

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la
Recherche Scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE MECANIQUE

Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Electromécanique

Spécialité : Electromécanique

Thème

***Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone à
double alimentation (MADA)***

Devant le jury composé de:

MAHMOUDI ABDELKADER Président
LARGOT SOULEF Examineur
MESSAOUD ZBEDI Examineur
Mr.TOUATI BRAHIM AMMAR Encadreur

Présenté par :

• HECHIFA Lakhdar
• SOUFIA Taqi Eldine
• LETOUFA Abd Elmouiz

2021/2022

Dédicaces

الحمد لله الذي وفقنا لهذا ولم نكن لنصل اليه لو لا فضل الله علينا

أما بعد فالى من نزلت في حقهم الآيتين الكريمتين

أهدي هذا العمل المتواضع لأمي وأبي العزيزين حفظها الله لي اللذان

سهرنا وتعبا على تعليمي في إتمام هذا العمل من قريب أو من بعيد

وإلى كل أفراد اسرتي سندي في الدنيا ولا أحصى لهم فضل

إلى كل الأقارب

إلى كل الأصدقاء والأحباب من دون استثناء

وكل كلمات الثناء لا تستطيع ان تفيك حكما فكنتما الداعم الاول والمحفز

الاكبر رغم صعب موقفكما ، بارك الله فيك الاخ الفاضل "مومن" والشيخ

الكريم "علي" واسأل الله ان يبارك في علمكم وفي صحتكم وكان الله في

عونكم ويبيقيكم لوالديكم سالمين معافين .

إلى أساتذتي الكرام وكل رفقاء الدراسة .

وفي الأخير ارجو من الله ان يجعل عملي هذا نفعا يستفيد منه جميع طلبة

العلم .

Dédicaces

أهدي هذا العمل المتواضع
لأمي الغالية بكل حبي.
إلى والدي العزيز بكل امتناني.
لأخي وأخواتي.
إلى أعمامي وخالاتي.
لأبناء عمي.
لجميع أفراد عائلة سوفية.
جميع أصدقائي.
لجميع المعلمين في قسم الهندسة الميكانيكية.
خلال ترقيتي لدرجة الماجستير.
لجميع دفعة 2022.

Dédicaces

لأمي العزيزة الزهرة على تضحياتها منذ أن ولدتني.
إلى والدي العزيز: ابراهيم ، الذي دعمني دائمًا وساعدني في مواجهة
الصعوبات. لجميع الذين عملوا لأكرمهم.
إلى إخواني الأعزاء وإلى إخوانتي.
إلى عماتي وأعمامي.
لجميع عائلة لطوفه ؛ لجميع أصدقائي.
لجميع المعلمين في قسم الهندسة الميكانيكية .
لترقيتي إلى Master Electromechanics و لجميع الطلاب.

Sommaire

Sommaire

Sommaire

Liste Des Figures.....	I
Liste des Symboles.....	III
Introduction générale.....	1
Chapitre I : Etude de la machine asynchrone double alimentation.	
I.1.Introduction:.....	3
I.2.Etat de l'art de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)	3
I.3. Description de la Machine Asynchrone à Double Alimentation.....	3
I.4.1. Structure de la MADA :.....	4
I.4.1.1. MADA à rotor bobiné.....	4
I.4.2.1. MADA sans balais.....	5
I.4.2.2. MADA en cascade.....	5
I.5.Classification des machines à double alimentation.....	6
I.6.Principe de fonctionnement de la MADA.....	7
I.7:Différentes stratégies de commande de la MADA:.....	8
I.7.1.Commande de la MADA par un seul convertisseur:.....	8
I.7.2;Commande de la MADA par deux onduleurs:.....	9
I.7.3:Commande de la MADA par un redresseur alimentant deux onduleurs en parallèle:.....	10
I.8.Avantages et inconvénients de la MADA:.....	10
I.8.1.Avantages de la MADA.....	10
I.8.2Inconvénients de la MADA:.....	11
I.9: Domaines d'application de la MADA:.....	11
I.10:CONCLUSION.....	13
Chapitre II Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation	
II.1.Introduction:.....	15
II.1.1:Hypothèses et conventions.....	15
II.2- Représentation de la machine asynchrone à double alimentation :.....	16
II.3- Les équations électriques de la machine :.....	16
II.4- Les équations magnétiques :.....	17
II.5- Le couple électromagnétique :.....	19

Sommaire

II.6- La transformation de Park :.....	20
II.6.1- Equations électriques dans le repère de Park.....	22
II.6.2-Equations magnétiques :.....	25
II.6.3-Expression du couple électromagnétique :.....	26
II.6.4-Equation mécanique :.....	26.
II.6.5-Choix du référentiel :.....	27.
II.6.5.1Référentiel lie au stator :.....	27
II.6.5.2Référentiel lie au rotor :.....	27
II.6.5.3Référentiel lie au champ tournant :.....	28
II.7 - Modèle de la MADA sous forme d'équation d'état :.....	28
II.8- Modélisation du système d'alimentation :.....	30
II.8.1- Modélisation du convertisseur alternatif – continu.....	32
II.8.1.1. Le redresseur.....	32
II.8.1.2. Le filtre passe bas.....	32
II.8.2- Modélisation du convertisseur continu – alternatif.....	34
II.9:Conclusion.....	39

Chapitre III :Commande Vectorielle de La MADA

III.1 Introduction :.....	41
III.2: Généralités de la commande.....	41
III.2.1: Généralités sur la commande du convoyeur :.....	41
III.2.2 But de la commande vectorielle.....	41
III.2.3 Principe de la commande vectorielle à flux orienté :.....	42
III.3. Variantes de la commande vectorielle.....	42
III.3.1: Possibilité d'orientation du flux.....	43
III.3.2: Choix de repère de référence.....	43
III.4: Méthodes de la Commande Vectorielle.....	46
III.4.1 Commande vectorielle directe.....	46
III.4.2: Commande vectorielle indirecte.....	47
III.5. STRUCTURE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE (CVD) :.....	47
III.5.1: Application de la commande vectorielle à la MADA.....	47
III.5.2: Bloc de defluxage :.....	48
III.5.3: Principe du découplage par compensation	49

Sommaire

III.5.4: Estimation du flux statorique :.....	50
III.5.5: Dimensionnement des régulateurs.....	50
III.5.5.1: Calcul des régulateurs :.....	51
III.5.5.1.1: Les régulateurs des courants rotoriques.....	51
III.5.5.1.1.1: Régulation du courant rotorique directe :.....	51
III.5.5.1.1.2: Régulation du courant rotorique quadrature	52
III.5.5.1.2: Régulation de vitesse par un régulateur IP :.....	54
III.5.5.1.3: Régulateur du flux statorique :.....	55
III.6. Conclusion.....	57
Chapitre IV: Simulation et interpretation de résultats	
IV.1. Introduction:.....	59
(IV.2) Simulation de la machine asynchrone à double alimentation :.....	59
IV.2.1 Simulation de La MADA :.....	60
IV.2.2: Résultats de Simulation de La MADA.....	61
IV.3: Simulation de la onduleur MLI.....	62
IV.3.1: Simulation et la commande MLI :.....	62
IV.3.2: Le schéma de principe est donné par la figure (IV.5).....	62
IV. 4.Simulation de l'association MADA avec onduleur à MLI.....	63
IV. 4.1:Résultats de simulation :.....	64
IV. 5 Résultats de Simulation avec Application de la Commande de la MADA	65
IV. 5.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation du couple de charge:.....	65
IV. 5.1.1 Résultats de simulation:.....	67
IV. 5.2 : Inversion du sens de rotation.....	67
IV. 5.2.1. Résultats de simulation:.....	69
IV.6. Conclusion.....	70
CONCLUSION GENERALE.....	72
BIBLIOGRAPHIE.....	
Annexe.....	
RESUME.....	

Liste Des Figures

Liste Des Figures

Figure(I.1):Représentation de la machine asynchrone à double alimentation.....	4
Figure.I.2. Schéma du rotor de la MADA à rotor bobiné.....	4
Figure.I.3. Structure de la MADA sans balais.....	5
Figure.I.4. Structure en cascade de deux machines asynchrones.....	6
Figure(I.5):Classification des machines à double alimentation.....	6
Figure: (I.6) MADA commandée par un seul convertisseur alimentant le rotor.....	8
Figure (I.7):MADA commandée par deux onduleurs alimentés à travers deux redresseurs.....	9
Figure (I.8):Commande de la MADA par deux onduleurs alimentés à travers un redresseur commun....	10
Figure II.1 : Représentation de la machine asynchrone à double alimentation.....	16
Figure II.2 :Représentation de la transformation dq de la machine.....	20
Figure II.3 : Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la machine asynchrone à double alimentation.....	31
Figure II.4 : Schéma détaillé des convertisseurs assurant l'alimentation de la machine asynchrone à double alimentation.....	31
Figure II.5 : Structure du redresseur triphasé.....	32
Figure II.6 : Structure du filtre LCpasse bas.....	33
Figure II.7 : Représentation de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	34
Figure III.1: Exemple du principe de la commande vectorielle (orientation du flux statorique).....	42
Figure III.2 :: Illustration de l'orientation du flux statorique.....	44
Figure III.3: Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique.....	47
Figure. (III.4) : Profil du flux statorique de consigne (défluxage).orienté du MADA.....	48
Figure III.5 :Schéma de régulation de courant $[i]_{dr}$	51
Figure III.6 : Schéma de régulation de couranti _{qr}	53
Figure (III.7) : Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP.....	54
Figure III.8 :Schéma de régulation du flux statorique.....	55
Figure (IV.1):Structure de simulation de la MADA.....	59
Figure (IV.2) : Schéma bloc de simulation de la MADA.....	60
Figure (IV.3) : Résultats de simulation de la MADA (rotor en court circuit).....	61

Liste Des Figures

Figure (IV.4):Schéma de simulation de la commande MLI.....	62
Figure. IV.5 :.Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle.....	63
Figure (IV.6) : Schéma bloc de simulation de la MADA avec onduleur à MLI (Deux onduleur du coté rotorique et onduleur du coté statorique).....	64
Figure (IV.7): Résultats de Simulation de La MADA avec onduleur à MLI.....	65
Figure (IV.8): Résultats de simulation de la Commande Vectorielle suivie d'une application.....	67
Figure (IV.9): Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation.....	68

Liste des tableaux

Tableau II.1: Établissement des expressions des tensions simples et composées.....	36.
Tableau: IV.1:Diffèrent niveaux du couple de charge par le temps.....	66

Liste des Symboles

Liste des Symboles

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

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

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).

σ : Coefficient de dispersion.

d : Indice de l'axe direct.

q : Indice de l'axe en quadrature.

o : Indice de l'axe homopolaire.

[A]: Matrice de Park.

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

θ_s : Position de stator (rad).

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

θ_r : Position électrique de rotor (rad).

ω_s : Pulsation statorique.

ω_r : Pulsation rotorique.

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

ω_m : vitesse angulaire de rotation du rotor.

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

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

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

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

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

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

f_p : fréquence de la porteuse (Hz).

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

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

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

Liste des Symboles

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

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

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

C_e : Couple électromagnétique (N.m).

C_r : Couple résistant (N.m).

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

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

p: Nombre de paires de pôles.

u_d : tension de bus continu (V).

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

T_r, T_s : Constante de temps statorique et rotorique.

K_i : Gain intégral.

K_p : Gain proportionnel.

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

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

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

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

τ_e : Constante de temps électrique.

τ : Constante de temps.

ξ : Constante d'amortissement.

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

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

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

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

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

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

Introduction générale

Introduction générale

La technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible.

Depuis les années soixante, avec l'apparition des premiers composants électroniques de puissance et la montée progressive de l'informatique, les systèmes de génération évoqués plus haut ont été progressivement remplacés par des convertisseurs statiques. Ces derniers étant de plus en plus élaborés avec des possibilités de contrôle de plus en plus sophistiqués assurent une maîtrise progressive de toutes machines électriques

Dans le domaine des entraînements de grandes puissances, il existe une solution nouvelle et originale, utilisant une machine alternative fonctionnant dans un mode un peut particulier. Il s'agit de la machine asynchrone double alimenté (MADA) , où le stator est alimenté par un réseau fixe et le rotor par alimentation variable qui peut être une source de tension ou une source de courant

Afin d'avoir une machine asynchrone à double alimentation dont les performances Similaire à la machine à courant continu, il faut assurer la séparation du flux et le couple électromagnétique. C'est l'idée de l'émergence de la technologie de contrôle Vecteur ou contrôle par sens d'écoulement

Le but de cette technique est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il existe un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle lié au couple (le courant d'induit), et d'appliquer la commande vectorielle à un rotor de moteur Double alimentation asynchrone (MADA) alimentée à travers le rotor par un transformateur Fix

Plusieurs technologies d'entraînement ont été développées pour des applications industrielles. Ces types conventionnels PI ou PID sont des technologies de contrôle linéaire et ont l'avantage d'un fonctionnement simple, d'une installation et d'un contrôle faciles

Notre thèse est composée de quatre chapitres, qui sont les suivants:

- Le premier chapitre présente une étude théorique et des généralisations sur la

Introduction générale

machine double asynchrone .

- Le deuxième chapitre concerne le modèle mathématique de la machine asynchrone à double alimentation MADA.
- Quant au troisième chapitre, il porte sur la commande vectorielle directe de la machine asynchrone à double alimentation ..
- Enfin, le quatrième chapitre est consacré à la simulation numérique ainsi qu'à la présentation et à l'interprétation des résultats et se divise en quatre parties:

1 - Simulation et interprétation de machines.

2 - Simulation de la onduleur MLI

3- Simulation et interprétation du Convertisseur et de la machine

4 - Simulation, analyse et interprétation du cvd de la mada

Nous finirons ce travail par une conclusion générale qui résumera l'ensemble des résultats obtenus, des recommandations et des suggestions sur les travaux futurs dans ce domaine de recherche.

Chapitre I : Etude de la machine asynchrone double alimentation

I.1. Introduction :

La machine asynchrone à double alimentation a fait l'objet des vastes recherches dans les laboratoires d'électrotechnique, et dans le but d'apporter un éclairage permettant à l'utilisateur de mieux connaître les étapes franchies qui ont marqué son évolution et les domaines où elle est utilisée.

L'objectif de ce chapitre est de mener une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant son principe de fonctionnement, les différentes stratégies de commande, ses avantages et inconvénients et évaluer les performances apportées par cette machine. [1]

I.2. Etat de l'art de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) :

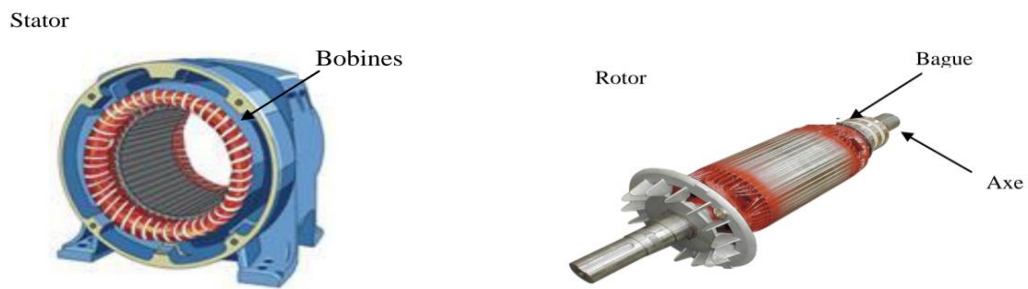
La littérature atteste du grand intérêt accordé à la machine asynchrone doublement alimentée. En tant que génératrice, dans le domaine des énergies renouvelables, la MADA présente bien des avantages : le convertisseur lié à l'armature rotorique pourra être, et sera, dimensionné au tiers de la puissance nominale du rotor, les pertes dans les semi-conducteurs sont faibles [2]. Pour les applications moteur, la littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la machine doublement alimentée pour diverses applications : en tant que génératrice pour les énergies renouvelables ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime [3].

I.3. Description de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

La première apparition de la machine asynchrone à double alimentation "doubly-fed induction machine (DFIM) ", date de l'année 1899, [4]; il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation[5]

La MADA est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures ; elle présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone ou synchrone). Son rotor 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 [6]

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



Figure(I.1): 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.3.1 Structure de la MADA

Selon la conception du rotor, plusieurs types de machines asynchrones à double alimentation ont été envisagés. On va décrire les plus utilisés dans l'industrie. [7]

I.3.1.1. MADA à rotor bobiné

La machine asynchrone à double alimentation à rotor bobiné est composée, comme toute machine à courant alternatif, d'un stator et d'un rotor. Le stator est identique à celui d'une machine asynchrone classique. Le rotor est constitué d'enroulements triphasés connectés en étoile dont les trois phases sont reliées à un système de contacts glissants.

