

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



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

Spécialité : Commande Electrique

Thème

**Modélisation et commande DTC de la machine
asynchrone à double alimentation**

Devant le jury composé de : Présenté par :

.....	Président	- BEBBOUKHA AHMED
.....	Examineur	- BEBBOUKHA YACINE
.....	Examineur	- ELHADI GHEZAL
IDRIS BABA ALARBI	Encadreur	-BOUAOUN FAROUK

2022/2021

Remerciements

Nos remerciements vont tout premièrement, à Dieu le tout puissant qui nous a donné la foi, le courage et la patience de parvenir à finir ce modeste travail.

Nous tenons à adresser nos vifs remerciements à Dr: IDRISS BABA ARBI nous a fait l'honneur d'être notre encadreur ;

Nous le remercions profondément pour son encouragement continu et aussi d'être toujours là pour nous écouter, et nous guider durant la préparation de ce travail par ses précieux conseils et suggestions.

Les collègues de la première promotion de notre spécialité à leur soutien que dieu les aide dans leur vie professionnelle,

Nos familles respectueuses à leur soutien moral et matériel, et l'atmosphère qui nous ont présenté.

Dédicace

"وَمَا تَوْفِيقِي إِلَّا بِاللَّهِ عَلَيْهِ تَوَكَّلْتُ وَإِلَيْهِ أُنِيبُ"

الحمد لله علي فضله وكرمه ومنه لإتمام هذه المذكرة.

إلى من لا يمكن للكلمات أن توفي حقهما

إلى من لا يمكن للأرقام أن تحصي فضائلهما

إلى أمي العزيزة، على كل تضحياتها.

إلى والدي العزيز الذي دعمني دائماً وساعدني على مواجهة الصعوبات،

إلى جميع أخواتي وإخوتي الأعزاء..

إلى عائلتي بأكملها

إلى زوجتي العزيزة

وابنتي زينب

إلى جميع أصدقائي وخاصة علي ومؤمن

أهدي عملي المتواضع لكم

ببوخه احمد

Dédicace

الحمد لله علي فضله وكرمه

اكريس هذا العمل المتواضع

إلى والدي

والدي البشير، لدعمه المعنوي

أمي العزيزة على المودة والحب و الشجاعة والقوة في أصعب الأوقات

إلى أخواتي

إلى جميع أصدقائي

أنا سعيد جدا بهذه السنوات التي قضيتها معكم

وكذلك التي لا تزال قادمة

هادي غزال

Dédicace

وَمَا تَوْفِيقِي إِلَّا بِاللَّهِ ۖ عَلَيْهِ تَوَكَّلْتُ وَإِلَيْهِ أُنِيبُ

نحمد الله ونشكره شكرا وحمدا كثيرا على نعمه الكثيرة التي لاتعدو لاتحصى وصلاة وسلام على أشرف خلق

الله **محمد** بن عبدالله صلى الله عليه وسلم .أهدي ثمرة هذا الجهد المتواضع:

إلى الذي وهبني كلما يملك حتى أحقق له آماله، إلى من كان يدفعني قدما نحو الأمام لنيل

المبتغى، إلى الإنسان الذي إمتلك الإنسانية بكل قوة، إلى الذي سهر على تعليمي بتضحيات إلى مدرستي الأولى في الحياة،

أبي الغالي على قلبي رحمه الله.

إلى من حملتني وهنأ على وهن إلى من جعل الله الجنة تحت قدميها إلى ريحانة حياتي التي غمرتني بعطفها

وحنانها إلى من أنارت درب حياتي إلى من تنبت أزكى الأزهار إلى من يسعد قلبي بقلباها...

"والدتي العزيزة". أطال الله في عمرها.

إلى من شاركوني رحم أمي إلى ينابيع الإخلاص والوفاء إلى القلوب الطاهرة الرفيقة والنفوس البريئة إلى من

حبهم يجري في عروقي ويلهج بذكراهم فؤادي...

أخواتي إخوتي

إلى كل الأهل والأقارب، إلى كل الأصدقاء والأحباب من دون استثناء

وأخيرا أعتذر ممن لم أذكرهم بقلمتي وسقطوا سهوا من ذاكرتي

ببوخه ياسين

Dédicace

Je dédie ce résumé à mon père le plus cher.

Pour leur soutien moral et financier, et pour leur soutien

Encouragements et sacrifices

Dans les moments les plus difficiles.

À mes frères en tout.

Et pour toute la famille.

Et mes amis.

À tous mes collègues.

بعون فاروق

الملخص

تتناول هذه المذكرة دراسة محرك لا تزامني ثلاثي الطور ثنائي التغذية ، ذو عضو دوار ملفوف، بواسطة التحكم المباشر للعزم حيث تتم تغذية العضو الساكن بواسطة موج ذو مستويين. من أجل هذا تم عرض المحرك علي الباحثين في هذا المجال ، ثم انتقلنا بعد ذلك إلى إعطاء النموذج الرياضي للمحرك . ثم اتبعناه بعد ذلك بمحاكاة، و بما أن تغذية المحرك تتم عبر موج ذو مستويين، فقد قمنا بإعطاء النموذج الرياضي و طرق التحكم فيها . أما فيما يتعلق بالفصل بين التدفق و العزم، فقد استعملنا التحكم المباشر للعزم الذي يوجها فيها العزم وفق العضو الدوار. حيث بينت نتائج المحاكاة أن الفصل بين التدفق و العزم قد تم فعلا.

كلمات مفتاحية: محرك لا تزامني، التحكم المباشر للعزم ،موج ، المتلاب.

Résumé:

Ce mémoire escale sur l'étude et la commande directe du couple (DTC) d'une machine Asynchrone à double alimentation (MADA); alimentée au stator par un onduleur triphasé à deux niveaux. Pour ce affaissé, nous avons d'abord dressé un état de l'art de la machine étudiée, puis nous avons présenté son modèle mathématique que nous avons simulé en utilisant MATLAB. L'alimentation de la MADA est assurée par un onduleur triphasé à deux niveaux pour lequel nous avons donné son modèle de connaissance ainsi que sa stratégie de commande. Le problème de découplage entre le flux et le couple a été comme étudié. Les résultats de simulation montrent que l'objectif assigné a été atteint.

Mots Clé : MADA, commande DTC, Onduleur triphasé à deux niveaux, Matlab.

Abstract:

In this trail, a study of a DTC control of a doubly fed induction machine (DFIM), through a three, phase two-level converter connected to a stator has been presented. For this purpose, a state of, the art of the studied machine has been carried out. A mathematical model of the machine is presented using MATLAB. The DFIM which is fed by a three phase two-level PWM converter, has been modeled and its control approach has been given. Also, the problem of decoupling, between the flux and the torque has been treated. The simulation results display that the assigned objective has been reached.

Keywords: DFIM, DTC, three phase-two level converter, Matlab.

Sommaire

Sommaire

Liste Des Figures.....	I
Liste Des Tableau.....	.II
Liste Des Symboles	III
Introduction Generale.....	1
Chapitre I : Généralité Sur De La Machine Asynchrone A Double Alimentation	
I.1. Introduction:.....	4
I.2. Description de la machine asynchrone à double alimentation.....	4
I.3. Classification des machines à double alimentation	5
I.4. Principe de fonctionnement de la MADA	6
I.5. Fonctionnement à quatre quadrants de la MADA	7
I.6. Différentes stratégies de commande de la MADA:	7
I.6.1. Commande de la MADA par un seul convertisseur:	8
I.6.2. Commande de la MADA par deux onduleurs:	8
I.6.3. Fonctionnement en Générateur:	9
I.7. Avantages et inconvénients de la MADA:.....	10
I.7.1. Avantages de la MADA.....	10
I.7.2. Inconvénients de la MADA:	10
I.8. Domaines d'application de la MADA:	11
I.9. Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation	12
I.9.1. Description de la machine asynchrone à double alimentation.....	12
I.9.2. Hypothèses et conventions:.....	12
I.9.3. Equations électriques de la machine asynchrone à double alimentation	13
I.9.4. Équations magnétiques :	14
I.9.5. Le couple électromagnétique	16
I.10. La transformation de Park.....	16
I.10.1. Equations électriques dans le repère de Park.....	18
I.11Equations magnétiques :	21
I.10.2. Expression du couple électromagnétique :	23
I.11. Equation mécanique :	23
I.12. Choix du référentiel :	24
I.12.1. Référentiel lie au stator :	24
I.12.2. Référentiel lie au rotor :	24
I.12.3. Référentiel lie au champ tournant :	25

I.13. Modèle de la MADA sous forme d'équation d'état :	25
I.14. Modélisation du système d'alimentation :	27
I.14.1. La structure de la chaîne d'alimentation choisie :	27
I.14.2. Modélisation d'une redresseuse triphasée double alternance à diodes :	28
I.14.3. Modélisation du circuit de filtrage :	29
I.14.4. Modélisation de L'onduleur de Tension :	30
I.15. Simulation de la machine asynchrone à double alimentation :	33
I.15.1. Résultats de Simulation de La MADA :	34
I.15.2. Simulation de l'association de la MADA avec onduleur à MLI.	35
Deux onduleur du coté rotorique et onduleur du coté statorique	35
I.15.3. Résultats de simulation :	35
I.16. Conclusion	37
Chapitre II : Commande DTC De La MADA	
II.1. Introduction	40
II.2. Principe de la commande DTC.....	40
II.3. Fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé.....	41
II.4. Contrôle de flux statorique et du couple électromagnétique	43
II.4.1. Principe de contrôle de flux statorique :	43
II.4.2. Principe de contrôle de couple électromagnétique	45
II.5. Choix du vecteur de tension	46
II.6. Estimateurs	48
II.6.1. Estimateur du flux statorique.....	48
II.6.2. Estimation du couple électromagnétique :	49
II.7. Élaboration du vecteur de commande	49
II.7.1. Correcteur de flux.....	49
II.7.2. Correcteur de couple.....	50
II.8. Le correcteur à trois niveaux :	51
II.8.1. Le correcteur à deux niveaux :	51
II.9. Élaboration de la table de commande	51
II.10. Conclusion	53
CHAPITRE III: Simulation De La Commande Par DTC De La MADA	
III.1. Introduction	54
III.2. Structure générale du contrôle direct de couple	55
III.2.1. Résultats de simulation de la DTC de la MADA :	55

III.2.2. Variation de vitesse et du couple de charge :	56
III.2.3. Démarrage à vide :	56
III.2.4. Interprétation des résultats :	58
III.2.5. Démarrage à 1 charge :	59
III.2.6. Interprétation des résultats :	60
III.2.7. Démarrage à 3 charges :	61
III.2.8. Interprétation des résultats :	62
III.3. Conclusion.....	63
Conclusion générale	64
Annexes	65
Bibliographie	66

Liste des Figures

Liste des Figures

Chapitre I

Figure I. 1:Représentation de la machine asynchrone à double alimentation	5
Figure I. 2:Classification des machines à double alimentation.....	5
Figure I. 3:Modes et régimes de fonctionnement de la MADA.....	7
Figure I. 4:MADA commandée par un seul convertisseur alimentant le rotor	8
Figure I. 5:MADA commandée par deux onduleurs alimentés à travers deux redresseurs	9
Figure I. 6:Schéma d'un système utilisant une MADA en générateur alimenté par un seul convertisseur.....	9
Figure I. 7:Représentation de la structure de principe de la MADA triphasée	12
Figure I. 8:La transformation de Park	17
Figure I. 9:Modèle de la MADA dans le repère de PARK	22
Figure I. 10:Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la MADA	27
Figure I. 11:Schéma d'une redresseuse triphasée double alternance à diodes	28
Figure I. 12:Circuit de filtrage de la tension redressée	29
Figure I. 13:Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	30
Figure I. 14:Représentation d'un GTO	30
Figure I. 15:Structure de simulation de la MADA.....	33
Figure I. 16:Schéma bloc de simulation de la MADA.....	33
Figure I. 17:Résultats de Simulation de La MADA.....	34
Figure I. 18:Schéma bloc de simulation de la MADA avec onduleur à MLI.	35
Figure I. 19: Résultats de Simulation de La MADA avec onduleur à MLI	36

Chapitre II

Figure II. 1:Principe de la commande DTC	41
Figure II. 2:Machine asynchrone commandée par l'onduleur de tension	42
Figure II. 3:Séquences de fonctionnement d'un onduleur de tension à deux niveaux.....	43
Figure II. 4:Evolution de l'extrémité du vecteur ϕ_S	44
Figure II. 5:Répartition des zones	47
Figure II. 6:Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique	50
Figure II. 7:Correcteur de couple à trois niveaux.....	51

Chapitre III

Figure III. 1:Structure générale de contrôle direct du couple	55
Figure III. 2:Vitesse de rotation Figure III. 3:Couple électromagnétique.....	56
Figure III. 4:Courants statorique	57
Figure III. 5:Courants rotorique.	57
Figure III. 6:Flux statorique	57
Figure III. 7:Flux rotorique.	57
Figure III. 8:Flux statorique (α ; β).	57
Figure III. 9:Couple électromagnétique	58
Figure III. 10:Vitesse de rotation	58
Figure III. 11:Vitesse de rotation	59
Figure III. 12:Couple électromagnétique	59
Figure III. 13:Courants statorique	59
Figure III. 14:Courants rotorique.	59
Figure III. 15:Flux statorique	60
Figure III. 16:Flux rotorique.	60
Figure III. 17:Vitesse de rotation	60
Figure III. 18:Couple électromagnétique.	60
Figure III. 19:Vitesse de rotation	61
Figure III. 20:Couple électromagnétique.	61
Figure III. 21:Courants statorique	61
Figure III. 22:Courants rotorique.	61
Figure III. 23:Flux statorique	61
Figure III. 24:Flux rotorique	61
Figure III. 25:Flux statorique (α ; β).	62
Figure III. 26:Vitesse de rotation Figure III. 27:Couple électromagnétique.....	62

Liste des Tableaux

Liste des Tableaux

Chapitre I

Table I- 1:Tension et flux dans le repère de Park 23

Table I- 2:Etablissement des expressions des tensions simples et composées 32

Chapitre II

Table II- 1:Evolution des grandeurs flux et couple en fonction du vecteur V_s appliqué dans la zone i 46

Table II- 2:Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec les vecteurs tension non nuls). 52

Table II- 3:Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec les vecteurs tension non nuls). 52

Chapitre III

Table III- 1:Variation de vitesse..... 56

Table III- 2:Variation de couple de charge 56

Liste des Symboles

Liste des Symboles

Couple :

$C_e C_{em}$: Couple électromagnétique de la machine (N. m).

C_r : Couple résistant (N. m).

J : Inertie des masses tournantes (Kg. m^2) .

f : coefficient de frottement visqueux (Nms/rd).

Courants, Tension, Flux et Puissances :

I, i : Courant (A).

I_{sd} : Courant statorique sur l'axe d (A).

I_{sq} : Courant statorique sur l'axe q (A).

I_{rd} : Courant rotorique sur l'axe d (A).

I_{rq} : Courant rotorique sur l'axe q (A).

V_{sd} : Tension statorique sur l'axe d (V),

V_{rq} : Tension rotorique sur l'axe d (V).

U_{ab}, U_{bc}, U_{ca} : les tensions composées à partir des sorties de l'onduleur (V).

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} : les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées (V).

U_{dc} : Source de tension continue de l'onduleur (V).

V_{abcM} : Tension de demi-bras A, B ou C (V).

V_{abc} : Tension de sortie de l'onduleur A, B ou C (V).

$V_{réf123}$: Tension de références 1, 2 ou 3 (sinusoïdal) (V).

V_m : Amplitude de la tension de référence (V).

V_p : Porteuse triangulaire (V)

$[V_{as} V_{bs} V_{cs}]^T, [V_{ar} V_{br} V_{cr}]^T$: 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 (V).

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

S_a, S_b, S_c : Représentent l'état logique des interrupteurs de l'onduleur de tension

V_s : Tension appliquée au stator (V).

V_r : Tension appliquée au rotor (V).

V_i : Choix du vecteur de tension.

T_p : Période de la porteuse (sec).

V_{pm} : Amplitude de la porteuse triangulaire (V).

φ_{sd} : Flux statorique sur l'axe d (Wb).

φ_{sa} : Flux statorique sur l'axe α (Wb).

φ_{sq} : Flux statorique sur l'axe q (Wb).

$\varphi_{s\beta}$: Flux statorique sur l'axe β (Wb).

φ_{rd} : Flux rotorique sur l'axe d (Wb).

$\varphi_{r\alpha}$: Flux rotorique sur l'axe α (Wb).

φ_{rq} : Flux rotorique sur l'axe q (Wb).

$\varphi_{r\beta}$: Flux rotorique sur l'axe β (Wb).

$P_{\text{réseau}}$: Puissance électrique transitant entre le réseau et la MADA (W).

P_m : Puissance mécanique fournie ou reçue par la MADA (W).

P_r : Puissance électrique fournie ou reçue par le rotor de la MADA (W).

P_s : Puissance électrique fournie ou reçue par le stator de la MADA (W).

Fréquences, Pulsations, Vitesse et Déphasage :

$f_{\text{réf}}$: Fréquence de la tension de référence (Hz).

f_p : Fréquence de la porteuse triangulaire (Hz).

f_s : Fréquences statorique (Hz).

f_r : Fréquences rotorique (Hz).

ω_s : Pulsation des courants statoriques (rad/sec).

$\omega = P\Omega$: Pulsation électrique du rotor (rad. sec^{-1}).

ω_g : Pulsation de glissement (rad/sec).

ω_{obs} : Pulsation du référentiel d'axe (d, q), (rad. sec^{-1}).

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

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: Pulsation mécanique (rad/sec).

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$: Pulsation mécanique (rad/sec).

ω_n : Pulsation mécanique (rad/sec).

(Ω) : Vitesse mécanique (Rad/sec).

(Ω') : Vitesse de référence (Rad/sec).

Ω_s : Vitesse du champ tournant ou vitesse de synchronisme (rad/s)

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).

Indices

s : Indice des axes correspondant au stator.

r : Indice des axes correspondant au rotor.

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

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

d: Indice de l'axe direct.

q: Indice de l'axe en quadrature.

o: Indice de l'axe homopolaire

m :Indices de modulation.

Paramètre :

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).

$[L_s]$, $[L_r]$: Matrices des Inductances propres statoriques et rotoriques (H).

$[R_s]$, $[R_r]$: Matrices des résistances statoriques et rotoriques (Ω).

$[M_{ss}]$, $[M_{rr}]$: Matrices des Inductance mutuelle statorique – statorique et rotorique – rotorique (Ω).

$\dot{X} = \frac{dx}{dt}$: dérivée du vecteur d'état.

X:Vecteur d'état.

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

B: Matrice de la commande.

U: Vecteur du système de commande.

IP: Régulateur intégrale proportionnel

K_{pn} : Gain proportionnelle du régulateur de vitesse IP.

K_{in} : Gain intégrale du régulateur de vitesse IP.

T_e : Période d'échantillonnage.

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

ξ :Constante d'amortissement.

(d, q): Axes longitudinal et en quadrature du repère de Park.

(α , β): Axes longitudinal et en quadrature du repère de Concordia.

$[P(\theta)]$: Matrice de Park.

$[P(\theta)]$: Matrice inverse de Park.

g: Coefficient de glissement.

P:Nombre de paires de pôles de la MADA

γ : L'angle entre les deux vecteurs flux statorique et rotorique.

Sigles utilisés:

MADA : Machine Asynchrone à Double Alimentation.

