

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العلي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

Université Mohamed Khider - Biskra

Faculté des Sciences et de la technologie

Département: Genie Electrique

Réf :



جامعة محمد خيضر بسكرة

كلية العلوم و التكنولوجيا

قسم : الهندسة الكهربائية

المرجع :

Mémoire présenté en vue de l'obtention

Du Diplôme de

Magister en Electrotechnique

Option : Energies Renouvelables

Commande Non Linéaire Par Des Régulateurs En Mode Glissant D'une
Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)

Présentée par : **Fenni Atmane**

Soutenue Publiquement Le : **19/12/2013**

Devant Le Jury Composé

Goléa Ammar	Professeur	U. de Biskra	Président
Bendaas Mohammed Lokmane	Professeur	U. de Batna	Rapporteur
Betka Achour	Professeur	U. de Biskra	Examineur
Benchouia Mohamed Toufik	Maitre de Conférences-A	U. de Biskra	Examineur

Remerciement

*Avant tout je remercie notre dieu qui ma donnée la force
d'entamée ce travail.*

Monsieur,

*Je tiens à exprimer du fond du cœur ma sincère gratitude à
tout le monde qui mon aider à établir ce travail.*

Je remercie aussi mon encadreur Monsieur le professeur :

Bendaas Mohamedlekmane.

Et aussi co-encadreur Dendouga Abdelhakim.

*Enfin en espérant de continuer avec vous Veuillez accepter
mes salutations, les meilleures.*

A.M le Professeur Bendaas, Mohamed lekmane.

Et aussi je n'oublie pas les professeurs dont les noms sont :

- 1 Le professeur Golea Amar
- 2 Le docteur Dendouga Abdelhakim
- 3 Le docteur Bourek Omar
- 4 Le professeur Moussi Amar
- 5 Le docteur Bahri Mebarek
- 6 Le docteur Benaakcha Abdelhamid
- 7 Le professeur Betka Achour
- 8 Le professeur Aaleg Djamel
- 9 Le docteur Hafid Abdelhamid
- 10 Le docteur Menacer Arezki

Et enfin je remercie de près ou de loin qui mon aider pour achever mon thème.

Et aussi je remercie le président, et les membres de jurée qui on acceptées de juger ce modeste travail.

Monsieur :

Le professeur : Golea Ammar

Le professeur : Betka Achour

Le docteur (M.C.A) : Benchouia Mohamed Toufik

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

à mes parents : Mohammed.

Fenni Khédidja.

Et aussi à : Mohammed Sekkak.

Touti Ghania.

Sekkak Khadra.

à ma femme Souad (Fouzia).

à mes fils : Imad Eddine.

Aala Eddine.

Adel.

Mohamed Elamine.

à mes amis :

Djaghdali Lakhader.

Cherif Bennour.

Cherouf Omar.

Arifi Elmekki.

Et à toute la promo du magister 2009.

SOMMAIRE

Résumé

Listes des figures

Introduction Générale

Chapitre I

Etat de l'art du MADA

I-1.Introduction	1
I-2 Description de la machine asynchrone à double alimentation.....	1
I.3. Classification	3
I.3.1. Machine à double alimentation simple	3
I.3.2. Machine à double alimentation en cascade	3
I.3.3. Machine à double alimentation cascade à un repère.....	4
I.3.4. Machine à double alimentation sans collecteur	4
I-4 Evaluation de la MADA.....	5
I-4-1 Structure de la MADA.....	5
I-5-l'utilisation du MADA	6
I-6 Etude du fonctionnement en génératrice.....	6
I-7 Etude de fonctionnement en moteur	7
I-7-1 Premières configurations : Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur.....	7
I-7-2 Deuxième configuration : Stator relié au réseau, rotor alimenté par un Cycloconvertisseur	8
I-7-3 Troisièmes configurations : Stator alimenté par onduleur, rotor alimenté par un onduleur	9
I-8 Les avantages et les inconvénients de la MADA.....	9
I-8-1 Les avantages de la MADA.....	9
I-8-2 Les inconvénients de la MADA.....	11

I -9 Mode de variation de vitesse.....	11
I -9-1 Action sur le glissement	11
I -9-2 Variation de la fréquence	11
I -9-3 Action sur le nombre de pôles	11
I -10 Représentation de la machine machines asynchrones à double alimentation.....	12
I -10-1.Principe de fonctionnement.....	12
I -10-2 Régimes de fonctionnement de la MADA.....	13
➤ Stationnaire ($g=1$).....	13
➤ Hypo synchrone ($0 < g < 1$).....	13
➤ Synchrone ($g=0$).....	13
➤ Hyper synchrone ($g < 0$).....	14
I -11 Etude et Transferts de puissance dans la MADA.....	14
I -12 Le rôle de convertisseur statique	15
I -13 Fonctionnement en mode hyper-synchrone.....	16
I -14 Fonctionnement en mode hypo-synchrone.....	16
I -15 Domaine d'applications de la MADA.....	18
I -16 Bilan des puissances dans la MADA	18
I -16-1 Bilan des puissances en tenant compte des résistances rotoriques et statoriques.....	18
I -16-2 Bilan des puissances sans prise en compte des résistances rotoriques et Statoriques.....	19
I -17 Conclusion.....	20

Chapitre II

Modélisation du MADA et son alimentation

II-1 Introduction.....	21
II -2. Modèle de la MADA	21
II -3 Hypothèses de travail.....	22
II -4. Les équations de la machine asynchrone en régime quelconque.....	22
II -4-1.Grandeurs α - β - Grandeurs d-q.....	23
II -5.Transformation de Park.....	24
II -5-1.Différents repères.....	25
II -5-2.Dans un référentiel lié au champ tournant.....	25
II -5-3 .Référentiel lié au stator.....	26
II -5-4 .Référentiel lié au rotor.....	27
II -6- Les équations électriques.....	29
II -7. Simulation du modèle du MADA.....	30
II -7-1 Diagramme fonctionnel sous MATLAB.....	31
II -7-2 Les résultats de simulation : (modele du MADA).....	31
II -8 Interprétation des résultats	39
II -9 .Les Résultats De Simulation Avec Onduleur (MADA).....	39
II -9-1.Modélisation Du Système D'alimentation.....	39
II -9-2 .Modélisation du redresseur.....	40
II -9-3 Modélisation du filtre	42
II -9-4 Modélisation de l'onduleur de tension	43
II -9-5 .Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).....	46
II -9-6 Simulation de l'association MADA avec onduleur à MLI.....	48
II -10. Interprétation des résultats.....	53
II -11 . Conclusion	54

