

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



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE MECANIQUE



Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Electromécanique

Spécialité : Electromécanique

Thème

**Etude et simulation de la commande vectorielle
d'un Moteur Asynchrone à Double Alimentation**

Devant le jury composé de :

.....

Président

.....

Examineur

.....

Examineur

Mr. Djokhrab ala eddine

Encadreur

Présenté par :

- Mohammed Elhadi Atia

- Cheggouri Omar

- Geummoula Hocine

2022/2023

Remerciements

Nous souhaitons exprimer notre profonde gratitude à Allah et Nous Le remercions pour Ses innombrables bienfaits, Sa générosité inégalée et Sa bienveillance sans faille. C'est grâce à Sa grâce que nous avons été bénis avec la santé, la volonté, la patience, le courage et la force nécessaires pour mener à bien nos études.

Nous tenons également à exprimer notre sincère reconnaissance envers le : « **Dr. Djokhrab ala eddine** », notre encadreur, qui a joué un rôle essentiel dans la direction de ce travail. Sa supervision scientifique de grande qualité a été d'une valeur inestimable. Nous sommes profondément reconnaissants pour ses conseils pertinents et éclairés, sans lesquels la réalisation de ce travail aurait été bien plus difficile.

Nos remerciements vont également à Messieurs les membres du jury pour avoir accepté d'examiner attentivement notre travail et d'évaluer nos efforts. Leur engagement envers l'excellence académique est très apprécié.

- ❖ Nous souhaitons exprimer notre reconnaissance envers tous les enseignants qui ont guidé notre parcours tout au long de ces cinq années, en particulier le « **Dr. Bebboukha Ali** » et le « **Dr. Hechifa Abdelmoumene** ». Leurs connaissances, leur expertise et leur dévouement ont été une source d'inspiration pour nous.
- ❖ Nous tenons également à remercier chaleureusement toutes les personnes administratives du département de génie mécanique de l'université d'El-Oued pour leur soutien constant et leurs efforts pour créer un environnement propice à l'apprentissage.
- ❖ Enfin, nous souhaitons exprimer notre reconnaissance envers toute la promotion électromécanique 2023. Votre soutien mutuel, votre camaraderie et votre esprit d'équipe ont été des éléments précieux de notre parcours académique.
- ❖ Nous sommes profondément reconnaissants envers tous ceux qui ont contribué à notre réussite et nous leur sommes redevables pour leur soutien indéfectible.

Dédicace

الحمد لله الذي بنعمته تتم الصالحات

" لم يبق للآخرين ما يقدمونه لي .. فإن والدي قد فعل كل شيء " إلى سندي
وملجني الأمن .. داعمي ومشجعي الدائم .. حين ينادوني باسمه أسعد وأزدهي .

من رأيت انعكاس نجاحي وفرحي بريقاً في عينيه

إليك والدي العزيز.

" إذا رزقت بفرحة فابدأ بها مع أمك "

رفيقتي وأماني .. بطلتي ومعلمتي الأولى

من علمتني معنى الحنان والعطاء .. معنى الصبر والقوة والحب من كان دعاؤها
ورضاها بوصلتي في المسير ..

إليك والدتي جميلتي وإلى كل عائلتي اخوتي الاعزاء

إلى استاذتنا جزيل الشكر والتقدير وجميع الاصدقاء

وكما نتوجه بخالص شكرنا وتقديرنا ثنائنا إلى أستاذنا الدكتور : "علاء الدين
جغراب" أستاذ بكلية التكنولوجيا جامعة حمى لخضر المسؤول على إشرافه علينا
، الذي لم يبخل على مساعدته لنا بنصائحه وتوجيهاته القيمة ، والذي سعدنا
وتشرفنا بمعرفته لقاء هذا العمل.

عبد الهادي عطية

Dédicace

الحمد لله الذي بنعمته تتم الصالحات الحمد لله حمداً كثيراً طيباً مباركاً فيه كما
.. ينبغي لجلال وجهه وعظيم سلطانه وكما يحب ربنا ويرضى

ها أنا اليوم أقف على عتبات التخرج أحمل قبعتي عالياً بكل فخر، ويتوسطني
وشاح العلم والنور..

ها هي البسمة تعانق فضاء روحي وها هي الفرحة تضيء سماء قلبي اليوم
تزدحم مشاعري فرحة بما أنجزته خلال مسيرتي الدراسية

أهدي تخرجي إلى والدي العزيز قرة عيني و والدي العزيزة تاج رأسي عائلتي
فرداً فرداً جميع أصدقائي الطيبين كافة الأساتذة والدكاترة كل من علمني حرفاً

وكما أبارك من ثنايا قلبي جميع أصدقائي الخريجين متمنياً من الخالق أن نكون
سنداً لهذا الوطن

شقوري عمر

Dédicace

إلى والديّ الأعزاء في العالم الذين عملوا من أجل نجاحي والذين لم يتوقفوا عن تشجيعي ودعمي. جعل الله هذا العمل يوتي ثماره. شكرا على القيم النبيلة والتعليم

والدعم

الدائم. أتمنى لهما حياة طويلة مليئة بالسعادة. إلى أخواتي وأخي اللواتي كن دائما

هناك من

أجلي ، أمثلة على المثابرة والشجاعة والكرم ، على تشجيعهم المستمر. إلى أصدقائي

وكل

من أحبهم وأعزاء محمد الهادي عطيه و عمر شقوري والذين لم أذكر ذكرهم ،

وأتمنى لهم

التوفيق في كل ما يقومون به.

قمو له حسين

Sommaire

Sommaire

LISTE DES FIGURES

LISTE DES SYMBOLES

INTRODUCTION GENERALE 1

CHAPITRE I : MODELISATION D'UN CONVERTISSEUR-MACHINE

I.1. INTRODUCTION:	3
I.2. DESCRIPTION DE LA MADA	3
I.3. CLASSIFICATION DE LA MADA	4
I.4. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION	5
I.5. DIVERSES CONFIGURATIONS DE COMMANDE DE LA MADA :	6
I.5.1. Configuration de la MADA par (partie rotor ou la partie stator) un seul convertisseur :	6
I.5.2. Configuration de la MADA par (partie rotor et la partie stator) deux onduleurs :	7
I.5.3. Commande de la MADA par un redresseur alimentant cote rotor et la cote stator en parallèle :	8
I.5.4. Les avantages et les inconvénients de la MADA :	8
I.6. LE CHAMP D'APPLICATION DE LA MADA :	9
I.7. MODELISATION DE LA MACHINE	10
I.7.1. Description modélisation de la Mada	10
I.7.2. Hypotheses:	10
I.7.3. Equations électriques de la machine asynchrone à double alimentation	11
I.7.4. Équations magnétiques :	12
I.7.5. Le couple électromagnétique.....	14
I.8. LA TRANSFORMATION DE PARK	15
I.8.1. Equations électriques dans le repère de Park.....	17
I.8.2. Equations magnétiques :	19
I.8.3. Expression du couple électromagnétique :	21
I.8.4. Equation mécanique :	22
I.8.5. Choix du référentiel :	22
I.9. MODELE SOUS FORME D'EQUATION D'ETAT :	24
I.10. MODELISATION DU CONVERTISSEUR :	26
I.10.1. La structure de la chaîne convertisseur choisie :	26
I.10.2. Modélisation le redresseur :	26
I.10.3. Modélisation de filtrage :	28
I.10.4. Modélisation du convertisseur L'ondeur :	29
I.10.5. Commande par MLI :	32
I.11. CONCLUSION	33

CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MADA

II.1. INTRODUCTION	34
II.2. LA COMMANDE VECTORIELLE	34

Sommaire

II.3. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE.....	35
II.3.1. Couple électromagnétique d'une MADA :	35
II.3.2. Couple électromagnétique de MCC:	35
II.4. ORIENTATION DU FLUX.....	36
II.5. COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION DU FLUX STATORIQUE :	36
II.6. LES METHODES DE COMMANDE DU FLUX ORIENTE	39
II.6.1. Méthode directe de la commande vectorielle.....	39
II.6.2. Méthode indirecte de la commande vectorielle.....	39
II.7. STRUCTURE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE CVD :	39
II.7.1. Défluxage :	40
II.7.2. Découplage par compensation	41
II.7.3. Estimation du flux statorique :	41
II.7.4. Denoncement des régulateurs :	42
II.8. CONCLUSION	47
CHAPITRE III : SIMULATION ET ANALYSER LES RESULTATS	
III.1. INTRODUCTION:.....	49
III.2. PRESENTATION DE L'ENVIRONNEMENT MATLAB/SIMULINK TM	50
III.2.1. MATLAB :	50
III.2.2. SIMULINK :	50
III.3. SIMULATION ET ANALYSES CONVERTISSEUR-MADA.	51
III.3.1. Simulation du convertisseur MLI :	51
III.3.2. Simulation de la machine :	52
III.3.3. Simulation de la machine avec onduleur à MLI.	55
III.4. SIMULATION ET ANALYSER LES RESULTATS DE LA CVD DE LA MADA.....	59
III.4.1. Démarrage à vide suivi de l'introduction de la variation du couple résistant.....	60
III.4.2. Inversion du sens de rotation et modification du couple résistant :	62
III.4.3. Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique (l'inductance statorique et résistance rotorique) :	64
III.5. CONCLUSION :	65
CONCLUSION GENERALE	66
BIBLIOGRAPHIE	
ANNEXE	
RESUME	

Liste Des Figures

Liste Des Figures

Figure(I.1) : Représentation de la MADA	4
Figure(I.2) : Classification de la MADA	4
Figure(I.3) : MADA commandée par un seul convertisseur alimentant le rotor.	7
Figure (I.4) : MADA commandée par deux onduleurs alimentés à travers deux redresseurs. ..	8
Figure (I.5): Commande de la MADA par deux onduleurs alimentés à travers un redresseur commun.....	8
Figure (I.6): Représentation de la machine asynchrone à double alimentation triphasée.....	10
Figure (I.7): La transformation de Park	15
Figure I.8):Modèle de la MADA dans le repère de PARK.....	21
Figure(I.9) : Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la MADA.....	26
Figure (I.10):Schéma d'un redresseur triphasé double alternance à diodes.....	27
Figure (I.11):Circuit de filtrage de la tension redressée.....	28
Figure (I.12) : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux	29
Figure (I.13): Représentation d'un interrupteur	30
Figure(0.1): Schéma de principe du découplage pour le MADA par analogie avec la machine à courant continu	36
Figure(0.2) : Illustration de l'orientation du flux statorique.	37
Figure (0.3):Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA.....	40
Figure (0.4):Schéma de régulation de courant idr	43
Figure 0.5):Schéma de régulation de courant iqr	44
Figure 0.6):Schéma de régulation du flux statorique	45
Figure 0.7) : Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP	46
Figure 0.1) : Schéma du convertisseur la commande MLI	51
Figure (0.2) : Signaux de référence et porteuse	52

Liste Des Figures

Figure (0.3) : Impulsion de commande du premier transistor.....	52
Figure (0.4) : Tension composée de sortie de l'onduleur.....	52
Figure(0.5) : Structure de la MADA.	53
Figure (0.6) : Schéma bloc de simulation de la MADA.....	53
Figure (0.7) : Résultats simulés du fonctionnement de MADA sans alimentation tournante (rotor court, $V_r = 0$ et $f_r = 0$ Hz)avec couple de charge (4,5 Nm) à $t = 3$ sec.	55
Figure 0.8): Schéma bloc de simulation de la MAD Aavec onduleur à MLI.	56
Figure 0.9): Résultats seul convertisseur	57
Figure 0.10): Schéma bloc de la MADA avec Deux onduleur MLI.	57
Figure (0.11) : Résultats deux convertisseur.....	58
Figure (0.12): Schéma fonctionnel du contrôle vectoriel direct.....	59
Figure (0.13) : Résultats de la simulation de contrôle vectoriel suivis d'une application de charge.	62
Figure(0.14): Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation $t=2s$ avec l'application d'un couple de charge de 1.5 N.m à l'instant $t=1$ sec, suivi d'un changement de couple à 0.5 N.m à l'instant $t=4$ sec.....	63
Figure 0.15): Résultats de simulation de la CVD du MADA vis-à-vis la variation de l'inductance statorique et résistance rotorique.....	65

Liste des tableaux

Tableau (I.1) :Tension et flux dans le repère de Park	21
Tableau I.2) : Etablissement des expressions des tensions simples et composées	32
Tableau 0.1) : Diffèrent niveaux du couple de charge par le temps.....	60

Liste des Symboles

Liste des Symboles

a_s, b_s, c_s : Correspondent aux trois phases du stator.

a_r, b_r, c_r : : Correspondent aux trois phases du rotor.

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

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

$[\varphi_{as} \varphi_{bs} \varphi_{cs}]^T, [\varphi_{ar} \varphi_{br} \varphi_{cr}]^T$: 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 a_s et l'axe rotorique a_r (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).

Liste des Symboles

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

f_p : fréquence de la porteuse (Hz).

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

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

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

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

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

$\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$: 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, T_s : Constante de temps statorique et rotorique.

K_i : Gain intégral.

K_p : Gain proportionnel.

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

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

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

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

τ_e : Constante de temps électrique.

τ : Constante de temps.

ξ : Constante d'amortissement.

Introduction générale

Introduction générale

Depuis les débuts de l'industrialisation, les chercheurs se sont confrontés à la question de la commande des machines électriques à vitesses variables. Le Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA) est une configuration spécifique des moteurs asynchrones, également appelés moteurs à induction. Il se distingue par la présence de deux sources d'alimentation distinctes : le stator et le rotor. Cette conception permet un contrôle plus précis et flexible du moteur, offrant ainsi de nombreux avantages dans différents domaines d'application.

Le fonctionnement du MADA repose sur deux convertisseurs de fréquence indépendants. Le convertisseur de fréquence du stator permet de réguler la tension et la fréquence appliquées aux enroulements du stator. De son côté, le convertisseur de fréquence du rotor alimente les enroulements du rotor, offrant ainsi la possibilité de contrôler séparément le flux magnétique et la vitesse du moteur.

L'utilisation de deux alimentations distinctes offre une flexibilité de contrôle accrue par rapport aux moteurs asynchrones classiques. La commande indépendante du stator et du rotor permet de réguler avec précision la vitesse, le couple et la puissance du moteur. Cela permet d'adapter le fonctionnement du moteur aux exigences spécifiques de l'application, en optimisant les performances et l'efficacité énergétique.

La commande vectorielle d'un MADA implique la mesure des courants et des tensions du moteur, ainsi que le calcul des grandeurs électriques telles que le flux magnétique et la vitesse. Ces grandeurs sont ensuite utilisées dans des boucles de rétroaction pour ajuster les signaux de commande des convertisseurs de fréquence afin de maintenir le moteur dans les conditions de fonctionnements souhaités.

L'avantage principal de la commande vectorielle d'un MADA est sa capacité à fournir un contrôle dynamique précis, permettant une réponse rapide aux variations de charge ou de vitesse demandées. Elle permet également de fournir un couple de démarrage élevé et une régulation de vitesse précise sur une large plage de fonctionnement. De plus, cette technique de commande offre une meilleure efficacité énergétique et réduit les pertes de puissance par rapport à d'autres méthodes de contrôle des moteurs asynchrones.

Introduction générale

Ce mémoire est consacré à l'étude approfondie de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) et de ses différentes applications. Il est organisé en trois chapitres qui abordent différents aspects de la MADA et de sa commande.

Le premier chapitre présente une étude théorique approfondie sur la machine asynchrone à double alimentation. Nous commencerons par expliquer en détail le principe de fonctionnement de cette machine, mettant en évidence ses caractéristiques et son mode de fonctionnement asynchrone. Nous examinerons également les avantages et les inconvénients de la MADA par rapport à d'autres types de machines électriques. De plus, nous aborderons la modélisation mathématique de la MADA en prenant en compte les hypothèses simplificatrices utilisées et la modélisation du système d'alimentation de la machine. Cette étude théorique approfondie jettera les bases nécessaires pour les chapitres suivants.

Le deuxième chapitre se concentre sur la commande vectorielle directe par orientation du flux statorique de la machine asynchrone à double alimentation. Nous examinerons en détail les principes et les techniques de la commande vectorielle directe, qui permettent un contrôle précis et dynamique de la MADA. Nous étudierons les différentes étapes de la commande vectorielle directe, y compris la décomposition du courant statorique en composantes directe et en quadrature, ainsi que la régulation du flux statorique et du couple électromagnétique. Des exemples concrets de la mise en œuvre de la commande vectorielle directe sur la MADA seront également présentés.

Le troisième chapitre sera consacré à la simulation numérique de la MADA, réalisée à l'aide de MATLAB/Simulink. La simulation sera divisée en trois parties distinctes. Tout d'abord, nous effectuerons la simulation du système complet de la MADA et analyserons les résultats obtenus. Ensuite, nous procéderons à la simulation et à l'analyse des résultats de l'association convertisseur-machine, qui joue rôle crucial dans le fonctionnement de la MADA. Enfin, nous simulerons et analyserons les résultats de la commande vectorielle directe de la MADA, en mettant en évidence les performances et les caractéristiques du système lorsqu'il est soumis à différentes conditions de fonctionnement.

Chapitre I : Modélisation d'un convertisseur- machine

Introduction:

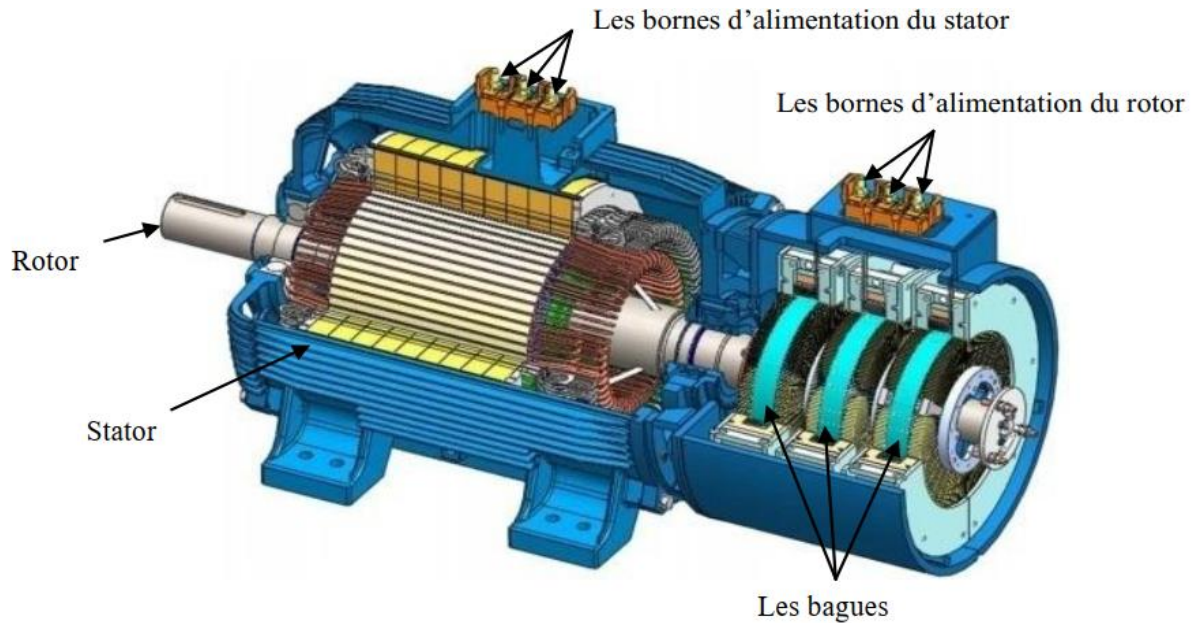
Ce chapitre est consacré à la machine asynchrone à double alimentation (MADA), une technologie avancée largement utilisée dans divers domaines de l'ingénierie électrique. Nous examinerons en détail sa description, sa classification, son principe de fonctionnement, ses configurations de commande, ainsi que les avantages et inconvénients associés à son utilisation. De plus, nous aborderons son champ d'application, sa modélisation et la modélisation du convertisseur qui l'accompagne. Cette introduction vous permettra d'avoir une vision d'ensemble de la MADA, jetant ainsi les bases pour une exploration approfondie dans les sections suivantes.

Description de la MADA

La première apparition du concept de la machine asynchrone à double alimentation, également appelée "machine à induction à double alimentation" (DFIM), remonte à 1899 [1]. Il s'agit d'une configuration d'alimentation nouvelle plutôt qu'une structure entièrement nouvelle [2].

La MADA (Machine Asynchrone à Double Alimentation) possède un stator similaire à celui des machines triphasées classiques. Il est généralement composé de tôles magnétiques empilées, dotées d'encoches où sont insérés les enroulements. Le rotor est composé de trois enroulements connectés en étoile, dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles des balais frottent lorsque la machine est en rotation [3], [4].