DFIM: Doubla Fed Induction Machine

MLI: Modulation de Largeur d'Impulsion.

Liste Des Symboles

DTC : Commande Directe du Couple, (Direct Torque Control).

DSC: Direct Self Control.

DSP: Digital Signal Processing

PI : Proportionnel et Intégral.

PID : Proportionnel, Intégral et Dérivée.

IP : Intégral Proportionnel.

FTBF : Fonction de Transfert en Boucle Fermée.

f.é.m. : Force magnétomotrice.

F.é.m.: Force électrométrie

Cflx: Correcteur du flux.

Ccpl: Correcteur du couple.

Introduction générale

Introduction générale

Par la suite l'ère de l'industrialisation, les chercheurs ont été confrontés au "comment commander les machines électriques à des vitesses variables ?", Car les entraînements électriques exigent de plus en plus de hautes performances, une fiabilité accrue, et une cherté réduit [1]

Au 19^{ème} siècle, ce obstacle à été résolu avec les moteurs à courant continu dont on peut modifier la vitesse de rotation de zéro à la vitesse maximale, et ceci en agissant sur la tension d'induit en gardant le flux d'induction constant. Cependant, la présence du système balais-collecteur les pénalise : ces machines ne peuvent servir ni dans le domaine des grandes puissances, ni en milieux corrosifs, s'y ajoute aussi l'entretien que nécessite le collecteur [2]

Ces contraintes ont donc orienté la recherche dans le domaine de la vitesse variable vers les machines à courant alternatif, et plus particulièrement vers les machines asynchrones. Celles-ci ont, en effet, de nombreux avantages: cherté de fabrication réduit, construction relativement simple, support des surcharges, vitesse de rotation plus élevée et n'exigent pas d'entretien permanent. L'inconvénient de cette catégorie de machines réside dans la complexité de leur fonctionnement, car elles se comportent comme des systèmes multi-variables, non linéaires et fortement couplés, d'où la difficulté de leur commande.

Moyennant à l'évolution technologique de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable a connu ces dernières années un essor considérable qui a pallié les problèmes inhérents aux commandes des machines alternatives.

Il existe une nouvelle solution utilisant la machine alternative fonctionnant dans un mode un peu particulier, il s'agit de la machine asynchrone à double alimentation "MADA". En effet, un se démener particulier et significatif est consacré à cette machine du fait des nombreux avantages qu'elle présente, à savoir : l'accessibilité au stator et au rotor, une grande plage de variation de la vitesse, un compactage de taille des convertisseurs. Certaines études font d'elle une sérieuse concurrente à plusieurs machines électriques, particulièrement la machine asynchrone à cage classique .Pourtant à première vue, la balance semble pencher tout de suite du côté de la machine à cage d'écureuil, en effet, la machine asynchrone à rotor bobiné est plus volumineuse (plus de cuivre), utilise des balais et devoir plus de convertisseurs pour un fonctionnement moteur.

Plusieurs choix sont utilisées pour le contrôle de la vitesse des machines électriques, et ce contrôle peut être réalisé de différentes manières et suivant différentes stratégies. La première commande qui a été introduite dans l'industrie était la commande scalaire fort répandue pour sa simplicité et son coût réduit, elle a occupé une grande partie des applications industrielles à vitesses variables. toutefois, les demandes aux applications plus performantes ont ouvert les voies aux chercheurs pour réaliser des commandes appropriées qui répondent aux exigences industrielles. La commande vectorielle former actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant, sa plage s'étend des petites puissances jusqu'aux entraînements de grandes puissances. Elle est la modification du contrôle scalaire tout en maintenant ses performances en régimes transitoires. La grande différence entre ces deux stratégies de commande réside dans le fait que pour un contrôle vectoriel, les paramètres de la machine doivent être connus assez précisément, la dynamique du contrôle devient de plus en plus efficace avec une bonne connaissance paramétrique. Mais cette évolution de réglage et l'augmentation des performances en dynamique se payent chères. C'est le fait qui a conduit d'autres chercheurs à trouver des commandes aussi performantes et moins coûteuses. Ces efforts ont été récompensés par l'introduction de la commande directe du couple (DTC), conçue essentiellement pour concurrencer sa précédente, elle a fait ses preuves mais elle n'était pas sans inconvénients. Grâce aux évolutions actuelles, beaucoup de travaux de recherches visent à développer les performances de ces deux grandes méthodes. [3]

L'objectif de ce travail est la réalisation de la stratégie d'une commande directe du couple d'un moteur asynchrone à double alimentation. Pour ce faire, on a opté pour le plan de travail constitué de trois chapitres organisés comme suit :

Le premier chapitre, présente une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA) concernant son principe de fonctionnement et ses inconvénients et ses avantages ,le chapitre est consacré au modèle mathématique de la machine asynchrone à double alimentation basé sur des hypothèses simplificatrices dans les différents repères et la modélisation du système d'alimentation de la MADA .est consacré à la simulation numérique, nous avons utilisé le MATLAB/SIMULINK comme moyen de simulation de notre système.

Le deuxième chapitre montre la faisabilité de l'application de la technique de contrôle DTC sur une machine à double alimentation. Ce chapitre a permis d'étudier Principe de la commande DTC et Fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé et Contrôle de flux statorique et du

couple électromagnétique et Choix du vecteur de tension et Estimateurs et Élaboration du vecteur de commande et Élaboration de la table de commande , le comportement du contrôle direct du couple de la machine asynchrone à double alimentation alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux.

Enfin Le troisième chapitre portera sur la simulation de la commande directe du couple de la machine asynchrone à double alimentation sous l'environnement Matlab/Simulink.

Chapitre I : Généralité sur de la machine asynchrone à double alimentation

I.1. Introduction:

La littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la machine doublement alimentée(MADA) pour diverses applications: en tant que génératrice pour les énergies éoliennes ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime et aéronautique.

La machine asynchrone à double alimentation 'MADA' a fait l'objet des vastes recherches dans les laboratoires d'électrotechnique, et dans le but d'apporter un éclairage permettant au lecteur de mieux connaître les étapes franchies qui ont marqué son évolution et les domaines où elle est utilisée. De la MADA d'assurer le fonctionnement à vitesse variable de cette machine [4]

Dans ce chapitre nous allons présenter une étude générale sur de la MADA, ses applications, ses variantes de fonctionnement et ses avantages, Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation, Simulation de la MADA,

I.2. Description de la machine asynchrone à double alimentation

Il s'est présenté dans 1899, il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation. De La MADA est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures, le stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone à cage ou synchrone) constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans les quelles viennent s'insérer les enroulements. L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles mais il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne [5]

Cette machine peut fonctionner comme générateur ou moteur. Le stator de la MADA connecté directement au réseau et le rotor est connecté par à un onduleur La figure I. 1 représente la structure de la machine asynchrone à double alimentation.

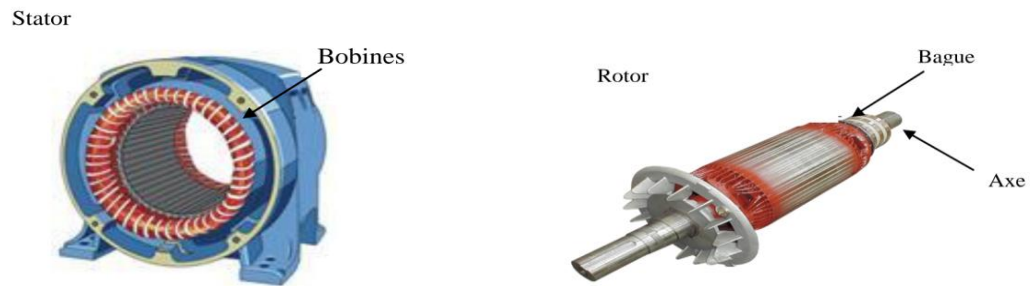


Figure I. 2: Représentation de la machine asynchrone à double alimentation

Dans cette machine, les enroulements statoriques sont alimentés par le réseau et les enroulements rotoriques sont alimentés à travers un convertisseur de fréquence, ou bien les deux enroulements sont alimentés par deux onduleurs autonomes en général.

I.3. Classification des machines à double alimentation

La classification de la machine asynchrone à rotor bobiné est obtenue à partir d'une recherche bibliographique qui a été développée dans la littérature du domaine des machines à double alimentation.

Les différentes variantes de la MADA les plus attractives et les plus développées dans la littérature sont classifiées par un organigramme. Le schéma de principe et la description de chaque variante seront détaillés ci-dessous [6]

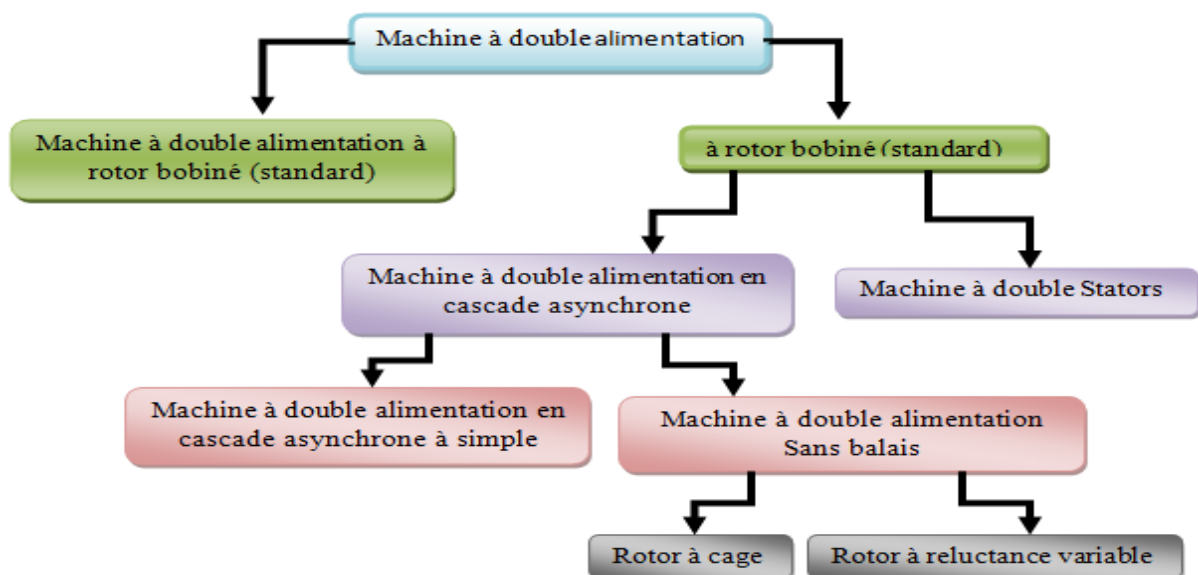


Figure I. 3: Classification de la machines à double alimentation

I.4. Principe de fonctionnement de la MADA

Une fois le stator alimenté par une source triphasée équilibrée, les courants qui circulent dans les trois phases de l'induit créent une force magnétomotrice F_s qui tourne à une vitesse

$\Omega_s = \omega_s / P$; Les enroulements du rotor Associée à un convertisseur de puissance bidirectionnel par un système ballais-bague qui délivre une fréquence f_r et qui produit une force magnétomotrice tournante F_r à une vitesse $\Omega_r = \omega_r / P$ par rapport au rotor [7]

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

La Total des deux forces magnétomotrices F_r et F_s résultent une force magnétomotrice F . cette dernière crée le flux magnétisant résultant dans l'entrefer qui a une valeur efficace ϕ_m , ce flux dépend de la reluctance du circuit magnétique du nombre de spires dans le bobinage et du courant statoriques et rotoriques [8]

La vitesse relative du champ par rapport aux conducteurs du rotor est:

$$\Omega_s - (\pm \Omega_r) = g \Omega_s$$

Avec :

Ω_s : Vitesse du champ tournant ou vitesse de synchronisme (rad/s).

Ω_r : Vitesse mécanique de rotation du rotor (rad/s).

$\omega_s = 2\pi f$: Pulsation des courants statoriques (rad/s).

$\omega_r = g \omega_s$: Pulsation des courants rotoriques (rad/s).

g : Glissement.

Le signe (Cause) dans l'équation signifie que le champ tournant crée par les enroulements du stator tourne dans le même sens que celui crée par les enroulements du rotor; donc la machine fonctionne en régime hypo-synchrone. Le signe (Négatif) signifie que les champs tournants créent par les enroulements du stator et du rotor tournant dans des sens opposés; c'est-à-dire que la machine fonctionne en régime hyper-synchrone [9]

I.5. Fonctionnement à quatre quadrants de la MADA

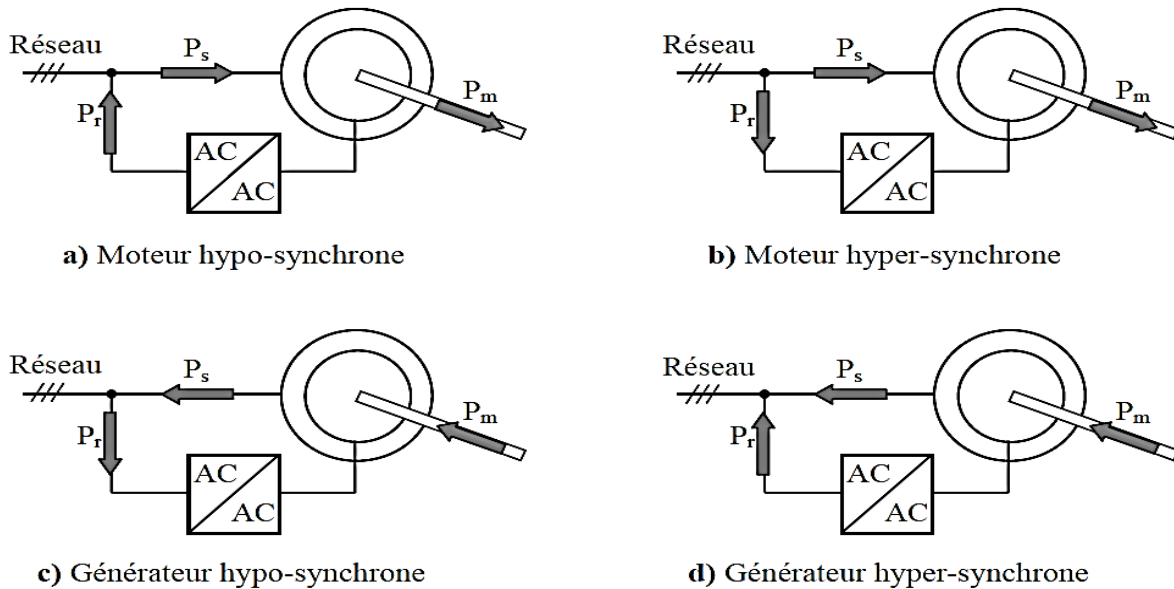


Figure I. 4: Modes et régimes de fonctionnement de la MADA

La figure I. 3 Explique bien que, lorsque de la MADA fonctionne en mode moteur et en régime hypo-synchrone,

la puissance P_r est fournie au réseau par le rotor. Ce régime est connu dans la littérature comme mode de récupération d'énergie de glissement (fig. (I.3.a)). Si la vitesse augmente de sorte que le moteur fonctionne en régime hyper-synchrone (fig. (I.3.b)), dans ce cas la puissance P_r est absorbée par le rotor. Lorsque de la MADA fonctionne en mode générateur, et seille est entraînée à une vitesse inférieure de la vitesse de synchronisme (régime hypo-synchrone), la puissance P_r est absorbée par le rotor de celle-ci (figure I.3.c). Si la vitesse d'entraînement augmente au-delà de la vitesse de synchronisme (régime hyper-synchrone), la puissance P_r change sa direction et le rotor fournit de la puissance pour une éventuelle récupération (figure I.3.d) [10].

I.6. Différentes stratégies de commande de la MADA:

La structure de la MADA présente l'avantage de permettre de commander les variables de la machine, telle que, la puissance, la vitesse, le couple. Cette commande est réalisée par plusieurs méthodes et structures ; selon le mode de fonctionnement, la variable à commander et le domaine d'application. [11]

I.6.1. Commande de la MADA par un seul convertisseur:

Et ça s'appelle classe est de la MADA simple. Les enroulements statoriques sont connectés à un réseau triphasé fixe tandis que le rotor est relié à son propre onduleur.

La Figure (I.4) représente un schéma de principe de cette catégorie de la MADA [12] C'est la stratégie la plus Facile et la plus utilisée dans les applications industrielles, cette structure est illustrée par la figure suivante [13]

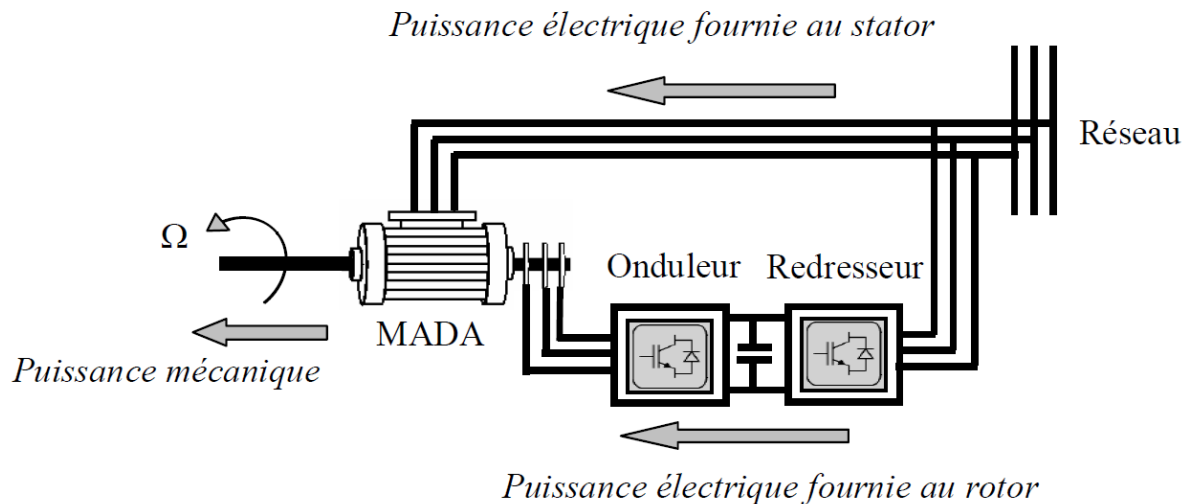


Figure I. 5:de la MADA commandée par un seul convertisseur alimentant le rotor

Propose une étude des performances de la MADA en régime permanent dont le stator est connecté au réseau, alors que le rotor est préféré par un cycloconvertisseur de courant. Son étude vise des applications à vitesse variable, que le fonctionnement soit en moteur ou en générateur. L'auteur choisit une stratégie de commande qui consiste à aligner l'axe "d" des on repère tournant avec le courant rotorique dont le but de contrôler les courants rotoriques et l'angle de charge [déphasage entre la tension statorique et le repère considéré]. L'expression analytique du couple est divisée en deux parties, une partie due au courant rotorique et l'autre due à l'interaction entre l'alimentation du stator et celle du rotor. Cette étude est validée par des résultats expérimentaux qui permettent de conclure que la stabilité du système est établie dans une gamme limitée de la variation de l'angle de charge. [14]

I.6.2. Commande de la MADA par deux onduleurs:

Cette structure de commande consiste en de la MADA alimentée par deux onduleurs, l'un au stator et l'autre au rotor. Elle peut prendre deux Modèle équivalentes.

- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs. Dans ce cas, c'est le réseau qui est la source du couplage électrique existant entre les deux côtés.
- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun, ce dernier est donc une source d'alimentation commune aux deux côtés. La première forme de cette stratégie de commande est illustrée par la figure I. 6 suivante:

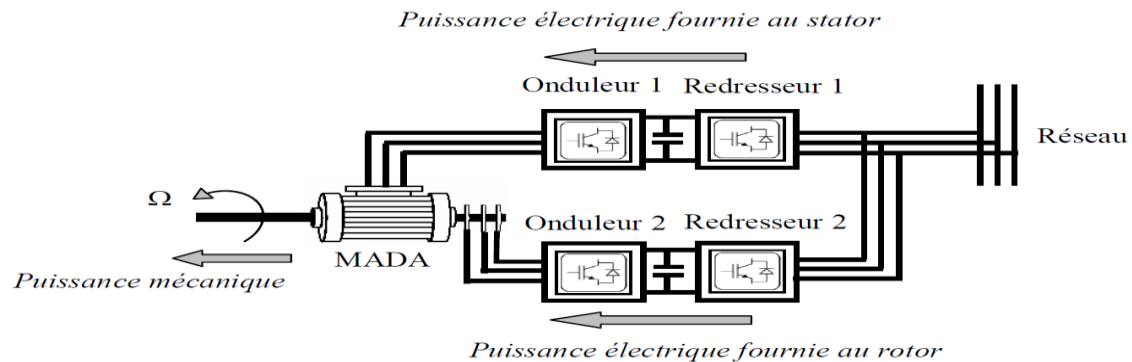


Figure I. 7: MADA commandée par deux onduleurs alimentés à travers deux redresseurs

Cette Apparement est évidemment la structure la plus générale du système. Les deux redresseurs ont une source d'alimentation commune qui est le réseau triphasée .[15]

I.6.3. Fonctionnement en Générateur:

Cette configuration qui est l'objectif de notre travail, est largement répondue dans les applications à vitesse variable. Elle consiste à Attachant le stator de la MADA directement au réseau, alors que le rotor est alimenté par un convertisseur AC/AC (figure I.6). En plus, cette dernière offre la possibilité d'avoir une commande découplée de la puissance active et réactive, de même qu'elle a un coût d'investissement réduit par rapport aux autres configurations [16]

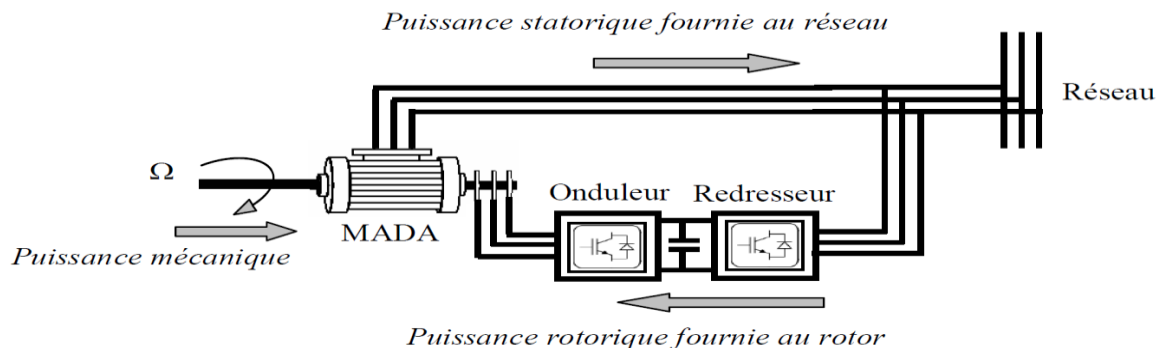


Figure I. 8: Schéma d'un système utilisant une de la MADA en générateur alimenté par un seul convertisseur

Étudient le cas de la MADA en fonctionnement générateur dont le stator est couplé au réseau et le rotor alimenté par un cycloconvertisseur. Cette machine est Programmé à des applications du type hydroélectricité et éolien. Son étude porte principalement sur le contrôle de la puissance active et réactive statorique ainsi que sur les formes d'ondes des courants de la machine. L'analyse spectrale des courants statoriques et rotoriques permet d'affirmer que certaines harmoniques du courant rotorique sont transmises à l'enroulement statorique ce qui change le spectre des fréquences des courants de ce dernier. Des résultats expérimentaux sont présentés afin de valider l'étude proposée. [17]

I.7. Avantages et inconvénients de la MADA:

Nous introduisons succinctement dans ce paragraphe les avantages et les quelques inconvénients de la MADA lors de son fonctionnement à vitesse variable [18]

I.7.1. Avantages de la MADA

Parmi les nombreux avantages offerts par de la MADA on peut citer:

- ✚ l'accessibilité au rotor et au stator rend la mesure des courants possible, ce qui offre une grande flexibilité et précision au contrôle de flux et du couple électromagnétique.
- ✚ reconfiguration grâce à sa double alimentation, ce qui permet à cette dernière de trouver un large domaine d'application
- ✚ une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines de grandes puissances
- ✚ un fonctionnement possible à couple constant au-delà de la vitesse nominale
- ✚ le convertisseur Relié au rotor est dimensionné au tiers de la puissance nominale de la machine et dans le cas où cette dernière fonctionne dans une gamme de vitesse proche de celle de synchronisme, les pertes dans les interrupteurs à semi-conducteurs seront faibles. Par conséquent, le rendement obtenu du système machine-convertisseur sera élevé. [19]

I.7.2. Inconvénients de la MADA:

On peut citer les inconvénients suivants:

- ✚ Machine plus volumineuse que celle à cage, généralement elle est plus longue à causes du système balais- bagues
- ✚ Le coût total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage.

- ✚ Elle nécessite une maintenance toujours [20]

I.8. Domaines d'application de la MADA:

Actuellement la machine asynchrone à double alimentation occupe une large place dans les applications industrielles, au moyen de ses nombreux avantages. En effet, de la MADA est très utilisée en mode générateur dans les applications d'énergie renouvelable notamment dans les systèmes éoliens

De plus, le fonctionnement en générateur présente de la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée telle que:

- Les générateurs des réseaux de bord des navires ou des avions ;
- Les centrales hydrauliques à débit et vitesse variables ;
- Les groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation de carburant.

De La MADA peut être utilisée aussi dans d'autres applications importantes nécessitant un fort couple de démarrage, telles que:

- La métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines ;
- La traction, avec notamment des applications de type transport Moderne ou propulsion maritime ;
- Et enfin l'application de levage, les ascenseurs, les monte-charges etc... .

Nous notons que les applications de la MADA en moteur sont relativement très limitées, parmi celles-ci nous trouvons principalement, la traction électrique et les systèmes de pompage. [21]

I.9. Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

I.9.1. Description de la machine asynchrone à double alimentation

Afin d'établir la modélisation de la MADA, Nous allons choisir déterminer le modèle d'une machine asynchrone à rotor bobiné. Ce modèle sera établi de la même manière que le modèle de la machine à cage avec comme différence l'existence de tensions rotoriques non nulles [22]

La figure I.7 suivante représente l'enroulement triphasé de la MADA

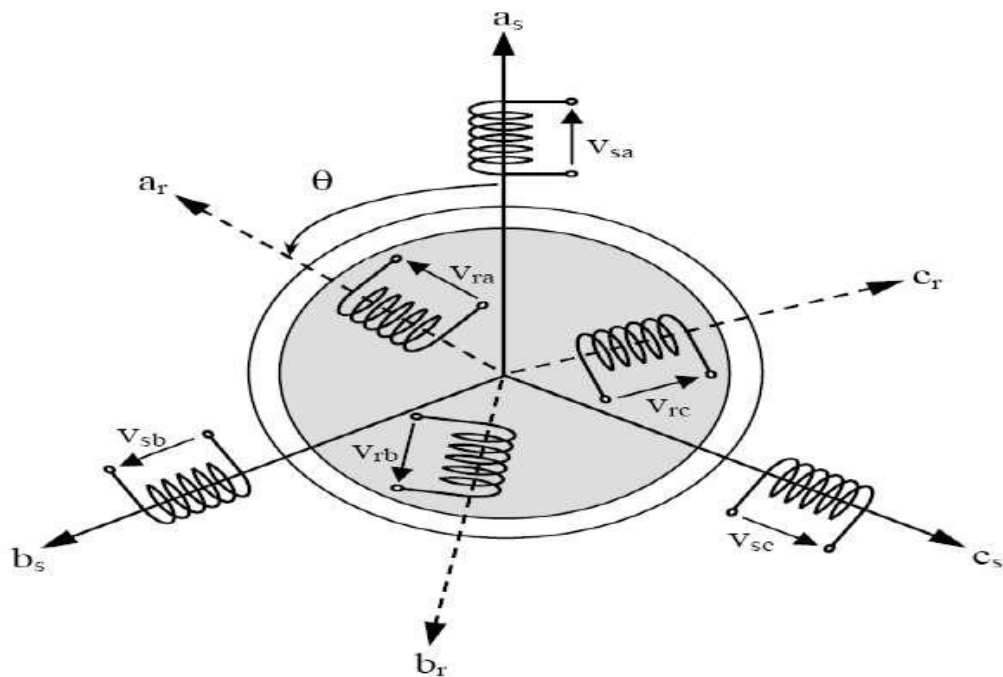


Figure I. 9:Représentation de la structure de principe de la MADA triphasée

Telle que :

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

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

I.9.2. Hypothèses et conventions:

Pour simplifier l'étude de la machine asynchrone idéalisée, on considère les hypothèses simplificatrices suivantes :

- ✚ La parfaite, symétrie de la machine.
- ✚ Le circuit magnétique n'est pas saturé et les pertes fers sont Improbables
- ✚ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.

- ✚ La densité de courant de la section des conducteurs est uniforme (l'effet de peau Est négligeable).
- ✚ La distribution spéciale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale [23] .

I.9.3. 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 :

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

Ou sous forme matricielle :

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

D'où les formes matricielles condensées :

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

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

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

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

R_r : Respectivement la résistance rotorique.

I.9.4. Équations magnétiques :

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

On peut donc définir les coefficients d'inductance suivants :

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

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

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

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

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

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

Ou sous forme condensée :

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

Pour laquelle ont défini :

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

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

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

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

M_r : Coefficient d'inductance mutuelle entre deux phases statoriques,

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

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

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

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

Ou sous forme condensée :

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

Pour laquelle on définit également :

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

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

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

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

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

Suivantes:

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

I.9.5. 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 opposé par la charge mécanique du moteur, du moment d'inertie de toutes les parties tournantes et du coefficient de frottement visqueux f :

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

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

I.10. La transformation de Park

La transformation de Park est un outil mathématique qui permet la simplification des équations des machines électriques triphasées. Elle Approuver de passer d'un système triphasé alternatif

(repère (a, b, c)) à un système biphasé (repère (d, q)), et obtenir un système d'équation à coefficients constants [24]

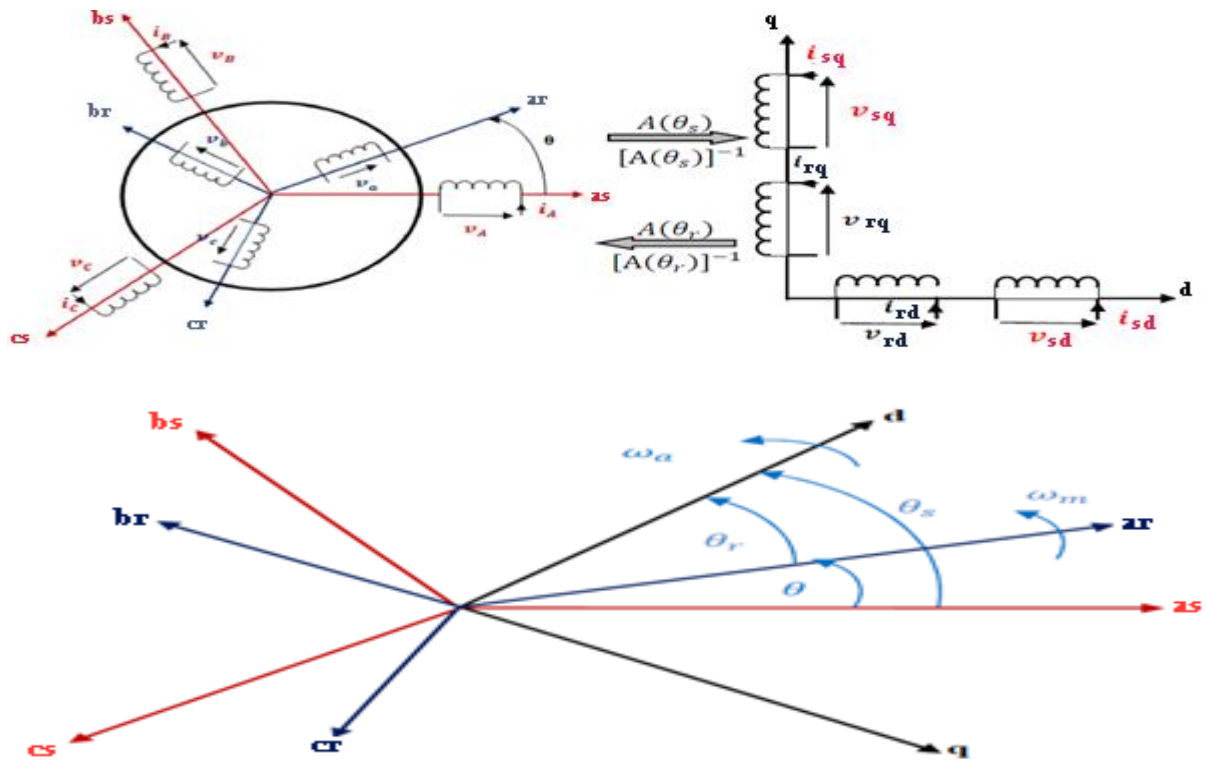


Figure I. 10: La transformation de Park

θ : est le déphasage entre les axes Oas et Oar

θ_s : est le déphasage entre les axes Od et Oas

θ_r : est le déphasage entre les axes Od et Oar

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

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

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

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

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

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

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

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

I.10.1. Equations électriques dans le repère de Park

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

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

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

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

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

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

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 $[A(\theta_s)]$, et on

Aura :

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

On obtient facilement :

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

On calcule séparément le terme :

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

Finalement on aboutit à :

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

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

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

Après transformation, on aura :

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

On calcule aussi le terme suivant :

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

Finalement on aboutit à :

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

I.11 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 statoriques de la machine

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

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

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

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

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

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

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

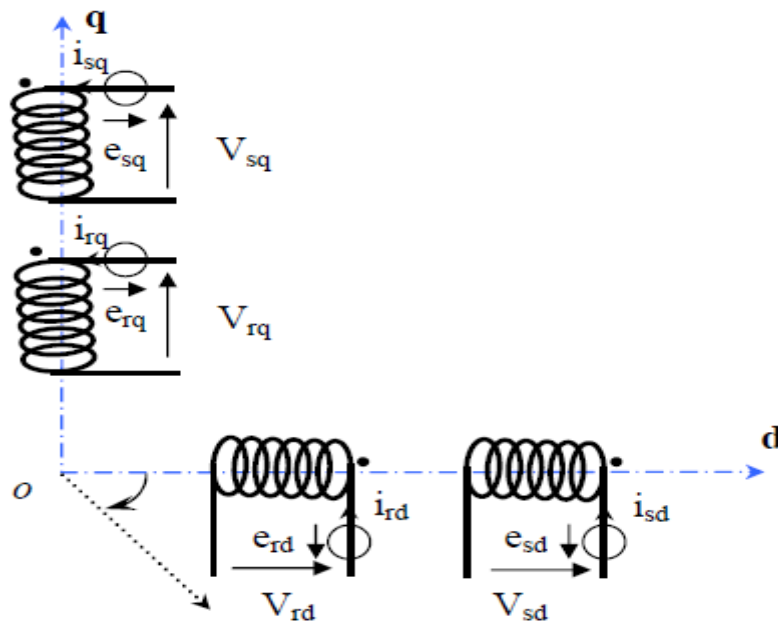


Figure I. 11:Modèle de la MADA dans le repère de PARK

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

Table I- 1:Tension et flux dans le repère de Park

I.10.2. Expression du couple électromagnétique :

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

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

p: Nombre de pair du pole.

L_s : Inductance propre statoriques.

C_e : Couple électromagnétique.

φ_{qs} , φ_{ds} : Flux statoriques.

I.11. Equation mécanique :

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

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

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

C_r : Couple résistant

J : Moment d'inertie de la partie tournante

f : Coefficient de frottement visqueux

I.12. Choix du référentiel :

Le choix du référentiel dépend du problème à étudier. Il existe trois types de référentiel pour la machine asynchrone dont le choix dépend du type de problème à étudier.

I.12.1. Référentiel lie au stator :

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

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

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

I.12.2. Référentiel lie au rotor :

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

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

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

I.12.3. Référentiel lié au champ tournant :

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

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

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \varphi_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (I. 56)$$

Dans notre étude, nous avons opté pour le repère immobile par rapport au stator. C'est le référentiel le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées ; il possède des tensions et des courants réelles et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

I.13. Modèle de la MADA sous forme d'équation d'état :

Pour la machine asynchrone à double alimentation les variables de contrôle sont les tensions statoriques et rotoriques. En considérant les courants statoriques et rotoriques comme des vecteurs d'état, alors le modèle de la MADA est décrit par l'équation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = \frac{dX}{dt} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (I. 57)$$

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

$$\begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_s & (\omega_s - \omega)L_r \\ (\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.58)$$

Et

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_s & (\omega_s - \omega)L_r \\ (\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.59)$$

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 :

$$\frac{dX}{dt} = [L]^{-1} \cdot [Z] \cdot X + [L]^{-1} \cdot U \quad (I.60)$$

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 :

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

Avec :

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

I.14. Modélisation du système d'alimentation :

I.14.1. La structure de la chaîne d'alimentation choisie :

Comme il est illustré sur la figure (I.10), la machine est alimentée par deux onduleurs de Tension, connectés à deux bus continus indépendants, pouvant fournir le maximum de puissance exigée de chaque côté. Les interrupteurs ont été choisis en fonction du courant maximal qui les parcourt, de la tension à leurs bornes ainsi que de la fréquence de la porteuse de l'onduleur. Une modulation de largeur d'impulsion MLI, de type sinusoïdale régulière symétrique (sinus-triangle à fréquence fixe), est adoptée pour la commande des onduleurs.

Le bus continu est réalisé par une cellule de filtrage formée d'une capacité réduisant les ondulations de tension à l'entrée de l'onduleur, d'une inductance permettant de mieux lisser le courant, d'une résistance servant à augmenter l'amortissement du filtre réalisé.

