

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Centre Universitaire BOUSSOUF Abdelhafid -Mila
Institut des Sciences et Technologie
Département de Génie Mécanique et Électromécanique



N°Ref :.....

Projet de Fin d'Etude préparé En vue de l'obtention du diplôme
de MASTER
Spécialité : Electromécanique

Modélisation et contrôle d'une machine asynchrone
double alimentation MADA avec un convertisseur
multi-niveaux

Réalisé par :

- DJEMAH Firas
- ZETILI Yasser

Soutenu devant le jury :

M. M.TIAR
M.me M.BENENIA
M.me S.HADEF

Présidente
Examinateur
Promoteur

Année universitaire : 2022/2023

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Dédicaces

C'est avec grand plaisir que je dédie ce modeste travail.

*A mes chers parents pour leurs encouragements, amours
et soutiens durant mon parcours scolaire. C'est grâce à
leurs conseils et sacrifices que j'ai été guidé e vers la
réussite.*

*A celles que j'aime beaucoup et qui m'ont soutenue tout au
long de ce projet, mes sœurs*

*A mes chers frères que dieu les protège
A toute ma famille et mes amies*

*A mon binôme " YASSER " pour sa patience et sa
compréhension tout au long de ce projet*

FIRAS

Dédicaces

A ma chère mère DAOUIA

Qui me donne toujours l'espoir de vivre et qui n'a jamais cessé de prier pour moi, je ne saurai te remercier comme il se doit. Ton affection me couvre, ta bienveillance me guide et ta présence à mes côtés a toujours été ma source de force pour affronter les différents obstacles.

A mon père "MOHAMED". Tu as toujours été là pour moi, avec tes conseils sages et ta bienveillance constante. Tu étais un père extraordinaire. Repose en paix

A mes très chères frères " IMAD, NADIR, RAOUF, ET Mon jumeau droit AYMANN ", pour leur appui et leur encouragement

A mes très chères sœurs " SIHEM, SOUMIA, HASNA, et IMANE "
Pour leurs encouragements permanents et leur soutien moral

A chaque famille de ZETILI et Ali MOUSSA

A mon binôme " FIRAS " pour sa patience et sa compréhension tout au long de ce projet

Aux enfants de mes frères et sœurs.

À tous mes amis et camarades."Ramzi, Aboubaker, Mohamed, Fattah, Amar, Houcine, Chamso, Yasser, Islam,

Faïssel, Rabeh, Ala, "

A tous ceux qui m'aiment et que j'aime.

YASSER

Remerciement

Avant tout, nous remercions ALLAH tout puissant et miséricordieux de nous avoir donné la force, le courage, la persistance et nous a permis d'exploiter les moyens disponibles à fin d'accomplir ce modeste travail. Merci de nous avoir éclairé le chemin de la réussite.

Nous tenons tout d'abord à exprimer toutes nos reconnaissances et nos profonds respects a notre encadrant **SOUHILA HADEF** docteur au département électromécanique centre universitaire abdelhafid boussouf Mila , Pour avoir dirigé ce travail, pour toute la compréhension qu'il a montré la disponibilité et la patience, pour sa générosité scientifique, ses conseils précieux et ses encouragements qui nous ont permis de mener à bien réaliser ce travail.

Nous exprimons nos profonds remerciements aux membres de Jury d'avoir accepté d'évaluer notre travail :

A notre président du jury **M.TIAR** docteur au département electromécanique centre universitaire abdelhafid boussouf Mila, c'est un réel plaisir pour nous que vous avez accepté de présider notre jury de mémoire.

A notre examinatrice **M. BENENIA** docteur au département electromécanique centre universitaire abdelhafid boussouf Mila nous sommes fières que vous avez accepté d'examiner et de juger notre modeste travail de fin d'étude.

Merci

Liste de symboles :

as, bs, cs: Correspondent aux trois phases du stator.

ar, br, cr: : Correspondent aux trois phases du rotor.

$[v_{as} v_{bs} v_{cs}]^T \cdot [v_{ar} v_{br} v_{cr}]^T$: Vecteurs des tensions statoriques et rotoriques (V).

$[i_{as} i_{bs} i_{cs}]^T \cdot [i_{ar} i_{br} i_{cr}]^T$: Vecteurs des courants statoriques et rotoriques (A).

$[\varphi_{as} \varphi_{bs} \varphi_{cs}]^T \cdot [\varphi_{ar} \varphi_{br} \varphi_{cr}]^T$: Vecteurs des flux statoriques et rotoriques (Wb).

R_s, R_r : Résistance statorique et rotorique (Ω).

L_s, L_r : Inductances cycliques statoriques et rotoriques (H).

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques (H).

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques (H).

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor (H).

M: Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques (H).

σ : Coefficient de dispersion.

d : Indice de l'axe direct.

q : Indice de l'axe en quadrature.

o : Indice de l'axe homopolaire.

[A]: Matrice de Park.

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

θ_s : Position de stator (rad).

θ : Position entre l'axe statorique as et l'axe rotorique ar (rad).

θ_r : Position électrique de rotor (rad).

ω_s : Pulsation statorique.

ω_r : Pulsation rotorique.

ω_{sr} : Pulsation électrique des grandeurs rotoriques (Pulsation de glissement).

ω_m : vitesse angulaire de rotation du rotor.

$\omega_n = P \cdot \Omega_n$: Vitesse angulaire nominale de la machine (rad/sec).

Ω_n : Vitesse de rotation mécanique nominale de la machine (rad/sec).

Ω : Vitesse de rotation mécanique du rotor (rad/sec).

Ω_m : Vitesse de rotation mécanique (rad/sec).

f_s, f_r : Fréquence statorique et rotorique (Hz).

f : Fréquence de la tension de référence (Hz).

f_p : fréquence de la porteuse (Hz).

f_r : fréquence de la référence

V_{ref} : l'amplitude de la modulante

V_p : la valeur crête de la porteuse

$V_{abc\ ref}$: tension de référence sinusoïdale à trois phases

m : L'indice de modulation

r : Le taux de modulation

$v_{sd} \cdot v_{sq}$: Composantes de la tension statorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d,q) (V).

$v_{rd} \cdot v_{rq}$: Composantes de la tension rotorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d,q) (V).

$i_{sd} \cdot i_{sq}$: Composantes du courant statorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d,q) (A).

$i_{rd} \cdot i_{rq}$: Composantes du courant rotorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d,q) (A).

$\varphi_{sd} \cdot \varphi_{sq}$: Composantes du flux statorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d,q) (Wb).

$\varphi_{rd} \cdot \varphi_{rq}$: Composantes du flux rotorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d,q) (Wb).

φ_{sn} : Flux statorique nominal (Wb).

C_e : Couple électromagnétique (N.m).

C_r : Couple résistant (N.m).

J : Moment d'inertie des parties tournantes (Kg.m²).

f : Coefficient de frottement (N.m.sec/rad).

p : Nombre de paires de pôles.

u_d : tension de bus continu (V).

$s = \frac{d}{dt}$: Opérateur de Laplace.

$T_r \cdot T_s$: Constante de temps statorique et rotorique.

K_i : Gain intégral.

K_p : Gain proportionnel.

$K_{id} \cdot K_{pd}$: Gains proportionnel et intégral de régulateur PI du courant rotorique directe.

$K_{iq} \cdot K_{pq}$: Gains proportionnel et intégral de régulateur PI du courant rotorique quadrature.

$K_{i\varphi} \cdot K_{p\varphi}$: Gains proportionnel et intégral de régulateur PI du flux statorique.

$K_{i\Omega} \cdot K_{p\Omega}$: Gains proportionnel et intégral du contrôleur de vitesse IP.

τ_e : Constante de temps électrique.

τ : Constante de temps.

ξ : Constante d'amortissement.

Abréviations utilisées :

MADA : Machine Asynchrone à Double Alimentation

DFIM : Doubly Fed Induction Machine

CVD : Commande Vectorielle directe

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion

PI : Proportionnel Intégral

MCC : Machine à Courant Continu MCC

DFOC: Direct Field Oriented Control

IFOC: Indirect Field Oriented Control

NPC: Point Neutre clamping.(Neutral Point Clamping)

Sommaire :

Sommaire	I
Liste des tableaux	IV
Liste des figures	V
Introduction générale	1
Chapitre I : Généralité et modélisation d'une machine asynchrone double alimentation	
I.1 Introduction	4
I.2 Généralité sur la machine asynchrone à double alimentation	4
I.2.1 Structure des machines asynchrones à double alimentation.....	4
I.2.2 Classification des machines asynchrone double alimentation	5
I.2.2.1 Machine à double alimentation à rotor bobiné (standard)	5
I.2.2.2 Machine double alimentation en cascade asynchrone	6
I.2.2.3 Machine double alimentation sans balais.....	6
I.2.3 Modes de fonctionnement	7
I.2.4 Les Domaines d'application de la MADA.....	9
I.2.5 Avantages et inconvénients de la MADA	10
I.2.5.1 Avantages de la MADA.....	10
I.2.5.2 Inconvénients de la MADA.....	10
I.3 Modélisation et simulation de MADA	11
I.3.1 Modèle effectif de la MADA	11
I.3.2 Equations électriques de la machine asynchrone à double alimentation	12
I.3.3 Équations magnétiques :.....	13
I.3.4 Le couple électromagnétique.....	14
I.3.5 Application de la transformation de Park à la MADA.....	15
I.3.6 Equations électriques dans le repère de Park.....	16
I.3.7 Equations magnétiques	19
I.3.8 Expression du couple électromagnétique	20
I.3.9 Equation mécanique	20
I.3.10 Choix du référentiel	20
I.3.10.1 Référentiel lie au stator	20
I.3.10.2 Référentiel lie au rotor	21

I.3.10.3 Référentiel lie au champ tournant	21
I.3.11 Résultats de simulation	21
I.3.11.1 Structure de la MADA	21
I.3.11.2 Résultats de simulation de la MADA.....	22
I.4 Conclusion.....	26

Chapitre II : les convertisseurs multi-niveaux

II.1 Introduction	28
II.2 Définition des onduleurs	28
II.2.1 Classifications des onduleurs	29
II.2.1.1 Onduleur autonome.....	29
II.2.1.2 Onduleur non autonome	29
II.2.1.3 Onduleurs hybrides ou intelligents	29
II.3 Les convertisseurs multi-niveaux.....	29
II.3.1 Intérêt des onduleurs multi-niveaux	29
II.3.2 Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux.....	30
II.3.2.1 Onduleurs à diode de bouclage (NPC).....	31
II.3.2.2 Onduleur multi niveaux à condensateurs flottants (cellule imbriquées) .	35
II.3.2.3 Onduleurs multi niveaux en cascade.....	36
II.4 Commande par modulation de largeur d'impulsions	37
II.4.1 Résultats de simulation de la commande MLI sinus-triangle	40
II.5 Conclusion	42

Chapitre III : La commande vectorielle

III.1 Introduction	44
III.2 Les variantes de la commande vectorielle.....	45
III.3 Principe de la commande vectorielle	45
III.3.1 Couple électromagnétique d'une MADA.....	46
III.3.2 Couple électromagnétique d'une MCC.....	46
III.4 Procède d'orientation du flux	47
III.5 Commande vectorielle par orientation du flux statorique.....	47
III.6 Méthodes de la commande vectorielle.....	49
III.6.1 La méthode directe (DFOC).....	49
III.6.2 La méthode indirecte (IFOC).....	50
III.7 Construction de la commande vectorielle directe	50
III.7.1 Défluxage.....	51

III.7.2 Principe du découplage par compensation	51
III.7.3 Estimation du flux statorique.....	52
III.7.4 Dimensionnement des régulateurs.....	53
III.8 Résultats de simulation	57
III.8.1 Simulation de la machine MADA avec onduleur/ MLI.....	57
III.8.2 Simulation de la commande vectorielle direct de de MADA	59
III.8.3 Résultats de Simulation de la CVD de MADA	60
III.8.3.1 Démarrage à vide suivi d'une déférente valeur de couple résistant Cr (N.m).....	60
III.8.3.2 Sans couple résistant et diminution de la vitesse de référence.....	62
III.8.3.3 Inversion du sens de rotation	64
III.9 Conclusion.....	65
Conclusion générale.....	68
Bibliographie	70
Annexes	74
Résumé	76

Liste des tableaux :

Tableau (I.1) : Le flux et la tension dans le repère de Park	20
Tableau (II. 1) : Représentations des séquences qui sont à éviter	32
Tableau (II. 2) : Etats possibles de l'onduleur NPC à trois niveaux	33
Tableau (II. 3) : Etats possibles de l'onduleur NPC à cinq niveaux	34
Tableau (III. 1) : Diffèrent niveaux du couple de charge par le temps.....	60

Liste des figures :

Figure (I. 1) : Représentation de la machine asynchrone à double alimentation	4
Figure (I. 2) : Classification des machines électriques à double alimentation.....	5
Figure (I. 3) : Schéma de principe de la machine à double alimentation à rotor bobiné (standard) .	6
Figure (I. 4) : Schéma de principe de la machine double alimentation en cascade asynchrone	6
Figure (I. 5) : Schéma de principe de la machine double alimentation sans balais.....	7
Figure (I. 6) : Modes de fonctionnement de la MADA	9
Figure (I. 7) : Représentation schématique d'une machine asynchrone à double alimentation.....	12
Figure (I. 8) : Principe de la transformation de Park appliquée à la MADA	15
Figure (I. 9) : Modèle de la MADA dans le repère de PARK	19
Figure (I. 10) : structure de de la MADA	22
Figure (I. 11) : Schéma de simulation de la MADA.....	22
Figure (I. 12) : Résultats de simulation de la MADA à vide.	24
Figure (I. 13) : Résultats de simulation de la MADA lors du démarrage avec charge.	25
Figure (II. 1) : Schéma de principe de la conversion Continu -Alternative (DC – AC).....	28
Figure (II. 2) : Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux	30
Figure (II. 3) : Structure d'un onduleur NPC à trois niveaux	31
Figure (II. 4) : Bras d'un onduleur à trois niveaux	32
Figure (II. 5) : Allure de tension par bras d'un NPC trois niveaux	33
Figure (II. 6) : Bras d'un onduleur à cinq niveaux	33
Figure (II. 7) : Allure de tension par bras d'un NPC cinq niveaux	35
Figure (II. 8) : structure d'un onduleur à cellules imbriquées à trois niveaux (Triphasé)	35
Figure (II. 9) : structure unipolaire d'un onduleur à cellules imbriquées à cinq niveaux.....	36
Figure (II. 10) : schémas principaux d'un onduleur triphasé à trois niveaux	37
Figure (II. 11) : structure monophasée d'un onduleur cascade à cinq niveaux	37
Figure (II. 12) : Stratégies de modulation des convertisseurs multiniveaux	38
Figure (II.13) : Illustration de la méthode de modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale.	39
Figure (II. 14) : la simulation de l'onduleur NPC trois niveaux avec commande MLI.....	40
Figure (II. 15) : Signaux de référence V_a, V_b, V_c et deux porteuse	40
Figure (II. 16) : Tension composée de sortie de l'onduleur V_a, V_b, V_c	41
Figure (III. 1) : différentes stratégies de commande vectorielle.....	44
Figure (III. 2) : principe de la commande vectorielle orientation du flux statorique.	47
Figure (III. 3) : Orientation du flux statorique	48

Figure (III. 4) : Principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA	50
Figure (III. 5) : Schéma de régulation de courant i_{rd}	53
Figure (III. 6) : Schéma de régulation de courant i_{rq}	55
Figure (III. 7) : Schéma de régulation du flux statorique	55
Figure (III. 8) : Boucle de régulation de vitesse avec régulateur PI	56
Figure (III. 9) : Machine MADA avec onduleur/MLI	57
Figure (III. 10): Vitesse (rad/s)	58
Figure (III. 11) : Couple électromagnétique (N.m)	58
Figure (III. 12) : Courant rotorique (A)	58
Figure (III. 13) : Courant statorique (A)	58
Figure (III. 14) : Flux rotorique (Wb)	59
Figure (III. 15) : Flux statorique (Wb)	59
Figure (III. 16) : schéma bloc de la commande vectorielle direct	60
Figure (III. 17) : La Vitesse de MADA (rad/s)	60
Figure (III. 18) : Couple électromagnétique (N.m)	61
Figure (III. 19) : courant statorique (A)	61
Figure (III. 20) : Courant rotorique (A)	61
Figure (III. 21) : Flux rotorique (Wb)	61
Figure (III. 22) : Flux statorique (Wb)	62
Figure (III. 23) : Vitesse (rad/s)	62
Figure (III. 24) : Couple électromagnétique (N.m)	62
Figure (III. 25) : Courant statorique (A)	63
Figure (III. 26) : Courant rotorique (A)	63
Figure (III. 27) : Flux statorique (Wb)	63
Figure (III. 28) : Flux rotorique (Wb)	63
Figure (III. 29) : Couple électromagnétique (N.m)	64
Figure (III. 30) La vitesse (rad/s)	64
Figure (III. 31) Courant rotorique (A)	64
Figure (III. 32) Flux rotorique (Wb)	65
Figure (III. 33) Courant statorique (A)	65
Figure (III. 34) : Flux statorique (Wb)	65

Introduction générale

Introduction générale

Les machines asynchrones sont largement utilisées dans les secteurs industriels en raison de leur simplicité de construction et de leur fiabilité. Elles représentent plus de 80 % des dispositifs utilisés dans la conversion électromécanique de l'énergie. Cependant, leur dynamique non linéaire pose un défi important, ce qui rend la commande de ces machines assez complexe.

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) connaît une popularité croissante en raison des avantages qu'elle présente par rapport aux autres types de machines à vitesse variable. Son utilisation dans la chaîne de conversion électromécanique en tant qu'aérogénérateur ou moteur a connu une croissance spectaculaire ces dernières années.

Au début des années 90, l'évolution des propriétés des semi-conducteurs de puissance a stimulé la croissance du marché des convertisseurs destinés aux applications de moyenne et forte puissance, allant de quelques kilowatts à plusieurs mégawatts dans la gamme du kilovolt. Cette évolution a eu un impact significatif sur le secteur industriel, mais a également influencé les systèmes de génération d'énergie électrique [1]. La forme d'onde de la tension de sortie des onduleurs multi-niveaux se compose d'un certain nombre de niveaux intermédiaires obtenus à partir des tensions aux bornes des condensateurs. La topologie la plus couramment utilisée est basée sur la connexion en série des onduleurs monophasés à deux niveaux [2] [3] [4]. Afin de fournir une tension de sortie acceptable, il est nécessaire de contrôler la tension du condensateur grâce à une alimentation stable et de réaliser un montage économique en profitant du nombre réduit de composants semi-conducteurs.

Pour un fonctionnement à des vitesses variables, il est nécessaire d'ajouter un convertisseur à Modulation à Largeur d'Impulsions (MLI) entre la machine et le réseau. Quelle que soit la vitesse de rotation de la machine, la tension est redressée et un onduleur connecté du côté réseau assure la cohérence entre la fréquence du réseau et celle délivrée par le dispositif.

La machine asynchrone à double alimentation présente essentiellement un comportement non linéaire en raison du couplage entre le flux et le couple électromagnétique. La commande vectorielle par orientation du flux selon un axe privilégié permet de réaliser un découplage entre le flux et le couple.

L'objectif de cette technique est de pouvoir commander la machine asynchrone de la même manière qu'une machine à courant continu à excitation indépendante, où il existe un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit).

Le plan de travail du mémoire constitué de trois chapitres organisés comme suit :

- **Le premier chapitre**, il présente les aspects généraux de la machine à double alimentation. Nous avons examiné sa structure, ses différentes classifications, son mode de fonctionnement, ainsi que ses avantages, inconvénients et domaines d'application. Et présente la modélisation et la simulation de la machine asynchrone à double alimentation. Nous avons utilisé la transformation de Park pour rendre le système plus contrôlable et nous avons réalisé des simulations en utilisant le logiciel MATLAB/SIMULINK.
- **Le deuxième chapitre**, Nous aborderons plusieurs aspects liés aux convertisseurs multiniveaux et à la commande par modulation de largeur d'impulsions (MLI) dans le contexte des onduleurs. Nous commencerons par explorer les convertisseurs multiniveaux et examinerons les différentes topologies disponibles pour ces onduleurs. Ensuite, nous pencherons sur le principe de fonctionnement des convertisseurs multiniveaux et nous parvenons à Etats possibles de l'onduleur NPC à trois et cinq niveaux, Et nous l'avons représenté dans un tas des allures.
- **Le troisième chapitre**, il présente la commande vectorielle directe par orientation de flux statorique de la machine asynchrone à double alimentation avec régulateur PI, est consacré à la simulation, nous avons utilisé le MATLAB/SIMULINK comme moyen de simulation de notre système.
- **Finalement**, Une conclusion générale synthétisera les points les plus marquants de ce travail et ouvrira une perspective afin de guider des initiatives futures d'évolution et de recherche.

**Chapitre I :
Généralité et
modélisation d'une
machine
asynchrone double
alimentation**

I.1 Introduction

La machine à double alimentation (MADA), également connue sous le nom de "doubly-fed induction machine (DFIM)", est une machine triphasée à courant alternatif avec deux enroulements triphasés accessibles, ces enroulements permettent d'alimenter ou d'extraire de la puissance de la machine [5].

Ce type de machine nécessite une seule source d'alimentation alternative qui peut fournir de l'énergie aux deux côtés de la machine. Cela présente un avantage majeur, en particulier dans les domaines de l'entraînement et de la génération à vitesse variable.

Le glissement de la machine à double alimentation peut être modifié en utilisant des convertisseurs de puissance côté statorique, côté rotorique ou même les deux simultanément.

I.2 Généralité sur la machine asynchrone à double alimentation

I.2.1 Structure des machines asynchrones à double alimentation

La MADA est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné qui est alimentée par ses deux armatures. Elle possède un stator similaire à celui des machines triphasées classiques, qu'elles soient asynchrones ou synchrones.

Le rotor de la MADA est composé de trois bobinages connectés en étoile, dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices, Lorsque la machine tourne, des balais frottent sur ces bagues conductrices. [6],[7]

La figure suivante représente la structure de la machine asynchrone à double alimentation.

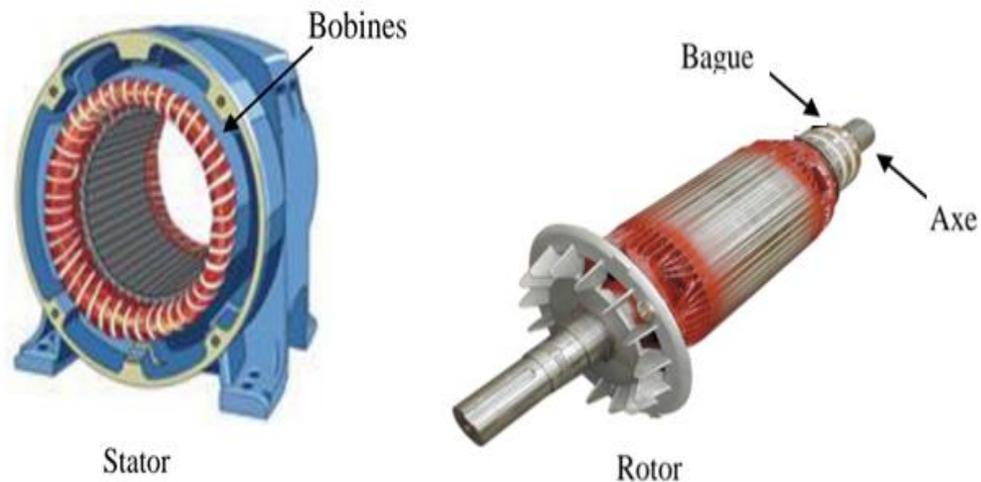


Figure (I. 1) : Représentation de la machine asynchrone à double alimentation

I.2.2 Classification des machines asynchrone double alimentation

La classification de la machine asynchrone à rotor bobiné est issue d'une recherche bibliographique menée dans le domaine des machines à double alimentation.

Les différentes variantes les plus intéressantes et les plus développées de la machine à double alimentation sont classifiées selon un organigramme présenté précédemment.

Le schéma de principe et la description de chaque variante seront détaillés ci-dessous [8].

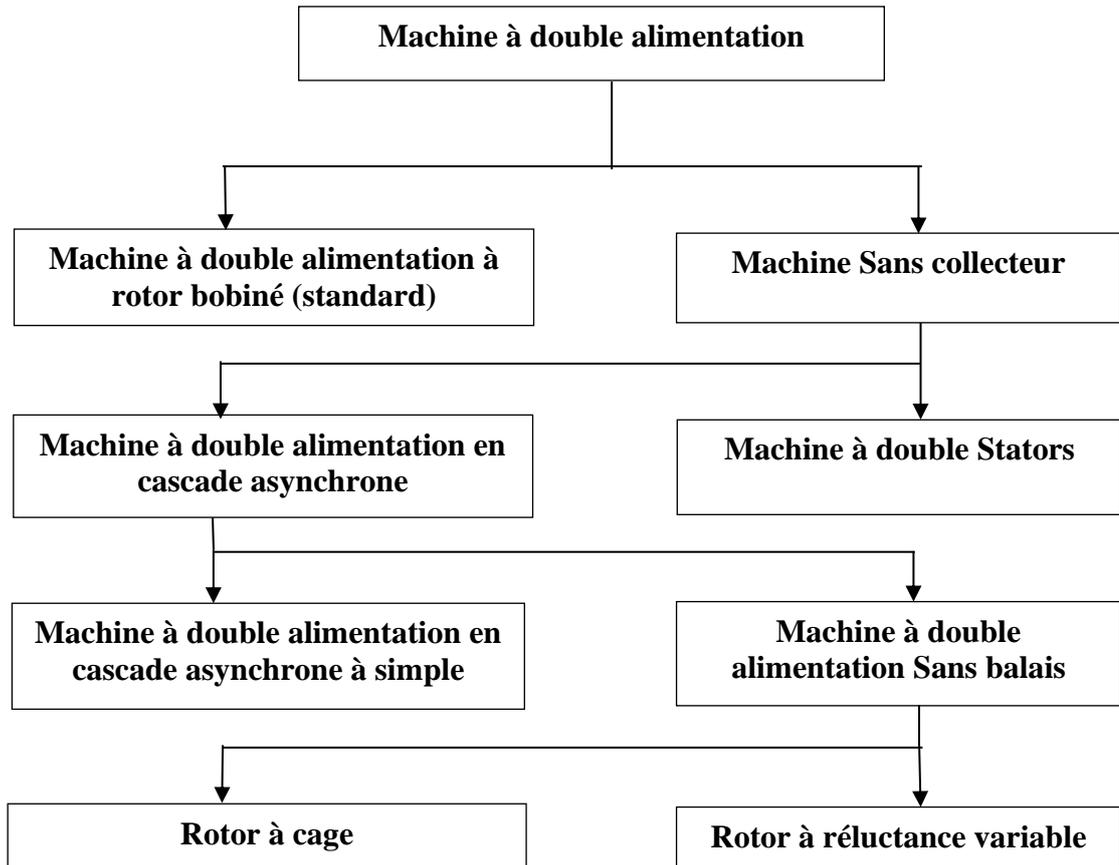


Figure (I. 2) : Classification des machines électriques à double alimentation

I.2.2.1 Machine à double alimentation à rotor bobiné (standard)

La Figure I.3 illustre le schéma de principe de ce type de machines, où le stator est alimenté directement par le réseau électrique, tandis que le rotor est alimenté par le biais d'un convertisseur alternatif-alternatif. Cela permet de contrôler le glissement de la machine, Il convient de noter que le convertisseur bidirectionnel mentionné dans la figure peut être un convertisseur indirect (AC/DC/AC) composé d'un redresseur et d'un onduleur, ou un convertisseur direct (AC/AC) tel qu'un cyclo-convertisseur ou un convertisseur matriciel [8].