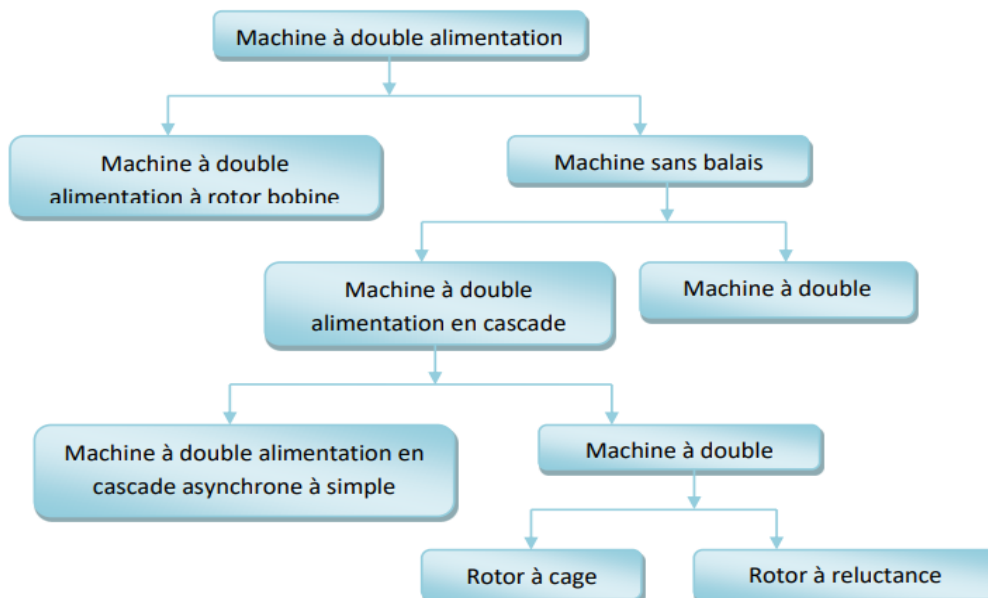
La figure ci-dessous illustre la structure de la machine asynchrone à double alimentation.



Figure(I.1) : Représentation de la MADA

Classification de la MADA

La classification de la machine asynchrone à rotor bobiné est issue d'une recherche bibliographique approfondie menée dans la littérature spécialisée sur les machines à double alimentation. Ci-dessous, nous détaillerons le schéma de principe ainsi que la description de chaque variante de la machine asynchrone à double alimentation [5].



Figure(I.2) : Classification de la MADA

Principe de fonctionnement de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

La machine que nous allons étudier est une machine asynchrone à double alimentation, de type triphasé, avec un rotor bobiné et des bagues. Lorsque le nombre de pôles du stator et du rotor est le même, le rotor tourne à une vitesse de glissement ω_{sr} par rapport au stator [6] :

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

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.

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

Selon l'équation (I.3), on peut distinguer quatre régimes de fonctionnement :

- ✚ **Régime stationnaire** : ($\omega_r = 0$; $g = 1$) , Dans ce cas, seule l'alimentation du stator est directement connectée au réseau électrique avec une fréquence (f_s). En conséquence, le rotor génère une f.é.m. induite, mais aucun courant ne circule dans son circuit, ce qui signifie qu'aucun couple n'est produit dans la machine. Dans ces conditions, le rotor est immobilisé et la MADA fonctionne comme un transformateur.
- ✚ **Régime hypo-synchrone** : ($\omega_r < \omega_s$; $g < 1$) , Lorsque le glissement est positif, cela indique que le champ magnétique rotatif généré par les enroulements du rotor tourne dans le même sens que celui créé par les enroulements du stator. Dans cette configuration, la fréquence (f_r) du rotor commence à diminuer, et plus la vitesse du rotor se rapproche de la vitesse synchrone, plus la fréquence (f_r) tend vers zéro. De

même, la tension induite dans le rotor diminue de manière linéaire et atteint une valeur très faible lorsque la vitesse approche la vitesse synchrone.

✚ **Régime synchrone** : ($\omega_r = \omega_s$; $g = 0$), Lorsque la vitesse mécanique du rotor atteint la vitesse synchrone, la fréquence (f_r) du rotor devient nulle. Dans cette situation, le rotor tourne à la même vitesse que le flux du stator, ce qui signifie que le rotor ne perçoit aucun mouvement relatif par rapport à celui-ci ($\omega_r = 0$). Par conséquent, aucune tension induite n'est présente dans les enroulements du rotor.

✚ **Régime hyper-synchrone** : ($\omega_r > \omega_s$; $g < 0$) , Lorsqu'il y a une accélération supplémentaire, le flux du rotor rattrape le flux du stator, ce qui entraîne un glissement négatif. Cela signifie que l'ordre de succession de phase du rotor s'inverse par rapport à celui du stator. Avec une augmentation de la vitesse relative du rotor par rapport au flux statorique, la tension induite dans le rotor augmente également.

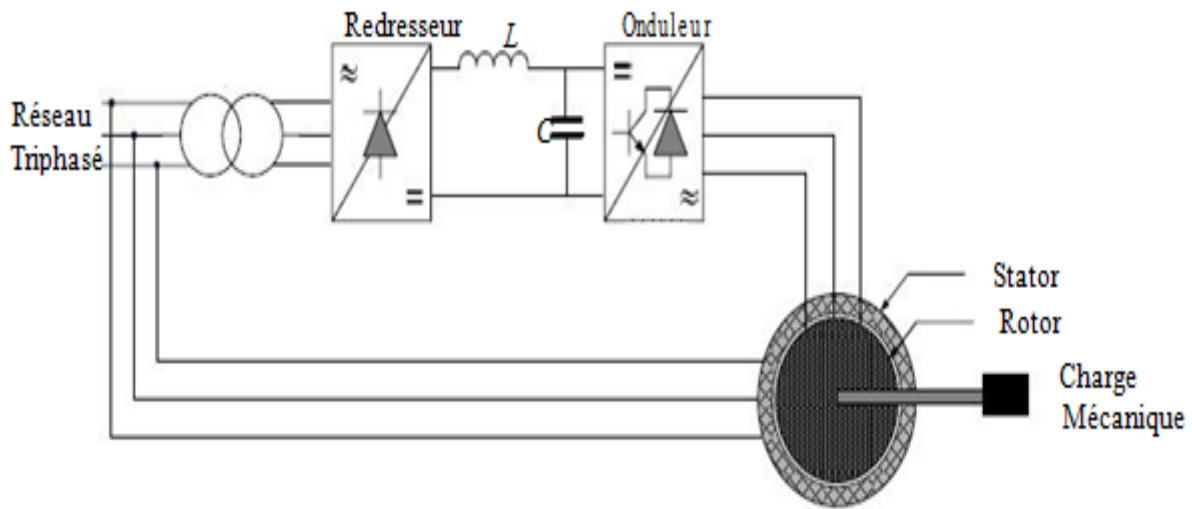
Diverses configurations de commande de la MADA :

La structure de la machine asynchrone à double alimentation promet que les variables de la machine, telles que la puissance, la vitesse et le couple, peuvent être contrôlées. Ce contrôle est réalisé à travers plusieurs méthodes et structures; En fonction du mode de fonctionnement, de la variable à contrôler et du domaine d'application [7].

Configuration de la MADA par (partie rotor ou la partie stator) un seul convertisseur :

Cette configuration est connue sous le nom de MADA simple. Dans cette classe, les enroulements du stator sont connectés à un réseau triphasé fixe, tandis que le rotor est relié à son propre onduleur. La Figure (I.3) illustre un schéma de principe représentant cette catégorie de MADA [8].

La stratégie la plus simple et couramment utilisée dans les applications industrielles est la MADA simple. Cette structure est représentée dans la figure suivante [9] :



Figure(I.3) : MADA commandée par un seul convertisseur alimentant le rotor.

Dans cette structure de commande, MADA est piloté par le réseau dans le stator, tandis que la partie mobile est pilotée par un système de commutation comprenant un redresseur, un filtre et un onduleur. Cette configuration est également connue sous le nom de "sérialisation asynchrone". Il permet de contrôler à la fois la puissance active et la puissance réactive au niveau du stator, aussi bien en régime établi qu'en régime transitoire. La machine peut être utilisée comme moteur ou générateur, mais son application la plus courante est dans les systèmes de production d'énergie électrique, y compris les systèmes éoliens et hydroélectriques[10].

Configuration de la MADA par (partie rotor et la partie stator) deux onduleurs :

La structure de contrôle en question est constituée d'un MADA alimenté par deux onduleurs, l'un au niveau du stator et l'autre au niveau du rotor. Cette configuration peut prendre deux formes équivalentes [11].

Dans cette première forme de stratégie de commande, on utilise deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs. Dans cette configuration, le réseau électrique joue le rôle de source de couplage électrique entre les deux côtés. La figure suivante illustre cette première forme de la stratégie de commande [12]:

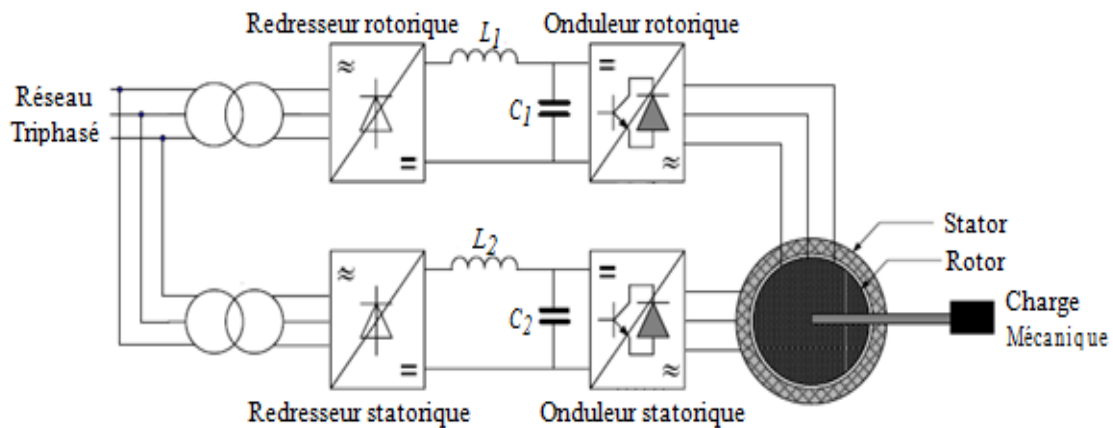


Figure (I.4) : MADA commandée par deux convertisseurs

Commande de la MADA par un redresseur alimentant cote rotor et la cote stator en parallèle :

La structure dont vous parlez est similaire à la précédente, à la différence que les onduleurs sont alimentés par un seul redresseur. Cette configuration est représentée dans la figure suivante [10]:

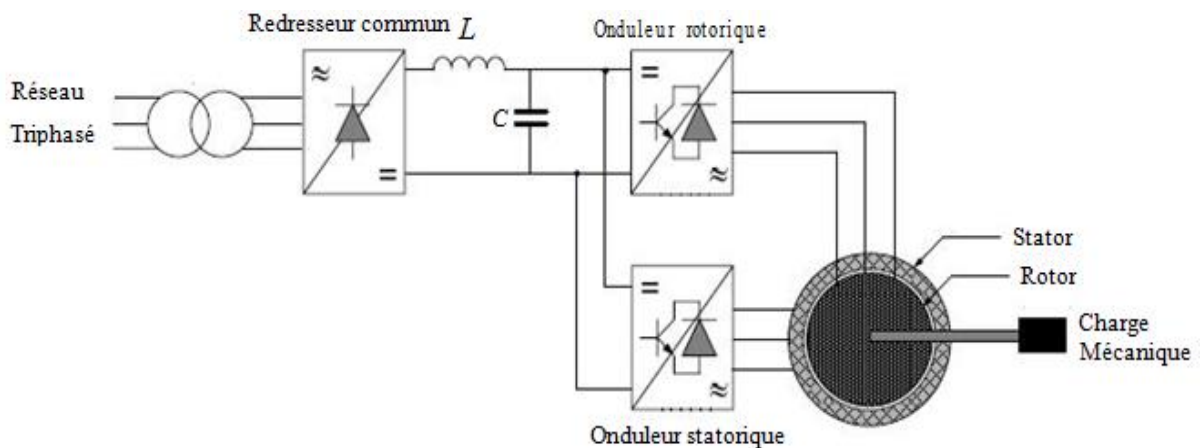


Figure (I.5): Commande de la MADA par deux onduleurs alimentés à travers un redresseur commun.

Ces deux dernières structures de commande sont généralement utilisées pour le fonctionnement en moteur, notamment dans les applications de traction électrique.

Les avantages et les inconvénients de la MADA :

En effet, la MADA présente des avantages et des inconvénients liés à sa structure, sa stratégie de commande et ses applications. Voici quelques-uns :

1.5.4.1 Avantages

- ✚ L'accessibilité au stator et au rotor offre la possibilité d'obtenir plusieurs degrés de liberté pour contrôler correctement la transmission des efforts et le facteur de puissance avec toutes les possibilités de récupération ou d'injection d'énergie dans les bobinages de la machine.
- ✚ La possibilité d'augmenter la plage de différence de vitesse autour de la vitesse de synchronisation. De plus, l'application de la commande vectorielle associée à une technologie de commande moderne permet d'obtenir un couple nominal sur une large plage de vitesse [13].
- ✚ MADA permet de réduire la taille du transformateur d'environ 70 % en modifiant la vitesse en agissant sur la fréquence d'alimentation des enroulements du rotor [14].

1.5.4.2 Inconvénients

- ✚ Une machine de type cage plus grande, généralement plus longue à cause des brosses [15]
- ✚ Le coût total de la servo machine est supérieur à celui de la machine à cage. A noter que des études récentes, tenant compte du faible prix du silicone, donne Maintenant une petite fonctionnalité de MADA.

Le champ d'application de la MADA :

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) peut être utilisée dans diverses applications industrielles, notamment [16]:

- ✚ Centrales hydrauliques à débit et vitesse variable : La MADA permet d'ajuster la vitesse de rotation en fonction du débit d'eau disponible, offrant ainsi une meilleure efficacité énergétique.
- ✚ Éoliennes ou turbines marémotrices à vitesse variable : La MADA permet de réguler la vitesse de rotation en fonction de la vitesse du vent ou du courant marin, permettant ainsi une optimisation de la production d'énergie.
- ✚ Groupes électrogènes : L'utilisation d'une MADA dans les groupes électrogènes permet de réduire la consommation de carburant en diminuant la vitesse de rotation pendant les périodes de faible consommation d'électricité.

- ✚ Métallurgie : La MADA est utilisée dans des applications telles que les enrouleuses et les dérouleuses de bobines, offrant un contrôle précis de la vitesse et du couple.
- ✚ Traction : La MADA est largement utilisée dans les applications de transport urbain, les propulsions maritimes et d'autres systèmes de traction, offrant une efficacité énergétique élevée et un contrôle précis.
- ✚ Applications de levage : Les machines asynchrones à double alimentation sont également utilisées dans les systèmes de levage tels que les ascenseurs et les monte-charges, offrant une bonne précision de contrôle et une grande fiabilité.
- ✚ Génération des réseaux de bord des navires ou des avions : La MADA peut être utilisée pour générer l'électricité nécessaire aux systèmes de bord des navires et des avions, offrant une alimentation électrique fiable et efficace.

Modélisation de la machine

Description modélisation de la Mada

MADA est représentée sur la Figure (I.6) par ses six spires dans l'espace électrique. L'angle θ est utilisé pour indiquer le déplacement de l'axe de phase du rotor par rapport à l'axe de phase du stator.

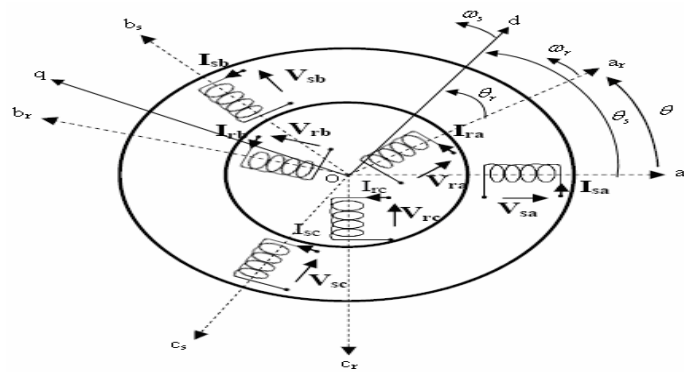


Figure (I.6): Représentation de la MADA.

Hypotheses:

Pour simplifier l'étude d'une MADA, les hypothèses simplificatrices suivantes sont prises en compte [15]:

- ✚ La machine est constituée d'un stator et d'un rotor cylindriques et coaxiaux, avec des bobines triphasées symétriques réparties de manière sinusoïdale dans les encoches. Les bobinages stator et rotor sont supposés identiques.

- ✚ L'épaisseur de l'entrefer est uniforme, ce qui se traduit par une perméabilité constante de l'entrefer.
- ✚ La saturation du circuit magnétique ainsi que son hystérésis sont négligées, ce qui permet de considérer l'induction continue.
- ✚ L'inductance dans l'entrefer est supposée suivre une distribution sinusoïdale.
- ✚ La composante homopolaire du courant est supposée être nulle.
- ✚ Seules les quantités de base alternées sont prises en compte.
- ✚ Les pertes Joule dans la machine sont prises en compte, tandis que les pertes fer sont négligées.

Equations électriques de la machine asynchrone à double alimentation

Les enroulements illustrés par la figure (I.6) obéissent aux équations électriques qui s'écrivent sous la forme matricielle suivante :

- pour 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

- pour les enroulements rotoriques :

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

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.

Équations magnétiques :

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

On peut donc définir les coefficients d'inductance suivants :

L_s : coefficient d'auto-inductance de la phase stator,

M_s : coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du stator,

M_{sr} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre les phases stator et rotor.

L'expression matricielle pour les trois équations de flux de stator 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 lequel on définit :

$[L_s]$: matrice des coefficients d'inductance statorique.

$[M_{sr}]$: la matrice des coefficients d'inductance mutuelle entre le stator et le rotor.

De même, les coefficients d'inductance suivants sont déterminés au rotor :

L_r : le coefficient d'auto-induction de la phase stator,

M_r : coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du stator,

$M_{sr} = M_{rs}$: la valeur maximale des coefficients d'induction mutuelle entre les phases du rotor et du stator.

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 :

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

Nous définissons également :

$[L_r]$: matrice des coefficients d'inductance du rotor,

$[M_{rs}]$: la matrice des coefficients d'induction mutuelle entre rotor et stator.

La matrice $[M_{rs}]$ est aussi une matrice transitoire, et on remarque que c'est la matrice transposée de la matrice analogue statorique :

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

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

Suivantes:

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

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 constant lorsque l'angle θ varient,

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 contre la charge mécanique du moteur, du moment d'inertie de toutes les pièces en rotation et du coefficient de frottement visqueux f :

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

En analysant les résultats, on constate que d'une part, l'ordre du système est important, et d'autre part, sa complexité. En fait, cela se traduit par un ensemble de huit équations, dont six sont de nature électrique et deux liées au couple électromagnétique. De plus, certaines de ces équations ont des coefficients qui varient selon l'angle θ , donc avec le temps.

La transformation de Park

La transformation de Park est un outil mathématique utilisé pour convertir un système triphasé en un système biphasé. Il permet de lier les variables d'un système triphasé (a, b, c) aux axes d-q d'un système rotorique diphasé. Ainsi, les grandeurs électriques stator et rotor peuvent être exprimées dans le même référentiel [17].