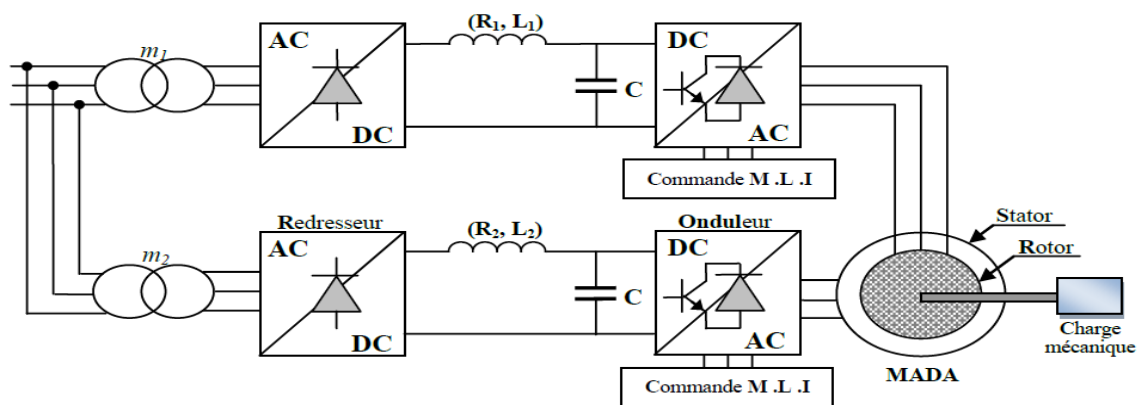


Figure I. 12:Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la MADA

I.14.2. Modélisation d'une redresseuse triphasée double alternance à diodes :

Les redresseurs sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent la Conversion alternative-continu. Alimentés par une source de tension alternative, ils permettent D'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie.

Le redresseur utilisé dans les deux alimentations de la MADA est un redresseur triphasé Double alternance à diodes. Figure (I.11) représente son schéma de principe, il est composé de Trois diodes (**D1, D2, D3**) à cathode commune chacune conduit lorsque le potentiel de son anode est le plus positif, et de trois diodes (**D4, D5, D6**) à anode commune, chacune conduit Lorsque le potentiel de sa cathode est le plus négatif assurant ainsi le retour de courant $i_d(t)$.

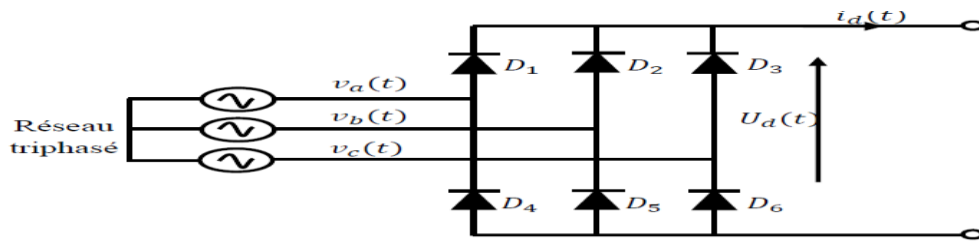


Figure I. 13:Schéma d'une redresseuse triphasée double alternance à diodes

Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} v_a(t) = v_m \sin(2\pi ft) \\ v_b(t) = v_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_c(t) = v_m \sin\left(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I. 61)$$

La tension redressée peut être déterminée par :

$$u_d(t) = \max[v_a(t), v_b(t), v_c(t)] - \min[v_a(t), v_b(t), v_c(t)] \quad (I. 62)$$

Sa valeur moyenne est donnée par :

$$u_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} v_m \quad (I. 63)$$

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

I.14.3. Modélisation du circuit de filtrage :

Le rôle de ce circuit est de réduire le taux d'ondulations de la tension redressée. La figure (I.12) représente son schéma de principe.

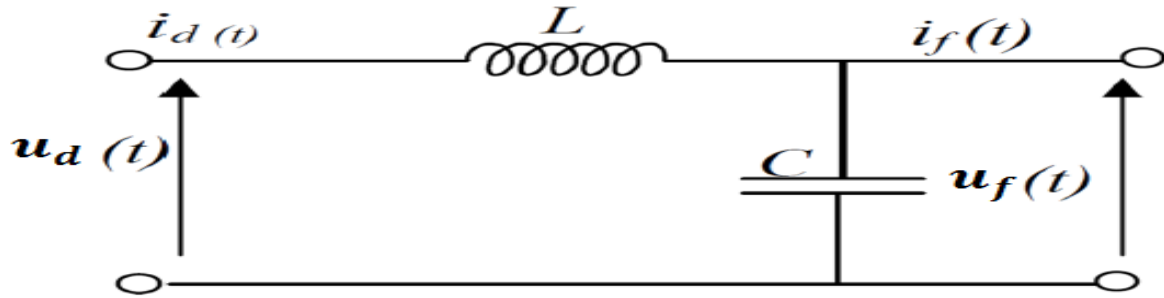


Figure I. 14: Circuit de filtrage de la tension redressée

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

$$\frac{di_d(t)}{dt} = \frac{1}{L} (u_d(t) - u_f(t)) \quad (I. 64)$$

$$\frac{du_f(t)}{dt} = \frac{1}{C} (i_d(t) - i_f(t)) \quad (I. 65)$$

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:

$$i_d(t + \Delta t) = \frac{\Delta t}{L} (u_d(t) - u_f(t)) + i_d(t) \quad (I. 66)$$

$$u_f(t + \Delta t) = \frac{\Delta t}{C} (i_d(t) - i_f(t)) + u_f(t) \quad (I. 67)$$

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

$$F_t(s) = \frac{u_f(s)}{u_d(s)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{LC}s)^2} \quad (I. 68)$$

Où : s est l'opérateur de LAPLACE.

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

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{I. 69})$$

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

I.14.4. Modélisation de L'onduleur de Tension :

Un onduleur de tension est un convertisseur statique qui assure la transformation de la tension d'une source continue en une tension alternative. Il est constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances.

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est Constitué d'un transistor (T) et d'une diode (D) montés en tête-bêche (Figure (I.13)). Les couples d'interrupteurs (K11, K21), (K12, K22), (K13, K23) sont commandés d'une manière complémentaire,

pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source .Les diodes D_{ij} ($ij=1, 2, 3$) sont des diodes à roue libre assurant la protection des thyristors.

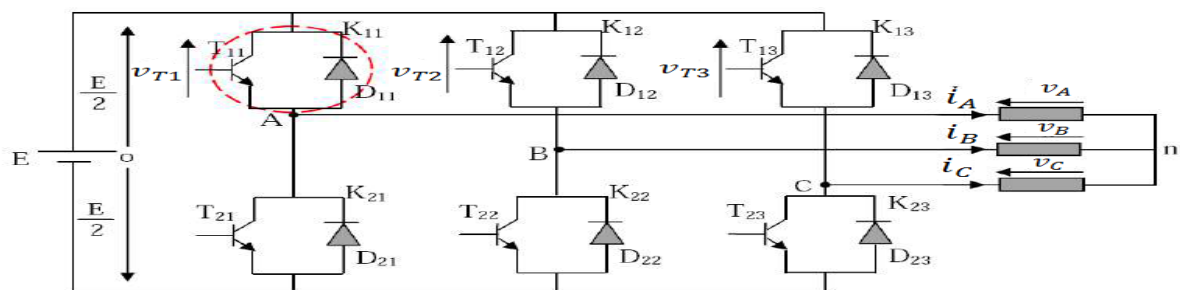


Figure I. 15: Onduleur de tension triphasé à deux niveaux

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux Formalisme qui permet d'obtenir à la Sortie deux niveaux de tension. Un bras de l'onduleur est représenté par la figure (I.14) [25].

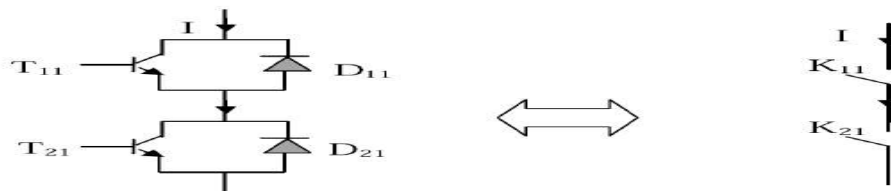


Figure I. 16: Représentation d'un GTO

Afin d'éviter de court-circuiter la source de tension continue, les commandes des interrupteurs d'un même bras doivent être complémentaires. Pour simplifier l'étude nous supposons que le couplage est du type étoile sans neutre (bien que le branchement d'une charge en triangle soit envisageable). Ainsi les harmoniques de rang trois et multiples de trois sont éliminées, et le system triphasé obtenu à la sortie de l'onduleur est un système triphasé équilibré en tension ne contenant que les harmoniques En changeante trois.

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer à la charge tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre sens.

L'onduleur alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce au jeu d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires, la période de fonctionnement étant fixée par la commande des interrupteurs [26]

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases sont

$$\begin{cases} v_A = v_{AO} + v_{On} \\ v_B = v_{BO} + v_{On} \\ v_C = v_{CO} + v_{On} \end{cases} \quad (I.70)$$

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 satiriques est symétrique.

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

$$\text{D'où : } v_{On} = -\frac{1}{3}(v_{AO} + v_{BO} + v_{CO}) \quad (I.71)$$

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

$$\begin{cases} v_A = \frac{2}{3}v_{AO} - \frac{1}{3}v_{BO} - \frac{1}{3}v_{CO} \\ v_B = -\frac{1}{3}v_{AO} + \frac{2}{3}v_{BO} - \frac{1}{3}v_{CO} \\ v_C = -\frac{1}{3}v_{AO} - \frac{1}{3}v_{BO} + \frac{2}{3}v_{CO} \end{cases} \quad (I.72)$$

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

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{AO} \\ v_{BO} \\ v_{CO} \end{bmatrix} \quad (I.73)$$

Avec

$$\begin{cases} v_{AO} = \frac{E}{2} F_1 \\ v_{BO} = \frac{E}{2} F_2 \\ v_{CO} = \frac{E}{2} F_3 \end{cases} \quad (I.74)$$

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 :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (I.75)$$

Le système (II.71) représente le modèle mathématique de l'onduleur triphasé à MLI. Le tableau ci-dessous montre les expressions qui prennent les tensions simples et les tensions composées, en fonction de l'état ouvert ou fermé des interrupteurs K_1, K_2, K_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

Table I- 2: Etablissement des expressions des tensions simples et composées

I.15. Simulation de la machine asynchrone à double alimentation :

Pour réaliser la simulation de la MADA, on peut transférer le modèle représenté par les équations sous forme de structure en schéma bloc comme il est illustré sur la figure (I. 15).

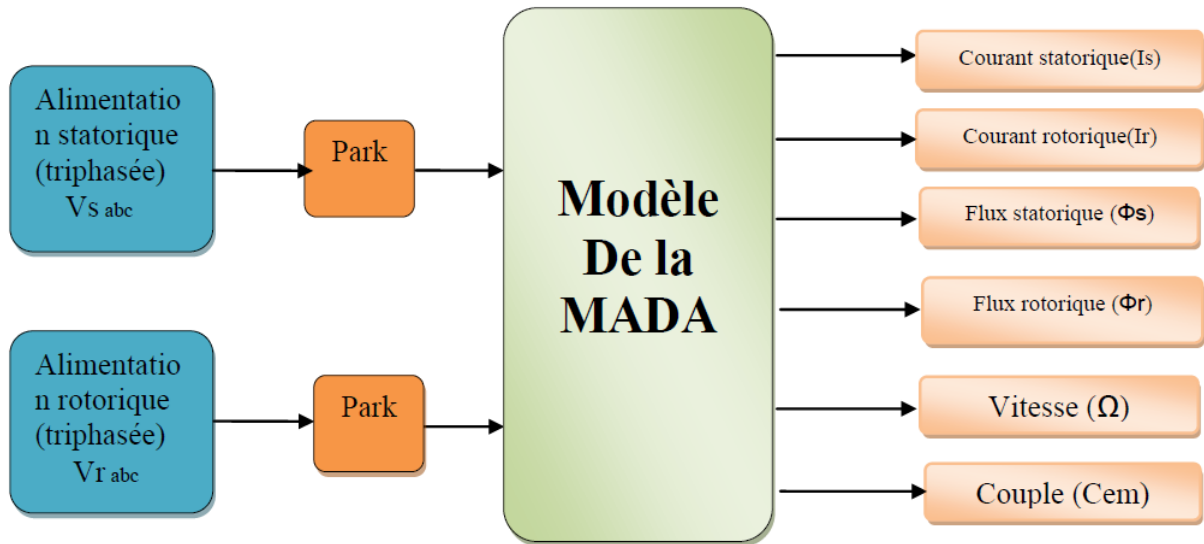


Figure I. 17: Structure de simulation de la MADA

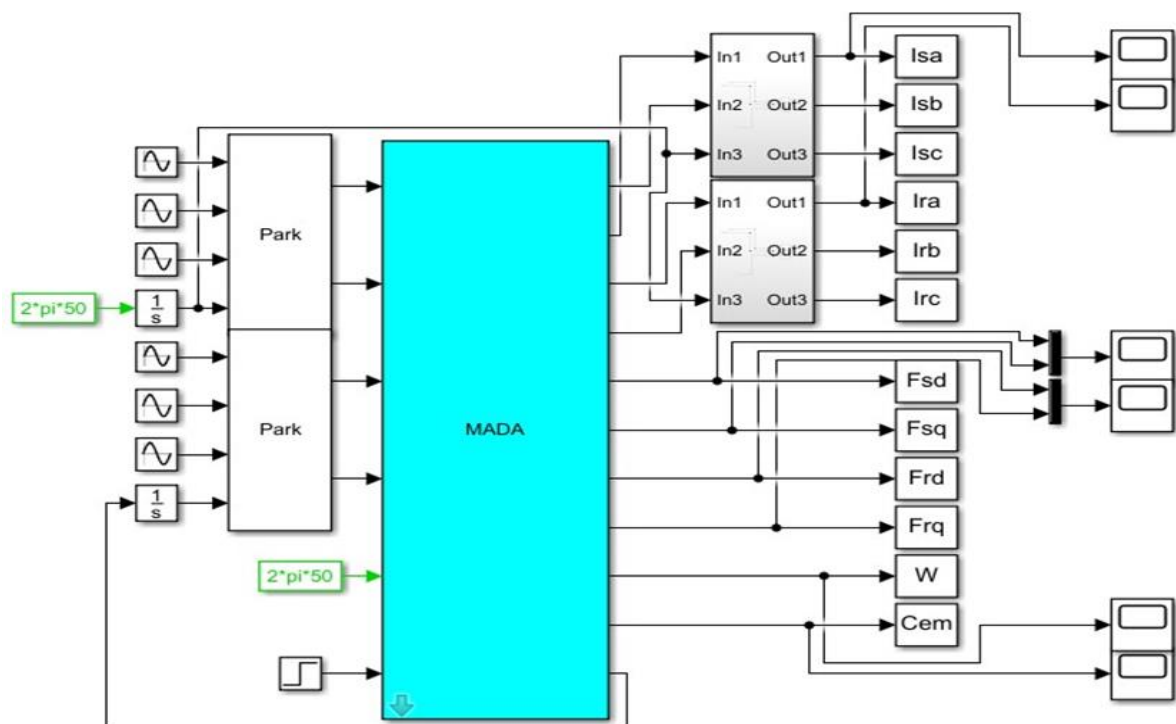


Figure I. 18: Schéma bloc de simulation de la MADA

I.15.1. Résultats de Simulation de La MADA :

Pour faire un bon fonctionnement de la MADA, on préfère de suivre la procédure suivante : Pour le premier fonctionnement, on a simulé le comportement dynamique de la MADA sans alimentation rotorique (rotor en court-circuit), le stator étant alimenté par un réseau triphasé équilibré, que signifie que de la MADA fonctionne comme une machine asynchrone à rotor bobiné en court-circuit.

vr=0v, f_(r)=0Hz, (rotor en court-circuit), Cr=5N.m à t =2 sec :

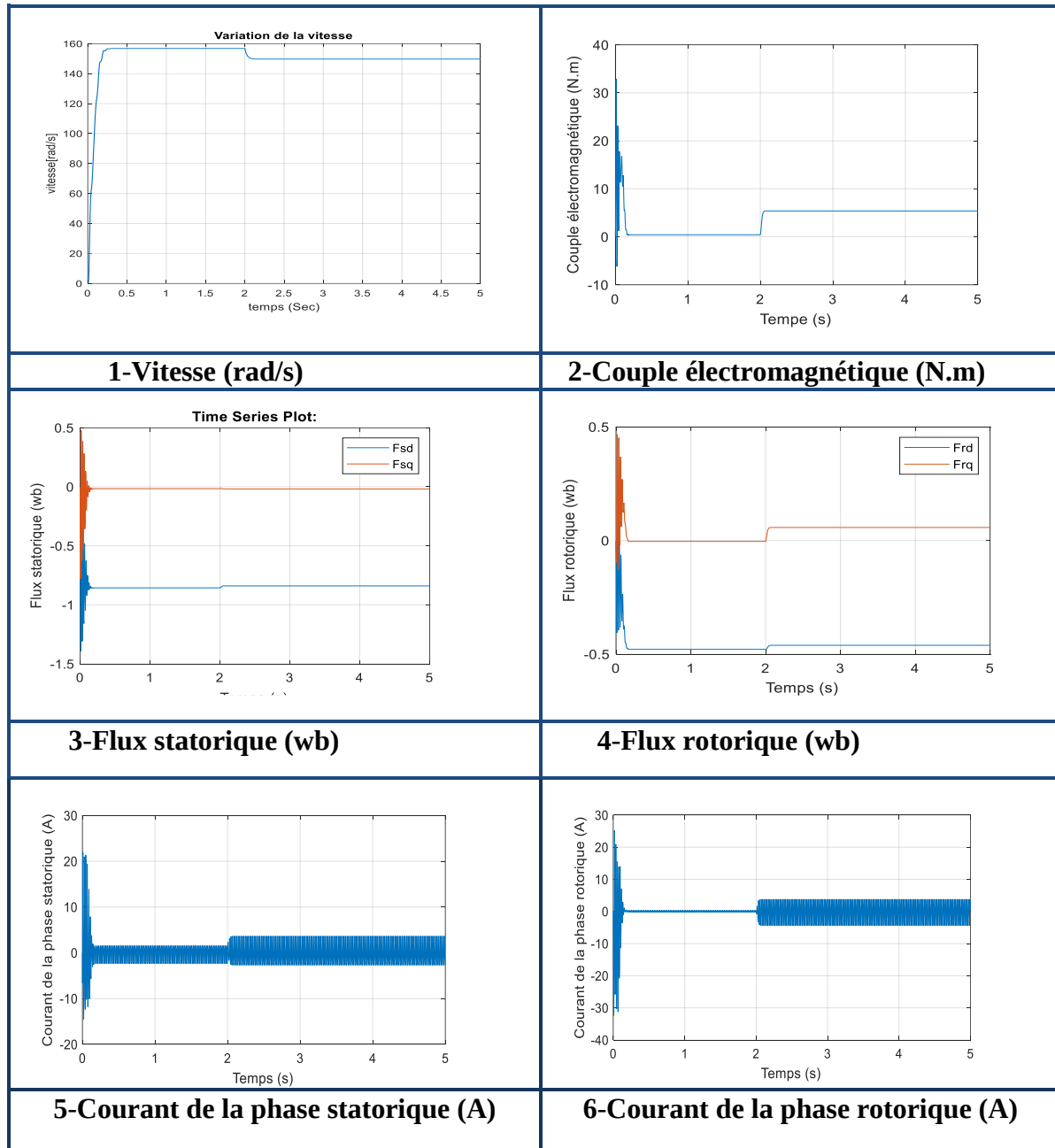


Figure I. 19:Résultats de Simulation de La MADA

I.15.2. Simulation de l'association de la MADA avec onduleur à MLI.