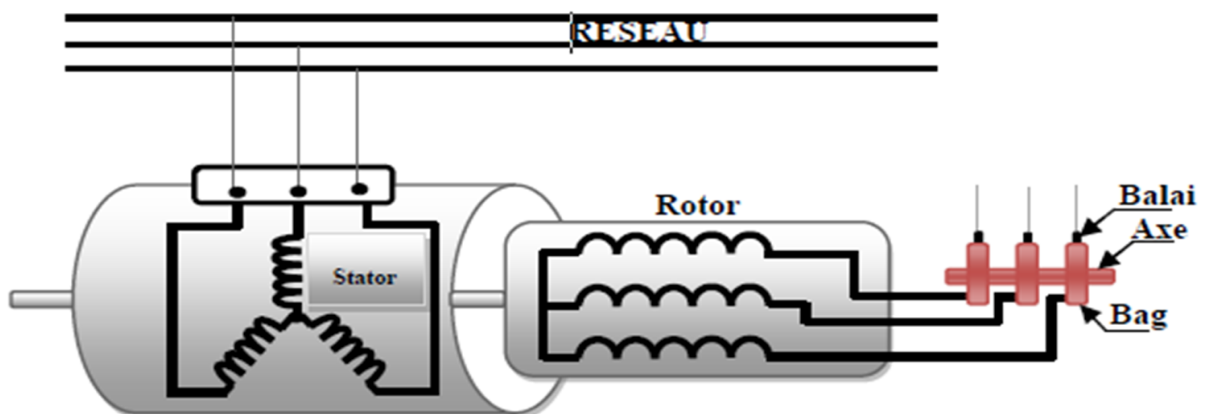


Fig.I.2. Schéma du rotor de la MADA à rotor bobiné

I.2.2.1. MADA sans balais

Cette machine est très proche à la précédente, sauf que cette fois ci les deux enroulements statoriques appartiennent à un circuit magnétique commun. Le rotor est commun et à cage d'écureuil.

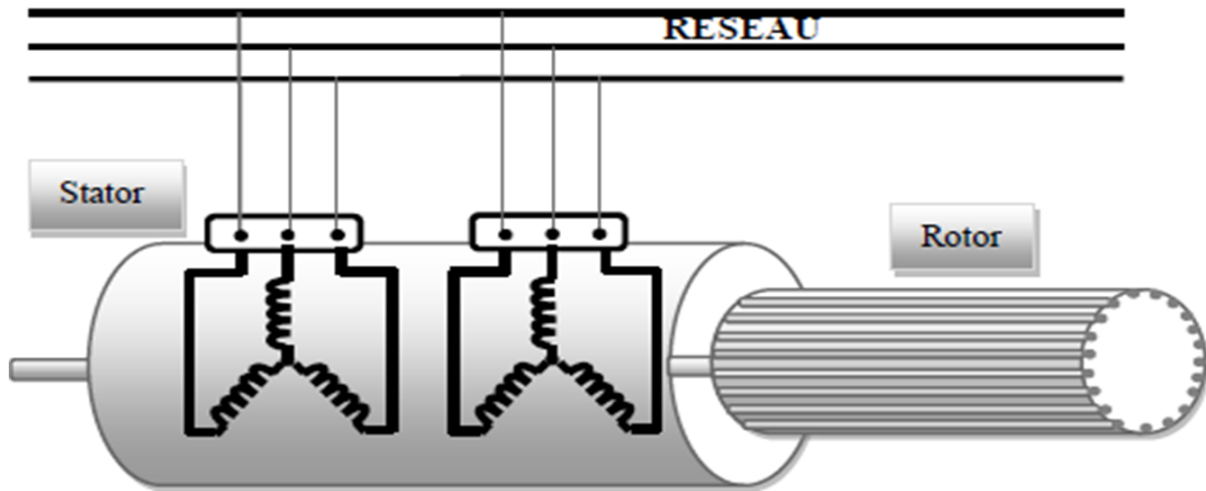


Fig.I.3. Structure de la MADA sans balais

Il existe d'autres types comme la MADA à réluctance qui utilise le principe d'un moteur à réluctance variable ainsi que la MADA "tandem" qui possède un rotor à cage et deux enroulements statoriques, l'un est fixe tandis que l'autre peut être tournant.

I.2.2.2. MADA en cascade

La structure de la MADA en cascade est définie par deux machines asynchrones dont les rotors sont couplés électriquement et mécaniquement. Cette structure permet d'avoir un système à double alimentation coté stator. Les enroulements statoriques sont reliés à deux sources de tension triphasées.

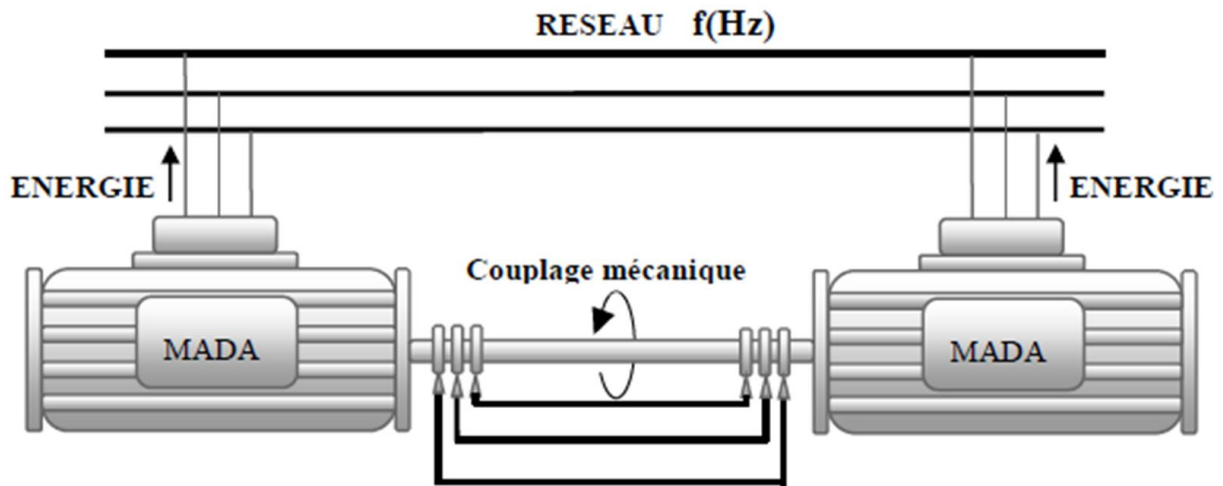
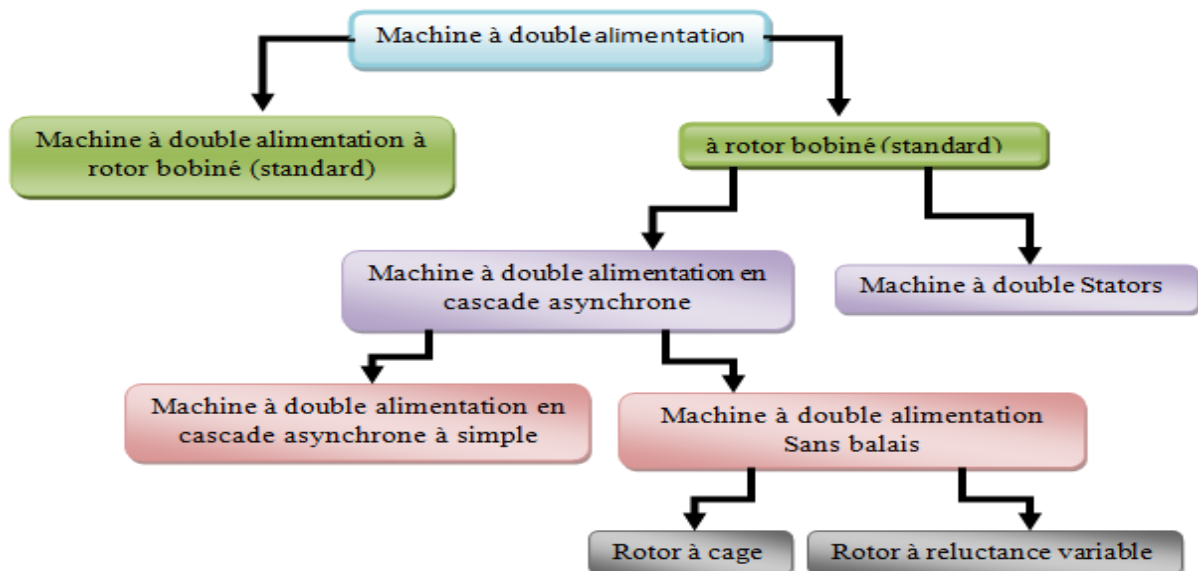


Fig.I.4. Structure en cascade de deux machines asynchrones

I.4. 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 machine à double alimentation 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 [8]



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

I.5. Principe de fonctionnement de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation que nous allons étudier est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné muni de bagues. Dans le cas où les nombres de pôles du stator et du rotor sont identiques, le rotor tourne à la vitesse de glissement (ω_{sr}) par rapport au stator:

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

avec:

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

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

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

avec:

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

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

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

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

Régime stationnaire : ($\omega_r = 0$; $g = 1$) , dans ce cas seul le stator est alimenté directement par le réseau avec une fréquence f_s . Par conséquent le rotor est le siège d'une f.é.m. induite mais, il n'y a pas de courant qui circule dans son circuit, donc aucun couple n'existe dans cette machine. Dans ces conditions, le rotor était bloqué et la MADA se comporte comme un transformateur

Régime hypo synchrone : ($\omega_r < \omega_r$; $g < 1$) , le glissement est positif, cela signifie que le champ tournant créé par les enroulements du rotor tourne dans le même sens que celui créé par les enroulements du stator. Dans ce cas, la fréquence f_r du rotor commence à décroître et plus la vitesse du rotor s'approche de celle du synchronisme, plus f_r tend vers 0. De même, la

tension induite dans le rotor décroît linéairement et prend une valeur très faible pour une vitesse du synchronisme.

Régime synchrone : ($\omega_r = \omega_s$; $g = 0$), lorsque la vitesse mécanique du rotor atteint la vitesse du synchronisme, la fréquence f_r du rotor s'annule. Dans ce cas, le rotor tourne avec la même vitesse que celle du flux statorique ; donc le rotor ne "voit" aucun mouvement relatif par rapport à ce dernier $\omega_{sr} = 0$, par conséquent il n'y a aucune tension induite dans les enroulements du rotor.

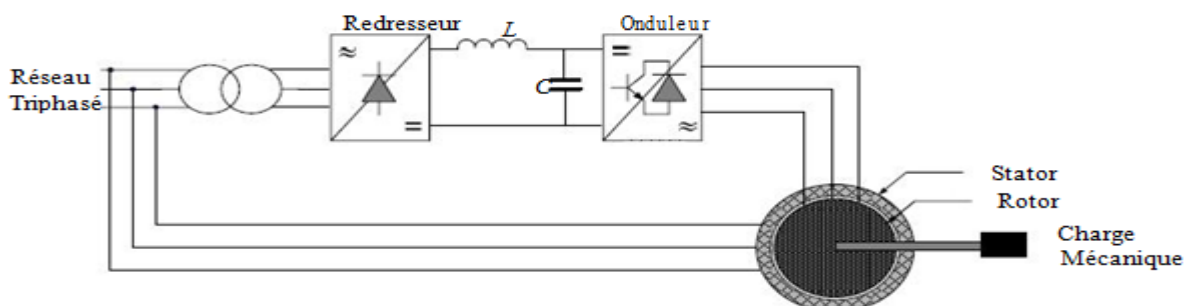
Régime hyper synchrone : ($\omega_r > \omega_s$; $g < 0$) , par davantage d'accélération, le flux rotorique rattrape le flux statorique et le glissement devient négatif, ce que signifie que l'ordre de succession de phase du rotor s'inverse. L'augmentation de la vitesse relative du rotor par rapport à celle du flux statorique mène à une augmentation de la tension induite du rotor [4].

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

La structure de la machine asynchrone à double alimentation 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. [9]

I.7. Commande de la MADA par un seul convertisseur :

Cette classe est dite 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.3) représente un schéma de principe de cette catégorie de MADA [8]. C'est la méthode la plus simple et la plus largement utilisée dans les applications industrielles, Sa structure est illustrée dans la figure suivante



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

Chapitre I : Etude de la machine asynchrone double alimentation

Dans cette structure de commande, la MADA est alimentée à son stator par le réseau, tandis que le rotor est alimenté à travers un système de conversion qui comporte un redresseur, un filtre et un onduleur. Cette structure est appelée aussi la cascade hypo-synchrone. Elle permet de contrôler la puissance active et réactive statorique à la fois en régime permanent et transitoire. La machine dans ce cas peut fonctionner en moteur ou générateur, mais l'application la plus répandue est son utilisation dans les systèmes de production d'énergie électrique tels que les systèmes éoliens et les systèmes hydrauliques [10]

I.7.1. Commande de la MADA par deux onduleurs :

Cette structure de commande consiste en une machine asynchrone double alimentation. Alimentée par deux onduleurs, l'un au stator et l'autre au rotor. Elle peut prendre deux formes équivalentes

- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs. Dans ce cas, c'est le réseau qui est la source de la connectivité 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 figure de la méthode de contrôle est illustrée dans la figure suivante [11]

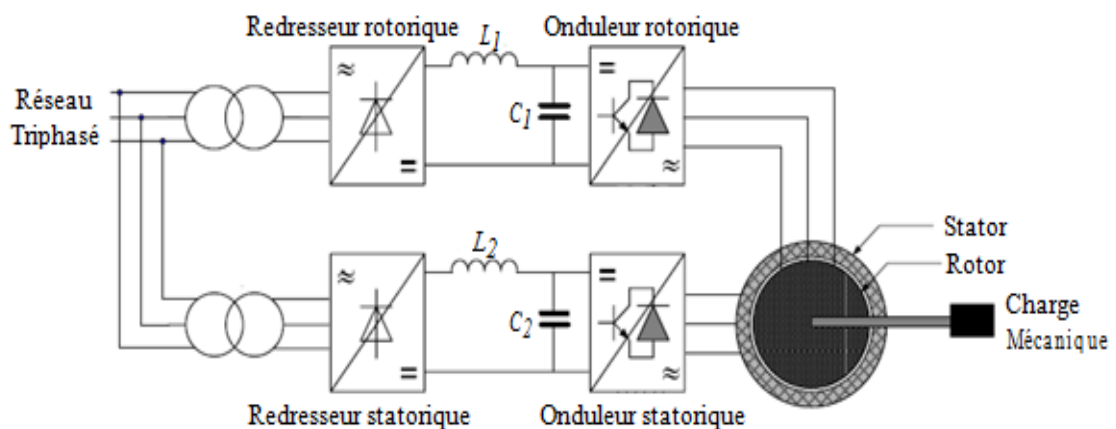


Figure I.4): MADA commandée par deux onduleurs alimentés à travers deux redresseurs.

Cette structure est évidemment la structure la plus générale du système. Les deux redresseurs ont une source d'alimentation commune qui est le réseau triphasé :

I.7.2. Commande de la MADA par un redresseur alimentant deux onduleurs en parallèle :

Sa structure est semblable à la précédente, sauf que les onduleurs sont alimentés par un seul redresseur. Cette structure est représentée par la figure suivante[11]

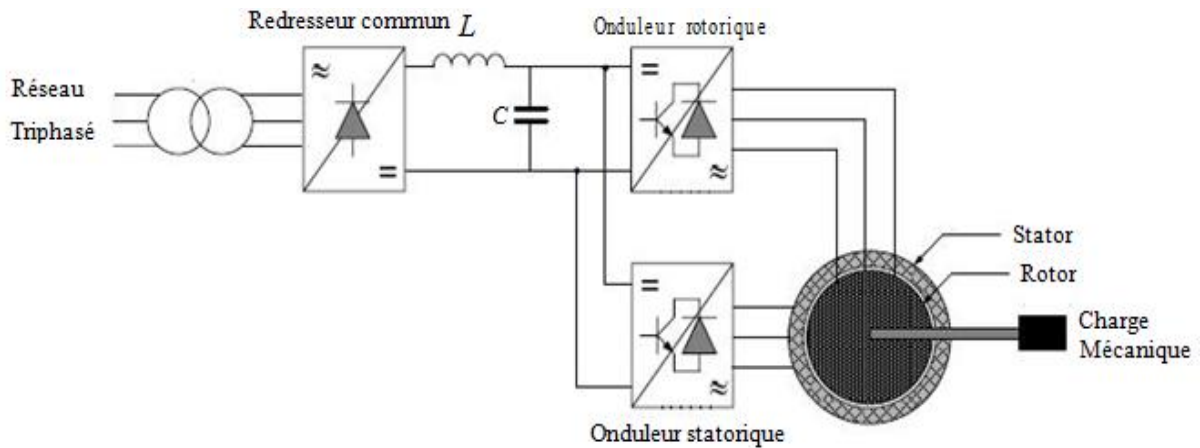


Figure (I.5): Commande de la MADA par deux onduleurs alimentés à travers un redresseur commun.

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

I.8:Avantages et inconvénients de la MADA:

Comme les autres machines, la MADA présente quelques avantages et inconvénients qui sont liés à plusieurs facteurs, sa structure, sa stratégie de commande et ses applications [9].

I.8.1;Avantages de la MADA

On peut citer quelques avantages de la MADA:

- L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance avec toutes les possibilités de récupération ou l'injection d'énergie dans les enroulements de la machine.
- La capacité de pouvoir augmenter la portée de changement de vitesse autour de la vitesse de synchronisme. De plus, l'application de la commande vectorielle associée à une technique de commande Sophistiqué permet d'obtenir un couple nominal sur une grande plage de vitesse.[12]

- Le circuit rotorique de la machine asynchrone double alimentation peut être piloté par un convertisseur de fréquence ayant une puissance relativement faible par rapport au stator. Ce convertisseur rotorique de haute commutation est utilisé pour réaliser de hautes performances dynamiques en termes de temps de réponse, Réduction des harmoniques et amélioration de la qualité[13]
- La mesure des courants au stator et rotor, contrairement à la machine à cage, Il donne une plus grande facilité et plus de précision pour contrôler le débit et le couple électromagnétique
- La MADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines(MCC,MAS,MS...) à grandes puissances.
- Un fonctionnement en régime dégradé, continue MADA de travailler si l'un des deux onduleurs tombe en panne, et rester souple que la machine à simple alimentation.
- La possibilité de fonctionner à couple constant au delà de la vitesse nominale

I.8.2:Inconvénients de la MADA:

Tout d'abord, la MADA est une machine asynchrone ; alors le premier inconvénient c'est la non linéarité de fonctionnement, ce qui implique la complexité de sa commande. En plus de ça, on peut citer les inconvénients suivants :

- Machine plus volumineuse que celle à cage, généralement elle est plus longue à causes des balais.
- Le coût total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage.
- Nous utilisons un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur). [14]

I.9: Domaines d'application de la MADA:

Actuellement la machine asynchrone à double alimentation occupe une large place dans les applications industrielles, grâce à ces nombreux avantages. En effet, la MADA est très utilisée

Chapitre I : Etude de la machine asynchrone double alimentation

en mode générateur dans les applications d'énergie renouvelable notamment dans les systèmes éoliens

De plus, le fonctionnement en générateur présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée telles que [9]

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

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 urbain ou propulsion maritime ;
- Et enfin l'application de levage, les ascenseurs, les monte-charges etc... .