Chapitre III
Etude De La Commande Non Linéaire

III -1 Introduction.....	55
III -2 Commande par linearisation entree-sortie.....	55
III -3 Principe de la technique de linearisation au sens des entrees-sorties.....	55
III -4 Application à la MADA.....	57
III -5 Modèle non linéaire de la MADA	57
III -6 Choix des grandeurs de sortie.....	58
III -7 Définition 1	59
III -8-Calcul du degré relatif	60
III -9 Linéarisation du système.....	61
III -10 Simulation.....	62
III -11. Simulation et interprétation des Résultats.....	62
III -12. Interprétation des résultats.....	65
III -12-1.Démarrage de la machine.....	65
III -12-2. Application d'un couple de charge nominal.....	65
III -12-3.Inversion du sens de rotation de la machine.....	66
III -12-4.Etude de l'effet des incertitudes paramétriques.....	66
III -12-5.Effet de variation des paramètres électriques.....	67
III -12- 6. Variations paramétriques.....	68
III -13. Interprétation des résultats.....	70
III -14- Effet de variation des paramètres mécaniques.....	71
III -15 Les résultats de simulation avec convertisseur (onduleur).....	74
III -16 Conclusion.....	76

Chapitre IV

Etude De La Commande Non Linéaire Par Des Régulateurs En Mode Glissant

IV-1 Introduction	77
IV -2 Généralités sur la théorie de la régulation par mode de glissement.....	77
IV-2-1.Principe du régulation par mode de glissement.....	78
IV-3 .Système de réglage	78
IV-3-1.Configuration avec changement de la structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable.....	78
IV-3-2 Configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de Commande.....	79
IV-4 Bases mathématiques de la commande non linéaire (linéarisation entrée-sortie).....	80
IV-5 - condition d'existence de mode glissant	81
IV-6 -La commande équivalente.....	82
IV-7 La commande discontinue de base.....	83
IV-7-1 Commande signe.....	83
IV-7 -2 Commande avec un seul seuil.....	83
IV-7 -3 Commande adoucie.....	84
IV-7-4-Commande intégrale.....	84
IV-8 Application de la régulation à la commande non linéaire de la MADA.....	85
IV-8-1 Structure d'application du réglage à la MADA.....	85
IV-9 Choix des surfaces de glissements.....	86
IV-9-1 Conditions de convergence.....	87
IV-9-2 Loi de régulation par mode glissant.....	87
IV-10 Bloc de Simulation.....	89
IV-11.L'application de la commande non linéaire avec régulateurs en mode glissant.....	90
IV -12 L'application du convertisseur avec mode glissant	92

IV -13.L'application du convertisseur avec inversion du sens de rotation en mode glissant.....	94
IV -14.Inversion du couple de charge à faible vitesse($w=10(\text{rd/s})$).....	96
IV -15 .Variations paramétriques.....	98
IV -16. Effet de variation des paramètres mécaniques.....	98
IV -17. Interprétation des résultats.....	99
IV -17-1 Application d'un couple de charge nominal.....	99
IV -17-2 Inversion du sens de rotation de la machine.....	99
IV -17-3 Inversion du couple de charge à faible vitesse.....	99
IV -18. Tableau de comparaison des résultats.....	100
IV -19. Conclusion	101

Conclusion générale.

Annexe.

Bibliographies.

تحكم لاخطى بمنظم انزلاقي لآلة اللاتزامنية مزدوجة التغذية

مفاتيح الكلمات

الآلة اللاتزامنية ذات تغذية مزدوجة

دراسة نموذج الآلة

منظم بطريقة الانزلاق

تحكم غير خطي

ملخص

هذه الدراسة تقيّدنا و تطهر لنا الاستراتيجيات الخطية وغير الخطية للتحكم مطبق على تنظيم السرعة للمحرك لا تزامني دو تغذية مزدوجة، فيما تكون الوشيعات للجزء الدوار مربوطين مع محول الموجة للجهد بـتحكم نظام طويلة عرضية نبطي وباستغلالية الثابت ألدی يتغذى بجهد من شبكة الكهربائية مباشرة .

دراستنا تقوم بتدخيل تقنيات لتحكم ألدی يستلزم تحكم لا خطی وهد باستخدام نظام خطی للمدخل والمخرج و في نهاية نظهر النتائج مع حسن الفصل للتدفق المغناطيسي مع سرعة الدوران وكذلك العزم.

Commande Non Linéaire Par Des Régulateurs En Mode Glissant D'une Machine Asynchrone A Double Alimentation (MADA)

Résumé

Cette étude présente des stratégies de la commande non linéaire découplée par retour d'état (régulateur classique PI et régulateur par mode glissant) appliquées à la commande en vitesse d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation MADA (moteur), dont les enroulements rotoriques sont reliés à un onduleur de tensions à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) indépendants. Des tests de robustesse de la commande vis-à-vis des variations paramétriques de la machine seront effectués, des simulations seront présentées.

Mots clés

Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA), commande non linéaire, découplage par retour d'état, régulateur classique PI, régulateur par mode glissant, onduleur de tension.

Control Non Linear By Of Regulators In Mode Glissant
An Asynchronous Machine Power Double (MADA)

Abstract

This study deals with control non linear of the state space input-output decoupling strategies (classical regulator PI and sliding mode regulator) applied to the rotation speed feedback of a doubly fed induction machine DFIM (motors), whose stator and rotor windings are connected to two Pulse Width Modulation (PWM) voltage source inverters. The test of robustness of the controllers against machine parameters uncertainty will be tackled, and the simulations will be presented.

