

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 :

Mr.MILOUDI Khaled..... Président
Mr.BEGGAT Fateh..... Examineur
Mr.GUIA Hossam Eddine... Encadreur

Présenté par :

- Bebboukha Ali
- Hechifa Abdel Moumene
- Sakhr yahya yahya naji

2020/2019

Remerciements

Nous remercions avant tous ALLAH pour son aide, qui nous ma guidé sur la bonne voie ses innombrables dons, ALLAH qui nous donne la santé, la volonté la patience, le courage et la force pour accomplir nôt études.

*Nous tenons à exprimer toute notre gratitude à **Mr.GUIA Hossam Eddine**, notre encadreur qui a assuré la direction de ce travail. Nous avons profité d'un encadrement scientifique de qualité.*

Nous le remercie pour ses conseils pertinents et éclairés, son aide était pour nous i d'une importance capital dans la réalisation de ce travail et pour ses conseils.

Nous remercions :

- ✚ Messieurs les membres de jury pour avoir accepté d'examiner notre travail.*
- ✚ Pour tous les enseignants qui nous ont orientés le long des cinq années , surtout Dr: **Chouaib Labiod** et Mr:**Guerfi Youcef***
- ✚ Pour tous les personnes administratives du département génie mécanique de l'université d'El-Oued.*
- ✚ Pour toute la promotion électromécanique 2020.*

Dédicace

إلهي لا يطيب الليل إلا بشكرك ولا يطيب النهار إلا بطاعتك .. ولا تطيب
اللحظات إلا بذكرك ... ولا تطيب الآخرة إلا بعفوك
ولا تطيب الجنة إلا برويتك

(الله جل جلاله)

إلى من بلغ الرسالة وأدى الأمانة .. ونصح الأمة .. إلى نبي الرحمة ونور
...العالمين

سيدنا محمد صلى الله عليه وسلم

إلى من كلفه الله بالهبة والوقار .. إلى من علمني العطاء بدون انتظار .. إلى من
أحمل اسمه بكل افتخار ... أرجو من الله أن يمد في عمرك لتري ثمارا قد حان
قطافها بعد طول انتظار وستبقى كلماتك نجوم أهدي بها اليوم وفي الغد وإلى
..الأبد

(والدي العزيز)

إلى ملاكي في الحياة .. إلى معنى الحب وإلى معنى الحنان والتفاني ... إلى بسملة
الحياة وسر الوجود ألى من كان دعائها سر نجاحي وحنانها بلسم جراحي إلى
...أغلى الحبايب

(أمي الحبيبة)

إلى من بهم أكبر وعليهم اعتمد ... إلى شمعات متقدة تنير ظلمة حياتي إلى من
...بوجودهم أكتسب قوة ومحبة لا حدود لها
...الي من عرفت معهم معنى الحياة

(أخواتي)

إلى من أرى التفاؤل بعينيها .. والسعادة في ضحككتيها
إلى من شاركتهم كل حياتي

(أخويا)

إلى الإنسان الذي علمني التفاؤل والأمل بدلا من الحزن والألم

(رفيق الدرب)

إلى كل الأهل والأقارب، وإلى كل الأصدقاء والزملاء إلى من وسعتهم ذاكرتي ولم
تسعهم مذكرتي إليهم جميعا أهدي عملي المتواضع

Dédicace

وَمَا تَوْفِيقِي إِلَّا بِاللَّهِ عَلَيْهِ تَوَكَّلْتُ وَإِلَيْهِ أُنِيبُ

نحمد الله ونشكره شكرا وحمدا كثيرا على نعمه الكثيرة التي لاتعدو لاتحصى وصلاة وسلام على أشرف خلق الله محمد بن عبدالله صلى الله عليه وسلم. أهدي ثمرة هذا الجهد المتواضع: إلى الذي وهبني كلما يملك حتى أحقق له آماله، إلى من كان يدفعني قدما نحو الأمام لنيل المبتغى، إلى الإنسان الذي إمتلك الإنسانية بكل قوة، إلى الذي سهر على تعليمي بتضحيات جسام مترجمة في تقديسه للعلم، إلى مدرستي الأولى في الحياة،
أبي الغالي على قلبي رحمه الله.

إلى من حملتني وهنأ على وهن إلى من جعل الله الجنة تحت قدميها إلى ريحانة حياتي التي غمرتني بعطفها وحنانها إلى من أنارت درب حياتي إلى من تنبت أزكى الأزهار إلى من يسعد قلبي بلقياها...

"والدتي العزيزة". أطل الله في عمرها.

إلى من شاركوني رحم أمي إلى يبايع الإخلاص والوفاء إلى القلوب الطاهرة الرفيقة والنفوس البريئة إلى من حبهم يجري في عروقي ويلهج بذكرهم فؤادي...

أخواتي

إلى سندي وقوتي وملاذي بعد الله إلى من أثروني على أنفسهم، إلى من أظهروا لي

ما هو أجمل من الحياة إلى رياحين حياتي.... إخوتي

إلى مصابيح حياتي كتاكيت البيت

أبناء إخوتي وأخواتي

إلى من سرنا سويا ونحن نشق الطريق معا نحو النجاح والإبداع

رفيق الدرب

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

وأخيرا أعتذر ممن لم أذكرهم بقلمتي وسقطوا سهوا من ذاكرتي

Bebboukha Ali

Dédicace

"وقل اعملوا فسيرى الله عملكم ورسوله والمؤمنون"

الحمد لله الذي بنعمته تتم الصالحات واحمد الله عز وجل على منه وعونه وتوفيقه
لإتمام مناقشة الماستر

أحب أن أهدي تخرجي هذا الى من لا يمكن للكلمات أن توفي حقهما
الى من لا يمكن للأرقام أن تحصي فضائلهما إلى من وراء التراب عن عيني
ولكنه في قلبي إلى غائب لا يرجي رجوعه إلى من سكن وطناً لا طريق لرجوعه
إلى مثلي الأعلى الذي تعب من أجل مستقبلي وأفنى عمره في انشائي إلى من
تحمل عناء التعب والشقاء

"روح والدي الطاهرة"

لى اللؤلؤة التي تلالآت في فضاء الفضيلة والإخلاص ،إلى رمز الحب وبلسم
الشفاء الى من أروضتني الحب والحنان ،الى من حرمت نفسها وأعطتني إلى
أحلى كلمة نطقها شفاتي ..

"إليك أُمي الغالية "

إلى من تمنيت أحتضانة كل لحظه وتواجدني معه منذ نعومة اظافره الى ملاك
رزقني الله به لأعرف من خلاله الحياة الجميلة الذي غير مفاهيم الحب في حياتي

"إليك أبنِي البكر مياد "

الى من ينتظروا عودتي الى من استند اليهم في الظروف الصعبة
"اليكم اخوتي الأعزاء واخواتي العزيزات إلى كل عائلتي العزيزة وكل أقاربي "
إلى مرشدتي في الدنيا والى من كانت معي وستبقى معي مابعد الوجود .

"إليكي زوجتي الحبيبة "

إلى من اعزهم ولهم مكانه خاصة عندي والى سندي في غيابي الى من وقف معي
في كل ظروفى الى عائلتي الثانية .

"اليكم وألدي زوجتي واخوتها العزيزين "

إلى جميع اصدقائي وزملائي القريبين والبعيدين والى من لهم مكانه خاصة دون
أن ننسى كل من علمني او ساعدني سواء الأبتدائية والعدادية والثانوية والتعليم
العالي .

كما اتوجه بالشكر والعرفان للشعب الجزائري الطيب والنبيل والكريم كما
اشكر الأسرة الجامعية دون أستثناء .

Sakhr yahya yahya naji

Sommaire

Sommaire

LISTE DES FIGURES	1
LISTE DES TABLEAUX	IV
LISTE DES SYMBOLES	IV
INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I : MODELISATION DU SYSTEME	
I.1. INTRODUCTION:	3
I.2. HISTORIQUE DE LA MADA	3
I.3. CLASSIFICATION DES MACHINES A DOUBLE ALIMENTATION	4
I.4. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MADA	5
I.5. DIFFERENTE SSTRATEGES DE COMMANDE DE LA MADA:	6
I.5.1. Commande de la MADA par un seul convertisseur:	6
I.5.2. Commande de la MADA par deux onduleurs:	7
I.5.3. Commande de la MADA par un redresseur alimentant deux onduleurs en parallèle:	8
I.5.4. Avantages etinconvénients de la MADA:.....	9
I. 5. 4. 1 Avantages de la MADA.....	9
I. 5. 4. 2Inconvénients de la MADA:.....	9
I.6. DOMAINES D’APPLICATION DE LA MADA:	10
I.7. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION	10
I.7.1. Description de la machine asynchrone à double alimentatio.....	10
I.7.2. Hypothèses et conventions[15]:	11
I.7.3. Equations électriques de la machine asynchrone à double alimentation	11
I.7.4. Équations magnétiques :	12
I.7.5. Le couple électromagnétique	14
I.8. LA TRANSFORMATION DE PARK	15
I.8.1. Equations électriques dans le repère de Park	17
I.8.2. Equations magnétiques :	20
I.8.3. Expression du couple électromagnétique :	22
I.8.4. Equation mécanique :	22
I.8.5. Choix du referential :	23
I. 8. 5. 1 Référentiel lie au stator :	23
I. 8. 5. 2Référentiel lie au rotor :	23
I. 8. 5. 3Référentiel lie au champ tournant :	24
I.9. MODELE DE LA MADA SOUS FORME D’EQUATION D’ETAT :	24
I.10. MODELISATION DU SYSTEME D’ALIMENTATION :	26
I.10.1. La structure de la chaîne d’alimentation choisie :	26
I.10.2. Modélisation d’un redresseur triphasé double alternance à diodes :	27
I.10.3. Modélisation du circuit de filtrage :	28
I.10.4. Modélisation de L’onduleur de Tension :	29

I.10.5. Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) :	32
I.11. CONCLUSION	34
CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION(MADA)	
II.1. INTRODUCTION	34
II.2. LA COMMANDE VECTORIELLE	35
II.3. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE.....	35
II.3.1. Couple électromagnétique d'une MADA :	36
II.3.2. Couple électromagnétique d'une mcc :	36
II.4. POSSIBILITE D'ORIENTATION DU FLUX	37
II.5. COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION DU FLUX STATORIQUE :	37
II.6. LES METHODES DE CONTROLE PAR FLUX ORIENTE	39
II.6.1. Méthode directe de la commande vectorielle	39
II.6.2. Méthode indirecte de la commande vectorielle.....	40
II.7. STRUCTURE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE :	40
II.7.1. Défluxage :	41
II.7.2. Principe du découplage par compensation	42
II.7.3. Estimation du flux statorique :	42
II.7.4. Dimensionnement des régulateurs :	43
II.7.4.1 Calcul des régulateurs des courants rotoriques, de flux statorique et de vitesse	43
II.7.4.1.1. Les régulateurs des courants rotoriques :	43
II.7.4.1.1.1. Régulation du courant rotorique directe :	43
II.7.4.1.1.2. Régulation du courant rotorique quadrature :	45
II.7.4.1.2. Régulateur du flux statorique :	46
II.7.4.1.3. Régulation de vitesse par un régulateur IP :	46
II.8. CONCLUSION	48
CHAPITRE III : SIMULATION, ET INTERPRETATION DES RESULTATS	
III.1. INTRODUCTION.....	49
III.2. PRESENTATION DE L'ENVIRONNEMENT MATLAB/SIMULINK™.....	50
III.2.1. MATLAB :	50
III.2.2. SIMULINK :	50
III.3. SIMULATION ET INTERPRETATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR-MACHINE	51
III.3.1. simulation de la onduleur MLI :	51
III.3.1.1. La commande MLI	51
III.3.1.2. Résultats de simulation de la commande MLI sinus-triangle	51
III.3.2. Simulation de la machine asynchrone à double alimentation :	53
III.3.2.1. Modèle de la MADA sous Simulink/MATLAB.....	53
III.3.2.2. Résultats de Simulation de La MADA.....	54
III.3.2.3. Interprétation des résultatsle premier fonctionnement	54
III.3.2.4. Interprétation des résultatsle deuxième fonctionnement	57

Sommaire

III.3.3. Simulation del'association MADA avec onduleur à MLI.....	58
III.3.3.1.Seul onduleur du coté rotorique :.....	58
III.3.3.1.1. Résultats de simulation :.....	58
III.3.3.2.Deux onduleur du coté rotorique et onduleur du coté statorique :	60
III.3.3.2.1. Résultats de simulation :.....	61
III.3.4. Interprétation des résultats.....	58
III.4. SIMULATION, ANALYSE ET INTERPRETATION DE LA CVD DE LA MADA	62
III.4.1. Résultats de simulation.	63
III.4.1.1. Démarrage à Vide suivi d'une Introduction de Variation du Couple de Charge.....	63
III.4.2. Inversion du sens de rotation :.....	65
III.4.3. Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique :	67
III.4.3. Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique :.....	67
III.5. CONCLUSION :	68
CONCLUSION GENERALE.....	69
BIBLIOGRAPHIE
ANNEXE.....
RESUME

Liste Des Figures

Liste Des Figures

Figure (I.1): Représentation de la machine asynchrone à double alimentation.....4

Figure (I.2): Classification des machines à double alimentation4

Figure (I.3): MADA commandée par un seul convertisseur alimentant le rotor.7

Figure (I.4): MADA commandée par deux onduleurs alimentés à travers deux redresseurs. ...8

Figure (I.5): Commande de la MADA par deux onduleurs alimentés à travers un redresseur commun.8

Figure (I.6): Représentation de la structure de principe de la MADA triphasée.10

Figure (I.7): La transformation de Park.....16

Figure (I.8): Modèle de la MADA dans le repère de PARK21

Figure (I.9): Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la MADA.27

Figure (I.10): Schéma d'un redresseur triphasé double alternance à diodes27

Figure (I.11): Circuit de filtrage de la tension redressée28

Figure (I.12): Onduleur de tension triphasé à deux niveaux30

Figure (I.13): Représentation d'un GTO30

Figure (II.1): Exemple du principe de la commande vectorielle orientation du flux statorique36

Figure (II.2): Illustration de l'orientation du flux statorique.37

Figure (II.3): Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA40

Figure (II.4): Schéma de régulation de courant idr43

Figure (II.5): Schéma de régulation de courant iqr45

Figure (II.6): Schéma de régulation du flux statorique46

Figure (II.7): Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP47

Figure (III.1): Schéma de simulation de la commande MLI.....51

Figure (III.2): Signaux de comparaison (référence et porteuse)52

Figure (III.3): Impulsion de commande du premier transistor52

Figure (III.4): Tension composée de sortie de l'onduleur52

Figure (III.5): Structure de simulation de la MADA53

Figure (III.6): Schéma bloc de simulation de la MADA.53

Figure (III.7): Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA sans alimentation rotorique (rotor en court circuit, $V_r = 0$ et $f_r = 0$ Hz)55

Liste Des Figures

Figure (III.8): Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA avec alimentation rotorique (rotor en court-circuit, $V_r=15$ et $f_r=3\text{Hz}$) avec un couple de charge (5.Nm) à $t=2\text{sec}$	56
Figure (III.9): Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA avec alimentation rotorique (rotor en court-circuit, $V_r=15$ et $f_r=3\text{Hz}$) avec un couple de charge (5N.m) à $t=3\text{sec}$	57
Figure (III.10): Schéma bloc de simulation de la MADA avec onduleur à MLI.	58
Figure (III.11): Réponses du système avec $C_r=5\text{N.m}$ à $t=2\text{sec}$	60
Figure (III.12): Schéma bloc de simulation de la MADA avec onduleur à MLI.	60
Figure (III.13): Réponses du système avec $C_r=25\text{N.m}$ à $t=3\text{sec}$ (deux onduleur du coté rotorique et onduleur du coté statorique).	62
Figure (III.14): Schéma bloc de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA par MATLAB/SIMULINK.	63
Figure (III.15): Résultats de simulation de la Commande Vectorielle suivie d'une application d'une charge sur l'intervalle $t=[1, 2, 3]\text{sec}$	65
Figure (III.16): Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation $t=2\text{s}$	66
Figure (III.17): Résultats de simulation de la CVD du MADA vis-à-vis la variation de la résistance rotorique.	68

Liste des tableaux

Liste des tableaux

Tableau (I.1) : Tension et flux dans le repère de Park	22
Tableau (I.2) : Etablissement des expressions des tensions simples et composées	32
Tableau (III.1) : Diffèrent niveaux du couple de charge par le temps.....	63

Liste des Symboles

Liste des Symboles

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

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

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

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

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

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

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

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques (H).

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques (H).

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

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

σ : Coefficient de dispersion.

d : Indice de l'axe direct.

q : Indice de l'axe en quadrature.

o : Indice de l'axe homopolaire.

$[A]$: Matrice de Park.

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

θ_s : Position de stator (rad).

θ : Position entre l'axe statorique 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).

Liste des Symboles

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

f_p : fréquence de la porteuse (Hz).

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

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

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

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

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

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

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

C_e : Couple électromagnétique (N.m).

C_r : Couple résistant (N.m).

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

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

p : Nombre de paires de pôles.

u_d : tension de bus continu (V).

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

T_r . T_s : Constante de temps statorique et rotorique.

K_i : Gain intégral.

K_p : Gain proportionnel.

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

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

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

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

τ_e : Constante de temps électrique.

τ : Constante de temps.

ξ : Constante d'amortissement.

Sigles utilisés :

MADA : Machine Asynchrone à Double Alimentation ;

DFIM : Doubly Fed Induction Machine ;

CVD : Commande Vectorielle directe ;

Liste des Symboles

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion ;

PI : Proportionnel Intégral ;

MCC : Machine à Courant Continu MCC ;

DFOC : Direct Field OrientedControl ;

IFOC : Indirect Field OrientedControl ;

Introduction générale

Introduction générale

Depuis les années premières de l'industrialisation, les chercheurs ont été confrontés au "comment commander les machines électriques à des vitesses variables". Car les entraînements électriques exigent de plus en plus des hautes performances, une fiabilité accrue, et un coût réduit. Au 19^{ème} siècle, ce problème a été résolu avec les moteurs à courant continu, dont on peut modifier la vitesse de rotation de zéro '0' à la vitesse maximale, et ceci en agissant sur la tension d'induit en gardant le flux d'induction constant. Cependant, la présence du système balais collecteur les pénalise : ces machines ne peuvent servir ni dans le domaine des grandes puissances, ni en milieux corrosifs, s'y ajoute aussi l'entretien que nécessite le collecteur .

Ces contraintes ont donc orienté la recherche dans le domaine de la vitesse variable vers les machines à courant alternatif, et plus particulièrement vers les machines asynchrones. Celles-ci ont en effet de nombreux avantages : coût de fabrication réduit, construction relativement simple, support des surcharges, vitesse de rotation plus élevée et n'exigent pas d'entretien permanent.

L'inconvénient de cette catégorie des machines réside dans la complexité de leur fonctionnement, car elles se comportent comme des systèmes multi-variables, non linéaires et fortement couplés, d'où la difficulté de leur commande .

Dans le domaine des entraînements des grandes puissances, il existe une nouvelle solution utilisant la machine alternative fonctionnant dans un mode un peu particulier, il s'agit de la machine asynchrone à double alimentation "MADA" : c'est une machine asynchrone triphasée avec un rotor bobiné qui peut être alimentée par deux sources de tension l'un au stator et l'autre au rotor.

Un intérêt de plus en plus croissant est accordé à cette machine. Cet intérêt est dû aux degrés de liberté qu'elle offre du fait de l'accessibilité de son rotor et donc de la possibilité de l'alimenter par un convertisseur aussi bien du côté du stator que du côté du rotor et un élargissement de la plage de vitesse (hypo-synchrone, synchrone, hyper-synchrone) .