On note que les applications de la MADA en moteur sont relativement très limitées, parmi celles-ci on trouve principalement, la traction électrique et les systèmes de pompage. [8]

I.10: CONCLUSION

Après avoir passé en revue l'état de l'art sur la MADA, on constate l'intérêt grandissant accordé par les divers auteurs à cette machine. Les différents articles sur la MADA montrent que les machines à courant alternatif sont en passe d'inaugurer une ère nouvelle dans le domaine des grandes puissances.

Ces études portent principalement sur son fonctionnement en génératrice, pour des applications éoliennes et hydroélectriques, ou sur son fonctionnement en moteur avec une grande variété de modes d'alimentation et de contrôle. La simplicité de sa commande et sa souplesse de reconfiguration lui ont associée le surnom d'une « Machine Généralisée ».

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

Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

II.1:Introduction

La modélisation de la machine asynchrone est généralement traitée par la méthode des deux axes qui utilise la théorie de l'espace vectoriel pour le passage d'un système triphasé réel à un système diphasé fictif. Pour certaines raisons, un certain nombre d'hypothèses simplificatrices (à définir et à respecter) peuvent être adoptées dans l'élaboration des modèles mathématiques, permettant d'une part une mise en équations particulièrement simples et d'autre part de pousser assez loin, parfois jusqu'à son terme, la résolution de certains problèmes par voie purement analytique [15].

L'objectif de ce chapitre est de mener une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant son principe de fonctionnement, les différentes stratégies de commande, ses avantages et inconvénients et évaluer les performances apportées par cette machine. On présentera aussi sa modélisation dans le repère de Park avec ses deux alimentations à fréquences variables, l'une alimente le stator et l'autre alimente le rotor et la modélisation du système d'alimentation de la MADA.

II.1.1:Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone à double alimentation (MADA), avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. De ce fait, la mise en équations nous impose certaines hypothèses simplificatrices, dans le but d'établir un modèle simple, qui sont [16] :

- la machine est de construction symétrique équilibrée, tant au rotor qu'au stator.
- On suppose que le circuit magnétique est parfaitement feuilleté au stator et au rotor (seuls les enroulements sont parcourus par des courants) et que la densité de courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires (absence d'effet pelliculaire).
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, condition nécessaire pour considérer les flux comme fonction linéaire des courants.
- Le phénomène d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- On considère que la force magnétomotrice créée par chacune des phases statoriques et rotoriques est à répartition sinusoïdale.

Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

- On ne tient compte que du premier harmonique d'espace de distribution de force magnétomotrice de chaque phase du stator et du rotor. L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligé, les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotoriques et statoriques.

II.2- Représentation de la machine asynchrone à double alimentation :

La machine asynchrone est représentée sur la figure (II.1) par ces six enroulements dans l'espace électrique.

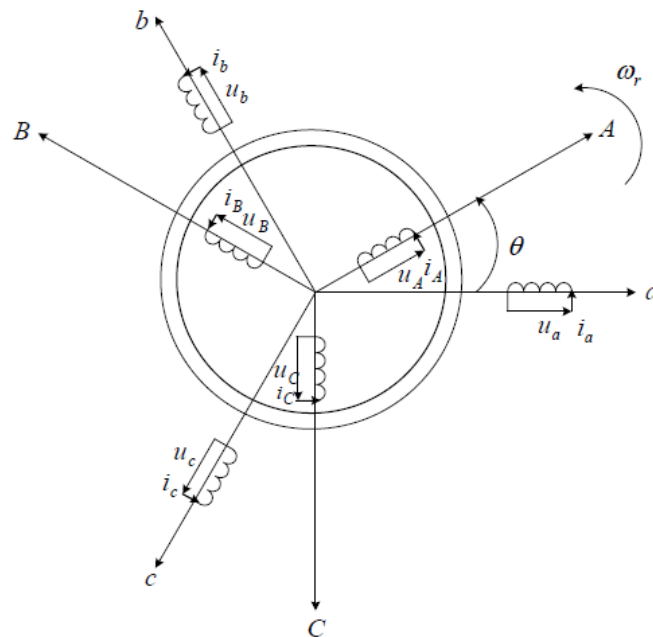


Figure II.1 : Représentation de la machine asynchrone à double alimentation

II.3- Les équations électriques de la machine :

En vertu de la loi de Faraday, nous pouvons écrire :

- pour les enroulements statoriques :

$$v_{as} = R_s i_{as} + \frac{d\phi_{as}}{dt} \quad , \quad v_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d\phi_{bs}}{dt} \quad , \quad v_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d\phi_{cs}}{dt} \quad (\text{II.1})$$

- pour les enroulements rotoriques :

$$v_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d\varphi_{ar}}{dt} \quad , \quad v_{br} = R_r i_{br} + \frac{d\varphi_{br}}{dt} \quad , \quad v_{cr} = R_s i_{cr} + \frac{d\varphi_{cr}}{dt} \quad (\text{II.2})$$

Ou sous forme matricielle :

$$\begin{aligned} \text{- Statorique :} \quad & \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \\ \text{- rotoriques :} \quad & \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

D'où les formes matricielles condensées :

$$\begin{aligned} \text{- Statorique :} \quad & [v_s] = R_s [i_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \\ \text{- rotoriques :} \quad & [v_r] = R_r [i_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \end{aligned} \quad (\text{II.4})$$

$[v_s] = [v_{as} v_{bs} v_{cs}]^T$: 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.

II.4- Les équations magnétiques :

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

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

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Ou sous forme condensée : $[\varphi_s] = [L_s][i_s] + [M_{sr}][i_r]$ (II.6)

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 :

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

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Ou sous forme condensée : $[\varphi_r] = [L_r][i_r] + [M_{rs}][i_s]$ (II.8)

Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

Pour laquelle ont défini :

$[L_r]$: 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 :

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T \quad (\text{II.9})$$

En remplaçant les équations (II.6) et (II.8) dans (II.4) on obtient les expressions matricielles suivantes :

$$\begin{cases} [V_s] = R_s [i_s] + [L_s] \frac{d[i_s]}{dt} + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] [i_r]) \\ [V_r] = R_r [i_r] + [L_r] \frac{d[i_r]}{dt} + \frac{d}{dt} ([M_{rs}] [i_s]) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

II.5- Le couple électromagnétique :

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

$$C_{em} = \frac{1}{2} [I]^T \left\{ \frac{d}{d\theta} [L] \right\} \cdot [I] \quad (\text{II.11})$$

Avec :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [L_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Et :

$$[i] = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs} \quad i_{ar} \quad i_{br} \quad i_{cr}]^T = \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Les matrices $[L_s]$ et $[L_r]$ ne contiennent que des termes constants lorsque l'angle θ varie,

cela permet de simplifier l'expression du couple :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [i_s]^T \left\{ \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] \right\} \cdot [i_r] \quad (\text{II.14})$$

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 :

$$C_{em} = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + C_r \quad (II.15)$$

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. [15]

II.6- La transformation de Park :

La transformation de Park est définie comme la substitution de trois enroulements immobiles, dont les axes magnétiques (a , b , c)sont décalés dans l'espace de 120° et alimentés par un système de courant triphasé, par deux enroulements orthogonaux(d , q) mobiles et alimentés par des courants constants. Dans les deux cas on aura un champ magnétique tournant [12]

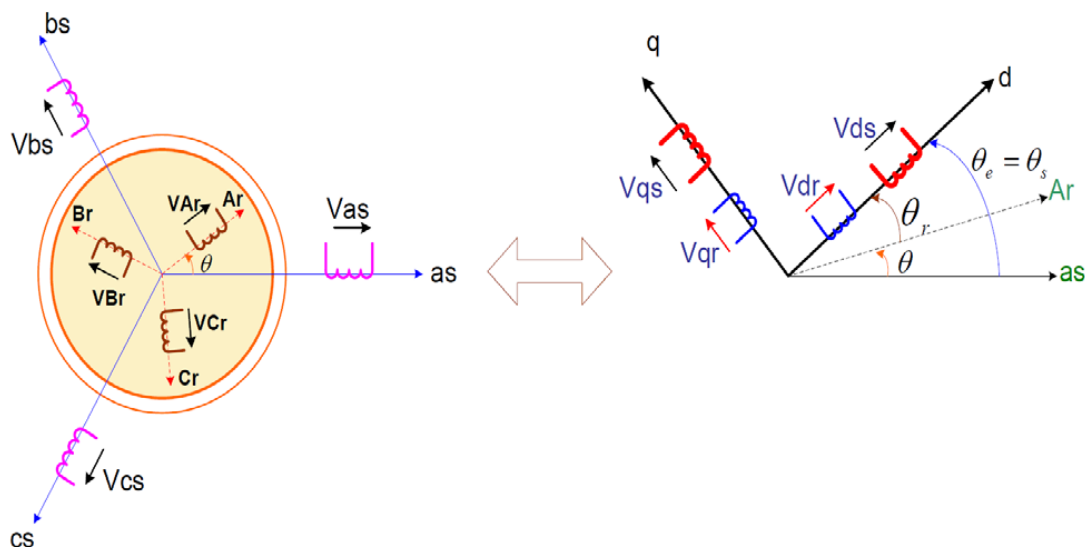


Figure II.2 : Représentation de la transformation dq de la machine

θ : est le déphasage entre les axes Oas et Oar

θ_s : est le déphasage entre les axes Od et Oas

θ_r : est le déphasage entre les axes Od et Oar

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

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

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

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

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

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = [A(\theta)] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{II. 16})$$

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

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [A(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad (\text{II. 17})$$

Où :

x_d : est la composante directe

x_q : est la composante quadratique

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

La matrice de transformation de Park est définie comme suite :

$$[A(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 18})$$

Et la transformation inverse de Park est donnée par :

$$[A(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 19})$$

II.6.1- 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 biphasé orthogonaux équivalents selon les axes (d-q) lié au champ tournant ainsi la composante homopolaire pour équilibrer le système transformé, c'est à dire :

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

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

$$[i_{dqo}] = [A(\theta)][i_{abc}] \quad (\text{II. 20})$$

$$[i_{abc}] = [A(\theta)]^{-1}[i_{dqo}] \quad (\text{II. 21})$$

Celle des tensions :

$$[v_{dqo}] = [A(\theta)][v_{abc}] \quad (\text{II. 22})$$

$$[v_{abc}] = [A(\theta)]^{-1}[v_{dqo}] \quad (\text{II. 23})$$

Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

La transformation des flux :

$$[\varphi_{dqo}] = [A(\theta)][\varphi_{abc}] \quad (\text{II. 24})$$

$$[\varphi_{abc}] = [A(\theta)]^{-1}[\varphi_{dqo}] \quad (\text{II. 25})$$

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

Au stator : Au rotor:

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

La transformation inverse de Park donne :

Au stator :

$$\begin{cases} [v_s] = [A(\theta_s)]^{-1}[v_{dqo}]_s \\ [i_s] = [A(\theta_s)]^{-1}[i_{dqo}]_s \\ [\varphi_s] = [A(\theta_s)]^{-1}[\varphi_{dqo}]_s \end{cases} \quad (\text{II. 26})$$

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

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

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

Au rotor:

$$\begin{cases} [v_r] = [A(\theta_r)]^{-1}[v_{dqo}]_r \\ [i_r] = [A(\theta_r)]^{-1}[i_{dqo}]_r \\ [\varphi_r] = [A(\theta_r)]^{-1}[\varphi_{dqo}]_r \end{cases} \quad (\text{II. 27})$$

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

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

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

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 :

$$[A(\theta_s)][v_s] = [A(\theta_s)]R_s[i_s] + [A(\theta_s)]\frac{d}{dt}[\varphi_s] \quad (\text{II. 28})$$

On obtient facilement :

$$[v_{dqo}]_s = [R_s][i_{dqo}]_s + \frac{d}{dt}[i_{dqo}]_s + [A(\theta_s)]\frac{d}{dt}[A(\theta_s)]^{-1} \cdot [\varphi_{dqo}]_s \quad (\text{II. 29})$$

On calcule séparément le terme :

$$[A(\theta_s)]\frac{d}{dt}[A(\theta_s)]^{-1} = \frac{d\theta_s}{dt}[A(\theta_s)]\frac{d}{d\theta_s}[A(\theta_s)]^{-1} = \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 30})$$

Finalement on abouti à :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} -\varphi_{sq} \\ \varphi_{sd} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 31})$$

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

$$[A(\theta_r)][v_r] = [A(\theta_r)]R_r[i_r] + [A(\theta_r)]\frac{d}{dt}[\varphi_r] \quad (\text{II. 32})$$

Après transformation, on aura :

$$[v_{dqo}]_r = [R_s][i_{dqo}]_r + \frac{d}{dt}[i_{dqo}]_r + [A(\theta_r)] \frac{d}{dt}[A(\theta_r)]^{-1} \cdot [\varphi_{dqo}]_r \quad (\text{II. 33})$$

On calcule aussi le terme suivant :

$$[A(\theta_r)] \frac{d}{dt}[A(\theta_r)]^{-1} = \frac{d\theta_r}{dt} [A(\theta_r)] \frac{d}{d\theta_r}[A(\theta_r)]^{-1} = \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 34})$$

Finalement on abouti a :

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \\ v_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} -\varphi_{rq} \\ \varphi_{rd} \\ 0 \end{bmatrix}$$

II.6.2-Equations magnétiques :

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

$$[A(\theta_s)][\varphi_s] = [A(\theta_s)][L_{ss}][i_s] + [A(\theta_s)][M_{sr}][A(\theta_r)]^{-1}[i_{dqo}]_r \quad (\text{II. 35})$$

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

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 36})$$

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

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

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

$$[A(\theta_r)][\varphi_r] = [A(\theta_r)][L_{rr}][i_r] + [A(\theta_r)][M_{sr}]^t[i_s] \quad (\text{II. 37})$$

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

$$\begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 38})$$

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

Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

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

En tenant compte des équations (II. 30) (II. 34) (II. 36) (II. 38) on peut écrire, les tensions et les flux magnétiques dans le repère de Park comme suit :

II.6.3-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 (\mathbf{d}, \mathbf{q}) équation devient :

$$C_e = \frac{pM}{L_s} (\varphi_{sq}i_{rd} - \varphi_{sd}i_{rq}) = pM \cdot (i_{rd}i_{sq} - i_{sd}i_{rq}) \quad (\text{II. 39})$$

p : Nombre de paire du pole.

L_s : Inductance propre statorique.

C_e : Couple électromagnétique.

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

II.6.4-Equation mécanique :

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

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \quad (\text{II. 40})$$

$\Omega = \frac{\omega_m}{p}$: 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 [17] .

II.6.5-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.

II.6.5.1: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 :[19]

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

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_m \phi_{qr} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_m \phi_{rd} \end{array} \right. \quad (\text{II. 41})$$

II.6.5.2: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 :

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

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_m \phi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_m \phi_{ds} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{II. 42})$$

II.6.5.3:Référentiel lie au champ tournant :

Ce référentiel est souvent utilisé dans le cas où la fréquence d'alimentation est constante.

Ce qui justifie sa large utilisation dans le domaine de la commande des machines asynchrones.

Il est caractérisé par :

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

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \varphi_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II. 43})$$

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. [18]

II.7 - 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 :

$$\begin{cases} \dot{X} = \frac{dX}{dt} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{II. 44})$$

Avec :

X : Vecteur d'état.

Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

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

$$\begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_s & (\omega_s - \omega)L_r \\ (\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 45})$$

Et

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_s & (\omega_s - \omega)L_r \\ (\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 46})$$

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 (II. 44) devient :

$$\frac{dX}{dt} = [L]^{-1} \cdot [Z] \cdot X + [L]^{-1} \cdot U \quad (\text{II. 47})$$

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

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

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

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

Avec :

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

II.8- Modélisation du système d'alimentation :

On utilise couramment des onduleurs de tension pour les entraînements à vitesses variables des moteurs asynchrones. Lorsqu'il est alimenté par le réseau, l'ensemble d'un entraînement électrique comprend :

- Un redresseur d'entrée.
- Un filtre passe bas comportant un condensateur de forte capacité qui rend négligeable l'ondulation de la tension UU à l'entrée de l'onduleur.
- Un onduleur de tension.
- Le moteur asynchrone.

Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

La figure (II.3), illustre le schéma de l'association Convertisseurs–MADA. La figure (II.4), illustre le schéma détaillé des convertisseurs assurant l'alimentation de la machine.

