé dans notre travail.

Annexe A :

Paramètres de la machine asynchrone :

$$P_n = 1.1 \text{ Kw.}$$

$$f_s = 50 \text{ Hz.}$$

$$V_n = 220/380 \text{ V.}$$

$$N_r = 1500 \text{ tr/min.}$$

$$R_s = 6.03 \ \Omega.$$

$$R_r = 6.085 \ \Omega.$$

$$L_s = 0.03 \text{ H.}$$

$$L_r = 0.03 \text{ H.}$$

$$L_m = 0.495 \text{ H.}$$

$$J = 0.011787 \text{ Kg.m}^2.$$

$$P = 2.$$

$$F_v = 0 \text{ Kg.m}^2/\text{s.}$$

L'onduleur cinq niveaux NPC :

$$r = 0.8.$$

$$V_{dc} = 650 \text{ V.}$$

$$m = 60.$$

Annexe C :

Paramètres de l'onduleur NPC à cinq niveaux associé avec la machine asynchrone commandé vectoriellement (IRFOC)

La machine asynchrone :

$$P_n = 1.5 \text{ Kw.}$$

$$f_s = 50 \text{ Hz.}$$

$$V_n = 220/380 \text{ V.}$$

$$N_r = 1500 \text{ tr/min.}$$

$$R_s = 4.85 \ \Omega.$$

$$R_r = 3.805 \ \Omega.$$

$$L_s = 0.261 \text{ H.}$$

$$L_r = 0.263 \text{ H.}$$

$$M = 0.260 \text{ H.}$$

$$J = 0.031 \text{ Kg.m}^2.$$

$$P = 2.$$

$$f_v = 0 \text{ Kg.m}^2/\text{s.}$$

L'onduleur NPC à cinq niveaux :

$$r = 0.8.$$

$$V_{dc} = 200 \text{ V.}$$

$$m = 60.$$

L'onduleur classique à deux niveaux :

$$r = 0.8.$$

$$V_{dc} = 300 \text{ V.}$$

$$m = 60.$$

Bibliographique

- [1] : Noureddine Benbaha « Commande Robuste Tolérante Aux Défauts Application à La Machine à Courant Alternatif » Thèse de doctorat, université de Batna, 2009.
- [2] : Achour Abdelmalek, Aichouche Azzedine « Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone », P.F.E, université de M'sila, 2005.
- [3] : Rezgui Salah eddine « Commande de machine électrique en environnement Matlab /Simulink et Temps réelle application à la MAS : Commande Vectorielle sans Capteur mécanique SVPWM, Mode Glissant, MRAS » P.F.E, Université de Constantine, 2009.
- [4] : Abed Khodir, « technique de commande avancées appliquées aux machines de type asynchrone » thèse de doctorat en électrotechnique, Université Mentouri de Constantine, 2010.
- [5] : L. Baghli « Modélisation et Commande de La Machine Asynchrone », IUFM de Lorraine-UHP, 2005.
- [6] : Radouane Bousseksou « Modélisation on Analytique de Machine Asynchrone Application au Diagnostic » Mémoire de Magister en électrotechnique, Université Mentouri de Constantine, 2007.
- [7] : Rebbah Redjem « Calcul et Conception Assistée par Ordinateur des Machines électriques. Application au Moteur Asynchrone » Mémoire de Magister en électrotechnique, Université Mentouri de Constantine, 2006.
- [8] : Hamadou Adil et Nessissen Abdelkader « Modélisation numérique d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil » » P. F.E Pour l'obtention de Master Académique, Université Djilali Bounaama de Khemis Miliana, 2015.
- [9] : Mellak Oussama et Djilali Mohamed Amine « Discrimination des défauts d'un Moteur Asynchrone Triphasé » » P. F.E Pour l'obtention de Master Académique, Université Saad Dahlab de Blida, 2019.
- [10] : H. Taibi et S. Boukhatem « Modélisation des défauts statoriques et rotoriques d'un Moteur Asynchrone par la méthode des éléments finis » » P. F.E Pour l'obtention de Master Académique, 2017.
- [11]- Yves-Laurent, Machine asynchrone - Définition et Explications, Date de Publication : 21 octobre 2007, Dernier Mise à Jour : 14 juin 2020, **Disponible à l'adresse** : <https://www.techno-science.net/definition/3186.html>.
- [12] : Bapio Bayala, Machines Electriques. Formation Continue- Techniciens Supérieurs Ingénieur Electrotechniciens. 2010.
- [13] : Sadouki Hocine et Boukhatem Sid Ahmed, « Modélisation des défauts statoriques à cage d'un Moteur Asynchrone Par La Méthode des éléments Finis » P. F.E Pour l'obtention de Master Académique, 2017.