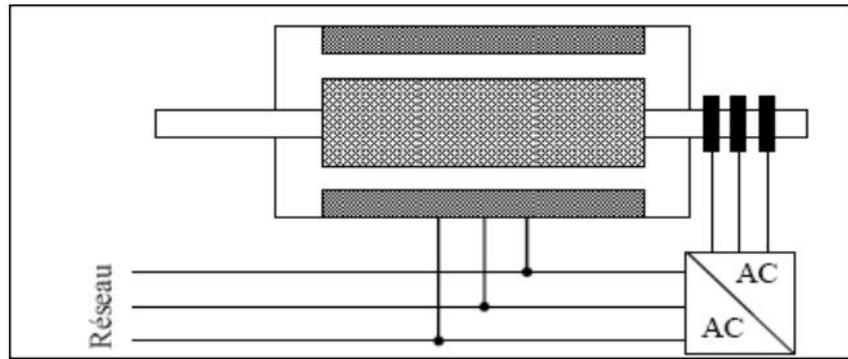


Figure (I. 3) : Schéma de principe de la machine à double alimentation à rotor bobiné (standard)

I.2.2.2 Machine double alimentation en cascade asynchrone

La machine à double alimentation en cascade asynchrone est composée de deux machines asynchrones avec des rotors bobinés qui sont connectés mécaniquement et électriquement, comme la montre la Figure I.4.

Le stator de l'une des machines est directement connecté au réseau électrique, tandis que l'autre est connecté au réseau via un convertisseur AC/AC pour ajuster la fréquence. Il est également possible de contrôler l'ensemble du système à travers le stator alimenté par le convertisseur [8].

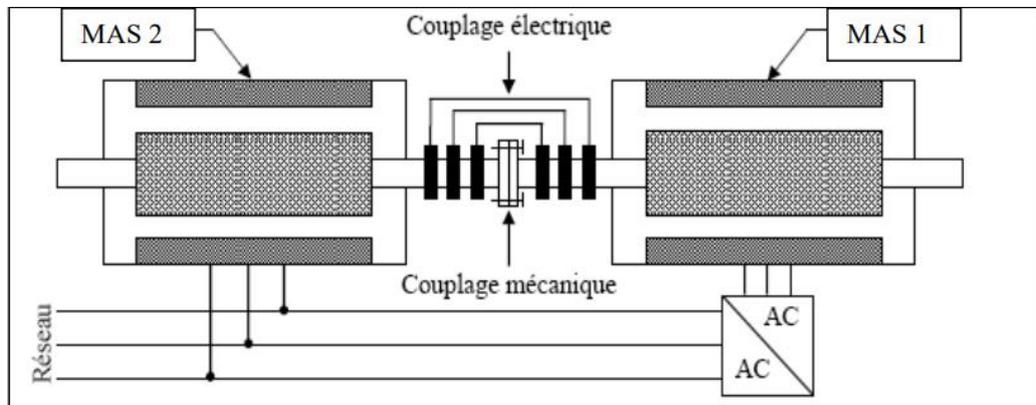


Figure (I. 4) : Schéma de principe de la machine double alimentation en cascade asynchrone

I.2.2.3 Machine double alimentation sans balais

La machine asynchrone à double alimentation est constituée de deux enroulements logés dans la même armature du stator, ayant des nombres de paires de pôles différents. L'un des enroulements est directement alimenté par le réseau électrique, tandis que l'autre est alimenté par le biais d'un convertisseur AC/AC (voir Figure I.5). Le rotor de cette machine

Chapitre I : Généralité et modélisation d'une machine asynchrone double alimentation
 Possède un nombre de paires de pôles égal à la somme des nombres de paires de pôles des deux enroulements du stator [8].

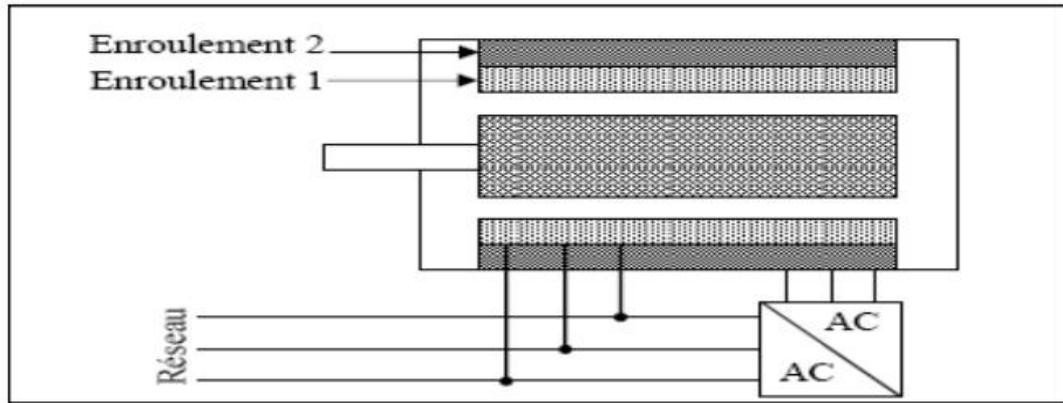


Figure (I. 5) : Schéma de principe de la machine double alimentation sans balais

I.2.3 Modes de fonctionnement

La MADA (Machine Asynchrone à Double Alimentation) permet de fonctionner en moteur ou en générateur, mais contrairement à une machine asynchrone classique, ce n'est pas la vitesse de rotation qui détermine le mode de fonctionnement.

En effet, la commande des tensions rotoriques permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper ou hypo synchronisme, aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur. (Voir Figure I.6)

La machine que nous étudions est une machine asynchrone à double alimentation, constituée d'un stator triphasé et d'un rotor bobiné équipé de bagues. Lorsque le nombre de pôles du stator et du rotor est identique, le rotor tourne à une vitesse de glissement (ω_{sr}) par rapport au stator, selon l'équation suivante :

$$\omega_{sr} = \omega_s - \omega_r \quad (I.1)$$

Avec :

ω_s ; ω_r et ω_{sr} sont respectivement, les pulsations (fréquences): statorique, rotorique et de glissement.

D'autre part, la relation qui relie la fréquence du stator et celle du rotor, est donnée par:

$$f_s = f_r + f_{sr} \quad (I.2)$$

Avec :

f_s ; f_r et f_{sr} sont la fréquence du stator, du rotor et de glissement respectivement

Dans ce cas, le glissement est défini par la relation suivante.

$$g = \frac{f_{sr}}{f_s} = \frac{\omega_{sr}}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (I.3)$$

Les différents modes de fonctionnement de la MADA :

1. **Mode stationnaire ($g=1$)** : Le stator est alimenté par le réseau avec une fréquence statorique f_s , et le rotor est le siège de la fem induite avec une fréquence f_r identique à f_s . Dans ce mode, la MADA agit comme un transformateur. Figure I.6-A
2. **Mode hypo-synchrone ($0 < g < 1$)** : Le rotor tourne dans la direction du flux statorique, la fréquence rotorique f_r commence à décroître. Plus la vitesse du rotor approche de celle du synchronisme, plus f_r tend vers 0, et la tension induite dans le rotor décroît linéairement jusqu'à une valeur très faible correspondant à la vitesse de synchronisme. Figure I.6-B
3. **Mode synchrone ($g=0$)** : La vitesse du rotor atteint la vitesse de synchronisme, et la fréquence du rotor f_r s'annule. Dans ce mode, les enroulements du rotor tournent avec la même vitesse que celle du flux statorique, de sorte que le rotor ne voit aucun mouvement relatif par rapport à ce dernier. Il n'y a donc aucune tension induite dans les enroulements du rotor, et la puissance du stator est égale à la puissance du réseau. La puissance du rotor s'annule également, ce qui signifie que le flux d'énergie entre le réseau et le rotor s'arrête. Figure I.6-C
4. **Mode hyper-synchrone ($g > 1$)** : Le flux rotorique rattrape le flux statorique, et la fréquence du rotor f_r devient négative du fait de l'accélération. L'augmentation de la vitesse des enroulements du rotor par rapport à celle du flux statorique entraîne une augmentation de la tension induite du rotor. Dans ce mode, la MADA fonctionne en tant que générateur, produisant de l'énergie électrique qui peut être injectée dans le réseau électrique. Figure I.6-D.

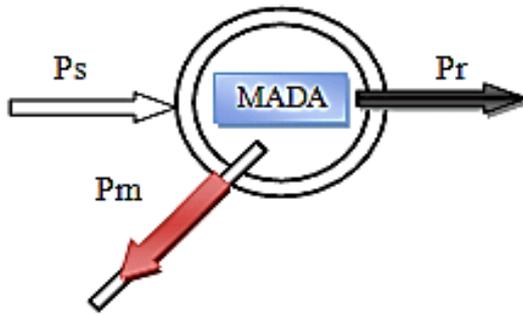


Figure I.6-A : Mode stationnaire

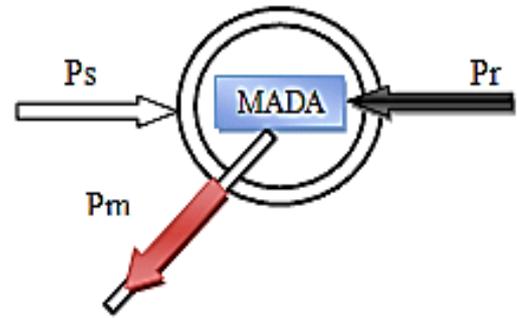


Figure I.6-B : Mode hypo-synchrone

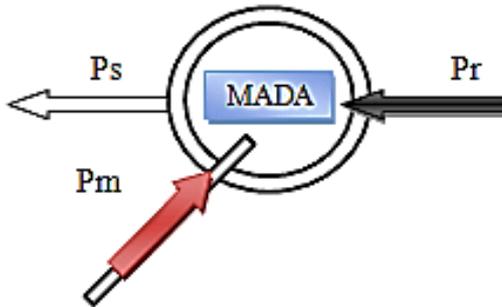


Figure I.6-C : Mode synchrone

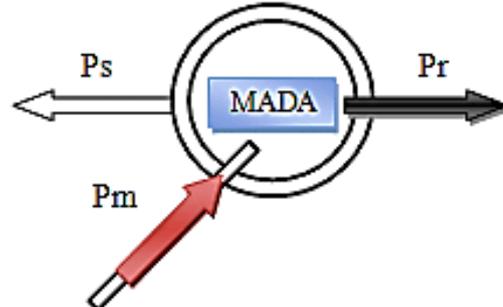


Figure I.6-D : Mode hyper-synchrone

Figure (I. 6) : Modes de fonctionnement de la MADA

I.2.4 Les Domaines d'application de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) trouve des applications dans divers domaines industriels, notamment :

- Métallurgie : elle peut être utilisée dans des équipements tels que les enrouleuses et les dérouleuses de bobines.
- Traction : elle est adaptée aux applications de transport urbain, de propulsion maritime et d'autres systèmes de traction.
- Applications de levage : les ascenseurs, les monte-charges et autres dispositifs de levage peuvent bénéficier de cette technologie.
- Génération d'énergie : la MADA peut également être utilisée comme une génératrice. Son alimentation rotorique à fréquence variable permet de fournir une fréquence fixe au stator, même en cas de variation de vitesse. Cela en fait une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans divers systèmes de production d'énergie décentralisée, tels que :
 - Réseaux électriques embarqués sur les navires ou les avions.
 - Centrales hydrauliques à débit et vitesse variables.
 - Éoliennes ou turbines marémotrices à vitesse variable.

- Groupes électrogènes, où la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire considérablement la consommation de carburant.

I.2.5 Avantages et inconvénients de la MADA

Comme toute autre machine, la MADA présente à la fois des avantages et des inconvénients qui sont liés à différents facteurs tels que sa structure, sa stratégie de commande et ses applications. [9]

I.2.5.1 Avantages de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) présente plusieurs avantages, notamment :

- Accessibilité au stator et au rotor : Cela offre la possibilité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour contrôler efficacement le transfert de puissance et le facteur de puissance. On peut récupérer ou injecter de l'énergie dans les enroulements de la machine, ce qui permet une meilleure flexibilité dans le fonctionnement.
- Large plage de variation de vitesse : La MADA permet d'augmenter la plage de variation de la vitesse autour de la vitesse de synchronisme. Associée à une commande vectorielle et à des techniques de commande avancées, elle permet d'obtenir un couple nominal sur une large plage de vitesses.
- Convertisseur de fréquence rotorique : Dans la MADA, le circuit rotorique peut être contrôlé par un convertisseur de fréquence de puissance relativement faible par rapport au stator. Ce convertisseur à haute commutation permet d'atteindre de hautes performances dynamiques, réduisant les temps de réponse, les harmoniques et améliorant l'efficacité globale du système.
- Réglage de vitesse et démarrage en douceur : La MADA permet un réglage précis de la vitesse en agissant sur les résistances placées dans le circuit rotorique. De plus, elle a la capacité de démarrer sans nécessiter un courant élevé du réseau électrique, ce qui facilite les démarrages en douceur.
- Robustesse en cas de panne : En cas de défaillance d'un des deux onduleurs, le fonctionnement en régime dégradé de la MADA est plus souple par rapport à une machine à alimentation unique. Cela garantit une meilleure résilience et une continuité de fonctionnement même en cas de panne partielle.

I.2.5.2 Inconvénients de la MADA

La MADA présente certains inconvénients importants liés à sa nature de machine asynchrone et à sa conception spécifique :

- Structure non linéaire : La MADA étant une machine asynchrone, sa structure non linéaire introduit une complexité supplémentaire dans sa commande, ce qui peut rendre sa mise en œuvre plus difficile.
- Concurrence sur le marché : Étant donné que les machines asynchrones à cage sont largement répandues et bien établies sur le marché, l'adoption de la MADA peut être découragée en raison de sa nouveauté et du risque perçu associé à une technologie moins connue.
- Encombrement et coût : La MADA a tendance à être plus volumineuse que les machines asynchrones à cage de puissance équivalente. De plus, la présence de plusieurs convertisseurs nécessaires dans la MADA peut augmenter les coûts de fabrication.
- Nombre de convertisseurs : La MADA nécessite un nombre plus élevé de convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs, ou un redresseur et deux onduleurs) par rapport aux machines asynchrones à cage qui n'en nécessitent qu'un seul de chaque. Cela ajoute de la complexité et des coûts supplémentaires.
- Stabilité : Un autre défi dans l'étude de la MADA est la stabilité, notamment en boucle ouverte. Contrairement aux machines asynchrones conventionnelles où la synchronisation des forces magnétomotrices du stator et du rotor est garantie par la relation fondamentale de l'autopilotage, la rotation des forces magnétomotrices dans la MADA dépend des fréquences imposées par les deux sources d'alimentation externes. Une synchronisation adéquate entre ces forces est requise pour assurer la stabilité de la machine.

I.3 Modélisation et simulation de MADA

I.3.1 Modèle effectif de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation peut être modélisée par six équations électriques et une seule équation mécanique qui concerne la dynamique du rotor. Elle peut être schématisée par la figure (I.7).

Les phases sont désignées par a, b, c pour le stator et A, B, C pour le rotor. L'angle électrique θ définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases statoriques et rotoriques.

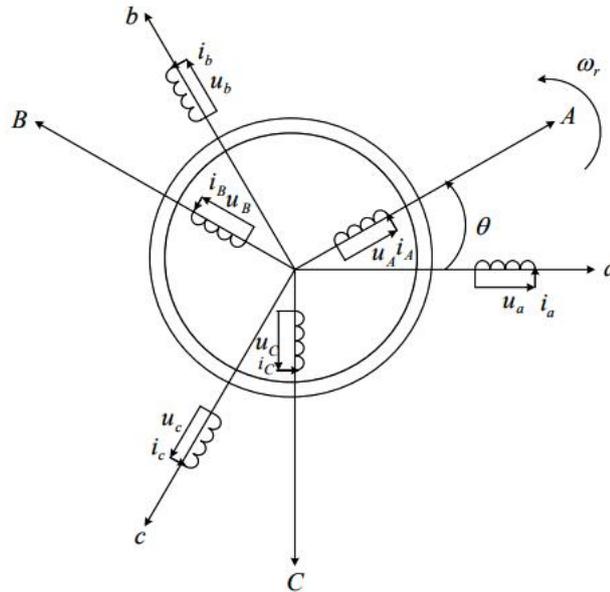


Figure (I. 7) : Représentation schématique d'une machine asynchrone à double alimentation

I.3.2 Equations électriques de la machine asynchrone à double alimentation

Les enroulements représentés dans la figure (I.7) sont soumis à des équations électriques qui peuvent être exprimées sous forme matricielle de la manière suivante [10] :

- **Les enroulements statoriques :**

$$v_{as} = R_s i_{as} + \frac{d\varphi_{as}}{dt} \quad , \quad v_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d\varphi_{bs}}{dt} \quad , \quad v_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d\varphi_{cs}}{dt} \quad (I.4)$$

Ou sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

D'où les formes matricielles condensées :

$$[v_s] = R_s [i_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \quad (I.6)$$

$[v_s] = [v_{as} v_{bs} v_{cs}]^T$: vecteur de tension statorique.

$[i_s] = [i_{as} i_{bs} i_{cs}]^T$: vecteur de courant statorique.

$[\varphi_s] = [\varphi_{as} \varphi_{bs} \varphi_{cs}]^T$: vecteur de flux statorique.

R_s : Respectivement la résistance statorique.

- **Les enroulements rotoriques :**

$$v_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d\varphi_{ar}}{dt} \quad , \quad v_{br} = R_r i_{br} + \frac{d\varphi_{br}}{dt} \quad , \quad v_{cr} = R_s i_{cr} + \frac{d\varphi_{cr}}{dt} \quad (I.7)$$

Ou sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

D'où les formes matricielles condensées :

$$[v_r] = R_r [i_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \quad (I.9)$$

$[v_r] = [v_{ar} v_{br} v_{cr}]^T$: vecteur de tension rotorique.

$[i_r] = [i_{ar} i_{br} i_{cr}]^T$: vecteur de courant rotorique.

$[\varphi_r] = [\varphi_{ar} \varphi_{br} \varphi_{cr}]^T$: vecteur de flux rotorique.

R_r : respectivement la résistance rotorique.

I.3.3 Équations magnétiques :

Le flux total embrassé par une phase résulte de l'action de son propre courant et des interactions avec les courants des autres phases.

On peut donc définir les coefficients d'inductance suivants :

L_s : coefficient d'inductance propre d'une phase statorique,

M_s : coefficient d'inductance mutuelle entre deux phases statoriques,

M_{sr} : valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles entre phases statorique et rotorique.

L'expression matricielle des trois équations des flux statoriques est donnée comme suit :

$$[M_{sr}] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

Ou sous forme condensée :

$$[\varphi_s] = [L_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (I.12)$$

Pour laquelle on définit :

$[L_s]$: La matrice des coefficients d'inductances statoriques.

$[M_{sr}]$: La matrice des coefficients d'inductances mutuelles entre le stator et le rotor.

De façon analogue, on définit au rotor les coefficients d'inductance suivants :

L_r : Coefficient d'inductance propre d'une phase rotorique,

M_r : Coefficient d'inductance mutuelle entre deux phases rétorque.

$M_{sr} = M_{rs}$: valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles entre phases rotorique et statorique.

L'équation matricielle des flux rotoriques prend la forme suivante :

$$[M_{sr}] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

Ou sous forme condensée :

$$[\varphi_r] = [L_r][i_r] + [M_{rs}][i_s] \quad (I.15)$$

Pour laquelle on définit également :

$[L_r]$: la matrice des coefficients d'inductances rotoriques,

$[M_{rs}]$: la matrice des coefficients d'inductances mutuelles entre le rotor et le stator.

La matrice $[M_{rs}]$ est de même une matrice circulante, et on remarque qu'elle est la matrice transposée de la matrice analogue du stator :

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T \quad (I.16)$$

En remplaçant les équations (I.12) et (I.15) dans (I.6), (I.9) on obtient les expressions matricielles

Suivantes :

$$\begin{cases} [v_s] = R_s [i_s] + [L_s] \frac{d[i_s]}{dt} + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] [i_r]) \\ [v_r] = R_r [i_r] + [L_r] \frac{d[i_r]}{dt} + \frac{d}{dt} ([M_{rs}] [i_s]) \end{cases} \quad (I.17)$$

I.3.4 Le couple électromagnétique

L'équation du couple électromagnétique est donnée par l'expression suivante :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [I]^T \left\{ \frac{d}{d\theta} [L] \right\} \cdot [I] \quad (I.18)$$

$$\text{Avec : } [L] = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [L_r] \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

Et :

$$[i] = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs} \quad i_{ar} \quad i_{br} \quad i_{cr}]^T = \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

Les matrices $[L_s]$ et $[L_r]$ ne contiennent que des termes constants lorsque l'angle θ varie, cela permet de simplifier l'expression du couple :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [i_s]^T \left\{ \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] \right\} \cdot [i_r] \quad (I.21)$$

On peut également exprimer le couple électromagnétique en fonction du couple résistant C_r opposé par la charge mécanique du moteur, du moment d'inertie de toutes les parties tournantes et du coefficient de frottement visqueux f :

$$C_{em} = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + C_r \quad (I.22)$$

Au regard de ces résultats, nous pouvons noter, d'une part que l'ordre du système est important, et d'autre part sa complexité. En effet, nous aboutissons à un ensemble de huit équations, six de nature électrique et deux pour le couple électromagnétique, dont certaines font apparaître des coefficients qui varient avec l'angle θ , et donc avec le temps.

I.3.5 Application de la transformation de Park à la MADA

La transformation de Park est une méthode largement utilisée en électrotechnique pour transformer un système d'enroulements triphasés d'axes a, b et c en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes d et q qui créent la même force magnétomotrice. Cette transformation permet de simplifier les équations différentielles qui régissent le fonctionnement des machines électriques, en éliminant les termes qui correspondent aux grandeurs qui ne tournent pas à la même vitesse que le champ magnétique tournant. La condition de passage du système triphasé au système biphasé est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales, ce qui conduit à la conservation des puissances instantanées et à la réciprocité des inductances mutuelles. En appliquant cette transformation à la machine asynchrone à double alimentation, on peut établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé, qui reste invariable pour la machine réelle. Le schéma de la figure (I.8) illustre le principe de la transformation de Park appliquée à la MADA.

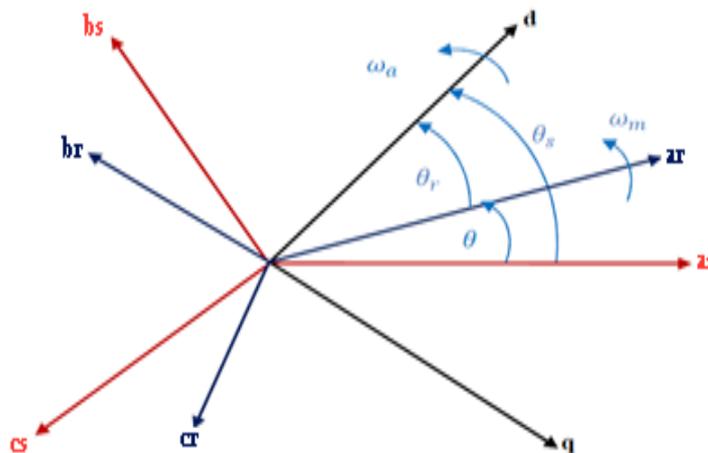


Figure (I. 8) : Principe de la transformation de Park appliquée à la MADA

θ : est le déphasage entre les axes Oas et Oar

θ_s : est le déphasage entre les axes Od et Oas

θ_r : est le déphasage entre les axes Od et Oar

On définit les différentes vitesses du repère de Park comme suit :

$\omega_a = \frac{d\theta_s}{dt}$: La vitesse du référentiel (OdOq) par rapport au stator

$\omega_m = \frac{d\theta}{dt}$: La vitesse du rotor par rapport au stator

$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_a - \omega_m$: La vitesse du référentiel (OdOq) par rapport au rotor

La transformation de Park (a, b, c) vers (dqo) est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = [A(\theta)] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

Le transformé de Park inverse (dqo) vers (a, b, c) est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [A(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

Où :

x_d : est la composante directe

x_q : est la composante quadratique

x_o : est la composante homopolaire (elle est nulle si le système (a, b, c) est équilibré).

La matrice de transformation de Park est définie comme suite :

$$[A(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

Et la transformation inverse de Park est donnée par :

$$[A(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

I.3.6 Equations électriques dans le repère de Park

Pour la machine asynchrone, la transformation de Park est appliquée aux grandeurs. Statorique et rotoriques. La première est définie par la matrice $A(\theta_s)$ et la deuxième est définie par la matrice $A(\theta_r)$.

On désire transformer les enroulements de la MADA triphasée en des enroulements biphasé orthogonaux équivalents selon les axes (d-q) lié au champ tournant ainsi la composante homopolaire pour équilibrer le système transformé, c'est à dire :

- Direct selon l'axe (d).
- Quadrature (transversal) selon l'axe (q).
- Homopolaire (o).