Key words

Doubly Fed Induction Machine (DFIM), control non linear, state space input-output decoupling, classical regulator PI, sliding mode regulator, voltage source inverters.

Liste des figures

Chapitre I

Figure (I-1): Vu du Stator.....	2
Figure (I-2): Vu du Rotor bobinée.	2
Figure (I-3) : Schéma d'alimentation typique de la MADA.....	2
Figure (I-4) : Schéma de principe de la machine à double alimentation simple.....	3
Figure (I-5) : Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade.....	4
Figure (I-6) : Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade à un Repère....	4
Figure (I-7) : Schéma de principe de la machine à double alimentation sans collecteur.....	5
Figure (I-8) : Structure du stator et des contactes rotorique de la MADA.....	5
Figure (I-9) : Schéma de l'alimentation de la MADA pour application	7
Figure(I-10) : schéma de l'alimentation de la MADA pour application moteur première	8
Figure (I-11) : schéma de l'alimentation de la MADA pour application moteur deuxième configuration	8
Figure (I-12) : schéma de l'alimentation de la MADA pour application moteur deuxième Configuration.....	9
Figure (I-13) : Comparaison de la zone de fonctionnement en survitesse sans démagnétisations de la machine à cage et de la MADA	10
Figure (I-14) : Représentation d'un fonctionnement avec démagnétisation de la MADA.....	10
Figure (I-15): Représentation de la MADA.....	12
Figure (I-16) : la MADA en convention moteur hypo-synchrone.....	14
Figure (I-17) : Fonctionnement en mode hyper-synchrone.....	16
Figure (I-18) : Fonctionnement en mode hypo synchrone.....	17
Figure (I-19) : les quatre quadrants de fonctionnement de la MADA.....	17

Chapitre II

Figure (II-1) : transformation de Concordia ($abc-\alpha \beta$).....	23
Figure (II-2) : Transformation de Park.....	24
Figure (II-3) : Définitions des axes réels de la MADA par rapport au référentiel(d,q).....	25
Figure (II-4) : Définition des axes réels de la MADA par rapport au référentiel ($\alpha \beta$).....	26
Figure (II-5) : définition des axes réels de la MADA par rapport au référentiel (x,y).....	27
Figure (II-6) : Schéma bloc d'une chaîne directe du MADA.....	30
Figure (II-7) : Résultat du vitesse en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA.....	31
Figure(II-8): Résultat du couple électro. en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA.....	31
Figure(II-9) : Résultat du courant rotorique en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA.....	32
Figure(II-10) :Résultat du courant statorique en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA.....	32
Figure(II-11): Résultat du flux statorique en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA.....	32
Figure(II-12): Résultat du flux rotorique en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA.....	33
Figure (II-13) : la vitesse du MADA avec $V_r=0V$, $f_s =50Hz$; $C_r= 0 N.m$	33
Figure (II-14) : le couple élect. du MADA avec $V_r=0V$, $f_s =50Hz$; $C_r= 0 N.m$	33
Figure (II-15) : le courant statorique du MADA avec $V_r=0V$, $f_s =50Hz$; $C_r= 0 N.m$	34
Figure (II-16) : le flux statorique du MADA avec $V_r=0V$, $f_s =50Hz$; $C_r= 0 N.m$	34
Figure (II-17) : le courant rotorique du MADA avec $V_r=0V$, $f_s =50Hz$; $C_r= 0 N.m$	34
Figure (II-18) : le flux rotorique du MADA avec $V_r=0V$, $f_s =50Hz$; $C_r= 0 N.m$	35
Figure (II-19) : la vitesse du MADA avec $V_r=0V$, $f_s =50Hz$; $C_r= 10 N.m$	35
Figure (II-20) : le couple électro. du MADA avec $V_r=0V$, $f_s =50Hz$; $C_r= 10 N.m$	35

Figure (II-21) : le courant statorique du MADA avec $V_r=0V$, $f_s =50Hz$; $C_r= 10 N.m$	36
Figure (II-22) : le flux statorique du MADA avec $V_r=0V$, $f_s =50Hz$; $C_r= 10 N.m$	36
Figure (II-23) : le courant rotorique du MADA avec $V_r=0V$, $f_s =50Hz$; $C_r= 10 N.m$	36
Figure (II-24) : le flux rotorique du MADA avec $V_r=0V$, $f_s =50Hz$; $C_r= 10 N.m$	37
Figure (II-25) : le vitesse du MADA avec $V_r=12V$, $f_r =5Hz$; $C_r= 10 N.m$	37
Figure (II-26) : le couple électro. du MADA avec $V_r=12V$, $f_r=5Hz$; $C_r= 10 N.m$	37
Figure (II-27) : le courant statorique du MADA avec $V_r=12V$, $f_r =5Hz$; $C_r= 10 N.m$	38
Figure (II-28) : le flux statorique du MADA avec $V_r=12V$, $f_r =5Hz$; $C_r= 10 N.m$	38
Figure (II-29) : le courant rotorique du MADA avec $V_r=12V$, $f_r=5Hz$; $C_r= 10 N.m$	38
Figure (II-30) : le flux rotorique du MADA avec $V_r=12V$, $f_r =5Hz$; $C_r= 10 N.m$	39
Figure (II-37) : Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la machine.....	40
Figure (II-38) : Schéma d'un convertisseur non contrôlé.....	41
Figure (II-39) : Représentation du tension redressée.....	42
Figure (II-40) : Filtre R.L.C passe bas	42
Figure (II-41) : Représentation de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	43
Figure (II-42) : Représentation d'une bras d'onduleur	44
Figure (II-43) : Principe de la MLI triangulo-sinusoïdale.....	47
Figure (II-44) : Réponse de vitesse avec $V_r=12v$, $f_r=5Hz$, $C_r=10(N.m)$	49
Figure (II-45) : le couple électro. avec $V_r=12v$, $f_r=5Hz$, $C_r=10(N.m)$	50
Figure (II-46) : le courant statorique avec $V_r=12v$, $f_r=5Hz$, $C_r=10(N.m)$	50
Figure (II-47) : le flux statorique avec $V_r=12v$, $f_r=5Hz$, $C_r=10(N.m)$	50
Figure (II-48) : le courant rotorique avec $V_r=12v$, $f_r=5Hz$, $C_r=10(N.m)$	51
Figure (II-49) : le flux rotorique avec $V_r=12v$, $f_r=5Hz$, $C_r=10(N.m)$	51
Figure (II-50) : Réponse de vitesse avec $V_r=12v$, $f_r=15Hz$, $C_r=10(N.m)$	51
Figure (II-51) : le couple électro. avec $V_r=12v$, $f_r=15Hz$, $C_r=10(N.m)$	52