- [14] : Badache Houaria, « Modélisation et Commande d'une Machine Asynchrone Associée à Un Onduleur MLI Avec Défaut Dans Le Convertisseur », P. F.E Pour l'obtention de Master Académique, Université Saad Dahlab de Blida, 2016.
- [15] : Djedia Djedid et Hammi Hichem « Etude et Modélisation Du Moteur Asynchrone à Double Cage », P. F.E Pour l'obtention de Master Académique, Université Kasdi Merbah de Ouargla, 2017.
- [16] : Khelifi Bachir et Boughella Youcef « Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Alimentée Par Un Onduleur Multi-Niveaux de Type PUC », P. F.E Pour l'obtention de Master Académique, Université Saad Dahlab de Blida, 2017.
- [17] : Kaci Yahia « Etude d'une Nouvelle Approche MLI (PWM) En Temps Réel Basée Sur Le Principe Des Réseaux de Neurones Destinée Aux Véhicules électriques », P. F.E Pour l'obtention de Master Académique, Université de Tizi-Ouzou, 2015.
- [18] : Bennoui Hassina « Apport de La Logique Floue et des Réseaux de Neurones Pour La Commande Avec Minimisation Des Pertes de La Machine Asynchrone » P. F.E Pour l'obtention de Master Académique, Université de Batna.
- [19] : Bouhafna Sebti « Commande Par DTC d'un Moteur Asynchrone Apport des Réseaux de Neurones », P. F.E Pour l'obtention de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, 2013.
- [20] : Djeriou Salim « Simulation d'un Système Photovoltaïque Alimentant une Machine Asynchrone », P. F.E Pour l'obtention de Master Académique, Université de Ferhat Abbas, 2011.
- [21] : Dissa Abdennour « Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire » P. F.E Pour l'obtention de Master Académique, Université de Batna.
- [22] : Ben Zemamouche Houria « Application de la MLI Vectorielle aux Onduleurs Multi niveaux à base de GTO et d'IGBT » P. F.E Pour l'obtention de Master Académique, Université Badji Mokhtar-Annaba, 2010.
- [23] : Tiaiba Abd elbassit « Utilisation d'un Onduleur Multi-niveaux pour la compensation de l'énergie électrique » P. F.E Pour l'obtention de Master Académique, Université Mohamed Boudiaf de M'Sila, 2016.
- [24] : Kambiz Arab Tehrani « Conception, Synthèse et application d'une Nouvelle Commande Robuste par PID fractionnaire pour les Onduleurs Multiniveaux » Thèse Pour obtenir le grade de Docteur de l'INPL, Université de Lorraine, 2010.
- [25] : Mesbahi Nadhir, « Contribution à l'Etude des Performances des Onduleurs Multi-niveaux sur les Réseaux de Distribution », Thèse de Doctorat, Option Réseaux Electriques. Université Badji Mokhtar de Annaba, 2014.
- [26] : Ouakaf Ahmed « Etude comparative des onduleurs multi niveaux Cascade et NPC », P. F.E Pour l'obtention de Master Académique, Université Mohamed Boudiaf de M'Sila, 2014.
- [27] : MANSOURI Abdallah « Commande des Onduleurs Multiniveaux », P. F.E Pour l'obtention de Master Académique, Université Mohamed Boudiaf de M'Sila, 2016.