Deux onduleur du coté rotorique et onduleur du coté statorique

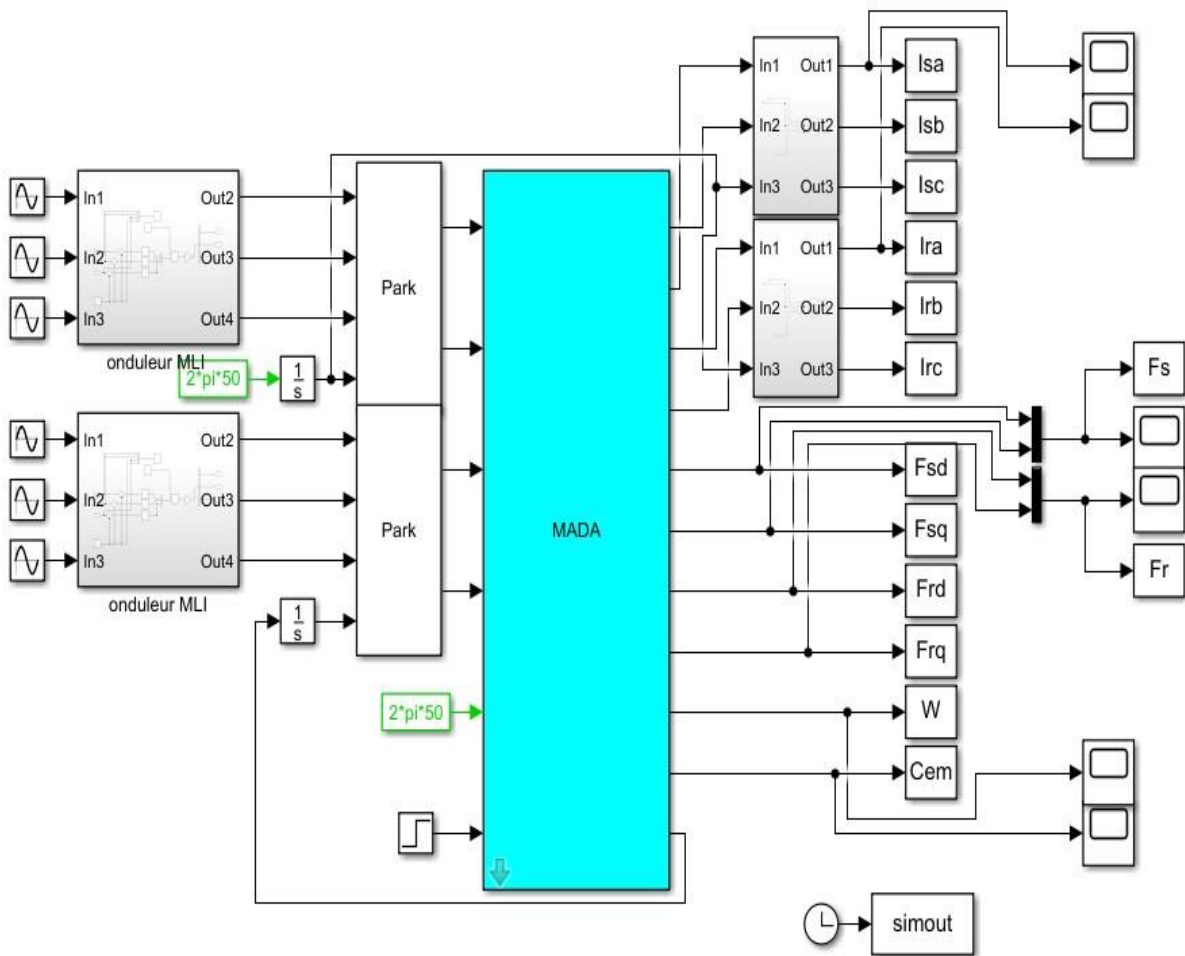


Figure I. 20:Schéma bloc de simulation de la MADA avec onduleur à MLI.

I.15.3. Résultats de simulation :

Représente les réponses de simulation de la MADA avec une alimentation par deux onduleurs, statorique (220V, 50Hz) et coté rotorique ($V_r = 15\text{V}$, $f_r = 3\text{Hz}$, $a = 1\text{s}$), avec une application d'un couple de charge de 5N.m à $t = 2\text{sec}$

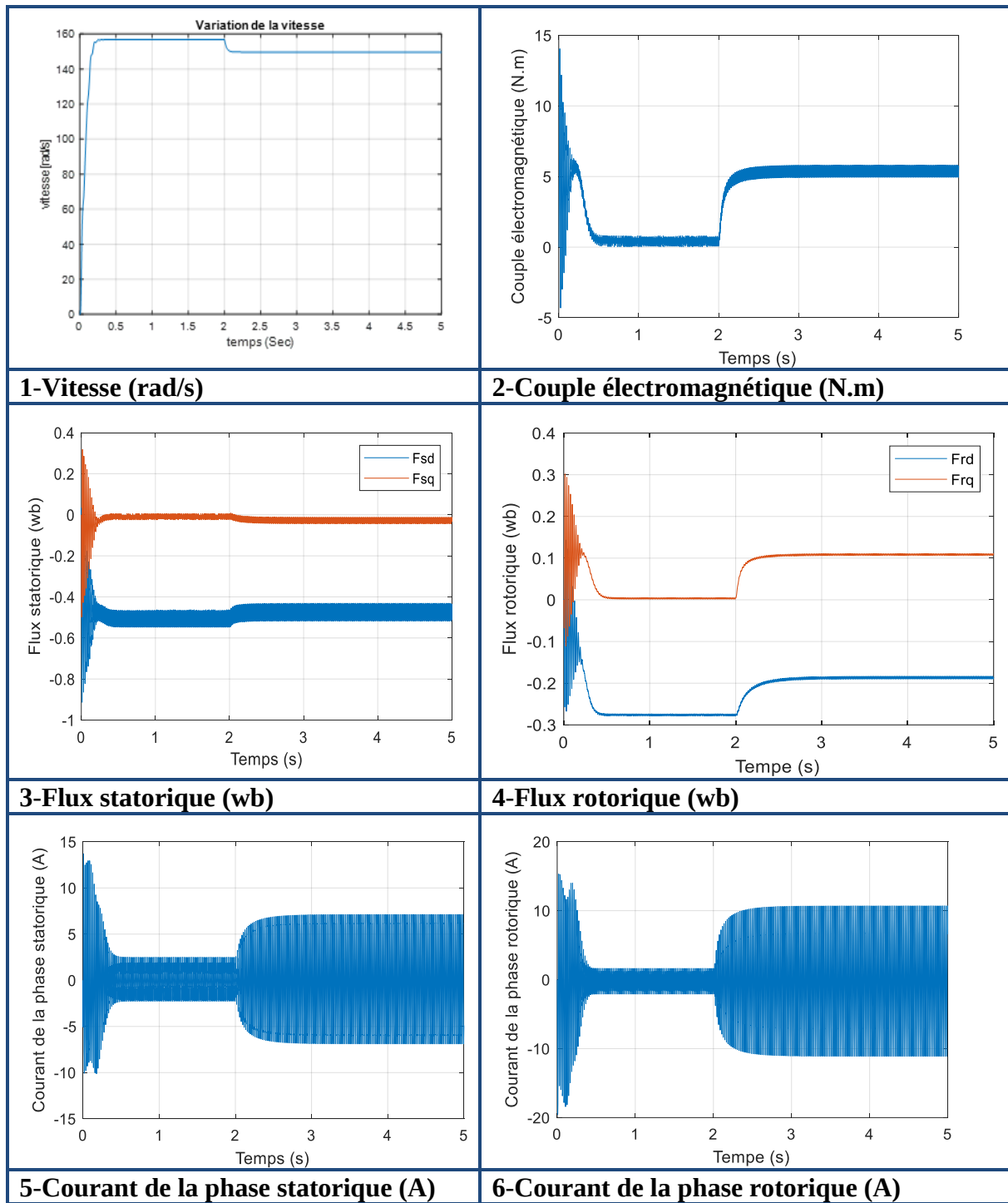


Figure I. 21: Résultats de Simulation de La MADA avec onduleur à MLI

I.16. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une brève étude sur la machine asynchrone à double alimentation, sa structure, son principe de fonctionnement et les différentes stratégies de sa commande ; ainsi que ses avantages, ses inconvénients et ses domaines d'application. On a aussi présenté le modèle réel de la machine auquel on a appliqué la transformation de Park pour le rendre linéaire et plus adapté à la commande. Ensuite, on a modélisé le système d'alimentation qui comporte le redresseur, le filtre et l'onduleur. Pour ce dernier, on a appliqué la technique de la MLI pour le commander et Simulation de la machine asynchrone à double alimentation et Simulation Del 'association de la MADA avec onduleur à MLI

Chapitre II :

Commande DTC De

La MADA

II.1. Introduction

Toujours en quête de meilleures Installations de contrôle, nous abordons maintenant les techniques de commande directes avec comme objectif de surpasser certaines des difficultés rencontrées avec la commande vectorielle.

Contrôle direct du couple (DTC) est une nouvelle stratégie de contrôle de performance de performance dans le domaine des entraînements AC. Depuis la méthode de contrôle de couple direct a été proposé au milieu des années 1980, la méthode DTC devient une des stratégies de contrôle de haute Application pour AC machine pour fournir un couple très rapide et un contrôle de flux [27]

Dans ce chapitre, nous étions intéressés par l'ordre du DTC applicable à l'adaptateur du rotor du rotor et Principe de la commande DTC et Fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé et Contrôle de flux statorique et du couple électromagnétique et Choix du vecteur de tension et Estimateurs et Élaboration du vecteur de commande et Élaboration de la table de commande.

II.2. Principe de la commande DTC

Les méthodes de commande directe du couple DTC consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs calculées du flux statorique et du couple.

Les variables de commande sont le flux magnétisant et le couple du moteur. Avec la DTC, nous n'avons pas besoin d'un modulateur, ni d'un tachymètre ou bien d'un encodeur de position pour Assurance le retour d'information de la vitesse ou de position.

La commande des interrupteurs a pour Intention de donner au vecteur représentant le flux statorique la direction déterminée par les valeurs de consigne

Pour connaître l'état électromagnétique du moteur afin de déterminer la commande des interrupteurs de l'onduleur, il faut disposer d'un modèle semblable de la machine.

A partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants statoriques, les modèles caractéristiques principales d'une commande directe du couple Les caractéristiques complet d'une commande directe du couple sont :

- ✚ La Contrôle direct du couple est basé sur la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.

- ✚ La commande indirecte des intensités et tensions de la machine.
- ✚ gagner flux et des courants proches des formes sinusoïdales.
- ✚ La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide.
- ✚ L'existence des oscillations du couple qui dépend de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis donné à chaque instant

La mesure de la vitesse de l'arbre n'est pas Devoir, ce qui est un grand avantage de ces méthodes.

Le flux et le couple ainsi calculés sont comparés à leurs valeurs de référence pour déterminer les instants de commande des interrupteurs. D'ordinaire on cherche à maintenir le flux étable [28]

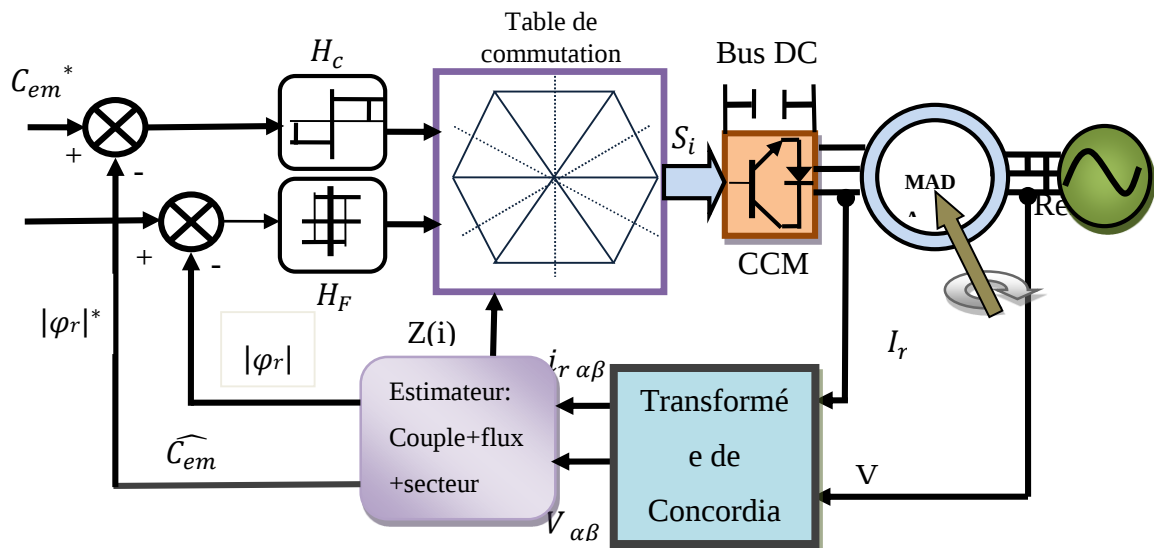


Figure II. 1: Principe de la commande DTC

II.3. Fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé

Les interrupteurs de l'onduleur de tension doivent être commandés de manière à maintenir le flux et le couple de la machine. Le vecteur de la tension statorique V_s peut s'écrire sous la forme :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 [S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}] \quad (\text{II. 1})$$

Où (S_a, S_b, S_c) représentent l'état logique des 3 interrupteurs : $S_i=1$ signifie que l'interrupteur haut est fermé et l'interrupteur bas est ouvert, $(V_i = +\frac{U_0}{2})$ et $S_i=0$ signifie que l'interrupteur haut est ouvert et l'interrupteur bas est fermé $(V_i = -\frac{U_0}{2})$

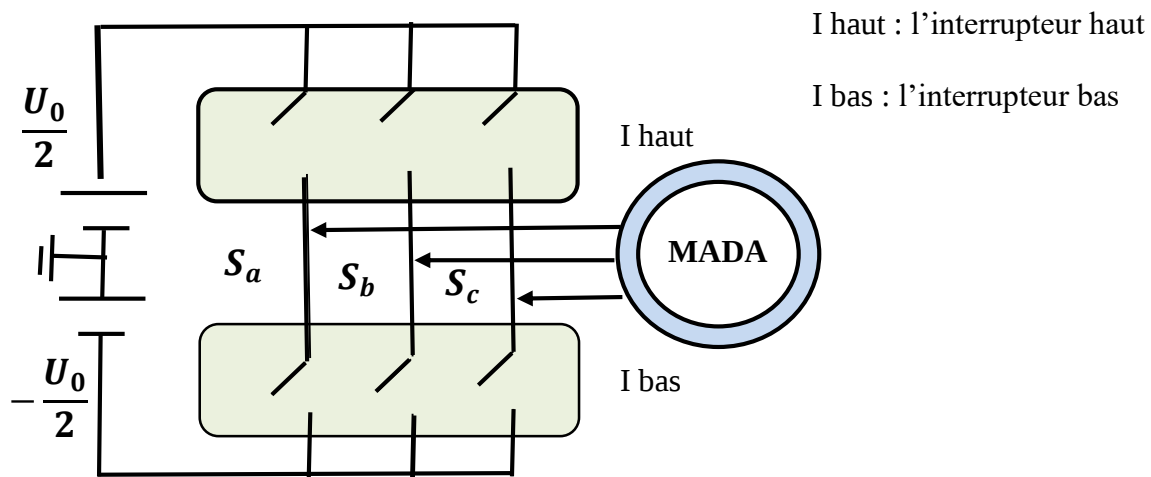


Figure II. 2: Machine asynchrone commandée par l'onduleur de tension

On cherchera donc à contrôler le flux et le couple via le choix du vecteur de tension qui se fera par une configuration des interrupteurs. Comme nous disposons de trois interrupteurs, il y a donc $2^3 = 8$ possibilités pour le vecteur V_s .

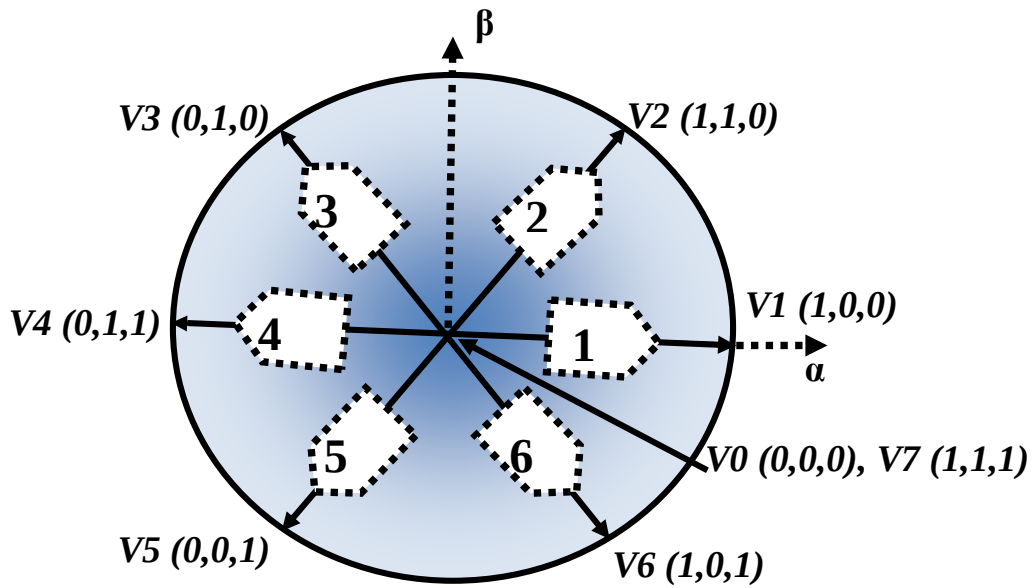
Deux vecteurs V_0 et V_7 correspondent au vecteur nul : $(S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 0)$ et $(S_a, S_b, S_c) = (1, 1, 1)$.

$V_0 (0, 0, 0)$ est toujours à côté d'un vecteur impair, $V_1 (1, 0, 0)$; $V_3 (0, 1, 0)$; où $V_5 (0, 0, 1)$; d'où une seule commutation.

$V_7 (1, 1, 1)$ est toujours à côté d'un vecteur Pair ; $V_2 (1, 1, 0)$; $V_4 (0, 1, 1)$; où $V_6 (1, 0, 1)$; donc une seule commutation.

Dans chaque période de modulation, un bras ne commute pas deux fois.

Montre la représentation dans le plan complexe des six vecteurs de tensions non nuls qui peuvent être générés par un onduleur de tension triphasé à deux niveaux :



V3 (0,1,0) signifie ;
 0-Interrupteur en haut 1^{er} bras ouvert
 1-Interrupteur en haut 2^{ème} bras fermé
 0-Interrupteur en haut 3^{ème} bras ouvert

Figure II. 3: Séquences de fonctionnement d'un onduleur de tension à deux niveaux

II.4. Contrôle de flux statorique et du couple électromagnétique

II.4.1. Principe de contrôle de flux statorique :

A partir du modèle de la machine asynchrone dans un repère lié au stator et de l'expression de la tension statorique :

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (\text{II. 2})$$

Le flux statorique est estimé à partir de la relation suivante :

$$\phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{II. 3})$$

$$\phi_s(t) = \phi_{s0} + \int_0^t V_s(t) - R_s \int_0^t I_s dt \quad (\text{II. 4})$$

Avec l'hypothèse que R_s reste constante et que le terme $(R_s \cdot I_s)$ est négligeable devant la tension V_s sur un intervalle périodique de contrôle $[0 T_e]$ Approprié à une période d'échantillonnage T_e les commandes (S_a, S_b, S_c) sont fixées, ainsi on peut écrire :

$$\varphi_s(t) \approx \varphi_{s0} + V_s T_e \quad (\text{II. 5})$$

Où φ_{s0} : est le vecteur flux à l'instant $t=0$.