Pour un fonctionnement à des vitesses variables on doit insérer à la machine un convertisseur à M.L.I (Modulation à Largeur d'Impulsions) entre la machine et le réseau. Car, quelle que soit la vitesse de rotation de la machine, la tension est redressée et un onduleur connecté du

Introduction générale

côté réseau est chargé d'assurer la cohérence entre la fréquence du réseau et celle délivrée par le dispositif.

La machine asynchrone à double alimentation est essentiellement non linéaire, dû au couplage entre le flux et le couple électromagnétique. La commande vectorielle par orientation du flux selon un axe privilégié permet d'assurer un découplage entre le flux et le couple.

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) .

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

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

Le deuxième chapitre, il présente la commande vectorielle directe par orientation de flux statorique de la machine asynchrone à double alimentation.

Le troisième chapitre, est consacré à la simulation numérique, nous avons utilisé le MATLAB/SIMULINK comme moyen de simulation de notre système. La simulation est faite en deux parties comme suite:

1. Simulation et interprétation de l'association Convertisseur-machine.
2. Simulation, Analyse et Interprétation de la CVD de la MADA.

Finalement, Une conclusion générale, synthétisera les points les plus marquants de ce travail et ouvrira une perspective afin de guider des initiatives futures d'évolution et de recherche.

Chapitre I : Modélisation du Système

I.1. Introduction:

La modélisation est un passage obligatoire pour concevoir des systèmes de commande performants, elle nous permet de simuler la machine et d'en déduire les lois de commande en manipulant les équations décrivant le comportement de la machine.

Le modèle mathématique d'une machine électrique est un mode de représentation de la machine idéal permettant de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement, elle apporte une aide appréciable dans la résolution des problèmes techniques.

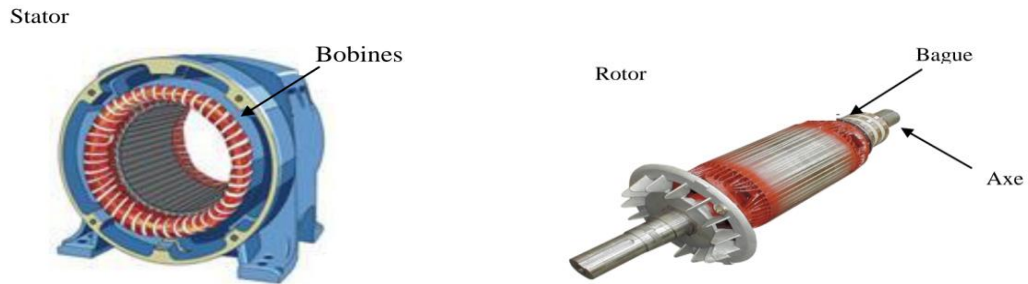
L'objectif de ce chapitre est de mener une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant son principe de fonctionnement, les différentes stratégies de commande, ses avantages et inconvénients et évaluer les performances apportées par cette machine. On présentera aussi sa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

I.2. Historique de la MADA

La première apparition de la machine asynchrone à double alimentation "doubly-fed induction machine (DFIM) ", date de l'année 1899, [1]; il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation [2].

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 [3],[4].

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



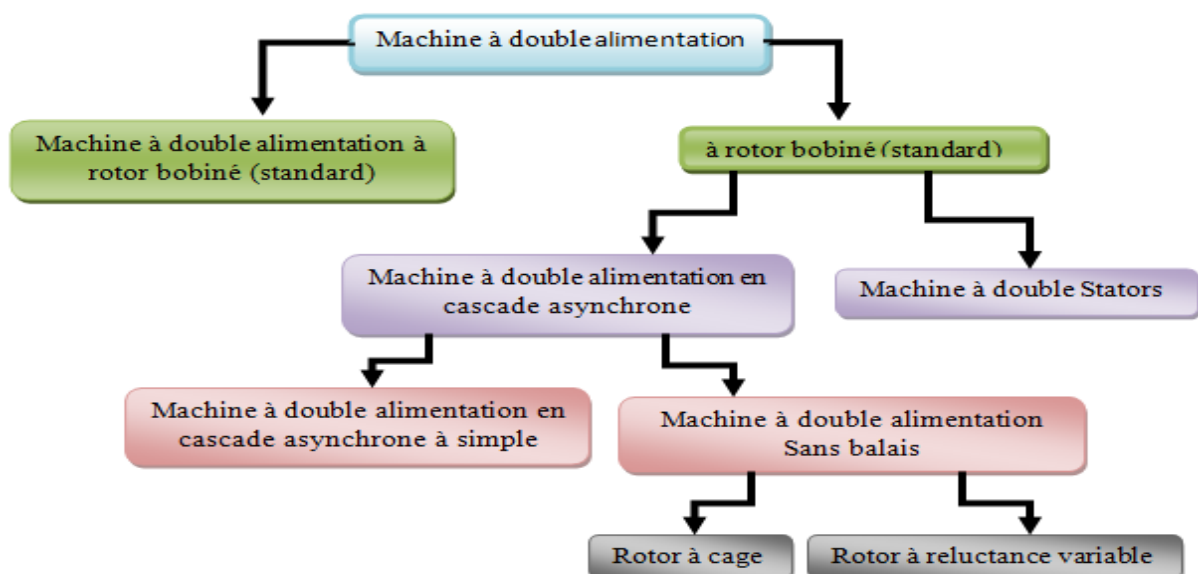
Figure(0.1):Représentation de la machine asynchrone à double alimentation

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. 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[5].



Figure(0.2):Classification des machines à double alimentation

I.4. 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:

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:

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

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: ($\omega_r < \omega_s$; $g < 1$) , 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[6].

I.5. Différentes stratégies de commande de la MADA:

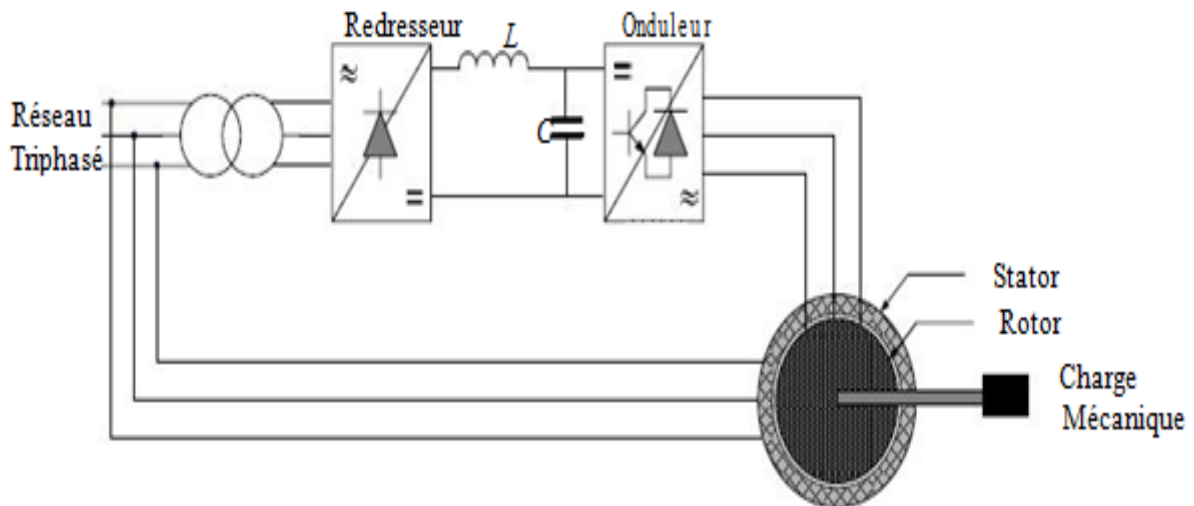
La structure de la machine asynchrone à double alimentation présente l'avantage de permettre de commander les variables de la machine, telle que, la puissance, la vitesse, le couple. Cette commande est réalisée par plusieurs méthodes et structures ; selon le mode de fonctionnement, la variable à commander et le domaine d'application.[7].

I.5.1. 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 stratégie la plus simple et la plus utilisée dans les applications industrielles, cette structure est illustrée par la figure suivante [9].



Figure(0.3): MADA commandée par un seul convertisseur alimentant le rotor.

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 courante est l'utilisation dans les systèmes de production d'énergie électrique notamment les systèmes éoliens et hydrauliques[10].

I.5.2. Commande de la MADA par deux onduleurs:

Cette structure de commande consiste en une MADA alimentée par deux onduleurs, l'un au stator et l'autre au rotor. Elle peut prendre deux formes équivalentes[11].

- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs. Dans ce cas, c'est le réseau qui est la source du couplage électrique existant entre les deux côtés.
- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun, ce dernier est donc une source d'alimentation commune aux deux côtés.

La première forme de cette stratégie de commande est illustrée par la figure suivante [12]:

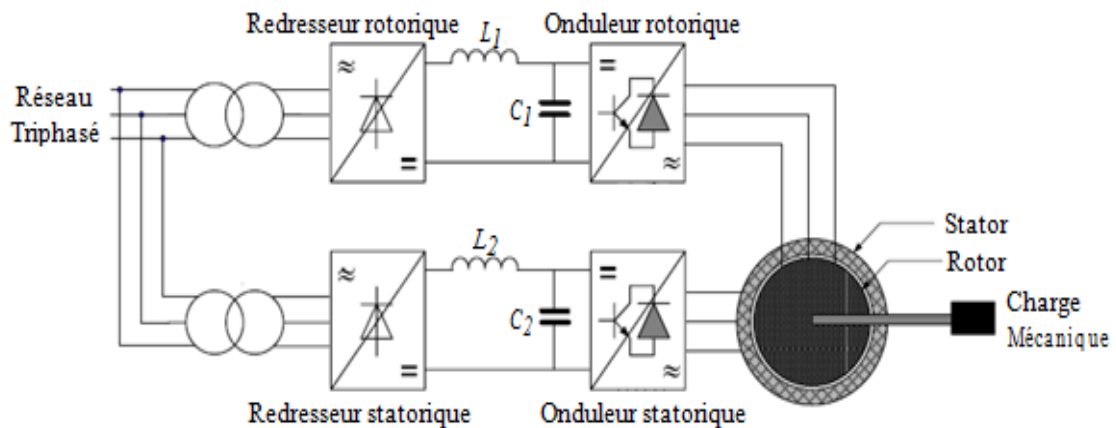


Figure 0.4):MADA commandée par deux onduleurs alimentés à travers deux redresseurs.

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.5.3. 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[10]:

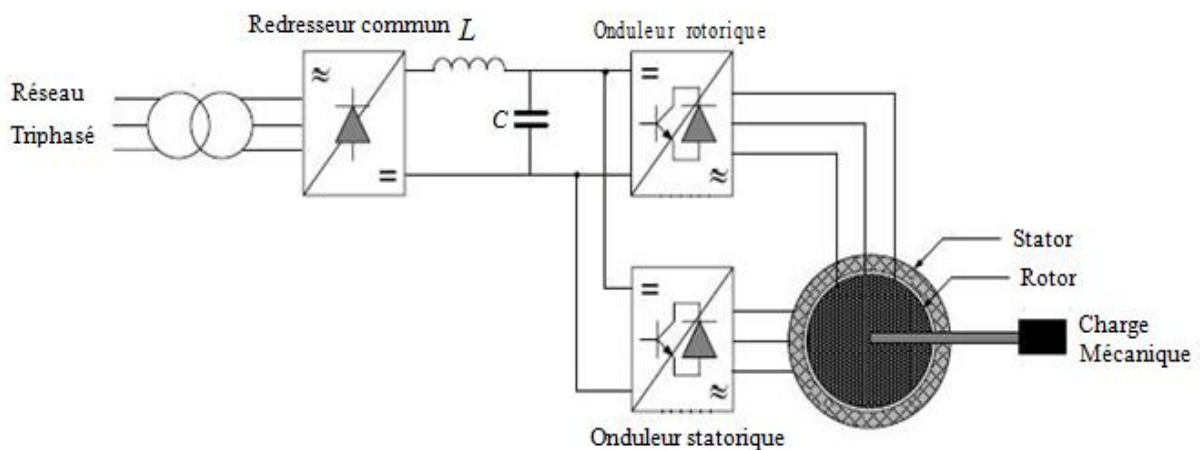


Figure (0.5):Commande de la MADA par deux onduleurs alimentés à travers un redresseur commun.

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

I.5.4. 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[7].

I.8.5.1 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 plage de variation de la vitesse autour de la vitesse de synchronisme. De plus, l'application de la commande vectorielle associée à une technique de commande moderne permet d'obtenir un couple nominal sur une grande plage de vitesse.[13]
- ✚ Le circuit rotorique de la MADA 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, de minimisation des harmoniques et d'amélioration de rendement[14]

I.8.5.2 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 cause des balais.[15]
- ✚ 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).

I.6. Domaines d'application de la MADA:

La MADA offre de nombreux avantages par rapport à la machine asynchrone classique et synchrone. Surtout en ce qui concerne la gamme de la vitesse opérationnelle et de la puissance d'entraînement ou bien la puissance générée par cette dernière en mode génératrice. De plus, elle a un comportement souple à la commande, ce qui lui permet de trouver un domaine d'application très vaste. La MADA peut être utilisée dans des applications spécifiques avec une vitesse variable et à fréquence constante, comme les systèmes de génération de l'énergie électrique à partir des puissances éolienne et hydraulique, ainsi que dans les applications aérospatiales et navales, l'entraînement des ventilateurs et des pompes d'eau.[16]

I.7. Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

I.7.1. Description de la machine asynchrone à double alimentation

La machine asynchrone est représentée sur la figure (I.6) par ces six enroulements dans l'espace électrique. L'angle θ repère le décalage de l'axe de la phase rotorique (Oar) par rapport à l'axe fixe de la phase statorique (Oas).

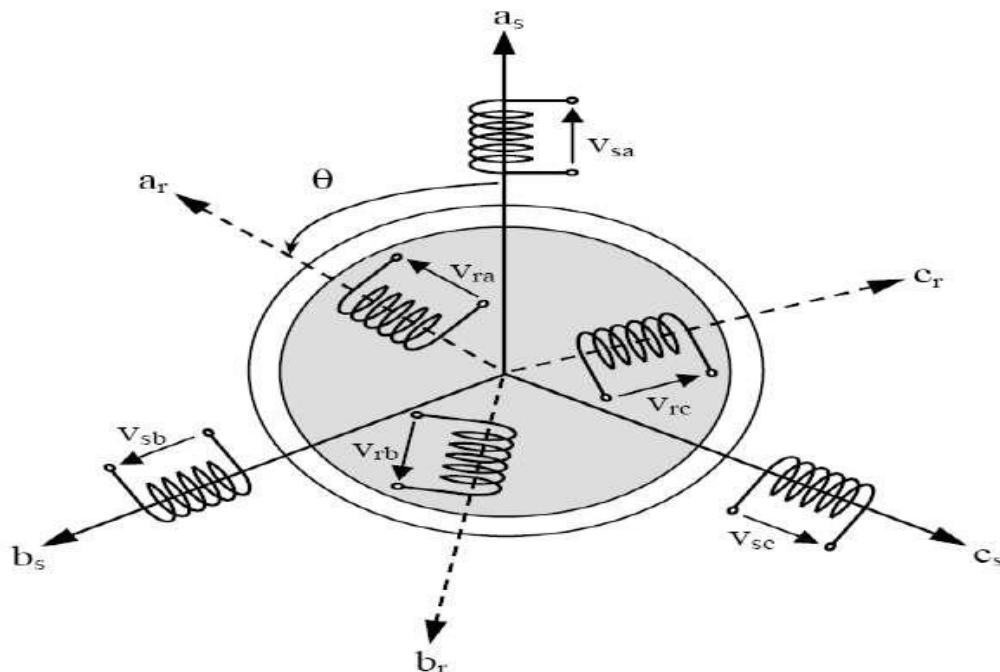


Figure (0.6): Représentation de la structure de principe de la MADA triphasée.

I.7.2. Hypothèses et conventions [15]:

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

- ✚ Nous supposons que la machine est constituée d'un stator et d'un rotor cylindrique et coaxiaux dont les enroulements sont symétriques triphasés et répartis d'une façon sinusoïdale dans les encoches. Les trois enroulements statoriques, respectivement rotoriques, sont supposés identiques.
- ✚ Nous supposons que l'épaisseur de l'entrefer est uniforme ce qui conduit à une perméance d'entrefer constante.
- ✚ Nous négligeons la saturation du circuit magnétique ainsi que son hystérésis, ce qui permet de définir des inductances constantes.
- ✚ Nous supposons que l'induction dans l'entrefer est à répartition sinusoïdale.
- ✚ Nous supposons que la composante homopolaire du courant est nulle.
- ✚ Nous tenons compte des fondamentaux des grandeurs alternatives seulement.
- ✚ Nous ne tenons compte que des pertes joules dans la machine. Nous négligeons les pertes fer.

I.7.3. Equations électriques de la machine asynchrone à double alimentation

Les enroulements illustrés par la figure (I.6) obéissent aux équations électriques qui s'écrivent sous la forme matricielle suivante [7] :

- pour les enroulements statoriques :

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

Ou sous forme matricielle :

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

D'où les formes matricielles condensées :

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

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

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

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

R_s : respectivement la résistance statorique

- pour les enroulements rotoriques :

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

Ou sous forme matricielle :

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

D'où les formes matricielles condensées :

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

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

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

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

R_r : respectivement la résistance rotorique.

I.7.4. Équations magnétiques :

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

On peut donc définir les coefficients d'inductance suivants :

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

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

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

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

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

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

Ou sous forme condensée :

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

Pour laquelle on définit :

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Ou sous forme condensée :

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

Pour laquelle ont définit également :

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

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

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

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

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

Suivantes:

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

I.7.5. Le couple électromagnétique

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

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

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

et :

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

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

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

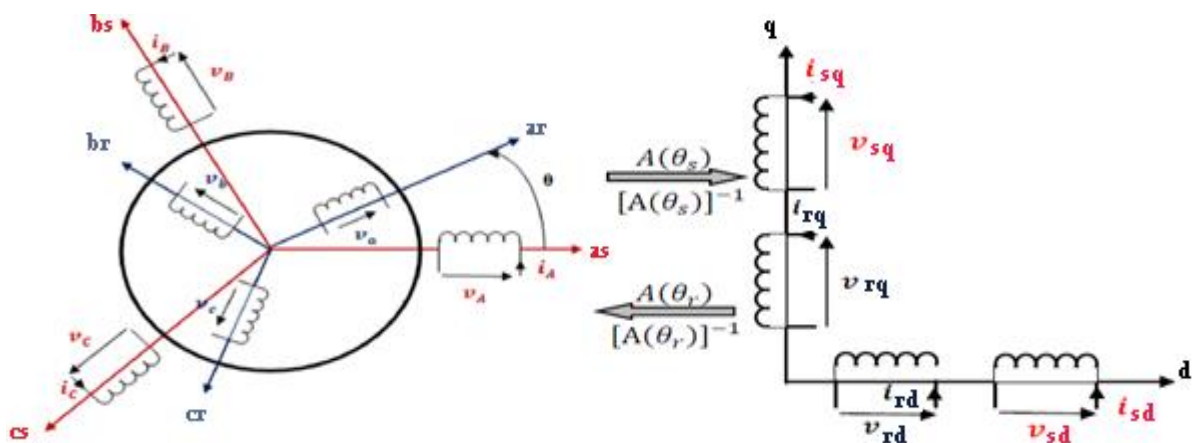
On peut également exprimer le couple électromagnétique en fonction du couple résistant C_r opposé par la charge mécanique du moteur, du moment d'inertie de toutes les parties tournantes et du coefficient de frottement visqueux f :

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

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

I.8. 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 [17].