- [28] : Boucheritte Wafa." Convertisseurs multiniveaux dans les systèmes PV Connectés au réseau », Mémoire de Magister en Electrotechnique, Option de Energies renouvelables. Université Mohamed Khider de Biskra,2013.
- [29] : Faïçal Mnif « Etude et Réalisation des lois de commande par mode de Glissement et par approche Géométrique : Application à un Onduleur De Tension Monophasés », Thèse présentée à l'université du Québec à Trois-Rivières Comme Exigence Pour l'obtention du Déplume de maitrise sciences appliquées en électronique industrielle, Université du Québec.1991.
- [30] : OUNEJJAR Youssef, « Convertisseur Électronique De Puissance Multiniveaux et À Faible Répercussion Sur Le Réseau Électrique », Comme Exigence Partielle À L'obtention Du DOCTORAT EN Génie électrique Ph. D, Université Du QUÉBEC, 2011.
- [31] : Laboratoire des sciences de l'Eau et de l'Environnement S2E, « Régulateur PID », Université Cadi Ayyad Marrakech, 2011.
- [32] : Luc-André GRÉGOIRE, « Convertisseur à cellule empilée faible à taux de distortion Harmonique : conception et mise en œuvre », P.F.E, université du Québec, 2010.
- [33] : DELLALOU Kheireddine, « Stratégies De Commande Des Onduleurs Multiniveaux (MLI ST et MLI Vectorielle) », P. F.E Pour l'obtention de Master Académique, Université Badji Mokhtar de Annaba, 2019.
- [34] : BOUMEDDIENE Ilies Rabah. « Commande d'un onduleur triphasé (Etude Expérimentale) », P. F.E Pour l'obtention de Master Académique en Electrotechnique, Spécialité Ingénierie des systèmes Electromécanique. Université de M'sila, 2014.
- [35] : BOUAKAZ Ouahid, « Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone », Mémoire de MAGISTER, Université Badji Mokhtar de Annaba, 2006.
- [36]: Rakesh Parekh « VF control of 3-Phase Induction Motor Using Space Vector Modulation », Technologie de micro puce Inc, 2005.
- [37] : AMARIR Said, « Contributions Aux Surtensions et Courants Haute Fréquence Dus à La Réflexion de L'onde dans Les Câbles D'alimentation Des Entraînements à Vitesse Variable à Commande PWM », Comme Exigence Partielle À L'obtention Du DOCTORAT EN Génie électrique Ph. D, Université Du QUÉBEC, 2008.
- [38] : ITEEM, (1994), « Partie 04 : Onduleur de tension », Moteurs Asynchrones, *Eurostar Paris-Londres*, (pp. 37).
- [39]: Dr. ABBAS Ahmed, (2019), « SVM of Three Phase Two Level Inverter », University alexandrine-Egypt, (pp. 141-158).
- [40] : BRIGHEN Haroun et HALAIMIA Sahouane, « Etude et analyse de la commande des onduleurs Multi-niveaux par MLI sinusoïdale » P. F.E Pour l'obtention de Master Académique, Université Larbi Tessi de Tébessa, 2016.
- [41] : Siriroj Sirisukprasert, « Optimized Harmonic Stepped-Waveform for Multilevel Inverter », P. F.E Pour l'obtention de Master Académique en génie électrique, Virginia Polytechnique Institute, Septembre 1999.
- [42]: B. K. Bose, "Power Electronics and AC Drives", Edition Practice Hall, 1986.
- [43] : L. M. Tolbert, « Multilevel converters for Large Electric Drives », IEEE Transactions sur Demande de l'industrie, Vol. 35, (pp. 36-44), Janvier/Fevrier 1999.