Figure (II-52) : le courant statorique avec $V_r=12v, f_r=15Hz, C_r=10(N.m)$	52
Figure (II-53) : le flux statorique avec $V_r=12v, f_r=15Hz, C_r=10(N.m)$	52
Figure (II-54) : le courant rotorique avec $V_r=12v, f_r=15Hz, C_r=10(N.m)$	53
Figure(II-55) : le flux rotorique avec $V_r=12v, f_r=15Hz, C_r=10(N.m)$	53

Chapitre III

Figure (III-1) : diagramme fonctionnel de la commande par découplage et linéarisation.....	62
Figure (III-2): diagramme fonctionnel de commande pour linéarité entrées -sorties pour la MADA.....	62
Figure (III-3) : Représentation de vitesse de référence et de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref}, w(rd/s)$	62
Figure (III-4) : Représentation du couple électro. Et le couple résistant $(C_{em}; C_r)(N.m)$ avec changement de vitesse de rotation.....	63
Figure (III-5) : Représentation du courant statorique de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref}, w(rd/s)$. et l'application du couple résistant $C_r(N.m)$	64
Figure (III-6) : Représentation du flux statorique de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref}, w(rd/s)$, et l'application du couple résistant $C_r(N.m)$	64
Figure (III-7) : Représentation du courant rotorique de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref}, w(rd/s)$, et l'application du couple résistant $C_r(N.m)$	64
Figure (III-8) : Représentation du flux rotorique de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref}, w(rd/s)$, et l'application du couple résistant $C_r(N.m)$	65
Figure (III-9) : Représentation du vitesse de reference, et de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref}, w(rd/s)$, et l'application du couple résistant $C_r(N.m)$	68
Figure(III-10) : Représentation du couple électro. et résistant de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref}, w(rd/s)$	68
Figure (III-11) : Représentation du courant statorique de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref}, w(rd/s)$. et l'application du couple résistant $C_r(N.m)$	69

Figure (III-12) : Représentation du flux statorique de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref,w}(rd/s)$. et l'application du couple résistant $Cr(N.m)$	69
Figure (III-13): Représentation du courant rotorique de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref,w}(rd/s)$. et l'application du couple résistant $Cr(N.m)$	69
Figure (III-14) : Représentation du flux rotorique de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref,w}(rd/s)$. et l'application du couple résistant $Cr(N.m)$	70
Figure (III-15) : Représentation du vitesse de référence et de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref,w}(rd/s)$. et l'application du couple résistant $Cr(N.m)$	71
Figure (III-16) : Représentation du couple électr.et résist. de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref,w}(rd/s)$. et l'application du couple résistant $Cr(N.m)$	72
Figure (III-17) : Représentation du courant statorique de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref,w}(rd/s)$. et l'application du couple résistant $Cr(N.m)$	72
Figure (III-18) : Représentation du flux statorique de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref,w}(rd/s)$. et l'application du couple résistant $Cr(N.m)$	72
Figure (III-19) : Représentation du courant rotorique de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref,w}(rd/s)$. et l'application du couple résistant $Cr(N.m)$	73
Figure (III-20) : Représentation du flux rotorique de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref,w}(rd/s)$. Et l'application du couple résistant $Cr(N.m)$	73
Figure (III-21) : Représentation du vitesse de ref. et de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref,w}(rd/s)$	74
Figure (III-22) : Représentation du couple électr. de la machine avec l'application du couple résistant $Cr(N.m)$	74
Figure (III-23) : Représentation du courant statorique de la machine	75
Figure (III-24) : Représentation du flux statorique de la machine	75
Figure (III-25) : Représentation du courant rotorique de la machine.....	75
Figure (III-26) : Représentation du flux rotorique de la machine.....	76

Chapitre IV

Figure (IV-1) : Système de réglage avec changement de la structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable.....	79
Figure (IV-2) : Système de réglage avec changement de la structure par commutation.....	80
Figure (IV-3) : Démonstration du mode de glissement.....	81
Figure (IV-4) : Commande équivalente.....	82
Figure (IV-5) : la fonction SIGN.....	83
Figure (IV-6) : Fonction signe de la commande avec un seul seuil.....	84
Figure (IV-7) : fonction signe de la commande adoucie.....	84
Figure (IV-8) : fonction signe de la commande intégrale.....	85
Figure (IV-9) : Schéma bloc de la commande non linéaire par des régulateurs mode glissant du MADA.....	89
Figure (IV-10) : Représentation du vitesse de refe.et de la machine wref,w(rd/s).....	90
Figure (IV-11) : Représentation du couple de resist.et de la machine Cem,Cr(N.m).....	91
Figure (IV-12) : Représentation du courant statorique de la machine	91
Figure (IV-13) : Représentation du flux statorique de la machine.....	91
Figure (IV-14) : Représentation du courant rotorique de la machine.....	92
Figure (IV-15) : Représentation du flux rotorique de la machine.....	92
Figure (IV-16) :Représentation du vitesse wref,w(rd/s) de la machine.....	92
Figure (IV-17) : Représentation du couple Cem,Cr(N.m) de la machine.....	93
Figure (IV-18) : Représentation du courant statorique de la machine.....	93
Figure (IV-19) : Représentation du flux statorique de la machine.....	93
Figure (IV-20) : Représentation du courant rotorique de la machine.....	94
Figure (IV-21) : Représentation du flux rotorique de la machine.....	94
Figure (IV-22) : Représentation du vitesse wref,w(rd/s) de la machine.....	94