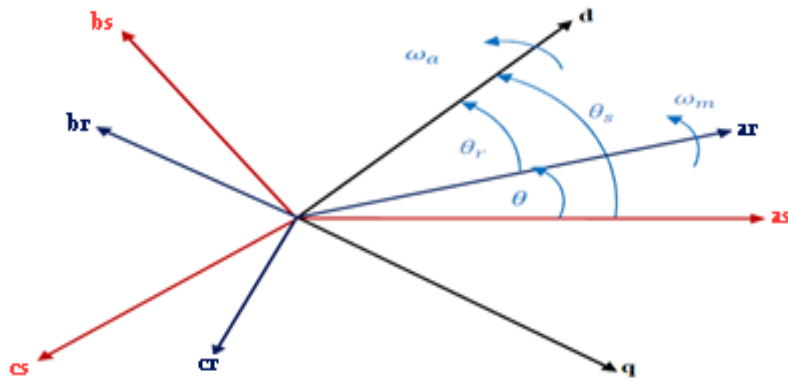


Figure (0.7):La transformation de Park

θ :est le déphasage entre les axes Oas et Oar

θ_s :est le déphasage entre les axes Od et Oas

θ_r :est le déphasage entre les axes Od et Oar

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

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

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

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

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

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

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

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

Ou :

x_d : est la composante direct

x_q : est la composante quadratique

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

La matrice de transformation de Park est définie comme suite :

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

Et la transformation inverse de Park est donnée par :

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

I.8.1. Equations électriques dans le repère de Park

Pour la machine asynchrone, la transformation de Park est appliquée aux grandeurs statorique et rotorique. 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 biphase 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] :

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

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

Celle des tensions :

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

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

La transformation des flux :

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

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

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

Au stator : Au rotor:

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

La transformation inverse de Park donne :

Au stator :

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

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

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

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

Au rotor:

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

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

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

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

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

Au stator :

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

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

On obtient facilement :

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

On calcule séparément le terme :

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

Finalement on abouti à :

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

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

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

Après transformation, on aura :

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

On calcule aussi le terme suivant :

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

Finalement on abouti a :

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

I.8.2. Equations magnétiques :

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

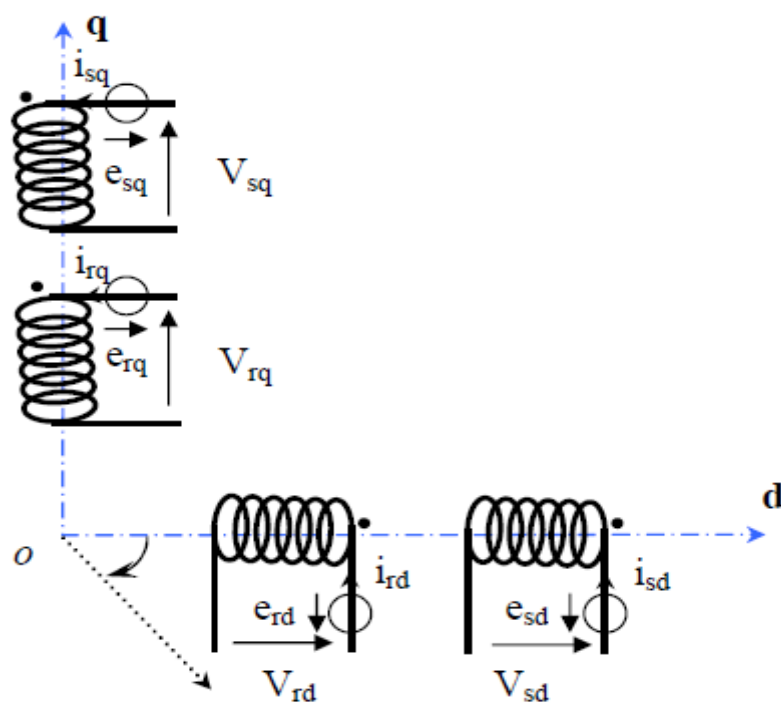


Figure 0.8):Modèle de la MADA dans le repère de PARK

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

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

Tableau (0.1) :Tension et flux dans le repère de Park

I.8.3. Expression du couple électromagnétique :

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

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

p : Nombre de paire du pole.

L_s : Inductance propre statorique.

C_e : Couple électromagnétique.

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

I.8.4. Equation mécanique :

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

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

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

C_r : Couple résistant

J : moment d'inertie de la partie tournante

f : Coefficient de frottement visqueux

I.8.5. 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.

I.8.5.1. Référentiel lié 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]

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

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

I.8.5.2. Référentiel lié au rotor :

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

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

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

I.8.5.3. 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 :

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

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

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

I.9. Modèle de la MADA sous forme d'équation d'état :

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

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

Avec :

X : Vecteur d'état.

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

B : Matrice de la commande.

U : Vecteur du système de commande.

Y : Vecteur de sortie,

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

Où :

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

Par une représentation matricielle $\begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} =$

$$\begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_s & (\omega_s - \omega)L_r \\ (\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.58)$$

Et

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

$$\cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.59)$$

On pose :

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

Alors l'équation (I.53) devient :

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

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

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

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

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

Avec :

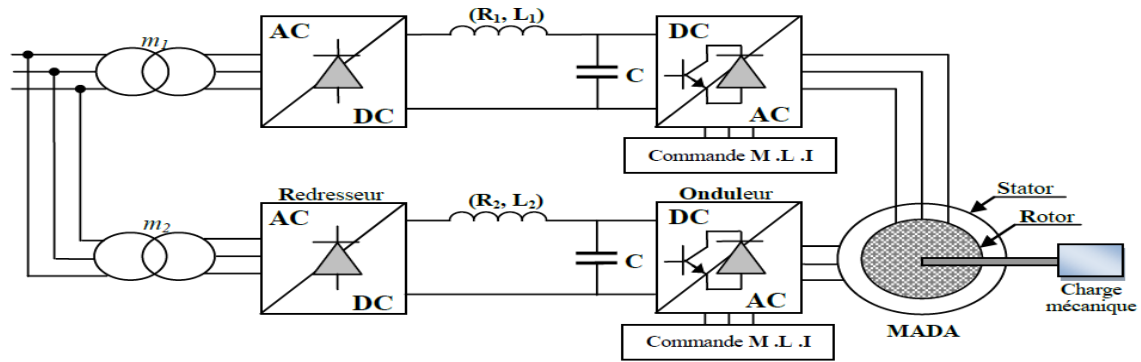
$$[Z] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}, [Z] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}, [Z] = \begin{bmatrix} 0 & L_s & 0 & M \\ -L_s & 0 & -M & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\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

I.10. Modélisation du système d'alimentation :

I.10.1. La structure de la chaîne d'alimentation choisie :

Comme il est illustré sur la figure (I.9), la machine est alimentée par deux onduleurs de tension, connectés à deux bus continus indépendants, pouvant fournir le maximum de puissance exigée de chaque côté. Les interrupteurs ont été choisis en fonction du courant maximal qui les parcourt, de la tension à leurs bornes ainsi que de la fréquence de la porteuse de l'onduleur. Une modulation de largeur d'impulsion MLI, de type sinusoïdale régulière symétrique (sinus-triangle à fréquence fixe), est adoptée pour la commande des onduleurs.

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



Figure(0.9):Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la MADA.

I.10.2. Modélisation d'un redresseur triphasé double alternance à diodes :

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

Le redresseur utilisé dans les deux alimentations de la MADA est un redresseur triphasé double alternance à diodes. Figure (I.10) représente son schéma de principe, il est composé de trois diodes (**D1,D2,D3**)à cathode commune chacune conduit lorsque le potentiel de son anode est le plus positif, et de trois diodes (**D4,D5,D6**)à anode commune, chacune conduit lorsque le potentiel de sa cathode est le plus négatif assurant ainsi le retour de courant $i_d(t)$.

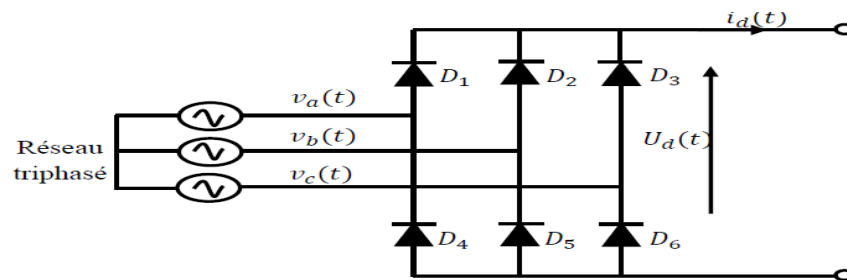


Figure (0.10):Schéma d'un redresseur triphasé double alternance à diodes

Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

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

La tension redressée peut être déterminée par :

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

Sa valeur moyenne est donnée par :

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

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

I.10.3. Modélisation du circuit de filtrage :

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

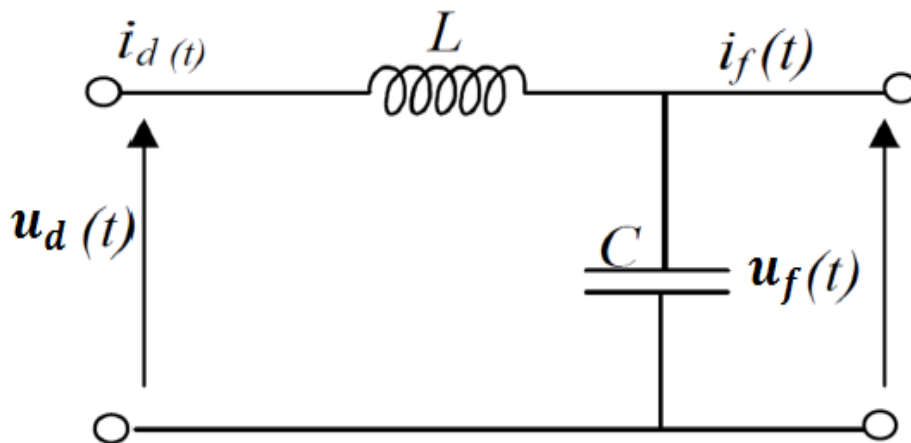


Figure (0.11):Circuit de filtrage de la tension redressée

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

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

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

Où :

$u_d(t)$: est la tension redressée ;

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

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

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

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

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

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

Où : s est l'opérateur de LAPLACE.

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

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

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

I.10.4. Modélisation de L'onduleur de Tension :

Un onduleur de tension est un convertisseur statique qui assure la transformation de la tension d'une source continue en une tension alternative.

Il est constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances.

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est constitué d'un transistor (T) et d'une diode (D) montés en tête-bêche (Figure (I.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 decourt-circuiter la source [20]. Les diodes D_{ij} ($ij=1, 2, 3$) sont des diodes à roue libre assurant laprotection des thyristors.

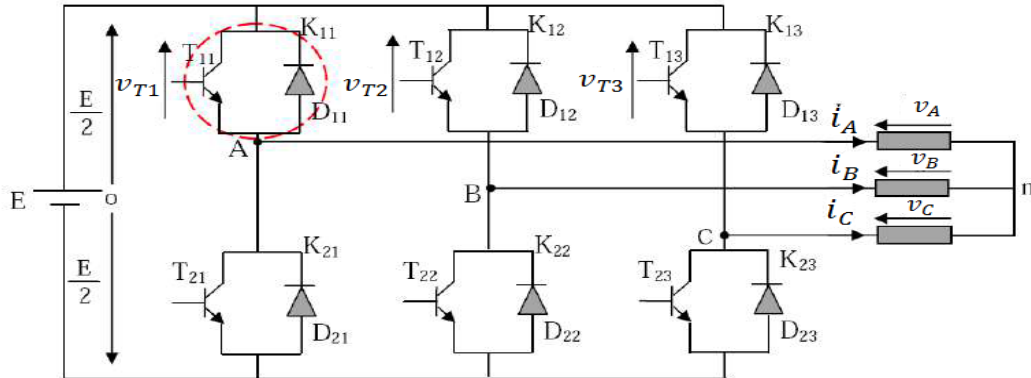


Figure (0.12): Onduleur de tension triphasé à deux niveaux

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension [21]. Un bras de l'onduleur est représenté par la figure (I.13).

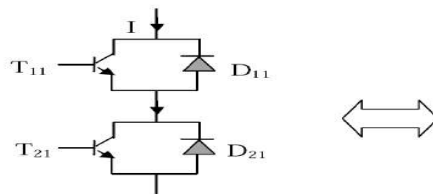


Figure (0.13): Représentation d'un GTO

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

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

L'onduleur alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce au jeu d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, une tension alternative formée d'une succession

de créneaux rectangulaires, la période de fonctionnement étant fixée par la commande des interrupteurs [22].

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases sont

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

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

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique.

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

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

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

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

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

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

Avec

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

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

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

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

Le système (II.71) représente le modèle mathématique de l'onduleur triphasé à MLI. Le tableau ci-dessous montre les expressions qui prennent les tensions simples et les tensions composées, en fonction de l'état ouvert ou fermé des interrupteurs K_1, K_2, K_3 (les états de K_4, K_5, K_6 sont respectivement complémentaires de ceux de K_1, K_2, K_3).

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

Tableau 0.2) : Etablissement des expressions des tensions simples et composées

I.10.5. Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) :

La modulation triangulo-sinusoidale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersectée puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence, généralement sinusoidale, avec une onde porteuse haute fréquence de forme, généralement, triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoidale.

Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance [20].

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale :

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

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

$$\begin{cases} x_1(t) = v_p \left(-1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) \text{ si } t \in \left[0; \frac{T_p}{2} \right] \\ x_2(t) = v_p \left(3 - 4 \frac{t}{T_p} \right) \text{ si } t \in \left[\frac{T_p}{2}; T_p \right] \end{cases} \quad (\text{I.76})$$

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 :

$$\begin{cases} v_{rA}(t) = v_r \sin 2\pi f_r t \\ v_{rB}(t) = v_r \left(\sin 2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ v_{rC}(t) = v_r \left(\sin 2\pi f_r t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (\text{I.77})$$

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]:

$$s_{123} = \begin{cases} 1 & \text{si } (v_{rAB} - x(t)) \geq 0 \\ -1 & \text{si } (v_{rAB} - x(t)) < 0 \end{cases} \quad (\text{I.78})$$

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 [23].

I.11. CONCLUSION

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

Cette dernière est le sujet du deuxième chapitre.

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

II.1. Introduction

Depuis plusieurs années, des recherches universitaires et industrielles ont été réalisées pour remédier le problème de la commande de la machine asynchrone et établir une similitude avec la machine à courant continu. En effet, 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. Les techniques de commande classiques deviennent insuffisantes surtout dans les applications industrielles réclamant un couple important en basse vitesse (traction, positionnement).

L'application de cette dernière à 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.

Dans cette partie, on va présenter une étude sur la commande vectorielle de la MADA, 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.

II.2. Commande vectorielle

La commande vectorielle par orientation du flux présente une solution attractive pour réaliser des meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone double alimentée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur[24].

Dans ce type de commande, le flux et le couple sont deux variables qui sont découplées et commandées indépendamment. Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux méthodes principales [24] :

A) Méthode directe développée par Blaschke.

B) 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.

II.3. Principe 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) [25]. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

Contrairement à la machine asynchrone à cage, où nous avons accès à la mesure des courants au stator seulement, la machine asynchrone à bagues doublement alimentée possède l'avantage de nous offrir la possibilité d'une mesure des courants de deux côtés et par conséquent de pouvoir les contrôler donnant une meilleure flexibilité à la commande de cette dernière [26].

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 figure (II.1).

II.3.1. Couple électromagnétique d'une MADA :

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

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

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

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

II.3.2. Couple électromagnétique d'une mcc :

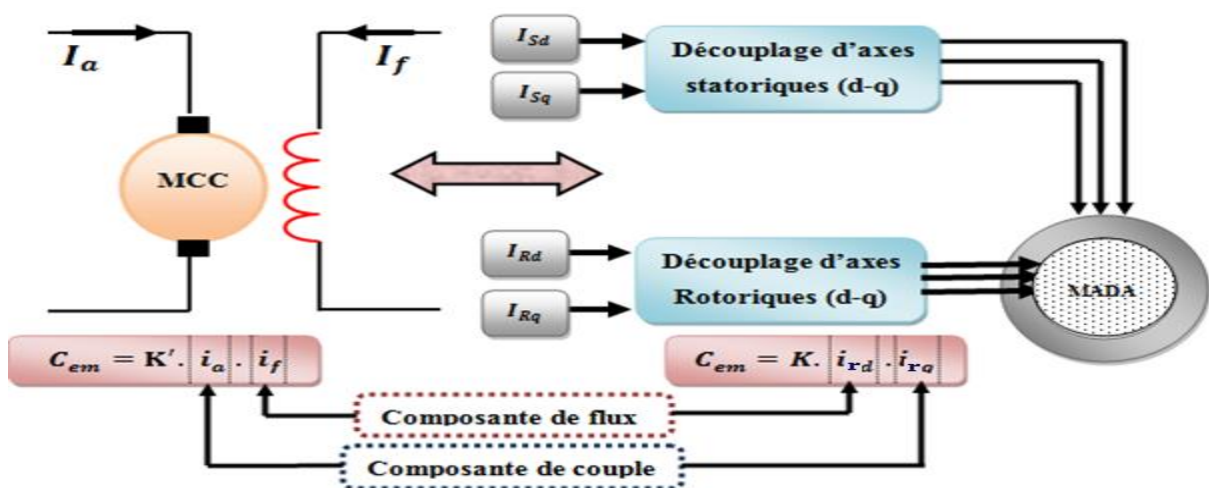
$$C_{em} = K. \varphi_e. i_a = K'. i_e. i_a \quad (II.4)$$

Ou :

φ_e : Flux d'inducteur.

i_e : Courant d'inducteur.

i_a : Courant d'induit.



Figure(0.14) : Exemple du principe de la commande vectorielle (orientation du flux statorique).

II.4. Possibilité d'orientation du flux

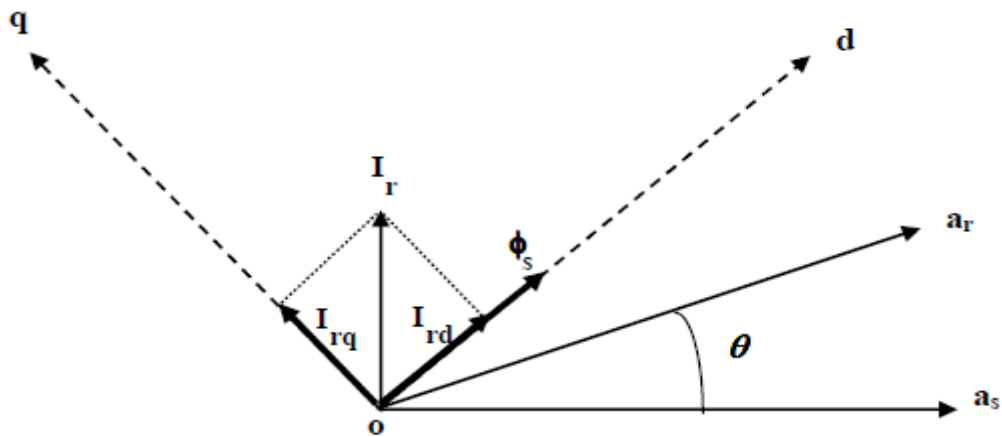
Il existe trois choix possibles pour l'orientation du flux selon l'axe direct d du repère tournant :

- ✚ 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.

II.5. Commande vectorielle par orientation du flux statorique :

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante ducourant 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 [27].



Figure(0.15) : 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 (II.2).

On obtient :

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

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

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

Et on a l'expression du couple électromagnétique :

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

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

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

Alors :

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

Del'équation (I.52) on a :

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

D'après les équations des flux statorique on aura :

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

$$\begin{cases} \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \Rightarrow i_{sq} = \frac{1}{L_s} (\varphi_{sq} - M i_{rq}) \end{cases} \quad (II.12)$$

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

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

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

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

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

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

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

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

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

II.6. méthodes de contrôle par flux orienté

La première appelée 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 [28].