Dans le cas d'un système de courant, la transformation s'écrit [11] :

$$[i_{dqo}] = [A(\theta)][i_{abc}] \quad (I. 27)$$

$$[i_{abc}] = [A(\theta)]^{-1}[v_{dqo}] \quad (I. 28)$$

Celle des tensions:

$$[v_{dqo}] = [A(\theta)][v_{abc}] \quad (I. 29)$$

$$[v_{abc}] = [A(\theta)]^{-1}[v_{dqo}] \quad (I. 30)$$

La transformation des flux:

$$[\varphi_{dqo}] = [A(\theta)][\varphi_{abc}] \quad (I. 31)$$

$$[\varphi_{abc}] = [A(\theta)]^{-1}[\varphi_{dqo}] \quad (I. 32)$$

$$[v_s] = [v_{as}v_{bs}v_{cs}]^T [v_r] = [v_{ar}v_{br}v_{cr}]^T$$

Au stator :

Au rotor :

$$\begin{cases} [v_{dqo}]_s = [A(\theta_s)][v_s] \\ [i_{dqo}]_s = [A(\theta_s)][i_s] \\ [\varphi_{dqo}]_s = [A(\theta_s)][\varphi_s] \end{cases} \quad \begin{cases} [v_{dqo}]_r = [A(\theta_r)][v_r] \\ [i_{dqo}]_r = [A(\theta_r)][i_r] \\ [\varphi_{dqo}]_r = [A(\theta_r)][\varphi_r] \end{cases} \quad (I. 33)$$

La transformation inverse de Park donne :

Au stator :

$$\begin{cases} [v_s] = [A(\theta_s)]^{-1}[v_{dqo}]_s \\ [i_s] = [A(\theta_s)]^{-1}[i_{dqo}]_s \\ [\varphi_s] = [A(\theta_s)]^{-1}[\varphi_{dqo}]_s \end{cases} \quad (I. 34)$$

$$[v_{dqo}]_s = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{so} \end{bmatrix} : \text{Vecteur tension statorique dans le repère de Park}$$

$$[i_{dqo}]_s = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} : \text{Vecteur de courants statorique dans le repère de Park}$$

$$[\varphi_{dqo}]_s = \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{bmatrix} : \text{Vecteur flux statorique dans le repère de Park}$$

Au rotor :

$$\begin{cases} [v_r] = [A(\theta_r)]^{-1}[v_{dqo}]_r \\ [i_r] = [A(\theta_r)]^{-1}[i_{dqo}]_r \\ [\varphi_r] = [A(\theta_r)]^{-1}[\varphi_{dqo}]_r \end{cases} \quad (I.35)$$

$$[v_{dqo}]_r = \begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \\ v_{ro} \end{bmatrix} : \text{Vecteur tension rotorique dans le repère de Park}$$

$$[i_{dqo}]_r = \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} : \text{Vecteur de courants rotoriques dans le repère de Park}$$

$$[\varphi_{dqo}]_r = \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} : \text{Vecteur flux rotorique dans le repère de Park}$$

L'expression des équations de tension dans le repère de Park sont obtenu ainsi :

Au stator :

On multiplie l'équation de tension dans le repère **abc** (I.6) par la matrice $[A(\theta_s)]$, et on

Aura :

$$[A(\theta_s)][v_s] = [A(\theta_s)]R_s[i_s] + [A(\theta_s)]\frac{d}{dt}[\varphi_s] \quad (I.36)$$

On obtient facilement :

$$[v_{dqo}]_s = [R_s][i_{dqo}]_s + \frac{d}{dt}[i_{dqo}]_s + [A(\theta_s)]\frac{d}{dt}[A(\theta_s)]^{-1} \cdot [\varphi_{dqo}]_s \quad (I.37)$$

On calcule séparément le terme :

$$[A(\theta_s)]\frac{d}{dt}[A(\theta_s)]^{-1} = \frac{d\theta_s}{dt}[A(\theta_s)]\frac{d}{d\theta_s}[A(\theta_s)]^{-1} = \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.38)$$

Finalement on aboutit à :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} -\varphi_{sq} \\ \varphi_{sd} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.39)$$

Au rotor, on reprend l'équation (I.9) et on multiplie par la matrice de transformation $A(\theta_r)$.

$$[A(\theta_r)][v_r] = [A(\theta_r)]R_r[i_r] + [A(\theta_r)]\frac{d}{dt}[\varphi_r] \quad (I.40)$$

Après transformation, on aura :

$$[v_{dqo}]_r = [R_s][i_{dqo}]_r + \frac{d}{dt}[i_{dqo}]_r + [A(\theta_r)]\frac{d}{dt}[A(\theta_r)]^{-1} \cdot [\varphi_{dqo}]_r \quad (I.41)$$

On calcule aussi le terme suivant :

$$[A(\theta_r)]\frac{d}{dt}[A(\theta_r)]^{-1} = \frac{d\theta_r}{dt}[A(\theta_r)]\frac{d}{d\theta_r}[A(\theta_r)]^{-1} = \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.42)$$

Finalement on aboutit à :

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \\ V_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} -\varphi_{rq} \\ \varphi_{rd} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I. 43)$$

I.3.7 Equations magnétiques :

On reprend l'équation (I.12) de l'expression des flux statoriques et on multiplie par la Matrice de transformation $A(\theta_s)$.

$$[A(\theta_s)][\varphi_s] = [A(\theta_s)][L_{ss}][i_s] + [A(\theta_s)][M_{sr}][A(\theta_r)]^{-1}[i_{dqo}]_r \quad (I. 44)$$

On retrouve, après un développement, les flux statoriques dans le repère de Park comme suit :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} \quad (I. 45)$$

Avec $L_s = L_{ss} - M_{ss}$: Inductance cyclique statorique de la machine

$M = \frac{3}{2}M_{sr}$: Inductance magnétique de la machine

Pour le rotor, on multiplie les l'expression des flux rotoriques (I.15) par la matrice de Transformation $A(\theta_r)$.

$$[A(\theta_r)][\varphi_r] = [A(\theta_r)][L_{rr}][i_r] + [A(\theta_r)][M_{sr}]^t[i_s] \quad (I. 46)$$

Après développement, on obtient les flux rotoriques dans le repère de Park comme suit :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} \quad (I. 47)$$

Avec $L_r = L_{rr} - M_{rr}$: Inductance cyclique rotorique de la machine

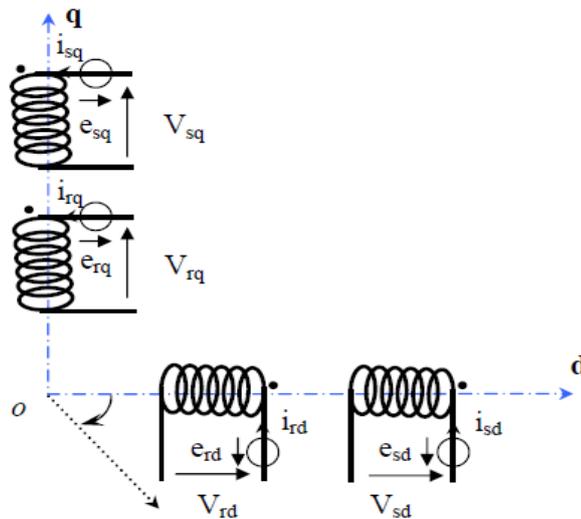


Figure (I. 9) : Modèle de la MADA dans le repère de PARK

En tenant compte des équations (I.39) (I.43) (I.45) (I.47) on peut écrire, les tensions et les flux magnétiques dans le repère de Park comme suit :

Tableau (I.1) : Le flux et la tension dans le repère de Park

	Rotor	Stator
Flux	$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (I.48)$	$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \end{cases} \quad (I.49)$
Tension	$\begin{cases} v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{qr} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{rd} \\ v_{ro} = R_r i_{ro} + \frac{d\varphi_{ro}}{dt} \end{cases} \quad (I.50)$	$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{ds} \\ v_{so} = R_s i_{so} + \frac{d\varphi_{so}}{dt} \end{cases} \quad (I.51)$

I.3.8 Expression du couple électromagnétique :

L'expression générale du couple électromagnétique résulte de la dérivée de la Co énergie par rapport à l'angle mécanique de rotation. Dans le repère(d, q)équation devient :

$$C_e = \frac{pM}{L_s} (\varphi_{sq} i_{rd} - \varphi_{sd} i_{rq}) = pM. (i_{rd} i_{sq} - i_{sd} i_{rq}) \quad (I.52)$$

p: Nombre de paire du pole.

L_s : Inductance propre statorique.

C_e : Couple électromagnétique.

φ_{qs} , φ_{ds} : Flux statorique.

I.3.9 Equation mécanique :

Le système d'équation électrique et magnétique est complété par l'équation mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \quad (I.53)$$

$\Omega = \frac{\omega_m}{p}$: Vitesse de rotation du rotor de la MADA.

C_r : Couple résistant

J: moment d'inertie de la partie tournante

f : Coefficient de frottement visqueux

I.3.10 Choix du référentiel :

Le choix du référentiel dépend du problème à étudier. Pour la machine asynchrone, il existe trois types de référentiel, dont le choix dépend du type de problème à étudier.

I.3.10.1 Référentiel lie au stator :

Ce repère de référence est le mieux adapté pour les grandeurs instantanées. Il est utilisé pour l'étude des variations importantes de la vitesse de rotation de la machine. Il est caractérisé par : [12]

$$\omega_a = 0, \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_m$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_m \varphi_{qr} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_m \varphi_{rd} \end{array} \right. \quad (\text{I.54})$$

I.3.10.2 Référentiel lie au rotor :

Ce référentiel est choisi pour étudier les problèmes durant les régimes transitoires ou la vitesse de rotation est constante. Il est caractérisé par :

$$\omega_a = \omega_m, \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_m \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_m \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_m \varphi_{ds} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{I.55})$$

I.3.10.3 Référentiel lie au champ tournant :

Ce référentiel est souvent utilisé dans le cas où la fréquence d'alimentation est constante. Ce qui justifie sa large utilisation dans le domaine de la commande des machines asynchrones. Il est caractérisé par :

$$\omega_a = \omega_s, \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = (\omega_s - \omega_m) = \omega_r$$

I.3.11 Résultats de simulation

I.3.11.1 Structure de la MADA

Nous avons représenté une structure de la machine asynchrone double alimentation sur la figure (I.10) et le schéma de la Simulation de la MADA sur la figure (I.11).

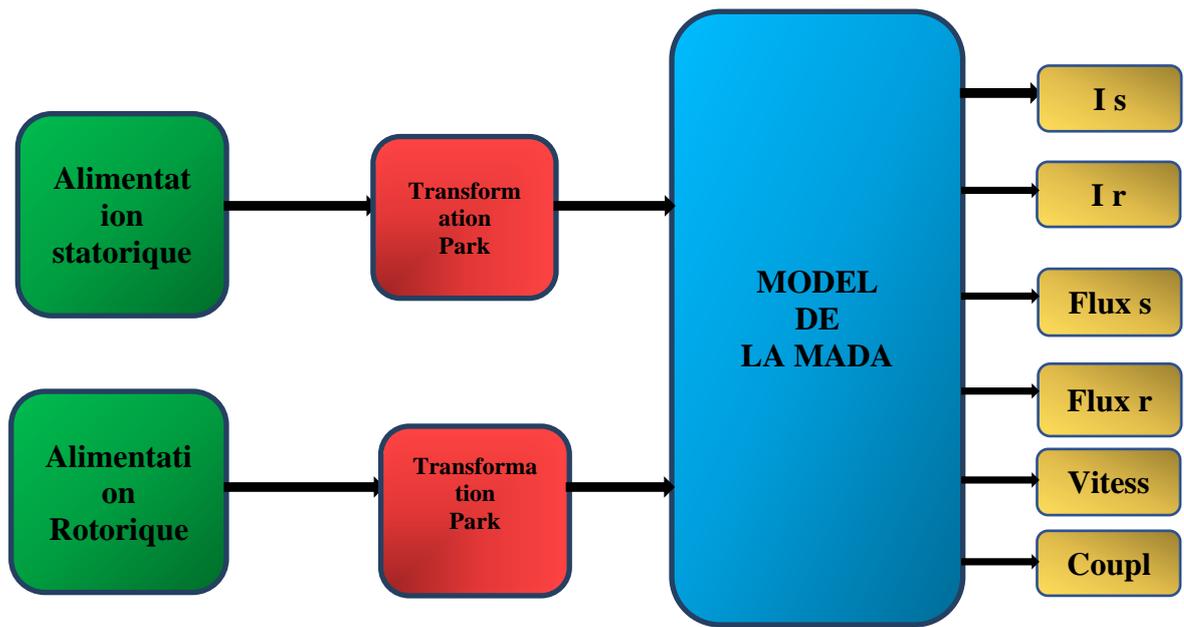


Figure (I. 10) : structure de de la MADA

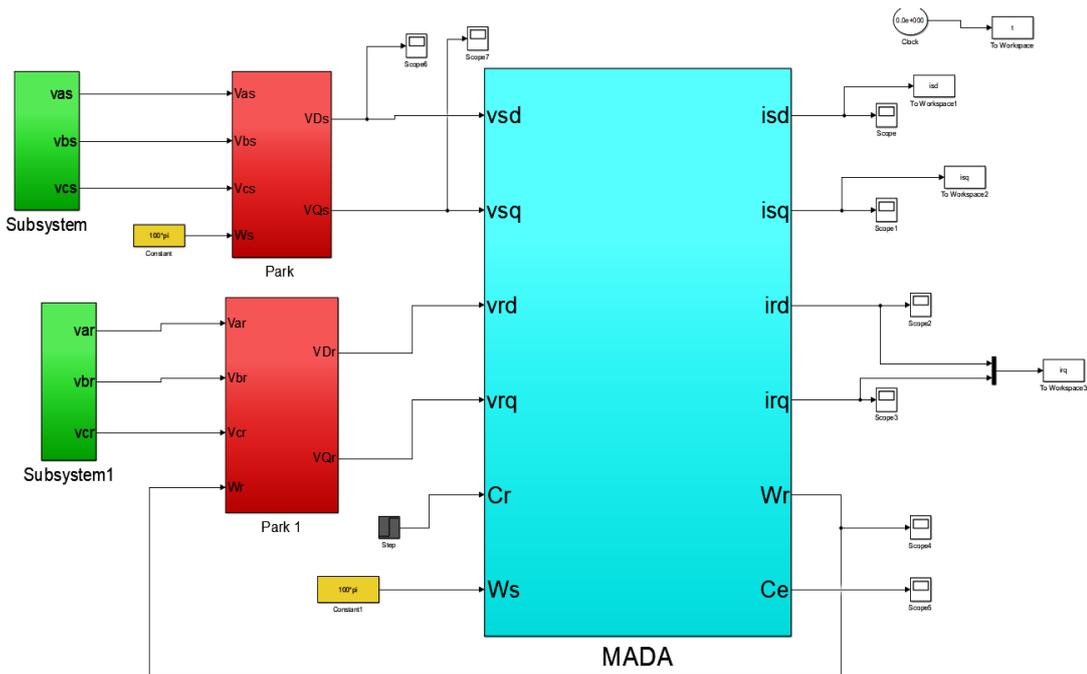
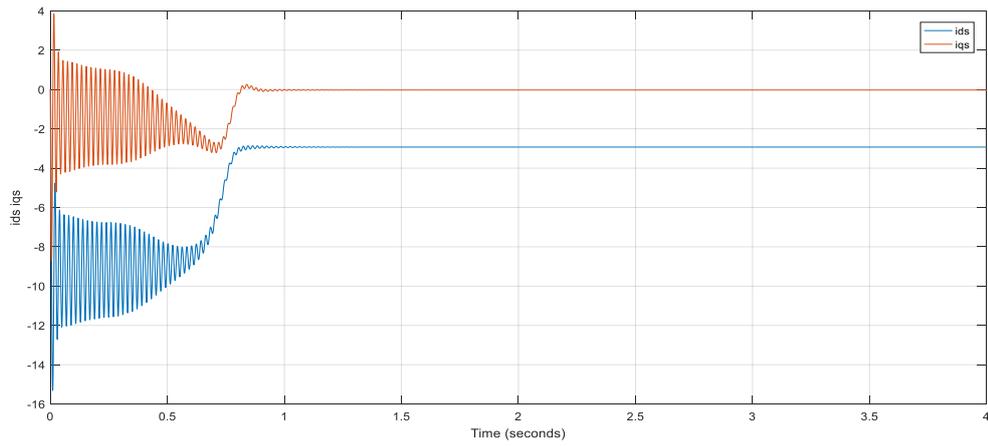


Figure (I. 11) : Schéma de simulation de la MADA

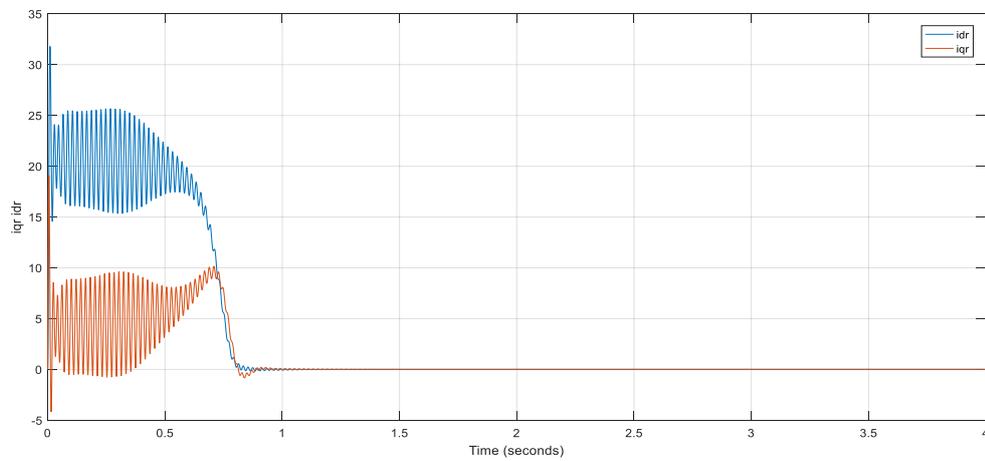
I.3.11.2 Résultats de simulation de la MADA

I.3.11.2.1 à vide $Cr = 0(N.m)$:

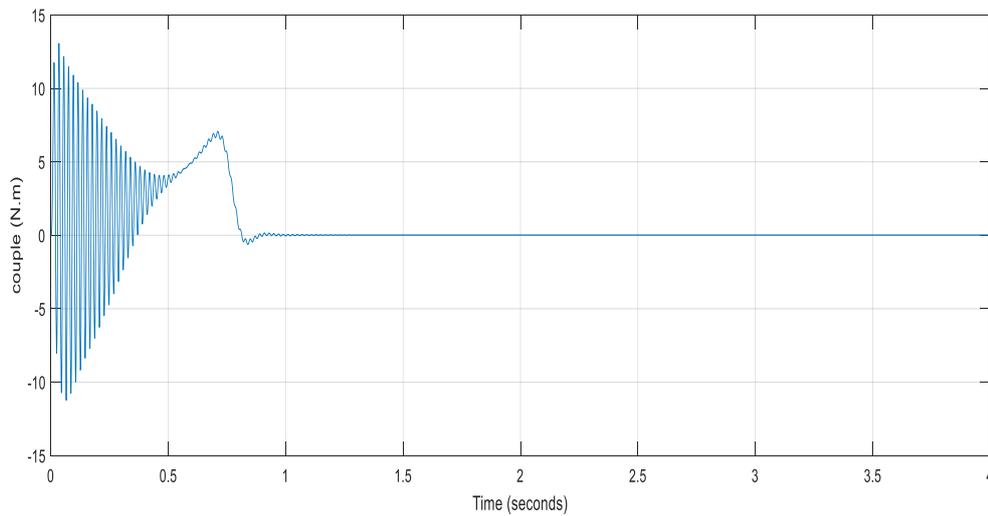
Les résultats de simulation du courant, du couple electromagnétique et de la vitesse de rotation pour un couple résistant $Cr=0N.m$ sont représentés par la figure (I.12) :



Courant statorique (A)



Courant rotorique (A)



Couple Electromagnétique (Nm)

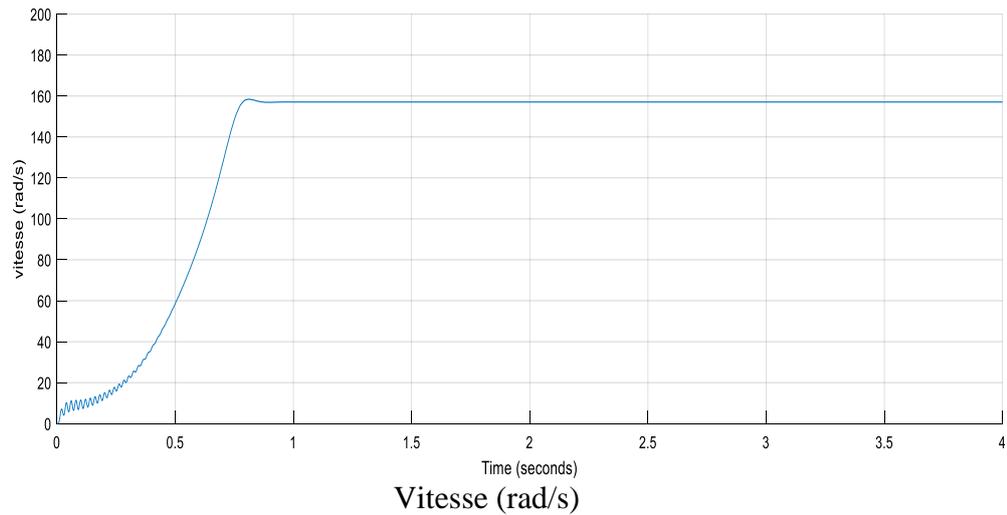
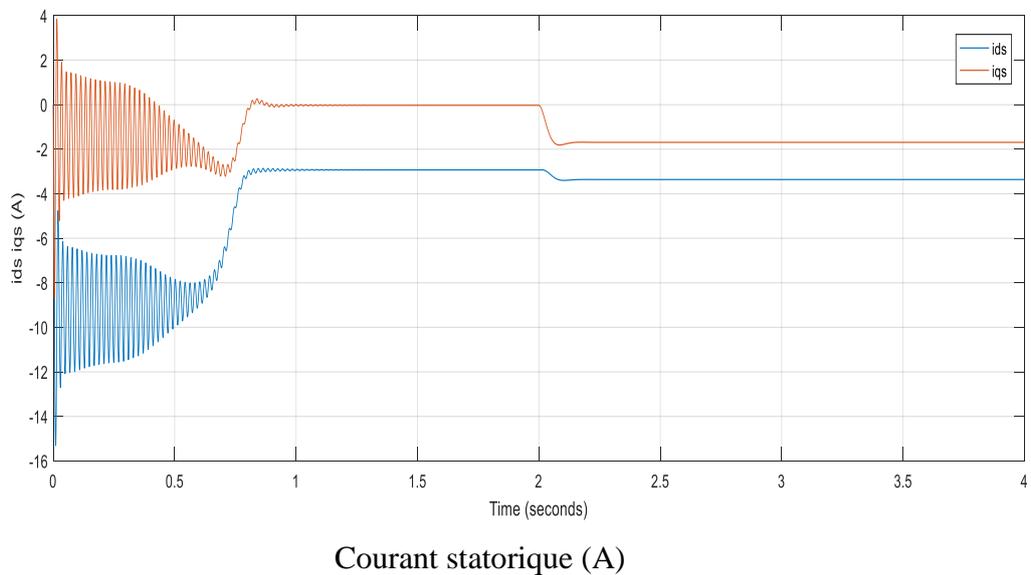


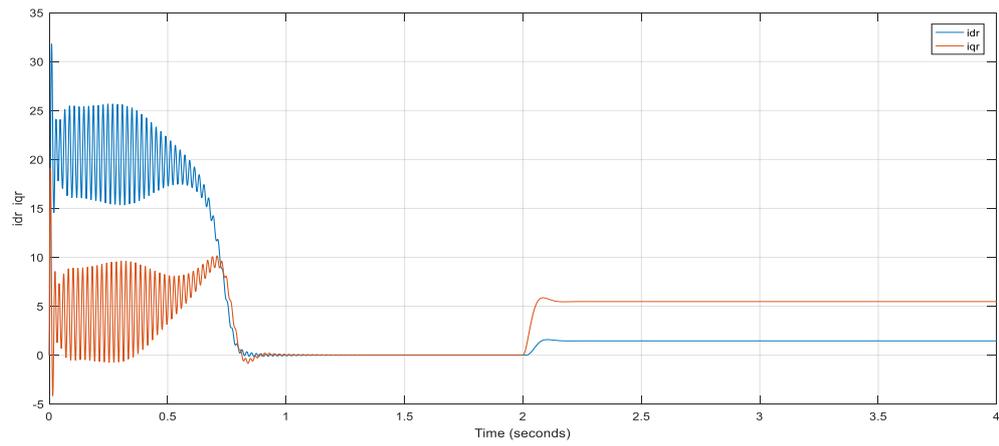
Figure (I. 12) : Résultats de simulation de la MADA à vide.

En remarque qu'es courants atteignent des amplitudes importantes durant le régime transitoire, puis ils se stabilisent autour d'une valeur proche de zéro sauf i_{ds} qui stabilisent au -2.5 (A).

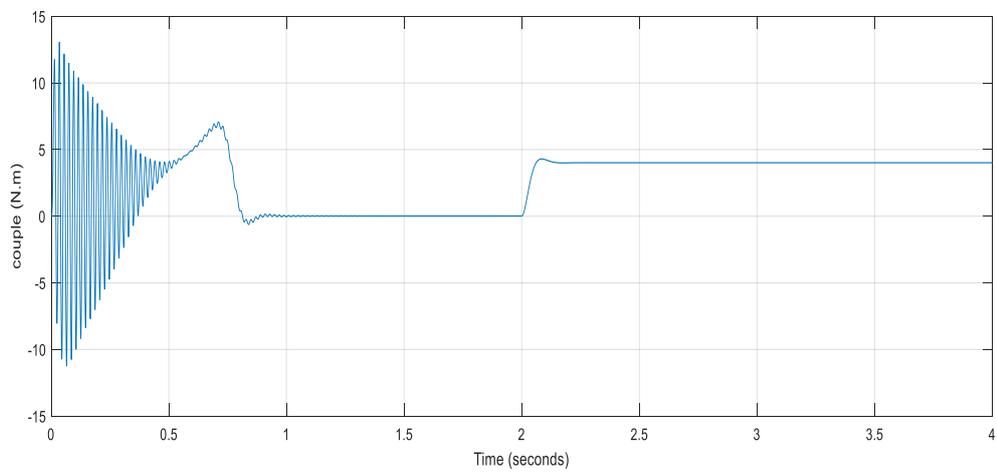
I.3.11.2. Avec charge $C_r=4(N.m)$:

Les résultats de simulation du courant, du couple electromagnétique et de la vitesse de rotation pour un couple résistant $C_r=4$ appliqué à l'instant $t= 2s$ sont représentés par la figure (I.13) :

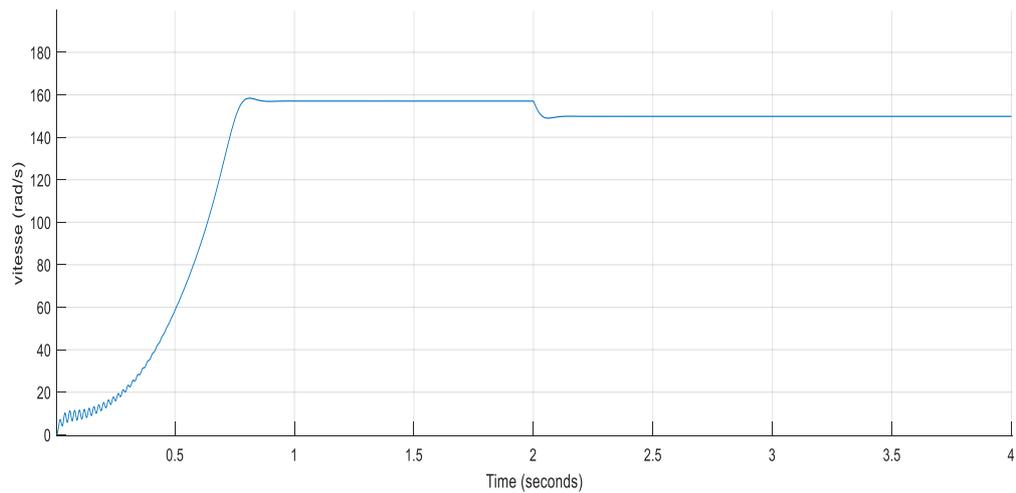




Courant rotorique (A)



Couple Electromagnétique (Nm)



Vitesse (rad/s)

Figure (I. 13) : Résultats de simulation de la MADA lors du démarrage avec charge.