Figure (IV-23) : Représentation du couple $C_{em}, C_r(N.m)$ de la machine.....	95
Figure (IV-24) : Représentation du courant statorique de la machine.....	95
Figure (IV-25) : Représentation du flux statorique de la machine.....	95
Figure (IV-26) : Représentation du courant rotorique de la machine.....	96
Figure (IV-27) : Représentation du flux rotorique de la machine.....	96
Figure (IV-28) : Représentation du vitesse $w_{ref}, w(rd/s)$ de la machine.....	96
Figure (IV-29) : Représentation du couple $C_{em}, C_r(N.m)$ de la machine.....	97
Figure (IV-30) : Représentation du courant statorique de la machine.....	97
Figure (IV-31) : Représentation du flux statorique de la machine.....	97
Figure (IV-32) : Représentation du courant rotorique de la machine.....	98
Figure (IV-33) : Représentation du flux rotorique de la machine.....	98
Figure(A.1) : Décomposition de la transformation de Park. (voir l'annexe)	
Figure (A.2) : Repères de référence : statorique , rotorique et tournant d-q. (voir l'annexe)	
Figure(B.1) : Cycle de fonctionnement de la machine. (voir l'annexe)	
Figure (C.1) : Principe de découplage par retour d'état. (voir l'annexe)	

Liste des tableaux

Tableau (I-1) : la puissance du MADA.....	15
Tableau (II-1) : Représente les expressions des tensions simples et composées.....	46
Tableau (IV-1) : Comparaison entre le régulateur classique PI et le régulateur à mode glissant.....	100
Tableau (B-1) : Valeurs des paramètres de simulation. (voir l'annexe)	

Introduction générale

Depuis l'ère de l'industrialisation, les chercheurs ont été confrontés au "comment commander les machines électriques à des vitesses variables". Car les entraînements électriques exigent de plus en plus de hautes performances, une fiabilité accrue, et 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 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 [43]. 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 de machines réside dans la complexité de leur fonctionnement, car elles se comportent comme des systèmes multi-variables, non linéaires et fortement couplés, d'où la difficulté de leur commande [48].

Grâce à l'évolution technologique récente de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, les problèmes inhérents aux commandes des machines alternatives ont été résolus, rendant ainsi les machines à courant continu de moins en moins utilisées. L'électronique de puissance permet de générer des grandeurs électriques de fréquence, de tension et de courant variable, tout en assurant un rendement élevé. Les convertisseurs sont associés à une électronique numérique de commande permettant l'implantation de puissants algorithmes de contrôle en temps réel. 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 tensions 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 (hyposynchrone, synchrone, hypersynchrone) [48].

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 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 y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle lié au couple (le courant d'induit) [33]. Un autre aspect extrêmement important dans la réalisation de variateurs est la notion de robustesse. Les modèles utilisés sont approximatifs et ont des paramètres variables selon l'état du système et son point de fonctionnement. La variation des paramètres électriques et mécaniques dégradent les performances des commandes et peuvent amener, dans certains cas, à des fonctionnements instables [41].

Deux approches permettent de pallier à ce problème.

La première consiste à assurer une estimation en temps réel des paramètres, au moins de ceux reconnus comme responsables des perturbations majeures. Ces paramètres ainsi redéfinis sont injectés dans les commandes. Cette méthode a l'avantage de permettre cette connaissance presque continue des paramètres, mais l'inconvénient c'est qu'elle nécessite des calculateurs de puissance élevée en raison des volumes de calcul nécessaires pour cette estimation en temps réel.

La deuxième approche retenue pour ce mémoire est de rechercher des structures de commande qui résistent aux incertitudes paramétriques élevées et qui permettent la mise en œuvre de variateurs ayant les comportements les moins influencés par les variations des paramètres. L'avantage principal de cette approche est la réduction du matériel et du temps de calcul. Le point de départ de cette étude a été d'aller vers une "Commande non linéaire par des régulateurs en mode glissant d'une machine asynchrone à double alimentation". A travers ce mémoire, qui est composé de quatre chapitres, nous allons brosser un tableau de toutes les étapes à franchir pour parvenir à ce résultat.

Le premier chapitre :

Aborde l'étude sous une forme assez descriptive. En effet, à travers une étude bibliographique. Nous présentons un état de l'art sur la MADA, afin d'étudier son principe de fonctionnement et d'évaluer les avantages et les performances apportés par cette machine, dans les différents domaines d'application. En plus, une classification des différents types de cette machine sera présentée.

Le deuxième chapitre :

Fait l'objet d'une étude de modélisation de la MADA et de son alimentation rotorique. Un modèle mathématique biphasé de la MADA sera introduit. Des simulations seront présentées avec interprétation tirant une conclusion.

Le troisième chapitre :

C'est l'étude du commande " Le contrôle non linéaire de la MADA avec découplage par retour d'état". La linéarisation du modèle non linéaire de la machine peut se faire de différentes manières avec des termes de compensation divers. Il est proposé dans ce chapitre un retour d'état non linéaire pour assurer un découplage entrée-sortie du système multi - variables que constitue la MADA et une régulation classique types PI. La deuxième partie du chapitre est consacrée à l'étude de la robustesse de la commande vis-à-vis des incertitudes paramétriques. Plusieurs phénomènes sont responsables des incertitudes sur les paramètres électriques et mécaniques : la température, l'effet de peau, la saturation magnétique et les erreurs de mesure. Les performances de cette commande seront montrées par des résultats de simulation avec interprétation.