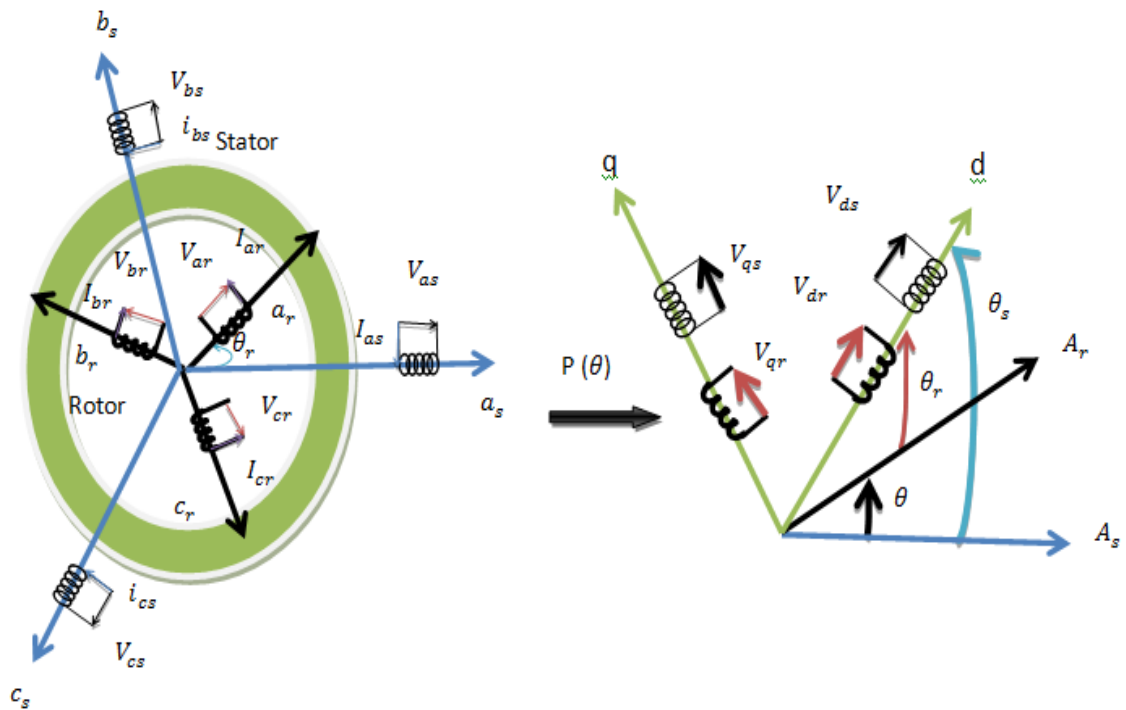


Figure (I.7): La transformation de Park

θ : est le déphasage entre les axes θ_{as} et θ_{ar}

θ_s : est le déphasage entre les axes θ_d et θ_{as}

θ_r : est le déphasage entre les axes θ_d et θ_{ar}

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

$\omega_a = \frac{d\theta_s}{dt}$: La vitesse du référentiel (θ_d θ_q) 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 (θ d θ q) par rapport au rotor

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

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

Ou :

x_d : est la composante direct

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 :

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

Equations électriques dans le repère de Park

Dans le cas de la machine asynchrone à double alimentation, la transformation de Park est appliquée aux grandeurs statoriques et rotoriques. Les enroulements triphasés de la machine sont transformés en enroulements biphasés orthogonaux équivalents selon les axes (d-q) liés au champ tournant. Cette transformation permet de séparer les composantes directes, quadratiques et homopolaires du système transformé.

le vecteur des courants transformés dans le repère (d-q), et $A(\theta)$ est la matrice de transformation qui dépend de l'angle cette transformation permet de représenter les grandeurs électriques de la machine dans un repère plus adapté à l'analyse et à la commande.

Dans le cas d'un système de courant, la transformation s'écrit [18] :

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

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

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:

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

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:

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

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

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

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

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 $[A(\theta_s)]$:

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

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 abouti 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 abouti a :

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

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 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

Le modèle de la MADA dans le de Park est schématisée sur la figure suivante :

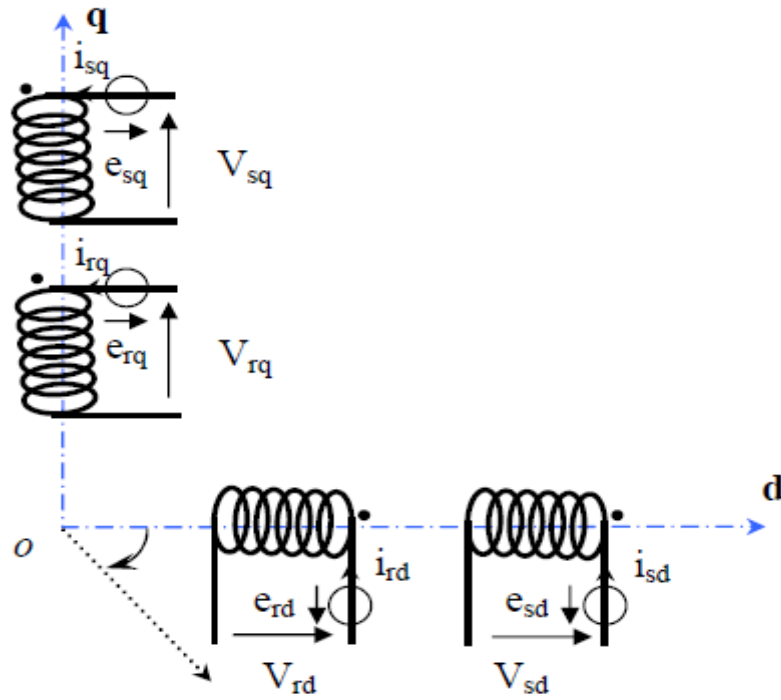


Figure I.8):Modèle de la MADA dans le repère de PARK

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:

	Stator	Rotor
Tension	$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{ds} \\ v_{so} = R_s i_{so} + \frac{d\varphi_{so}}{dt} \end{cases}$	$\begin{cases} v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{qr} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{rd} \\ v_{ro} = R_r i_{ro} + \frac{d\varphi_{ro}}{dt} \end{cases}$
Flux	$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \end{cases}$	$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases}$

Tableau (I.1) :Tension et flux dans le repère de Park

Expression du couple électromagnétique :

L'expression générale du couple électromagnétique résulte de la dérivée de la coénergie par rapport à l'angle mécanique de rotation.

Dans le repère(**d, q**)équation devient :

$$C_e = \frac{pM}{L_s}(\varphi_{sq}i_{rd} - \varphi_{sd}i_{rq}) = pM. (i_{rd}i_{sq} - i_{sd}i_{rq}) \quad (I. 48)$$

p: Nombre de paire du pole.

L_s : Inductance propre statorique.

C_e : Couple électromagnétique.

$\varphi_{qs}, \varphi_{ds}$:Flux statorique.

Equation mécanique :

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

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \quad (I. 49)$$

$\Omega = \frac{\omega_m}{p}$: : 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

Choix du référentiel :

Le choix du référentiel dépend du problème à étudier. Il existe trois types d'entrepôts Pour un dispositif asynchrone, son choix dépend du type de problème à étudier.

I.8.5.1 Référentiel stator :

Ce référentiel est le mieux adapté aux quantités intra-journalières. C'est utilisé Étudier les grandes variations de la vitesse de rotation de la machine. Il Marqué par : [19]

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

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_m \varphi_{qr} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_m \varphi_{rd} \end{array} \right. \quad (I.50)$$

I.8.5.2 Référentiel rotor :

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

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

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_m \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_m \varphi_{ds} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \end{array} \right. \quad (I.51)$$

I.8.5.3 Référentiel champ tournant :

Ce référentiel est souvent utilisé dans le cas où la fréquence d'affichage est fixe. Cela justifie son utilisation généralisée dans le domaine du contrôle des machines.

Il est caractérisé par :

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

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \varphi_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \varphi_{rd} \end{array} \right. \quad (I.52)$$

Dans notre étude, nous avons choisi le bâti fixe par rapport au stator. C'est le référentiel le plus approprié pour travailler avec des grandeurs instantanées ; Il a Les tensions et courants réels peuvent être utilisés pour étudier le démarrage et Freinage des machines à courant alternatif.

Modèle sous forme d'équation d'état :

Pour un moteur asynchrone à double alimentation, les grandeurs de commande sont les tensions stator et rotor. Considérant les courants stator et rotor comme vecteurs d'état, le modèle MADA est décrit par l'équation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = \frac{dX}{dt} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (I.53)$$

Avec :

X : Vecteur d'état.

A : Matrice d'évolution d'état du système.

B : Matrice de la commande.

U : Vecteur du système de commande.

Y : Vecteur de sortie,

C : Matrice de sortie (matrice d'observation),

Où :

$$X = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}, U = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Par une représentation matricielle

$$\begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega) M & -R_s & (\omega_s - \omega) L_r \\ (\omega_s - \omega) M & 0 & -(\omega_s - \omega) L_r & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.54)$$

Et

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_s & (\omega_s - \omega)L_r \\ (\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.55)$$

On pose :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \text{ et } [Z] = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_s & (\omega_s - \omega)L_r \\ (\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_s \end{bmatrix}$$

Alors l'équation (I.53) devient :

$$\frac{dX}{dt} = [L]^{-1} \cdot [Z] \cdot X + [L]^{-1} \cdot U \quad (I.56)$$

Par analogie de l'équation (II.26) avec l'équation (II.23) on trouve :

$$A = [L]^{-1} \cdot [Z] \quad \text{et} \quad B = [L]^{-1}$$

Dans le but de simplifier la réalisation par **Simulink /MATLAB** la matrice $[Z]$ peut être décomposée de la forme suivante :

$$[Z] = -[Z_1] - \omega \cdot [Z_2] + \omega_s \cdot [Z_3]$$

Avec :

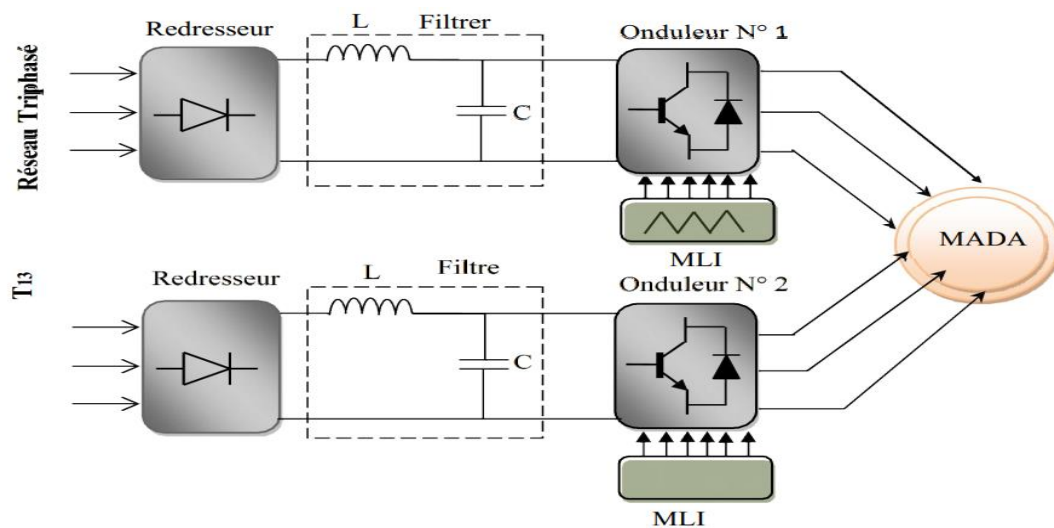
$$[Z] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}, [Z] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}, [Z] = \begin{bmatrix} 0 & L_s & 0 & M \\ -L_s & 0 & -M & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}$$

Modélisation du convertisseur :

La structure de la chaîne convertisseur choisie :

La figure (I.9) montre un schéma de la configuration de la machine, qui est fournie par deux onduleurs de tension connectés à deux bus CC séparés. Chaque bus est capable de délivrer la puissance maximale requise de chaque côté. Les commutateurs ont été sélectionnés en fonction du courant nominal, de la tension aux bornes et de la fréquence de modulation de l'onduleur. Pour contrôler les convertisseurs, une modulation de largeur d'impulsion (PWM) de type sinusoïdal régulier et symétrique (triangle sinusoïdal à fréquence constante) est utilisée.

Un bus continu est constitué d'une cellule de filtrage qui comprend plusieurs composants. Un condensateur est utilisé pour réduire les fluctuations de tension à l'entrée de l'onduleur, tandis qu'une inductance aide à lisser le courant. Enfin, une résistance est ajoutée pour améliorer l'amortissement du filtre.



Figure(I.9) : Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la MADA.

Modélisation le redresseur :

Les redresseurs sont des convertisseurs d'électronique de puissance utilisés pour convertir le courant alternatif en courant continu. Ils sont alimentés par une source de tension alternative et permettent d'alimenter en courant continu le récepteur connecté à leurs sorties.

Dans le cas de MADA, les deux alimentations utilisent un redresseur triphasé pleine onde à diodes. La Figure (I.10) montre le schéma fonctionnel de ce redresseur. Il se compose de trois

diodes (D1, D2, D3) connectées à une cathode commune, chacune conductrice lorsque son potentiel d'anode est le plus positif, et de trois diodes (D4, D5, D6) connectées à une cathode commune, chacune conductrice lorsque son potentiel de cathode est le plus positif. Trop négatif. Cette configuration assure ainsi le retour du courant $i_d(t)$.

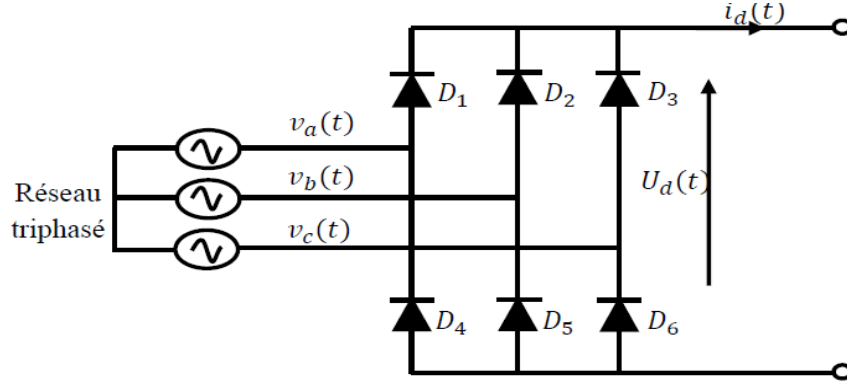


Figure (I.10): Schéma d'un redresseur triphasé double alternance à diodes

Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} v_a(t) = v_m \sin(2\pi ft) \\ v_b(t) = v_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_c(t) = v_m \sin\left(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I. 57)$$

La tension redressée peut être déterminée par :

$$u_d(t) = \max[v_a(t), v_b(t), v_c(t)] - \min[v_a(t), v_b(t), v_c(t)] \quad (I. 58)$$

Sa valeur moyenne est donnée par :

$$u_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} v_m \quad (I. 59)$$

La tension obtenue par ce redresseur présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtre.

Modélisation de filtrage :

Le rôle de ce circuit est de réduire le taux d'ondulations de la tension redressée. La figure (I.11) représente son schéma de principe .

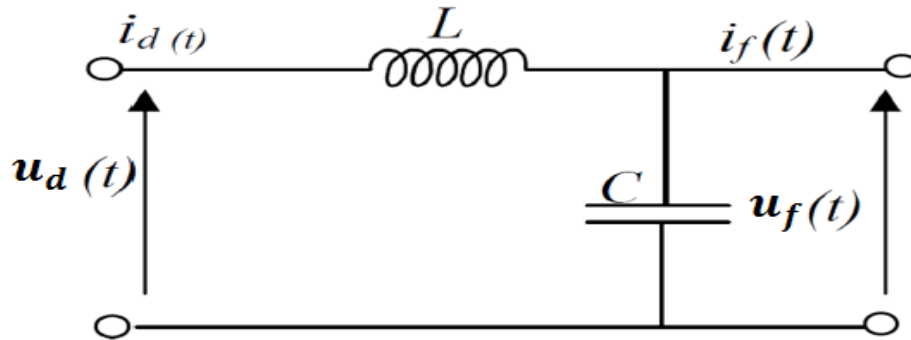


Figure (I.11):Circuit de filtrage de la tension redressée

On peut modéliser ce circuit par le système d'équations suivantes :

$$\frac{di_d(t)}{dt} = \frac{1}{L} (u_d(t) - u_f(t)) \quad (I.60)$$

$$\frac{du_f(t)}{dt} = \frac{1}{C} (i_d(t) - i_f(t)) \quad (I.61)$$

Où :

$u_d(t)$: est la tension redressée ;

$u_f(t)$ est la tension filtrée appliquée à l'onduleur ;

La forme discrétisée des équations du filtre est commode pour une simulation numérique, elle est donnée par [5]:

$$i_d(t + \Delta t) = \frac{\Delta t}{L} (u_d(t) - u_f(t)) + i_d(t) \quad (I.62)$$

$$u_f(t + \Delta t) = \frac{\Delta t}{C} (i_d(t) - i_f(t)) + u_f(t) \quad (I.63)$$

Voici l'expression de la fonction de transfert de ce filtre :

$$F_t(s) = \frac{u_f(s)}{u_d(s)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{LC}s)^2} \quad (I.64)$$

Où : s est l'opérateur de LAPLACE.

Cette fonction est du deuxième ordre, sa fréquence de coupure étant :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{I. 65})$$

Pour dimensionner le filtre, il suffit de choisir la fréquence de coupure suffisamment inférieure à la fréquence de la première harmonique de $u_d(t)$.

Modélisation du convertisseur L'onduleur :

Un onduleur de tension est un appareil électronique qui convertit la tension d'une source continue en tension alternative. Ils sont constitués de cellules de commutation, généralement des transistors ou des thyristors GTO (pour les capacités supérieures).

L'ensemble onduleur se compose de six interrupteurs à deux voies. Chaque interrupteur est constitué d'un transistor (T) et d'une diode (D) installés en parallèle inverse. Cette configuration est illustrée à la Figure (I.12). Les paires de clés (T11, T21), (T12, T22), (T13, T23) sont commandées de manière complémentaire afin d'assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine et d'éviter tout court-circuit. avec la source d'alimentation [20]. Les diodes D_{ij} ($ij=1, 2, 3$) sont des diodes à roue libre assurant la protection des thyristors.

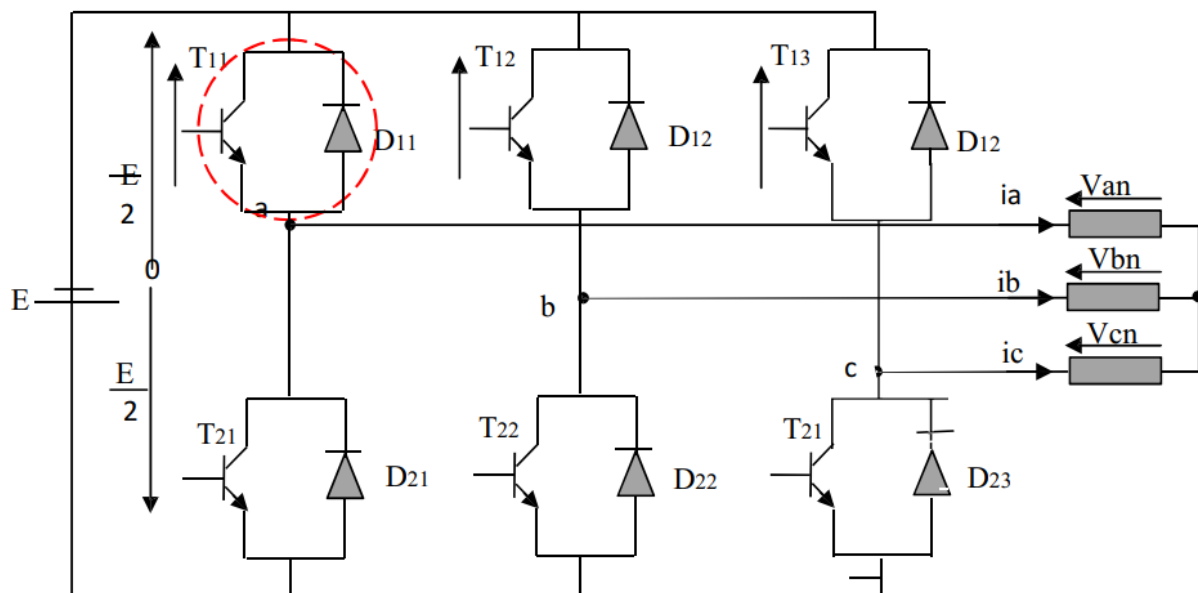


Figure (I.12) : Onduleur deux niveaux

En mode contrôlable, le levier est un interrupteur à deux positions qui vous permet d'obtenir

Deux niveaux de tension de sortie [21]. Un bras de l'onduleur est représenté par la figure (I.13).

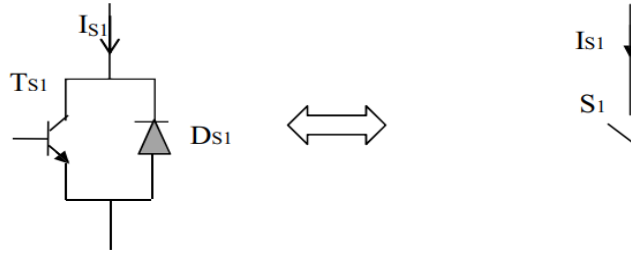


Figure (I.13): Représentation d'un interrupteur

Afin d'éviter un court-circuit de la source de tension continue, il est nécessaire que les commandes des interrupteurs appartenant à un même bras soient complémentaires. Dans cette étude, nous considérons une connexion en étoile sans neutre, bien qu'une connexion de charge en triangle puisse également être envisagée. Ce choix permet d'exclure les harmoniques de rang 3 et les multiples de trois. Ainsi, le système triphasé obtenu en sortie de l'onduleur est un système triphasé équilibré en tension, ne contenant que des harmoniques impairs différents de trois.