En entrant la charge, nous remarquons une diminution de la vitesse de rotation et une augmentation couple électromagnétique suivie d'une constante en valeur de couple 4(N.m).

I.4 Conclusion

Dans ce chapitre une synthèse bibliographique a été présentée et qui concerne la structure, la classification, et le mode de fonctionnement, ainsi les domaines d'application des machines à double alimentation.

Ensuite, nous avons présenté la modélisation et la simulation de la MADA après l'appliquer de la transformation de Park pour la rendre plus contrôlable, et nous avons représenté les différents résultats de simulation en utilisant le logiciel MATLAB/SIMULINK.

Au cours de notre recherche bibliographique nous avons balayé un grand nombre d'études et de travaux effectués sur la MADA. Ces études portent principalement sur son fonctionnement en génératrice, dans le domaine des énergies renouvelables, ou sur son fonctionnement en moteur avec une grande variété de modes d'alimentation et de contrôle.

Chapitre II :
Les convertisseurs
multiniveaux

II.1 Introduction

Les convertisseurs multiniveaux sont des dispositifs avancés utilisés dans le domaine de l'électronique de puissance pour convertir une tension continue en une tension alternative de niveau supérieur. Leur conception innovante permet d'obtenir des formes d'ondes de sortie de haute qualité, avec une réduction significative des harmoniques et de la distorsion. Ces convertisseurs ont gagné en popularité ces dernières années en raison de leur capacité à fournir des solutions efficaces et fiables pour les applications de haute puissance.

Avec l'essor des systèmes d'alimentation électrique à haute tension, tels que les réseaux électriques, les systèmes de transmission d'énergie et les entraînements de moteurs à courant alternatif, les convertisseurs multiniveaux jouent un rôle crucial dans la gestion et la conversion de l'énergie électrique. Leur fonctionnement repose sur le principe de générer une forme d'onde sinusoïdale à partir d'une tension continue en utilisant plusieurs niveaux de tension.

II.2 Définition des onduleurs

L'onduleur est un convertisseur statique et un dispositif d'électronique de puissance utilisé dans certains systèmes électriques pour convertir l'énergie et protéger l'alimentation en cas de coupure. Il assure la conversion de l'énergie électrique de la forme continue (DC) à la forme alternative (AC) grâce à des composants d'électronique de puissance, notamment des semi-conducteurs commandés par un système de commande qui permet de réguler l'état de l'interrupteur (ouvert ou fermé) à l'aide de techniques spéciales et de la complémentarité entre deux interrupteurs dans un bras pour fournir une tension de sortie alternative acceptable avec une fréquence ou une amplitude variable.

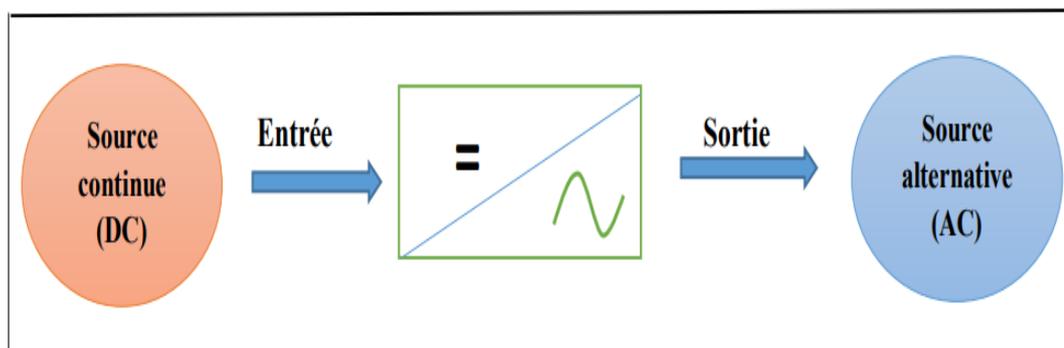


Figure (II. 1) : Schéma de principe de la conversion Continu -Alternative (DC – AC)

II.2.1 Classifications des onduleurs

Les onduleurs sont classés en trois grandes catégories : autonome, non autonome et hybride/intelligent. Ce classement est effectué en fonction d'un jeu de commutations commandées de manière appropriée.

II.2.1.1 Onduleur autonome

Les onduleurs autonomes : ils utilisent leur propre circuit auxiliaire pour la commutation des thyristors ou d'autres semi-conducteurs pour commander la fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie. Il y a deux types d'onduleurs autonomes : les onduleurs de tension alimentés par une source de tension continue et les onduleurs de courant alimentés par une source de courant continu [13] [14].

II.2.1.2 Onduleur non autonome

Un onduleur non autonome est un montage redresseur tout thyristors (pont de Graetz) qui, en commutation naturelle assistée par le réseau, auquel il est raccordé, permet un fonctionnement en onduleur (par exemple par récupération de l'énergie lors des périodes de freinage dans les motrices électriques). À la base du développement des entraînements statiques à vitesse variable pour moteurs à courant continu et alternatif, cyclo-convertisseurs, onduleurs de courant pour machines synchrones et asynchrones, jusqu'à des puissances de plusieurs MW, ce type de montage est progressivement supplanté, au profit de convertisseurs à IGBT ou GTO.

II.2.1.3 Onduleurs hybrides ou intelligents

Les onduleurs hybrides ou intelligents représentent une nouvelle génération d'onduleurs dédiée aux applications d'énergie renouvelable pour l'autoconsommation, notamment pour les panneaux solaires photovoltaïques (onduleur solaire). L'énergie produite par ces panneaux est active uniquement pendant la journée et principalement lorsque le Soleil est au zénith, ce qui entraîne une fluctuation et une désynchronisation de l'énergie produite par rapport à la consommation des habitations. Pour remédier à cela, il est nécessaire de stocker l'excédent de production avant utilisation. En France métropolitaine, il est possible de vendre l'intégralité de sa production à EDF à un tarif préférentiel, ce qui évite les contraintes liées au stockage de l'excédent de production.

II.3 Les convertisseurs multi-niveaux

II.3.1 Intérêt des onduleurs multi-niveaux

Les onduleurs multi-niveaux présentent des avantages importants par rapport aux onduleurs classiques à deux niveaux.

Le premier avantage est la réduction des contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance. En effet, chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction de la tension continue moins élevée que dans les onduleurs à deux niveaux, ce qui permet une meilleure fiabilité et une durée de vie plus longue des composants.

Le deuxième avantage est lié à la qualité spectrale de la tension de sortie. En multipliant le nombre de niveaux intermédiaires, l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie est réduite, ce qui permet de réduire l'amplitude des raies harmoniques. Par conséquent, la distorsion harmonique totale (THD) de la tension de sortie est réduite, ce qui peut être particulièrement important dans certaines applications sensibles aux perturbations électromagnétiques.

Enfin, en utilisant une commande judicieuse des composants de puissance, les onduleurs multi-niveaux peuvent supprimer certaines familles de raies harmoniques. Cette suppression peut être particulièrement utile dans les applications où les exigences en termes de qualité de la tension de sortie sont très strictes, comme par exemple pour les systèmes d'alimentation des équipements électroniques sensibles.

II.3.2 Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux

Les trois topologies principales des onduleurs multiniveaux les plus récentes sont :

- ❖ Onduleurs à diode de bouclage (NPC)
- ❖ Onduleurs à condensateur flottant (cellule imbriquées)
- ❖ Onduleur en cascade (H-Bridge)

La figure (II.2) représente les trois topologies principales des onduleurs multiniveaux les plus récentes :

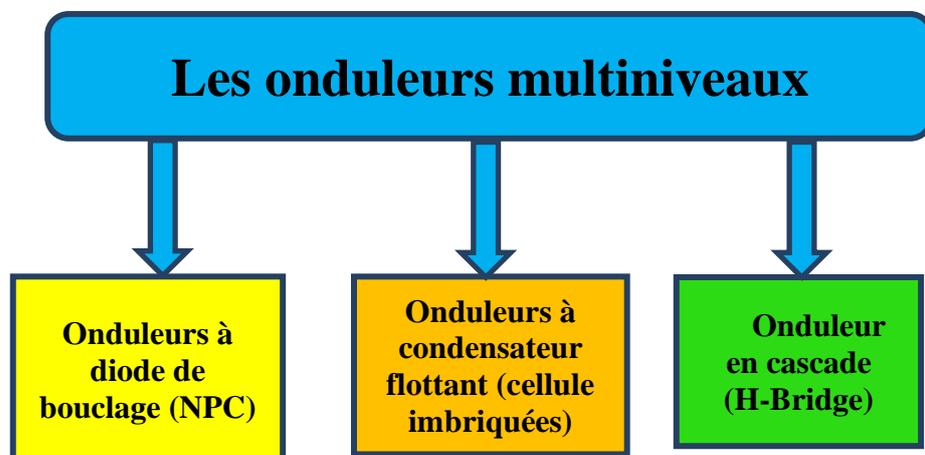


Figure (II. 2) : Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux

II.3.2.1 Onduleurs à diode de bouclage (NPC)

II.3.2.1.1 Onduleur NPC trois niveaux

En 1981, A. Nabae et H. Akagi ont proposé cette structure d'onduleur dans le but de réduire l'amplitude des harmoniques injectées par l'onduleur. L'idée fondamentale de ce montage consiste en la superposition de deux groupes d'interrupteurs et d'un diviseur de tension capacitif (voir figure II.3). Les interrupteurs k_{11} et k_{12} sont complémentaires, ce qui signifie que lorsque le premier est en état de conduction, le second est en état de blocage, et vice versa.

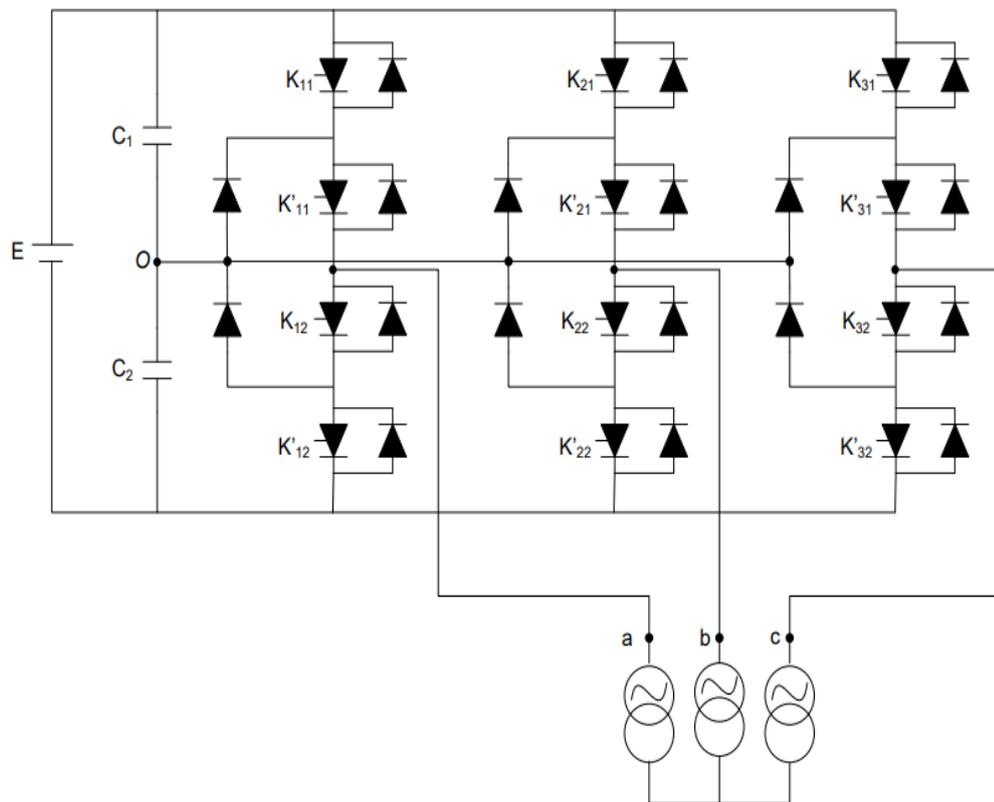


Figure (II. 3) : Structure d'un onduleur NPC à trois niveaux [15]

II.3.2.1.2 Principe de fonctionnement

Pour analyser le fonctionnement de ce type d'onduleur, il est suffisant d'étudier le fonctionnement d'un seul bras. Ensuite, on détermine la tension de sortie qui peut être définie par l'état (0 ou 1) des quatre interrupteurs.

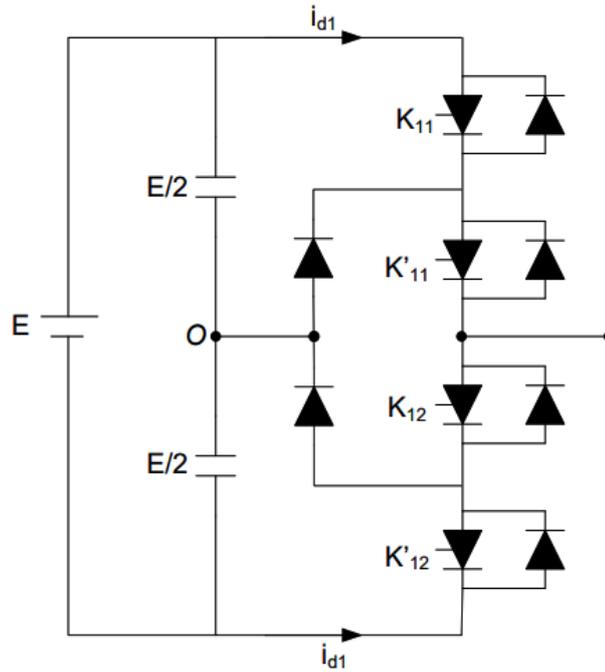


Figure (II. 4) : Bras d'un onduleur à trois niveaux [15]

Parmi les 16 séquences (2^4) possibles, seules trois séquences sont mises en œuvre, tandis que toutes les autres doivent être évitées. Le tableau (II.1) résume ces différentes séquences :

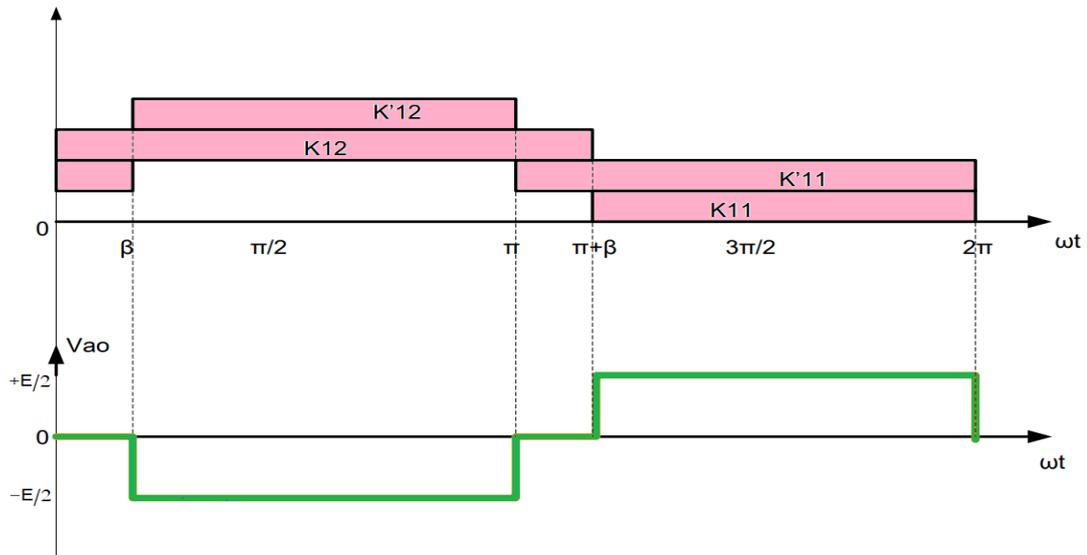
Tableau (II. 1) : Représentations des séquences qui sont à éviter

K_{11}	K'_{11}	K_{12}	K'_{12}	Etat du circuit
1	1	1	1	Court-circuit E1 et E2
1	0	0	1	
1	1	0	1	
1	0	1	1	
1	1	1	0	Court-circuit E1
1	0	0	0	
1	0	1	0	
0	1	1	1	Court- circuit E2
0	0	0	1	
0	1	0	1	

Les trois états de commutation possibles sont résumés dans le Tableau II.2, L'état 1 représente l'interrupteur fermé et l'état 0 représente l'interrupteur ouvert.

Tableau (II. 2) : Etats possibles de l'onduleur NPC à trois niveaux

K_{11}	K'_{11}	K_{12}	K'_{12}	V_{ao}
1	1	0	0	$+E/2$
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-E/2$

**Figure (II. 5) :** Allure de tension par bras d'un NPC trois niveaux

II.3.2.1.3 Onduleur NPC Cinq Niveaux

La figure (II.6) illustre la configuration d'un onduleur à cinq niveaux de type NPC. Pour ce type de montage, quatre paires de transistors complémentaires sont utilisées, chacun étant accompagné d'une diode antiparallèle. Le nombre de diodes de calage est de six, et quatre condensateurs permettent de diviser la tension d'entrée en quatre tensions égales. Il est important de noter que chaque interrupteur principal est dimensionné de manière à bloquer un niveau de tension ($E/4$).

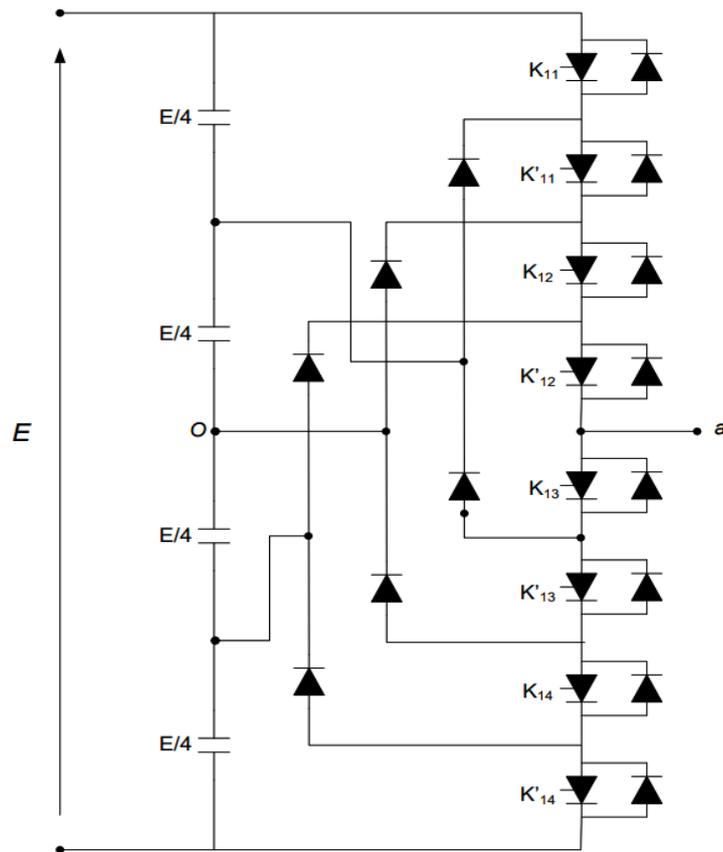


Figure (II. 6) : Bras d'un onduleur à cinq niveaux [15]

Les cinq états de commutation possibles sont résumés dans le Tableau II.3, L'état 1 représente l'interrupteur fermé et l'état 0 représente l'interrupteur ouvert.

Tableau (II. 3) : Etats possibles de l'onduleur NPC à cinq niveaux

K_{11}	K'_{11}	K_{12}	K'_{12}	K_{13}	K'_{13}	K_{14}	K'_{14}	V_{ao}
1	1	1	1	0	0	0	0	$+E/2$
0	1	1	1	1	0	0	0	$+E/4$
0	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	$-E/4$
0	0	0	0	1	1	1	1	$-E/2$

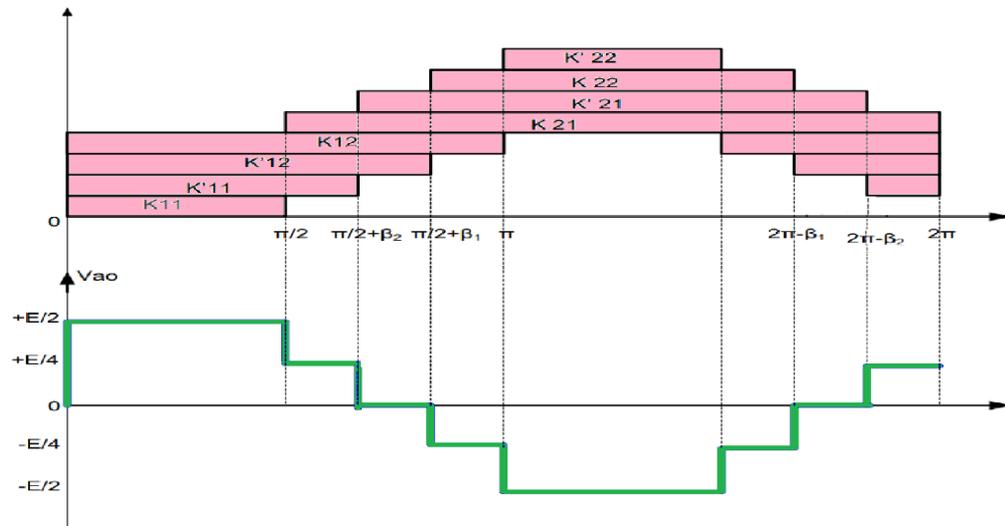


Figure (II. 7) : Allure de tension par bras d'un NPC cinq niveaux

II.3.2.2 Onduleur multi niveaux à condensateurs flottants (cellule imbriquées)

La topologie multi-niveau proposée par T. Meynard et H. Foch 1992 présente une structure similaire à celle de l'onduleur à diode de roue libre, à la différence que des condensateurs sont utilisés à la place des diodes. Ainsi, cette topologie est appelée "Onduleur à Condensateurs Flottants". Cette solution a été proposée pour résoudre deux problèmes : d'une part, le déséquilibre des tensions, et d'autre part, le grand nombre de diodes nécessaires dans les topologies traditionnelles.

II.3.2.2.1 Onduleur à Cellules Imbriquées à Trois Niveaux

Le schéma de base d'un onduleur à trois niveaux à cellules imbriquées est illustré par la figure (II.8). Chaque cellule est composée de quatre interrupteurs commandables complémentaires, d'un diviseur capacitif et d'un condensateur de bouclage. [16]

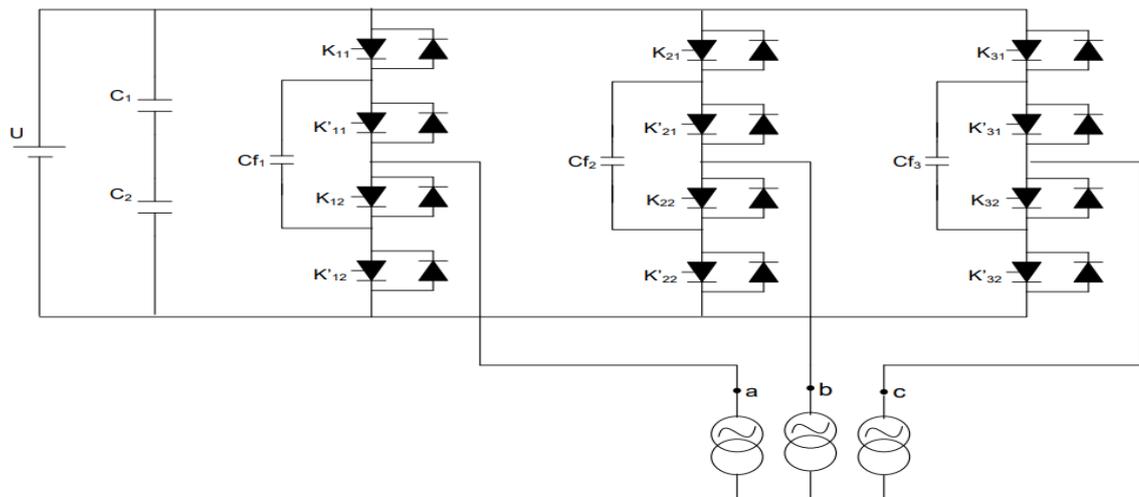


Figure (II. 8) : structure d'un onduleur à cellules imbriquées à trois niveaux (Triphasé) [15]

II.3.2.2 Onduleur à Cellules Imbriquées à Cinq Niveaux

Dans le cas de cette structure d'onduleur unipolaire, on utilise huit interrupteurs commandables complémentaires, par paires, comme illustré dans la figure (II.9). On trouve également six condensateurs auxiliaires répartis en trois rangées du côté alternatif (CA) et du côté continu (CC). Il y a quatre condensateurs de même valeur dans chaque quart, permettant ainsi cinq prises, ce qui correspond à cinq niveaux [17].

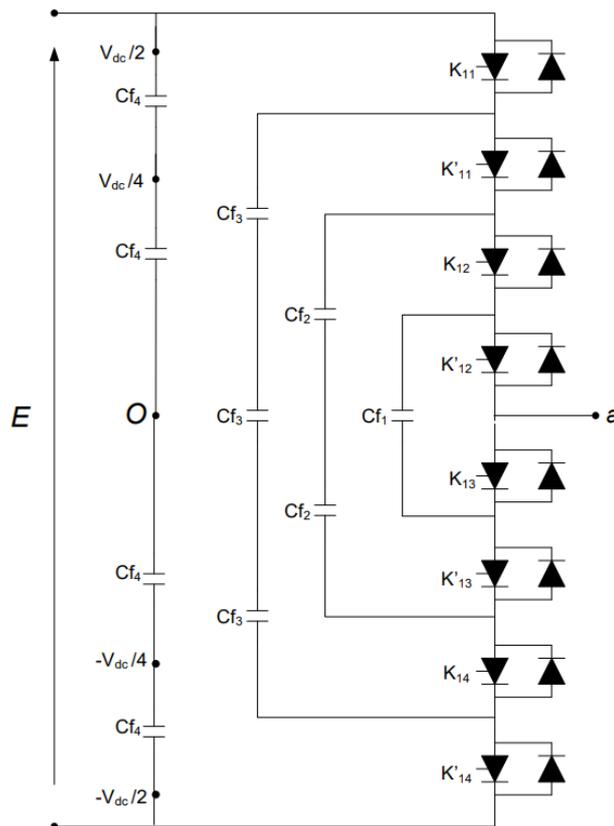


Figure (II. 9) : structure unipolaire d'un onduleur à cellules imbriquées à cinq niveaux [15]

II.3.2.3 Onduleurs multi niveaux en cascade

II.3.2.3.1 Onduleur à trois niveaux type cascades

La topologie connue sous le nom "des Onduleurs Multiniveaux Cascades" (Cascade Multilevel Inverter) a été proposée par Marchesoni et al. En 1988. Le principe de base consiste à connecter en série des ponts en H (ou ponts complets), comme illustré dans la figure (II.10). [18]

La principale difficulté de cette topologie réside dans l'alimentation des ponts en H. Il est nécessaire d'avoir autant d'alimentations isolées les unes des autres qu'il y a de cellules. Cependant, dans certaines applications où il n'est pas nécessaire de fournir de la puissance active, il est possible de se passer d'alimentations et de se contenter

d'éléments de stockage tels que des condensateurs. C'est notamment le cas pour la compensation statique du réactif ou des harmoniques. Cette structure présente de nombreux avantages pour ce type d'applications [19].