Le quatrième chapitre :

Aborde l'aspect commande non linéaire par des régulateurs en mode glissant. Après un bref rappel de quelques éléments de théorie nécessaires pour la mise en œuvre d'une régulation . La structure retenue est une configuration utilisant le principe de la commande équivalente. La surface de commutation nécessaire pour l'utilisation d'une régulation à mode glissant est choisie égale à l'erreur. Le vecteur de commande équivalente permet de maintenir le système en mode glissant sur la surface de commutation. L'étude de la robustesse de la commande vis-à-vis des incertitudes paramétriques sera étudiée en comparant les résultats de simulation obtenus au troisième chapitre. Nous finirons ce travail par une conclusion générale qui résumera l'ensemble

des résultats obtenus, des recommandations et des suggestions sur les travaux futurs dans ce domaine de recherche.

Chapitre 1

Etat De L'art

De La

M.A.D.A

I- 1 Introduction :

Traditionnellement, la machine à courant continu possède l'image de marque d'une machine essentiellement prédisposée à la vitesse variable, puisque la nature de la source qu'elle requiert, ainsi que sa commande pour assurer cette fonction sont simples à obtenir. La machine asynchrone à cage, conçue pour les applications à vitesse constante, est devenue, avec l'évolution de l'électronique de puissance et la maîtrise de la commande vectorielle ou de la commande directe du couple, la machine la plus utilisée pour les entraînements à vitesse variable. Cette machine présente l'avantage d'être plus robuste et moins coûteuse, à puissance égale, que les autres machines. Cependant cette machine présente des inconvénients, tels que :

- la sensibilité de la commande aux variations des paramètres électriques de la machine.
- la machine asynchrone à bagues présente l'avantage d'être mieux adaptée à la variation de vitesse. Des dispositifs primitifs, comme les plots résistifs et le hacheur rotorique, ont été introduits afin d'assurer le fonctionnement à vitesse variable de cette machine [19] .

-Toutefois, ces dispositifs ne présentent qu'une plage de variation de vitesse limitée et un rendement global réduit. Plus tard le montage en cascade hyposynchrone de la machine à bagues vient améliorer le problème de rendement. Enfin, suite à une grande évolution des composants de l'électronique de puissance et de la commande numérique, deux structures ont émergé pour l'alimentation de cette machine pour varier sa vitesse :

- la première consiste à coupler le stator au réseau et alimenter le rotor à travers un onduleur de tension .
- dans la seconde, les deux armatures sont couplées à deux onduleurs de tension. C'est la double alimentation de la machine, dont la structure présente une bonne flexibilité et un nombre suffisant de paramètres de réglage. [33]

I- 2 Description de la machine asynchrone à double alimentation :

La première apparition de la machine asynchrone à double alimentation "doubly-fed induction machine (DFIM) ", date de l'année 1899, [36] ; il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation [48].

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone à cage ou synchrone) constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements

Figure.(I-1) [32].

L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor diffère radicalement car il n'est pas composé d'aimants ou d'une cage d'écuriel mais d'enroulement triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques (rotor bobiné) [18], [39]. Le rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator raccordé en étoile et dont l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague et permet une connexion externe des bobinages au rotor. Cette connexion est une liaison d'alimentation externe qui permet de réaliser un contrôle des grandeurs rotoriques (Figure. (I-2)) [10].



Figure (I-1): Stator

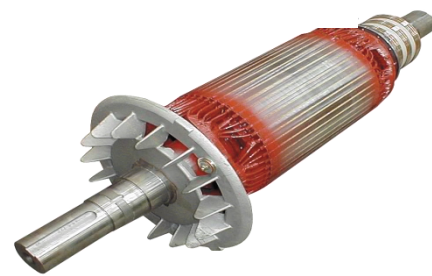
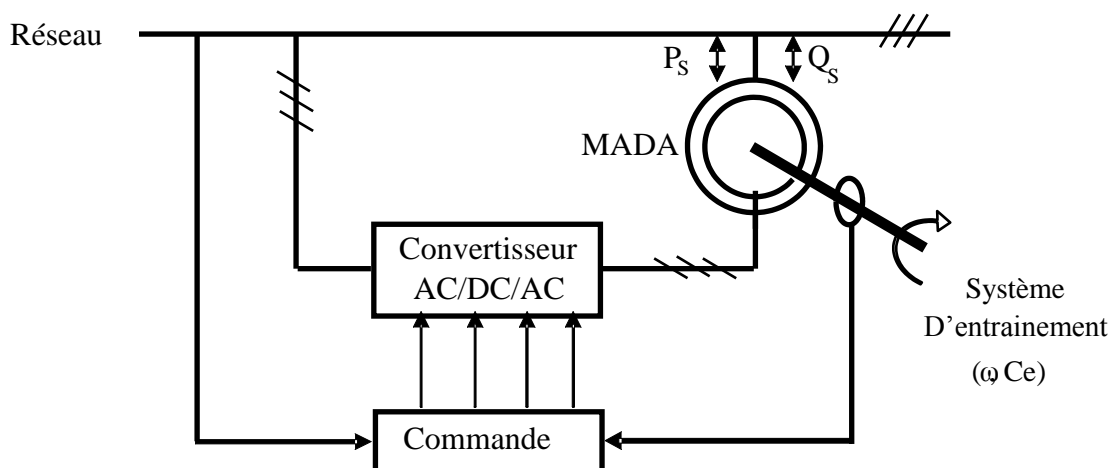


Figure (I-2): Rotor bobinée

Pour être classer comme machine à double alimentation il faut qu'il y ait des sources actives sur le stator et le rotor à la fois. Dans les systèmes modernes, une de ces sources est dérivée électroniquement, et peut être commandée pour fournir l'opération vitesse variable du système, soit comme un moteur ou un générateur. Le convertisseur de puissance est typiquement relié à l'enroulement du rotor. L'autre source (réseau) a typiquement une fréquence et une tension nominalement fixées, qui est habituellement un raccordement direct au stator (Figure. (I-3)) [1].