✚ La méthode directe (en anglais : **D**irect **F**ield **O**riented **C**ontrol ou **DFOC**).

✚ La méthode indirecte (en anglais : **I**ndirect **F**ield **O**riented **C**ontrol ou **I**FOC).

II.6.1. Méthode directe de la commande vectorielle

Cette méthode a été proposée par Blaschke et rendue publique vers 1970 [28], [29] (Feedback control), elle se base sur la connaissance exacte du flux (statorique dans notre cas) et de sa position.

Il faut donc procéder à une série de mesures aux bornes du variateur. Une première possibilité est de placer des capteurs dans le bobinage statorique et de mesurer directement les composantes du flux de manière à en déduire l'amplitude et la phase. Les capteurs mécaniquement fragiles sont soumis à des contraintes sévères dues aux vibrations et à l'échauffement. En outre, ce mode nécessite l'utilisation d'un moteur équipé de capteurs de

flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa construction. Par conséquent, dans la grande majorité de cas, on fait appel à des estimateurs ou des observateurs à partir des mesures effectuées sur le variateur [28].

La méthode directe a l'avantage de prendre beaucoup moins les variations de paramètres de la machine [30].

II.6.2. Méthode indirecte de la commande vectorielle

La méthode indirecte a été introduite par K. Hasse. Le principe de cette méthode consiste à ne pas mesurer (ou estimer) l'amplitude de flux mais seulement sa position.

Elle consiste à estimer la position du vecteur de flux, et 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 paramétriques de la machine. Il est important de souligner que la méthode indirecte est la plus simple à réaliser et la plus utilisée que la méthode directe, mais le choix entre les deux méthodes varie d'une application à l'autre [31].

II.7. Structure de la commande vectorielle directe :

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.

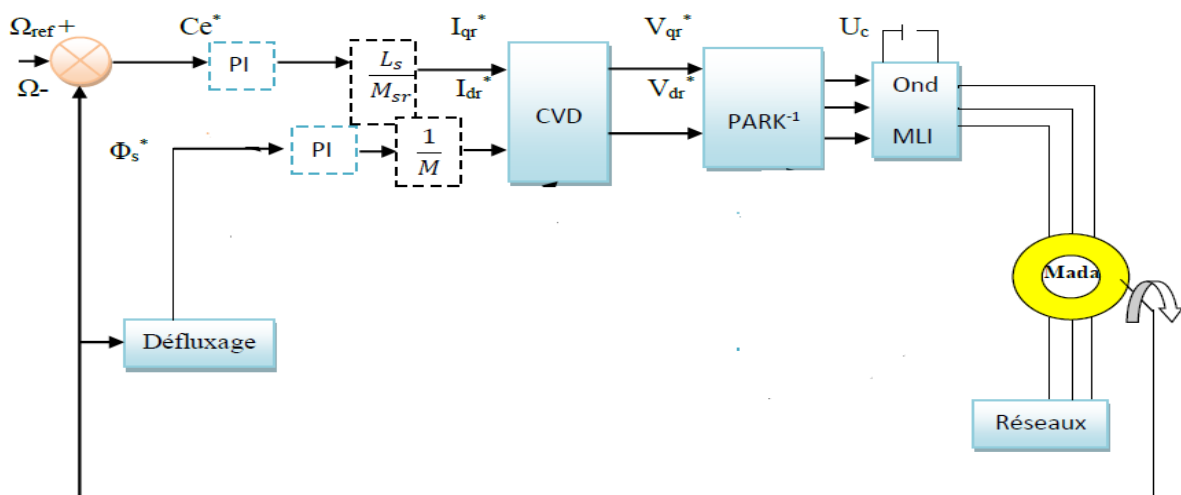


Figure (0.16) : Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA

II.7.1. Défluxage :

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

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

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

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

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

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

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.

Dans ces conditions, on peut faire tourner la machine à des vitesses supérieures à sa vitesse nominale, en gardant en même temps la puissance mécanique constante et égale à sa valeur nominale. Ainsi, on peut éviter la surcharge et le surchauffement de la machine. Pour cela, on impose un flux de référence défini par [23] :

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

Où :

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

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

φ_{sn} : est le flux statorique nominal.

II.7.2. Principe du découplage par compensation.

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

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

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

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

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

$$\quad \quad \quad (II.26)$$

II.7.3. Estimation du flux statorique:

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

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

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

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

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

Tel que:

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

Où :

θ_s : est la position électrique de stator.

θ : est la position électrique de rotor.

II.7.4. Dimensionnement des régulateurs :

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

II.7.4.1.1. 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).

II.7.4.1.1.1. Régulation du courant rotorique directe :

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

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

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

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

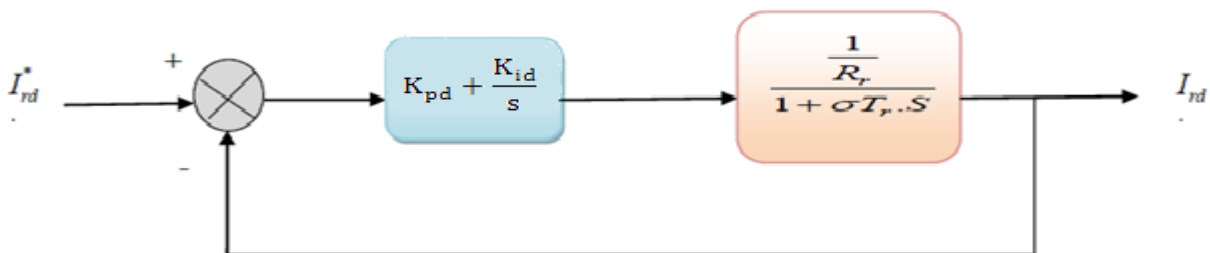


Figure (0.17) : Schéma de régulation de courant i_{dr}

Soit un régulateur PI de fonction de transfert :

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

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

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

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition :

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

II.7.4.1.1.2. Régulation du courant rotorique quadrature :

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

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

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

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

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

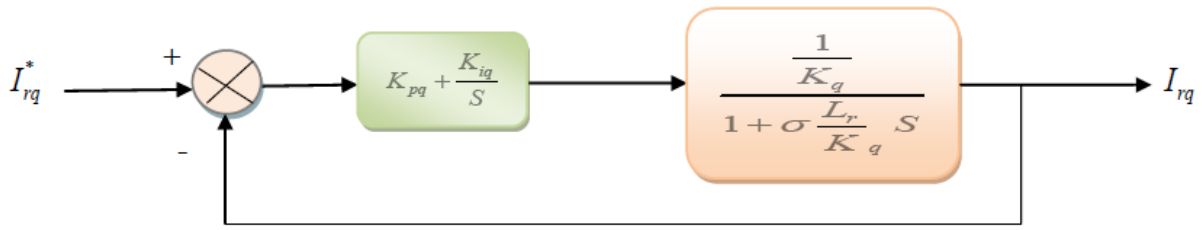


Figure 0.18) : Schéma de régulation de courant i_{qr}

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

Alors, nous trouvons :

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

La constante de temps électrique du système dans notre cas est $\tau_e = \sigma \frac{L_r}{K_q} = 0.0086$ 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).

II.7.4.1.2. Régulateur du flux statorique :

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

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

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

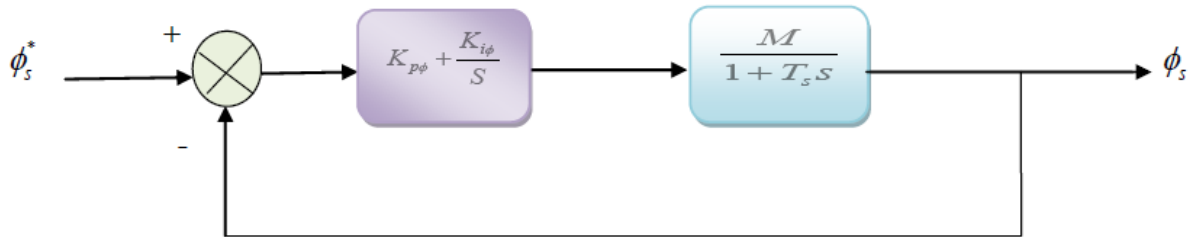


Figure (0.19) : Schéma de régulation du flux statorique

La compensation des pôles donne :

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

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

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

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

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

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

Le régulateur Intégral Proportionnel (IP) a été appliqué pour la commande des machines asynchrones en raison de ses divers avantages[32]. 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 :

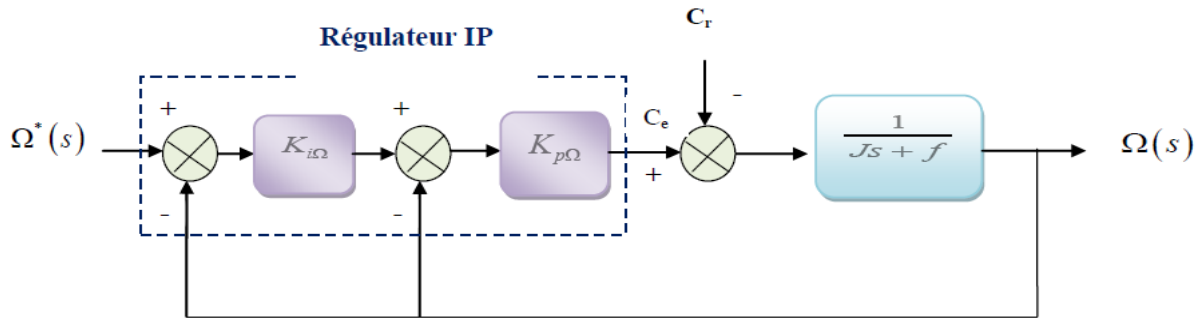


Figure (0.20) : Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP

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 :

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

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 :

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

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

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

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

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

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

II.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé le principe de la commande vectorielle de la machine asynchrone doublement alimentée. Cette machine possède un nombre de degrés de liberté, supérieur à celui de la machine asynchrone à cage et même celui de la machine synchrone, lui conférant une souplesse de commande. Nous citons ci-dessous les aspects les plus intéressants de cette machine :

- ✚ Une reconstitution facile du flux et du couple électromagnétique,
- ✚ Une accessibilité à la mesure des courants statoriques et rotoriques,
- ✚ Des boucles de régulation simples introduisant des régulateurs type PI,
- ✚ La possibilité de travailler à facteur de puissance unitaire au stator ou au rotor.

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 de flux en boucle fermée, tandis que la seconde effectue ce contrôle en boucle ouverte.

La méthode du flux orienté appliquée depuis quelques années à la machine asynchrone reste la méthode la plus répandue. 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 MCC.

Chapitre III : Simulation, et Interprétation des Résultats

III.1. Introduction :

Grâce aux performances des logiciels par exemple Matlab, Matrix, Syssi,..., nous permet de simuler les modèles non linéaires, ces logiciels permet aussi de :

- ✚ Tracer le schéma fonctionnel sur l'écran de l'ordinateur.
- ✚ Entrer en mémoire les valeurs des coefficients des fonctions de transfert.
- ✚ Simuler les entrées.
- ✚ Enregistrer les grandeurs significatives.
- ✚ Tracer les réponses temporelles ou fréquentielles à l'écran puis les sortir sur "papier" à l'aide d'une imprimante en mode graphique.

Il existe deux méthodes de simulation sont les suivant : simulation numérique à l'aide d'un logiciel MATLAB et simulation réel par un banc d'essai au niveau de laboratoire.

Dans cette étude nous avons utilisé le MATLAB/SIMULINK comme moyen de simulation de notre système, la simulation est faite en deux parties comme suite :

- ✚ Simulation et interprétation de l'association Convertisseur-machine.
- ✚ Simulation, Analyse et Interprétation de la CVD de la MADA.

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

III.2.1. MATLAB :

Un système interactif et convivial de calcul numérique et de visualisation graphique, destiné aux ingénieurs et scientifiques. Il possède un langage de programmation à la fois puissant et simple d'utilisation. Il permet d'exprimer les problèmes et solutions d'une façon aisée, contrairement à d'autres langages de programmation. Il intègre des fonctions d'analyse numérique, de calcul matriciel, de traitement de signal, de visualisation graphique 2D et 3D...

Les problèmes numériques peuvent être résolus en un temps record, qui ne représente qu'une infime partie du temps à passer avec d'autres langages comme le Basic, C, C++ ou le Fortran. MATLAB s'est imposé dans les milieux universitaire et industriel comme un outil puissant de modélisation, de simulation et de visualisation de problèmes numériques.

Dans le monde universitaire, MATLAB est utilisé pour l'enseignement de l'algèbre linéaire, le traitement du signal, l'automatique, etc., ainsi que dans la recherche scientifique. Dans le domaine industriel, il est utilisé pour la résolution et la simulation de problèmes d'ingénierie et de prototypage.

MATLAB est une abréviation de MATrixLABoratory. Écrit à l'origine, en Fortran, par Cleve Moler, MATLAB était destiné à faciliter l'accès au logiciel matriciel développé dans les projets LINPACK et EISPACK. La version actuelle est écrite en C. Sa disponibilité est assurée sur plusieurs plates-formes : Sun, Bull, HP, IBM, Compatibles PC, Macintosh, et plusieurs machines parallèles. MATLAB est conforté par une multitude de boîtes à outils (toolboxes) spécifiques à des domaines variés. Un autre atout de MATLAB, est sa portabilité ; la même portion de code peut être utilisée sur différentes plates-formes sans la moindre modification.[33]

III.2.2. SIMULINK :

SIMULINK™ : Est un programme pour la simulation des systèmes dynamiques linéaires et non linéaires ; une extension de MATLAB™, dans laquelle la définition des modèles se fait par schémas blocs (diagramme structurel). Le diagramme structurel permet la représentation graphique d'un système d'équations linéaires et non linéaires. Il met en évidence la structure

du système et permet de visualiser les interactions entre les différentes grandeurs internes et externes.

On distingue alors particulièrement bien les contre-réactions, les couplages réciproques, les non-linéarités, etc. Les éléments qui composent le diagramme structurel représentent des opérations mathématiques, à savoir addition, soustraction, multiplication avec un coefficient, intégration et différentiation, ainsi que la multiplication et la division de deux variables et la fonction non linéaire d'une variable

SIMULINK possède une interface graphique pour visualiser les résultats sous forme de graphiques ou de valeurs numériques en cours de simulation. Les paramètres régissant le fonctionnement des systèmes peuvent être modifiés en ligne, c'est à dire en cours de simulation, et l'on peut observer leur effet immédiatement. SIMULINK est bâti autour d'une bibliothèque de blocs (librairies) classés par catégories [34].

III.3. Simulation et interprétation de l'association Convertisseur-machine.

Après l'étude théorique de la machine asynchrone et son alimentation, nous présentons une analyse par simulation numérique sous l'environnement Matlab - Simulink.

III.3.1. Simulation de l'onduleur MLI :

III.3.1.1. La commande MLI :

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

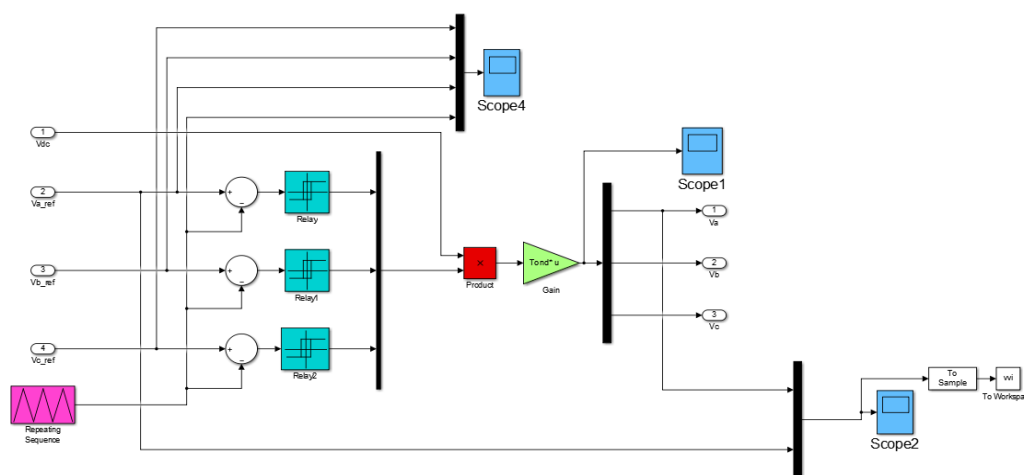
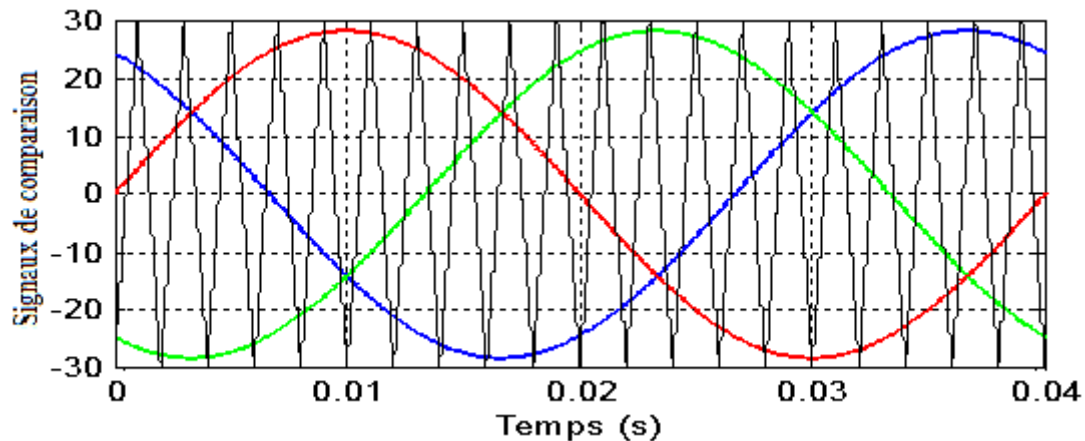


Figure III.1):Schéma de simulation de la commande MLI

III.3.1.2. Résultats de simulation de la commande MLI sinus-triangle.