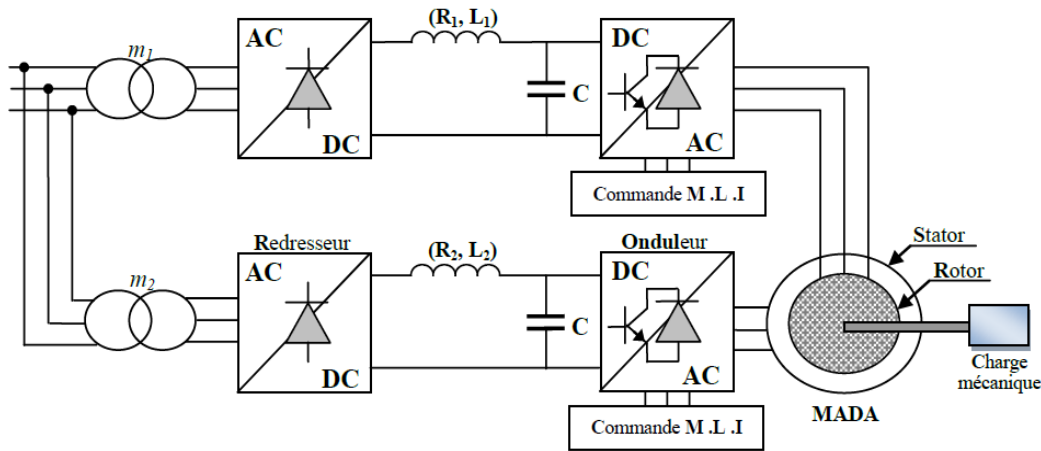


Figure II.3 : Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la machine asynchrone à double alimentation

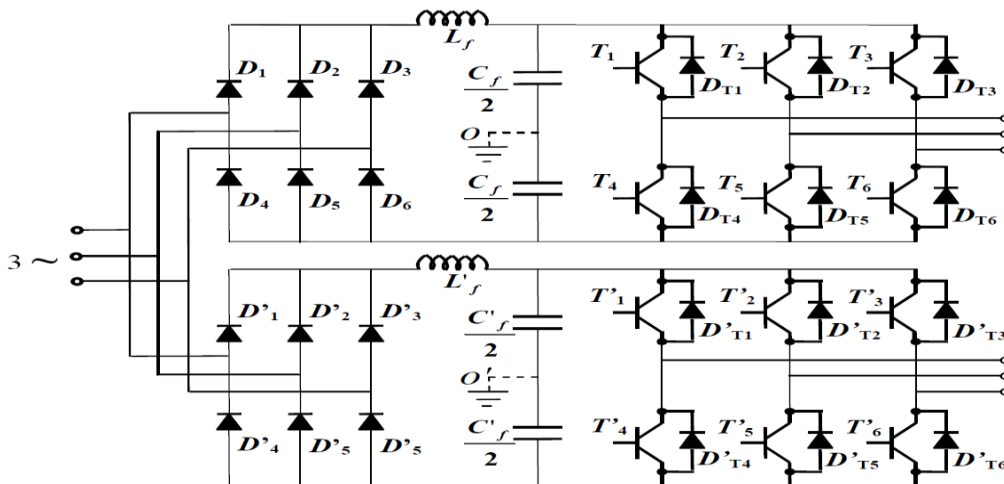


Figure II.4 : Schéma détaillé des convertisseurs assurant l'alimentation de la machine asynchrone à double alimentation.

Remarque

Dans notre étude, on suppose que tous les éléments constituant le circuit du système d'alimentation sont parfaits. L'étude qui sera faite par la suite et qui concerne les différents

convertisseurs constituant la chaîne d'alimentation est similaire pour le stator ainsi que pour le rotor.

II.8.1- Modélisation du convertisseur alternatif – continu

II.8.1.1: Le redresseur

On utilise un redresseur chaque fois que l'on a besoin de continu alors que l'énergie électrique est disponible en alternatif (alternatif/continue).

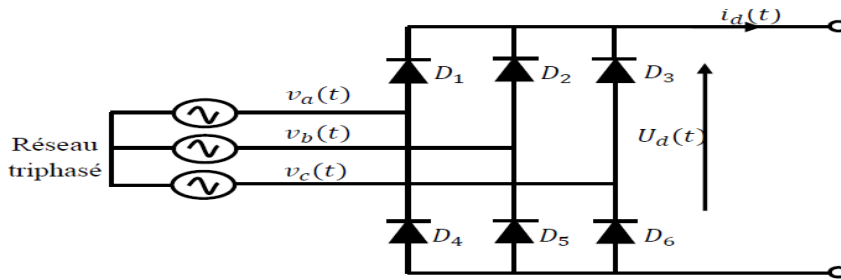


Figure II.5 : Structure du redresseur triphasé.

Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} v_a(t) = v_m \sin(2\pi ft) \\ v_b(t) = v_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_c(t) = v_m \sin\left(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II. 48})$$

La tension redressée peut être déterminée par :

$$u_d(t) = \max[v_a(t), v_b(t), v_c(t)] - \min[v_a(t), v_b(t), v_c(t)] \quad (\text{II. 49})$$

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

II.8.1.2: Le filtre passe bas

La tension obtenue en sortie du redresseur n'est pas sans ondulations, elle est donc superposée à une composante alternative, d'où la nécessité d'utiliser un filtre passe bas afin d'atténuer l'effet de cette composante. Un filtre passe bas est un quadripôle dont la tension de

Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

sortie doit être faiblement amortie pour le fondamental et le plus possible pour les harmoniques [13]

Le filtre est constitué d'une inductance montée en parallèle avec un condensateur [13].

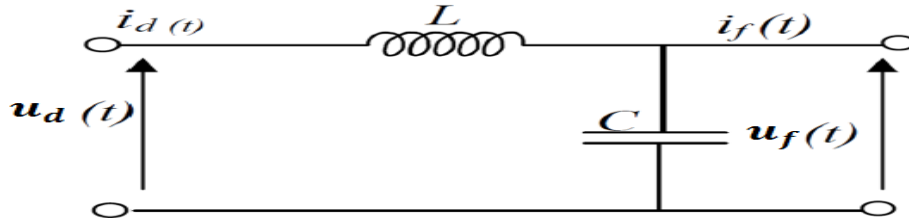


Figure II.6 : Structure du filtre LC passe bas.

Les équations du filtre sont données par :

$$\frac{di_d(t)}{dt} = \frac{1}{L} (u_d(t) - u_f(t)) \quad (\text{II. 50})$$

$$\frac{du_f(t)}{dt} = \frac{1}{C} (i_d(t) - i_f(t)) \quad (\text{II. 51})$$

Où :

$u_d(t)$: est la tension redressée ;

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

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

$$i_d(t + \Delta t) = \frac{\Delta t}{L} (u_d(t) - u_f(t)) + i_d(t) \quad (\text{II. 52})$$

$$u_f(t + \Delta t) = \frac{\Delta t}{C} (i_d(t) - i_f(t)) + u_f(t) \quad (\text{II. 53})$$

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

$$F_t(s) = \frac{u_f(s)}{u_d(s)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{LC}s)^2} \quad (\text{II. 54})$$

Où : s est l'opérateur de LAPLACE.

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

$$= \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{II. 55})$$

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

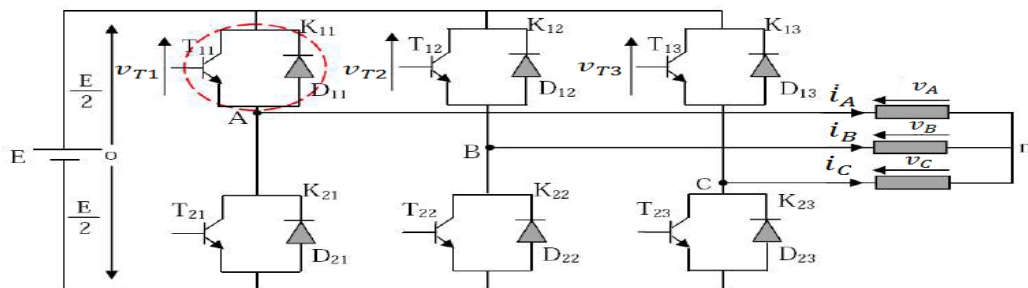
II.8.2- Modélisation du convertisseur continu – alternatif:

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. Il permet d'imposer à la machine des ondes à amplitudes et fréquences variables à partir d'un réseau standard 220/380V-50Hz [15].

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.12)). 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 [13]. Les diodes D_{ij} ($ij=1, 2, 3$) sont des diodes à roue libre assurant la protection des thyristors.



Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

Figure II.7 : Représentation de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

On peut remplacer chaque groupe transistor-diode de la figure (II.7) par des interrupteurs $kkkk$ avec ($jj= 1,2,3,4,5,6$), on obtient le schéma simplifié pour chaque onduleur comme l'indique .

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases sont

$$\begin{cases} v_A = v_{AO} + v_{On} \\ v_B = v_{BO} + v_{On} \\ v_C = v_{CO} + v_{On} \end{cases} \quad (\text{II. 56})$$

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

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique.

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

$$\text{D'où : } v_{On} = -\frac{1}{3}(v_{AO} + v_{BO} + v_{CO}) \quad (\text{II. 57})$$

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

$$\begin{cases} v_A = \frac{2}{3}v_{AO} - \frac{1}{3}v_{BO} - \frac{1}{3}v_{CO} \\ v_B = -\frac{1}{3}v_{AO} + \frac{2}{3}v_{BO} - \frac{1}{3}v_{CO} \\ v_C = -\frac{1}{3}v_{AO} - \frac{1}{3}v_{BO} + \frac{2}{3}v_{CO} \end{cases} \quad (\text{II. 58})$$

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

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{AO} \\ v_{BO} \\ v_{CO} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 59})$$

Avec

$$\begin{cases} v_{AO} = \frac{E}{2}F_1 \\ v_{BO} = \frac{E}{2}F_2 \\ v_{CO} = \frac{E}{2}F_3 \end{cases} \quad (\text{II. 60})$$

Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

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 :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 61})$$

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). [19]

K_4, K_5, K_6 sont respectivement complémentaires de ceux de K_1, K_2, K_3).

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

Tableau II.1: Établissement des expressions des tensions simples et composées. [13]

Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

La conversion continue alternative est assurée par les commutations des interrupteurs de l'onduleur qui vont ainsi effectuer des connexions temporaires entre les bornes de la source d'alimentation continue et les lignes de la charge triphasée alternative. Le transfert d'énergie est contrôlé par le rapport entre intervalles d'ouverture et de fermeture (rapport cyclique) de chaque interrupteur, donc par la modulation de largeurs d'impulsions de contrôle de ces interrupteurs (MLI), cette technique est basée sur la comparaison d'un signal de référence appelé aussi modulateur d'amplitude A_r de fréquence f_r , avec un signal appelé porteuse d'amplitude A_p de fréquence f_p très élevée [19].

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale :

- L'indice de modulation m qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_r de la référence: $m = \frac{f_p}{f_r}$
- Le taux de modulation r (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante v_p à la valeur crête v_r de la porteuse: $r = \frac{v_r}{v_p}$

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

$$\begin{cases} x_1(t) = v_p \left(-1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[0; \frac{T_p}{2} \right] \\ x_2(t) = v_p \left(3 - 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[\frac{T_p}{2}; T_p \right] \end{cases} \quad (\text{II. 62})$$

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

$$\begin{cases} v_{rA}(t) = v_r \sin 2\pi f_r t \\ v_{rB}(t) = v_r \left(\sin 2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ v_{rC}(t) = v_r \left(\sin 2\pi f_r t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (\text{II. 63})$$

Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

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

$$S_{123} = \begin{cases} 1 & \text{si } (v_{rAB} - x(t)) \geq 0 \\ -1 & \text{si } (v_{rAB} - x(t)) < 0 \end{cases} \quad (\text{II. 64})$$

On note que la MLI permet une nette réduction des harmoniques des courants, en augmentant la fréquence de découpage. Elle permet aussi de repousser vers des fréquences plus élevées les harmoniques de la tension ce qui facilite le filtrage ; comme elle permet aussi de faire varier le fondamental de la tension désirée [15].

II.9: Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère de PARK lié au champ tournant. Ce modèle a été développé dans le cadre de certaines hypothèses simplificatrices que nous devons respecter.

Comme nous avons pu le constater dans les résultats de simulation qui a été faite, la modélisation de la machine asynchrone double alimentée pose de sérieux problèmes de stabilité en boucle ouverte, dans ce cas, le recours aux commandes bouclées, et spécialement les commandes de type vectoriel devient primordiale.

On a appliqué la technique de la MLI pour le commander. La modélisation de la MADA et son système d'alimentation a pour but de faciliter la mise en oeuvre de la commande vectorielle. Cette dernière est le sujet du deuxième chapitre.

Chapitre III: Commande Vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation(MADA)

III.1 Introduction :

Durant des années, plusieurs recherches universitaires et industrielles ont été réalisées et proposées pour remédier au problème de la commande de la machine asynchrone et établir une similitude avec la machine à courant continu. La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage entre les variables d'entrées, de sorties et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse ; et les techniques de commande classiques deviennent insuffisantes surtout dans les applications industrielles exigeant un couple important en basse vitesse [21].

L'application de technique de commande sur la machine asynchrone à double alimentation présente une solution attractive pour réaliser des performances meilleures pour les applications de la production d'énergie dans une gamme de vitesse limitée et constitue actuellement un domaine de recherche [17].

Le but de ce chapitre est de présenter la technique de la commande vectorielle appliquée à la MADA, Nous présenterons tout d'abord une généralité sur cette commande, dont le fonctionnement est en mode moteur (moteur asynchrone à double alimentation, MADA) et où les phases statoriques sont alimentées par un réseau triphasé de tension sinusoïdale à fréquence et amplitude constante et les phases rotoriques sont alimentées par un onduleur de tension à fréquence et amplitude variable.

III.2: Généralités de la commande

III.2.1 Généralités sur la commande du convoyeur :

Les origines de la commande vectorielle contrairement aux idées reçues, remontent à la fin du siècle dernier et aux travaux de Blondel sur la théorie de la réaction des deux axes. Toutefois, compte tenu de la technologie utilisée à cette époque, il n'était pas question de transposer cette théorie au contrôle des machines électriques [17].

III.2.2: But de la commande vectorielle

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple, une

grande plage de commande de vitesse et une haute efficacité pour une grande plage de charge en régime permanent [22].

III.2.3: Principe de la commande vectorielle à flux orienté :

La commande vectorielle a été proposée en 1971 par Blashke. Elle consiste à séparer la commande du flux de celle du couple en orientant le flux selon l'axe direct du repère choisi. Cette méthode fait deux choix, le premier concerne les variables d'états, le second le choix du repère. Cela permet d'avoir une structure de commande découplée.

Cette dernière est l'une des méthodes de commande appliquée aux machines électriques. Elle nous permet d'obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants. Ou bien, elle nous permet d'assimiler le comportement d'une machine asynchrone à celui de la machine à courant continu, où le couple électromagnétique est proportionnel au courant d'induit [23].

L'objectif pour une commande du MADA est de réaliser l'opération précédente à l'aide de variables de commande similaire comme le montre la Fig. (III.1).

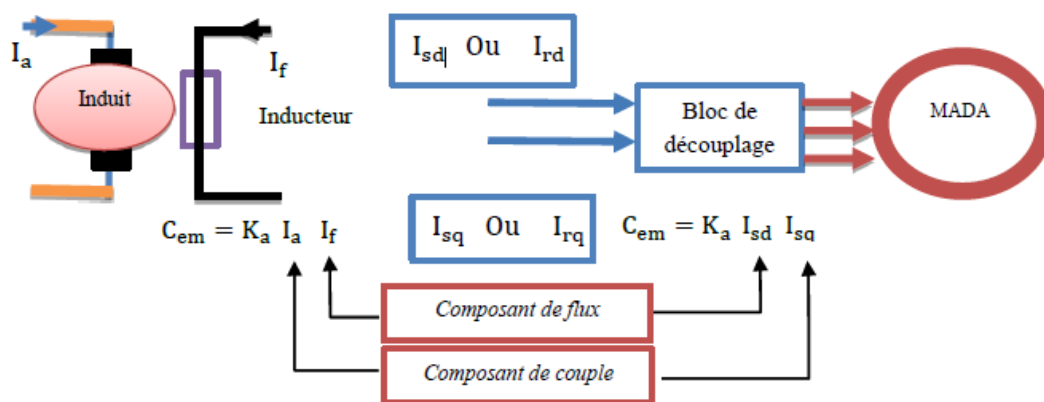


Fig III.1: Exemple du principe de la commande vectorielle (orientation du flux statorique).

III.3: Variantes de la commande vectorielle

La commande à flux orienté appliquée aux moteurs électriques est utilisée pour obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs

courants et les vecteurs flux résultants. De nombreuses variantes de ce principe de commande ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer [9, 24].

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux méthodes principales :

- Méthode directe développée par Blaschke.
- Méthode indirecte développée par Hasse.
- Plusieurs techniques ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer :

Suivant la source d'énergie :

- Commande en tension ;
- Commande en courant.

Suivant l'orientation du repère (d, q) :

- Le flux rotorique ;
- Le flux statorique ;
- Le flux de l'entrefer

III.3.1 Possibilité d'orientation du flux

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

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

Dans notre cas l'orientation du flux statorique est la méthode choisie. [30].

III.3.2 Choix de repère de référence:

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par une autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe (d - q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux [25].