Générant une tension alternative à partir d'une tension continue, il est nécessaire de couper la tension d'entrée et de l'appliquer à la charge en commutant les pôles. L'onduleur, doté d'une source de tension optimale, impose une tension alternative sur sa sortie grâce à l'ouverture et à la fermeture contrôlées des interrupteurs. Cet effort alterné consiste en une série de chants rectilignes, la période de jeu étant déterminée en contrôlant les touches [22].

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases sont

$$\begin{cases} v_A = v_{AO} + v_{On} \\ v_B = v_{BO} + v_{On} \\ v_C = v_{CO} + v_{On} \end{cases} \quad (I.66)$$

Par addition on a : $v_A + v_B + v_C = v_{AO} + v_{BO} + v_{CO} + 3v_{On}$

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique.

$$\text{Donc : } v_{AO} + v_{BO} + v_{CO} + 3v_{On} = 0$$

$$\text{D'où : } v_{On} = -\frac{1}{3}(v_{AO} + v_{BO} + v_{CO}) \quad (I.67)$$

On remplace (II.67) dans (II.66), on aura le système suivant :

$$\begin{cases} v_A = \frac{2}{3}v_{AO} - \frac{1}{3}v_{BO} - \frac{1}{3}v_{CO} \\ v_B = -\frac{1}{3}v_{AO} + \frac{2}{3}v_{BO} - \frac{1}{3}v_{CO} \\ v_C = -\frac{1}{3}v_{AO} - \frac{1}{3}v_{BO} + \frac{2}{3}v_{CO} \end{cases} \quad (I.68)$$

On peut écrire le système (II.37) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{AO} \\ v_{BO} \\ v_{CO} \end{bmatrix} \quad (I.69)$$

Avec

$$\begin{cases} v_{AO} = \frac{E}{2}F_1 \\ v_{BO} = \frac{E}{2}F_2 \\ v_{CO} = \frac{E}{2}F_3 \end{cases} \quad (I.70)$$

Tel que : $\begin{cases} F_1 = 1 \text{ si } K_{11} \text{ fermé} & \text{si non } F_1 = -1 \text{ donc } K_{11} \text{ ouvert.} \\ F_2 = 1 \text{ si } K_{12} \text{ fermé} & \text{si non } F_2 = -1 \text{ donc } K_{12} \text{ ouvert.} \\ F_3 = 1 \text{ si } K_{13} \text{ fermé} & \text{si non } F_3 = -1 \text{ donc } K_{13} \text{ ouvert.} \end{cases}$

On remplace (II.70) dans (II.69), on aura le système suivant :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (I.71)$$

Le système (II.71) représente le modèle mathématique d'un onduleur PWM triphasé. Le tableau ci-dessous présente des expressions qui prennent les tensions de phase à neutre et les tensions de phase à phase, selon l'état ouvert ou fermé des interrupteurs T_1, T_2, T_3 (les états de K_4, K_5, K_6 sont respectivement complémentaires de ceux de K_1, K_2, K_3).

K_{11}	K_{12}	K_{13}	v_{AO}	v_{BO}	v_{CO}	v_A	v_B	v_C	v_{AB}	v_{BC}	v_{CA}
F	F	F	E/2	E/2	E/2	0	0	0	0	0	0
F	0	F	E/2	-E/2	E/2	E/3	-2E/3	E/3	E	-E	0

F	F	0	E/2	E/2	-E/2	E/3	-E/3	-2E/3	0	E	-E
F	0	0	E/2	-E/2	-E/2	2E/3	-E/3	-E/3	E	0	-E
0	F	F	-E/2	E/2	E/2	-2E/3	E/3	E/3	-E	0	E
0	0	F	-E/2	-E/2	E/2	-E/3	-E/3	2E/3	0	-E	E
0	F	0	-E/2	E/2	-E/2	E/3	2E/3	-E/3	-E	E	0
0	0	0	-E/2	-E/2	-E/2	0	0	0	0	0	0

Tableau I.2) : Etablissement des expressions des tensions simples et composées**Commande par MLI :**

La modulation triangulo-sinusoïdale est également connue sous le nom de modulation de largeur d'impulsion intersectée, car son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, appelée tension de référence, généralement sinusoïdale, avec une onde porteuse haute fréquence, généralement de forme triangulaire. C'est pourquoi elle est appelée triangulo-sinusoïdale. Le résultat de la comparaison entre ces deux signaux est utilisé pour contrôler l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance [20].

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est 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 ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante v_p à la valeur crête v_r de la porteuse: $r = \frac{v_r}{v_p}$

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence f_p et sa valeur de crête v_p . On définit l'équation de la porteuse dans sa période $[0, T_p]$ par [54] :

$$\begin{cases} x_1(t) = v_p \left(-1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) \text{ si } t \in \left[0; \frac{T_p}{2} \right] \\ x_2(t) = v_p \left(3 - 4 \frac{t}{T_p} \right) \text{ si } t \in \left[\frac{T_p}{2}; T_p \right] \end{cases} \quad (I.72)$$

La référence est un signal sinusoïdal d'amplitude v_r et de fréquence f_r . En triphasé, les trois tensions sinusoïdales de référence sont données par :

$$\begin{cases} v_{rA}(t) = v_r \sin 2\pi f_r t \\ v_{rB}(t) = v_r \left(\sin 2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ v_{rC}(t) = v_r \left(\sin 2\pi f_r t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (I.73)$$

La commande MLI sinus triangle utilise la comparaison avec la porteuse des trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états s_1, s_2 et s_3 des interrupteurs de l'onduleur. Ceux-ci sont donnés par l'équation (I.72) suivante [21]:

$$s_{123} = \begin{cases} 1 & \text{si } (v_{rAB} - x(t)) \geq 0 \\ -1 & \text{si } (v_{rAB} - x(t)) < 0 \end{cases} \quad (I.74)$$

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) présente l'avantage de réduire considérablement les harmoniques du courant en augmentant la fréquence de découpage. De plus, elle permet de déplacer les harmoniques de la tension vers des fréquences plus élevées, ce qui facilite leur filtrage. En outre, la MLI offre la possibilité de faire varier la fréquence fondamentale de la tension souhaitée [23].

CONCLUSION

Ce chapitre nous a permis d'explorer en détail la machine asynchrone à double alimentation (MADA). Nous avons examiné sa description, sa classification, son principe de fonctionnement, ses configurations de commande, ainsi que ses avantages et inconvénients. De plus, nous avons exploré son champ d'application, sa modélisation et la modélisation du convertisseur associé. Grâce à cette exploration, nous avons acquis une compréhension approfondie de la MADA et de son potentiel dans différents domaines de l'ingénierie électrique. Ces connaissances nous serviront de base pour les chapitres suivants, où nous approfondirons davantage chaque aspect de cette technologie avancée.

Chapitre II : Commande Vectorielle de la MADA

Introduction

La commande vectorielle, également connue sous le nom de commande orientée flux ou commande à champ orienté, est une technique avancée utilisée pour le contrôle précis des machines électriques, telles que les moteurs à courant alternatif (AC) et les machines synchrones. Cette introduction fournira un aperçu des principes fondamentaux de la commande vectorielle, de son fonctionnement et de ses applications. La commande vectorielle de la MADA repose sur le contrôle indépendant du flux magnétique et du couple de la machine. Elle permet de réguler de manière précise et dynamique ces deux grandeurs en utilisant des techniques de commande avancées, telles que la modulation de largeur d'impulsion (MLI) et le contrôle de flux orienté (FOC). Cela permet d'obtenir une réponse rapide et précise, ainsi qu'une gestion efficace de l'énergie.

Dans ce chapitre, nous aborderons la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone à double alimentation (MADA). Nous explorerons les principes fondamentaux de la commande vectorielle, en mettant l'accent sur l'orientation du flux statorique et les différentes méthodes de commande. De plus, nous étudierons la structure de la commande vectorielle directe (CVD) spécifique à la MADA. Cette introduction nous fournira un aperçu global de la commande vectorielle dans le contexte de la MADA, jetant ainsi les bases pour une exploration plus approfondie dans les sections suivantes.

La Commande vectorielle

Le contrôle vectoriel de sens d'écoulement est une solution intéressante pour de meilleures performances dans les applications à vitesse variable, que ce soit en mode moteur ou générateur, d'une machine asynchrone à double alimentation.

Il existe deux principales méthodes de commande du flux orienté dans la commande vectorielle [24] :

A) Méthode directe de la commande vectorielle.

B) Méthode indirecte de la commande vectorielle.

Plusieurs techniques, ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer : Suivant la source d'énergie :

 Commande en tension.

✚ Commande en courant.

Suivant l'orientation du repère **(d-q)** :

- ✚ Le flux rotorique.
- ✚ Le flux statorique.
- ✚ Le flux de l'entrefer.

Principe de la commande vectorielle

La commande vectorielle repose sur le principe de séparation et de contrôle indépendant du flux magnétique et du couple d'une machine électrique. Elle permet de contrôler de manière précise et dynamique ces deux grandeurs, offrant ainsi une performance optimale et une réponse rapide aux variations des charges et des conditions de fonctionnement [25]. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

Le principe de la commande vectorielle, également connu sous le nom de commande en champ orienté ou commande en flux orienté, est une technique de commande avancée utilisée dans les systèmes d'entraînement électrique pour obtenir un contrôle précis du couple et de la vitesse des machines électriques, telles que les moteurs à courant alternatif (MADA) et les machines à courant continu (MCC) [26].

Couple électromagnétique d'une MADA :

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

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

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

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

Couple électromagnétique de MCC:

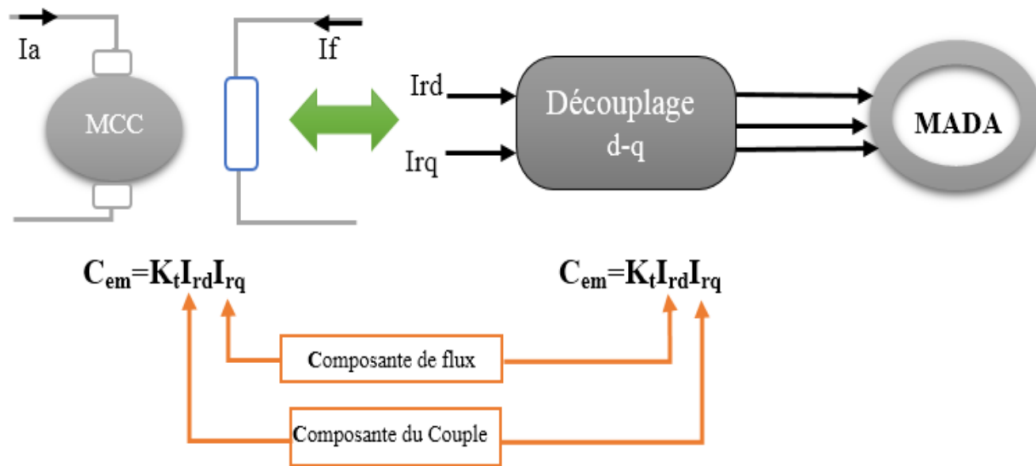
$$C_{em} = K. \varphi_e. i_a = K'. i_e. i_a \quad (II. 4)$$

Ou :

φ_e : Flux d'inducteur.

i_e : Courant d'inducteur.

i_a : Courant d'induit.



Figure(0.1): Schéma de principe du découplage pour le MADA par analogie avec la machine à courant continu

Orientation du flux

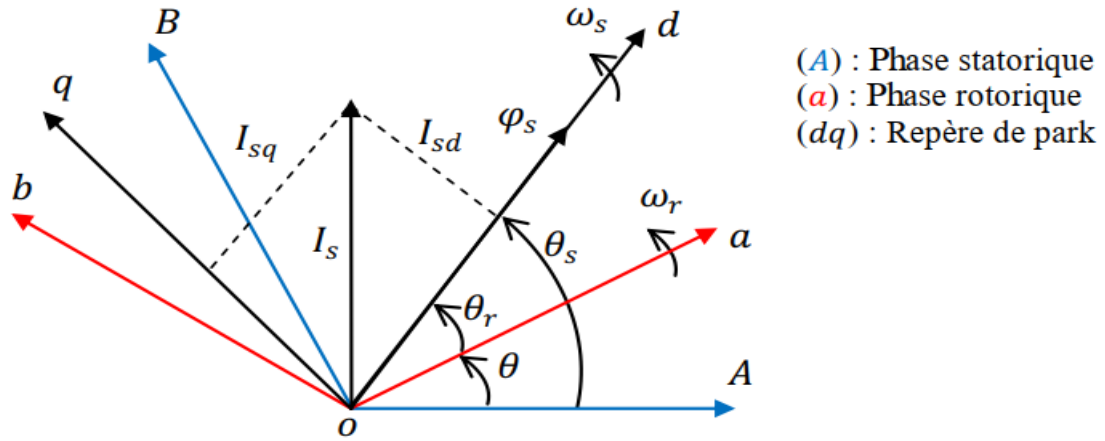
Il existe trois choix possibles pour l'orientation du flux selon l'axe direct d du repère tournant :

- ✚ 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 l'orientation du flux statorique est la méthode choisie.

Commande vectorielle par orientation du flux statorique :

La commande vectorielle par orientation du flux statorique est une technique avancée de commande des machines électriques qui permet de réguler le couple et la vitesse de manière précise. Elle repose sur le contrôle du flux magnétique produit par les enroulements du stator de la machine [27].



Figure(0.2) : Illustration de l'orientation du flux statorique.

Pour simplifier l'agencement, il est nécessaire de faire un choix judicieux d'entrepôt. Pour cela, nous nous plaçons dans un référentiel (d-q) lié au champ tournant avec la direction du flux statorique (l'axe d aligné avec la direction du flux statorique) comme le montre la figure (II.2).

On a :

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

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

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

Et on a l'expression du couple électromagnétique :

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

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

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

Alors :

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

De l'équation (I.52) on a :

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

D'après les équations des flux statorique on aura :

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

$$(\text{II. 12})$$

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

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

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

En exprimant le flux rotorique en fonction du flux statorique φ_d et du courant rotorique i_{dr} :

En substituant l'équation (II.11) et l'équation (II.12) dans le tableau (I.1), on trouve les deux équations suivantes ::

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

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

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

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

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

Les méthodes de commande du flux orienté

La première méthode est appelée méthode directe tandis que la seconde méthode est appelée méthode indirecte. En commande directe, une régulation de débit est effectuée, ce qui nécessite une connaissance approfondie de celle-ci. Par contre, en commande indirecte on évite de se fier à une connaissance exacte du débit en utilisant certaines approximations [28].

✚ La méthode directe (en anglais : **Direct Field Oriented Control** ou **DFOC**).

✚ La méthode indirecte (en anglais : **Indirect Field Oriented Control** ou **IFOC**).

Méthode directe de la commande vectorielle

ette méthode a été proposée par Blaschke et publiée 1970 [28], [29](Feedback control), et elle est basée sur la connaissance exacte du flux (le stator dans notre cas) et de sa localisation.

Dans cette méthode, le flux statorique est mesuré directement à l'aide de capteurs appropriés. Les mesures du flux statorique sont utilisées pour réguler le couple et la vitesse de la machine. Cette méthode nécessite des capteurs supplémentaires pour mesurer le flux et peut être plus coûteuse, mais elle offre une précision de contrôle élevée [28].

La méthode directe présente l'avantage de moins être affectée par les variations des paramètres de la machine [30].

Méthode indirecte de la commande vectorielle

Dans cette méthode, le flux statorique n'est pas mesuré directement, mais il est estimé à partir des mesures du courant et des grandeurs électriques de la machine. Des algorithmes d'estimation du flux sont utilisés pour estimer le flux statorique, qui est ensuite utilisé pour la régulation du couple et de la vitesse. Cette méthode est moins coûteuse car elle n'utilise pas de capteurs supplémentaires, mais elle peut être moins précise en raison des erreurs d'estimation e[31].

Structure de la commande vectorielle directe CVD :

La structure de la commande vectorielle directe (CVD) implique généralement un convertisseur de fréquence qui permet de contrôler la fréquence et l'amplitude du courant alimentant les enroulements du stator de la machine.

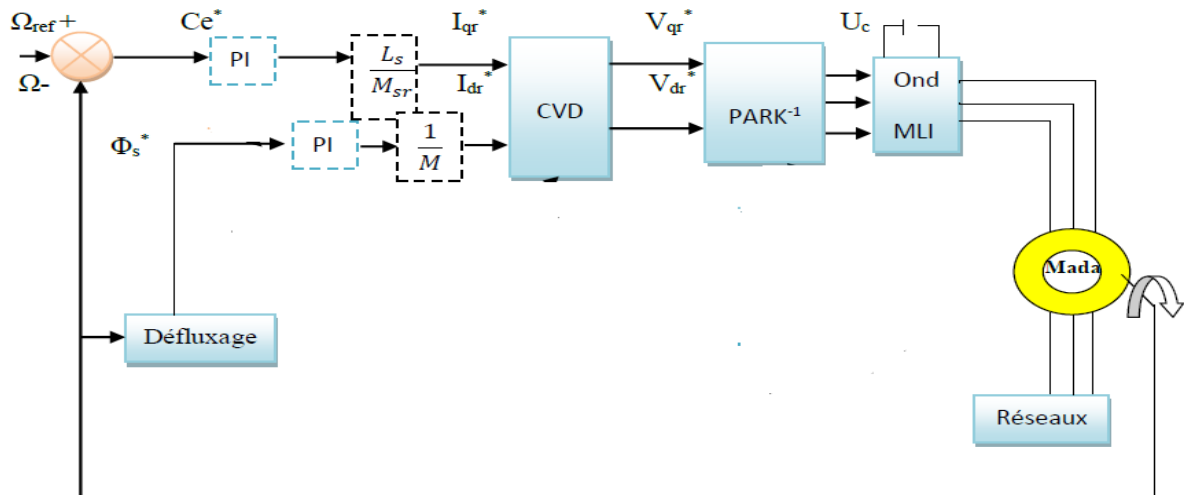


Figure (0.3):Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA

Défluxage :

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

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

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

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

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

$$P_e = C_e \cdot \Omega \quad (II. 21)$$

La machine fonctionne normalement dans les plages nominales telles que la vitesse, la puissance et le couple. Cependant, si la machine doit fonctionner à des vitesses supérieures à sa vitesse nominale, elle devient surchargée et sa puissance nominale est dépassée. C'est pourquoi il est nécessaire de réduire le flux magnétique de la machine au-delà de sa valeur nominale pour assurer un fonctionnement à puissance (nominale) constante. Ce processus est appelé défluxage [23] :

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

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.

Découplage par compensation

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

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

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

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

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

$$(\text{II. 26})$$

Estimation du flux statorique :

Afin de contrôler directement le vecteur avec le flux statorique dirigé d'une MADA (machine asynchrone à double alimentation), il est nécessaire d'avoir une connaissance précise de l'amplitude et de la position du vecteur flux statorique. Dans le mode moteur de MADA, les courants stator et rotor peuvent être mesurés, ce qui permet d'estimer le flux stator. L'estimateur de débit peut être obtenu à l'aide des équations suivantes:

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

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

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

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

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.

Denoncement des régulateurs :

II.7.4.1 Calcul des régulateurs des courants rotoriques, de flux statorique et de vitesse

II.7.4.1.1. Régulateurs du courants rotoriques :

Afin de s'assurer que les courants réels correspondent aux courants spécifiés, il est nécessaire d'utiliser des régulateurs de courant qui agissent sur la tension de commande (si l'on considère la source de tension, comme nous le faisons ici). L'utilisation de régulateurs a pour but d'assurer une plus grande durabilité face aux perturbations internes ou externes. Dans notre cas on utilisera un régulateur de type proportionnel intégral (PI) qui permet de satisfaire ces exigences.