Dans un intervalle de temps T_e , l'extrémité du vecteur φ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée V_s . La figure (II. 4) Apparaît ce principe, lorsqu'on sélectionne le vecteur $V_s = V_3$ par exemple

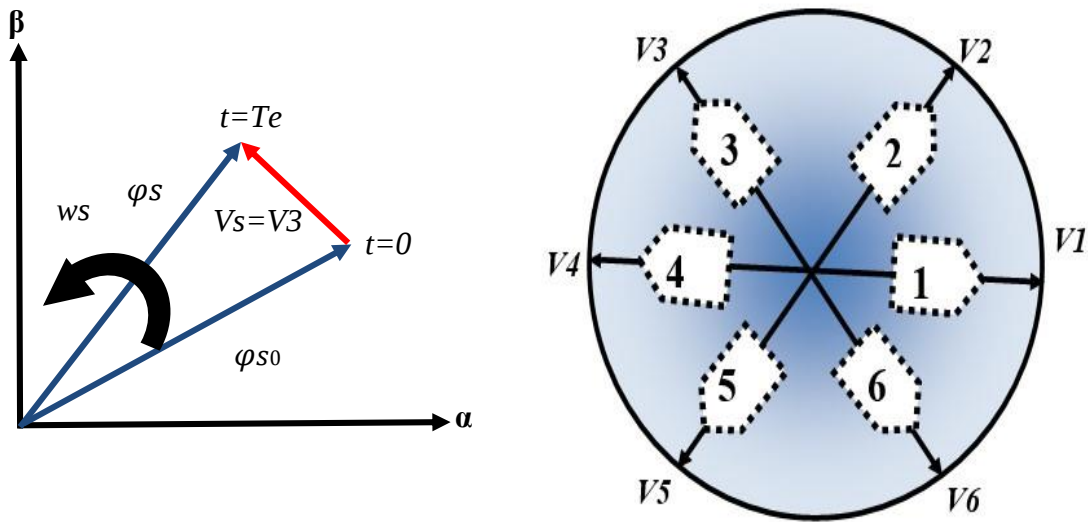


Figure II. 5: Evolution de l'extrémité du vecteur φ_s

Si la période de contrôle « T_e » est très faible devant la période de rotation du vecteur flux statorique. En choisissant une séquence harmonique vecteur tension de l'onduleur sur des intervalles de temps successifs de durée T_e , on peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur flux φ_s la trajectoire désirée

Le vecteur φ_s est maintenu entre deux valeurs φ_{max} et φ_{min} , le passage de l'une à l'autre étant commandé par V_s . Si le vecteur de commande est l'un des vecteurs non nuls, φ_s évolue avec une vitesse constante proportionnelle à la tension de commande. Si l'on maintient φ_s à peu près constant, le couple ne dépend que du déphasage entre les deux flux. Pour répondre à une

demande de disparité rapide du couple, il suffit donc de modifier rapidement le déphasage entre les deux flux.

Par exemple quand φ_s atteint la valeur φ_{max} , on déclenche le changement d'interrupteurs pour que la nouvelle valeur de V_s entraîne une diminution du module de φ_s . En même temps la nouvelle phase du vecteur V_s provoque le décalage I_s et φ_s dans le sens de rotation, fait augmenter le déphasage et le couple. Quand φ_s chutera à la valeur φ_{min} , on commandera le changement suivant.

Il est possible de fonctionner avec un module de flux φ_s pratiquement constant ; pour cela il suffit de choisir une trajectoire circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Ceci n'est possible

Que si la période de contrôle est très faible devant l'époque de rotation du flux. En plus la composante du flux de vectrices tensions appliquées doit être minimum et au contraire celle de la composante du couple doit être maximum. Ainsi les vecteurs appliqués changent la position du flux avec une amplitude presque constante.

Lorsque le direction tension V_s est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité du flux φ_s et donnée par sa dérivée ($d\varphi_s/dt$) correspondant pratiquement au vecteur V_s . En ce qui concerne le flux rotorique φ_r , on peut admettre que compte tenu de la forte constante du temps du rotor de la machine asynchrone, son amplitude ne varie pas durant un régime transitoire. Donc la rythme de flux rotorique est négligeable vis-à-vis de celle du flux statorique. [29]

II.4.2. Principe de contrôle de couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est Suivi au résultante vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique selon l'expression suivante :

$$C_{em} = k(\overline{\varphi_s} * \overline{\varphi_r}) = k|\overline{\varphi_s}||\overline{\varphi_r}|\sin(Y) \quad (\text{II. 6})$$

Avec $\overline{\varphi_s}$ représente le vecteur de flux statorique ;

$\overline{\varphi_r}$: représente le vecteur de flux rotorique ramené au stator ;

Y : représente l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

$$k = \frac{pM}{\sigma L_s L_r} \quad (\text{II. 7})$$

D'après cette expression, le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\overline{\varphi_s}$ et $\overline{\varphi_r}$ et de leur position relative.

II.5. Choix du vecteur de tension

Les modification du couple électromagnétique peuvent être contrôlées uniquement à partir de la vitesse de rotation du vecteur flux $\overline{\varphi_s}$. Le tableau (II.1) montre l'évolution des deux grandeurs flux et couple pour chacun des quatre vecteurs V_{i+1} , V_{i+2} , V_{i-1} , V_{i-2} qui peuvent être appliqués dans la zone i

Lorsque le flux $\overline{\varphi_s}$ se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vectrices tensions suivantes :

- ✚ Si V_{i+1} est sélectionné alors l'amplitude du flux φ_s croît et le couple C_{em} croît
- ✚ Si V_{i-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux $\overline{\varphi_s}$ croît et le couple C_{em} décroît
- ✚ Si V_{i+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux $\overline{\varphi_s}$ décroît et le couple C_{em} croît
- ✚ Si V_{i-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux $\overline{\varphi_s}$ décroît et le couple C_{em} décroît
- ✚ Si V_0 ou V_7 est sélectionnée la rotation de $\overline{\varphi_s}$ est arrêté, d'où une décroissance du couple

Alors que le module du couple reste inchangé.

Les vectrices tensions à appliquer dépendent de la zone où se trouve le vecteur flux

Vector V_k	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i-1}	V_{i-2}
φ_s				
C_{em}				

Table II- 1: Evolution des grandeurs flux et couple en fonction du vecteur V_s appliqué dans la zone i

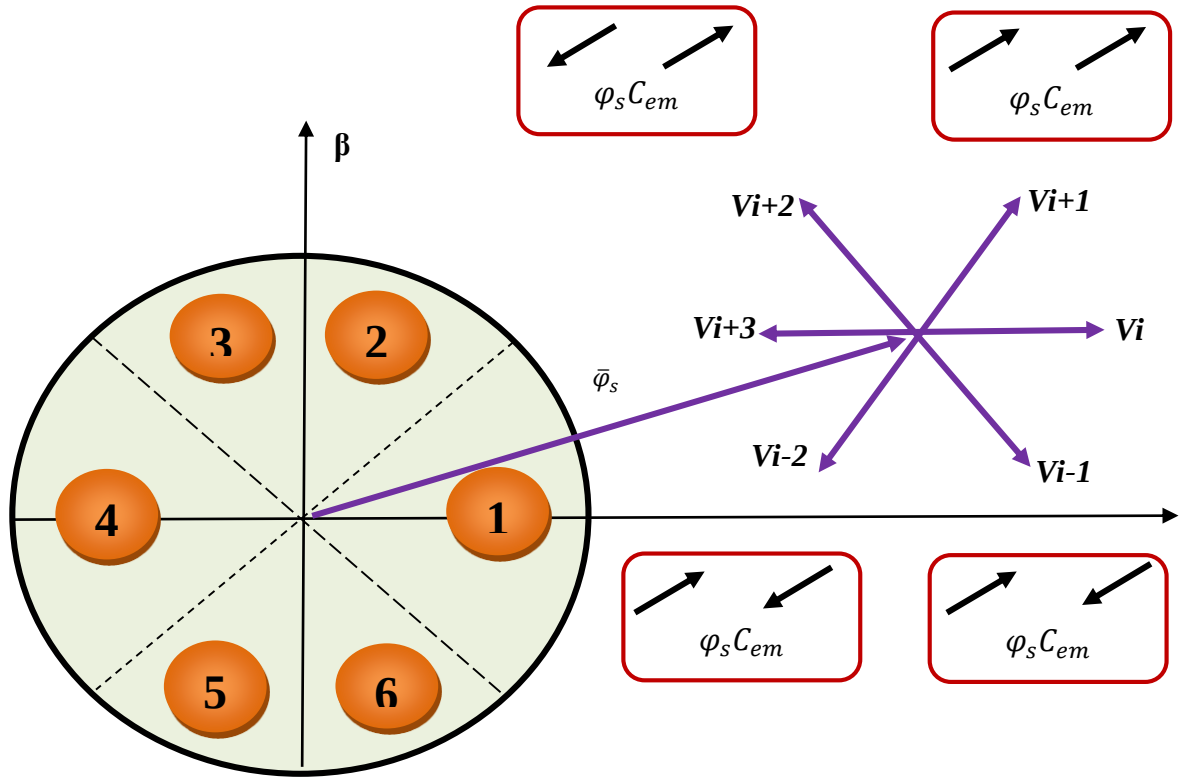


Figure II. 6: Répartition des zones

Le niveau d'efficacité de vectrices tensions appliquées dépend également de la place du vecteur flux dans la zone i .

En conséquence, en début de zone, les vecteurs $\bar{V}_{i+1}$ et $\bar{V}_{i-2}$ sont perpendiculaires à $\bar{\varphi}_s$, d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux $\bar{\varphi}_s$, alors qu'en fin de zone l'évolution est inverse. Avec les vecteurs $\bar{V}_{i+1}$ et $\bar{V}_{i-2}$, il correspond à des évolutions lentes du couple et rapide de l'amplitude du flux $\bar{\varphi}_s$ en début de zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire.

Quel que soit le sens de modification du couple ou du flux, dans la zone i , les deux vecteurs $\bar{V}_i$ et $\bar{V}_{i+3}$ ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci ont la composante de flux la plus forte (évolution très rapide de $\bar{\varphi}_s$) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de $\bar{\varphi}_s$ dans la zone, avec un effet nul en milieu de zone. Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux, estimé par rapport à leur référence, ainsi que la position du vecteur $\bar{\varphi}_s$. [30]

Un estimateur de $\overline{\varphi_s}$ en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

II.6. Estimateurs

II.6.1. Estimateur du flux statorique

Le supputation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courants et tension de la machine.

A partir de l'équation

$$\overline{\varphi_s} = \int_0^t (\overline{V_s} - R_s \overline{I_s}) dt \quad (\text{II. 8})$$

On obtient les composantes α et β du vecteur φ_s

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II. 9})$$

Ces équations représentent le siècle de calcul nécessaire à l'estimation de l'amplitude du flux statorique

On obtient les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ à partir des commandes (S_a, S_b, S_c) et de la mesure de la tension U_{dc} et par application de la transformée de Concordia

$$\begin{aligned} \overline{V_s} &= V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{II. 10}) \\ \begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \left(S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} U_{dc} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II. 11}) \end{aligned}$$

De même les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenus à partir de la mesure des courants réels I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} et en appliquant la transformée de Concordia

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (\text{II. 12})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II. 13})$$

Le module du flux statorique s'écrit

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (\text{II. 14})$$

L'angle α_s entre le référentielle statorique et le vecteur flux φ_s est égal à

$$\alpha_s = \arctg \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \quad (\text{II. 15})$$

II.6.2. Estimation du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants statorique mesurés, et qui peut se mettre sous la forme suivante

$$C_{em} = p(\varphi_{s\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{II. 16})$$

On peut remarquer dans cette équation que l'exactitude de cette dernière dépend de la qualité d'estimation du flux et de la précision de la mesure des courants statorique.

II.7. Élaboration du vecteur de commande

II.7.1. Correcteur de flux

Le but de cette correction est de conserver l'amplitude du flux statorique dans une bande et de maintenir ainsi l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire comme le montre la (figure II.6).

La sortie du vérificateur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\overline{\varphi_s}$, afin de sélectionner la vectrice tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne c_{flx} indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($c_{flx}=1$) ou diminuée ($c_{flx}=0$) de façon à maintenir :

$$|\varphi_{sref} - \varphi_s| \leq \Delta\varphi_s \text{ (II. 17)}$$

Avec : φ_{sref} : La consigne de flux.

$\Delta\varphi_s$: La largeur d'hystérésis du correcteur.

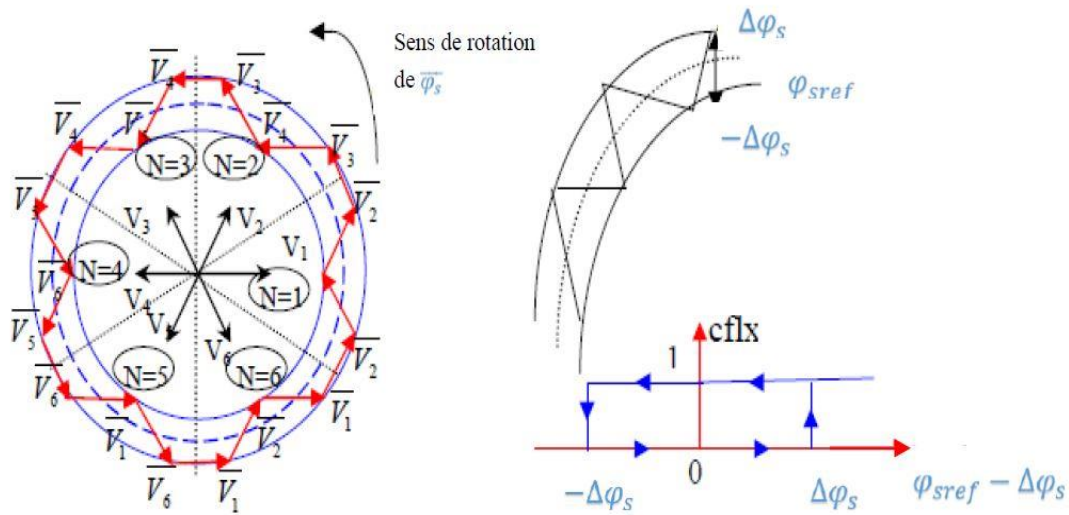


Figure II. 7: Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique

II.7.2. Correcteur de couple

L'examineur de couple a pour but de maintenir le couple dans sa bande d'hystérésis et d'imposer ainsi l'amplitude des ondulations du couple dans les limites :

$$|C_{ref} - C_{em}| \leq \Delta C \text{ (II. 18)}$$

Avec : C_{ref} la référence de couple

ΔC : La bande d'hystérésis du correcteur.

Mais une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine.

Deux solutions peuvent être envisagées

II.8. Le correcteur à trois niveaux :

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($ccpl=1$ pour une consigne positive et $ccpl=-1$ pour une consigne négative) ou diminuée ($ccpl=0$).

La figure II. 8 montre ce type de correcteur.

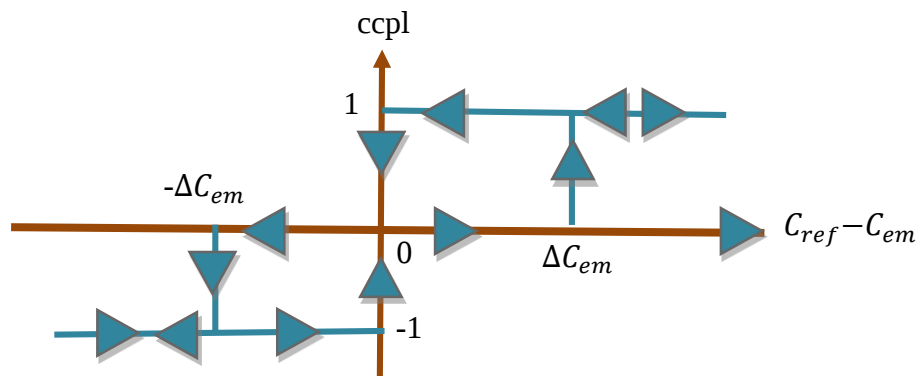


Figure II. 9:Correcteur de couple à trois niveaux

II.8.1. Le correcteur à deux niveaux :

Les esselés les vecteurs $\overline{V_{i+1}}$ et $\overline{V_{i+2}}$, peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux φ_s . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls.

Cependant ce correcteur est plus simple à ancrer. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones N_i , on s'aperçoit que pour chaque zone i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.

II.9. Élaboration de la table de commande

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables c_{flx} et $ccpl$, et de la zone i de position de φ_s . Elle se présente donc sous la forme suivante

<i>Flux</i>	<i>Couple</i>	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	<i>Corrector</i>
<i>cflx=0</i>	ccpl=1	V3	V4	V5	V6	V1	V2	<i>Deux niveaux</i>
	ccpl=0	V0	V7	V0	V7	V0	V7	
	ccpl=-1	V5	V6	V1	V2	V3	V4	<i>Trois niveaux</i>
<i>cflx=1</i>	ccpl=0	V2	V3	V4	V5	V6	V1	<i>Deux niveaux</i>
	ccpl=1	V7	V0	V7	V0	V7	V0	
	ccpl=-1	V6	V1	V2	V3	V4	V5	<i>Trois niveaux</i>

Table II- 2:Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec les vecteurs tension non nuls.).

<i>Flux</i>	<i>Couple</i>	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	<i>Correcteur</i>
<i>cflx=0</i>	ccpl=1	V3	V4	V5	V6	V1	V2	<i>Deux niveaux</i>
	ccpl=0	V4	V5	V6	V1	V2	V3	
	ccpl=-1	V5	V6	V1	V2	V3	V4	<i>Trois niveaux</i>
<i>cflx=1</i>	ccpl=0	V2	V3	V4	V5	V6	V1	<i>Deux niveaux</i>
	ccpl=1	V1	V2	V3	V4	V5	V6	
	ccpl=-1	V6	V1	V2	V3	V4	V5	<i>Trois niveaux</i>

Table II- 3:Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec les vecteurs tension non nuls).

II.10. Conclusion

Le travail Apparaît dans ce chapitre montre la faisabilité de l'application de la technique de contrôle DTC sur une de la machine à double alimentation. Ce chapitre a permis d'étudier Principe de la commande DTC et Fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé et Contrôle de flux statorique et du couple électromagnétique et Choix du vecteur de tension et Estimateurs et Élaboration du vecteur de commande et Élaboration de la table de commande , le comportement du contrôle direct du couple de la machine asynchrone à double alimentation alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux.

Le contrôle direct du couple présente de nombreux avantages importants (simplicité, facilité d'installation, durabilité, haute dynamique, précision, ... etc.).

Chapitre *III*: Simulation
De La Commande Par DTC
De La MADA

III.1. Introduction

Dans ce chapitre on va présenter l'architecture générale de la commande directe du couple de Machine Asynchrone à Double Alimentation. Nous allons passer la commande développée ainsi que les différentes étapes suivies pour la valider par simulation. Structure générale de la simulation

Cette bout décrit la mise en œuvre, sous l'environnement Matlab/Simulink, de la stratégie de commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation MADA. Le circuit réalisé est constitué de 6 systèmes principaux :

-  Le Système Electromécanique.
-  Le Système de Puissance
-  Les tables de commutation.
-  Le système de calcul des flux de référence.
-  Le système de calcul des flux estimés.
-  Le système de commande.
-  Le système de calcul des angles de référence.