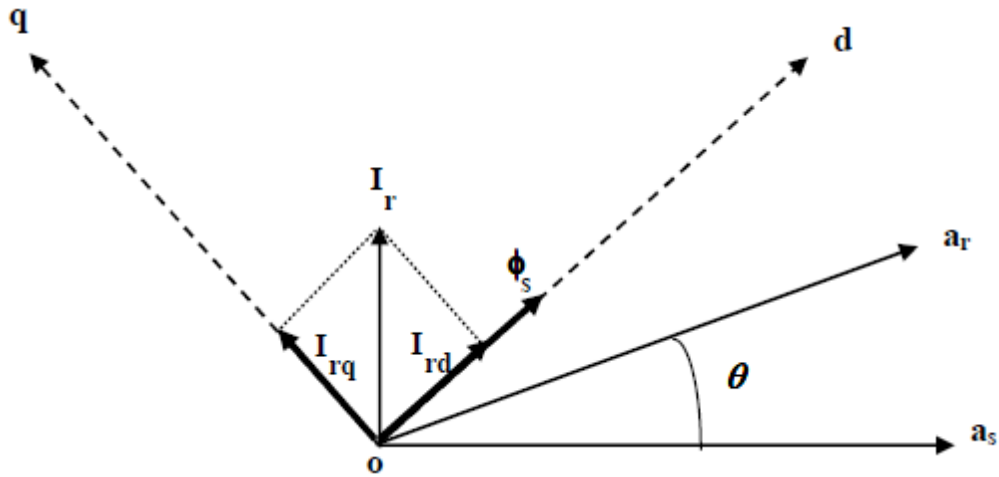


Fig III.2 :: Illustration de l'orientation du flux statorique.

Pour simplifier la commande il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. Pour cela, on se place dans un référentiel $(d-q)$ lié au champ tournant avec une orientation du flux statorique (l'axe d aligné avec la direction du flux statorique) comme le montre la figure III.2.

On obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \varphi_s \\ \varphi_{sq} = 0 \end{cases} \quad (\text{III. 1})$$

On remplace l'équation (III.1) dans le tableau II.1

$$\begin{cases} \varphi_{sq} = 0 \Rightarrow i_{qs} = -\frac{M}{L_s} i_{rq} \\ i_{sd} = 0 \\ i_{rd} = \frac{\varphi_s^*}{M} \end{cases} \quad (\text{III. 2})$$

Et on a l'expression du couple électromagnétique :

$$C_e = \frac{PM}{L_s} (\varphi_{sq} i_{rd} - \varphi_{sd} i_{rq}) \quad (\text{III. 3})$$

En remplaçant l'équation (III. 1) dans (III. 3) on trouve :

$$C_e = \frac{PM}{L_s} (-\varphi_s i_{rq}) = -\frac{PM}{L_s} \varphi_s i_{rq} \quad (\text{III. 4})$$

Alors :

$$i_{rq} = -\frac{pM}{L_s} \cdot \frac{C_e^*}{\varphi_s^*} \quad (\text{III. 5})$$

De l'équation (II. 43) on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \left(\frac{R_s M}{L_s} i_{rq} + v_{sq} \right) / \varphi_s^* \quad (\text{III. 6})$$

D'après les équations des flux statorique on aura :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \Rightarrow i_{sd} = \frac{1}{L_s} (\varphi_{sd} - M i_{rd}) & (\text{III. 7}) \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \Rightarrow i_{sq} = \frac{1}{L_s} (\varphi_{sq} - M i_{rq}) & (\text{III. 8}) \end{cases}$$

On remplace l'équation (III. 7) et l'équation (III. 8) dans l'équation (II. 43) on trouve :

$$\varphi_{sd} = v_{ds} + \frac{M}{T_s} i_{dr} - \frac{1}{T_s} \varphi_{ds} \quad (\text{III. 9})$$

$$\varphi_{sq} = 0 = v_{sq} + \frac{M}{T_s} i_{rq} - \omega_s \varphi_{sq} \quad (\text{III. 10})$$

En exprimant le flux rotorique en fonction de flux statorique φ_{ds} et le courant rotorique i_{dr} : En remplaçant l'équation (III. 7) et l'équation (III. 8) dans le tableau (II.1) on trouve donc les deux équations suivantes :

$$\varphi_{rd} = \sigma L_r i_{rd} + \frac{M}{L_s} \varphi_{sd} \quad (\text{III. 11})$$

$$\varphi_{rq} = \sigma L_r i_{rq} + \frac{M}{L_s} \varphi_{sq} \quad (\text{III. 12})$$

En introduisant les équations (III. 9), (III. 11) et (III. 12) dans l'équation (II. 43) on trouve :

$$v_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} + \frac{M}{L_s} v_{sd} - (\omega_s - \omega) \sigma L_r i_{rq} \quad (\text{III. 13})$$

$$v_{rd} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) i_{qr} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} + \frac{M}{L_s} v_{sq} - \frac{M}{L_s} \omega \varphi_{sd} + (\omega_s - \omega) \sigma L_r i_{rd} \quad (\text{III. 14})$$

III.4: Méthodes de la Commande Vectorielle

pelée méthode directe et la seconde connue sous le nom méthode indirecte. Dans la commande directe, on effectue une régulation de flux qui nécessite la connaissance de celui-ci, tandis que dans la commande indirecte, on se libère de la connaissance de ce flux en faisant quelques approximations [27].

III.4.1 Commande vectorielle directe

Ce mode de contrôle est ainsi appelé par ce qu'une régulation du flux statorique s'est introduite par une boucle de contre réaction nécessitant la mesure ou l'estimation de ses variations.

Cette méthode consiste à déterminer la position et le module du flux quel que soit le régime de fonctionnement.

Pour cela deux procédés sont utilisés :

- L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [12].

Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement. La méthode directe a l'avantage de prendre beaucoup moins les variations de paramètres de la machine.

L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

1) Le non fiabilité de la mesure de flux :

- * Problème de filtrage du signal mesuré.
- * Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température

(échauffement de la machine) et de la saturation.

2) Le coût de production élevé (capteur + filtre) [28].

III.4.2: Commande vectorielle indirecte

Cette technique de commande est basée sur le principe à ne pas mesurer (ou estimer) l'amplitude du flux mais seulement sa position. Elle consiste à estimer la position du vecteur du flux, et de régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire. Cette méthode a été favorisée par le développement des microprocesseurs, elle est très sensible aux variations [24].

III.5. STRUCTURE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE (CVD) :

Le schéma de principe de la commande vectorielle directe (CVD) à flux statorique orienté sur l'axe d est montré par la figure ci-dessous. (III.3).

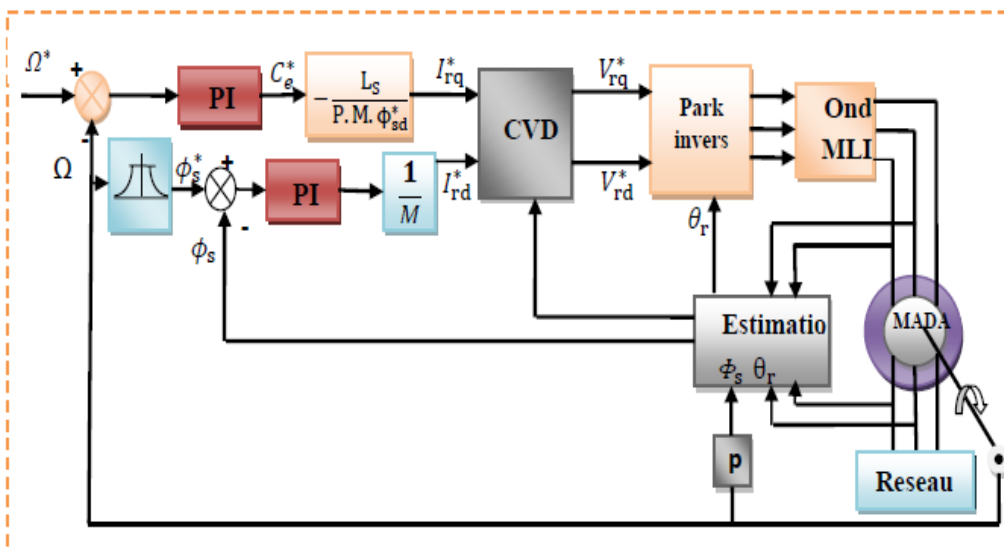


Figure III.3: Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA.

III.5.1: Application de la commande vectorielle à la MADA

L'expression du couple électromagnétique de la MADA permet de considérer de point de

vue conversion, la machine asynchrone comme l'association mécanique de deux machines à courant continu, ce qui permet de mieux interpréter le problème de couplage entre les grandeurs des deux axes, direct et en quadrature.

En effet, l'expression du couple électromagnétique d'une machine à courant continu compensée à excitation séparée,

III.5.2: Bloc de défluxage :

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine, il permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale. D'une part, ce bloc permet en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour les fonctionnements à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la relation non linéaire suivante :

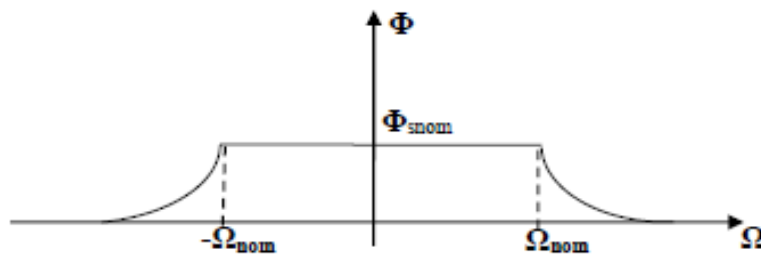


Fig. (III.4) : Profil du flux statorique de consigne (défluxage).

$$\begin{aligned} \varphi_s^* &= \varphi_{sn} & \text{si} & \quad |\omega| \leq \omega_n \\ \varphi_s^* &= \varphi_{sn} \cdot \frac{\omega}{|\omega_n|} & \text{si} & \quad |\omega| > \omega_n \end{aligned} \quad (\text{III. 15})$$

Où :

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

φ_{sn} : est le flux statorique nominal

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

$$C_e = \frac{PM}{L_s} (\varphi_{sq} i_{rd} - \varphi_{sd} i_{rq}) \quad (\text{III. 16})$$

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

$$C_e = -\frac{pM}{L_s} \varphi_s i_{rq} \quad (\text{III. 17})$$

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

$$P_e = C_e \cdot \Omega \quad (\text{III. 18})$$

Le fonctionnement de la machine est normal jusqu'à des valeurs nominales (vitesse, puissance, couple). Si on veut tourner la machine à des vitesses supérieures à la vitesse nominale, celle-ci devient surchargée en dépassant sa puissance nominale. C'est pourquoi, on doit diminuer le flux de la machine avec l'augmentation de la vitesse au-delà de sa valeur nominale pour assurer un fonctionnement à puissance constante (nominale). On appelle cette opération le défluxage [7]

III.5.3: Principe du découplage par compensation .

Des équations (III. 13) et (III. 14) on peut voir que les équations de tension incluent deux termes de couplage entre l'axe **d** et l'axe **q**. Nous devons présenter un système de découplage, en présentant les termes de compensation :

$$E_d = \sigma L_r (\omega_s - \omega) i_{rq} \quad (\text{III. 19})$$

$$E_q = \frac{M}{L_s} \omega \varphi_{sd} - \sigma L_r (\omega_s - \omega) i_{rd} \quad (\text{III. 20})$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{rd1} = v_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} v_{sd} \\ v_{rd1} = v_{rq} + E_q - \frac{M}{L_s} v_{sq} \end{array} \right. \quad (\text{III. 21})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{rd1} = v_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} v_{sd} \\ v_{rd1} = v_{rq} + E_q - \frac{M}{L_s} v_{sq} \end{array} \right. \quad (\text{III. 22})$$

III.5.4: Estimation du flux statorique :

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

$$\varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \quad (\text{III. 23})$$

$$\varphi_{sq} = L_s i_{sq} + \frac{M}{L_s} \varphi_{rq} \quad (\text{III. 24})$$

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

$$\theta_r = \theta_s + \theta \quad (\text{III. 25})$$

Tel que :

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

Où :

θ_s : est la position électrique de stator.

θ : est la position électrique de rotor.

III.5.5: Dimensionnement des régulateurs

La commande vectorielle par régulateur PI classique du moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA) alimenté par seul onduleur ou niveau de rotor de tension Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse à sa référence régulateur PI classique peut être utilisé pour assurer ce but.

On a noté précédemment que le réglage de vitesse peut se faire par un régulateur PI classique [24].

III.5.5.1: Calcul des régulateurs :

III.5.5.1.1: Les régulateurs des courants rotoriques

Pour s'assurer que les courants réels suivent les courants de consigne, des régulateurs de courants agissant sur les tensions de commande sont indispensables (si nous considérons une alimentation en tension, comme nous sommes en train de le faire). Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. Le régulateur que nous allons utiliser est du type Proportionnel Intégral (PI). [29]

III.5.5.1.1.1: Régulation du courant rotorique directe :

La fonction de transfert du courant rotorique directe est obtenue à partir de l'équation (III.13) et par l'annulation de E_d par le terme de compensation.

$$v_{rd1} = v_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} v_{sd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} = R_r (1 + \sigma T_r s) i_{rd} \quad (III. 26)$$

$$\frac{i_{rd}}{v_{rd1}} = \frac{1}{R_r (1 + \sigma T_r s)} \quad (III. 27)$$

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

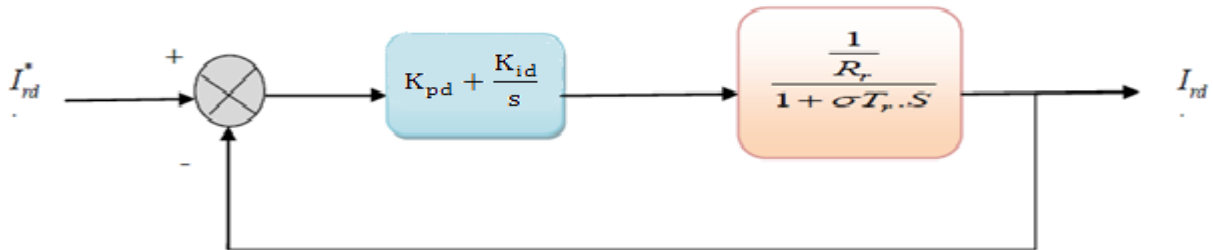


Figure III.5 :Schéma de régulation de courant i_{dr}

Soit un régulateur PI de fonction de transfert :

$$PI(s) = K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \quad (III. 28)$$

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

$$FTBO(s)_{i_{rd}} = \frac{K_{id}}{R_r s} \left(\frac{K_{pd}}{K_{id}} s + 1 \right) \frac{1}{1 + \sigma T_r s} \quad (III. 29)$$

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \sigma T_r \quad (\text{III. 30})$$

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

$$FTBO(s)_{ird} = \frac{K_{id}}{R_r s} \quad (\text{III. 31})$$

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

$$G(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (\text{III. 32})$$

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

$$FTBO(s)_{idr} = \frac{1}{1 + \frac{R_r}{K_{id}} s} \quad (\text{III. 33})$$

Par analogie de l'expression (III. 33) par l'expression (III. 32) on trouve :

$$\tau = \frac{R_r}{K_{id}} \quad (\text{III. 34})$$

De l'expression (III. 30) et (III. 34) on a :

$$\begin{cases} K_{id} = \frac{R_r}{\tau} \\ K_{pd} = K_{id} \sigma T_r = \frac{\sigma T_r R_r}{\tau} \end{cases} \quad (\text{III. 35})$$

La constante de temps électrique du système dans notre cas est $\tau_e = \sigma T_r = 0.0191$ s, nous avons choisi $\tau = 0.001$ s, pour avoir une dynamique du processus plus rapide. [7]

III.5.5.1.1.2: Régulation du courant rotorique quadrature :

La fonction de transfert du courant rotorique quadrature est obtenue à partir de l'équation

(III.14) et par l'annulation de E_d par le terme de compensation.

$$v_{rq1} = v_{qr} + E_d - \frac{M}{L_s} v_{sq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt}$$

$$= K_q \left(1 + \sigma \frac{L_r}{K_q} s \right) i_{rq} \quad (III.36)$$

$$\frac{i_{qr}}{v_{qr1}} = \frac{\frac{1}{K_q}}{1 + \sigma \frac{L_r}{K_q} s} \quad (III.37)$$

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

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

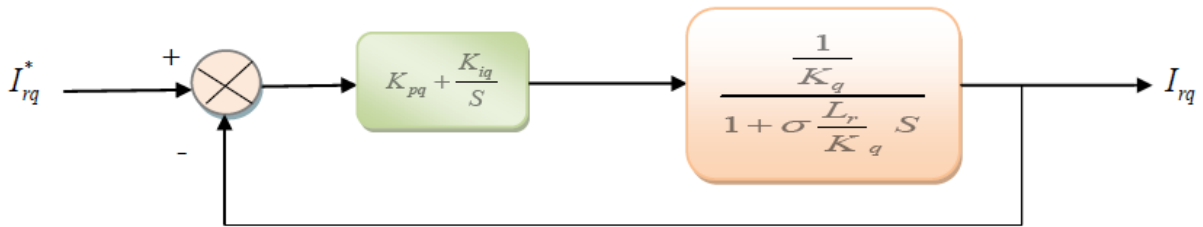


Figure III.6 : Schéma de régulation de courant i_{qr}

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

Alors, nous trouvons :

$$\begin{cases} K_{iq} = \frac{K_q}{\tau} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) / \tau \\ K_{pq} = K_{iq} \frac{\sigma L_r}{K_q} = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \quad (III.38)$$

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

III.5.5.1.2: Régulation de vitesse par un régulateur IP :

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

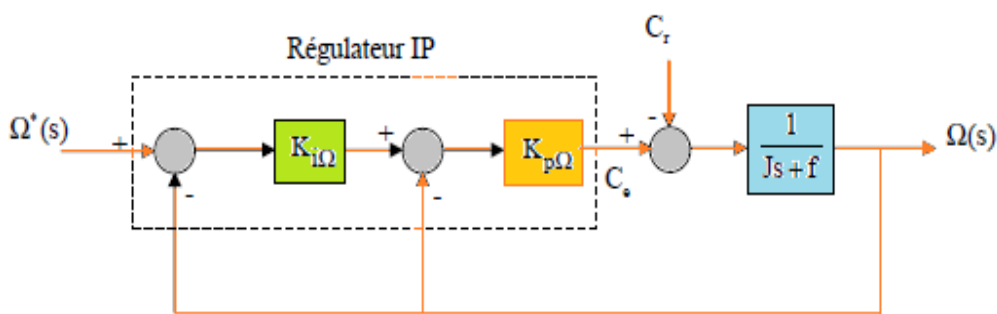


Figure (III.7) : Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP.