II.7.4.1.1.1. Régulation du courant rotorique directe :

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

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

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

La boucle de régulation de courant i_{dr} peut se présenter par le schéma bloc de la figure (II.4):

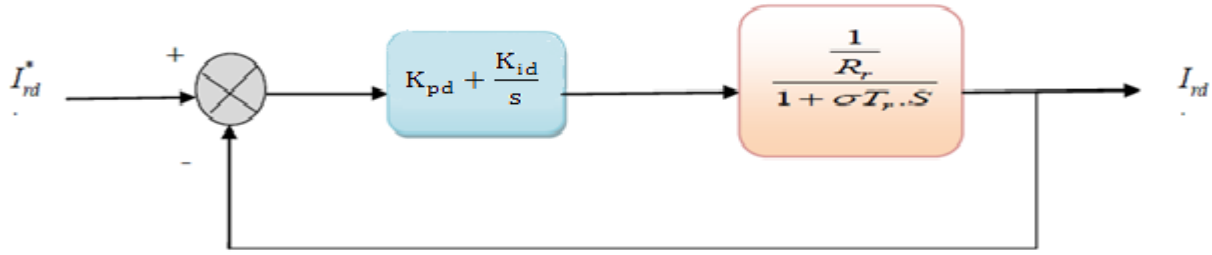


Figure (0.4):Schéma de régulation de courant i_{dr}

Soit un régulateur PI de fonction de transfert :

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

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

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

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition :

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

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

$$FTBO(s)_{i_{rd}} = \frac{K_{id}}{R_r s} \quad (II. 35)$$

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

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

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

$$FTBO(s)_{i_{dr}} = \frac{1}{1 + \frac{R_r}{K_{id}} s} \quad (II. 37)$$

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

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

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

$$\begin{cases} K_{id} = \frac{R_r}{\tau} \\ K_{pd} = K_{id} \sigma T_r = \frac{\sigma T_r}{\tau} \end{cases} \quad (\text{II. 39})$$

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

II.7.4.1.1.2. Régulation du courant rotorique quadrature :

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

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

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

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 (II.5):

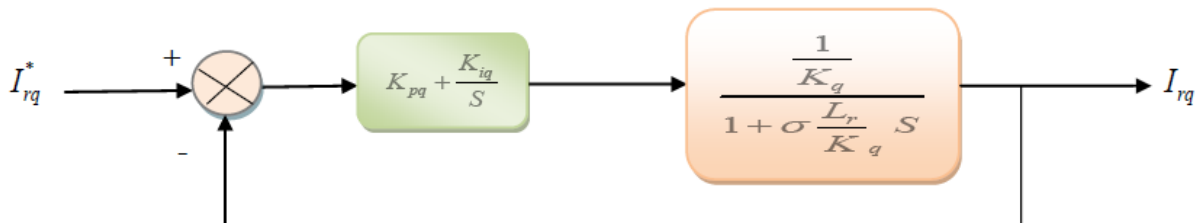


Figure 0.5): Schéma de régulation de courant i_{qr}

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 :

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

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} ($\tau = 0.001 \text{ s}$).

II.7.4.1.2. Régulateur du flux statorique :

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

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

Le schéma de la boucle de régulation du flux est donné par la figure II.14.

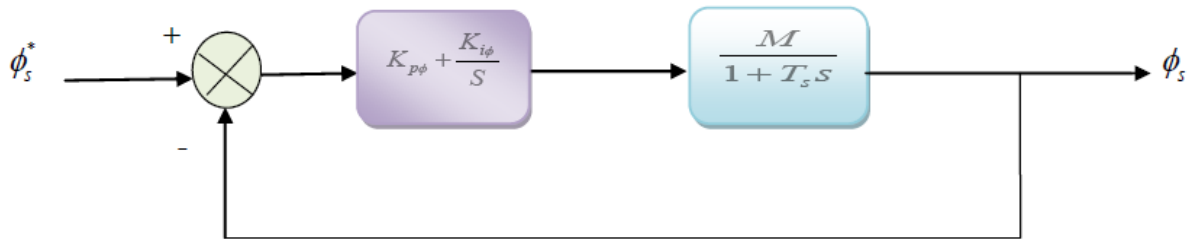


Figure 0.6): Schéma de régulation du flux statorique

La compensation des pôles donne :

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

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

$$\text{FTBO}(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{M \cdot K_{i\phi}}} \quad (\text{II. 45})$$

En comparant cette expression avec l'expression (II.36) caractéristique de premier ordre, on

trouve que :

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

II.7.4.1.3. Régulation de vitesse par un régulateur IP :

Le régulateur proportionnel intégral (PI) a été largement utilisé dans le contrôle des machines asynchrones en raison de ses nombreux avantages. Il atteint des performances élevées telles qu'une faible dérivation, une erreur statique nulle et un bon rejet des perturbations. La figure suivante montre le schéma de la boucle de régulation de vitesse à l'aide d'un régulateur de type PI [32]:

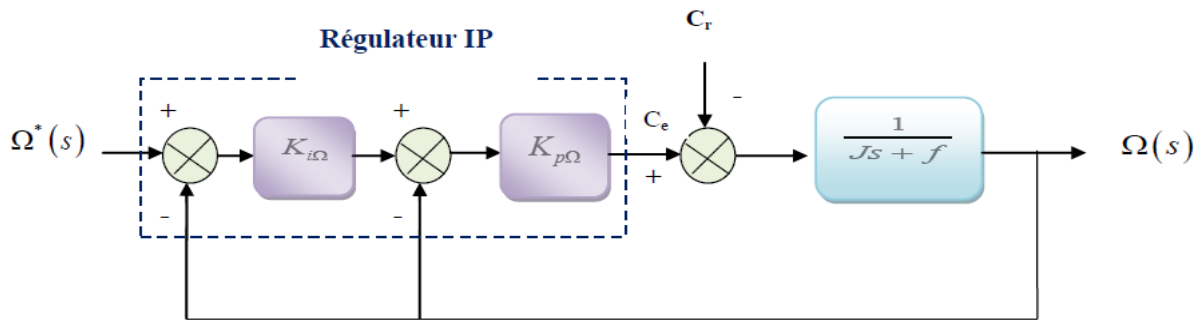


Figure 0.7) : Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP

Le régulateur IP est utilisé pour ajuster la quantité mécanique dans le système. Il est dérivé du régulateur classique intégral proportionnel (PI), mais présente l'avantage d'avoir une fonction de transfert en boucle fermée sans zéro, qui est fournie par:

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

Où :

$K_{p\Omega}$ et $K_{i\Omega}$ Indique les gains proportionnels et intégraux du variateur de vitesse IP. Nous pouvons voir que la vitesse du moteur est représentée par l'équation différentielle du second ordre : La fonction de transfert d'un système du second ordre en boucle fermée est caractérisée par:

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

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

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

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) :

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

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 $K_{i\Omega}$.

Conclusion

Ce chapitre a abordé la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone à double alimentation (MADA). Nous avons exploré les principes fondamentaux de la commande vectorielle, en mettant en évidence l'orientation du flux statorique et les différentes méthodes de commande disponibles. De plus, nous avons étudié la structure spécifique de la commande vectorielle directe (CVD) appliquée à la MADA. Cette exploration nous a permis de mieux comprendre les concepts et les techniques clés de la commande vectorielle dans le contexte de la MADA. Ces connaissances nous serviront de base pour approfondir notre compréhension

de cette approche avancée de contrôle dans les chapitres suivants, où nous explorerons en détail les applications et les performances de la commande vectorielle dans le contexte spécifique de la MADA.

Chapitre III : Simulation et analyser les résultats

III.1 Introduction:

Ce chapitre traite de la simulation de la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone à double alimentation (MADA). Nous aborderons brièvement les différents aspects de la simulation, y compris la modélisation de l'onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI), la simulation de la MADA elle-même, l'intégration d'un convertisseur et l'analyse des résultats obtenus grâce à la commande vectorielle directe (CVD) de la MADA.

La simulation de l'onduleur MLI est essentielle pour évaluer son fonctionnement et son impact sur la MADA. Nous examinerons les techniques de modulation utilisées dans la simulation et les outils disponibles pour réaliser ces simulations.

La simulation de la MADA permet de comprendre son comportement électrique et mécanique. Nous étudierons les modèles mathématiques nécessaires à la simulation de la machine et les méthodes de simulation utilisées pour évaluer ses performances.

L'intégration d'un convertisseur dans la simulation de la MADA est importante car elle permet de contrôler efficacement l'alimentation de la machine. Nous aborderons les différents types de convertisseurs utilisés et les aspects de contrôle qui leur sont associés.

Enfin, nous analyserons les résultats obtenus grâce à la CVD de la MADA. Cette analyse permettra de mesurer les performances de la machine en termes de réponse dynamique, d'efficacité énergétique et de stabilité du système.

III.2 Présentation de l'environnement MATLAB/SIMULINK™

III.2.1 MATLAB :

MATLAB est un logiciel de calcul numérique et de programmation largement utilisé dans les domaines scientifiques, techniques et de l'ingénierie. MATLAB, acronyme de "MATrix LABoratory", est développé par la société MathWorks.

MATLAB offre un environnement interactif et convivial pour l'analyse de données, la modélisation, la simulation, la visualisation et la résolution de problèmes mathématiques et d'ingénierie. Il permet de manipuler et d'effectuer des opérations sur des matrices, qui constituent une structure de données fondamentale dans MATLAB.

MATLAB est largement utilisé dans l'enseignement, la recherche, l'industrie et d'autres domaines où des calculs numériques avancés et des analyses de données sont nécessaires. Il est fourni avec une documentation complète, une communauté d'utilisateurs active et des ressources en ligne pour faciliter son utilisation et son apprentissage [33]

III.2.2 SIMULINK :

SIMULINK est un environnement de modélisation et de simulation graphique développé par MathWorks, la même société qui a créé MATLAB. SIMULINK est intégré à MATLAB et est largement utilisé pour la modélisation, la simulation et la conception de systèmes dynamiques complexes.

SIMULINK permet de créer des modèles de systèmes dynamiques en utilisant une approche basée sur les blocs. Les modèles sont construits en assemblant des blocs représentant des composants système tels que des équations différentielles, des fonctions mathématiques, des filtres, des contrôleurs, des capteurs, des actionneurs, etc. Ces blocs sont interconnectés pour former un schéma fonctionnel du système à modéliser.

En résumé, SIMULINK facilite la modélisation, la simulation et la visualisation des systèmes dynamiques en utilisant des diagrammes structurels basés sur des blocs, offrant une interface conviviale pour l'exploration et l'analyse des résultats de la simulation. [34].

III.3 Simulation et analyses convertisseur-Mada.

Après une étude théorique approfondie de MADA et de son système énergétique, nous passons à l'analyse par simulation numérique sous l'environnement Matlab - Simulink.

III.3.1 Simulation du convertisseur MLI :

Commande MLI :

Nous développons un modèle de commande basé sur la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) sous l'environnement Simulink/MATLAB. Ce modèle permet d'implémenter et de simuler la commande MLI de manière précise et efficace.

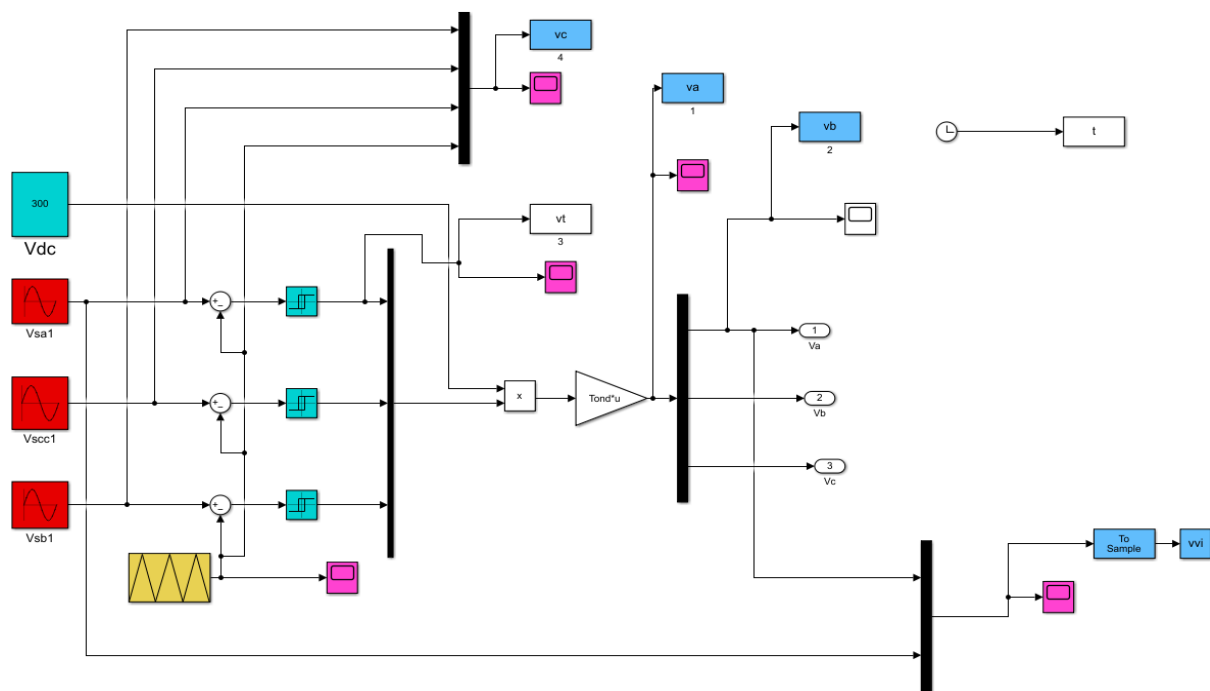


Figure 0.1) : Schéma du convertisseur la commande MLI

Résultats de simulation de la commande MLI sinus-triangle.

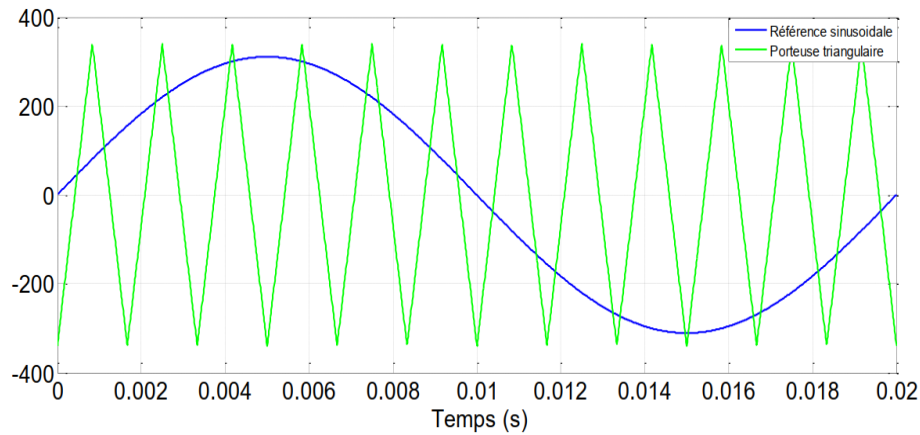


Figure (0.2) : Signaux de référence et porteuse

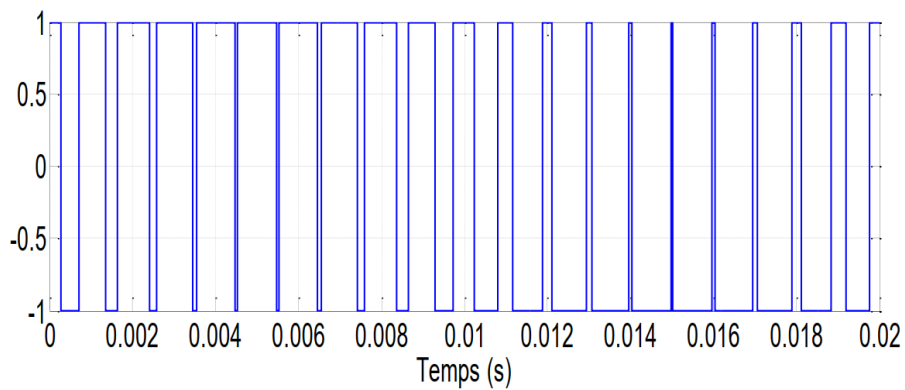


Figure (0.3) : Impulsion de commande du premier transistor

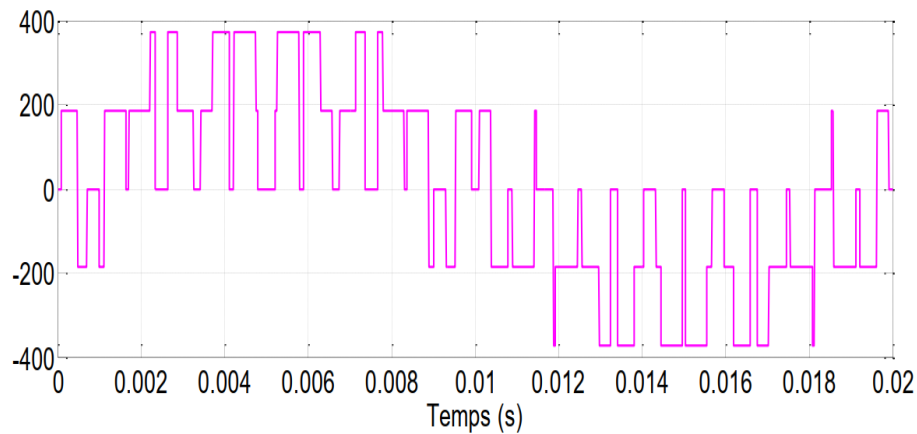
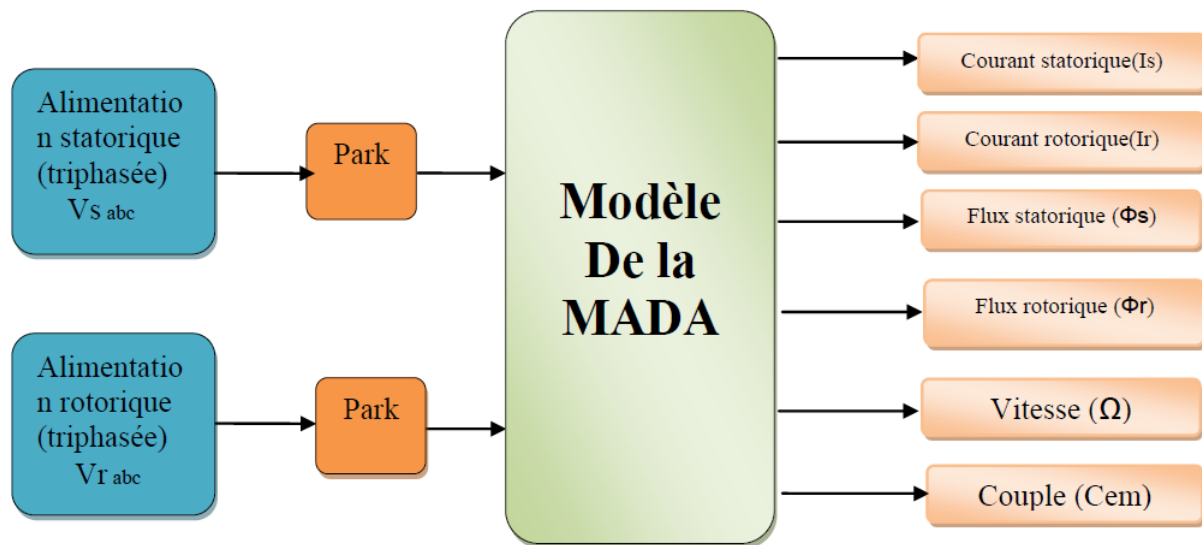


Figure (0.4) : Tension composée de sortie de l'onduleur

III.3.2 Simulation de la machine :

Afin de simuler MADA, le modèle représenté par les équations peut être transféré sous la forme d'une structure dans le schéma fonctionnel comme le montre la Figure (III.5).



Figure(0.5) : Structure de la MADA.

Modèle de machine dans Simulink/MATLAB.