- [44]: Takafumi Maruyama, Masayochi Kumano, Masahiro Ashiya, « A New Asynchronous PWM Method for a Three Level Inverter», IEEE, (pp.366-371), 1991.
- [45] : BOUAKAZ OUAHID, « Contribution à l'Analyse des Onduleurs Multiniveaux Fonctionnement Symétrique et asymétrique », Mémoire d'ingénieur d'état, Département d'électrotechnique, université de Batna, 2005.
- [46] : TALHA Abdelaziz, « Etude d'une Cascade de deux Générateurs Photovoltaïques Onduleur Multiniveaux NPC – MSAP » (pp. 556), 2008, *Fifth International Conference on Electrical Engineering CEE'08, Batna, Algeria*.
- [47] : BAZI Smail, « Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension », Mémoire Ingénieur D'état, Université de Batna, 1995.
- [48] : Benoît Robyns, Bruno François, Philippe Degobert, et Jean-Paul Hautier : « Commande Vectorielle de La Machine Asynchrone », Livre, 2007.
- [49] : Fezzani Amor « Commande Robuste de la Machine à Induction par Adaptation Paramétrique », P.F.E, université de Batna, 2009.
- [50] : ACHOURI Radouane et HIDOUCHE Mohamed, « Commande Vectorielle de La Machine Asynchrone -Simulation Sur Le Logiciel SIMPLORER- Validation Expérimentale sur Banc D'essai » Thèse d'ingénieur, Electrotechnique Ecole National Polytechnique, 2007.
- [51] : Y. D. Landau, « Adaptive Control », Le Modèle Référence Approche. Inc., New-York, 1979.
- [52] : MEZIAN Salima, « Commandes adaptative et prédictive de la machine asynchrone », Thèse de doctorat, Mentouri de Constantine 2009.
- [53] : LASHAB Abderezak, « Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone sous la Carte DS1104 », Mémoire de Magistère, Université Mentouri de Constantine, 2012.
- [54]: B. K. Bose, « Modern Power Electronics and AC Drives », Chapitre 8: Prentice Hall, New Jersey, 2001.
- [55] : MICKAEL Hilaret, « Application des Outils du Traitement du Signal à La Commande des Machines Tournantes Thèse de Doctorat, Université de Nante, 2001.
- [56] : CHOUBAR Khoutir, « modélisation de la machine asynchrone », Mémoire d'ingénieur d'état, Université de m'sila ,2006.
- [57] : Kahla Mourad et Cheurfi EL Amin : « Commande des Entraînements des Actionneurs Électriques, Simulation et Régulation de Vitesse de La Machine Asynchrone Asservissement et Implémentation sous STEP 7 », Romandes, 2007.
- [58] : BAHY Hamza et CHAOULI Ramy, « Etude Et Synthèse d'une Commande Par Retour d'état », P. F.E Pour l'obtention de Master Académique, 2018.
- [59] : SALLOUM Georges, « Contribution à la Commande Robuste de La Machine Asynchrone à Double Alimentation », Thèse de DOCTORAT, L'institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.
- [60] : CHEKIMA Djamel, « Commande d'un Moteur Asynchrone par Logique Floue », P. F.E Pour l'obtention de Master Académique, Université D'EL-Oued, 2014.
- [61] : A. Habbadi, « Commande Numérique d'une Machine Asynchrone Alimentée Onduleur de Tension MLI », Thèse de Doctorat, 2000.

- [62] : TROUDI Zakaria et MAAROUF Housseem Eddine, « Etude Comparative Entre La Commande Scalaire et La Commande Vectorielle Pour une Machine à Induction », P. F.E Pour l'obtention de Master Académique, 2011.
- [63] : *CHAOUCH Souad*, « *Commande Vectorielle Robuste d'une Machine à Induction sans Capteur de Vitesse* », *Thèse de doctorat, Université de Batna, 2005.*
- [64] : TEGGAR Ayoub, « Etude Comparative Entre La Commande Vectorielle à Flux Oriente et La Commande Directe du Couple de La Machine Asynchrone », P. F.E Pour l'obtention de Master Académique, 2016.
- [65] : BLHAOUCHET Nouri, « Fonctionnement de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées Application de la Qualité de l'Energie », P. F.E Pour l'obtention de Master Académique Université de Sétif, 2017.
- [66] : CHEBBAH Mohamed Talel, « Etude et Simulation d'un Convertisseur Multiniveaux Type PUC », Thèse pour l'Obtention de la Maitrise en Energies Renouvelables, Université de Québec, 2014.
- [67] : IMARAZENE Khoukha, « Application des Réseaux de Neurones à la Commande par Elimination d'Harmoniques des Onduleurs Multiniveaux », 2005.
- [68]: S. Kouro et al, « Recent advances and industrial applications of multilevel converters». IEEE Transactions on Industrial Electronics» vol. 57, No. 8, Aout 2010.
- [69] : Djaafer LALILI « MLI Vectorielle et Commande Non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multiniveaux. Application à la Conduite de la Machine Asynchrone ».