Le régulateur IP est utilisé pour le réglage de la grandeur mécanique. Ce type de régulateur est dérivé du régulateur classique Proportionnel Intégral (PI), mais a l'avantage de conduire à une

fonction de transfert en boucle fermée sans zéro donnée par

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{1}{1 + \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{p\Omega} K_{i\Omega}} s + \frac{J}{K_{p\Omega} K_{i\Omega}} s^2} \quad (III.39)$$

Où :

$K_{p\Omega}$ et $K_{i\Omega}$ sont respectivement les gains proportionnel et intégral du contrôleur de vitesse.

On peut voir que la vitesse de moteur est représentée par l'équation différentielle du second ordre : La fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée est caractérisée par : Où :

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

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

$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + \frac{1}{\omega_n^2} s^2} \quad (\text{III. 40})$$

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

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{p\Omega}K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{p\Omega}K_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad (\text{III. 41})$$

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

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 2J\xi\omega_n - f \\ K_{i\Omega} = \frac{J\omega_n^2}{K_{p\Omega}} \end{cases} \quad (\text{III. 42})$$

III.5.5.1.3: Régulateur du flux statorique :

De l'équation (III. 9), nous avons($v_{ds} = 0$) :

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

Le schéma de la boucle de régulation du flux est donné par la figure III.8:

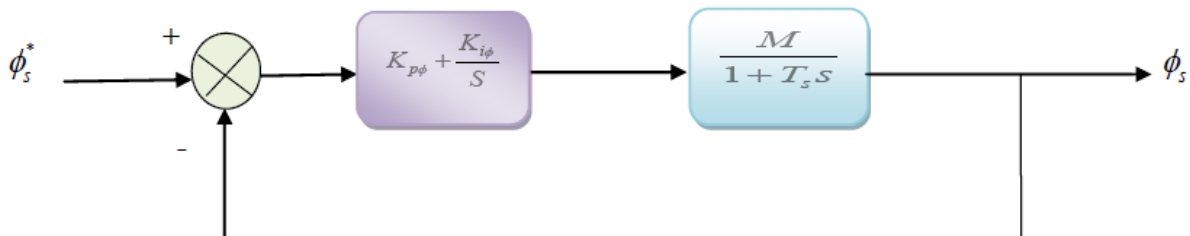


Figure III.8 :Schéma de régulation du flux statorique

La compensation des pôles donne :

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

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

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

En comparant cette expression avec l'expression (III. 32) caractéristique de premier ordre, on trouve que :

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

[7]

III.6. Conclusion

La méthode du flux orienté appliquée depuis quelques années à la machine asynchrone reste la méthode la plus répondue. En effet, celle-ci nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple et celle du flux. Elle permet de rendre la forme du couple du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) similaire à celle de la machine à courant continu.

Dans ce chapitre, on a présenté en premier lieu une étude théorique concernant la commande vectorielle, il existe trois types d'orientation du flux, à savoir le flux rotorique, le flux statorique et le flux magnétisant. Ainsi on a choisi l'orientation du flux statorique car cette dernière permet d'obtenir un découplage total entre le flux et le couple.

Les deux types de méthodes, soient les commandes vectorielles directe et indirecte ont été présentés brièvement au début du chapitre, la première nécessitant un contrôle d flux en boucle fermée, tandis que la seconde effectue ce contrôle en boucle ouverte.

on peut noter que la structure de la commande vectorielle directe du flux, qui consiste à déterminer directement le flux considéré par une mesure ou par estimation, pouvait s'exprimer comme une commande découplant.

Chapitre IV: Simulation, et Interprétation des Résultats

IV.1. Introduction:

Il existe deux méthodes de simulation : la simulation numérique et la simulation réelle. Avec une plate-forme d'essais au niveau du laboratoire, la simulation numérique permet de modéliser, d'analyser et de simuler des systèmes avec une grande précision. De nos jours, il existe tout un ensemble de programmes utilisés pour étudier les machines électriques. Afin de simuler le comportement de MADA Nous avons choisi MATLAB / SIMULINK.

Comme moyen de simulation de notre système, ce dernier permet d'exprimer facilement des problèmes et des solutions, et intègre également les fonctions d'analyse numérique, d'arithmétique matricielle, de traitement du signal, de visualisation graphique 2D et 3D et bien d'autres utilisations... Cette étude est divisée en trois parties :

- Simulation et interprétation de machines.
- Simulation de la onduleur MLI
- Simulation et interprétation du Convertisseur et de la machine
- Simulation, analyse et interprétation du cvd de la mada

(IV.2): 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 (IV.1).

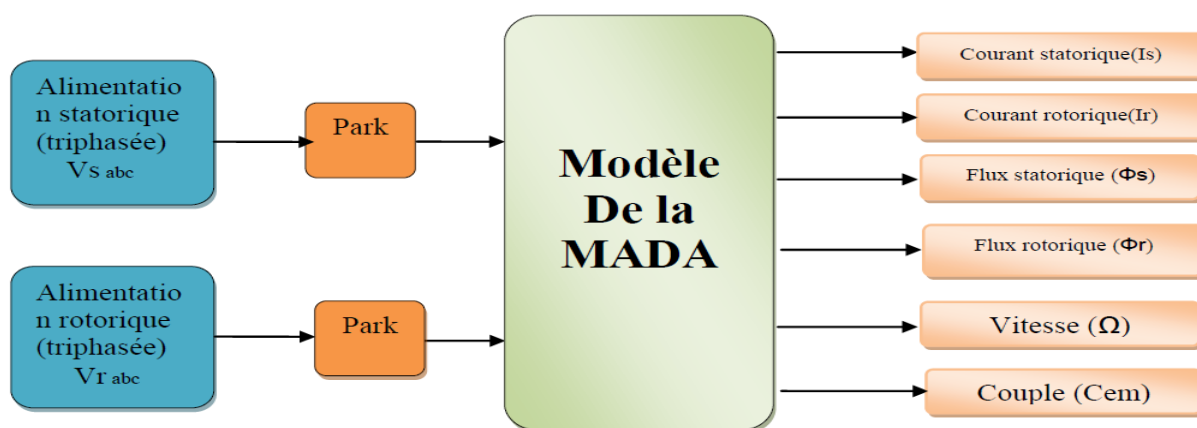


Figure (IV.1): Structure de simulation de la MADA.

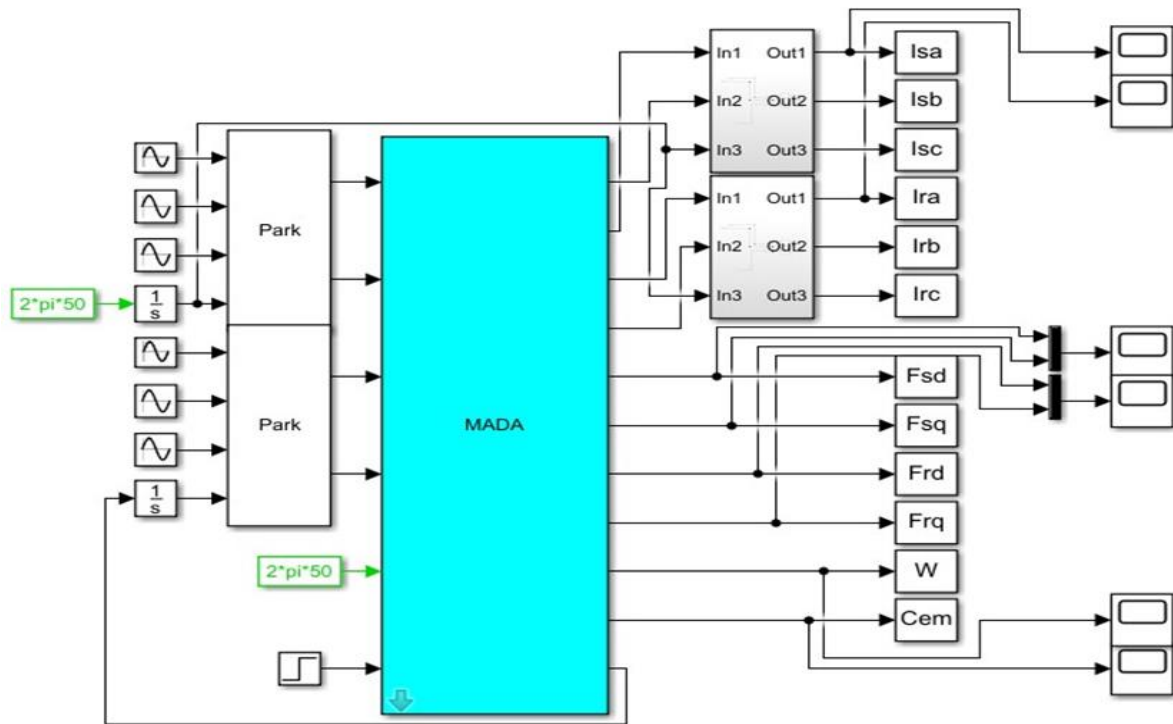


Figure (IV.2) : Schéma bloc de simulation de la MADA.

IV2.1 Simulation de La MADA :

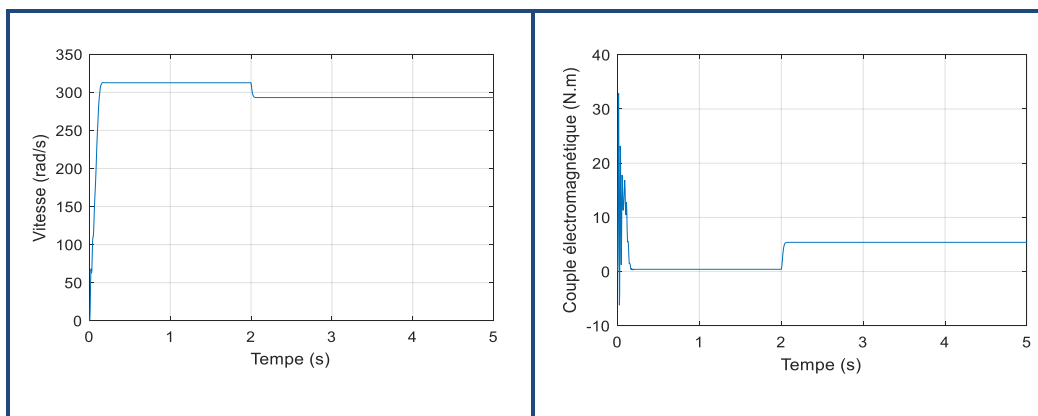
Plage de fonctionnement sans tension de circulation (court-circuit) :

Nous avons simulé le comportement dynamique

Sans alimentation tournante (rotor court), le stator est entraîné par un réseau,

Plage de fonctionnement à vide, en ce qui concerne les composants de vitesse, de couple et de flux stator, les composants de courant

- $v_r=0v$, $f_r=0Hz$, (rotor en court-circuit), $C_r=5N.m$ à $t=2$ sec :



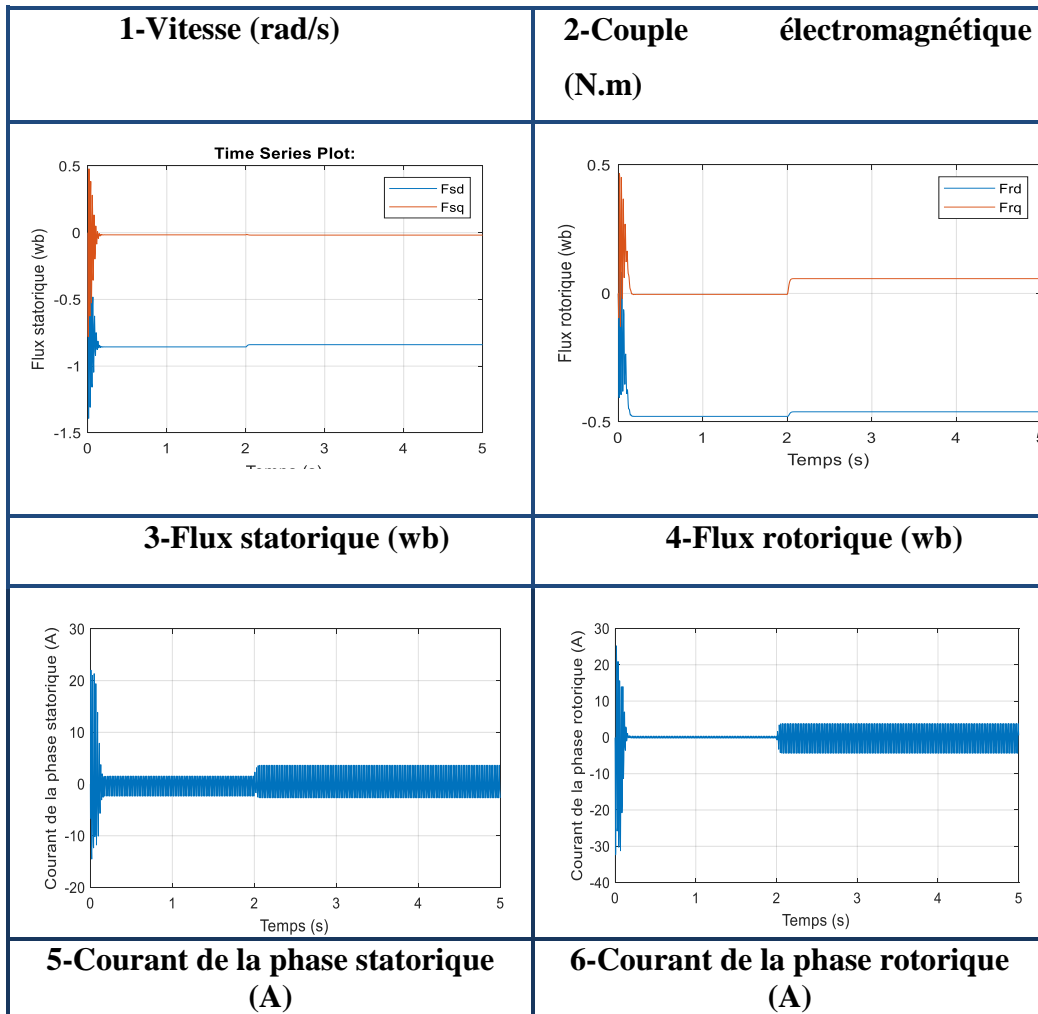


Figure (IV.3) : Résultats de simulation de la MADA (rotor en court circuit)

IV.2.2: Résultats de Simulation de La MADA

représente le fonctionnement de la MADA sous la charge nominale (5 N.m) après un démarrage à vide et sans alimentation rotorique (elle fonctionne comme une machine asynchrone classique), on remarque que la vitesse atteint sa valeur finale qui vaut 314 rd/s environ au bout d'un temps de réponse de 0.56 sec environ et on remarque aussi que le courant du rotor est faible, après l'introduction de la charge à l'instant $t = 2$ sec, la caractéristique de la vitesse présente une diminution de la vitesse de 314 rad/sec à 290 rad/sec environ, traduite par une augmentation du glissement de la machine, et par conséquent on remarque que les courants statorique et rotorique sont augmentés.

IV.3: Simulation de la onduleur MLI

IV.3.1: Simulation et la commande MLI :

Le modèle de la commande de la technique MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) sous SIMULINK/MATLAB.

La MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante.

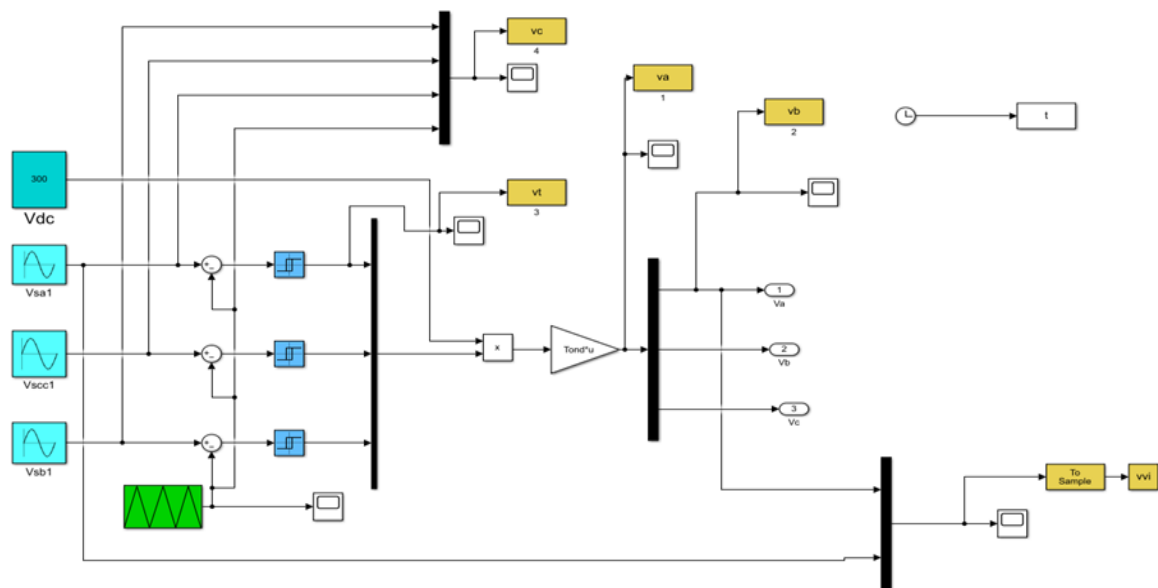
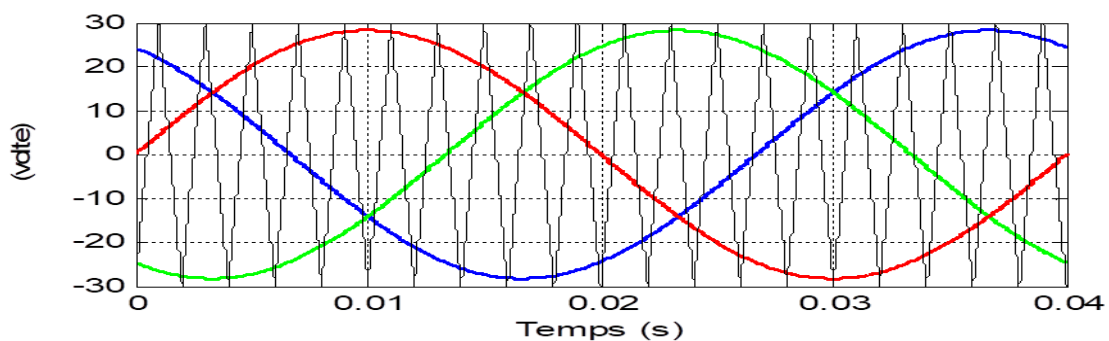


Figure (IV.4):Schéma de simulation de la commande MLI

IV.3.2: Le schéma de principe est donné par la figure (IV.5).