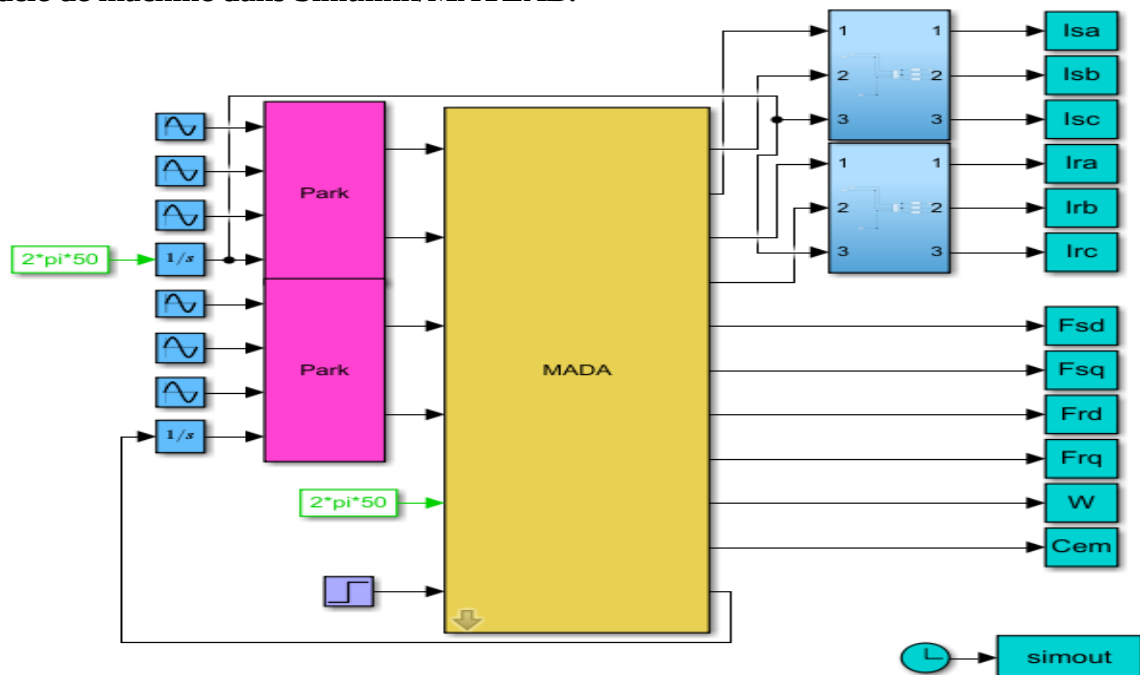


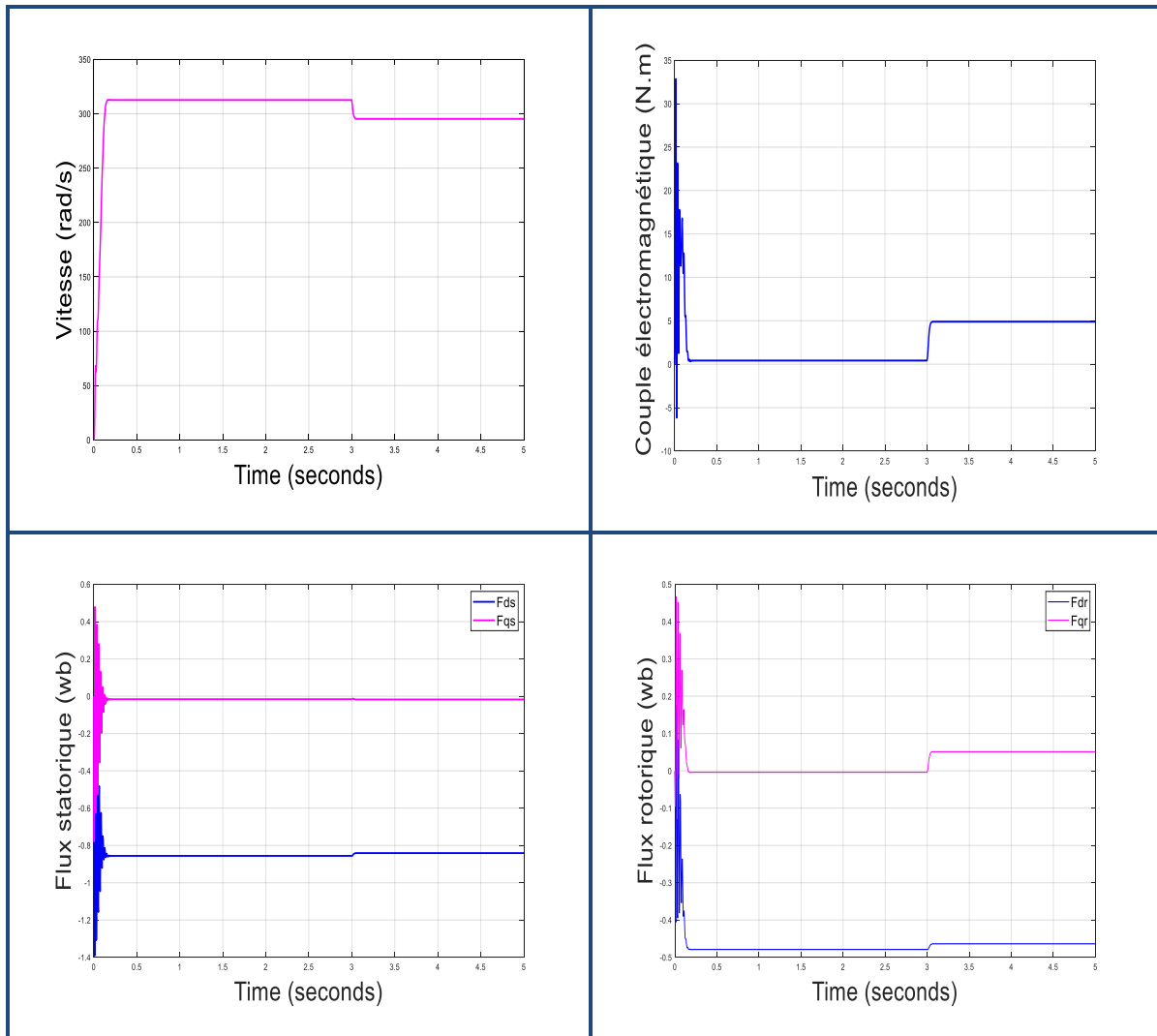
Figure (0.6) : Schéma bloc de simulation de la MADA.

Résultats de Simulation de La MADA :

Pour assurer le bon fonctionnement de la machine, il est préférable de suivre la procédure suivante : le comportement dynamique MADA doit être simulé en l'absence d'alimentation du rotor (le rotor est en court-circuit), tandis que le stator est alimenté par un réseau triphasé équilibré. Cela signifie que MADA fonctionne essentiellement comme une machine rotative à court-circuit asynchrone.



$C_r=4.5 \text{ N.m}$ a $t=3 \text{ sec}$, $V_r=0\text{v}$, $f(r)=0\text{Hz}$ rotor en court-circuit:



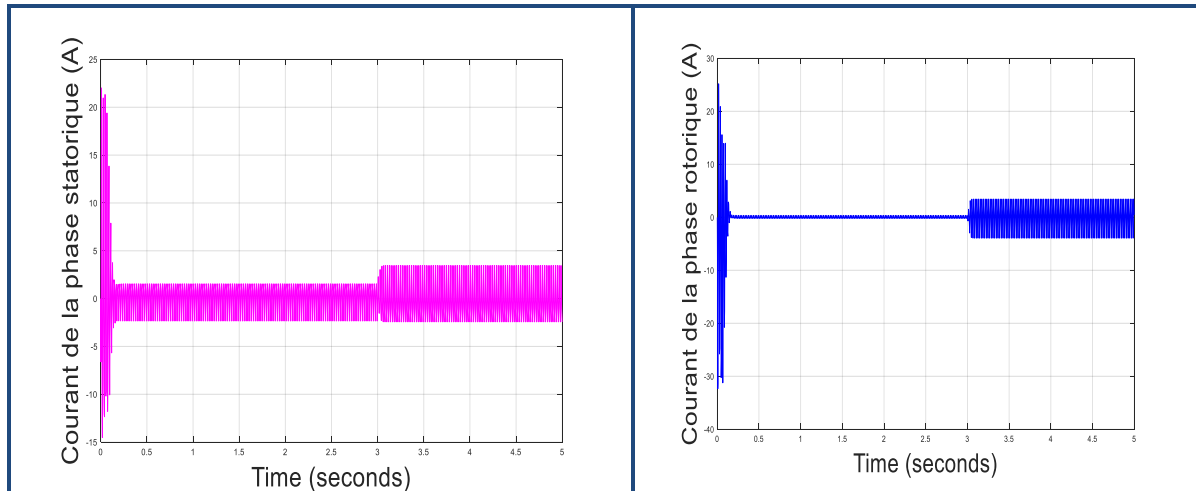


Figure (0.7) : Résultats simulés du fonctionnement de MADA sans alimentation tournante (rotor court, $V_r = 0$ et $f_r = 0$ Hz) avec couple de charge (4,5 Nm) à $t = 3$ sec.

Interprétation des résultats le premier fonctionnement :

La figure (II.7) montre le fonctionnement de MADA sous une charge nominale de 4,5 Nm après un démarrage à vide, sans source d'énergie tournante (il fonctionne comme une machine asynchrone classique). On observe que la vitesse atteint une valeur finale d'environ 312 cycles/sec après un temps de réponse de 0,77 seconde, alors que le courant rotor reste faible.

Après l'introduction de la charge au temps $t = 3$ secondes, la caractéristique de vitesse indique une diminution de la vitesse de 312 radians/sec à environ 300 radians/sec, ce qui fait que la machine patine davantage. De plus, une augmentation des courants stator et rotor est observée.

III.3.3 Simulation de la machine avec onduleur à MLI.

III.3.3.1. La partie rotorique (Seul onduleur) :

✚ diagrammed functional des MATLAB:

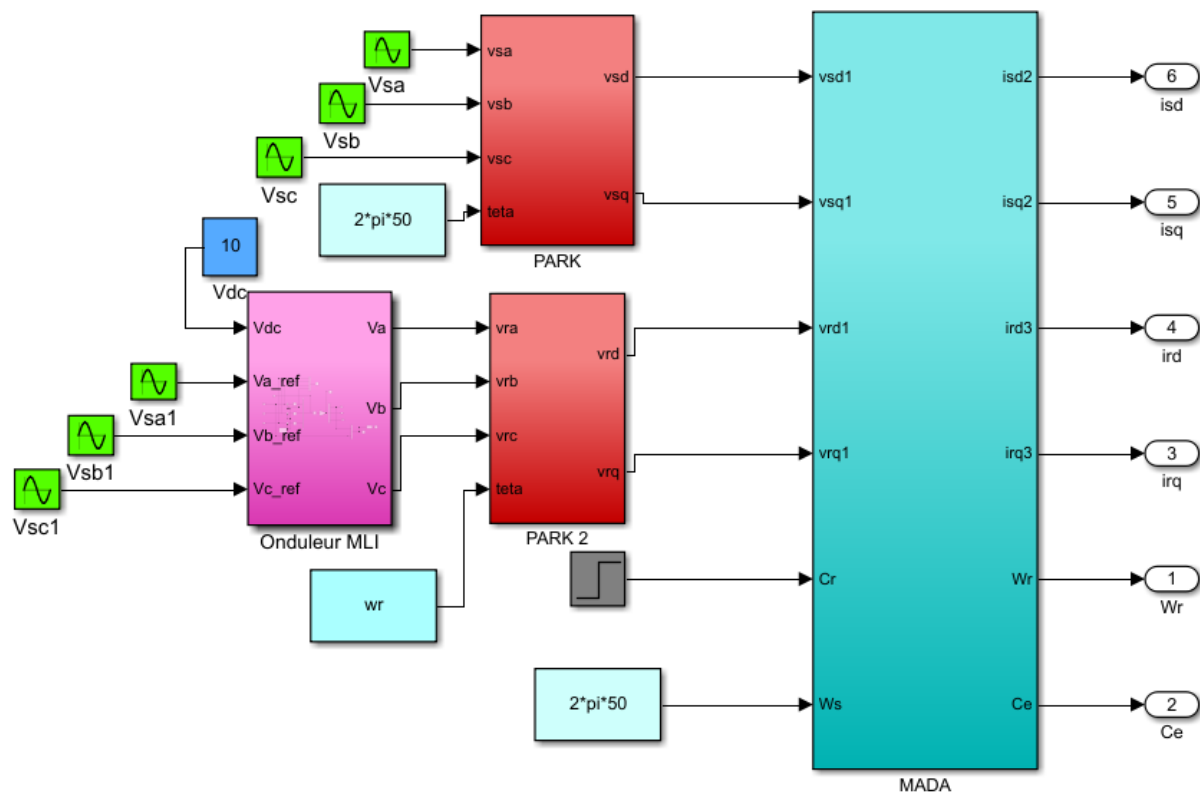
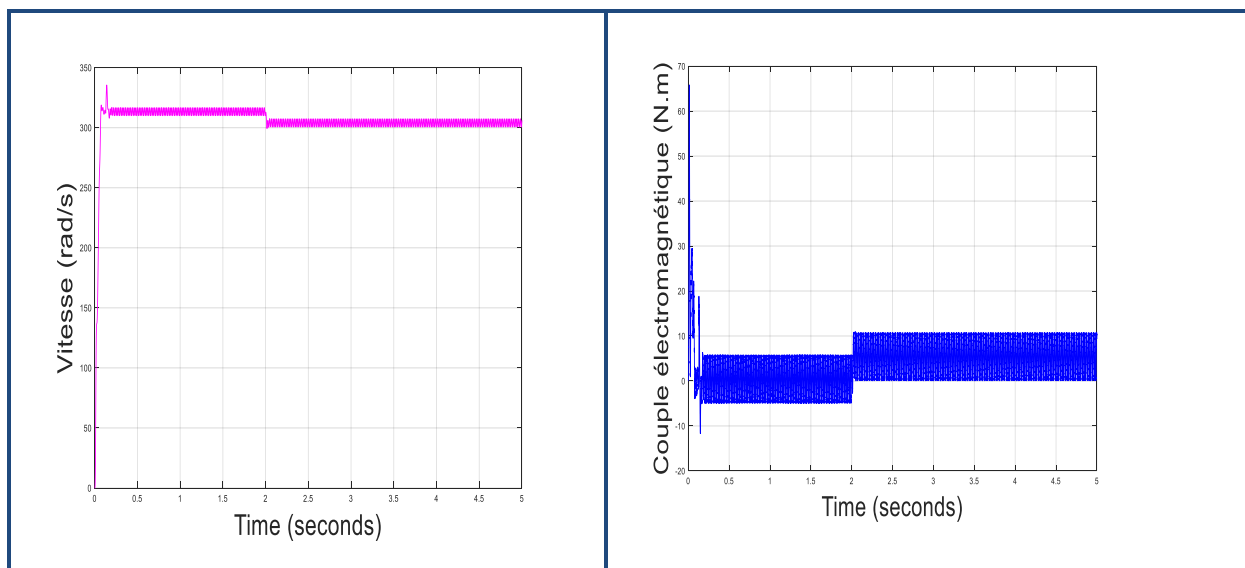


Figure 0.8): Schéma bloc de simulation de la MAD Aavec onduleur à MLI.
(seul onduleur du côté rotorique).

Résultats de simulation :

La figure (III.11) présente les résultats de simulations MADA avec une alimentation côté stator de 220 V et 50 Hz, ainsi qu'un onduleur exclusivement côté rotor $V_r = 13V$, $f_r = 5Hz$ sur une période de une seconde de $t = 2$ s, l'application d'un couple de charge de 4,5 Nm :



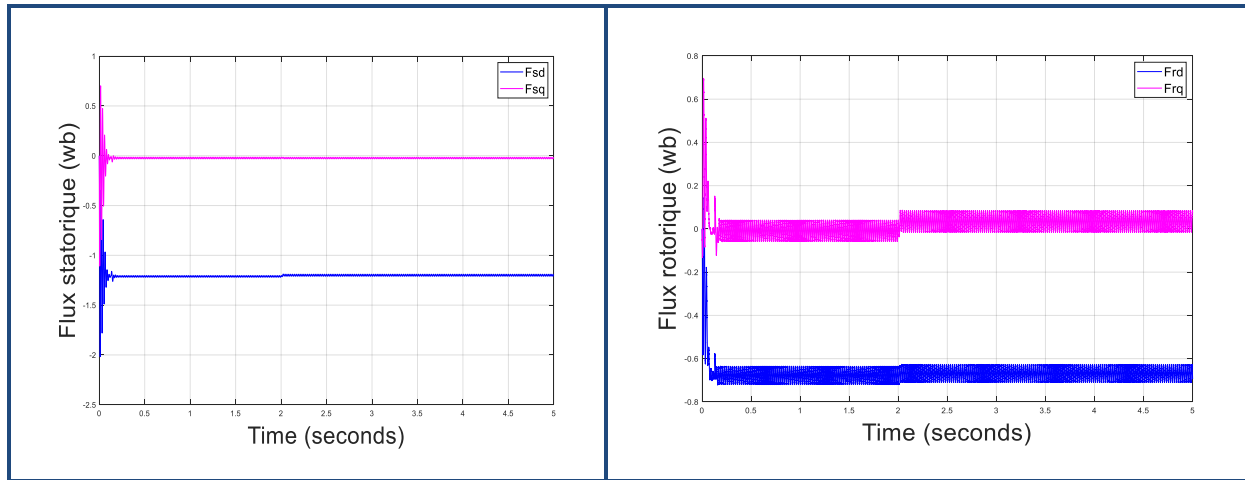


Figure 0.9): Résultats seul convertisseur

III.3.3.2. Deux onduleurs la parte rotorique et statorique :

Diagramed functional des MATLAB:

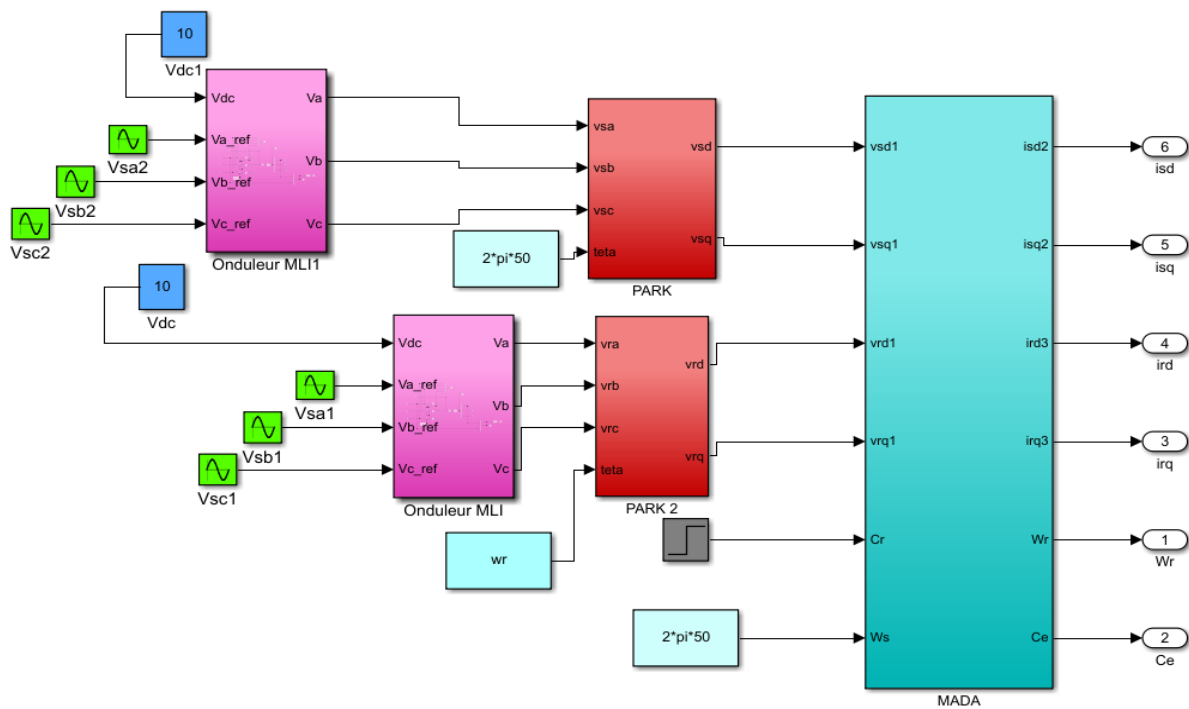


Figure 0.10): Schéma bloc de la MADA avec Deux onduleur MLI.

Résultats de simulation de la machine avec Deux onduleur :

La figure (III.13) représente les résultats de simulations MADA avec une source d'alimentation provenant de deux transformateurs, un côté stator 220 V, 50 Hz et l'autre côté rotor $V_r = 13V$, $f_r = 5Hz$, à $t = 0,5$ sec . A partir de $t = 2$ sec, un couple de sollicitation de 4,5 Nm est appliqué.