Figure(III.2):Signaux de comparaison (référence et porteuse)

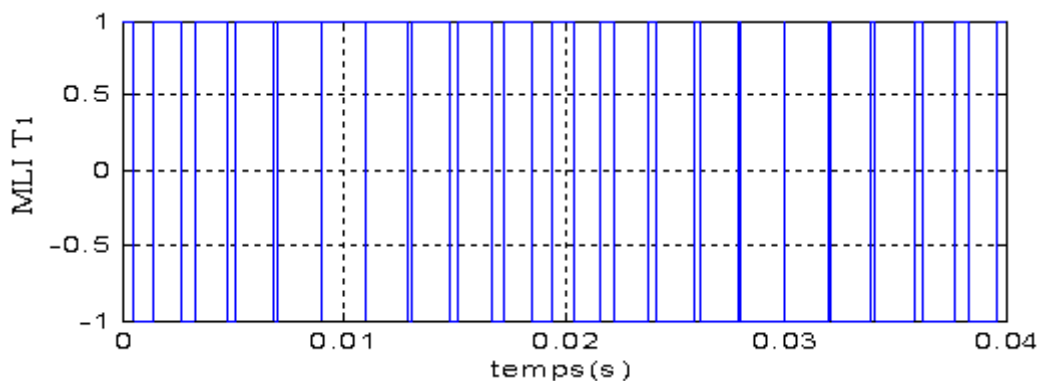


Figure (III.3) : Impulsion de commande du premier transistor

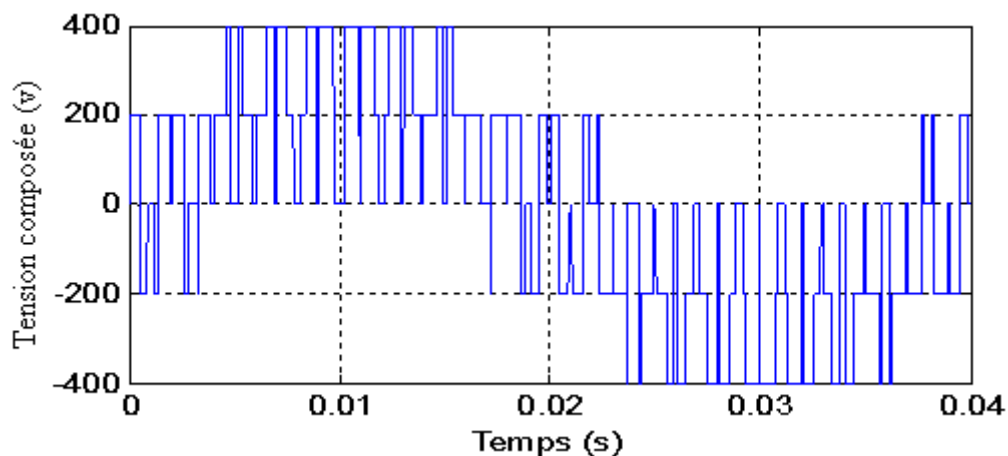
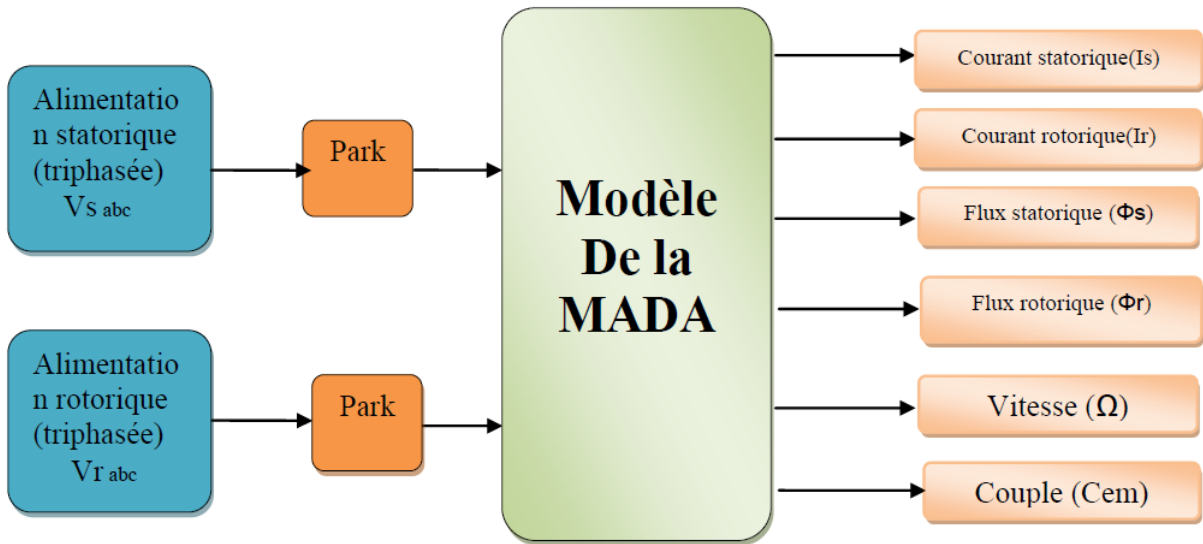


Figure (III.4) : Tension composée de sortie de l'onduleur

III.3.2. Simulation de la machine asynchrone à double alimentation :

Pour réaliser la simulation de la MADA , on peut transférer le modèle représenté par leséquations sous forme de structure en schéma bloc comme il est illustrésurla figure (III. 5).



Figure(III.5):Structure de simulation de la MADA .

III.3.2.1.Modèle de la MADA sous Simulink/MATLAB.

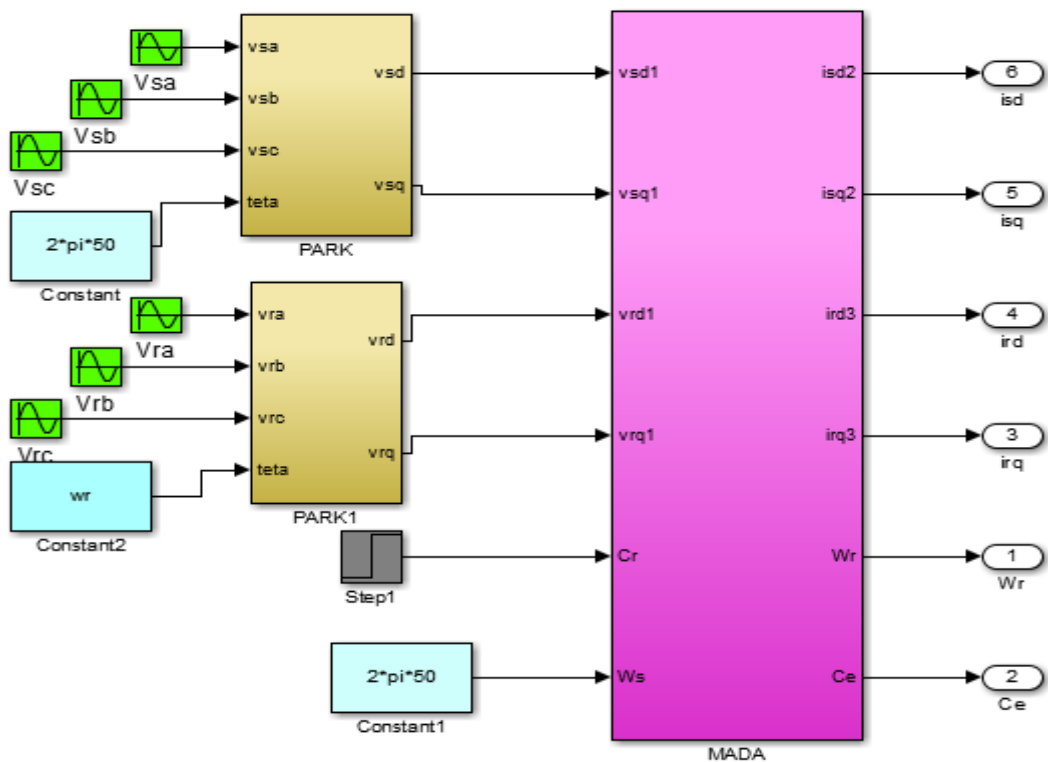


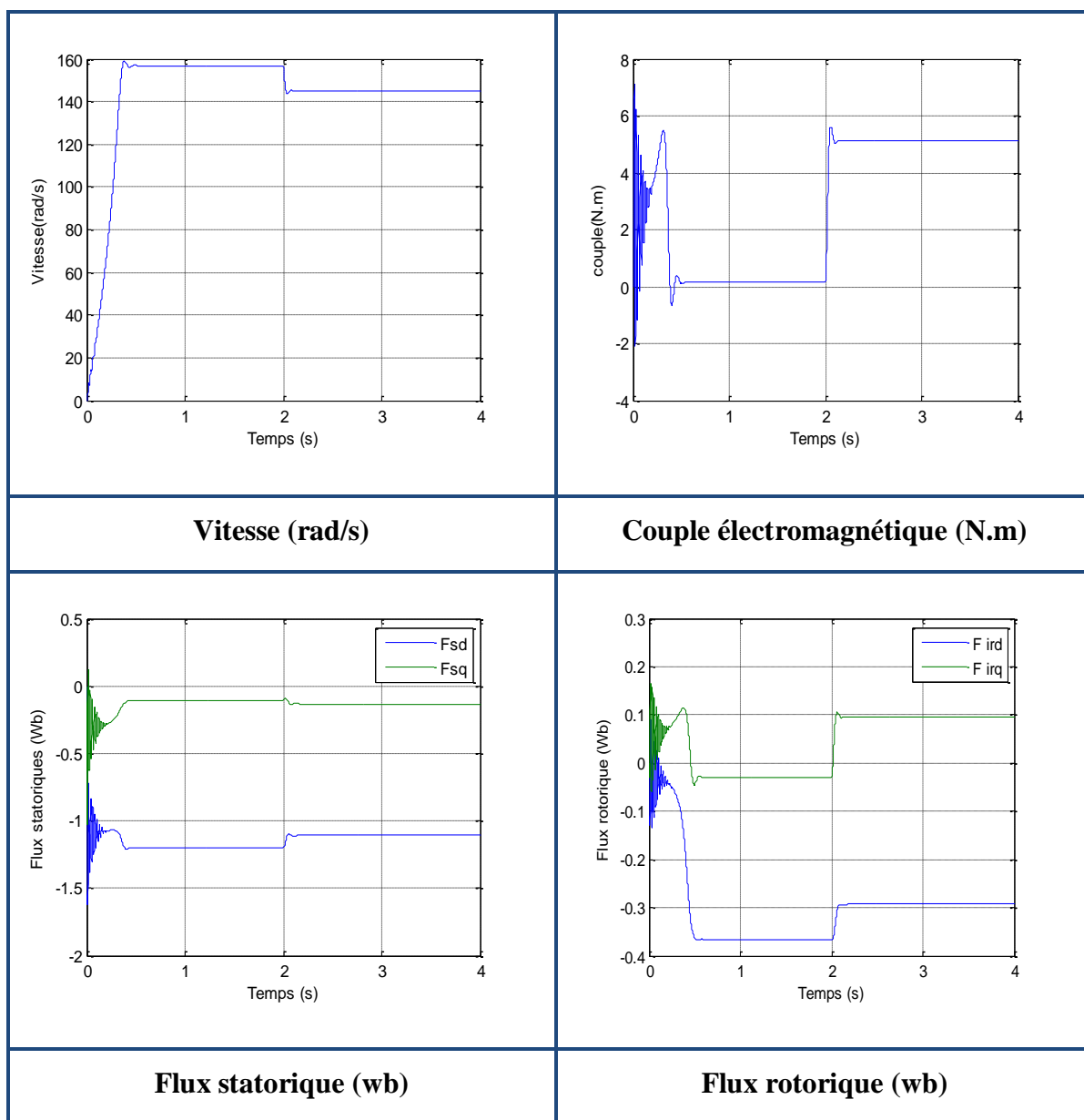
Figure (III.6) : Schéma bloc de simulation de la MADA.

III.3.2.2.Résultats de Simulation de La MADA :

Pour faire un bon fonctionnement de la MADA, on préfère de suivre la procédure suivante :

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

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



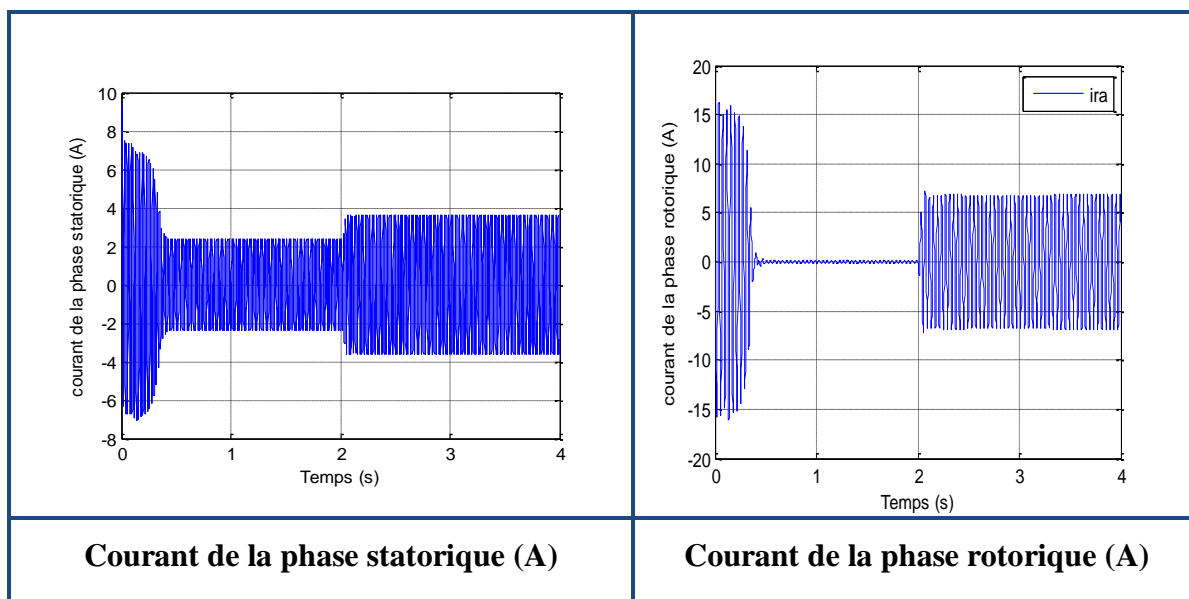


Figure (III.7):Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA sans alimentation rotorique (rotor en court circuit, $V_r = 0$ et $f_r = 0$ Hz) avec un couple de charge (5 N.m) à $t = 2$ sec .

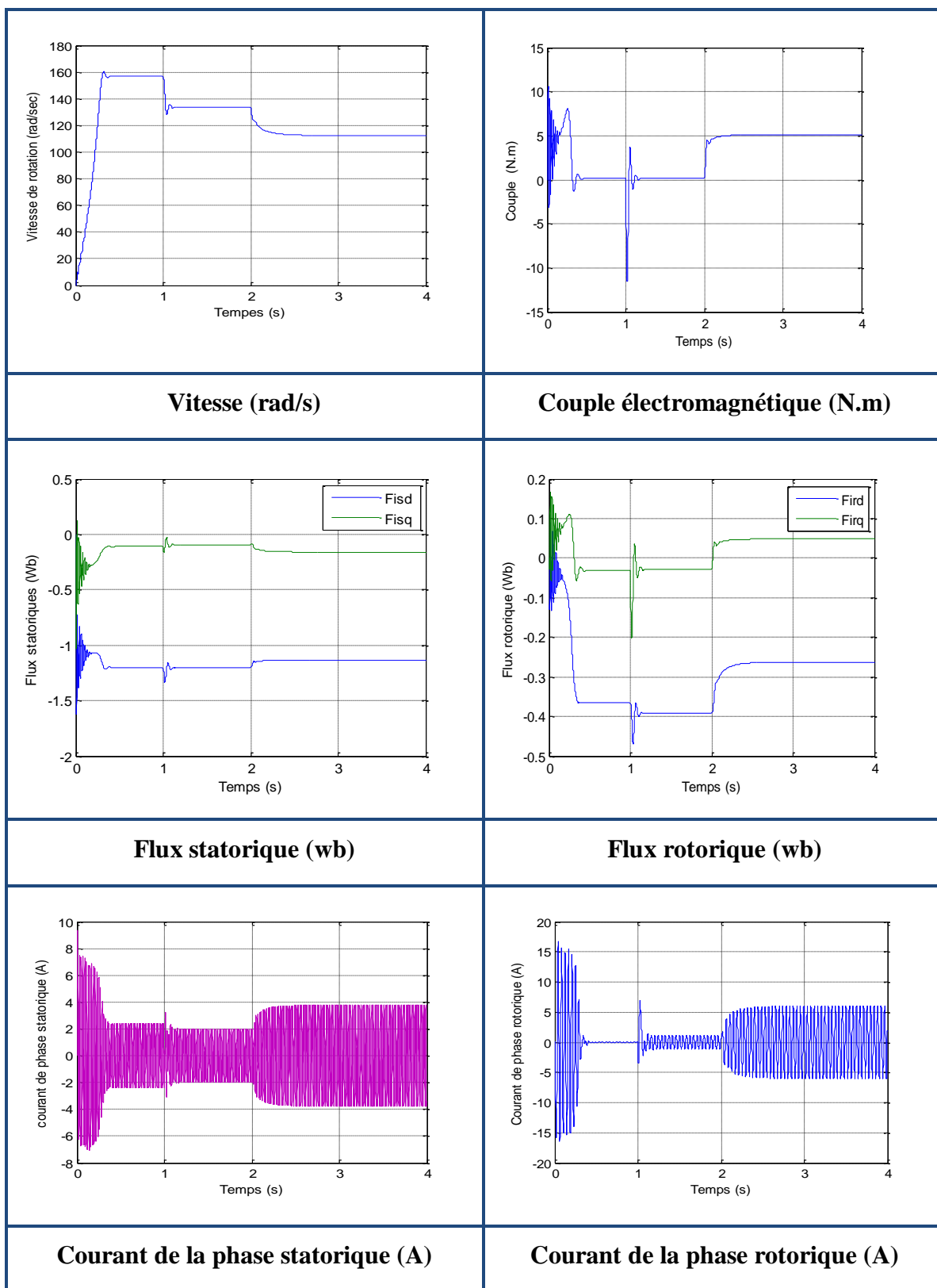
III.3.2.3. Interprétation des résultatsle premier fonctionnement :

: La figure (III.7), 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 machineasynchrone classique), on remarque que la vitesse atteint sa valeur finale qui vaut 157.08 rd/senviron au bout d'un temps de réponse de 0.56 sec, et on remarque également que le courant durotor est faible.

Après l'introduction de la charge à l'instant $t = 2$ sec, la caractéristique de la vitesse présente unediminution de la vitesse de 157.08 rad/sec à 145.42 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.

Pour le deuxième fonctionnement, on a simulé le comportement dynamique de la MADAavec une alimentation rotoriqueappliqué à l'instant $t = 1$ sec ($V_r = 15v$, $f_r = 3Hz$), (le stator étant alimenté par un réseau triphasé équilibré), en deux régimes hypo/hyper-synchrone.a l'instant $t = 2$ sec, on applique un couple de charge (5 N.m).

✚ $v_r = 15v$, $f_r = 3Hz$, (régimehypo -synchrone) , $C_r = 5N.m$ à $t = 2$ sec :



Figure(III.8):Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA avec alimentation rotorique (rotor en court-circuit, $V_r=15$ et $f_r=3$ Hz) avec un couple de charge (5.Nm) à $t=2$ sec.