(a)



(b)

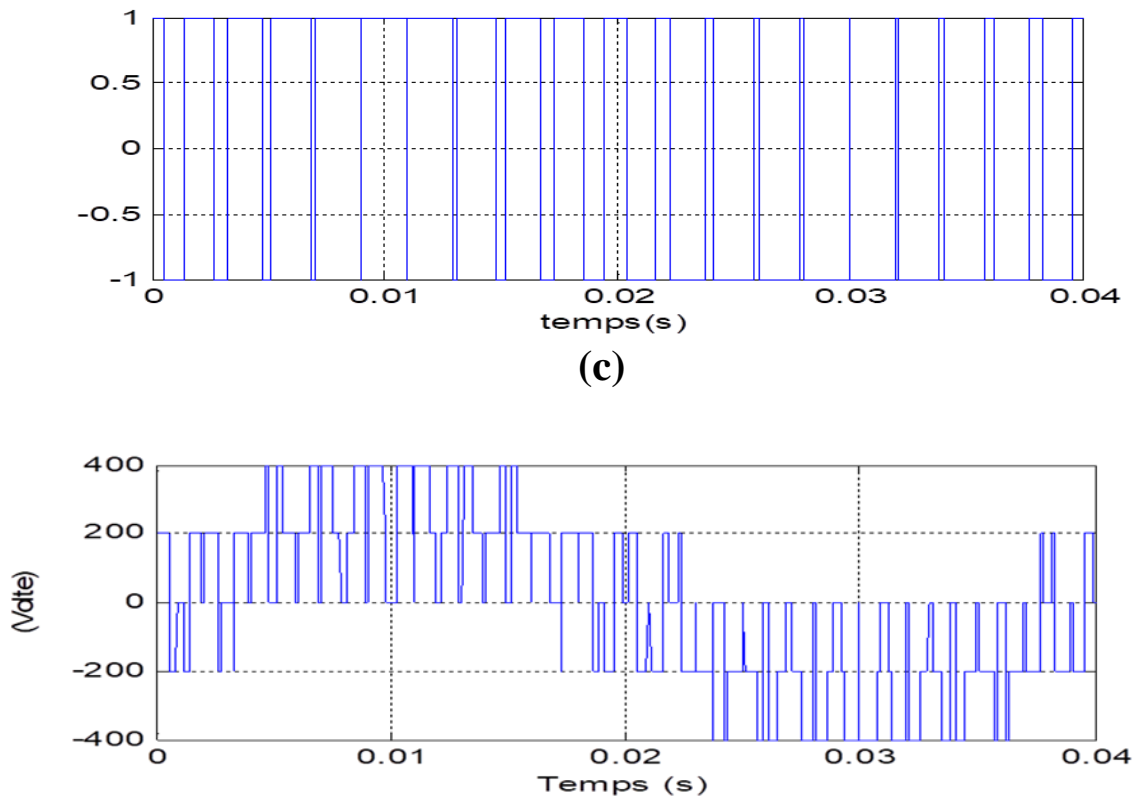


Figure. IV.5 :Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle.

- (a) : Signaux de comparaison (référence et porteuse),
- (b) : Impulsion de commande du premier transistor,
- (c) : Tension composée de sortie de l'onduleur (V).

IV. 4.Simulation de l'association MADA avec onduleur à MLI.

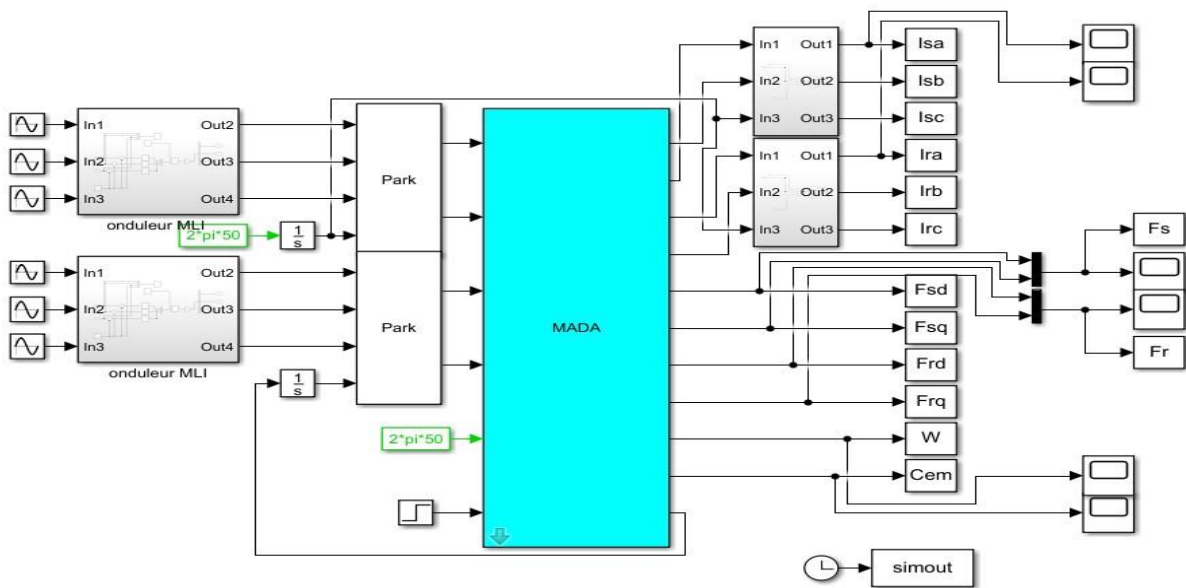


Figure (IV.6) : Schéma bloc de simulation de la MADA avec onduleur à MLI.

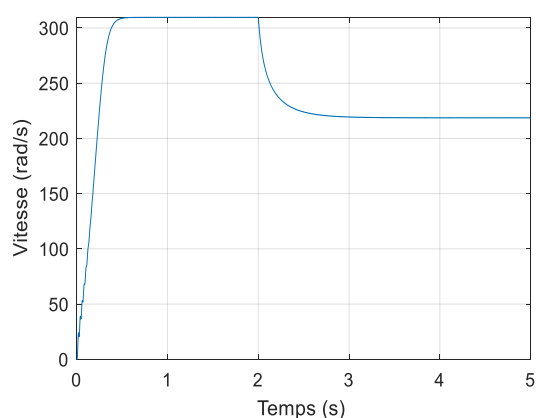
(Deux onduleur du coté rotorique et onduleur du coté statorique).

IV. 4.1: Résultats de simulation :

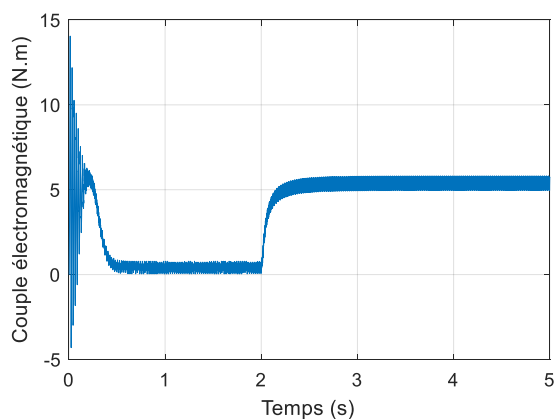
Représente les réponses de simulation de la MADA avec une alimentation par deux onduleurs, statorique (220V, 50Hz) et coté rotorique ($V_r= 15v$, $f_r=3Hz$, a $t=1s$), avec une application d'un couple de charge de 5N.m à $t= 2sec$.

On constate que la vitesse répond sans dépassement avec un temps de réponse plus rapide que le système sans transformateur, mais elle reste sensible au couple de la charge, et aussi à l'apparition de quelques fluctuations dues à la présence d'harmoniques dans les tensions dues à la présence du transformateur, et le problème de couplage entre débit et couple est toujours présent.

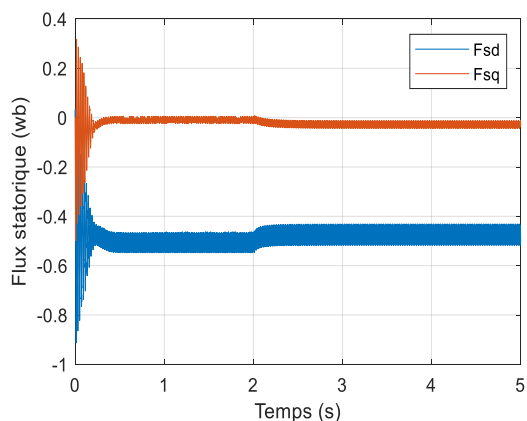
Le contrôle vectoriel doit donc être utilisé pour résoudre ce problème, ce dernier permettant un contrôle indépendant du couple et de l'amélioration du débit et de la vitesse.



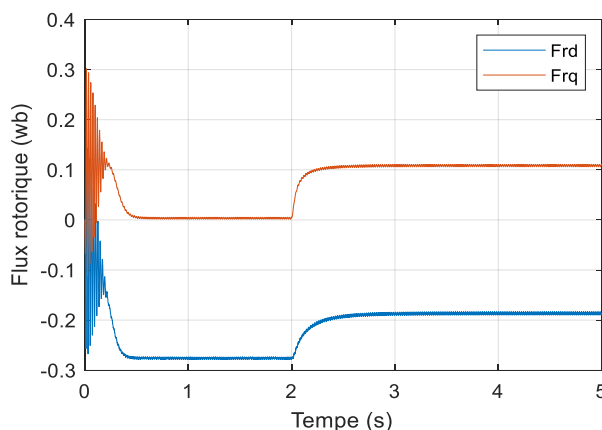
1-Vitesse (rad/s)



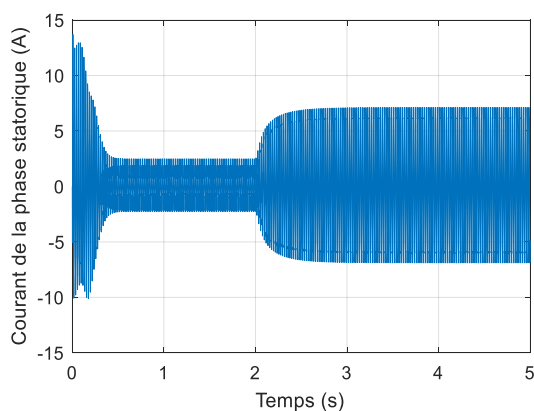
2-Couple électromagnétique (N.m)



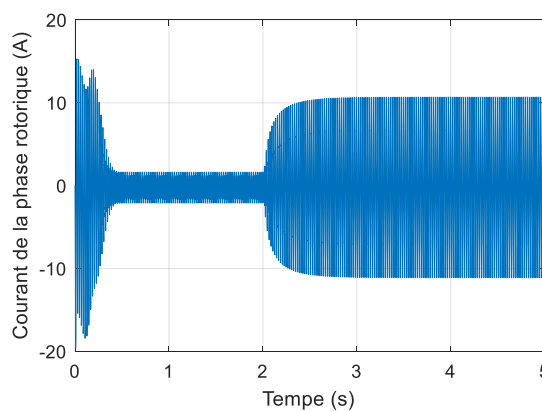
3-Flux statorique (wb)



4-Flux rotorique (wb)



5-Courant de la phase statorique (A)



6-Courant de la phase rotorique (A)

Figure (IV.7): Résultats de Simulation de La MADA avec onduleur à MLI

IV. 5 Résultats de Simulation avec Application de la Commande de la MADA .

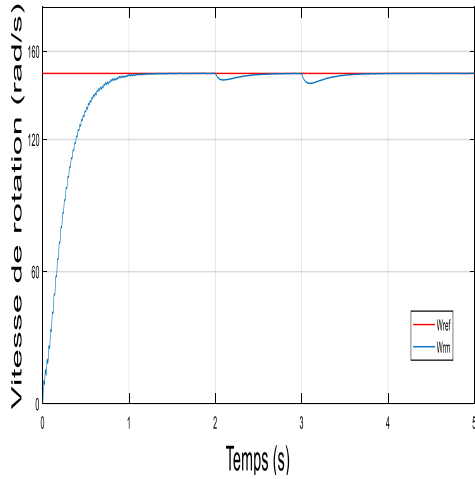
Toutes les simulations des commandes présentées dans ce projet sont réalisées sur un moteur asynchrone à double alimentation (MADA) où le stator est connecté directement au réseau (220 V et 50 Hz) et le rotor est alimenté à travers un onduleur de tension commandé par la technique MLI et piloté par une commande vectorielle directe (CVD) par orientation du flux statorique.

IV. 5.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation du couple de charge:

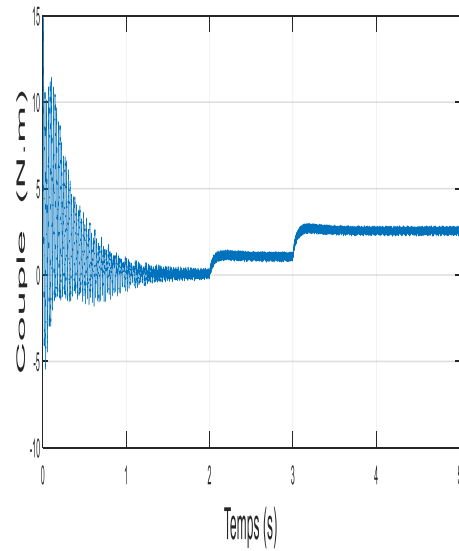
Dans ce cas, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 157 rad/sec, puis un changement cyclique du couple de charge par le temps comme suit :

Temps(s)	0	2	3
Cr (N.m)	0	1	1.5

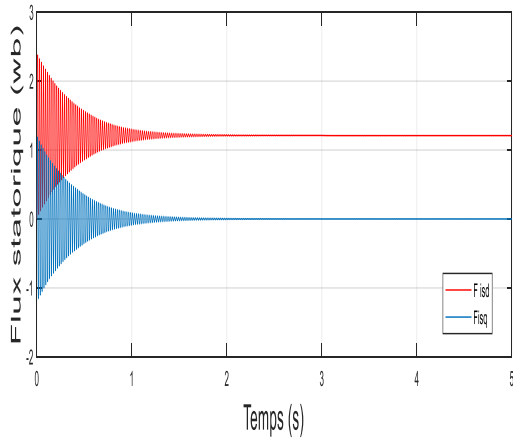
Tableau: IV.1: Différent niveaux du couple de charge par le temps



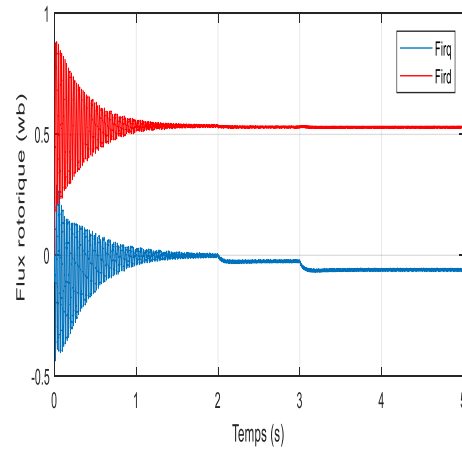
Vitesse (rad/s)



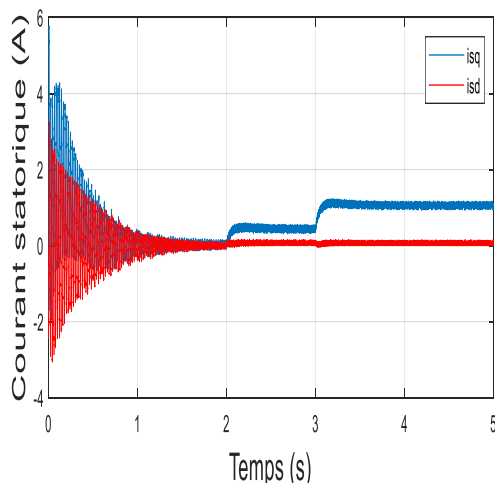
Couple électromagnétique (N.m)



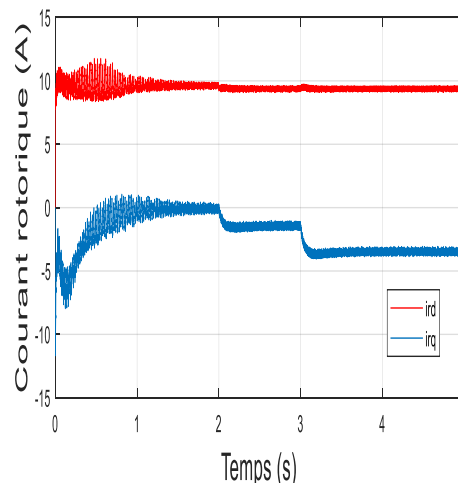
Flux statorique (wb)



Flux rotorique (wb)



Courant statorique (A)



Courant rotorique (A)

Figure (IV.8): Résultats de simulation de la Commande Vectorielle suivie d’une application d’une charge sur l’intervalle $t = [1, 2, 3]$ sec.