III.2. Structure générale du contrôle direct de couple

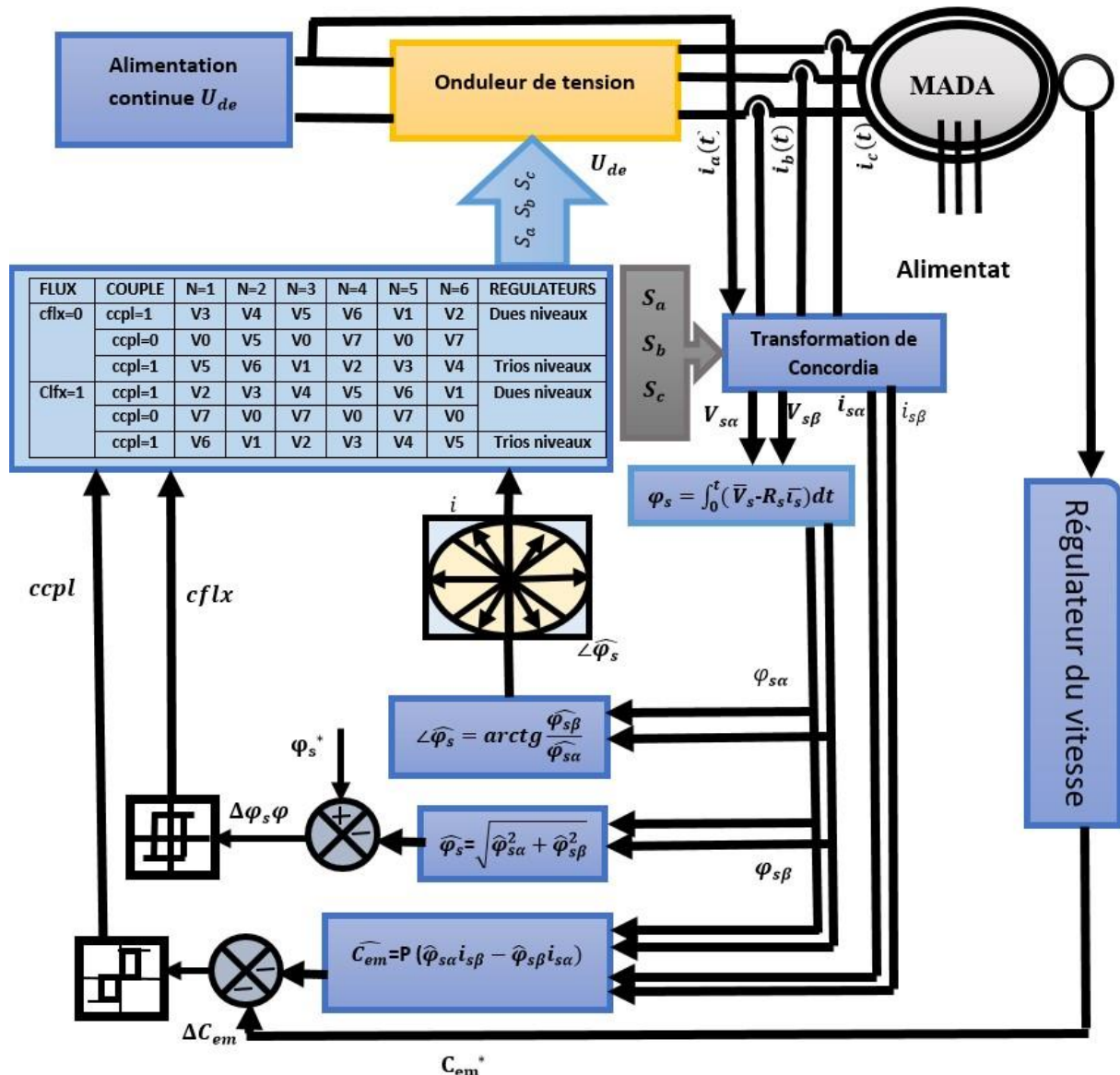


Figure III. 1: Structure générale de contrôle direct du couple

III.2.1. Résultats de simulation de la DTC de la MADA :

Dans cette section, nous présentons la simulation de la machine asynchrone à double alimentation avec la commande directe du couple.

Afin de déterminer et d'évaluer les performances de la commande mise en œuvre, une trajectoire de vitesse et de couple a été conçue. Cette dernière est définie comme étant la consigne de vitesse de notre machine.

III.2.2. Variation de vitesse et du couple de charge :

Temps(s)	0	1.5	3	4.5
Wref (rad.sec)	160	180	130	100

Table III- 1:Variation de vitesse

Temps(s)	1.5	2	3
Cr (N.m)	4	4.6	4.5

Table III- 2:Variation de couple de charge

III.2.3. Démarrage à vide :

✚ Résultats Démarrage à vide

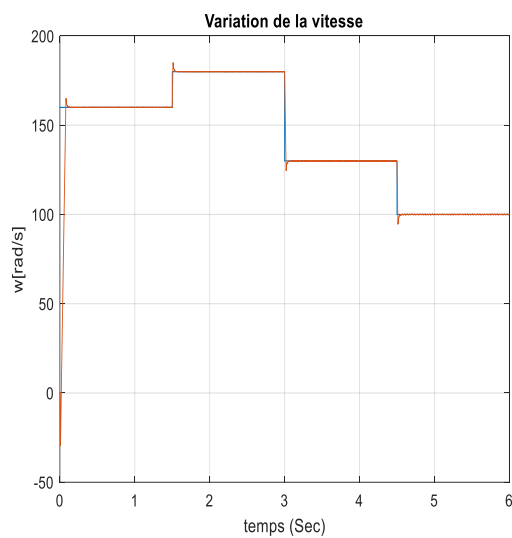


Figure III. 2:Vitesse de rotation

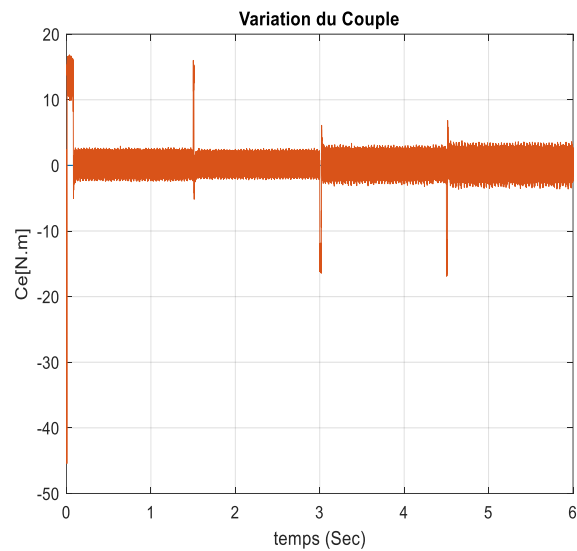


Figure III. 3:Couple électromagnétique

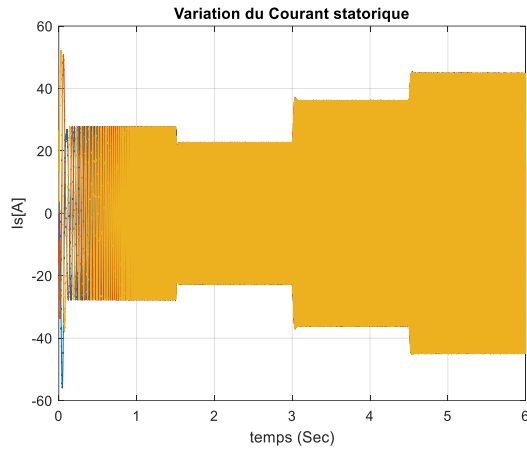


Figure III. 4: Courants statorique

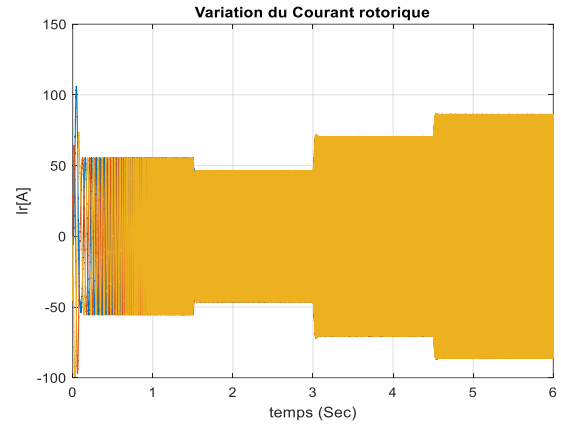


Figure III. 5: Courants rotorique.

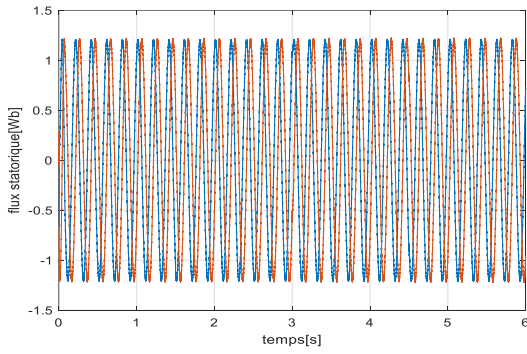


Figure III. 6: Flux statorique

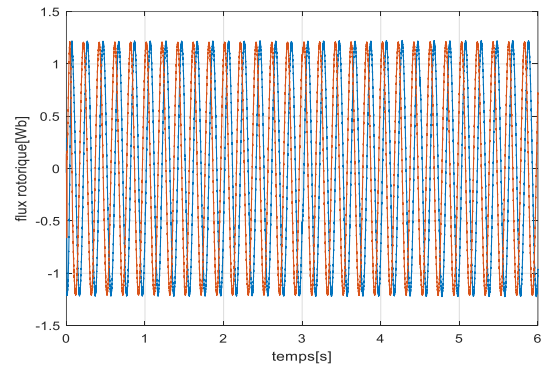
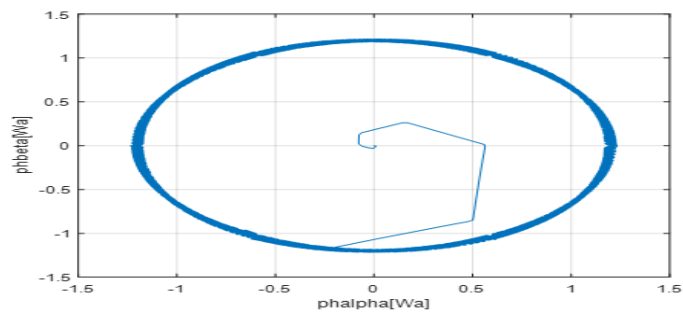


Figure III. 7: Flux rotorique.

Figure III. 8: Flux statorique (α ; β).

III.2.4. Interprétation des résultats :

Nous avons fait l'expérience dans le vide afin de montrer le changement de la vitesse de référence et son effet sur le couple, comme le montrent les résultats de la simulation où nous avons appliqué la vitesse instantanée. Où nous avons appliqué une vitesse de référence de 160 à l'instant 0, et des valeurs de (180; 130 ; 100) aux instants (1,5 ; 3 ; 4,5) respectivement. Et nous avons obtenu les résultats de la vitesse comme indiqué sur les Figure (III.10) et ces vitesses de référence ont un effet momentané sur le couple comme indiqué sur le Figure (III.9).

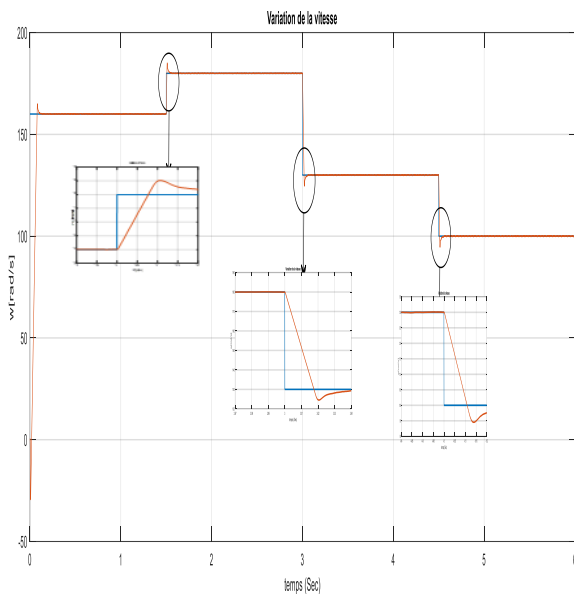


Figure III. 9: Vitesse de rotation

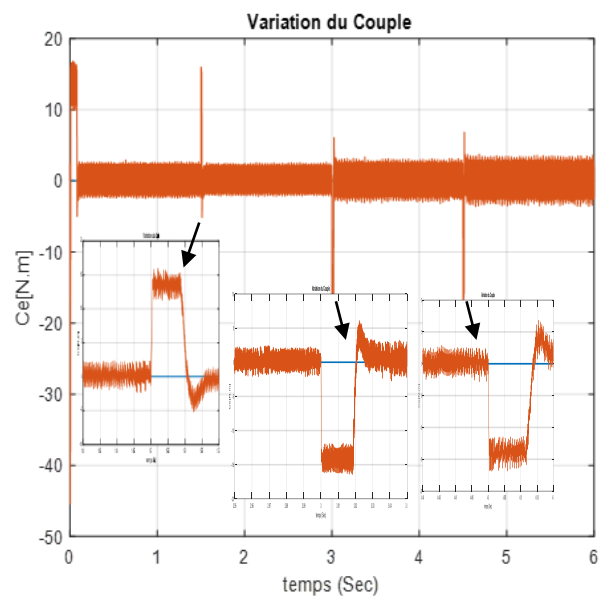


Figure III. 10: Couple électromagnétique

III.2.5. Démarrage à une charge :

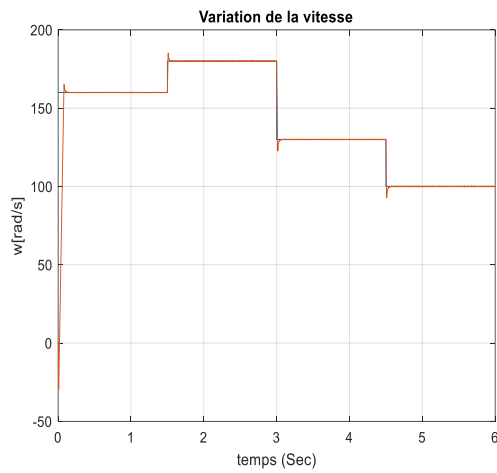


Figure III. 11: Vitesse de rotation

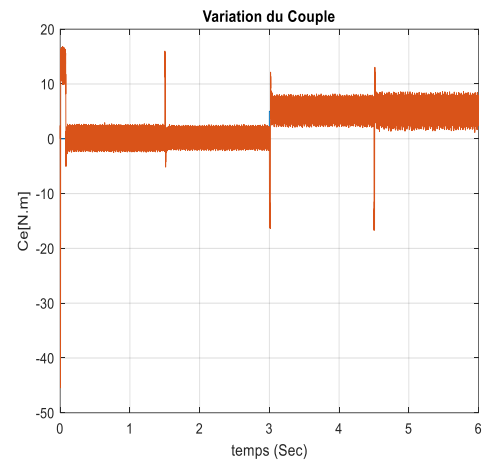


Figure III. 12: Couple électromagnétique

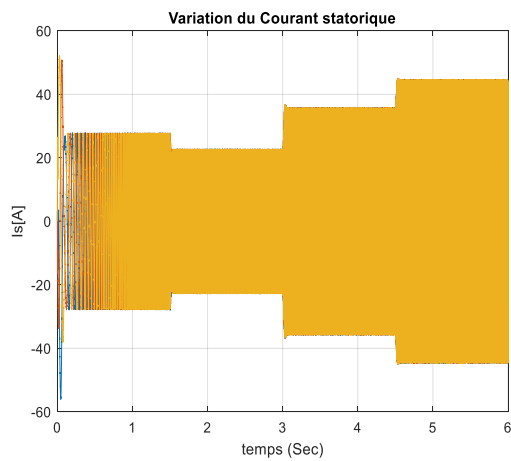


Figure III. 13: Courants statorique

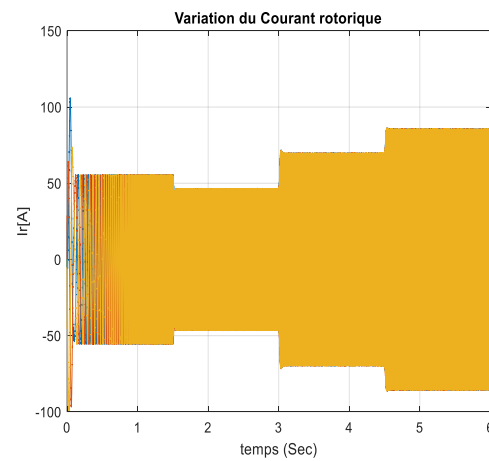


Figure III. 14: Courants rotorique.

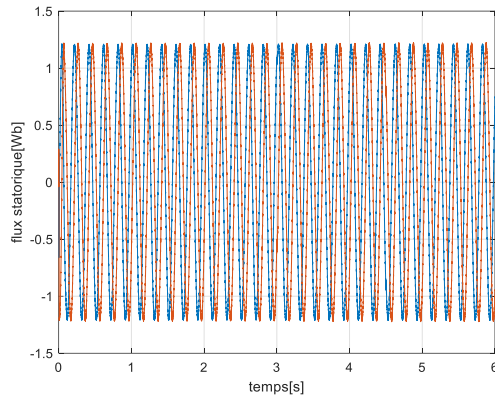


Figure III. 15: Flux statorique

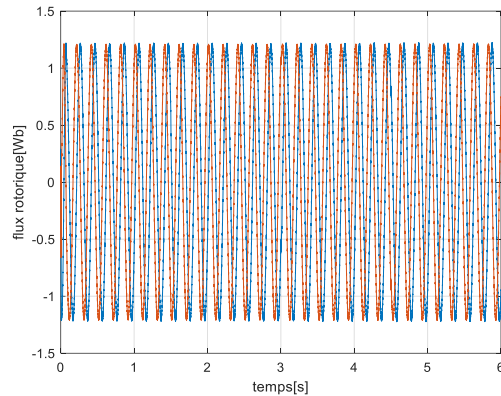


Figure III. 16: Flux rotorique.

III.2.6. Interprétation des résultats :

On constate d'après que la vitesse a une bonne dynamique, sans transcendance ni d'erreur statique et suit sa référence d'une manière acceptable. Après l'application du couple résistant d'une valeur de 130 N.m à $t=3\text{ s}$, comme le montre la figure (III.17) on remarque une très légère chute de vitesse qui revient par la suite à sa valeur de référence ; ceci est dû aux bonnes performances de la régulation de la vitesse. Lorsque le couple résistance est appliqué, le couple électromagnétique est affecté par son augmentation par rapport à la valeur initiale comme indiqué dans la figure (III.18).