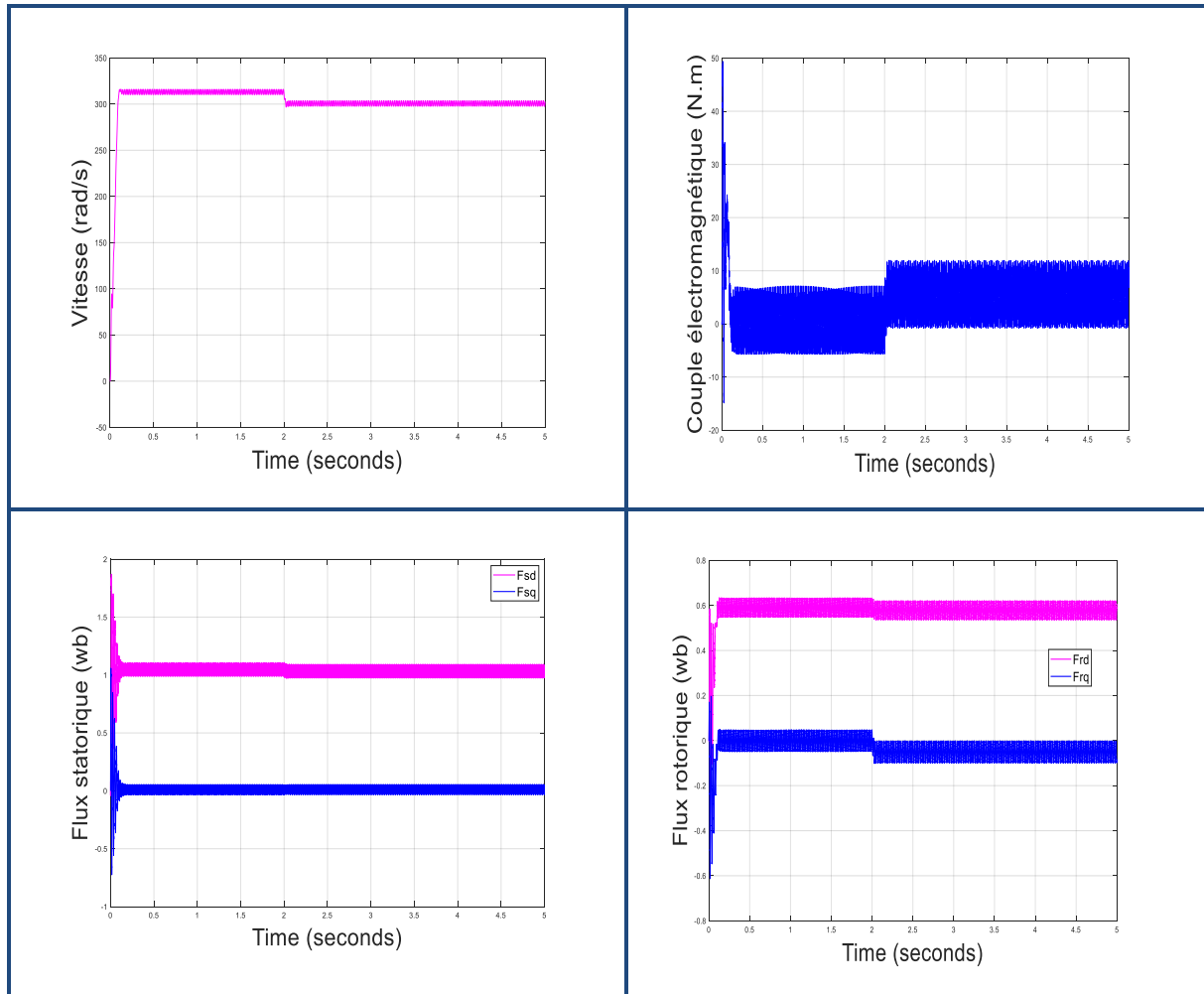


Figure (0.11) : Résultats deux convertisseur

Analyser les résultats :

Les résultats obtenus dans les figures (III.13) et (III.11) sont similaires à ceux obtenus lors de la connexion directe de l'appareil au réseau électrique. Cependant, ils présentent certaines fluctuations en raison de la présence d'harmoniques dans les tensions fournies par un onduleur unique ou les deux onduleurs. Le problème de couplage entre le débit et le couple a toujours été présent.

Afin de résoudre ce problème, l'utilisation du contrôle de la force vectorielle permet un réglage indépendant du couple, du débit et de la vitesse. Cela permet d'améliorer la performance et la stabilité de la MADA.

III.4 Simulation et analyser les résultats de la CVD de la MADA

Toutes les simulations de commande présentées dans ce projet n'ont aucun effet sur un (MADA) ou le stator est directement connecté à un courant électrique (220V, 50Hz) et le rotor est micro par tension entraînant d'un côté. Grande modulation d'impulsion (PWM) et technologie d'entraînement direct CVD basée sur la direction du flux du stator.

La figure (III.4) présente le schéma synoptique développé pour le routage d'invite de commande en dirigeant le stator du flux vers la (MADA).

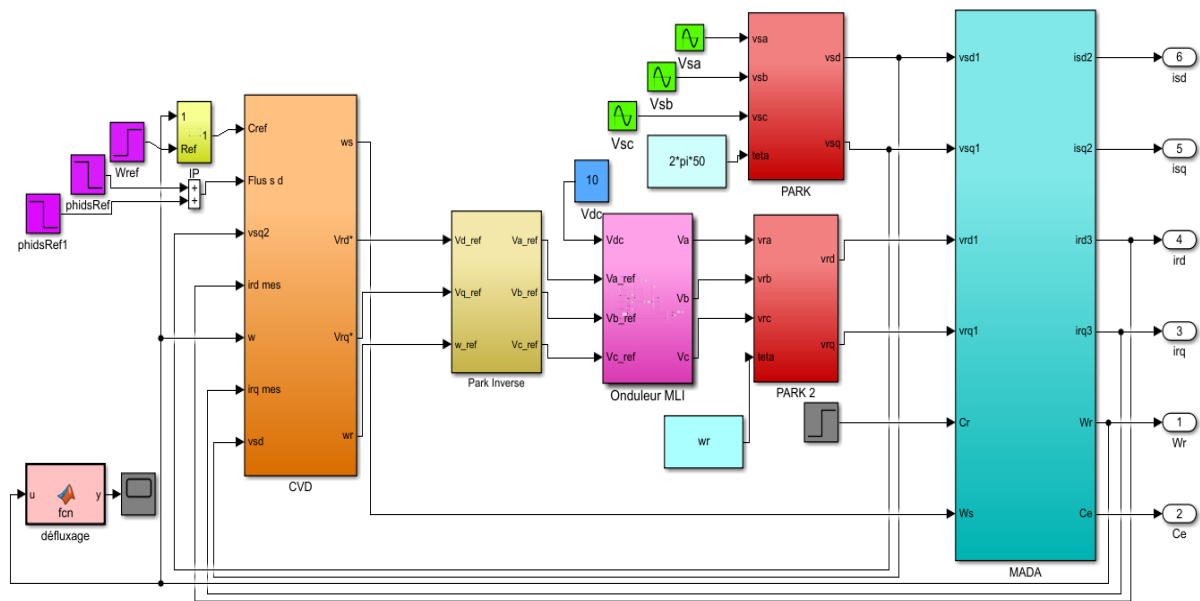


Figure (0.12): Schéma fonctionnel du contrôle vectoriel direct

Afin de démontrer les performances et la robustesse de MADA à partir de notre contrôle, nous avons simulé les modes de fonctionnement suivants :

- + **Démarrage à vide suivi de l'introduction de la variation du couple résistant :** Cette simulation vise à évaluer la capacité de la MADA à démarrer et à fonctionner de manière stable lorsqu'une charge variable est introduite. Elle permet également d'observer la réponse dynamique de la machine et de mesurer la vitesse de régulation du système.
- + **Inversion du sens de rotation et modification du couple résistant :** Cette simulation met en évidence la capacité de la MADA à inverser le sens de rotation de manière fluide et à s'adapter à des variations du couple de charge dans les deux directions. Cela

permet d'évaluer la réactivité du système et sa capacité à s'adapter à des changements brusques de conditions de fonctionnement.

 **Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique (inductance statorique et résistance rotorique) :** Dans cette simulation, nous introduisons des variations paramétriques dans l'inductance statorique et la résistance rotorique pour évaluer l'impact de ces variations sur les performances de la MADA. Cela nous permet de vérifier la robustesse du système et sa capacité à maintenir des performances acceptables malgré les fluctuations des paramètres.

Ces simulations nous permettent d'évaluer les performances et la fiabilité de la MADA sous différentes conditions de fonctionnement, ce qui nous aide à valider l'efficacité de notre commande.

Résultats de simulation :

III.4.1 Démarrage à vide suivi de l'introduction de la variation du couple résistant.

Pour évaluer la robustesse de la régulation, nous avons effectué des simulations en suivant la séquence suivante :

-  Démarrage à vide : Nous avons initié la simulation avec une vitesse de référence de 157 rad/sec sans aucun couple de charge appliqué à la MADA. Cela nous permet de vérifier la capacité de la régulation à maintenir la vitesse constante en l'absence de charge.
-  Changement cyclique des niveaux de couple de charge : Nous avons ensuite introduit un changement cyclique des différents niveaux de couple de charge appliqués à la MADA au fil du temps. Ces niveaux de couple varient selon une séquence prédéfinie et sont appliqués à des instants spécifiques :

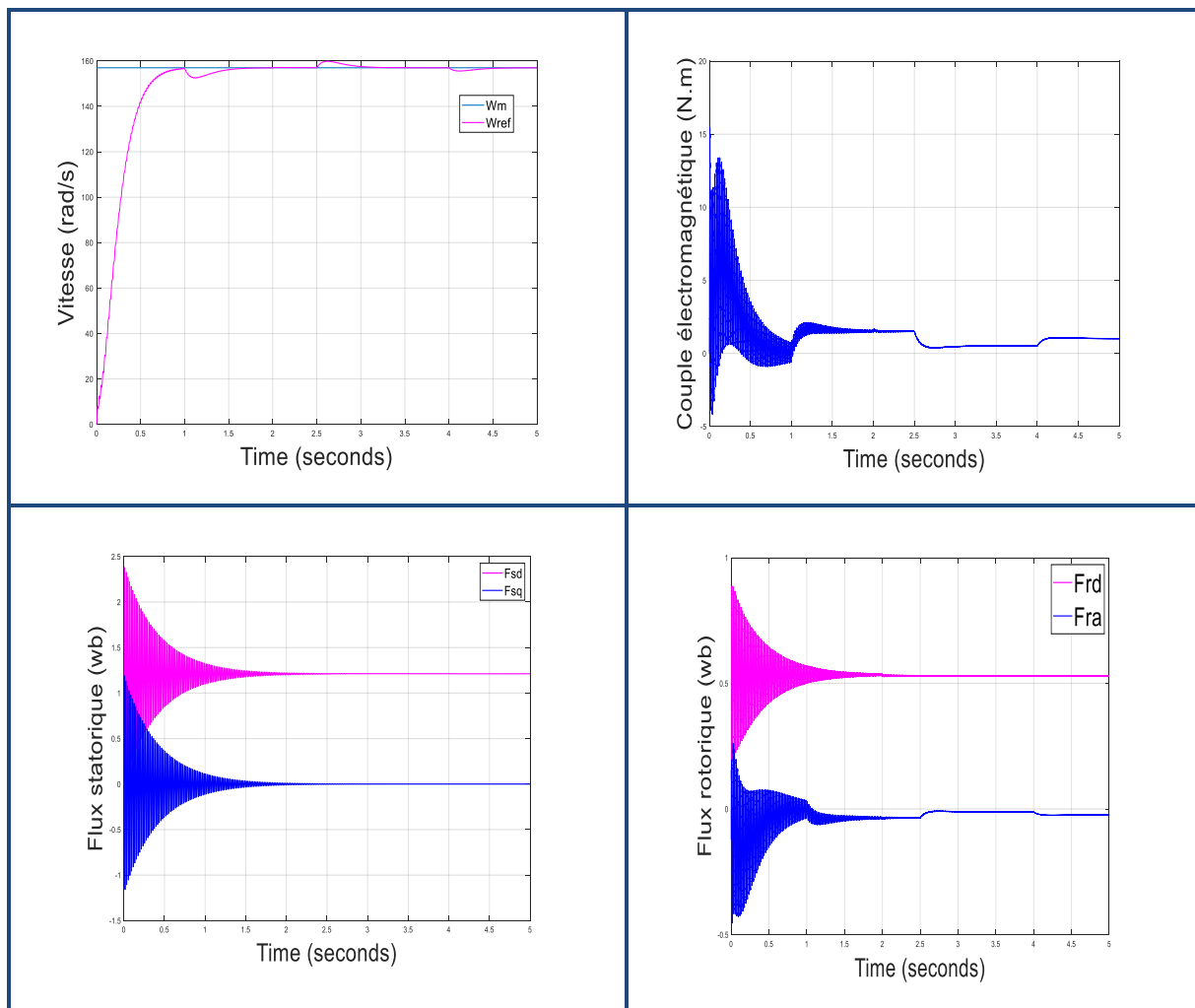
Temps(s)	0	1	2.5	4
Cr (N.m)	0	1.5	-1	0.5

Tableau 0.1) : Différent niveaux du couple de charge par le temps.

Les résultats de simulation sont représentés par la Figure (III.15).

Dans le cadre du démarrage à vide suivi d'une introduction de variation du couple de charge, nous avons observé un découplage idéal en maintenant la consigne du flux statorique constante. Cela a permis d'obtenir une vitesse sans dépassement et une poursuite naturelle en fonction de la dynamique requise par la partie mécanique.

De plus, le système a démontré une capacité efficace à rejeter les perturbations, avec un retour à la consigne de vitesse. Cette performance souligne la robustesse de la régulation dans des conditions variables.



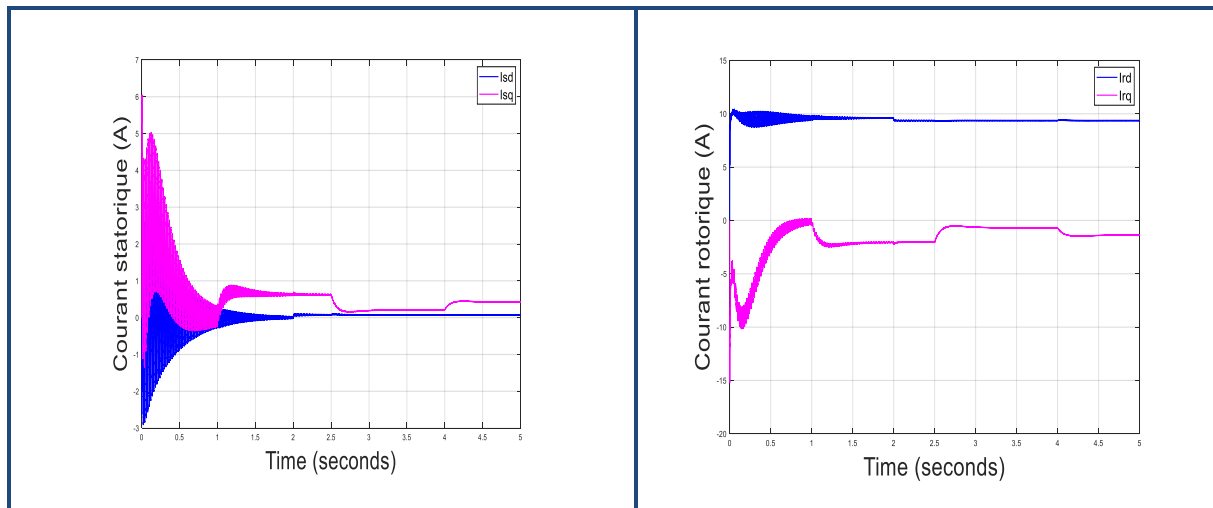


Figure (0.13) : Résultats de la simulation de contrôle vectoriel suivis d'une application de charge.

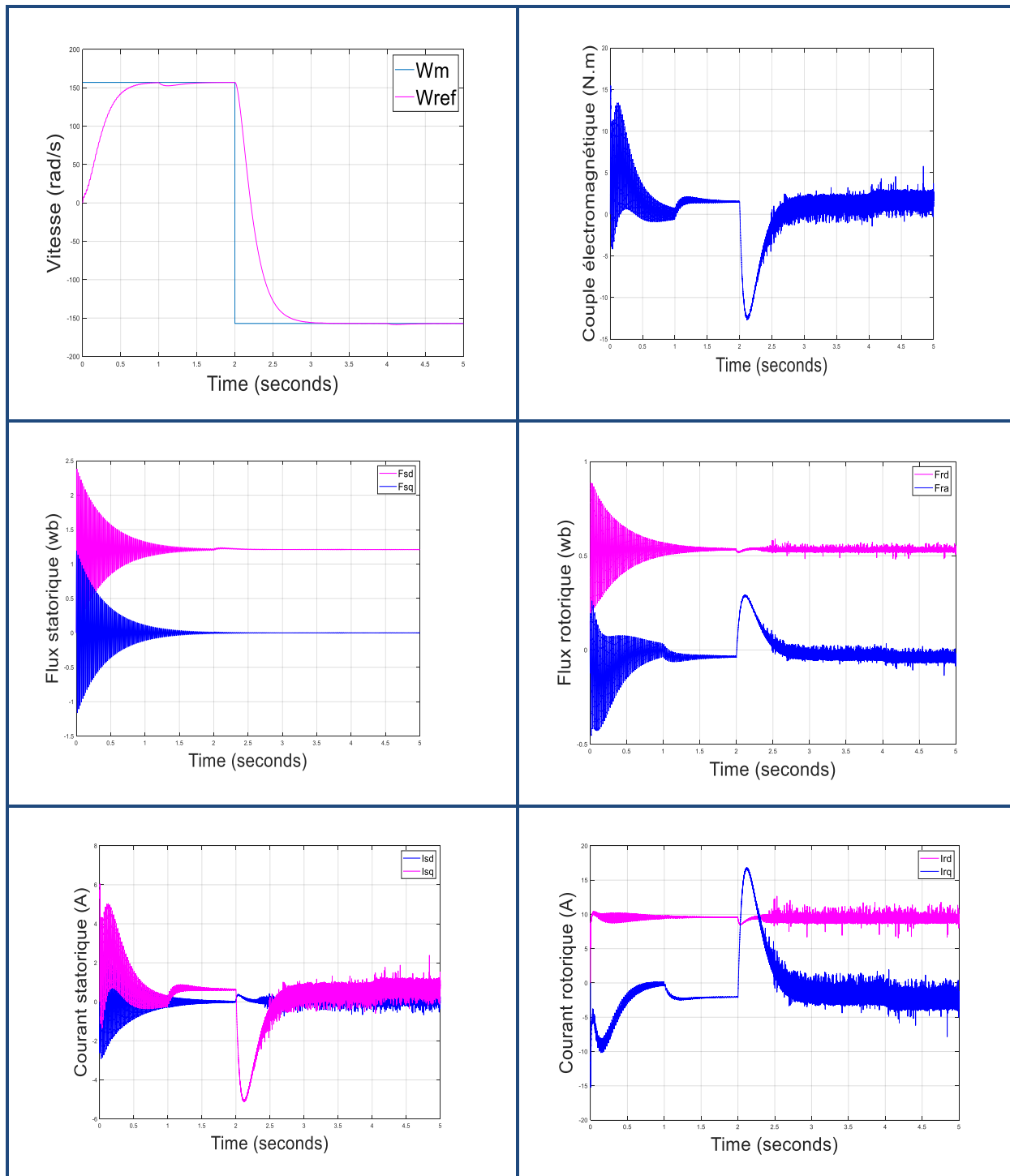
III.4.2 Inversion du sens de rotation et modification du couple résistant :

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle directe du MADA face à une variation importante de la consigne de vitesse, une série de simulations a été effectuée. La référence de vitesse a été modifiée de 157 rad/sec à -157 rad/sec, avec l'application d'un couple de charge de 1.5 N.m à l'instant $t=1$ sec, suivi d'un changement de couple à 0.5 N.m à l'instant $t=4$ sec, puis de nouveau à 1.5 N.m à l'instant $t=1$ sec.

Les résultats de simulation obtenus (Figure (III.16)) démontrent de manière claire que la commande vectorielle directe assure une réponse en vitesse parfaitement conforme à la consigne, avec une inversion de la vitesse après environ 0.3 sec. Pendant cette inversion de vitesse, on observe une augmentation du courant d'une magnitude similaire à celle observée lors de la phase transitoire initiale. Ce courant se stabilise également après environ 0.3 sec, conduisant à des formes sinusoïdales d'amplitude constante.

Le couple électromagnétique atteint -13 Nm lors de l'inversion de vitesse, puis se stabilise une fois que la vitesse atteint sa valeur de référence négative. Les flux de stator le long des deux axes présentent une légère turbulence lors de l'inversion de vitesse.

Ces résultats démontrent la robustesse de la commande vectorielle directe du MADA face à des variations importantes de la consigne de vitesse et des charges appliquées, avec une bonne capacité à maintenir une régulation précise et stable du système.



Figure(0.14): Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation $t=2s$ avec l'application d'un couple de charge de 1.5 N.m à l'instant $t=1$ sec, suivi d'un changement de couple à 0.5 N.m à l'instant $t=4$ sec.