IV. 5.1.1. Résultats de simulation:

On remarque par la Figure (IV.8): que l’allure de la vitesse à l’instant de l’application de la charge présente une chute rejetée rapidement, puis se stabilise à sa grandeur de référence, et le temps de réponse est rapide.

Pour la variation du couple, on constate qu’il rejoint après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant appliquée.

Le découplage entre le couple et le flux est maintenu ce qui nous permet de contrôler indépendamment l’un de l’autre.

IV. 5.2 : Inversion du sens de rotation:

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle directe du MADA, vis-à-vis à une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse de (157 rad/sec) à (-157 rad/sec), avec un couple de charge de 2 N.m appliqué à l’instant $t = 2.5$ sec.

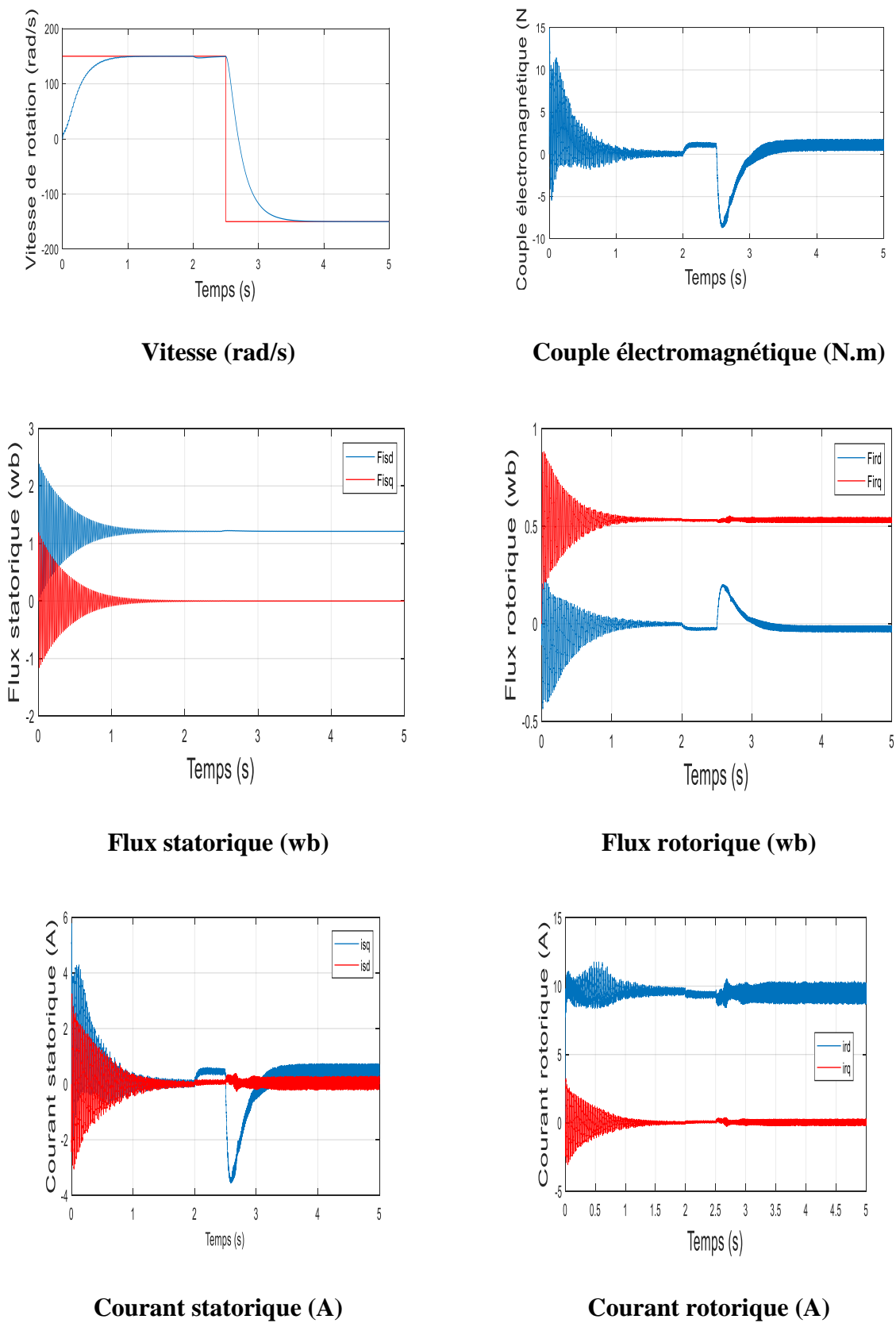


Figure (IV.9): Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation.

IV. 5.2.1. Résultats de simulation:

Les résultats obtenus (voir la figure IV.9) montrent clairement que :
La vitesse suit parfaitement sa consigne et s'inverse au bout de 0.4 sec. Cela engendre une augmentation au niveau du courant d'une grandeur identique à celle observée durant le régime transitoire initiale, qui se stabilise aussi au bout de 0.2 sec, pour redonner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante. Le couple électromagnétique atteint -8 N.m pendant l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de référence négative. Les allures des flux statoriques suivant les deux axes observent une légère perturbation durant l'inversion de la vitesse .

IV.6 Conclusion

La méthode des flux dirigés appliquée à la machine asynchrone depuis quelques années reste la méthode la plus populaire. En effet, cela nous permet de séparer la régulation de couple et la régulation de débit. Il permet de rendre la forme du couple d'un moteur asynchrone à double alimentation (MADA) similaire à celle d'une machine à courant continu.

Dans ce chapitre, nous présentons une étude théorique de niveau application Matlab-Simulink liée à la commande vectorielle, le sens d'écoulement statorique a été choisi car ce dernier permet d'obtenir une séparation complète entre débit et couple.

Il était divisé en quatre sections, comme suit :

- Simulation et interprétation de (MADA).
- Simulation de la onduleur MLI
- Simulation et interprétation du Convertisseur et de la machine (MADA)
- Simulation, analyse et interprétation du cvd de la mada

On voit que la structure de contrôle direct du vecteur flux, qui consiste à déterminer le flux à considérer par mesure ou par estimation, peut s'exprimer sous la forme d'un ordre de séparation.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans cette thèse résume le contrôle d'un moteur asynchrone bi-tension (MADA), qui est contrôlé par contrôle vectoriel direct, à l'aide de régulateurs conventionnels (PI), pour la régulation de la vitesse, ainsi que l'application du contrôle direct du couple. En d'autres termes, il est séparé une fois par sens d'écoulement du stator, contrôle direct du couple.

Le premier chapitre de ce travail est consacré à la présentation d'une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation quant à ses modes de fonctionnement, ses avantages et ses inconvénients, et à l'évaluation des performances offertes par cette machine. Afin de mieux contrôler la machine.

Afin de mieux maîtriser la machine, le second chapitre a été consacré à la modélisation de la MADA et de son alimentation, en se basant sur le modèle équivalent de Park tout en tenant en compte des hypothèses simplificatrices, Ce modèle a été validé en simulation.

Dans le troisième chapitre, nous permettons l'établissement de lois de commande vectorielle applicables à la machine asynchrone à double alimentation. A noter que cette technique reste la méthode la plus complexe pour obtenir un contrôle séparé du débit et du couple. Il permet de rendre la forme de couple de la machine asynchrone à double alimentation similaire à celle de la machine à courant continu

Enfin, nous avons vérifié la simulation numérique du système dans l'environnement MATLAB / SIMULINK, en plus de la description et de la discussion des résultats obtenus, ce qui a été fait comme suit :

- 1 - Simulation et interprétation de machines.
- 2 - Simulation de l'onduleur MLI
- 3- Simulation et interprétation du Convertisseur et de la machine
- 4 - Simulation, analyse et interprétation du CVD de la MADA

La technologie de contrôle vectoriel appliquée à MADA peut surmonter la difficulté de sa modification. Il permet d'assurer la séparation du flux et du couple électromagnétique et

Conclusion générale

d'améliorer la dynamique de vitesse. L'association du contrôle vectoriel avec un régulateur de vitesse classique de type PI permet d'obtenir de bonnes performances. Mais ce dernier peut perdre de sa force face à des turbulences extérieures et à une variable mécanique paramétrique.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] S. Drid, « Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation : théorie et expérimentation », Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005.
- [2] G. Salloum, "Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation," Thèse de doctorat de l'université de Toulouse Mars 2007.
- [3] S. Khojet El Khil, "Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA)," Thèse de doctorat de l'université de Toulouse Décembre 2006
- [5]A. Fenni, Commande Non Linéaire Par Des Régulateurs En Mode Glissant D'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA), Mémoire de Magister Université Mohamed Khider Biskra, 2013.
- [6]S. DRID, Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation : théorie et expérimentation, Thèse de Doctorat en électrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005.
- [7] Youcef Bekakra, "Contribution à l'étude et à la commande robuste d'un aérogénérateur asynchrone à double alimentation", thèse de doctorat, université de Biskra, 2014.
- [8]Abdelhakim.Dendouga, Contrôle Des Puissances Active et Réactive de la Machine a Double Alimentation (DFIM)>,, Thèse de Doctorat, Université de Batna, 10 février 2010..
- [9]Y. Elbia, commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation et a flux oriente, Mémoire de magistère, université, 2009.
- [10]P-E. Vidal, Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation, Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France,, 2004.
- [11]M. S. Vicatos et A. J. Tegopoulos,, «A doubly-fed induction machine differential drivemodel for automobiles,» chez IEEE Transactions on Energy Conversion, June 2003.

- [12]R. Abdessemed « Modélisation et simulation des Machines Electriques »,Livre, Edition TECHNOSUP, Batna , Mai 2012.
- [13]DJ. Khodja, « commande des convertisseurs électromécaniques »,Polycopie De Cours, Master1 ,ISE ,Université de M'sila , Algérie, 2012.
- [14]G. Salloum, « Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007.
- [15] BOUDJEMAA Zine Laabidine, "Commande Vectorielle sans capteur de vitesse de la Machine Asynchrone à Double Alimentation par régulateur pi-flou", Mémoire de Magister de l'école normale supérieure de l'enseignement technologique d'Oran, 2009.
- [16] ABBAS Mourad, MECHENTEL Mohamed, " Modélisation et Commande d'une MADA Alimentée Par une Cascade à Trois Niveaux Application à l'Energie Eolienne", Thème de l'Ingénieur de l'Ecole Nationale supérieure Polytechnique d'Alger, 2006.
- [17] F. Poitiers, Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation del'energie eolienne : machine asynchrone à cage autonome, machine asynchrone à doublealimentation reliée au réseau, Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, EcolePolytechnique de l'Université de Nantes, France,, 2003.
- [18] L.BAGHLI, Notes de Cours, "Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone", IUFM de Lorraine – UHP, 2003 / 2004.
- [19] G. Segulier, Convertisseurs De l'Electronique De Puissance: La Conversion Alternative-Continue, vol.1, 3ème éditons, Technique et Documentation Lavoisier, Paris, 2006.
- [20] BERREZZEK farid, "Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone", Mémoire de Magister de l'université Badji Mokhtar, Annaba, 2006.
- [21] T Belkacem, « Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à double Alimentation, Application à un Système Eolien à Vitesse Variable », Mémoire de magister en électrotechnique de l'université de Batna,2010.

[22] Youcef Djeriri, "Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle", thèse de doctorat, université de Sidi- Bel-Abbes, 2015.

[23] MELLOUL Ahmed, "Simulation et diagnostic d'une machine asynchrone à double alimentation d'une éolienne", Mémoire de Magister de l'Université Ferhat Abbas, Setif, 2011.

[24] K. Nafissa et K. Nessrine, "Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation", Mémoire de master, université kasdi merbah, ouargla, 2015.

[25] H. Tamrabet, « Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone », Thèse de magister de l'université de Batna, 2006.

[26] A. L. Nemmour, Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation, Thèse de magister de l'université de Batna, 2002.

[27] A. Kheldoun, « Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté », Thèse de doctorat de l'université de Boumerdès, 2007.

[28] T. Wildi et G. Sybille : « Électrotechnique », 4ème édition, Canada 2005.

[29] A. Meroufel, « Contrôle De La Machine Asynchrone », Polycopie De Cours, Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.

[30] D. Hadiouche, H. Razik et A. Rezzoug, "Steady and simulation of space vector PWM control of Double-Star Induction Motors", IEEE-CIEP, Acapulco, Mexico, 2000.

Annexe

Annexe

Données du moteur asynchrone à double alimentation (MADA).

Valeurs nominales : 0.8 kW ; 220/380 V-50 Hz ; 3.8/2.2 A

Connexion du rotor-étoile : 3×120 V ; 4.1 A ; 1420 tr/min

Paramètres :

R_s (Résistance du stator) = 11.98

R_r (Résistance du rotor) = 0.904

L_s (Inductance du stator) = 0.414 H

L_r (Inductance de rotor) = 0.0556 H

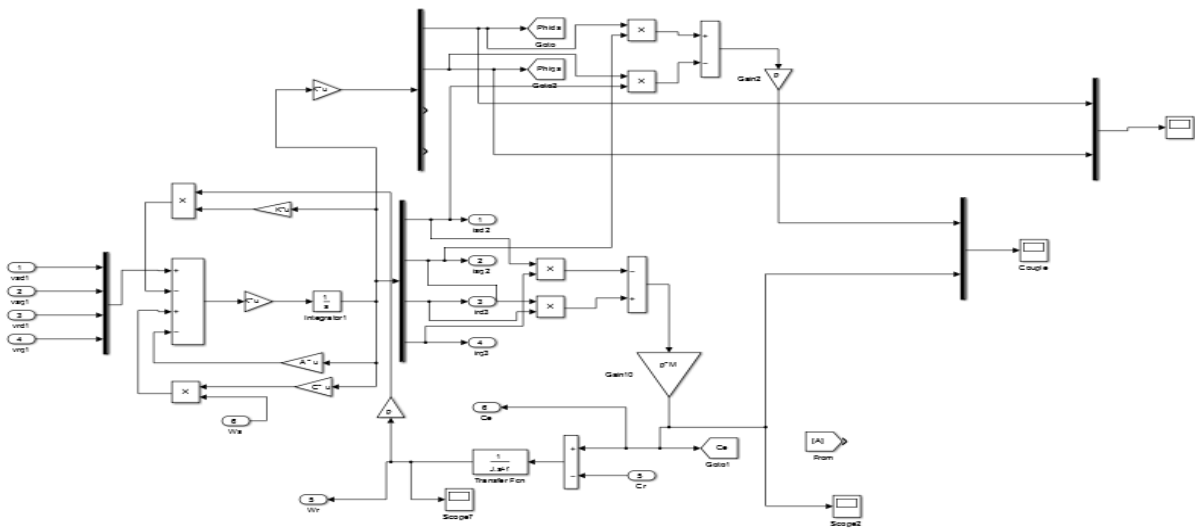
M (Inductance mutuelle) = 0.126 HP = 2

Constantes mécaniques :

J (Inertie de rotor) = 0.01 kg.m²

f (Coefficient de frottement) = 0.00 I.S.

Le modèle de la MADA sous SIMULINK/MATLAB.



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

Résumé

ملخص:

تتعلق هذه الأطروحة بالنمذجة والتحكم في الجهد لمحرك غير متزامن مزدوج التغذية (MADA). أولاً ، قدمنا المفاهيم الأساسية ومبدأ تشغيل هذا المحرك. ثم طورنا نمذجة هذا ونظامه الغذائي. إن التحكم في ناقلات MADA الذي يتم تغذيته بواسطة عاكس الجهد عند مستويات الدوار باستخدام منظمات PI الكلاسيكية له بعض العيوب مثل الحساسية لأوجه عدم اليقين الخاصة بالماكينة وتتوعاتها. لتحسين أداء النظام المراد التحكم فيه

يمكن لتقنية التحكم في النواقل المطبقة على MADA أن تتقن صعوبة تعديلها. يضمن الفصل بين التدفق والعزم الكهرومغناطيسي ويحسن ديناميكيات السرعة. يتم إجراء عمليات المحاكاة للتحقق من صحة الأمر.

Résumé

Ce mémoire concerne la modélisation et la commande en tension d'un Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA). En premier lieu, nous avons présenté des notions fondamentales et le principe de fonctionnement de ce moteur. Puis, nous avons développé la modélisation de cette et de son alimentation. La commande vectorielle de MADA alimentée par onduleur de tension aux niveaux rotorique en utilisant des régulateurs PI classiques présente certains inconvénients tels que la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations. Pour améliorer les performances du système à commander,

La technique de la commande vectorielle appliquée à la MADA peut maîtriser la difficulté de son réglage. Elle permet d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique et améliore la dynamique de la vitesse. Des simulations sont réalisées pour valider de la commande.

Mots clés : Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA), modélisation, commande vectorielle, régulateurs IP.