⚡ $v_r = 15v$, $f_r = 3Hz$, (régime hyper-synchrone) , $C_r = 5N.m$ à $t = 2$ sec :

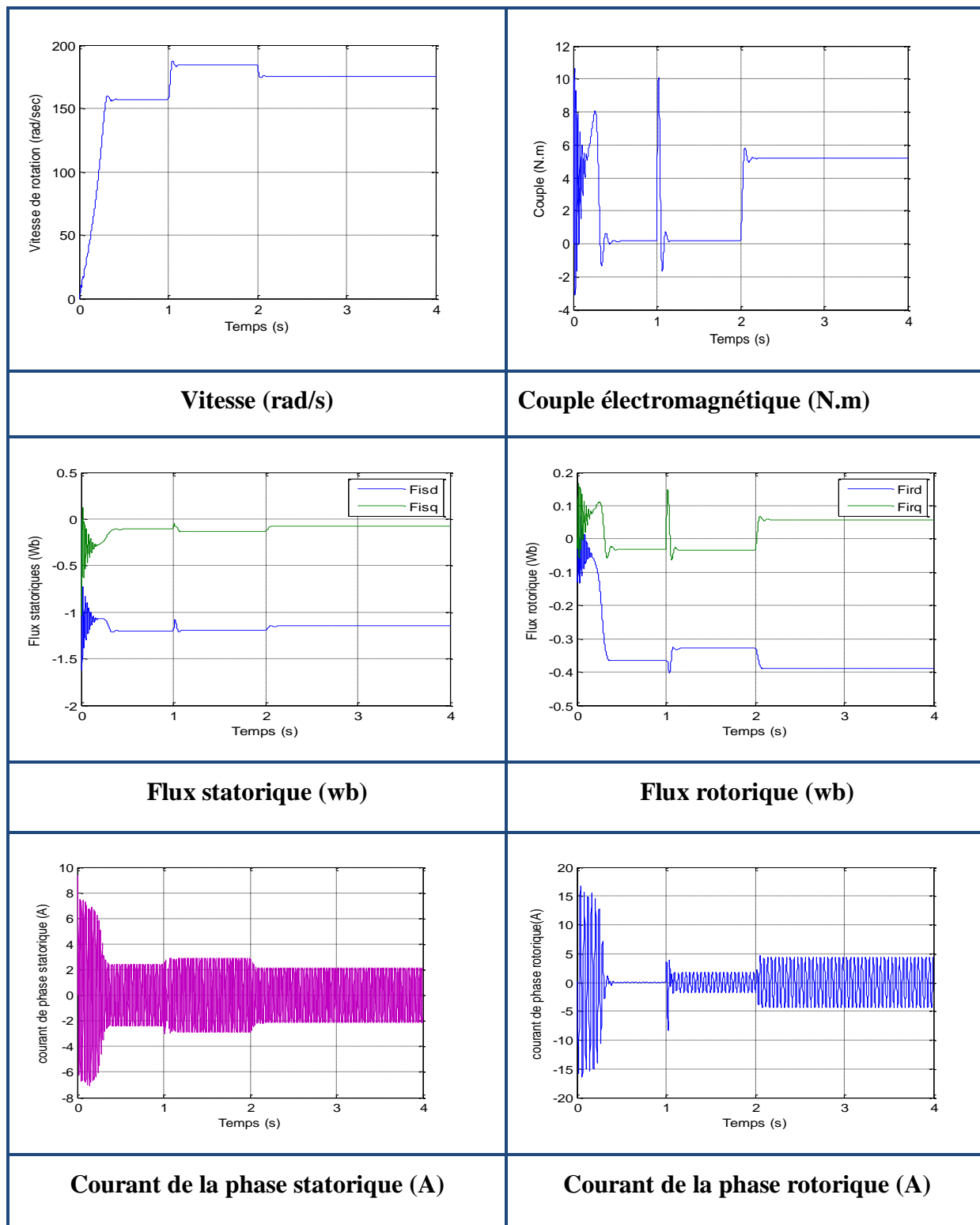


Figure (III.9) : Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA avec alimentation rotorique (rotor en court-circuit, $V_r=15$ et $f_r=3$ Hz) avec un couple de charge (5N.m) à $t = 3$ sec.

III.3.2.4. Interprétation des résultats le deuxième fonctionnement :

La figure (III.8) et (III.9) représente le fonctionnement de la MADA lors du démarrage à rotor en court-circuit on remarque que, avant l'application de la charge obtenue des mêmes

caractéristiques que celles dans le premier cas. A l’instant d’un second de simulation on applique un injection d’une tension alternative aux bornes du rotor.

- ✚ Fonctionnement En Mode Hypo-Synchrone On remarque un pic sur le relevé de la vitesse, par conséquent le courant du rotor est augmenté. On conclure que, toute augmentation au niveau de la tension rotorique influe sur les courants rotorique et statorique ; d’autre part, on remarque que le couple reste stable dans le régime établi mais avec oscillation durant un faible instant en régime transitoire. A l’instant $t = 2\text{sec}$, on applique un couple de charge (5 N.m), on observe que pour une légère variation de la charge, on remarque que la vitesse diminue puis elle se stabilise. Cela donc un avantage de la machine asynchrone à double alimentation.
- ✚ Fonctionnement En Mode Hyper-Synchrone on remarque une augmentation sur la vitesse et un pic sur le courant rotorique et statorique. A l’instant $t = 2\text{ sec}$, on applique aussi un couple de charge (5 N.m), on constate que la Vitesse diminue puis elle se stabilise. Cela donc un avantage de la machine asynchrone à double alimentation.

III.3.3. Simulation del'association MADA avec onduleur à MLI.

III.3.3.1.Seul onduleur du coté rotorique :

- ✚ Diagrammefonctionnel sous MATLAB :

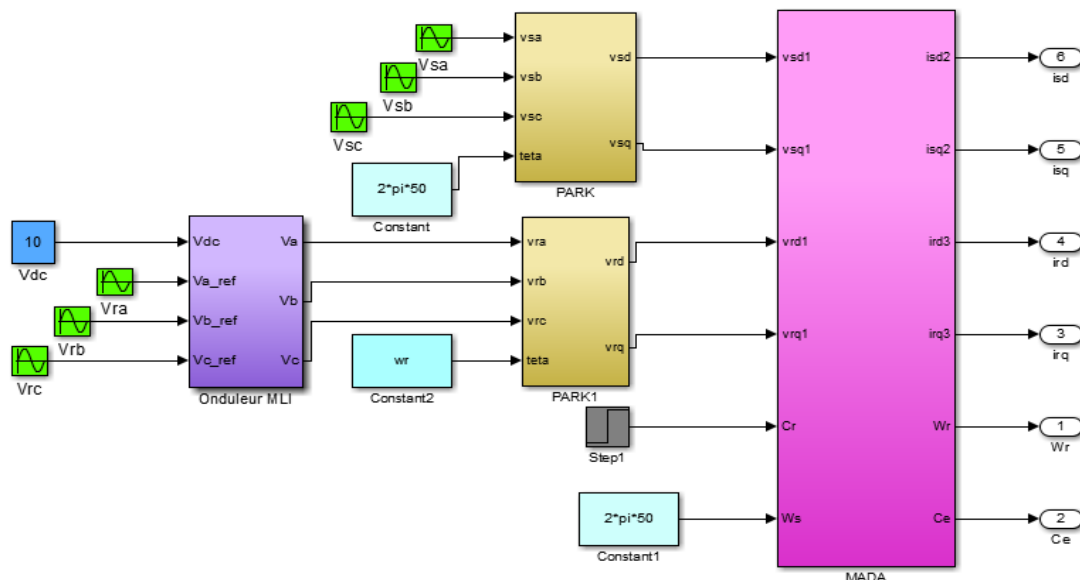
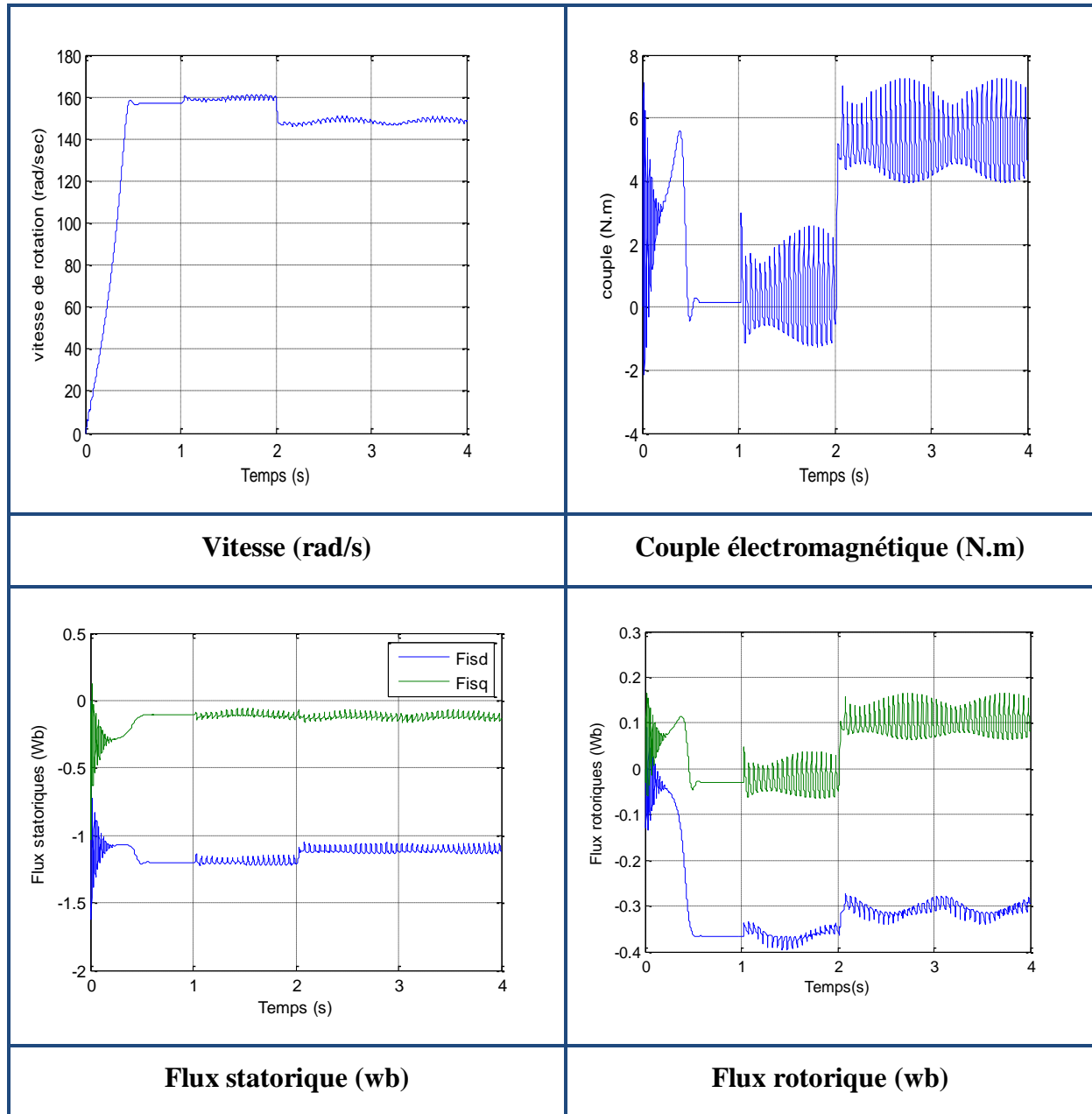


Figure III.10) : Schéma bloc de simulation de la MADA avec onduleur à MLI.
(seul onduleur du coté rotorique).

III.3.3.1.1. Résultats de simulation :

La figure (III.11), représente les réponses de simulation de la MADA avec une alimentation coté statorique (220V,50Hz) et seul onduleur du coté rotorique, ($V_r=15$ v, $f_r=3$ Hz, $t=1$ sec), avec une application d'un couple de charge de 5N.m à $t=2$ sec:



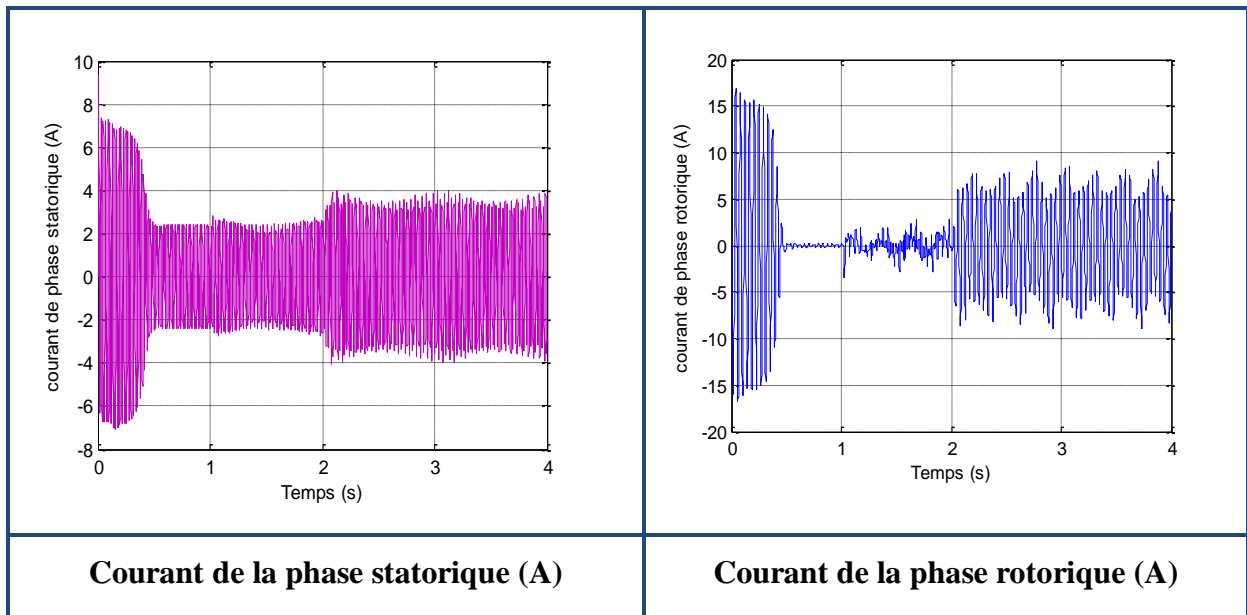


Figure III.11):Réponses du système avec $C_r=5N.m$ à $t = 2sec$
(seul onduleur du côté rotorique).

III.3.3.2. Deux onduleur du côté rotorique et onduleur du côté statorique :

✚ Diagramme fonctionnel sous MATLAB :

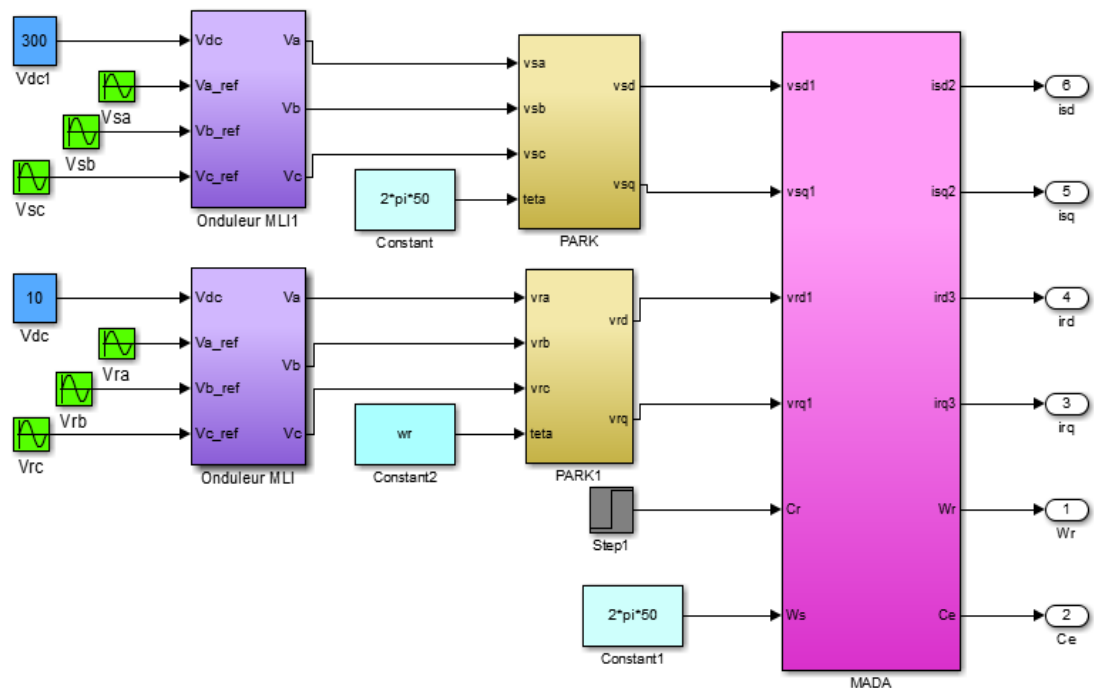
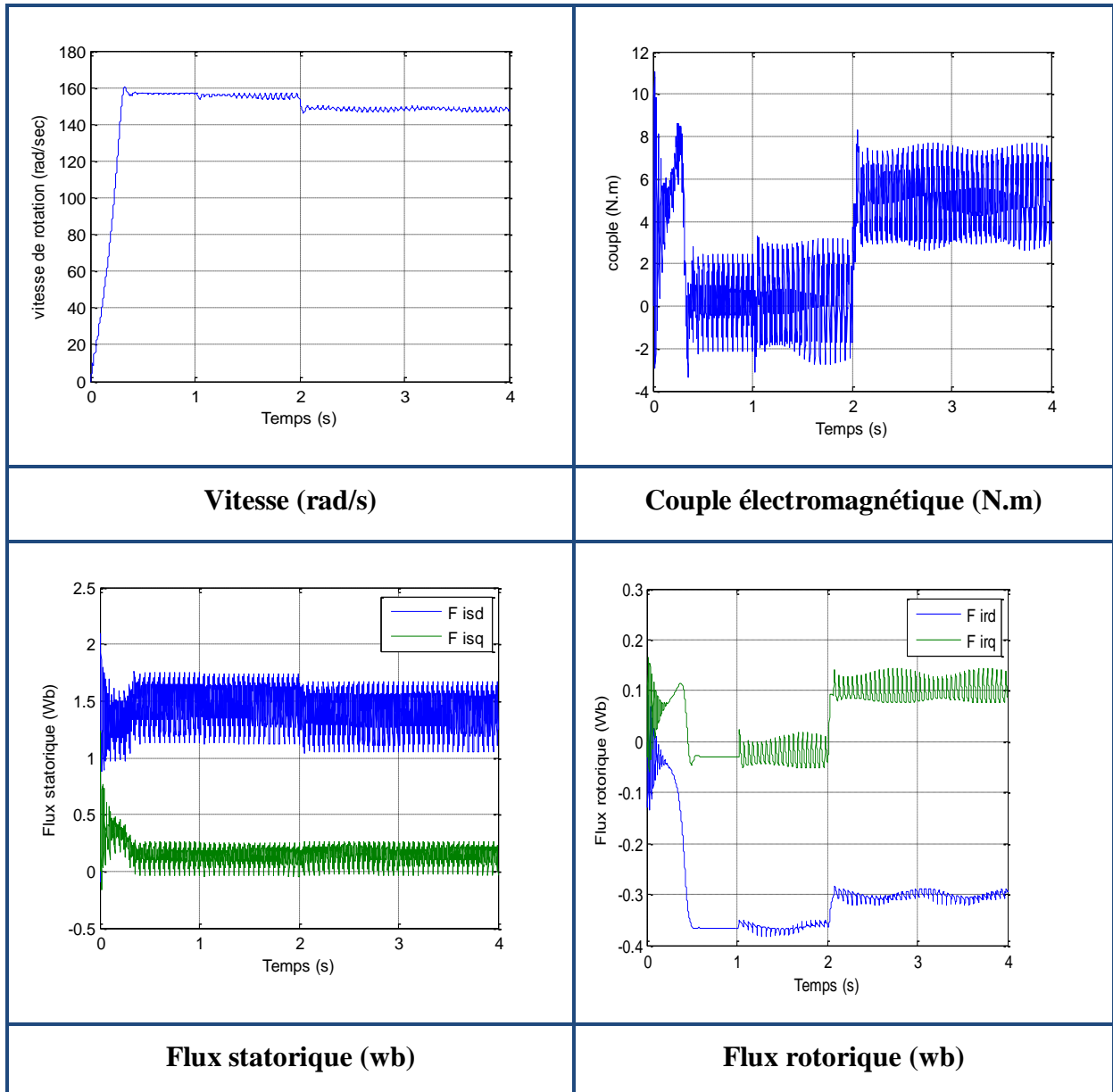


Figure (III.12) : Schéma bloc de simulation de la MADA avec onduleur à MLI.

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

III.3.3.2.1. Résultats de simulation :

La figure (III.13), 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 $t= 2sec$.