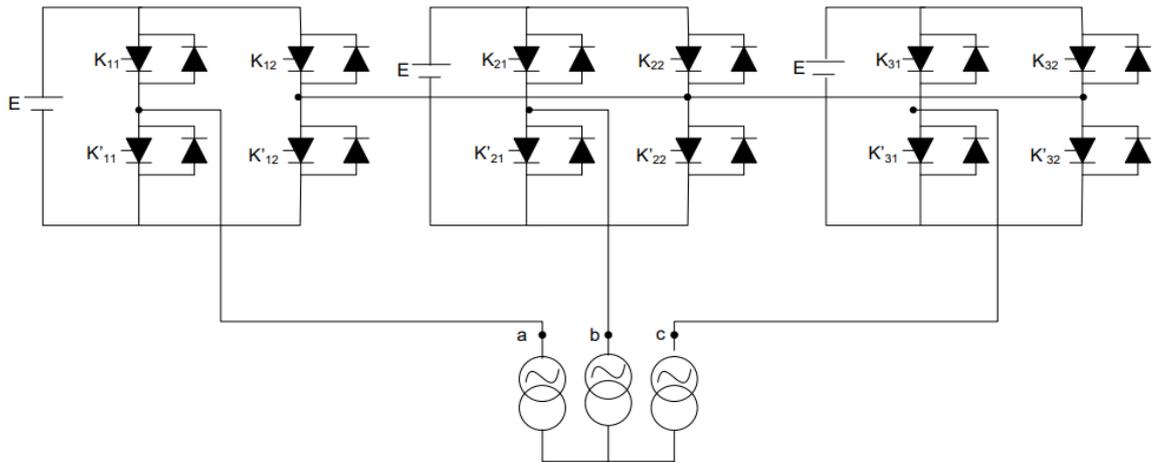


Figure (II. 10) : schémas principaux d'un onduleur triphasé à trois niveaux [15]

II.3.2.3.2 Onduleur à cinq niveaux type cascades

La figure (II.11) illustre la structure de l'onduleur cascade à cinq niveaux. Ce type d'onduleur utilise deux cellules à pont complet monophasé et deux alimentations indépendantes. Cette configuration permet d'obtenir des niveaux de tension supplémentaires, ce qui contribue à une meilleure qualité de sortie de l'onduleur.

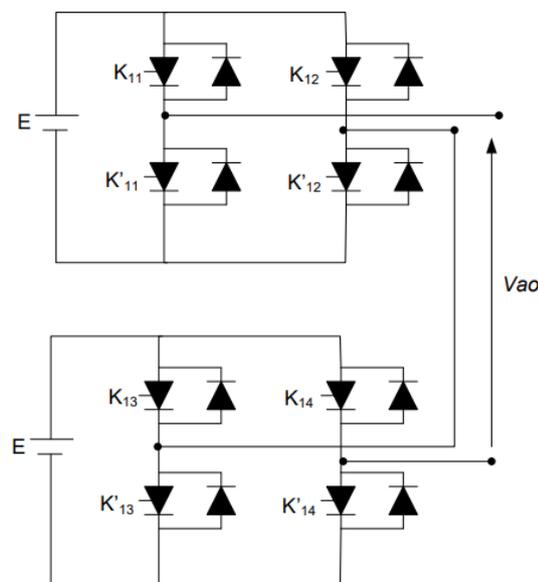


Figure (II. 11) : structure monophasée d'un onduleur cascade à cinq niveaux [15]

II.4 Commande par modulation de largeur d'impulsions

Il y a beaucoup des stratégies utilisées dans la commande MLI que nous représentons dans la figure suivante :

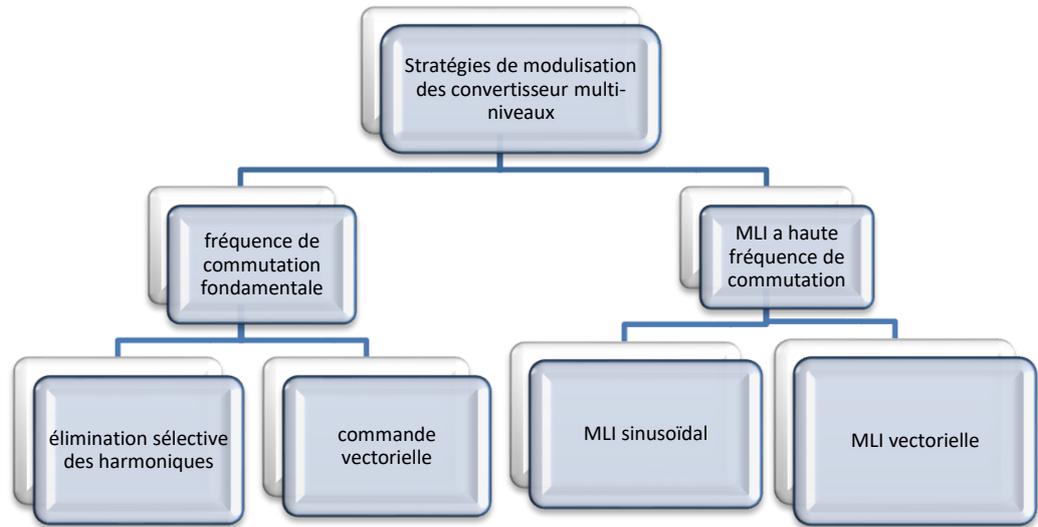


Figure (II. 12) : Stratégies de modulation des convertisseurs multiniveaux

Afin d'analyser les principales techniques de modulation à MLI nous sommes appuyés sur la modulation triangulo-sinusoïdale.

La modulation triangulo-sinusoïdale est également connue sous le nom de modulation d'amplitude par largeur d'impulsion intersective, car elle repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, appelée tension de référence sinusoïdale à trois phases ($V_{abc\ ref}$ avec une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire (V_p). Le résultat de la comparaison de ces deux signaux permet de contrôler l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance [20]. Deux paramètres définissent cette commande lorsque la référence est sinusoïdale.

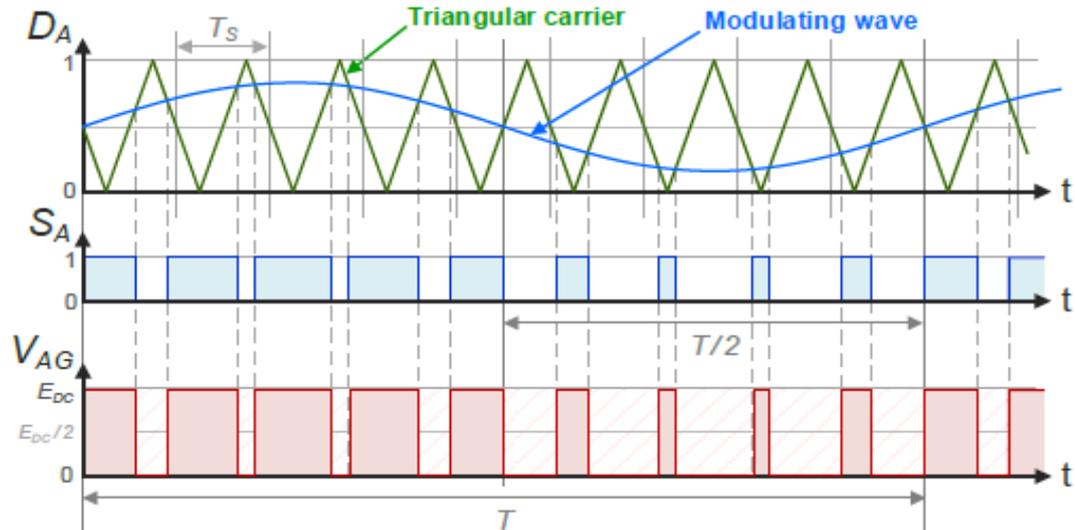


Figure (II.13) : Illustration de la méthode de modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale.

- L'indice de modulation m qui définit le rapport entre la fréquence f_p , de la porteuse et la fréquence f_r , de la référence :

$$m = \frac{f_p}{f_r}$$

- Le taux de modulation r (ou coefficient de réglage en tension) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_{ref} à la valeur crête V_p , de la porteuse :

$$r = \frac{V_p}{V_{ref}}$$

Le choix d'un indice de modulation m multiple de trois nous permet d'éliminer les harmoniques d'ordre trois, qui représentent un inconvénient de cette technique. Cependant, le taux de modulation r varie en fonction de la référence imposée [21].

La Figure II.14 présente notre simulation de l'onduleur trois niveaux avec commande MLI :

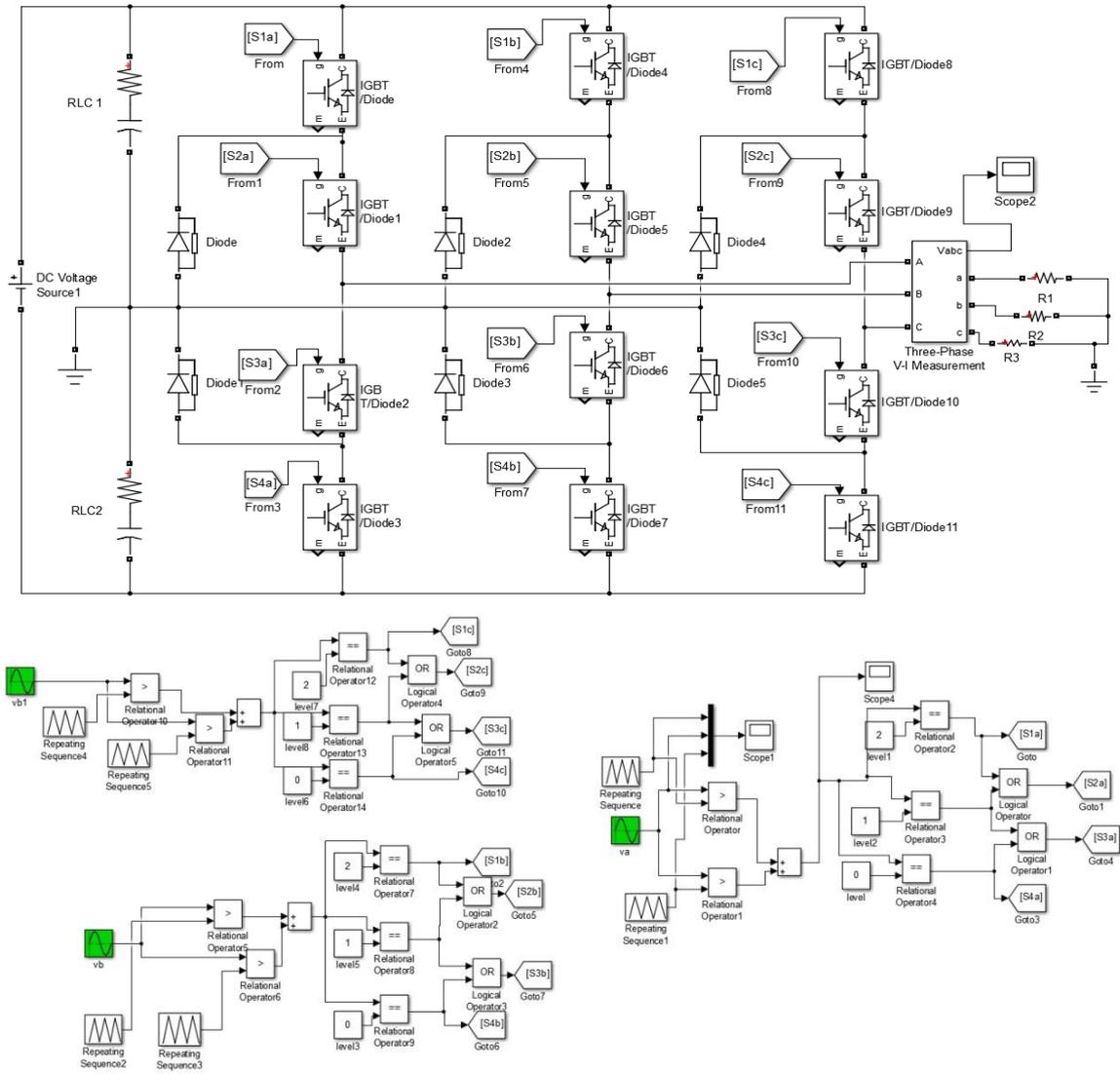


Figure (II. 14) : la simulation de l'onduleur NPC trois niveaux avec commande MLI

II.4.1 Résultats de simulation de la commande MLI sinus-triangle

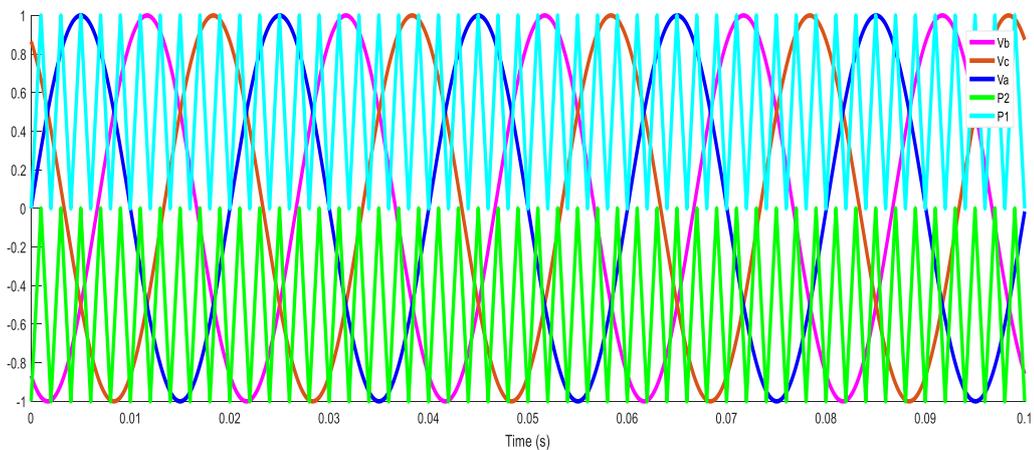


Figure (II. 15) : Signaux de référence Va, Vb, Vc et deux porteuse

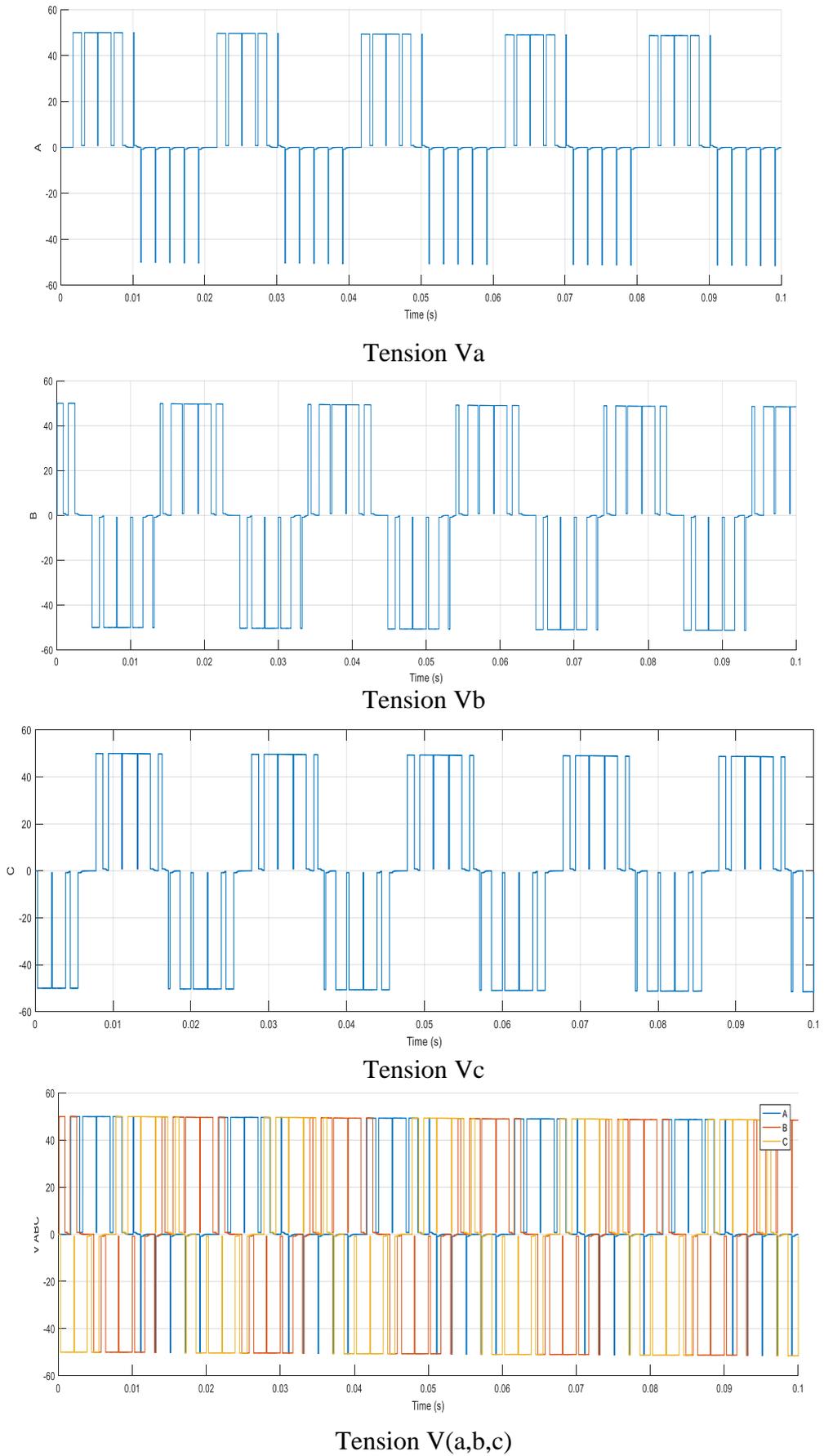


Figure (II. 16) : Tension composée de sortie de l'onduleur Va,Vb, Vc

II.5 Conclusion

Les structures multiniveaux se sont développées suite à la limitation des composants semi-conducteurs. Pour des applications à moyenne ou haute tension, elles restent encore une solution pour assurer la conversion tout en assurant la tenue en tension des composants.

La structure la plus commune, et aussi historiquement une des premières, est le NPC. Cette structure est appréciée car sa mise en œuvre est simple et possède beaucoup d'applications.

Dans ce chapitre, on a présenté la modélisation du convertisseur multi-niveaux (onduleur trois et cinq niveaux) de type NPC ainsi que la stratégie de commande adoptée, et on a fait une simulation des performances de l'Onduleur en utilisant les commandes MLI sinus triangle et nous avons représenté les différents résultats de simulation de l'onduleur de type NPC trois niveaux avec la commande MLI, ce qui nous permet la simulation de la commande du système (MADA, onduleur multiniveaux) qu'on va présenter dans le chapitre suivant.

**Chapitre III :
La commande
vectorielle**

III.1 Introduction

La commande vectorielle vise à commander la machine asynchrone de manière similaire à une machine à courant continu à excitation indépendante, où il existe une séparation naturelle entre les grandeurs commandant le flux (le courant d'excitation) et celles liées au couple (le courant d'induit).

Ainsi, toute variation du couple due à une augmentation ou une diminution du courant statorique se traduit par une variation du flux induit dans le rotor. Pour contrôler le couple, il est donc nécessaire de réaliser un découplage des grandeurs du couple et du flux grâce à un système de commande externe à la machine, en appliquant la commande vectorielle.

Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple, une grande plage de commande de vitesse et une haute efficacité pour une grande plage de charge en régime permanent.

Il existe différentes stratégies de commande vectorielle (figure III.1) pour contrôler la grandeur et la fréquence de sa tension de sortie et ainsi contrôler la vitesse et le couple de la MAS [22]

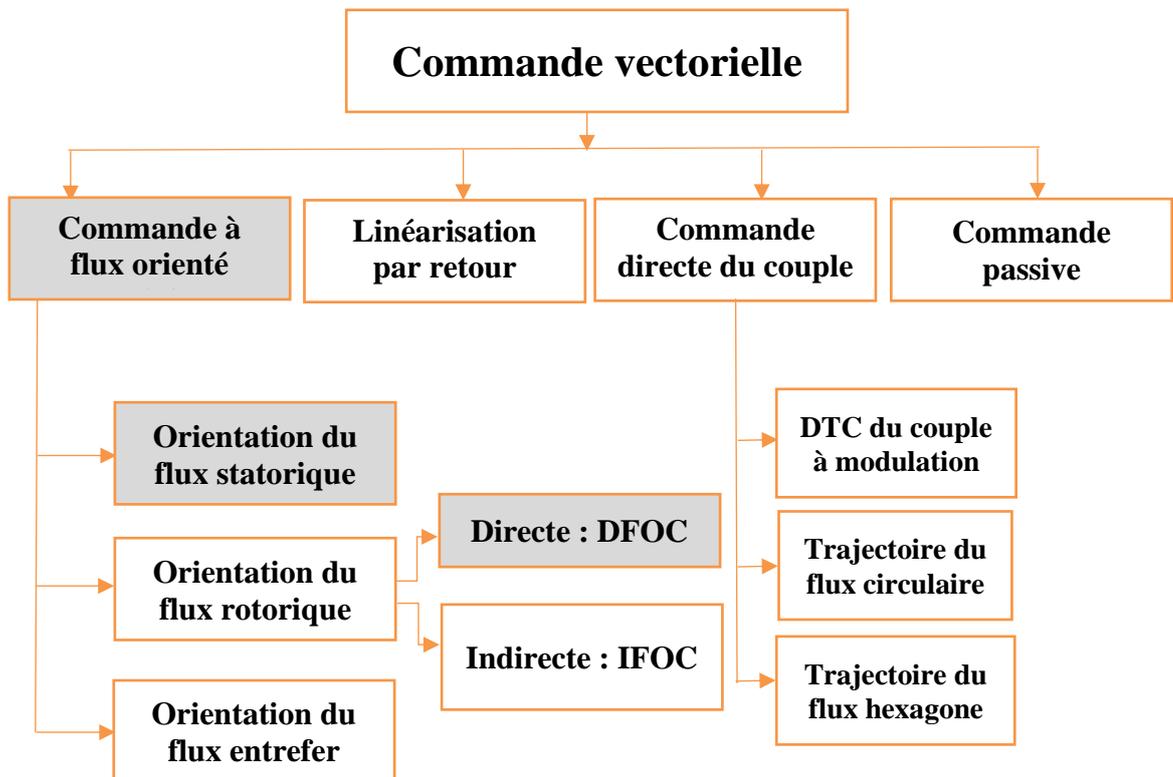


Figure (III. 1) : différentes stratégies de commande vectorielle

Le but de ce chapitre est de présenter la technique de la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone à double alimentation.

III.2 Les variantes de la commande vectorielle

La commande à flux orienté est une technique utilisée dans les moteurs électriques pour obtenir un fonctionnement optimal en positionnant de manière appropriée les vecteurs de courant et les vecteurs de flux résultants. Il existe de nombreuses variantes de cette technique de commande qui ont été présentées dans la littérature, et on peut les classer en différentes catégories. [23] :

- Suivant la source d'énergie :
 - ❖ Commande en tension.
 - ❖ Commande en courant.
- Suivant les opérations désirées pour le flux :
 - ❖ Commande vectorielle de flux rotorique.
 - ❖ Commande vectorielle de flux statorique
 - ❖ Commande vectorielle de flux d'entrefer (ou de flux magnétisant).
- Suivant la détermination de la position du flux
 - ❖ Directe par mesure ou observation du vecteur de flux (module, phase).
 - ❖ Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement

III.3 Principe de la commande vectorielle

La commande d'une machine à courant alternatif est généralement réalisée en utilisant deux techniques : la commande classique (commande scalaire) et la commande moderne (commande vectorielle, commande directe du couple - DTC). Dans les applications nécessitant de bonnes performances dynamiques, il est important de pouvoir agir directement sur le couple instantané.

Cela est relativement facile à réaliser avec une machine à courant continu, où la force électromotrice de l'induit est perpendiculaire à l'axe du flux inducteur, indépendamment de la vitesse de rotation. Ainsi, le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et du courant d'induit. Si la machine est excitée séparément et que le flux inducteur est maintenu constant, le couple est directement proportionnel au courant d'induit. Par conséquent, de bonnes performances dynamiques peuvent être obtenues car le couple peut être contrôlé aussi rapidement que le courant d'induit peut l'être [24][25].

En revanche, dans une machine asynchrone, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec la charge, ce qui entraîne des interactions complexes et des réponses dynamiques oscillatoires. Pour obtenir une situation équivalente à celle d'une machine à courant continu, on utilise la technique de commande vectorielle. Le principe de cette

dernière consiste à transformer le modèle de la machine asynchrone en une structure similaire à celle d'une machine à courant continu avec une excitation séparée et compensée. Effectivement, en l'absence de saturation et de réaction magnétique d'induit, le flux principal de l'inducteur d'une machine à courant continu est proportionnel au courant d'excitation. Il n'est pas influencé par le courant d'induit en raison de l'orientation perpendiculaire des flux statoriques et rotoriques. C'est pourquoi le couple électromagnétique d'une machine à courant continu à excitation séparée est directement proportionnel au courant d'induit, à condition que le flux soit maintenu constant. Cela permet un réglage rapide du couple. Pour une machine asynchrone, l'angle entre les champs statoriques et rotoriques n'est pas de 90 degrés. L'idée proposée par Blaschke et Hasse consiste à décomposer le vecteur des courants statoriques ou rotoriques en deux composantes : l'une produit le flux et l'autre produit le couple. Cela permet d'obtenir un angle de 90 degrés entre les deux flux de la machine, ce qui crée une caractéristique similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée.