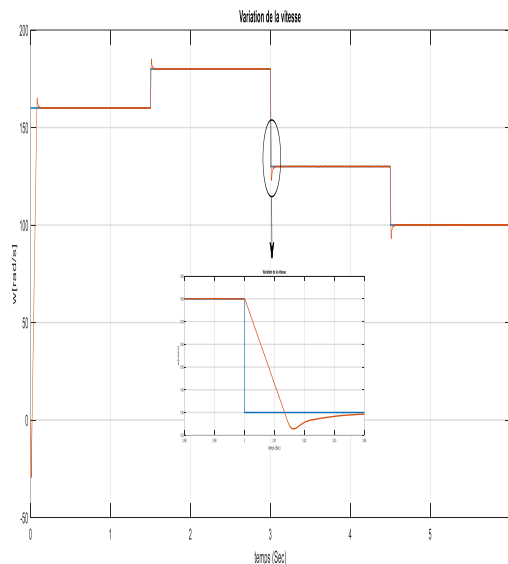


Figure III. 17: Vitesse de rotation

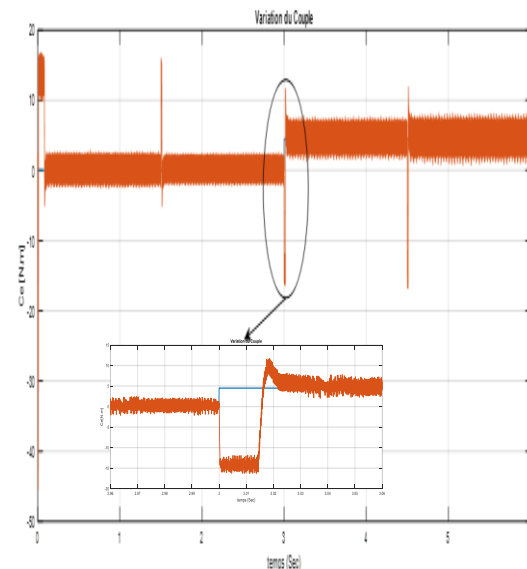


Figure III. 18: Couple électromagnétique.

III.2.7. Démarrage à trois charges :

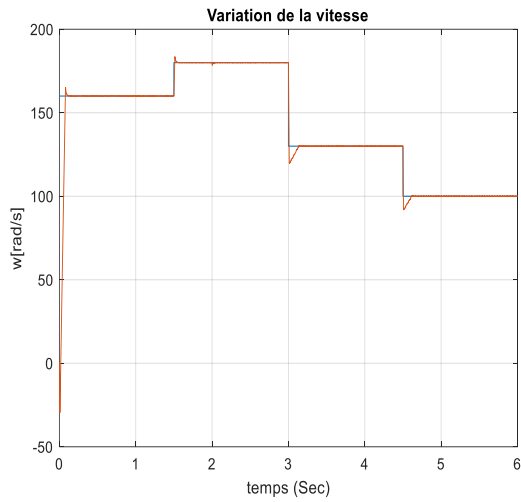


Figure III. 19: Vitesse de rotation

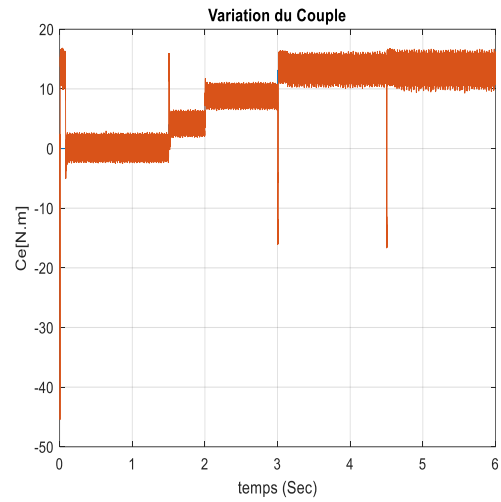


Figure III. 20: Couple électromagnétique.

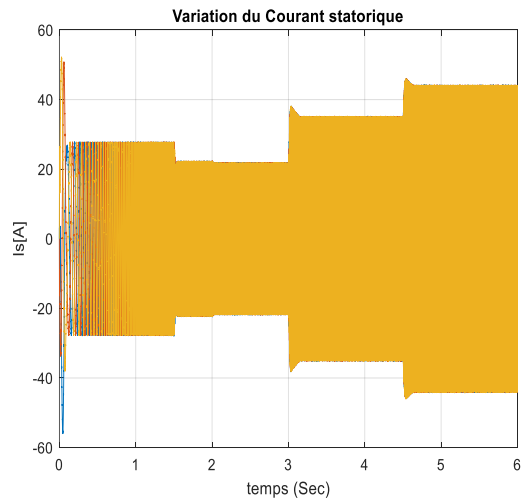


Figure III. 21: Courants statorique

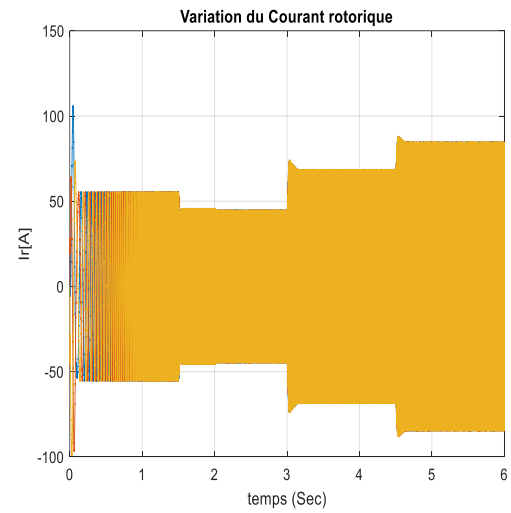


Figure III. 22: Courants rotorique.

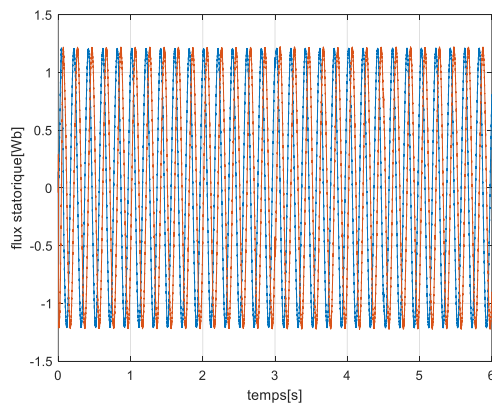


Figure III. 23: Flux statorique

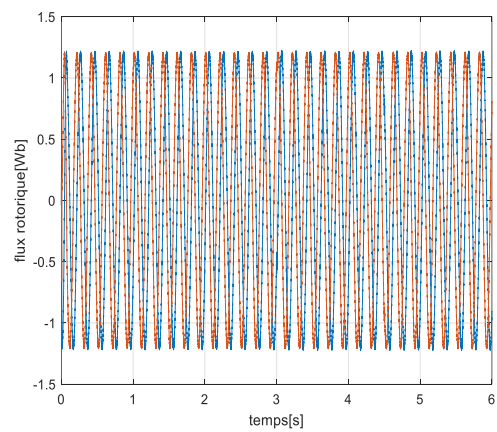
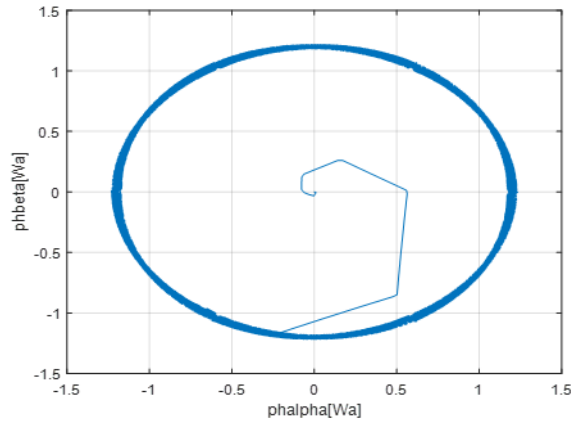


Figure III. 24: Flux rotorique

Figure III. 25:Flux statorique (α ; β).

III.2.8. Interprétation des résultats :

On constate d'après que la vitesse a une bonne dynamique, sans transcendance ni d'erreur statique et suit sa référence d'une manière acceptable. Après l'application du couple résistant d'une valeur de ((4 N.m à et 4.6 et 4.5) ($t=1.5$ s et 2 et 3), comme le montre la figure(III.26) on remarque une très légère chute de vitesse qui revient par la suite à sa valeur de référence ; ceci est dû aux bonnes performances de la régulation de la vitesse. Lorsque le couple résistance est appliqué, le couple électromagnétique est affecté par son augmentation par rapport à la valeur initiale comme indiqué dans la figure (III.27).

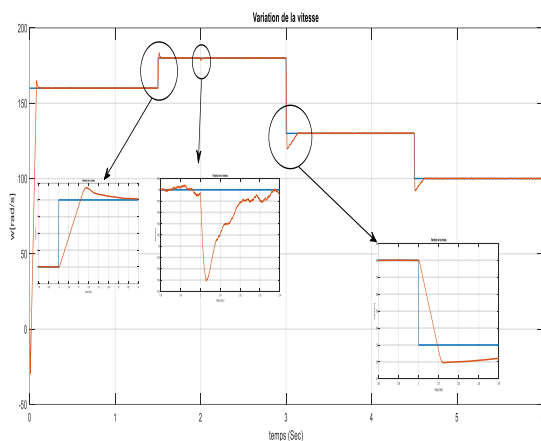


Figure III. 26:Vitesse de rotation

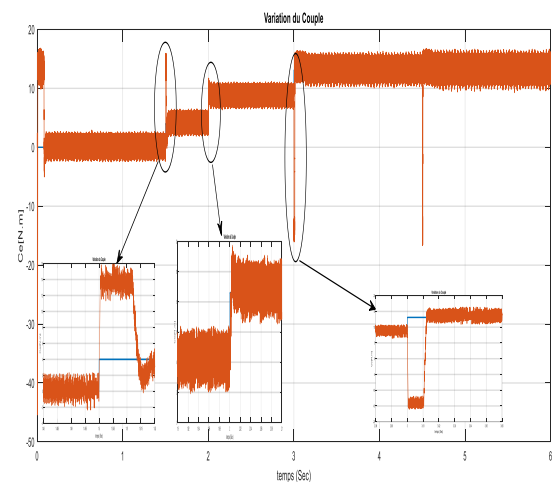


Figure III. 27:Couple électromagnétique

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure de notre système d'étude. Nous avons détaillé la commande développée ainsi que les différentes étapes suivies pour la valider par simulation.

Les résultats ainsi trouvés illustrent bien le bon fonctionnement de notre commande développée. L'utilisation du logiciel de simulation MATLAB/Simulink nous a permis de modéliser le plus fidèlement possible notre système. Globalement, les résultats de simulation obtenus sont très satisfaisants du point de vue régulation, robustesse et stabilité du système d'entraînement dans n'importe quelle condition de fonctionnement (vide, charge, inversement de sens de rotation).

Conclusion générale

Conclusion générale

La machine asynchrone à double alimentation est un système non linéaire, pluri variable, soumis à des variations paramétriques et à des perturbations inconnues. Ensuite avoir donné un aperçu sur de la MADA, nous avons mis l'accent sur la modélisation de cette dernière avant de présenter son modèle dynamique en vue de sa commande. Par la suite, nous avons exposé le principe de la commande directe du couple.

L'étude réalisée dans ce accouchement concerne la commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone à double alimentation en guise de solution aux problèmes rencontrés dans la stratégie de commande vectorielle par orientation de flux. La DTC est fortin contre les variations paramétriques de la machine et ne nécessite pas de capteur de position. De plus, elle offre un certain nombre d'avantages considérables par rapport aux autres types de commande. A partir de cette reportage et des résultats de simulation obtenus, on peut tirer les conclusions suivantes qu'on a jugées d'un intérêt de premier plan

Absolution au développement dans la commande électrique et l'apparition de diverses structures des convertisseurs de l'électronique de puissance permettant, à présent, de disposer de sources d'alimentation à fréquence variable, de la MADA présente une solution idéale pour les entraînements à grandes puissances

L'étude des machines électriques en général, et de la MADA en particulier, nécessite une bonne modélisation mathématique décrivant l'ensemble de la machine et le système à entraîner. Cela permet de prévoir les performances dynamiques et statiques de ses entraînements. La technique de la commande DTC appliquée à la MADA peut maitriser la difficulté de son réglage. Elle permet d'affirmer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique et améliore la dynamique de la vitesse

Finalement, ce travail est un prolongement des études réalisées sur la MADA et a besoin d'une continuation dans plusieurs directions

ANNEXES

Paramètres de la machine asynchrone à double alimentation "MADA"

PUISSANCE NOMINAL : $P_n = 0.8 \text{ kw}$

TENSION STATORIQUE NOMINLE : $V_n = 220 \text{ volts}$

TENSION ROTORIQUE NOMINALE : $V_r = 15 \text{ volts}$

TENSION ROTORIQUE NOMINALE : $P = 2$

RESISTANCE STATORIQUE : $R_s = 11.98 \Omega$

RESISTANCE ROTORIQUE : $R_r = 0.904 \Omega$

INDUCTANCE STATORIQUE : $L_s = 0.0414 \text{ H}$

INDUCTANCE ROTORIQUE : $L_r = 0.0556 \text{ H}$

INDUCTANCE MUTUELLE : $M = 0.0126 \text{ H}$

MOMENT D'INERTIE : $J = 0.01 \text{ kg.m}^2$

COEFFICIENT DE FROTTEMENT : $f = 0.0001$

LA VITESSE NOMINALE : $N = 1420 \text{ tr/min}$

FREQUENCE NOMINALE: $f = 50 \text{ Hz}$

Bibliography

- [1] L. Benalia, «Commande En Tension Des Moteurs A Induction Double Aliments,» These De Doctorat En Science En Electrotechnique, Universite De Batna, , Algerie, 2010.
- [2] Y. Elbia, «Commande Floue Optimisee D'une Machine Asynchrone A Double Alimentation Et A Flux Oriente,» Memoire De Magistere En Electrotechnique, Universite De Batna, , Algerie,, 2009.
- [3] Arezki Chibah Et Madjid Meziani, «Commande Directe Du Couple (Dtc) D'un Moteur Asynchrone A Double Alimentation.,» Universite De Mouloud Mammeri De Tizi Ouzou, Algria, 2013.
- [4] Z. A, *Contribution A La Commande De La Machine Asynchrone A Double Alimentation (Mada) Par Les Techniques Intelligentes*, These De Doctorat, Universite De M'sila, 2017.
- [5] Toumiat Kaisse Et Zanat Abdelmounaim, «Commande Hybride Vectorielle Floue De La Machine Asynchrone A Double Alimentation,» Memoire De Master universite Mohamed Boudiaf - M'sila, 2021.
- [6] D. Abdelhakim, «Controle Des Puissances Active Et Reactive Dela Machine A Double Alimentation (Dfim),» These Doctorat L'universite De Batna, 2010.
- [7] Bestani Mahieddine Et Mr. Dermouche Said, «Identification Des Parametres D'UNE Machine Asynchrone A Double Alimentation,» Memoire De Master Universite Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 2016.
- [8] Paweł Maciejewski Et Grzegorz Iwański, «Six-Phase Doubly Fed Induction Machine-Based Standalone Dc Voltage Generator,» *Bulletin Of The Polish Academy Of Sciences*, Vol. 69, P. 10, 2021.
- [9] Ion Boldea, Life Fellow Et Ieee, «Electric Generators And Motors: An Overview,» *Ces Transactions On Electrical Machines And Systems*, Vol. 1, P. 1, 2017.

- [10] Said Azzouz, «Amelioration De La Commande D'un Systeme Eolien A Base D'une Machine Mada Utilisant Les Techniques Intelligentes,» These Doctorat Universite Mohamed Boudiaf - M'SILA, 2019.
- [11] E. Youcef, «Commande Floue Optimisee D'une Machine Asynchrone A Double Alimentation Et A Flux Oriente,» Memoire De Magister Universite El-Hadj Lakhdar-Batna, 2009.
- [12] A. Chaiba, «Commande De La Machine Asynchrone A Double Alimentation Par Des Techniques De L'intelligence Artificielle,» These Doctora T L'universite De Batna, 2010.
- [13] G. Salloum, «Contribution A La Commande Robuste De La Machine Asynchrone A Double Alimentation,» *These Preparee Au Laboratoire Plasma Et Conversion D'energie De L'enseiht Unite Mixte De Recherche No 5213 Au Cnrs*, Vol. 228, P. 2457, 2017.
- [14] Y. Bekakra, «These Presentee En Vue De L'obtention Du Diplome De Doctorat En Sciences Contribution A L'etude Et A La Commande Robuste D'un Aerogenerateur Asynchrone A Double Alimentation,» These Doctoratuniversite Mohamed Khider – Biskra, 2014.
- [15] «Commande Vectorielle D'une Machine Asynchrone A Double Alimentation(Mada),» Memoire Master Universite Echahid Hamma Lakhdar D'el-Oued, 2020.
- [16] M. Moussa Et Mlle. Kourdaci Hadjer, «Commandes Hybrides De La Machine Asynchrone A Double Alimentation Destinee Aux Systemes De Conversion D'energie Eolienne,» Memoire Master Universite Djillali Liabes De Sidi-Bel-Abbes, 2019.
- [17] Mitsutoshi Yamamoto Et Osamu Motoyoshi, «Active And Reactive Power Control For Doubly-Fed Wound Rotor Induction Generator,» *Ieee Transactions On Power Electronics* , Vol. 6, P. 4, 1991.

- [18] B. Youcef, «Etude Et Commande Du Moteur Asynchrone A Double Alimentation (Mada) Par Differentes Techniques Avancees,» Memoire Magister Universitaire D'el-Oued, 2010.
- [19] R. Abdessemed, Modelisation Et Simulation Des Machines Electriques, 2014.
- [20] S. Abderezak, «Contribution A La Commande Hybride :Mode Glissant - Floue De La Machine A Induction Double Alimentee,» Thèse Doctorat 3EME Universite Batna 2, 2021.
- [21] Z. M. Yazid, «Contribution A La Commande D'UN Mada. Apport Des Techniques De L'intelligence Artificielle.,» These Doctorat Universite Batna 2, 2019.
- [22] A. Boyette, «Controle-Commande D'UN Generateur Asynchrone A Double Alimentation Avec Systeme De Stockage Pour La Production Eolienne,» These De Doctorat De L'universite Henri, Fr, 2006.
- [23] Brakhlia Tariq Et Laizi Abderraouf, «Commandes En Tension D'un Moteur Asynchrone A Double Alimentation (Mada),» Memoire De Master Universite Mohamed Boudiaf - M'sila, 2019.
- [24] R. Riyadh, «Controle Des Puissances Generees Par Un Systeme Eolien A Vitesse Variable Base Sur Une Machine Asynchrone Double Alimentee,» These Doctorat L'Universi T Ebatna 2, 2016.
- [25] A. S. A. E. Mahdi, «Commande En Vitesse Par Mode Glissant D'une Machine Asynchrone A Double Alimentation,» Memoire Magister Universite Djillali Liabes De Sidi-Bel-Abbes, 2010.
- [26] H. Amimeur, «Contribution A La Commande D'UNE Machine Asynchrone Double Etoile,» These De Doctorat De L'universite De Bejaia, 2017.
- [27] Bin-Jun Cai^{1,2} Et Xiao-Hong Nian¹, «A Novel Mc-Dtc Method For Induction Motor Based On Fuzzy-Neural Network Space Vector Modulation,» *Journal Of Software*, Vol. 7, P. 5, 2012.

- [28] F. Zidani, «La Commande Directe Du Couple De La Mada,» Memoire Master Universite Batna 2, Algria, 2020.
- [29] S. Tamalouzet, « Contribution A L'étude, Conception Et La Commande Des Convertisseurs Electromagnetiques Double Alimentes,» These De Doctorat De L'universitE De Bejaia, 2017.
- [30] Y.Djerir, «Commande Directe Du Couple Et Des Puissances D'une Mada Associee A Un Systeme Eolien Par Les Techniques De L'intelligence Artificielle,» These De Doctorat En Electrotechnique, Universite Djilali .