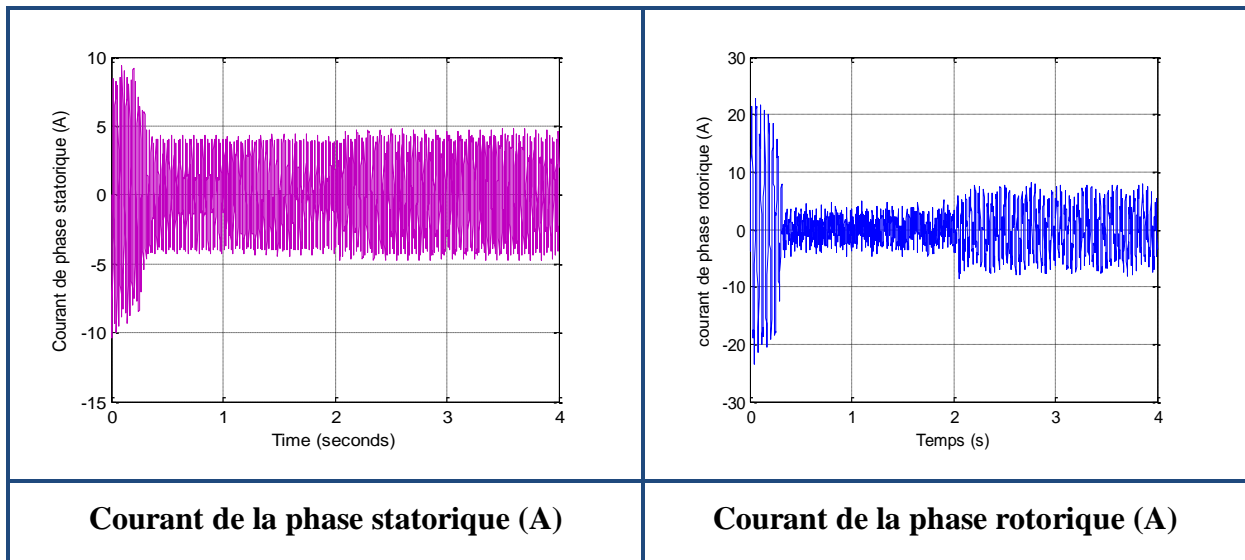


Figure (III.13):Réponses du système avec $C_r=25\text{N.m}$ à $t = 3\text{sec}$ (deux onduleur du côté rotorique et onduleur du côté statorique).

III.3.3. Interprétation des résultats:

Les résultats représentés par la Figure (III.13)et (III.11) sont similaires à ceux obtenus pour une machine liée directement au réseau, mais ils présentent quelques oscillations dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par le seul onduleur ou les deux onduleurs. Le problème du couplage entre le flux et le couple est existé toujours.

Afin de régler ce problème le recours à la commande vectorielle qui permet d'avoir un contrôle indépendant du couple et du flux et un réglage de la vitesse.

III.4. Simulation, Analyse et Interprétation de la CVD 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.

La figure (III.3) représente le schéma bloc développé de la commande vectorielle directe par orientation de flux statorique de la machine asynchrone double alimentée (MADA).

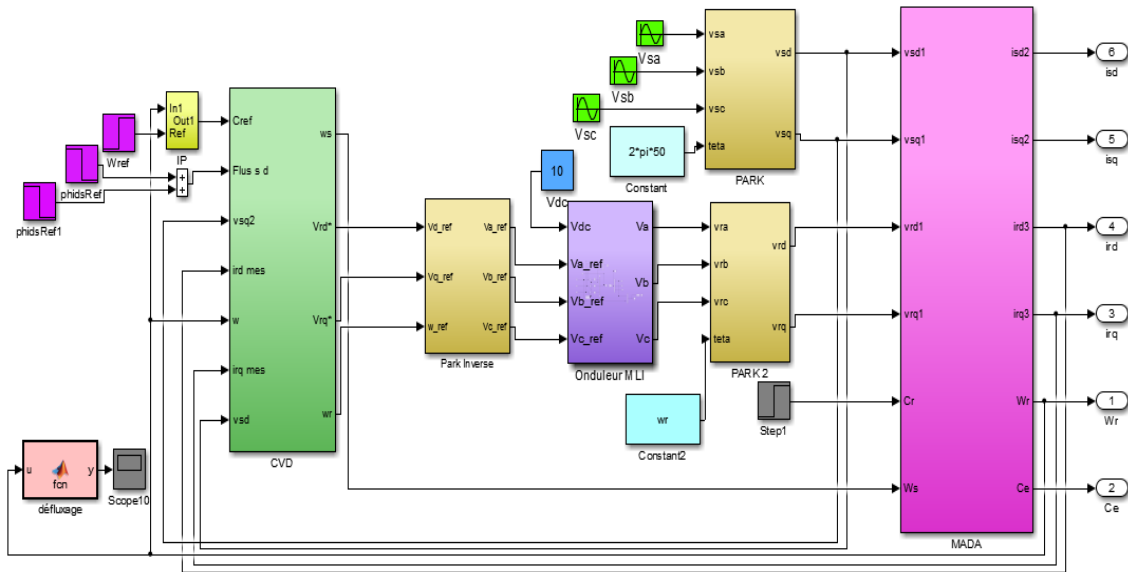


Figure (III.14) : Schéma bloc de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA par MATLAB/SIMULINK

Pour illustrer les performances et la robustesse de la MADA en notre commande on a simulé des modes de fonctionnement suivants :

- ✚ Démarrage à Vide suivi d’une Introduction de Variation du Couple de Charge.
- ✚ Inversion du sens de rotation.
- ✚ Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique.

III.4.1 Résultats de simulation :

III.4.1.1. Démarrage à Vide suivi d’une Introduction de Variation du Couple de Charge.

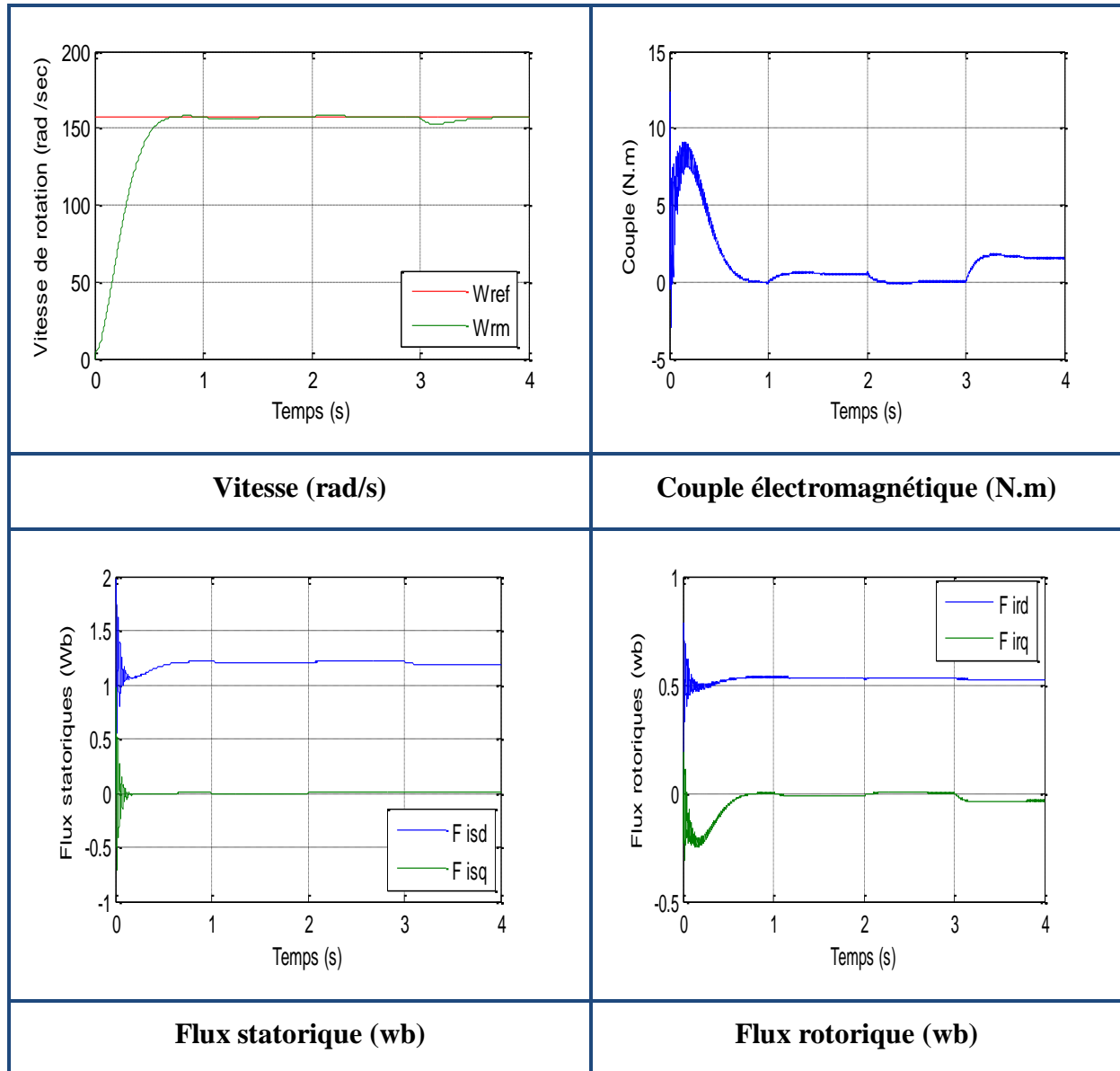
Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 157 rad/sec, puis un changement cyclique des différents niveaux de couple de charge qui sont appliqués au MADA par le temps comme suit :

Temps(s)	0	1	2	3
Cr (N.m)	0	1	-0.5	1.5

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

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

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



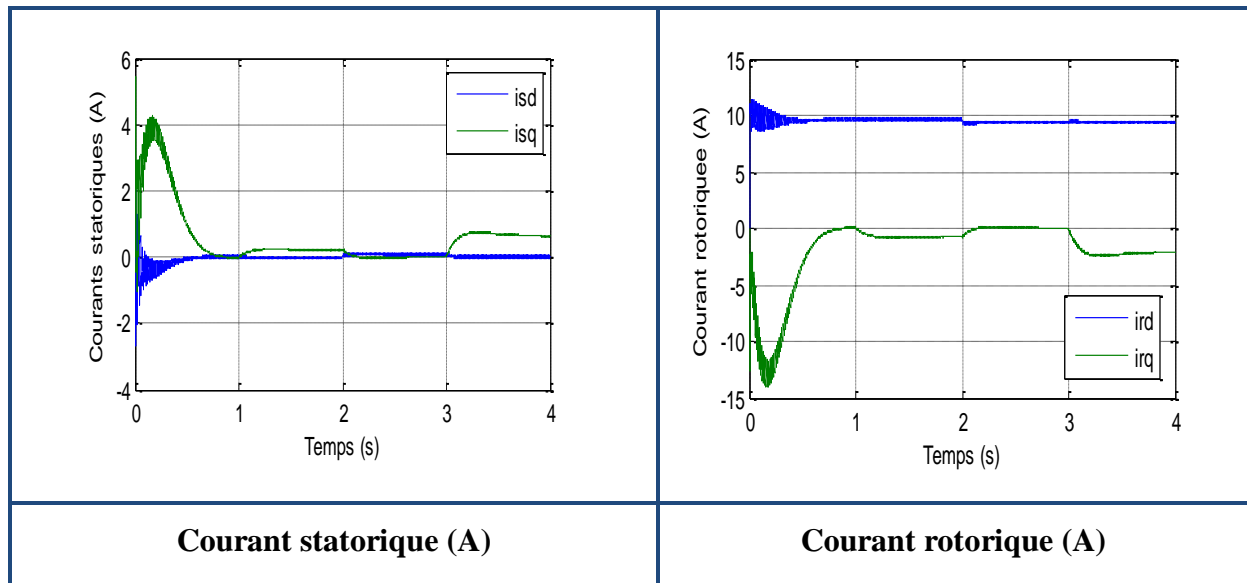
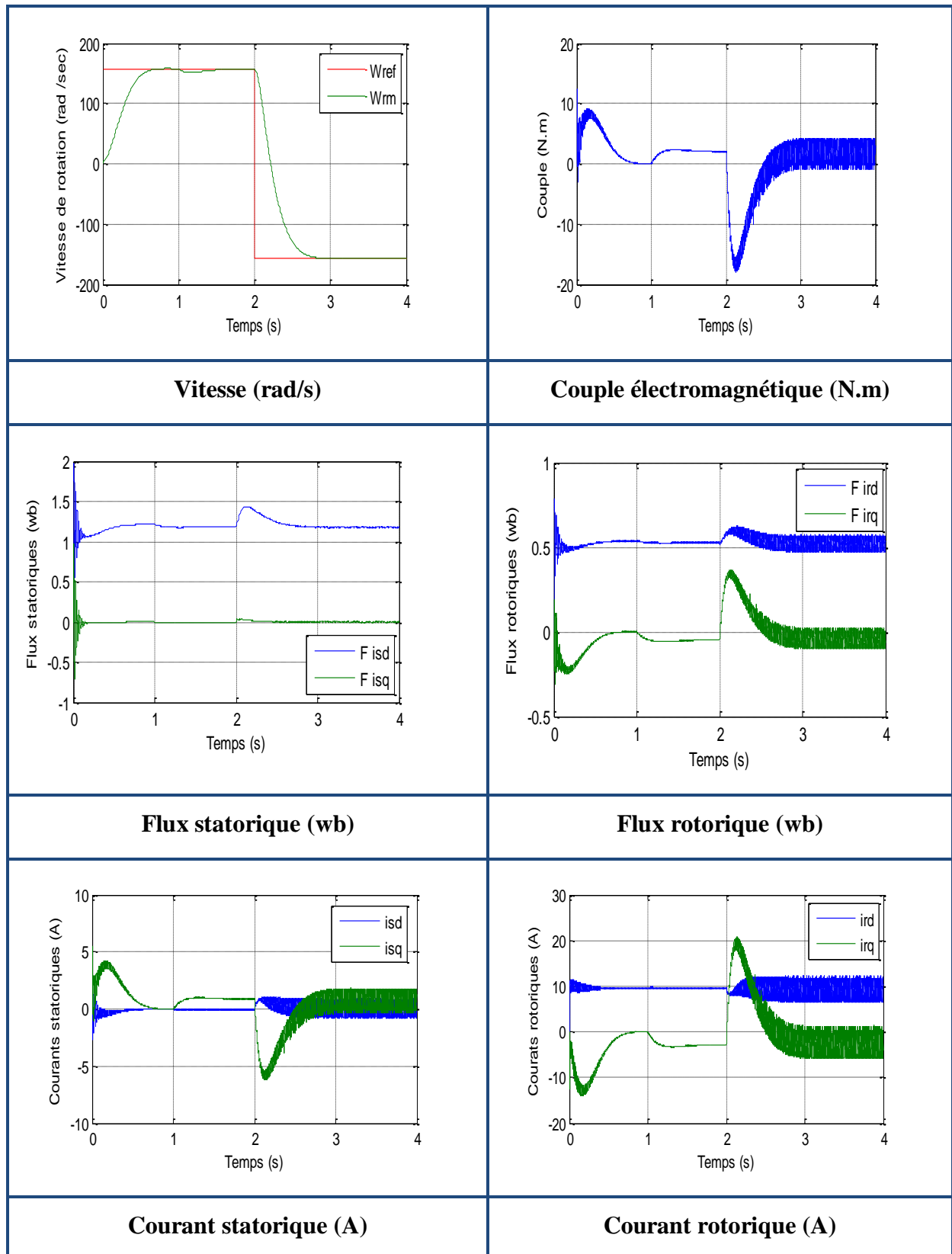


Figure (III.15) : Résultats de simulation de la Commande Vectorielle suivie d'une application d'une charge sur l'intervalle $t = [1, 2, 3]$ sec.

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 1.5N.m appliqué à l'instant $t = 1$ sec.

Les résultats de simulation obtenus (Figure (III.16)) montrent clairement que la réponse en 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 -18 N.m pendant l'inversion de la vitesse, et 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.



Figure(III.16) : Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation a $t=2s$.

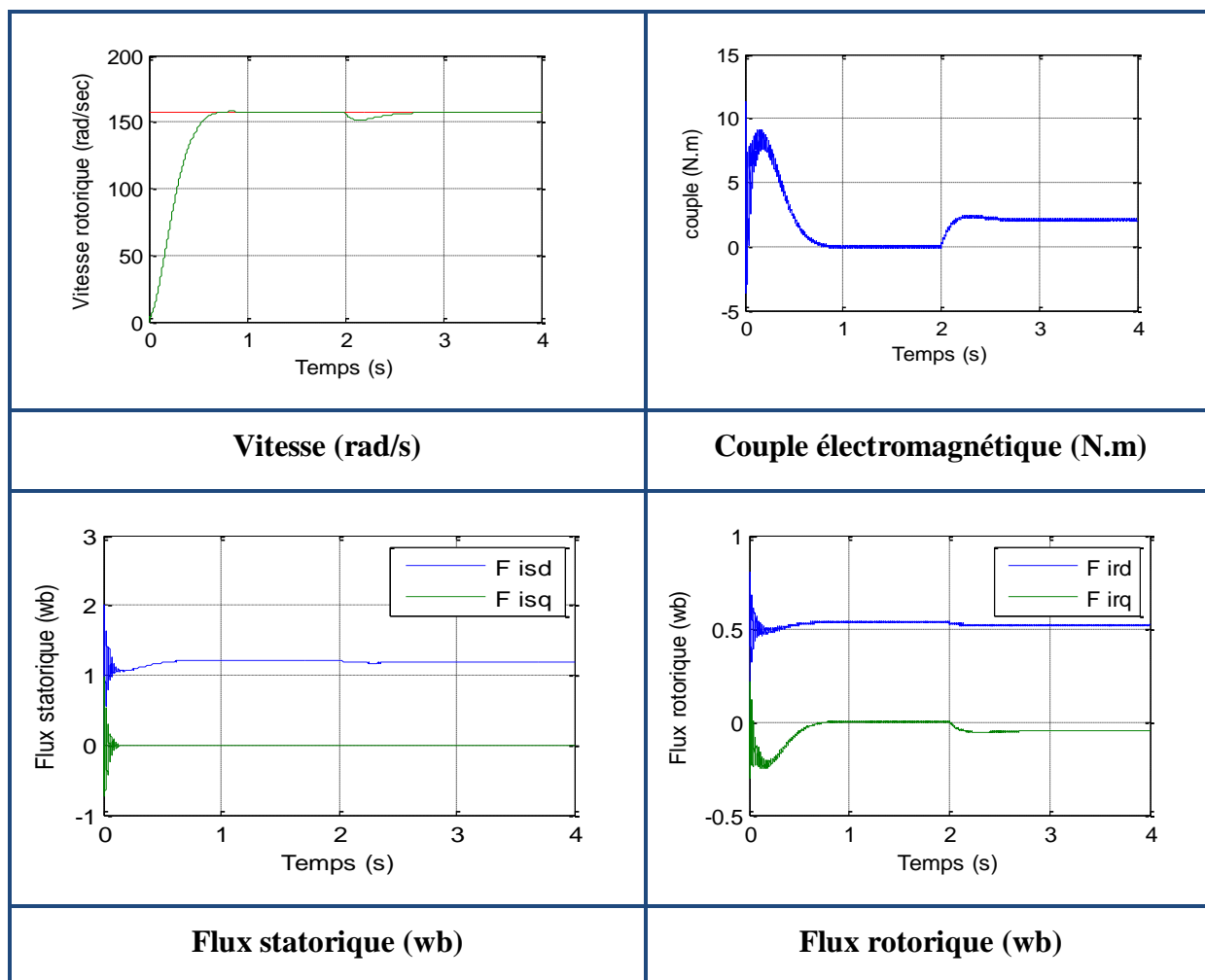
III.4.1.2. Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique :

L'essai de robustesse consiste à faire varier quelques paramètres clés de la machine afin de montrer la robustesse de la commande vectorielle face à ces variations au démarrage à vide de la MADA suivi de l'insertion d'un couple de charge de 2 N.m à $t = 2$.