III.3.1 Couple électromagnétique d'une MADA

Après utilisation de la transformation de PARK sur l'équation (I.21), on aboutit à l'expression :

$$C_{em} = pM. (i_{rd}i_{sq} - i_{sd}i_{rq}) \quad (III. 1)$$

$$C_{em} = \frac{pM}{L_s} (\varphi_{rd}i_{rq} - \varphi_{rq}i_{rd}) \quad (III. 2)$$

$$C_{em} = \frac{pM}{L_s} (\varphi_{sq}i_{rd} - \varphi_{sd}i_{rq}) \quad (III. 3)$$

III.3.2 Couple électromagnétique d'une MCC

$$C_{em} = K. \varphi_e \cdot i_a = K'. i_e \cdot i_a \quad (III. 4)$$

Ou :

φ_e : Flux d'inducteur.

i_e : Courant d'inducteur.

i_a : Courant d'induit.

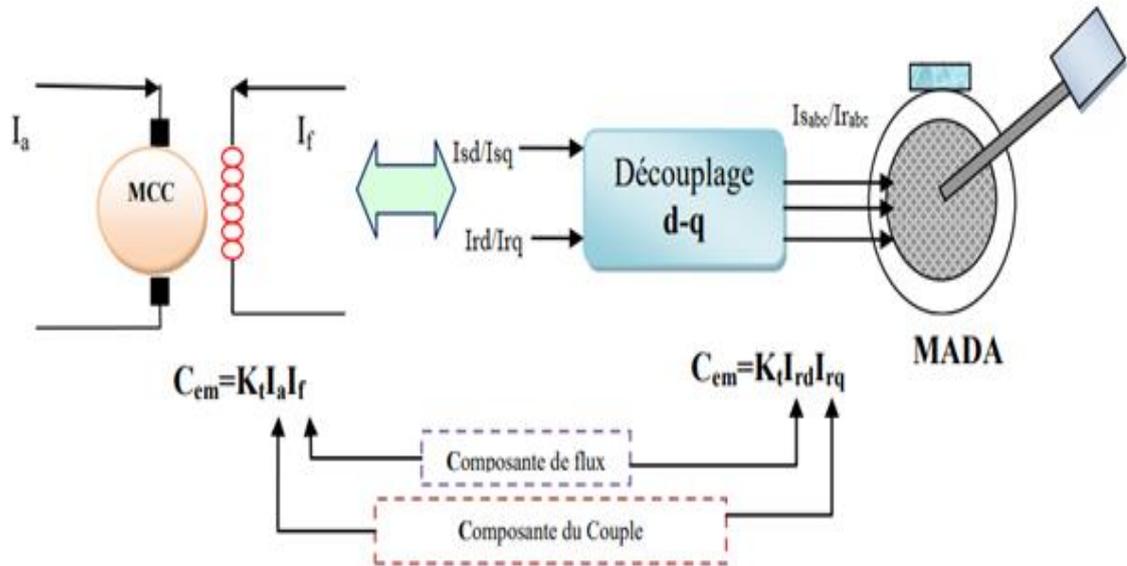


Figure (III. 2) : principe de la commande vectorielle orientation du flux statorique.

III.4 Procède d'orientation du flux

Il existe trois choix possibles pour l'orientation du flux selon l'axe direct d du repère tournant :

- ❖ Orientation du flux rotorique : $\varphi_{rq} = 0 \Leftrightarrow \varphi_{rd} = \varphi_r$
- ❖ Orientation du flux statorique : $\varphi_{sq} = 0 \Leftrightarrow \varphi_{sd} = \varphi_s$
- ❖ Orientation du flux magnétisant (d'entrefer): $\varphi_{mq} = 0 \Leftrightarrow \varphi_{md} = \varphi_m$

Dans notre cas, la méthode choisie est l'orientation du flux statorique.

III.5 Commande vectorielle par orientation du flux statorique

Pour orienter le flux statorique, il faut choisir un référentiel (d, q) de telle manière que le flux statorique soit aligné avec l'axe (od) . Cela permet d'obtenir une expression du couple dans laquelle les deux composantes de courant statorique ou rotorique interviennent ; la première produit le flux et l'autre produit le couple.

Le principe de ce type d'orientation de flux est illustré par la figure (III.3) :

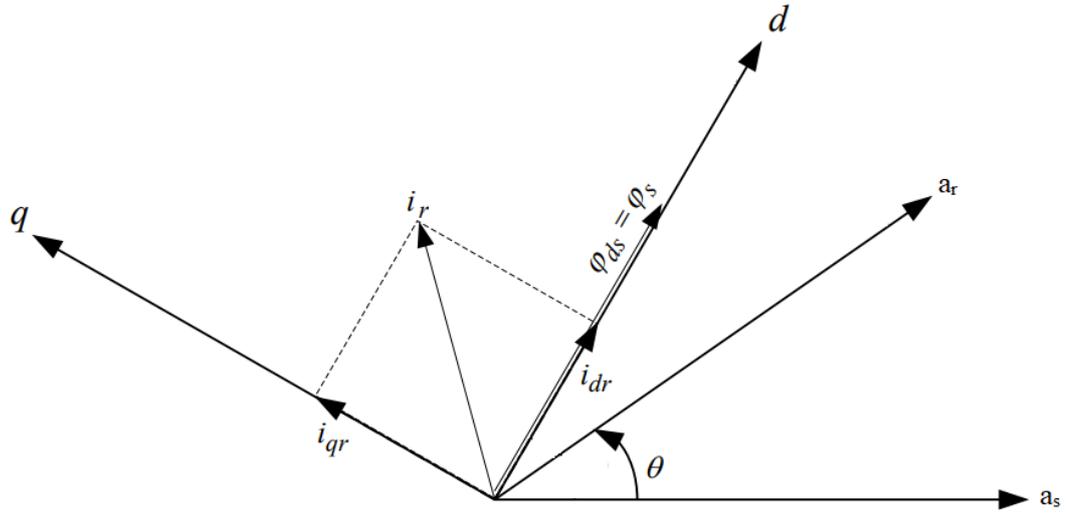


Figure (III. 3) : Orientation du flux statorique

Pour simplifier la commande il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. Pour cela, on se place dans un référentiel $(d-q)$ lié au champ tournant avec une orientation du flux statorique (l'axe d aligné avec la direction du flux statorique) comme le montre la figure III.3.

On obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \varphi_s \\ \varphi_{sq} = 0 \end{cases} \quad (\text{III. 5})$$

On remplace l'équation (III.5) dans le tableau (I.1):

$$\begin{cases} \varphi_{sq} = 0 \Rightarrow i_{qs} = -\frac{M}{L_s} i_{rq} \\ i_{sd} = 0 \\ i_{rd} = \frac{\varphi_s^*}{M} \end{cases} \quad (\text{III. 6})$$

Et on a l'expression du couple électromagnétique :

$$C_e = \frac{PM}{L_s} (\varphi_{sq} i_{rd} - \varphi_{sd} i_{rq}) \quad (\text{III. 7})$$

En remplaçant l'équation (III.5) dans (III.7) on trouve :

$$C_e = \frac{PM}{L_s} (-\varphi_s i_{rq}) = -\frac{PM}{L_s} \varphi_s i_{rq} \quad (\text{III. 8})$$

Alors :

$$i_{rq} = -\frac{pM}{L_s} \cdot \frac{C_e^*}{\varphi_s^*} \quad (\text{III. 9})$$

De l'équation (I.52) on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \left(\frac{R_s M}{L_s} i_{rq} + v_{sq} \right) / \varphi_s^* \quad (\text{III. 10})$$

D'après les équations des flux statorique on aura :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \Rightarrow i_{sd} = \frac{1}{L_s} (\varphi_{sd} - M i_{rd}) & \text{(III. 11)} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \Rightarrow i_{sq} = \frac{1}{L_s} (\varphi_{sq} - M i_{rq}) & \text{(III. 12)} \end{cases}$$

On remplace l'équation (III.11) et l'équation (III.12) dans l'équation (I.52) on trouve :

$$\varphi_{sd} = v_{ds} + \frac{M}{T_s} i_{dr} - \frac{1}{T_s} \varphi_{ds} \quad \text{(III. 13)}$$

$$\varphi_{sq} = 0 = v_{sq} + \frac{M}{T_s} i_{rq} - \omega_s \varphi_{sq} \quad \text{(III. 14)}$$

En exprimant le flux rotorique en fonction de flux statorique φ_{ds} et le courant rotorique i_{dr} . En remplaçant l'équation (III.11) et l'équation (III.12) dans le tableau (I.1) on trouve donc les deux équations suivantes :

$$\varphi_{rd} = \sigma L_r i_{rd} + \frac{M}{L_s} \varphi_{sd} \quad \text{(III. 15)}$$

$$\varphi_{rq} = \sigma L_r i_{rq} + \frac{M}{L_s} \varphi_{sq} \quad \text{(III. 16)}$$

En introduisant les équations (III.13), (III.15) et (III.16) dans l'équation (I.52) on trouve :

$$v_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} + \frac{M}{L_s} v_{sd} - (\omega_s - \omega) \sigma L_r i_{rq} \quad \text{(III. 17)}$$

$$v_{rd} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) i_{qr} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} + \frac{M}{L_s} v_{sq} - \frac{M}{L_s} \omega \varphi_{sd} + (\omega_s - \omega) \sigma L_r i_{rd} \quad \text{(III. 18)}$$

III.6 Méthodes de la commande vectorielle

La première méthode est appelée méthode directe, tandis que la seconde est connue sous le nom de méthode indirecte. Dans la commande directe, on régule directement le flux en ayant besoin de le connaître précisément, alors que dans la commande indirecte, on s'affranchit de la connaissance exacte de ce flux en utilisant certaines approximations [26].

Pour y arriver, deux approches sont envisageables :

- ❖ La méthode directe (DFOC).
- ❖ La méthode indirecte (IFOC).

III.6.1 La méthode directe (DFOC)

Blaschke a proposé cette méthode de commande. Dans ce cas, il est nécessaire de connaître le module de flux et sa phase pour assurer un découplage entre le couple et le flux, quel que soit le régime transitoire. En effet, le flux est régulé par une rétroaction, ce qui implique qu'il doit être mesuré ou estimé à partir des signaux de tension statorique et de courant. Pour obtenir des informations sur l'amplitude et la phase du flux, on peut utiliser des capteurs tels

que des sondes à effet Hall ou des spires de mesure, placés sous les dents du stator (dans l'entrefer de la machine). L'avantage de cette technique est qu'elle dépend moins des variations des paramètres. Cependant, l'inconvénient de cette méthode est que les capteurs sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas fonctionner dans des conditions sévères telles que les vibrations et les températures excessives. De plus, les signaux captés sont affectés par des harmoniques et leur fréquence varie avec la vitesse, ce qui nécessite l'utilisation de filtres ajustables automatiquement.[27]

III.6.2 La méthode indirecte (IFOC)

Le principe de cette méthode repose sur l'estimation de la position du vecteur de flux plutôt que sur la mesure (ou l'estimation) de son amplitude. Cette idée a été proposée par Hasse. L'objectif est d'estimer la position du vecteur de flux et de régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants nécessaires pour orienter le flux et réaliser le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire. Cette méthode a gagné en popularité avec le développement des microprocesseurs, mais elle est très sensible aux variations des paramètres de la machine. Il est important de souligner que la méthode indirecte est plus simple à mettre en œuvre et plus couramment utilisée que la méthode directe, mais le choix entre les deux méthodes dépend de l'application spécifique. [28]

III.7 Construction de la commande vectorielle directe

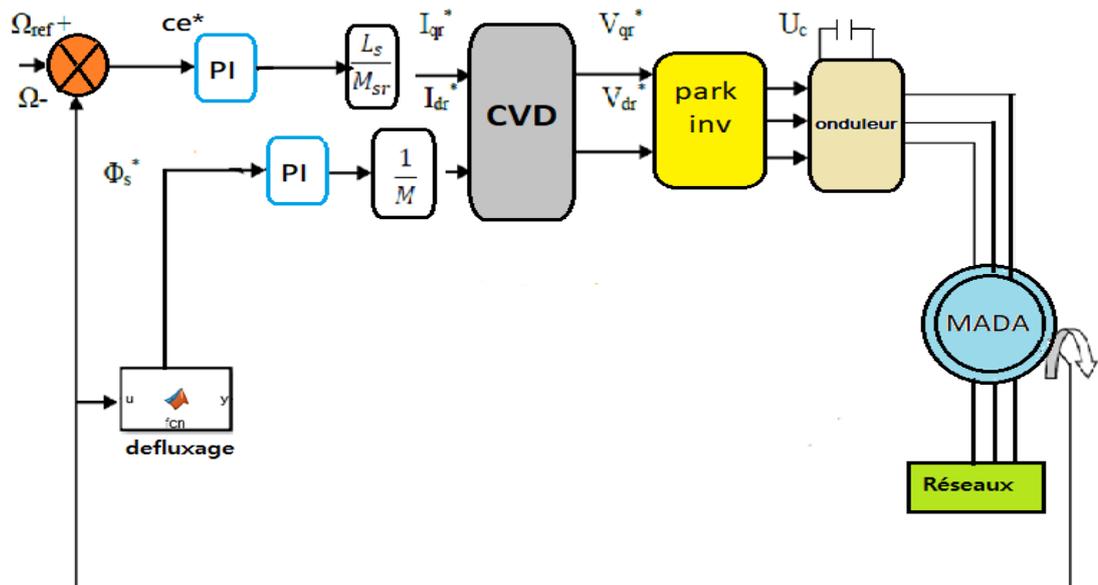


Figure (III. 4) : Principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA

III.7.1 Défluxage

Rappelons l'expression du couple électromagnétique de la MADA exprimé en fonction des flux et des courants rotoriques :

$$C_e = \frac{pM}{L_s} (\varphi_{sq} i_{rd} - \varphi_{sd} i_{rq}) \quad (\text{III. 19})$$

Et selon la condition d'orientation du flux statorique ($\varphi_{sd} = \varphi_s$ et $\varphi_{sq} = 0$), cette expression du couple devient :

$$C_e = -\frac{pM}{L_s} \varphi_s i_{rq} \quad (\text{III. 20})$$

Aussi, l'expression de la puissance électromagnétique de la machine est donnée par :

$$P_e = C_e \cdot \Omega \quad (\text{III. 21})$$

Lorsque la machine fonctionne dans les limites de ses valeurs nominales (vitesse, puissance, couple), son fonctionnement est normal. Toutefois, si l'on souhaite faire fonctionner la machine à des vitesses supérieures à sa vitesse nominale, cela entraîne une surcharge, dépassant ainsi sa puissance nominale. Pour éviter cela, il est nécessaire de réduire le flux magnétique de la machine lorsque la vitesse dépasse sa valeur nominale, afin de maintenir une puissance constante. Cette opération est communément appelée défluxage.

Dans ces conditions, on peut faire tourner la machine à des vitesses supérieures à sa vitesse nominale, en gardant en même temps la puissance mécanique constante et égale à sa valeur nominale. Ainsi, on peut éviter la surcharge et le sur échauffement de la machine. Pour cela, on impose un flux de référence défini par [29] :

$$\begin{aligned} \varphi_s^* &= \varphi_{sn} & \text{si} & \quad |\omega| \leq \omega_n \\ \varphi_s^* &= \varphi_{sn} \cdot \frac{\omega}{|\omega_n|} & \text{si} & \quad |\omega| > \omega_n \end{aligned} \quad (\text{III. 22})$$

Où :

$\omega_n = P \cdot \Omega_n$: est la vitesse angulaire nominale de la machine.

Ω_n : est la vitesse de rotation mécanique nominale de la machine.

φ_{sn} : est le flux statorique nominal.

III.7.2 Principe du découplage par compensation

Des équations (III.17) et (III.18) on peut voir que les équations de tension incluent deux termes de couplage entre l'axe det l'axe q. Nous devons présenter un système de découplage, en présentant les termes de compensation :

$$E_d = \sigma L_r (\omega_s - \omega) i_{rq} \quad (\text{III. 23})$$

$$E_q = \frac{M}{L_s} \omega \varphi_{sd} - \sigma L_r (\omega_s - \omega) i_{rd} \quad (\text{III. 24})$$

Puis, on définit deux nouvelles variables intermédiaires de découplage par deux expressions qui sont :

$$\begin{cases} v_{rd1} = v_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} v_{sd} \\ v_{rd1} = v_{rq} + E_q - \frac{M}{L_s} v_{sq} \end{cases} \quad (\text{III. 25})$$

$$\quad \quad \quad (\text{III. 26})$$

III.7.3 Estimation du flux statorique

Pour la commande vectorielle directe à flux statorique orienté de la MADA, la connaissance précise de l'amplitude et la position du vecteur de flux statorique est nécessaire. En mode moteur de la MADA, les courants statorique et rotorique sont mesurables, le flux statorique peut être estimé, L'estimateur de flux peut être obtenu par les équations suivantes :

$$\varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \quad (\text{III. 27})$$

$$\varphi_{sq} = L_s i_{sq} + \frac{M}{L_s} \varphi_{rq} \quad (\text{III. 28})$$

La position du flux statorique est calculée par les équations suivantes :

$$\theta_r = \theta_s + \theta \quad (\text{III. 29})$$

Tel que:

$$\theta_s = \int \omega_s dt, \theta = \int \omega dt, \omega = P. \Omega$$

Où :

θ_s : est la position électrique de stator.

θ : est la position électrique de rotor.

III.7.4 Dimensionnement des régulateurs

III.7.4.1 Régulateurs des courants rotoriques

Afin de garantir que les courants réels suivent les courants de consigne, il est essentiel d'avoir des régulateurs de courant agissant sur les tensions de commande (dans le cas où nous considérons une alimentation en tension, comme nous le faisons ici). L'objectif de l'utilisation de ces régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse face aux perturbations internes ou externes. Le régulateur que nous allons utiliser est de type Proportionnel Intégral (PI).

III.7.4.1.1 Régulation du courant rotorique directe

La fonction de transfert du courant rotorique directe est obtenue à partir de l'équation (III.17) et par l'annulation de E_d par le terme de compensation.

$$v_{rd1} = v_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} v_{sd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} = R_r (1 + \sigma T_r s) i_{rd} \quad (\text{III. 30})$$

$$\frac{i_{rd}}{v_{rd1}} = \frac{1}{R_r (1 + \sigma T_r s)} \quad (\text{III. 31})$$

La boucle de régulation de courant i_{dr} peut se présenter par le schéma bloc de la figure (III.5) :

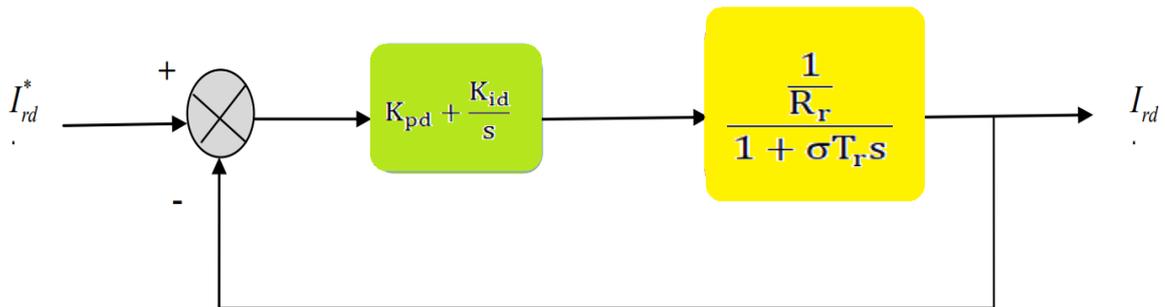


Figure (III. 5) : Schéma de régulation de courant i_{rd}

Soit un régulateur PI de fonction de transfert :

$$PI(s) = K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \quad (\text{III. 32})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure (II.4) sera :

$$FTBO(s)_{i_{rd}} = \frac{K_{id}}{R_r s} \left(\frac{K_{pd}}{K_{id}} s + 1 \right) \frac{1}{1 + \sigma T_r s} \quad (\text{III. 33})$$

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \sigma T_r \quad (\text{III. 34})$$

Alors la fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$FTBO(s)_{ird} = \frac{K_{id}}{R_r s} \quad (\text{III. 35})$$

Afin d'avoir un comportement d'un système du premier ordre dont la fonction de transfert est de la forme :

$$G(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (\text{III. 36})$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) de la figure (II.4) sera :

$$FTBO(s)_{idr} = \frac{1}{1 + \frac{R_r}{K_{id}} s} \quad (\text{III. 37})$$

Par analogie de l'expression (III.37) par l'expression (III.36) on trouve :

$$\tau = \frac{R_r}{K_{id}} \quad (\text{III. 38})$$

De l'expression (III.34) et (III.38) on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{id} = \frac{R_r}{\tau} \\ K_{pd} = K_{id} \sigma T_r = \frac{\sigma T_r}{\tau} \end{array} \right. \quad (\text{III. 39})$$

La constante de temps électrique du système dans notre cas est $\tau_e = \sigma T_r = 0.0191$ s, nous avons choisi $\tau = 0.001$ s, pour avoir une dynamique du processus plus rapide.

III.7.4.1.2 Régulation du courant rotorique quadrature

La fonction de transfert du courant rotorique quadrature est obtenue à partir de l'équation (III.18) et par l'annulation de E_q par le terme de compensation.

$$v_{rq1} = v_{qr} + E_d - \frac{M}{L_s} v_{sq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} = K_q \left(1 + \sigma \frac{L_r}{K_q} s \right) i_{rq} \quad (\text{III. 40})$$

$$\frac{i_{qr}}{v_{qr1}} = \frac{\frac{1}{K_q}}{1 + \sigma \frac{L_r}{K_q} s} \quad (\text{III. 41})$$

Où : $K_q = R_r + \frac{M^2}{L_s T_s}$

La boucle de régulation de courant i_{qr} peut se présenter par le schéma bloc de la figure (III.6):

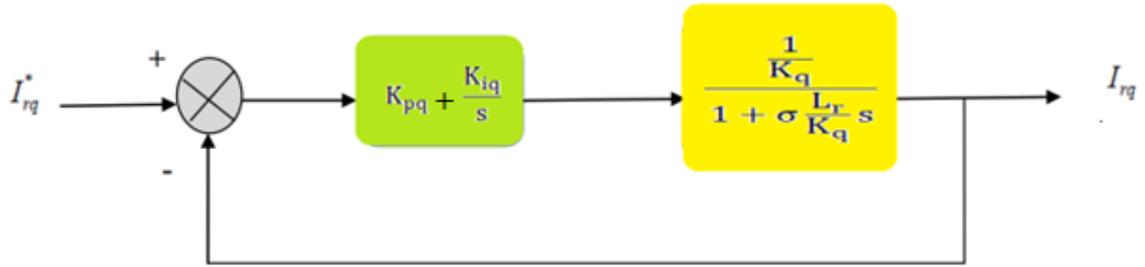


Figure (III. 6) : Schéma de régulation de courant i_{rq}

Pour déterminer les deux coefficients K_{pq} et K_{iq} , il sera procédé de la même façon que pour le courant i_{dr} .

Alors, nous trouvons :

$$\begin{cases} K_{iq} = \frac{K_q}{\tau} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) / \tau \\ K_{pq} = K_{iq} \frac{\sigma L_r}{K_q} = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \quad (\text{III. 42})$$

La constante de temps électrique du système dans notre cas est $\tau_e = \sigma \frac{L_r}{K_q} = 0.0086 \text{ s}$, pour avoir une dynamique du processus plus rapide, nous avons choisi le même τ que pour le courant i_{dr} ($\tau = 0.001 \text{ s}$).

III.7.4.2 Régulateur du flux statorique

De l'équation (III.13), nous avons ($v_{ds} = 0$) :

$$\frac{\phi_{ds}}{i_{dr}} = \frac{M}{1 + sT_s} \quad (\text{III. 43})$$

Le schéma de la boucle de régulation du flux est donné par la figure III.7.

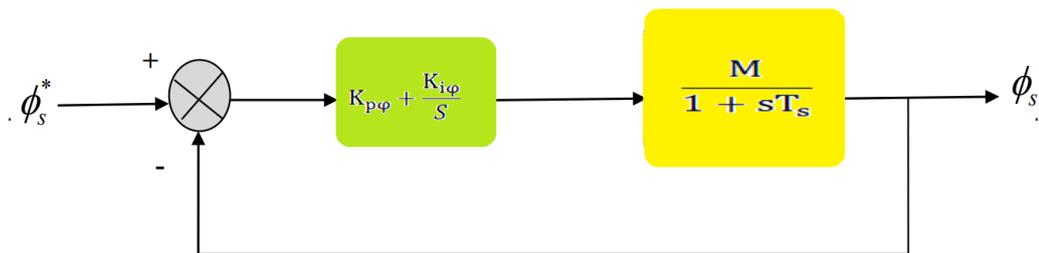


Figure (III. 7) : Schéma de régulation du flux statorique

La compensation des pôles donne :

$$\frac{K_{p\phi}}{K_{i\phi}} = T_s \quad (\text{III. 44})$$

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

$$FTBO(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{M.K_{i\varphi}}} \quad (\text{III. 45})$$

En comparant cette expression avec l'expression (III.36) caractéristique de premier ordre, on trouve que :

$$\begin{cases} K_{i\varphi} = \frac{1}{M\tau} \\ K_{p\varphi} = K_{i\varphi}T_s = \frac{T_s}{M\tau} \end{cases} \quad (\text{III. 46})$$

III.7.4. 3 Régulation de vitesse par un régulateur PI

Le régulateur Intégral Proportionnel (PI) a été appliqué pour la commande des machines asynchrone en raison de ses divers avantages [30]. En effet, il permet l'obtention de hautes performances (faible dépassement, écart statique nul et bon rejet de perturbations). La boucle de régulation de la vitesse avec l'utilisation d'un régulateur de type PI est schématisée par la figure suivante :

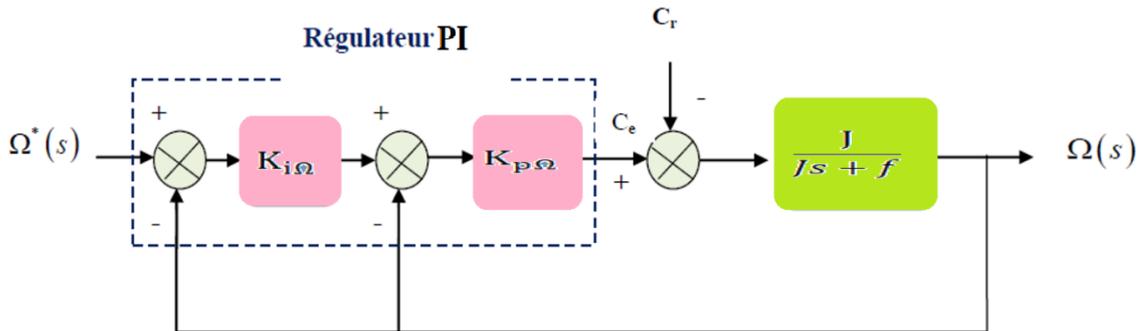


Figure (III. 8) : Boucle de régulation de vitesse avec régulateur PI

Le régulateur PI est utilisé pour le réglage de la grandeur mécanique. Ce type de régulateur est dérivé du régulateur classique Proportionnel Intégral (PI), mais a l'avantage de conduire à une fonction de transfert en boucle fermée sans zéro donnée par :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{1}{1 + \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{p\Omega}K_{i\Omega}}s + \frac{J}{K_{p\Omega}K_{i\Omega}}s^2} \quad (\text{III. 47})$$

Où :

$K_{p\Omega}$ et $K_{i\Omega}$ dénoter les gains proportionnel et intégral du contrôleur de vitesse PI. On peut voir que la vitesse de moteur est représentée par l'équation différentielle du second ordre :

La fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée est caractérisé par :

$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n}s + \frac{1}{\omega_n^2}s^2} \quad (\text{III. 48})$$

Par l'identification de l'expression (III.44) par l'expression (III.45), nous obtenons :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{p\Omega}K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{p\Omega}K_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad (III.49)$$

Puisque, le choix des paramètres du régulateur est choisi selon le choix de la constante d'amortissement(ξ) et de la pulsation naturelle (ω_n) :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 2J\xi\omega_n - f \\ K_{i\Omega} = \frac{J\omega_n^2}{K_{p\Omega}} \end{cases} \quad (III.50)$$

Les gains du correcteur sont obtenus pour avoir un temps de réponse minimal tout en assurant l'absence de dépassement. Cette technique concerne d'imposer des valeurs de la constante d'amortissement (ξ) et de la pulsation naturelle (ω_n) pour déterminer les coefficients $K_{p\Omega}$ et $K_{i\Omega}$.