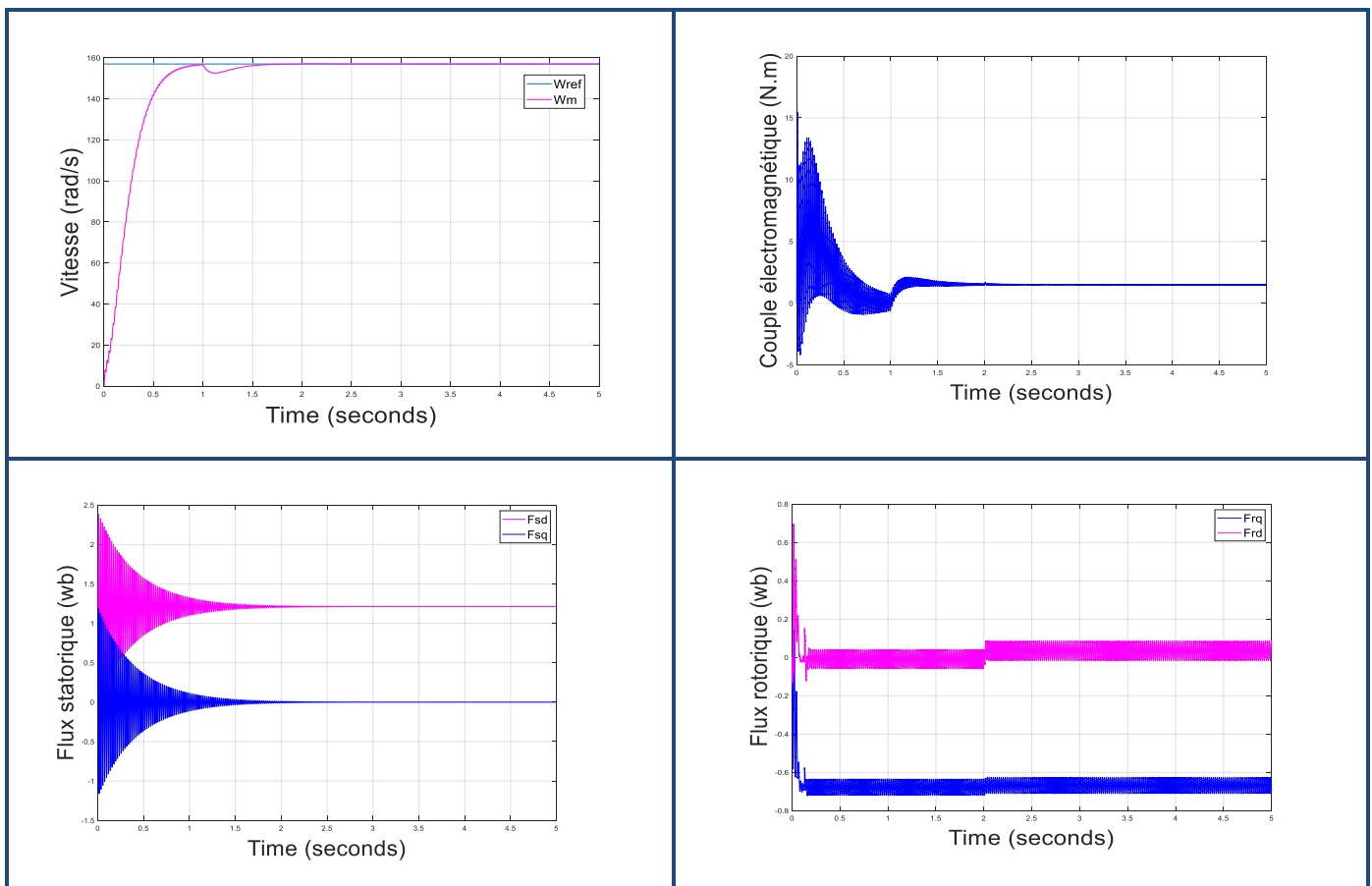
III.4.3 Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique (l'inductance statorique et résistance rotorique) :

Dans le cadre de l'essai de robustesse, nous avons effectué des variations sur certains paramètres clés de la machine afin de mettre en évidence la robustesse de la commande vectorielle lors du démarrage à vide du MADA suivi de l'application d'un couple de charge de 1.5 N.m à $t = 1$.

Robustesse vis-à-vis la variation de l'inductance statorique et résistance rotorique :

Nous avons tout d'abord procédé à une variation de l'inductance statorique, en la faisant varier à 100% de sa valeur nominale. Ensuite, nous avons effectué une variation de la résistance rotorique, également à 100% de sa valeur nominale.

La figure (III.18) présente les réponses dynamiques aux composantes vitesse, couple et flux stator. Les résultats montrent clairement qu'aucun effet significatif n'a été observé lors du changement de résistance du rotor. Cela démontre la robustesse du contrôle vectoriel ainsi que du régulateur PI classique face à de telles différences.



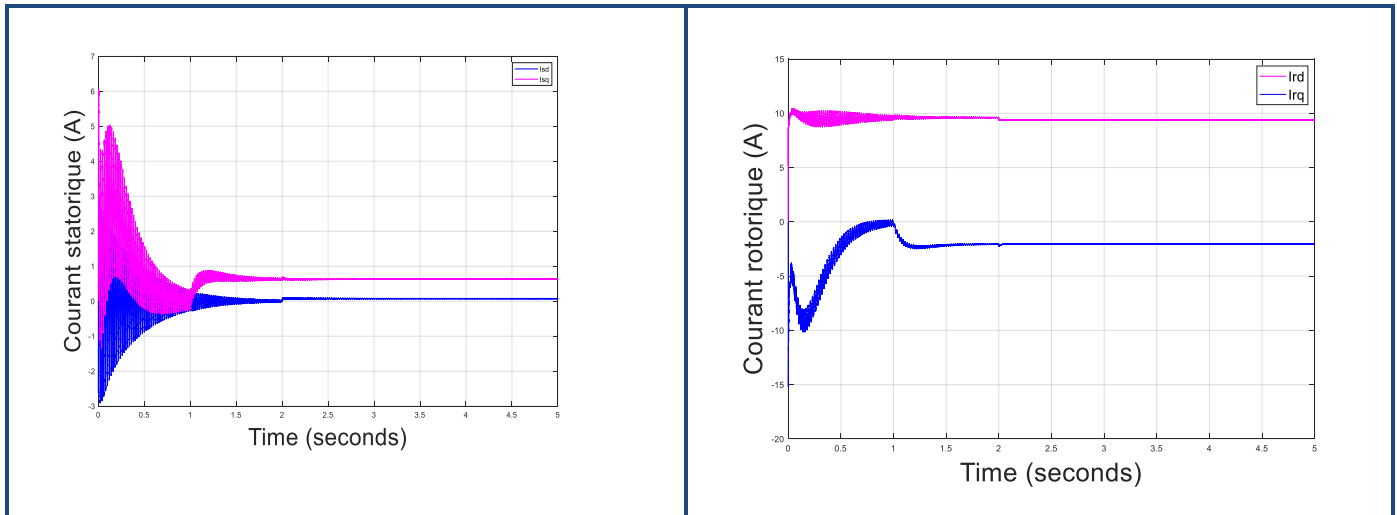


Figure 0.15):Résultats de simulation de la CVD du MADA vis-à-vis la variation de l'inductance statorique et résistance rotorique.

III.5 Conclusion :

Ce chapitre a abordé la simulation de la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation (MADA). Nous avons exploré les composantes de la simulation, notamment l'onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI), la machine asynchrone doublement alimentée et l'intégration d'un convertisseur. L'analyse des résultats obtenus grâce à la commande vectorielle directe (CVD) de la MADA a confirmé son efficacité et sa dynamique performante. Les simulations ont démontré un découplage efficace entre le couple et le flux, mettant en évidence les performances du système d'entraînement. La commande vectorielle directe s'avère prometteuse pour cette application.

Conclusion générale

Conclusion générale

En conclusion, ce mémoire a porté sur l'étude de la commande vectorielle avec régulateur PI de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) avec une alimentation par un seul onduleur du côté rotorique fonctionnant en modulation de largeur d'impulsion.

L'étude approfondie a révélé l'efficacité et les avantages significatifs de la commande vectorielle dans le contrôle précis de la MADA. En permettant un découplage précis entre le flux et le couple électromagnétique, cette approche offre une dynamique de vitesse remarquable, une régulation précise du couple et une réduction notable des pertes énergétiques.

La validation rigoureuse par simulation numérique dans l'environnement MATLAB/Simulink a solidifié les résultats obtenus en démontrant avec succès les performances de la commande vectorielle directe de la MADA. Les simulations ont confirmé le découplage efficace entre le couple et le flux, ainsi qu'une dynamique globalement satisfaisante de la commande.

De plus, des pistes de recherche prometteuses ont été identifiées pour améliorer encore la commande de la MADA. L'exploration de la commande par la logique floue, de la logique floue adaptative, de la commande par mode glissant adaptative, ainsi que l'étude du contrôle de la MADA avec et sans capteur de position, représentent des domaines de recherche pertinents et stimulants.

En résumé, cette étude approfondie de la commande vectorielle de la MADA avec régulateur PI et modulation de largeur d'impulsion a clairement démontré son efficacité et son potentiel pour les entraînements électriques de grande puissance. Les résultats obtenus fournissent une base solide pour de futures recherches visant à améliorer les performances et les fonctionnalités de la commande de la MADA, ouvrant ainsi de nouvelles perspectives dans ce domaine en constante évolution.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] D. Youcef, *Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle.*, Thèse de doctorat en Electrotechnique universite djillali liabes de SIDI-BEL-ABBES ,Algérie, 2015.
- [2] A. Fenni, *Commande Non Linéaire Par Des Régulateurs En Mode Glissant D'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)*, Mémoire de Magister Université Mohamed Khider Biskra, 2013.
- [3] H. Bennani, *machine asynchrone a double alimentation Les lois de commande en régime permanent*, Thèse de études supérieures et postdoctorales ,Université Laval, 2011.
- [4] 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.
- [5] R. ABDESSEMED, *Modélisation des Machines Electriques*, Presses de l'Université de, 1997.
- [6] K. Loukal, *Commande robuste des machines asynchrones à double alimentation à base des systèmes flous type deux*, Thèse de doctorat, Université Mohamed Boudiaf, M'sila, Algérie, 2017.
- [7] Y. Elbia, *commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation et a flux oriente*, Mémoire de magistère, université, 2009.
- [8] D. LECOCQ, *Contribution à l'Etude des Moteurs Alternatifs à Double Alimentation par Convertisseurs Statiques pour Entraînements de Forte Puissance*, Thèse de doctorat, Faculteit Toegepaste Wetenschappen - Vrije Universiteit, 1994.
- [9] G. Salloum, *Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation*, Thèse de doctorat de l'université de Toulouse, Mars 2007.
- [10] P-E. Vidal, *Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation*, Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France,, 2004.
- [11] M. S. Vicatos et A. J. Tegopoulos,, «A doubly-fed induction machine differential drivemodel for automobiles,» chez *IEEE Transactions on Energy Conversion*, June 2003., pp. 225-230.

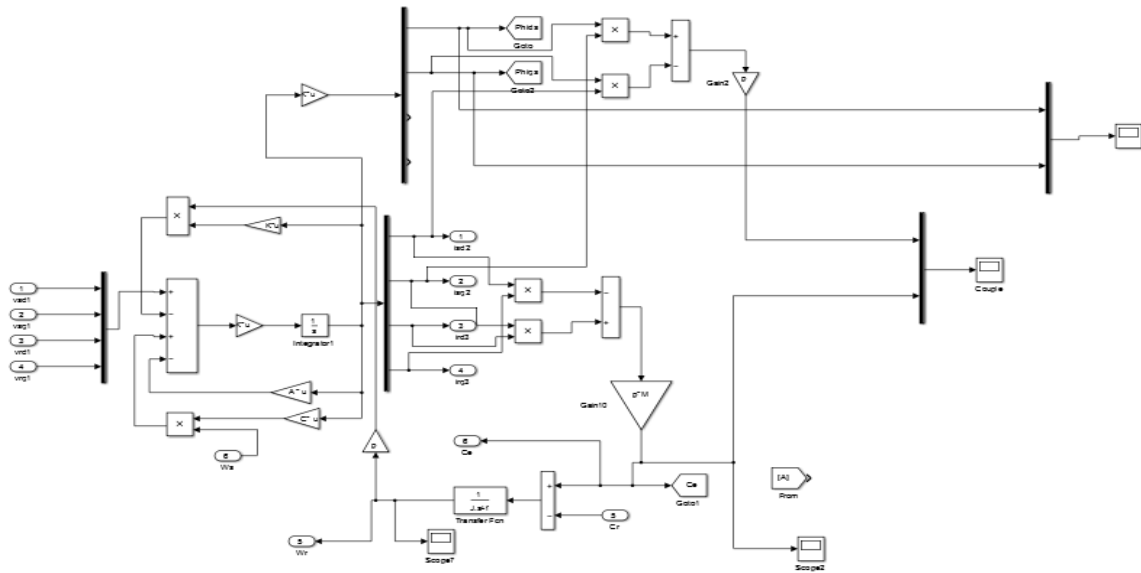
- [12] M Chikouche, *Commande robuste d'une machine asynchrone à double alimentation sans capteur mécanique*, thèse de doctorat, université de SIDI-BEL-ABBES,, 2013.
- [13] Georges Salloum, *Contribution à la Commande Robuste de la Machine Asynchrone à Double Alimentation*, Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique De Toulouse, France, 2007.
- [14] R. REHOUMA, *Commande Optimisée du GADA Par La Méthode Essaim de Particules (PSO)*, mémoire de Master, Université Echahid Hama Lakhder d'El-Oued, 2015.
- [15] B. Y, *Etude et commande du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) par différentes techniques avancées*, Mémoire de magistère, université d'El-oued, 2010.
- [16] H. Ihssen, *Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur*, Mémoire de Magister de l'ENP d'Alger, 20 janvier 2008..
- [17] A. Abd Elkarim, *Alimentation d'une machine asynchrone par un onduleur de tension multi-niveaux à MLI optimisée*, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2017.
- [18] 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.
- [19] F. Poitiers, *Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne : machine asynchrone à cage autonome, machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau*, Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France,, 2003.
- [20] DJ. Khodja, *commande des convertisseurs électromécaniques*, Polycopie De Cours, Master1 ,ISE ,Université de M'sila , Algérie, 2012.
- [21] A. Meroufel, *Contrôle De La Machine Asynchrone*, Polycopie De Cours, Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.
- [22] G. Segulier, *Convertisseurs De l'Electronique De Puissance: La Conversion Alternative-Continue*, vol.1, 3ème éditions, Technique et Documentation Lavoisier, Paris, 2006.
- [23] 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.
- [24] K. LOUKAL, *Commande robuste des machines asynchrones a double alimentation a*

- base des systèmes flous type deux*, Doctoral dissertation, Université de M'sila, 2017.
- [25] N. Akkari, *Commande adaptative de la machine asynchrone à double alimentation par des sources de tension*, Thèse de magister de l'université de Batna, 2005.
- [26] G. Salloum, *Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation*, Thèse de doctorat de l'université de Toulouse, Mars 2007..
- [27] A.Nabil et B.Amine, *Commande vectorielle d'une machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI*, Mémoire De Fin D'études En Vue De L'obtention Du Diplôme De Master, Université M'Hamed Bougara, Boumerdes, 2016.
- [28] A. L. Nemmour, *Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation*, Thèse de magister de l'université de Batna, 2002.
- [29] 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.
- [30] N. Akkari, *Commande adaptative de la machine asynchrone à double alimentation par des sources de tension*, Thèse de magister de l'université de Batna, 2005.
- [31] M. Allam, *Etude comparative entre la commande vectorielle directe et indirecte de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) dédiée à une application éolienne*, Journal of Advanced Research in Science and Technology (JARST), 2014.
- [32] 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.
- [33] M. Gheorghe, *Application Simulink pour l'étude par simulation des systèmes d'entraînement de machines électriques*, Mémoire de maîtrise, Ecole Polytechnique de Montréal,, 1995.
- [34] M. L. Doumbia and A. Traoré,, «Modélisation et simulation d'une machine asynchrone à cage à l'aide du logiciel Matlab/simulink,» MSAS, Bamako, 2002, pp. 8-12.
- [35] B. AHLEM, *Étude et Simulation de la Machine Asynchrone Double Alimentée (MADA)*, Thèse de MASTER, UNIVERSITE LARBI BEN M'HIDI DE OUM ELBOUAGHI, 2012.

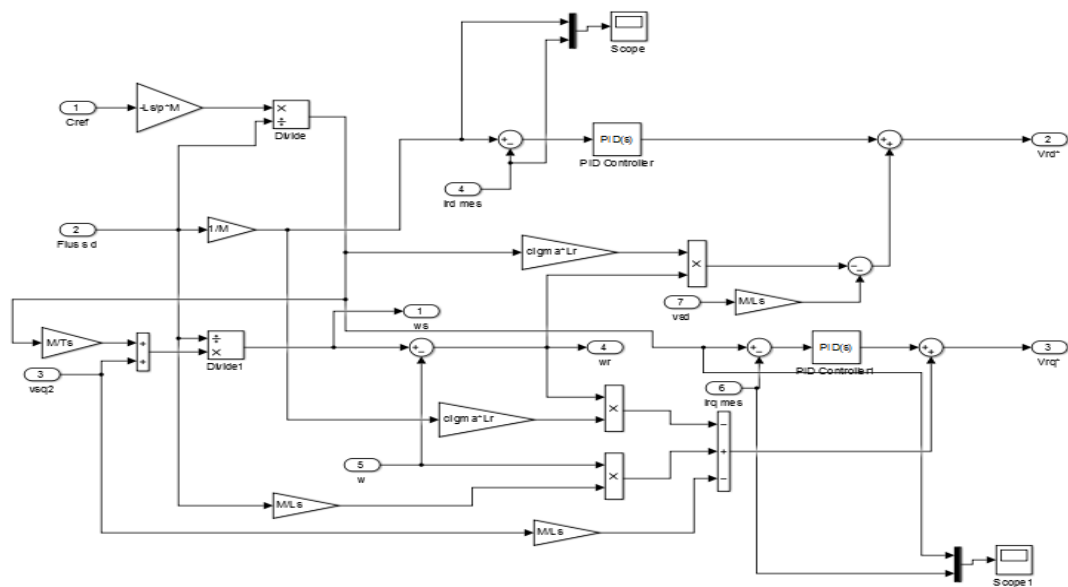
Annexe

Annexe

Le modèle de la MADA sous SIMULINK/MATLAB.



 Le modèle de la commande vectorielle (au rotor) par orientation du flux statorique du MADA sous SIMULINK/MATLAB.



Résumé

ملخص:

حاليًا، نظرًا للتقدم الهائل في مجال الإلكترونيات الطاقة، أصبح المحرك اللائزمني مضاعف الطاقة واحدًا من أفضل الحلول الناجحة للعديد من التطبيقات، خاصة في تحويل طاقة الرياح، وتطبيقات السرعة المتغيرة، وأنظمة الجر، والسكك الحديدية والدفع البحري، ومحطات توليد الطاقة الكهرومائية، وغيرها. ومع ذلك، ما زال التحكم في المحركات الكهربائية يتأثر بالعديد من القيود مثل تموج عزم الدوران، والدقة، والمتانة، وتغير المعاملات، إلخ. وللتغلب على هذه المشاكل، يتم استخدام تقنية التحكم الإشعاعي. تقنية التحكم الإشعاعي المطبقة على الماكينة اللائزمنية مضاعفة التغذية تمكننا من التحكم في صعوبة التعديل، وتسمح بفصل التدفق وعزم الدوران الكهرومغناطيسي، كما تعمل على تحسين السرعة الديناميكية. الجمع بين تقنية التحكم الإشعاعي ومنظم السرعة من النوع الكلاسيكي يسمح بتحقيق أداء جيد.

الكلمات الرئيسية: الماكينة اللائزمنية مضاعفة التغذية، التحكم الإشعاعي.

Résumé

Maintenant, grâce aux avancées significatives dans le domaine de l'électronique de puissance, le moteur asynchrone à double alimentation (MADA) est devenu l'une des solutions réussies pour diverses applications, notamment dans la conversion de l'énergie éolienne, les entraînements à vitesse variable, les systèmes de traction, la propulsion ferroviaire et maritime, et les centrales hydroélectriques, entre autres. Cependant, le contrôle des moteurs électriques est encore soumis à plusieurs limitations, telles que les ondulations de couple, la précision, la robustesse, les variations des paramètres, etc. Pour surmonter ces défis, la technique de commande vectorielle est utilisée. L'application de la technique de commande vectorielle au MADA nous permet de résoudre les difficultés de commande et de séparer le couple électromagnétique du flux. Elle améliore également la réponse dynamique de la vitesse. En combinant la technique de commande vectorielle avec un régulateur de vitesse classique, on obtient de bonnes performances.

Mots-clés : Moteur asynchrone à double alimentation, contrôle basé sur le rayonnement.

Abstract :

Now, due to significant advancements in power electronics, the doubly fed induction motor (DFIM) has become one of the successful solutions for various applications, especially in wind power conversion, variable speed drives, traction systems, railway and marine propulsion, and hydroelectric power generation stations, among others. However, controlling electric motors is still subject to several limitations, such as torque ripple, accuracy, robustness, parameter variations, etc. To overcome these challenges, the Vector control technique is utilized. The application of the Vector control technique to the DFIM allows us to address the control difficulties and separate the electromagnetically generated torque from the flux. It also improves the dynamic speed response. Combining the Vector control technique with a classical speed controller yields good performance.

Keywords: Doubly fed induction motor, Vector control.