III.4.1.2.1. Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance rotorique :

Dans cet essai, on a fait varier la résistance rotorique de 100% de sa valeur nominale.

La Figure (III.18) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, le couple et les composantes du flux statoriques. D'après ces résultats, on remarque de façon claire qu'aucune influence n'apparaît pendant la variation de la résistance rotorique, ce qui montre la robustesse de la commande vectorielle et le régulateur PI classique face à ces variations.



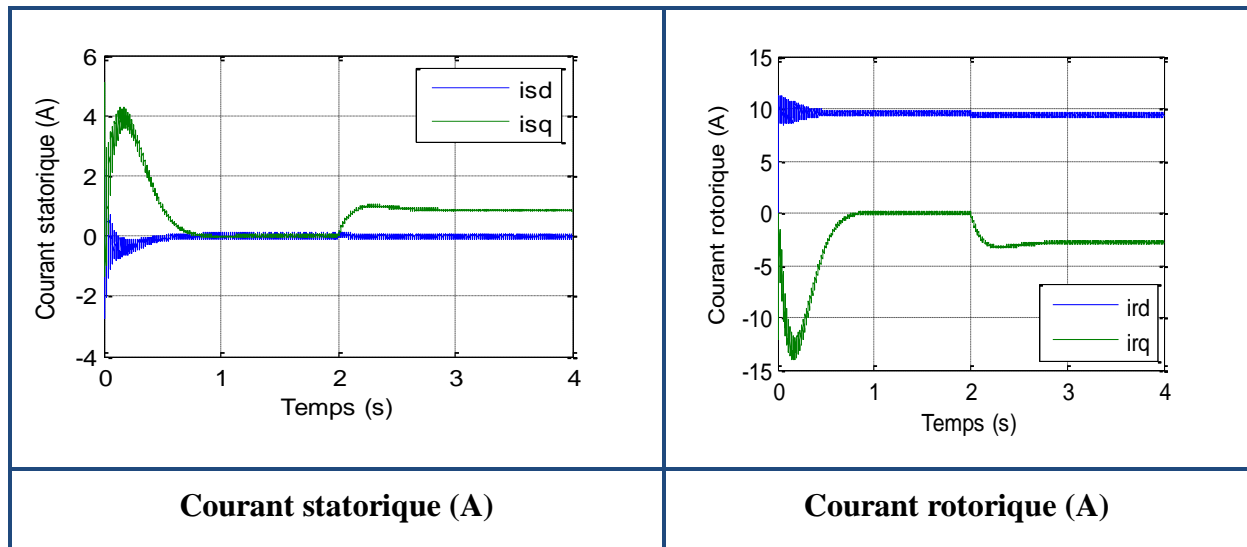


Figure III.17) : Résultats de simulation de la CVD du MADA vis-à-vis la variation de la résistance rotorique.

III.5. Conclusion :

Ce chapitre est consacré à la simulation numérique de notre système sous l'environnement Matlab - Simulink, nous avons le partagé en deux parties comme suite :

- 1) Simulation et interprétation de l'association Convertisseur-machine
- 2) Simulation, Analyse et Interprétation de la CVD de la MADA.

Dans la première partie, l'association convertisseur-machine à été simulée pour voir les impacts de ce convertisseur sur la machine, et aussi pour montrer le couplage entre le couple et les deux composantes de flux.

La seconde partie, nous permis de valider les performances du système d'entraînement associé à cette technique de commande. D'une part, les résultats de simulation montrent bien le découplage entre le couple et le flux, d'autre part, ces résultats montrent aussi que la commande vectorielle directe présente une dynamique très performante.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur l'étude de la commande vectorielle, avec régulateur PI, de la machine asynchrone à double alimentation. Nous avons étudié plus particulièrement la commande de la machine alimenté par seul onduleur du coté rotorique à deux niveaux de tension, fonctionnant en modulation de largeur d'impulsion.

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

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

Le dernier chapitre, nous avons validé la simulation numérique de système dans l'environnement MATLAB /SIMULINK, ainsi que la description et la discussion des résultats obtenues. Dans ce chapitre nous avons le partagé en deux parties comme suite :

1. Simulation et interprétation de l'association Convertisseur-machine.
2. Simulation, Analyse et Interprétation de la CVD de la MADA.

Dans la première partie, l'association convertisseur-machine a été simulée pour voir les impacts de ce convertisseur sur la machine, et aussi pour montrer le couplage entre le couple et les deux composantes de flux.

Conclusion générale

La seconde partie, nous permis de valider les performances du système d'entraînement associé à cette technique de commande. D'une part, les résultats de simulation montrent bien le découplage entre le couple et le flux, d'autre part, ces résultats montrent aussi que la commande vectorielle directe présente une dynamique très performante.

On peut tirer les conclusions suivantes qu'on a jugées d'un intérêt de premier plan :

- ✚ Grâce au développement dans la commande électrique et l'apparition de diverses structures des convertisseurs de l'électronique de puissance permettant à présent de disposer de sources d'alimentation à fréquence variable, la MADA présente une solution idéale pour les entraînements à grandes puissances.
- ✚ L'étude des machines électriques en général et la MADA en particulier exige une bonne modélisation mathématique décrivant l'ensemble de la machine et le système à entraîner. Cela permet de prévoir les performances dynamiques et statiques de ses entraînements.
- ✚ La technique de la commande 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. L'association de la commande vectorielle à régulateur de vitesse de type PI classique permet d'obtenir une bonne performance. Mais ce dernier peut perdre sa robustesse vis-à-vis de la perturbation extérieure et la variation paramétrique mécanique.

Suggestions et perspectives :

Au terme de ce travail, on estime qu'il est intéressant de poursuivre cette étude par :

- ✚ Application de la commande par la logique floue ;
- ✚ La commande par la logique floue adaptative ;
- ✚ L'application de la commande par mode glissant adaptative ;
- ✚ Le contrôle de la MADA avec et sans capteur de position ; etc..

Bibliographie

Bibliographie

- [1] D. Youcef, Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle., Thèse de doctorat en Electrotechnique universite djillali liabes de SIDI-BEL-ABBES ,Algérie, 2015.
- [2] A. Fenni, Commande Non Linéaire Par Des Régulateurs En Mode Glissant D'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA), Mémoire de Magister Université Mohamed Khider Biskra, 2013.
- [3] 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.
- [4] FORCHTTEI, D, GARCIA, G et VALLA, MI, «Vector control strategy for a doubly-fed standalone induction generator vector.,» chez IEEE Trans .Energy conversion, 2002, pp. 991-995.
- [5] Abdelhakim.Dendouga, Contrôle Des Puissances Active et Réactive de la Machine a Double Alimentation (DFIM)>., Thèse de Doctorat, Université de Batna, 10 février 2010..
- [6] Z. A, Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes, Thèse de Doctorat, Université de M'sila, 2017.
- [7] Y. Elbia, commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation et a flux oriente, Mémoire de magistère, université, 2009.
- [8] D. LECOCQ, Contribution à l'Etude des Moteurs Alternatifs à Double Alimentation par Convertisseurs Statiques pour Entraînements de Forte Puissance, Thèse de doctorat, Faculteit Toegepaste Wetenschappen - Vrije Universiteit, 1994.
- [9] G. Salloum, Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation, Thèse de doctorat de l'université de Toulouse, Mars 2007.
- [10] P-E. Vidal, Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation, Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France,, 2004.
- [11] M. S. Vicatos et A. J. Tegopoulos,, «A doubly-fed induction machine differential drivemodel for automobiles,» chez IEEE Transactions on Energy Conversion, June

2003., pp. 225-230.

- [12] M Chikouche, Commande robuste d'une machine asynchrone à double alimentation sans capteur mécanique, thèse de doctorat, université de SIDI-BEL-ABBES,, 2013.
- [13] Georges Salloum, Contribution à la Commande Robuste de la Machine Asynchrone à Double Alimentation, Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique De Toulouse, France, 2007.
- [14] 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.
- [15] B. Y, Etude et commande du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) par différentes techniques avancées, Mémoire de magistère, université d'El-oued, 2010.
- [16] H. Ihssen, Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur, Mémoire de Magister de l'ENP d'Alger, 20 janvier 2008..
- [17] R. Abdessamed, M. Kadjoudj,, Modélisation des machines électriques,, presses, Université deBatna, 1997.
- [18] M. Bouharkat, Etude de l'évolution des courants rotoriques d'une machine asynchrone à cage en régime dynamique, Thèse de doctorat de l'université de Batna, 2006.
- [19] F. Poitiers, Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation 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.
- [20] DJ. Khodja, commande des convertisseurs électromécaniques, Polycopie De Cours,Master1 ,ISE ,Université de M'sila , Algérie, 2012.
- [21] A. Meroufel, Contrôle De La Machine Asynchrone, Polycopie De Cours, Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.
- [22] G. Seguiet, Convertisseurs De l'Electronique De Puissance: La Conversion Alternative-Continue, vol.1, 3ème éditons, Technique et Documentation Lavoisier, Paris, 2006.
- [23] Z. Boudjemaa, Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone a double alimentation par régulateur PI-Flou, Mémoire De Magistère En

Electrotechnique, Ecole Normale Supérieure De L'enseignement Technologique D'Oran , Algérie, 2009.

- [24] K. LOUKAL, Commande robuste des machines asynchrones a double alimentation a base des systèmes flous type deux, Doctoral dissertation, Université de M'sila, 2017.
- [25] B. Toual, Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à Double Alimentation, Application à un Système Eolien à Vitesse Variable, Mémoire de magister, Université de Batna,, 2010.
- [26] G. Salloum, Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation, Thèse de doctorat de l'université de Toulouse, Mars 2007..
- [27] H. Tamrabet, Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone, Thèse de magister de l'université de Batna, 2006.
- [28] A. L. Nemmour, Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation, Thèse de magister de l'université de Batna, 2002.
- [29] A. Kheldoun, Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté, Thèse de doctorat de l'université de Boumerdès, 2007.
- [30] N. Akkari, Commande adaptative de la machine asynchrone à double alimentation par des sources de tension, Thèse de magister de l'université de Batna, 2005.
- [31] H. Amimeur, Contribution au Controle de la Machine Asynchrone Double Etoile, Thèse de doctorat de l'université de Batna, juin 2012..
- [32] B. Youcef, Contribution à l'étude et à la commande robuste d'un aérogénérateur asynchrone à double alimentation, Thèse de doctorat en Electrotechnique, Université Mohamed Khider de Biskra,Algérie,, 2014.
- [33] M. Gheorghe, Application Simulink pour l'étude par simulation des systèmes d'entraînement de machines électriques,, Mémoire de maîtrise, Ecole Polytechnique de Montréal,, 1995.
- [34] M. L. Doumbia and A. Traoré,, «Modélisation et simulation d'une machine asynchrone à cage à l'aide du logiciel Matlab/simulink,» MSAS, Bamako, 2002, pp. 8-12.

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 L_r (Inductance de rotor) = 0.0556 H

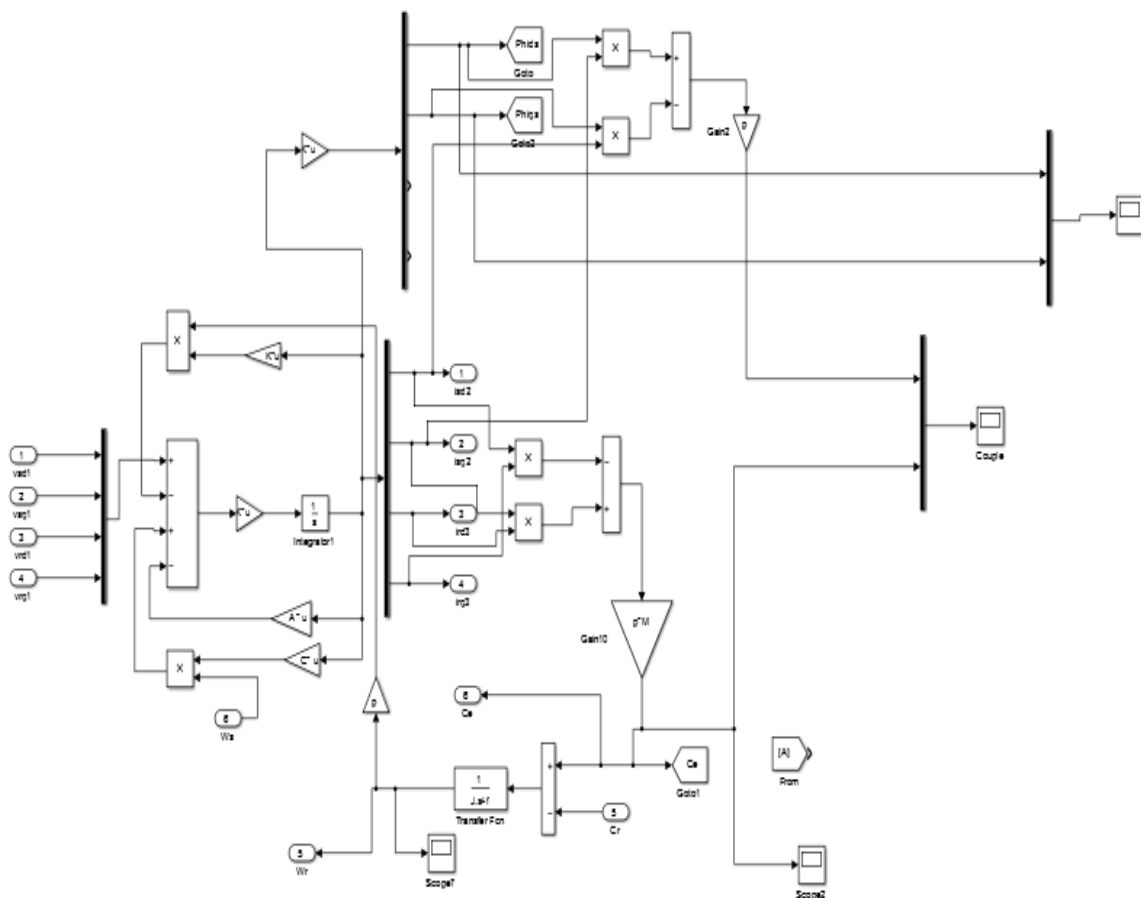
M (Inductance mutuelle) = 0.126 $HP = 2$

Constantes mécaniques :

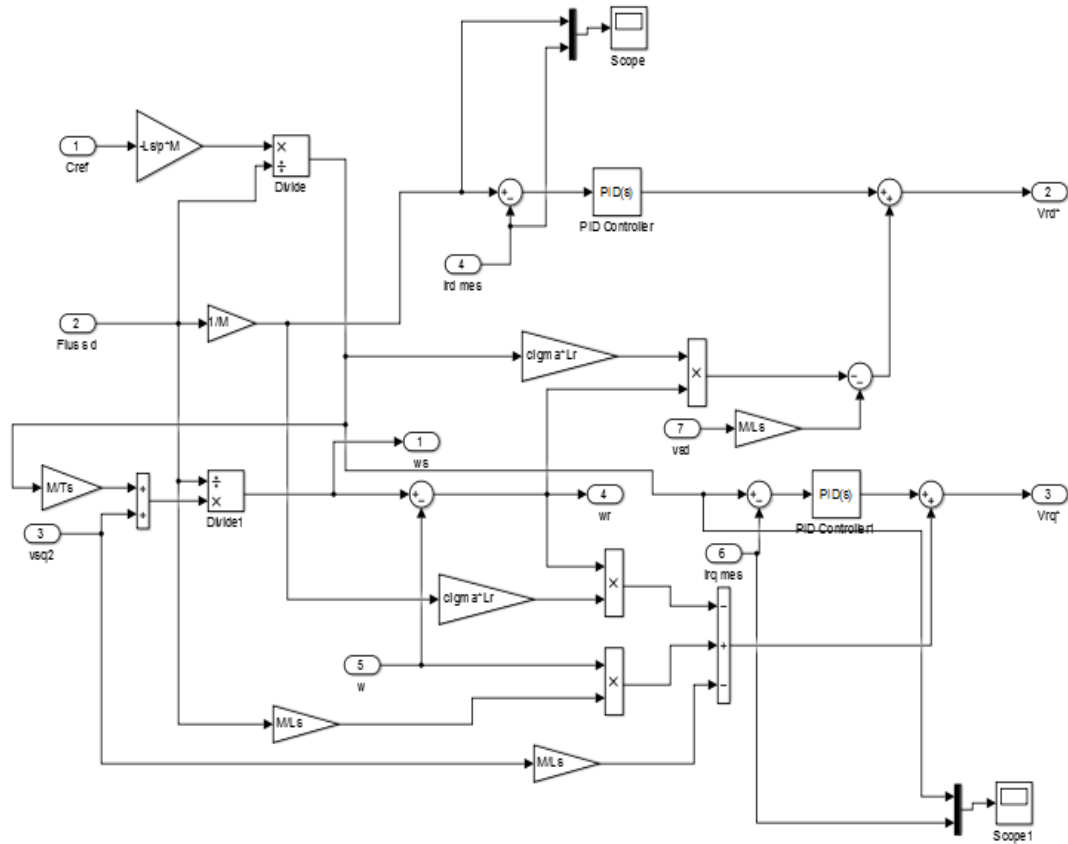
J (Inertie de rotor) = 0.01 kg.m^2

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:

حالياً، وبسبب التقدم الهائل في مجال الكترونيات الطاقة، أصبح المحرك اللاتزامني مضاعف للطاقة واحد من أفضل الحلول الناجحة للعديد من التطبيقات وخاصة لتحويل طاقة الرياح، والتطبيقات ذات سرعات متغيرة، أنظمة الجر، والسكك الحديدية والدفع البحري، ومحطات توليد الطاقة الكهرومائية... الخ. وعلى الرغم من هذا التقدم لا يزال التحكم في المحركات الكهربائية يتأثر بالعديد من القيود مثل تموج عزم الدوران، الدقة، المتانة، تغيير المعاملات... الخ. وللتغلب على المشاكل السابقة نستخدم تقنية التحكم الإشعاعي.

تقنية التحكم الإشعاعي المطبقة على الماكينة اللاتزامنة مضاعفة التغذية تمكننا من السيطرة على صعوبة التعديل، كما تسمح بالفصل بين التدفق وعزم الدوران الكهرومغناطيسي كما تعمل على تحسين السرعة الديناميكية.

الجمع لتقنية التحكم الإشعاعي مع منظم السرعة من النوع كلاسيكي يسمح بالحصول على أداء جيد.

الكلمات المفتاحية: الماكينة اللاتزامنة مضاعفة التغذية، التحكم الإشعاعي.

Résumé

Actuellement, en raison des progrès énormes dans l'électronique de puissance, la machine à induction à double alimentation (MADA) est devenue l'une des meilleures solutions prometteuses pour nombreuses applications en particulier pour la conversion de l'énergie éolienne, l'application à vitesse variable, traction ferroviaire, propulsion marine, et les centrales hydroélectriques,...etc. Pour surmonter les problèmes précédents, nous utilisons la technique de la commande vectorielle.

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.

L'association de la commande vectorielle à un régulateur de vitesse de type PI classique permet d'obtenir une bonne performance.

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

Abstract :

Currently, due to the huge advancements in power electronics, Dual Power Induction Machine (MADA) has become one of the best and promising solutions for many applications especially for wind power conversion, application variable speed, rail traction, marine propulsion, and hydroelectric power stations, etc. to overcome the previous problems, we use the technique of vector control.

The vector control technique applied to the MADA can control the difficulty of its adjustment. It makes it possible to ensure the decoupling between the flux and the electromagnetic torque and improves the dynamics of the speed.

The combination of vector control with a conventional PI-type speed controller ensures good performance.

Keywords: Dual Power Asynchronous Machine, MADA, Vector control

ERROR! BOOKMARK NOT DEFINED.