Figure(I-3) : Schéma d'alimentation typique de la MADA.

I.3. Classification :

Dans la littérature du domaine des machines asynchrone à double alimentation, on trouvera la classification suivante [16], [33], [36], [42], [54] :

I.3.1. Machine à double alimentation simple :

La machine à double alimentation simple (MADAS), est une machine asynchrone à rotor bobiné occupée par un système balais-bague (Single Doubly Fed Induction Machine). La figure (1-4) illustre le schéma de principe de cette dernière, tel que le stator est alimenté directement par le réseau, ainsi que le rotor est alimenté au moyen d'un convertisseur alternatif-alternatif de telle sorte que le glissement de la machine peut être contrôlé. Il faut noter que le convertisseur indiqué dans la figure peut être composé par un redresseur et un onduleur (conversion indirecte) ou bien peut être un cycloconvertisseur (conversion directe)[16], [42],[54].

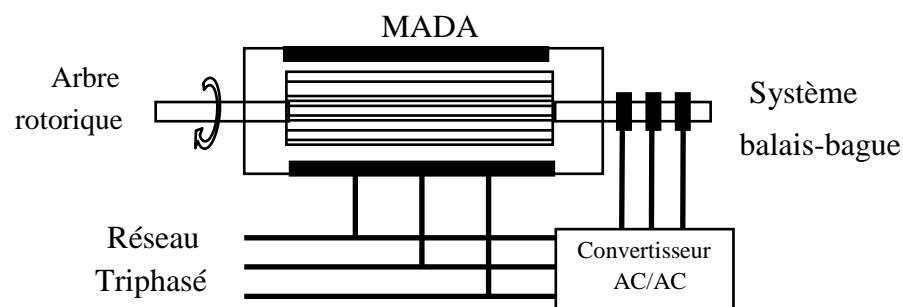


Figure (I-4) : Schéma de principe de la machine à double alimentation simple.

I.3.2. Machine à double alimentation en cascade :

Cette machine est constituée de deux MADA dont les rotors sont couplés électriquement et mécaniquement, (Cascaded Doubly Fed Induction Machine). La figure (I-5) présente le schéma de principe de deux machines asynchrones à rotor bobiné permettant d'obtenir un système à double alimentation. Les enroulements statoriques sont reliés à deux sources de tensions triphasées [33].

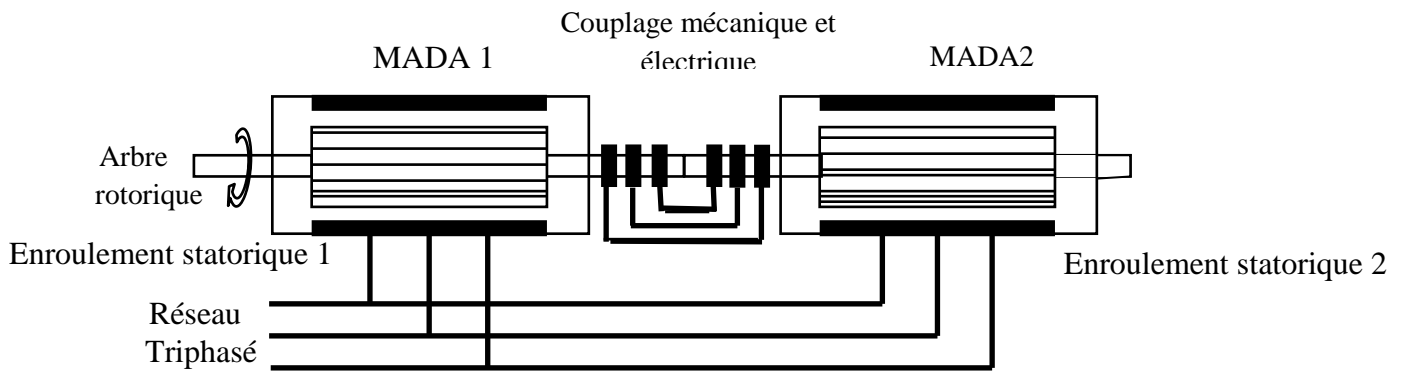


Figure (I-5): Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade.

I.3.3. Machine à double alimentation cascade à un repère :

La machine à double alimentation cascade à un repère consiste de deux machines asynchrones à cage connectés mécaniquement, (Single Frame Cascaded Doubly Fed Induction Machine). La figure (I-6) présente le schéma de principe, tel que le stator de l'une des deux machines est connecté directement au réseau alors que l'autre est connecté à celui-ci par l'intermédiaire d'un convertisseur alternatif-alternatif,[33].