III.8 Résultats de simulation

III.8.1 Simulation de la machine MADA avec onduleur/ MLI

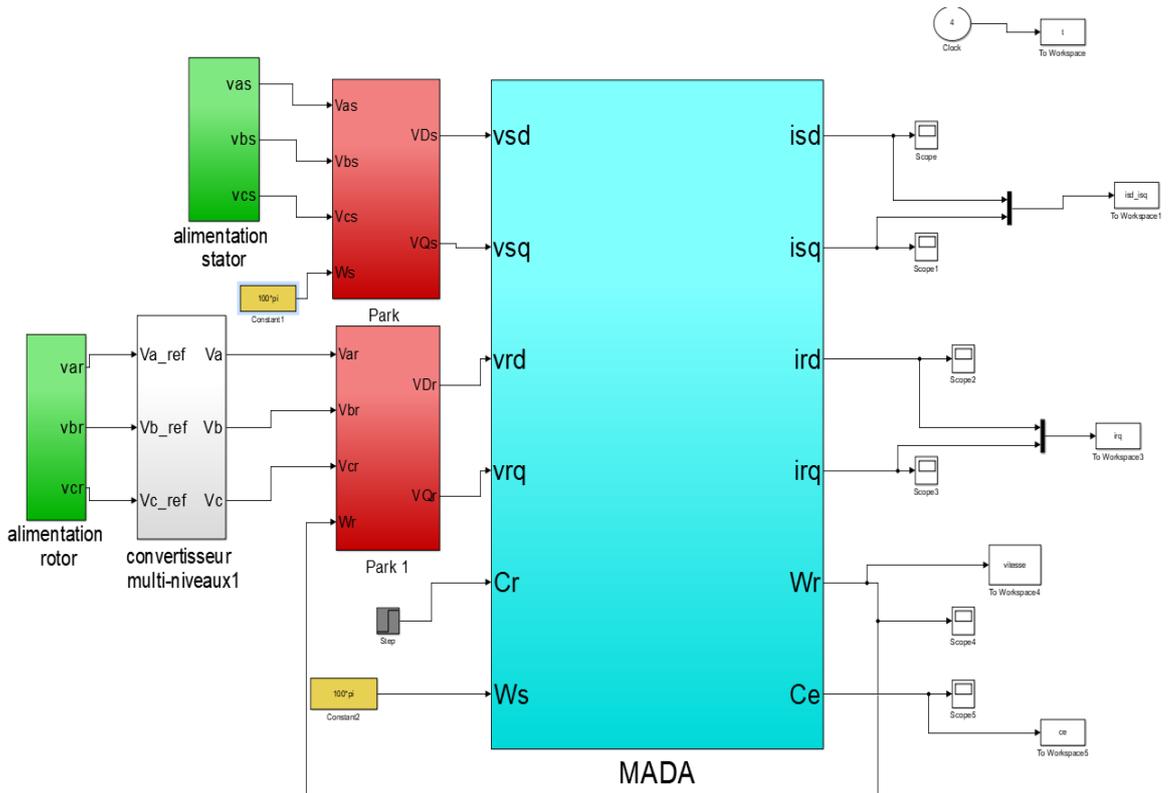


Figure (III. 9) : Machine MADA avec onduleur/MLI

On simule la machine avec les paramètres suivants :

$V_r = 13V$ et $f_r = 5Hz$ et $C_r = 4N.m$ à $t=2s$

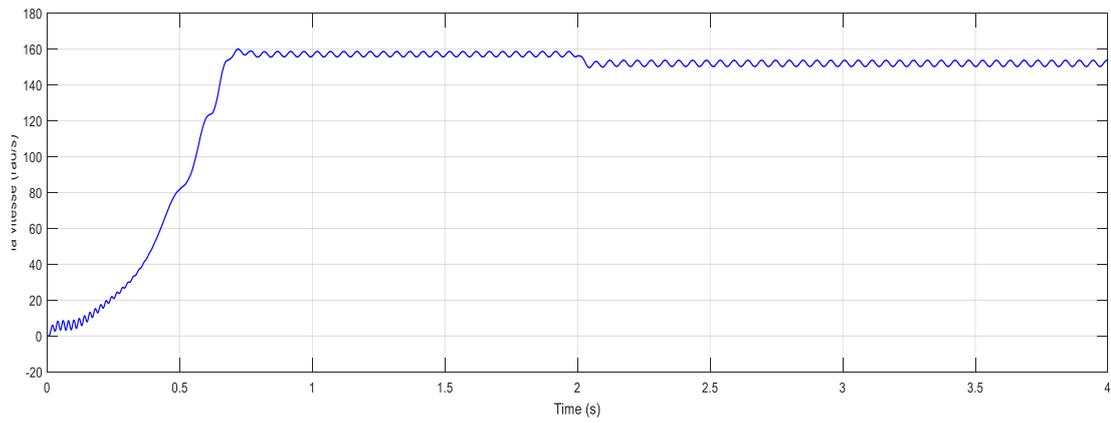


Figure (III. 10): Vitesse (rad/s)

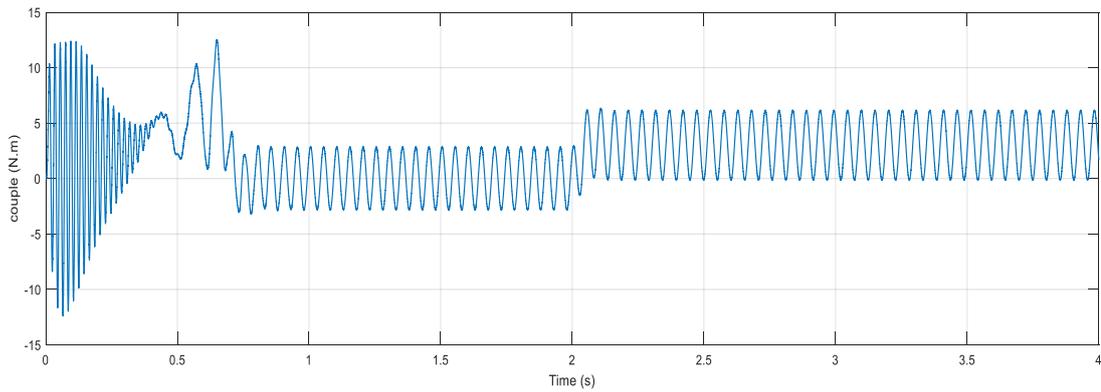


Figure (III. 11) : Couple électromagnétique (N.m)

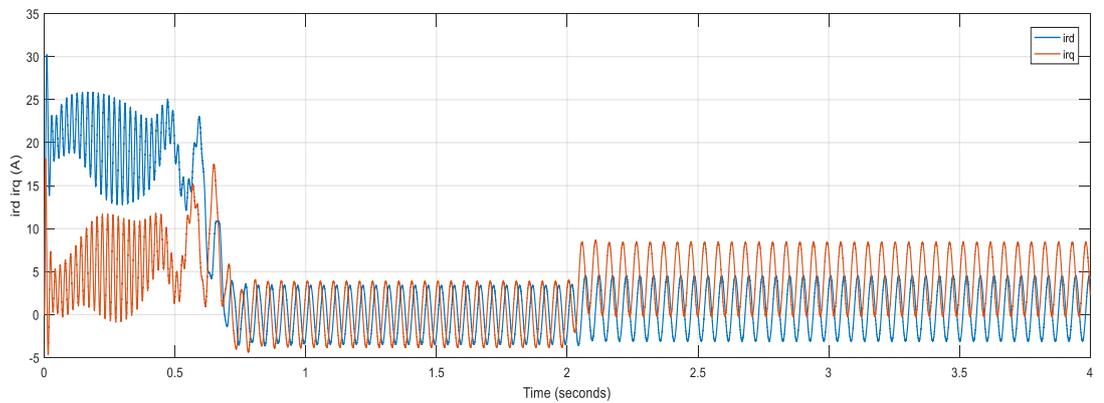


Figure (III. 12) : Courant rotorique (A)

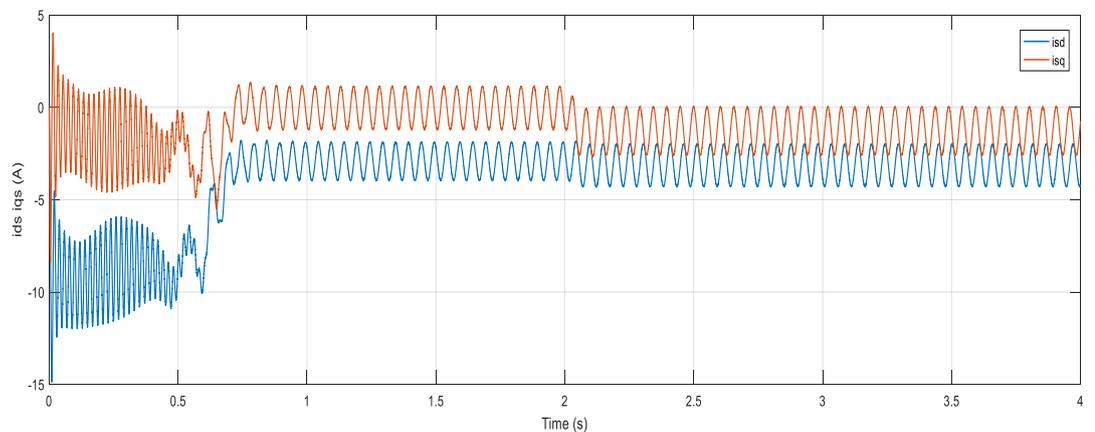


Figure (III. 13) : Courant statorique (A)

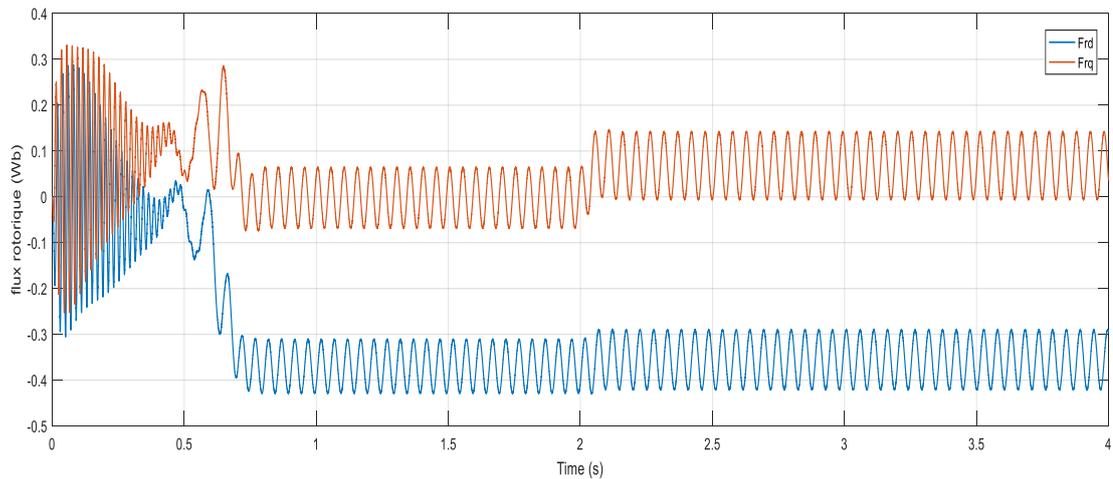


Figure (III. 14) : Flux rotorique (Wb)

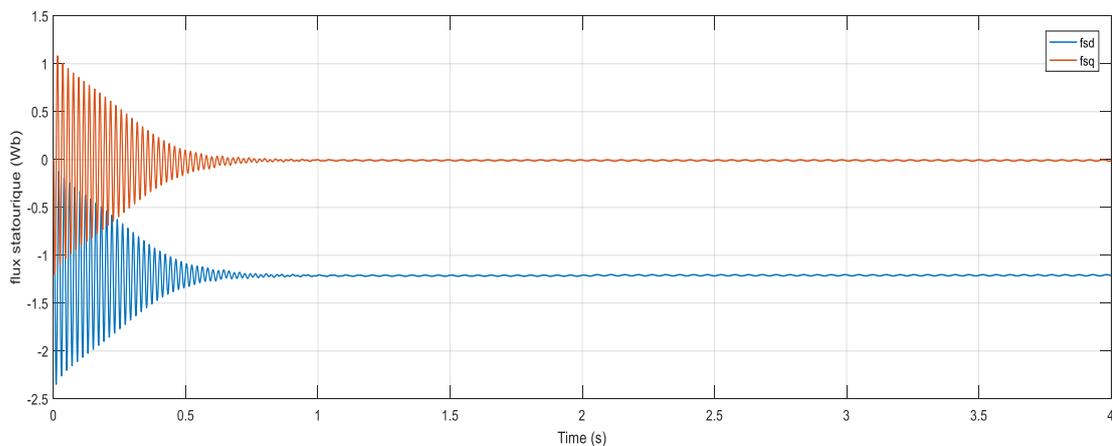


Figure (III. 15) : Flux statorique (Wb)

D'après les résultats précédents, nous constatons que ces résultats sont similaires à ceux obtenus immédiatement après la connexion directe de la machine au réseau et aux oscillations dues aux tensions dans les courants extraits de l'onduleur. Le problème du couplage entre le flux et le couple est existé toujours. Afin de régler ce problème le recours à la commande vectorielle qui permet d'avoir un contrôle indépendant du couple et du flux et un réglage de la vitesse.

III.8.2 Simulation de la commande vectorielle direct de de MADA

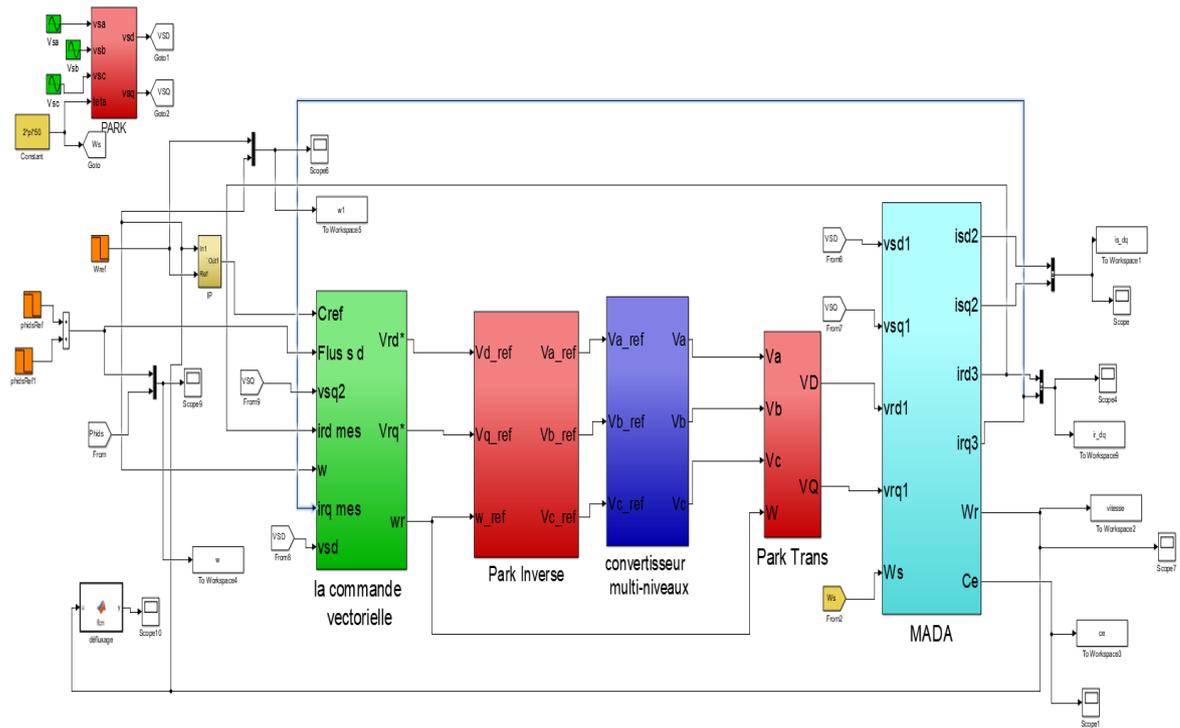


Figure (III. 16) : schéma bloc de la commande vectorielle direct

III.8.3 Résultats de Simulation de la CVD de MADA

III.8.3.1 Démarrage à vide suivi d'une déférente valeur de couple résistant C_r (N.m)

Variation de la valeur du couple résistant indiquée dans le Tableau (III.1) :

Tableau (III. 1) : Diffèrent niveaux du couple de charge par le temps

Temps(s)	0	1	2
C_r (N.m)	0	2	3

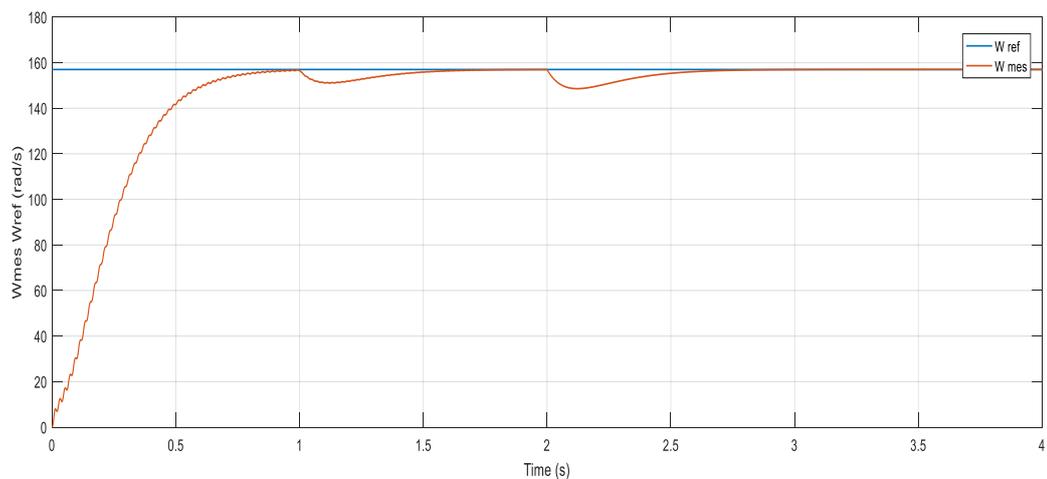


Figure (III. 17) : La Vitesse de MADA (rad/s)

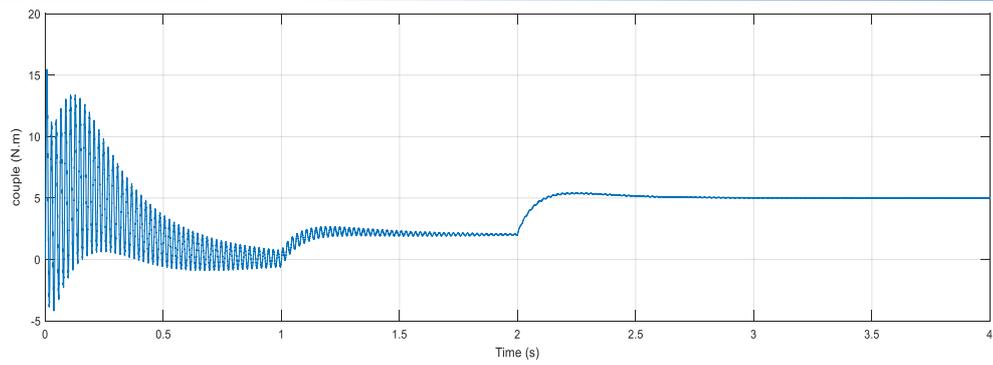


Figure (III. 18) : Couple électromagnétique (N.m)

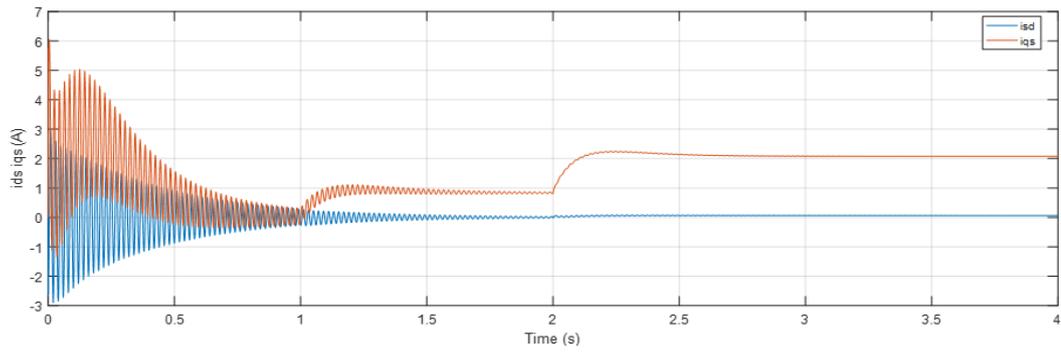


Figure (III. 19) : courant statorique (A)

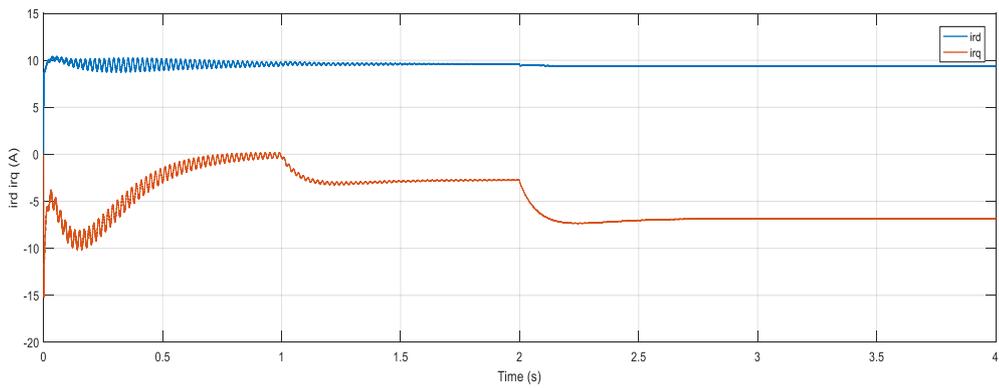


Figure (III. 20) : Courant rotorique (A)

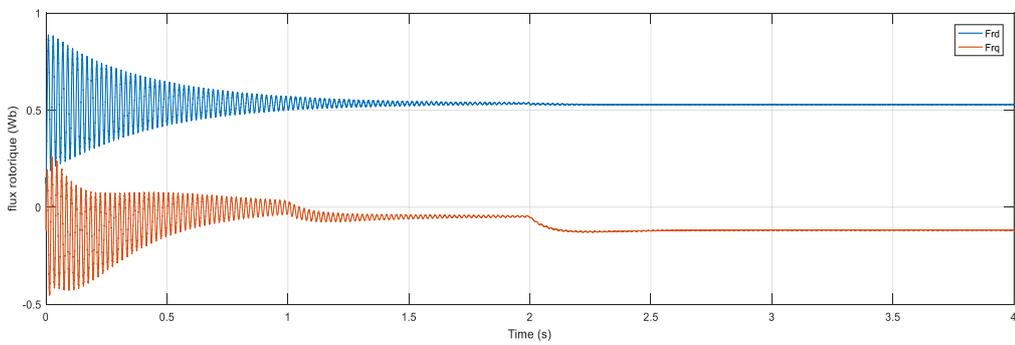


Figure (III. 21) : Flux rotorique (Wb)

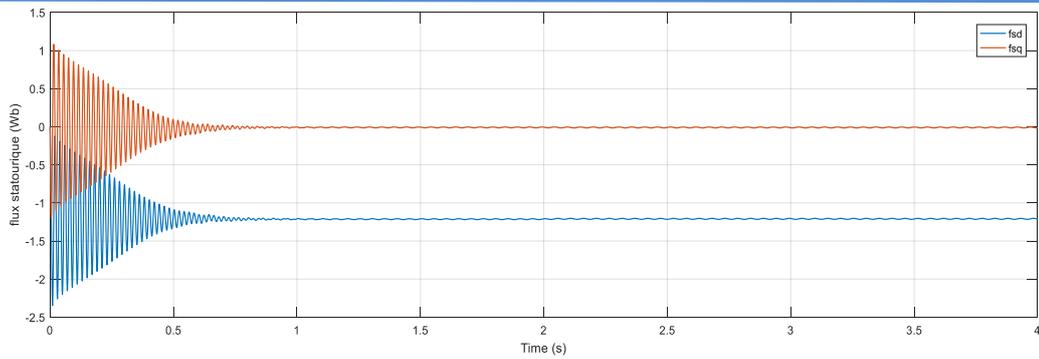


Figure (III. 22) : Flux statorique (Wb)

Avec une consigne du flux statorique constante, on a obtenu un découplage idéal vis-à-vis du couple, la vitesse est obtenue sans dépassement et sa poursuite est faite naturellement selon la dynamique exigée par la partie mécanique. Le rejet de la perturbation est aussi bien réalisé avec un retour à la consigne de vitesse. Le couple électromagnétique a la même allure que le courant i_{sq}

III.8.3.2 Sans couple résistant et diminution de la vitesse de référence

La vitesse de référence $W_{ref}=157$ rad/s, jusqu'à l'instant $t = 2$ s, après on diminue la vitesse de référence à 140 rad/s.

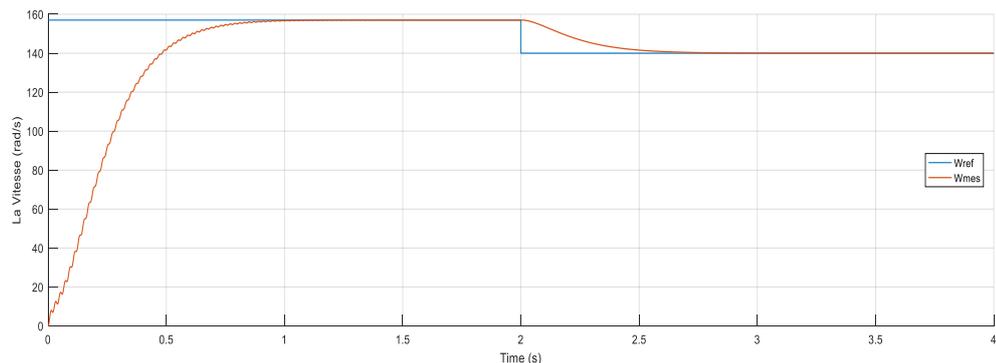


Figure (III. 23): Vitesse (rad/s)

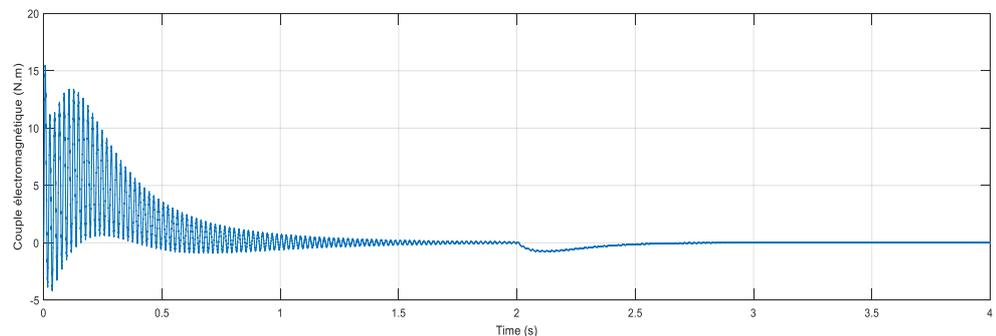


Figure (III. 24) : Couple électromagnétique (N.m)

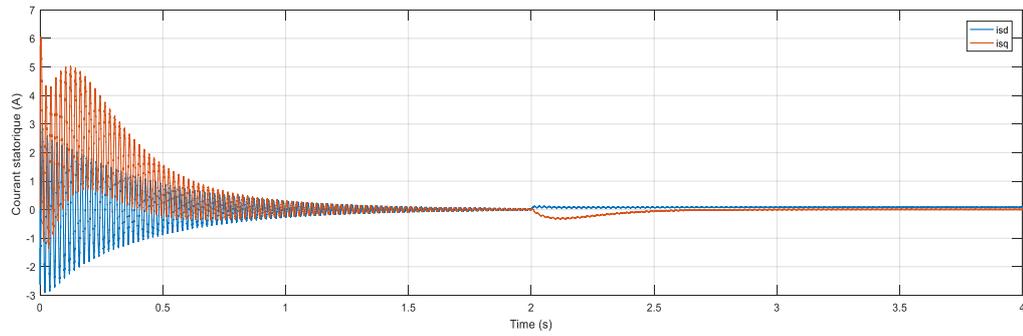


Figure (III. 25) : Courant statorique (A)

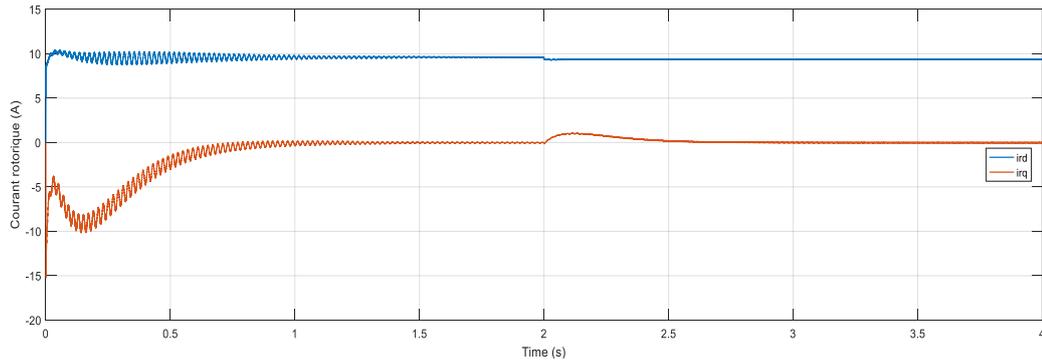


Figure (III. 26) : Courant rotorique (A)

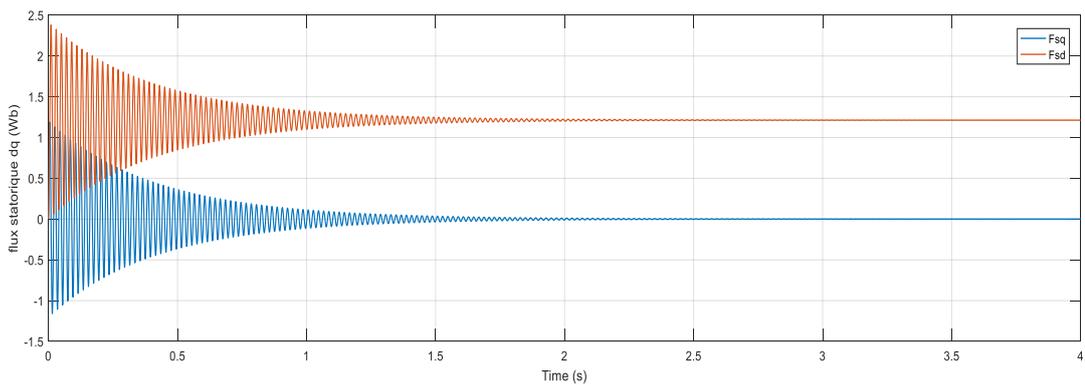


Figure (III. 27) : Flux statorique (Wb)

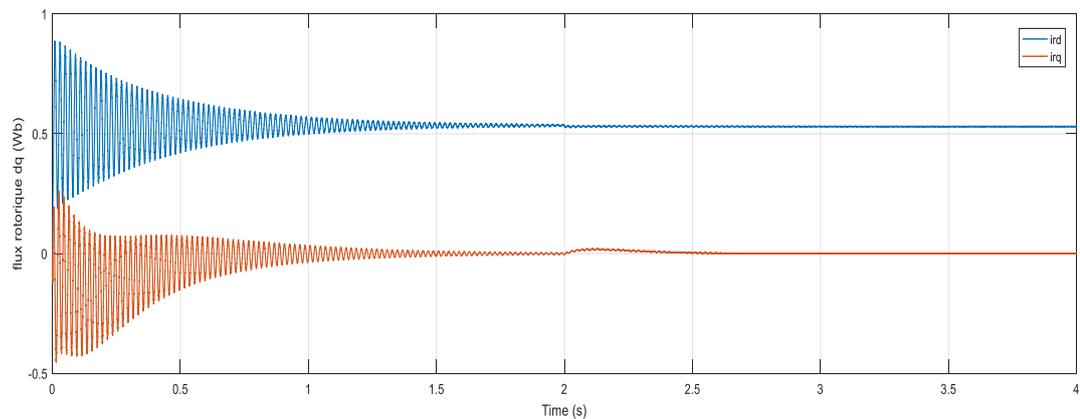


Figure (III. 28) : Flux rotorique (Wb)

Au démarrage, on observe les courant statorique et rotorique est élevé, qui est nécessaire pour surmonter le couple initial et mettre le moteur en mouvement. ensuite, les courant se

stabilise, ce qui indique que le moteur a commencé à tourner et qu'un équilibre a été atteint entre la force requise pour maintenir le mouvement, lorsque la vitesse diminue, on constate une diminution du courant, on plus la vitesse de rotation de la machine ne dépasse pas la vitesse de référence, et elle suit sa variation jusqu'à la fin .

En effet, en ce qui concerne le couple lors de la diminution de la vitesse, les résultats montrent une diminution de la valeur du couple.

III.8.3.3 Inversion du sens de rotation

Nous avons changé la vitesse de (157 rad/s) à (-157 rad/s) à l'instant $t = 2s$, avec un couple résistant de 1.5N.m appliqué à l'instant $t = 1s$.

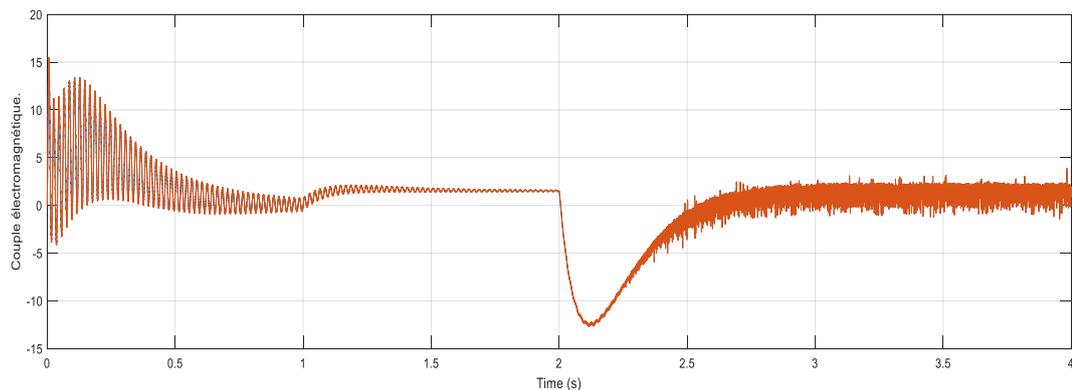


Figure (III. 29) : Couple électromagnétique (N.m)

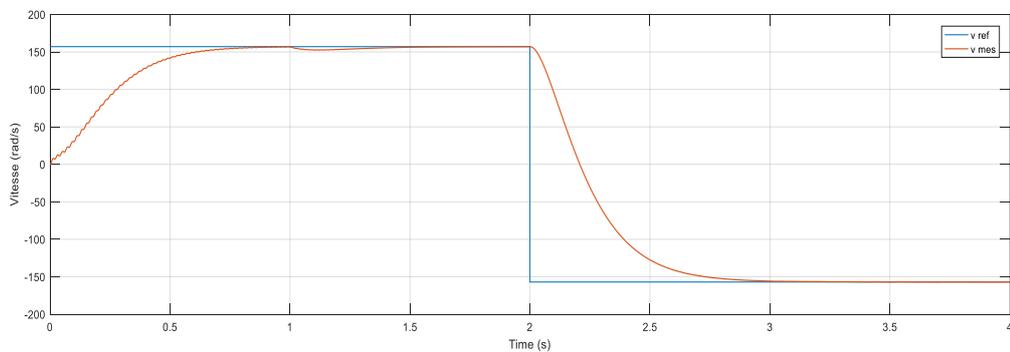


Figure (III. 30) La vitesse (rad/s)

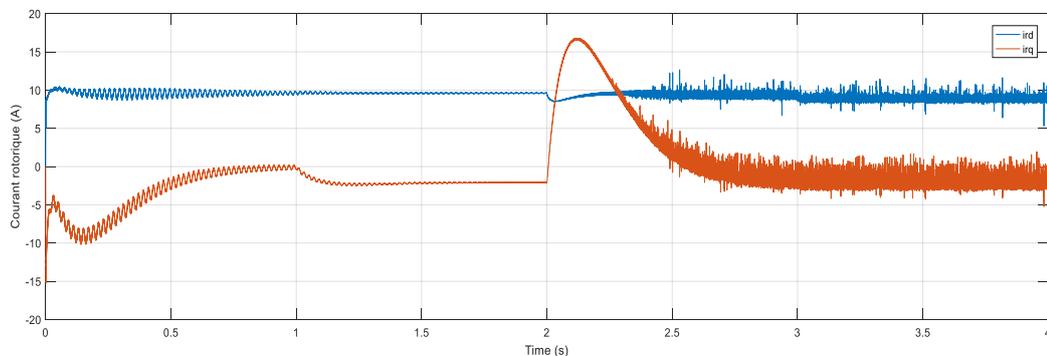


Figure (III. 31) Courant rotorique (A)

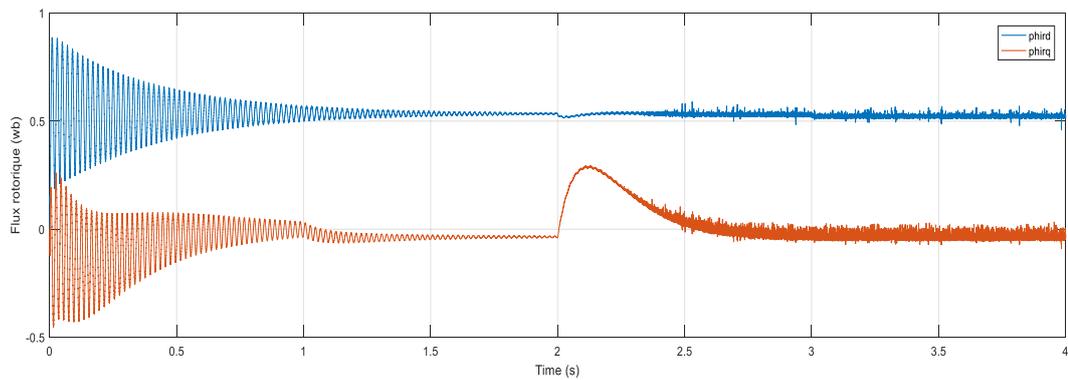


Figure (III. 32) Flux rotorique (Wb)

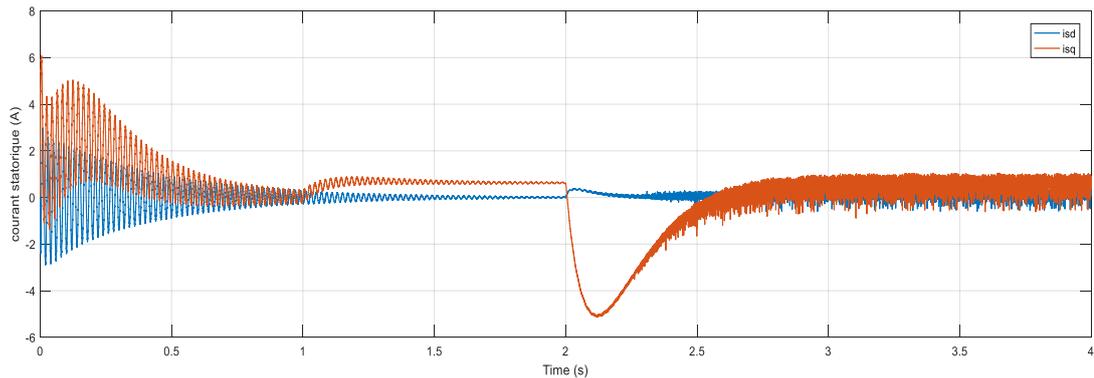


Figure (III. 33) Courant statorique (A)

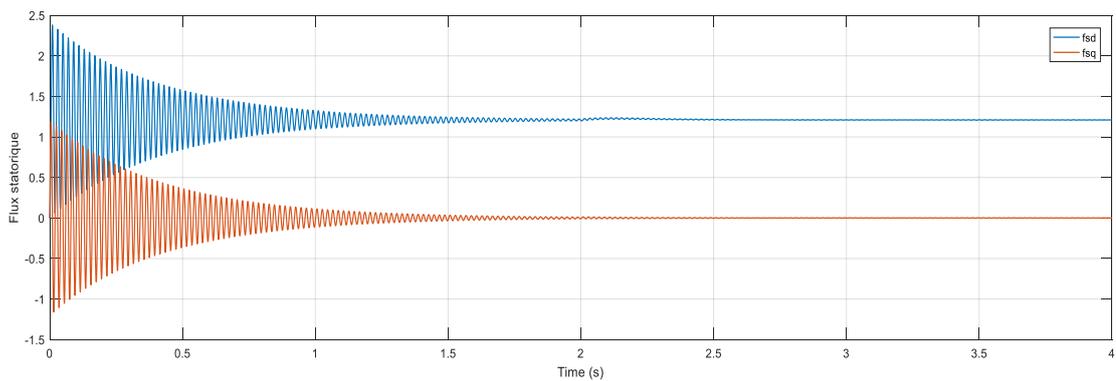


Figure (III. 34) : Flux statorique (Wb)

Les résultats de simulation montrent clairement que la réponse en vitesse suit parfaitement sa consigne et s'inverse au bout de 2 s. Cela engendre une augmentation au niveau du courant d'une grandeur identique à celle observée durant le régime transitoire initiale, pour redonner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante. Le couple électromagnétique atteint -13 N.m pendant l'inversion de la vitesse, et se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de référence négative. Comme on peut observer, après l'inversion du sens de rotation, des distorsions apparaissent sur les courant statorique et rotorique .

III.9 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une étude théorique concernant la commande vectorielle, il existe trois types d'orientation du flux, à savoir le flux rotorique, le flux statorique et le flux

magnétisant. On a choisi l'orientation du flux statorique car cette dernière permet d'obtenir un découplage total entre le flux et le couple électromagnétique. Ensuite en fait une simulation de la commande vectorielle directe (CVD) par orientation du flux statorique de la machine asynchrone double alimentation, et nous avons représenté les différents résultats de simulation de la MADA à l'aide de logiciel MATLAB/SIMULINK. Nous avons orienté donc notre étude sur l'utilisation d'une MADA en fonctionnement moteur. Il s'agit d'une configuration utilisant un onduleur au rotor. Pour bien exploiter la machine à double alimentation dans un tel domaine d'application, la modélisation et la commande sont nécessaires.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur l'étude de la machine asynchrone double alimentation alimentée avec convertisseur multi niveaux fonctionnant en modulation de largeur d'impulsion pour avoir une commande découplée du flux et du couple en a utilisé commande vectorielle, avec régulateur PI.

Au cours du premier chapitre on a présenté généralités et modélisation sur la machine asynchrone à double alimentation, sa structure, son principe de fonctionnement et les différentes stratégies de sa commande, ainsi que ses avantages, ses inconvénients et ses domaines d'application.

On a aussi présenté le modèle réel de la machine auquel on a appliqué la transformation de Park pour le rendre linéaire et plus adapté à la commande. Enfin, on a modélisé le système sur Matlab Simulink .

Dans le deuxième chapitre, nous avons étudié l'onduleur multiniveaux qui présente notre intérêt dans cette étude. Les différentes topologies de base de ce dernier sont données toute en exposant l'alimentation des enroulements rotoriques est assurée par un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC avec commande MLI dont on a donné le modèle et les résultats de sa simulation.

Dans le dernier chapitre, nous a permis d'établir les lois de la commande vectorielle appliquée aux Machine asynchrone a doublé alimentation. Notons que cette technique reste la méthode la plus répandue pour avoir une commande découplée du flux et du couple. Elle permet de rendre la forme du couple de la machine asynchrone à double alimentation similaire à celle de la machine à courant continu. Au long de ce chapitre nous avons adopté une stratégie basée sur la commande vectorielle à orientation du flux statorique. On a présenté aussi la structure de la commande de vitesse de la machine asynchrone à double alimentation à flux statorique orienté, munie d'un régulateur PI nous avons validé la simulation numérique de système dans l'environnement MATLAB /SIMULINK

Bibliographie

Bibliographie

- [1] BRIGHEN Haroun et HALAIMIA Safouane "Etude et analyse de la commande des onduleurs Multi-niveaux par MLI sinusoïdale" Mèmoire pour obtenir diplôme de master, UNIVERSITE LARBI TEBSSI–TEBESSA- , Promotion 2015-2016 .
- [2] F.S. Kang S. Park S. E. Cho, C. Kim and T. Ise, “Multilevel PWM Inverters Suitable for the Use of Stand-Alone Photovoltaic Power Systems”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.20, n°4, Décembre 2005, pp. 906-915.
- [3] F. Kang, S. Park, M. Lee and C. Kim, “An Efficient Multilevel-Synthesis Approach and Its Application to a 27-Level Inverter”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.52, n°6, December 2005, pp. 1600-1606.
- [4] José Rodriguez, Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng, “Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 4, August 2002, pp. 724-736.
- [5] Hopfensperger B. et Atkinson D. J., "Doubly-fed AC machines: classification and comparison", European conf. on Power Electronics and Applications (EPE), pp.1-17, Graz, 2001.
- [6] S. DRID, Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation: théorie et expérimentation, Thèse de Doctorat en électrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005.
- [7] FORCHTTEI, D, GARCIA, G et VALLA, MI, «Vector control strategy for a doubly-fed standalone induction generator vector.,» chez IEEE Trans .Energy conversion, 2002, pp. 991-995.
- [8] Abdelhakim.Dendouga, Contrôle Des Puissances Active et Réactive de la Machine a Double Alimentation (DFIM), Thèse de Doctorat, Université de Batna, 10 février 2010.
- [9] Elbia.Yousef, commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à double alimentation et à flux orienté, Thèse Magistère, Université de Batna, 15 Juin 2009.
- [10] Y. Elbia, commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation et a flux oriente, Mémoire de magistère, université, 2009.
- [11] M. Bouharkat, Etude de l'évolution des courants rotoriques d'une machine asynchrone à cage en régime dynamique, Thèse de doctorat de l'université de Batna, 2006.
- [12] F. Poitiers, Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne : machine asynchrone à cage autonome, machine asynchrone à double

Bibliographie

alimentation reliée au réseau, Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, Ecole Poly technique de l'Université de Nantes, France,, 2003.

[13] S. Guy, B. Robert, Labrique Francis, Les convertisseurs de l'électronique de puissance la conversion alternatif (volume 4). Edition tec&doc, 1995.

[14] T. Wildi : Electrotechnique, 3eme édition, éditions de Boeck université (1999).

[15] ZEROUAL Yamina «Techniques de commande des convertisseurs appliquées aux onduleurs multi-niveaux» », Mémoire Présenté en vue d'obtention du diplôme de MASTER, Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent, 2016 .

[16] SLAVEN Kincic « Onduleur à niveau multiple et son application en compensation de la puissance réactive » Maîtrise en génie électrique, École de technologie supérieure université du Québec. 2000

[17] Gabriela Glanzmann « FACTS Flexible alternating current transmission systems» EEH - Power Systems Laboratory ETH Zurich 14 Janvier 2005.

[18] ZEROUAL Yamina «Techniques de commande des convertisseurs appliquées aux onduleurs multi-niveaux» », Mémoire Présenté en vue d'obtention du diplôme de MASTER, Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent, 2016 .

[19] SLAVEN Kincic « Onduleur à niveau multiple et son application en compensation de la puissance réactive » Maîtrise en génie électrique, École de technologie supérieure université du Québec. 2000.

[20] N. CHERFIA, "Etude d'une Chaîne de Conversion de l'Energie Eolienne", Thèse de doctorat de l'université des Frères Mentouri de Constantine, 07 Novembre 2018.

[21] W. SLIMANE, "Modélisation et Commande d'une GADA Destinée à la Production de l'Énergie Electrique dans une Chaîne Éolienne", Thèse de doctorat de l'université Mohamed Khider de Biskra, 02 Février 2021.

[22] MARC PERRON, « Conception d'une stratégie de commande vectorielle énergétiquement optimale de la machine asynchrone basée sur un modèle des pertes neuronal sur FPGA », Thèse de doctorat, UNIVERSITÉ LAVAL, QUÉBEC, 2009.

[23] . Y. Elbia «Commande en Tension des Moteurs a Induction Double Alimentés»> Thèse doctorat en sciences électrotechnique de Batna (LEB), Alger, 2010.

[24] A. L. Nemmour, "Contribution à la Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Alimentation", Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie,2002

[25] G. Segulier et F. Notelet, "Electrotechnique Industrielle", 2 ème Edition, Edition Technique et Documentation, Paris, France, 1994.

Bibliographie

- [26] A. Kheldoun, « Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté », Thèse de doctorat de l'université de Boumerdès, 2007.
- [27] I. CAMILLE DE BARROS « Application de la Logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Université de Droit, d'Économie et des Sciences d'Aix-Marseille, Aix-Marseille III, France, 2003.
- [28] G. A. CAPOLINO « Méthode de Conception d' une Commande Vectorielle pour Machine à Induction », SEE, Journée d'Études, Organisée par le Groupe Nord, le Club 13, Lille, France, Décembre 1992.
- [29] Z. Boudjemaa, Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone a double alimentation par régulateur PI-Flou, Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Ecole Normale Supérieure De L'enseignement Technologique D'Oran , Algérie, 2009.
- [30] B. Youcef, Contribution à l'étude et à la commande robuste d'un aérogénérateur asynchrone à double alimentation, Thèse de doctorat en Electrotechnique, Université Mohamed Khider de Biskra, Algérie., 2014.

Annexes

Résumé

Résumé :

Ce mémoire porte sur l'étude et la commande vectorielle d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA), alimentée au rotor par un onduleur triphasé à trois niveaux NPC.

Pour ce faire, nous avons d'abord dressé un état de l'art de la machine étudiée, puis nous avons présenté son modèle mathématique que nous avons simulé en utilisant MATLAB.

L'alimentation de la MADA est assurée par un onduleur triphasé à trois niveaux pour lequel nous avons donné son modèle de connaissance ainsi que sa stratégie de commande. Le problème de découplage entre le flux et le couple a été également étudié. Les résultats de simulation montrent que l'objectif assigné a été atteint.

Mots clés : Machine Asynchrone à Double Alimentation, MADA, Commande vectorielle Convertisseur multiniveau

Abstract:

In this work, a study of a vector control of a doubly fed induction machine (DFIM), by a three phase-three level converter connected to a rotor has been undertaken. For this purpose, a state of the art of the studied machine has been carried out. A mathematical model of the machine is then presented using MATLAB.

The DFIM which is fed by a three phase-three level PWM converter has been modeled and its control approach has been given. Also, the problem of decoupling between the flux and the torque has been treated. the simulation results show that the assigned objective has been reached.

Keywords: Dual Power Asynchronous Machine, MADA, Vector control, Multi-level converter

الملخص:

تهدف هذه المذكرة إلى دراسة محرك لا تزامني ثلاثي الطور ثنائي التغذية، ذو عضو دوار ملفوف، وآلى التحكم الشعاعي المباشر له حيث تتم تغذية العضو الدوار بواسطة موج ذي ثلاث مستويات. من أجل هذا، عرضنا أولاً لما قد خص به هذا المحرك من قبل باحثين في هذا المضمار، ثم انتقلنا بعد ذلك إلى إعطاء نموذج رياضي للمحرك اتبعناه بمحاكاة، وبما أن تغذية المحرك تتم عبر موج ذي ثلاث مستويات، فقد قمنا كذلك بإعطاء نموذج الرياضي ومحاكاته وطرق التحكم فيه. أما فيما يتعلق بالتفكيك بين التدفق والعزم، فقد استعملنا التحكم الشعاعي الذي يوجه فيه التدفق وفق العضو الثابت وبينت نتائج المحاكاة أن الفصل بين التدفق والعزم قد تم فعلاً.

الكلمات المفتاحية: المحرك اللاتزامني ثنائي التغذية، التحكم الإشعاعي، محول متعدد المستويات