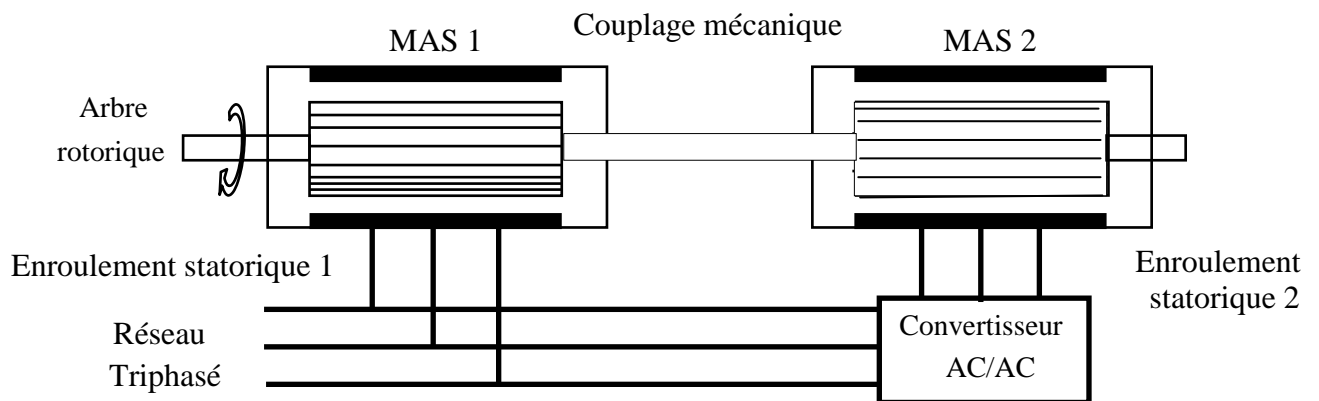
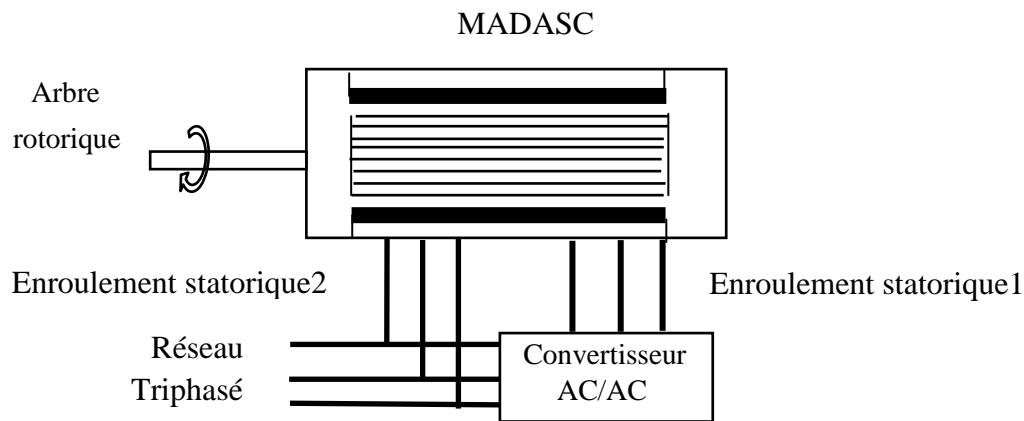


Figure (I-6) : Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade à un repère.

I.3.4. Machine à double alimentation sans collecteur :

Cette machine est constituée par deux enroulements prolongés dans un seul stator. L'un des deux enroulements est alimenté directement par le réseau et l'autre par un convertisseur AC/AC, figure (I-7). Ce type de machine consiste de deux enroulements statoriques ayant des nombres de paires de pôles différents ; ainsi que celui du rotor doit être la somme de ces deux

nombres de paires de pôles,[36].



Figure(I-7): Schéma de principe de la machine à double alimentation sans collecteur.

I -4 Evaluation de la MADA :

I -4-1 Structure de la MADA :

La MADA présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements. L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles mais il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne .figure (I -8) ,[19].

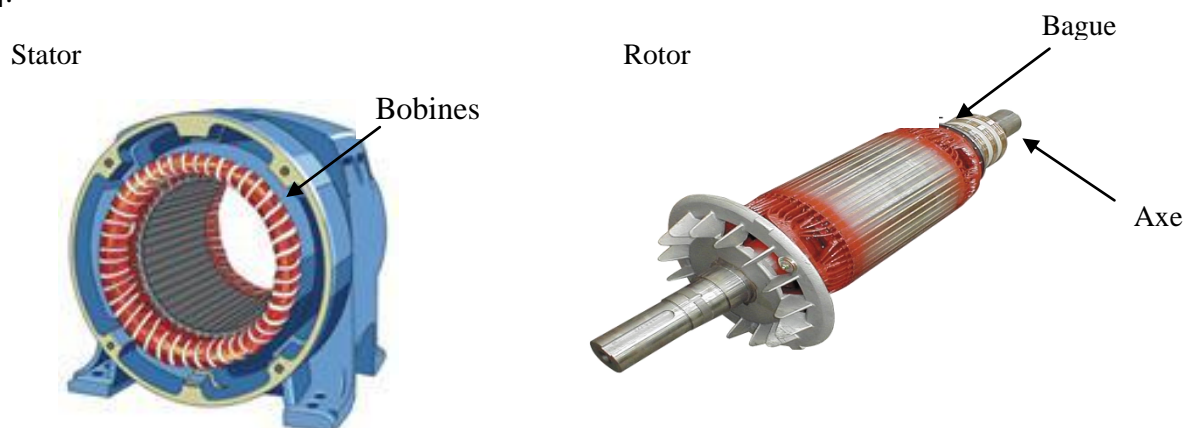


Figure (I -8) Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA

I -5-l'utilisation du MADA :

Aujourd'hui la Machine Doublement Alimentée est utilisée pour diverses applications :

- 1-génératrice pour les énergies renouvelables (pour divers éoliens).
- 2-moteur pour certaines applications industrielles

comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime.

I -6 Etude du fonctionnement en génératrice :

L'utilisation de la MADA pour la production de l'énergie électrique à partir de l'énergie éolienne est très répandue. Bien que cette application ne concerne pas le thème considéré La structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA dans cette thèse, son étude s'impose du fait du nombre important des travaux effectués et de la variété des thèmes abordés (modélisation, commande à vitesse variable, sûreté de fonctionnement, etc.) [2]. En effet, avec le regain d'intérêt pour les énergies renouvelables, les systèmes éoliens à vitesse variable avec la MADA connaissent un grand essor et un grand nombre de publications accompagnent ce développement. La littérature est abondante dans ce domaine et les thèmes abordés sont très variés :

- Modélisation des zones limites de fonctionnement et stabilité de la MADA.
- Qualité de l'énergie fournie et qualité des courants et tensions notamment en présence des défauts au niveau du réseau.
- Stratégies de commande de la MADA avec ou sans capteur de vitesse et de position.
- Dimensionnement du convertisseur au rotor.
- Stator relié au réseau ou sur charge indépendante.

La configuration, largement répandue dans les systèmes éoliens à vitesse variable avec MADA, est représentée par la figure (I -9). Elle consiste à alimenter le rotor par un convertisseur et à lier le stator directement au réseau [16].

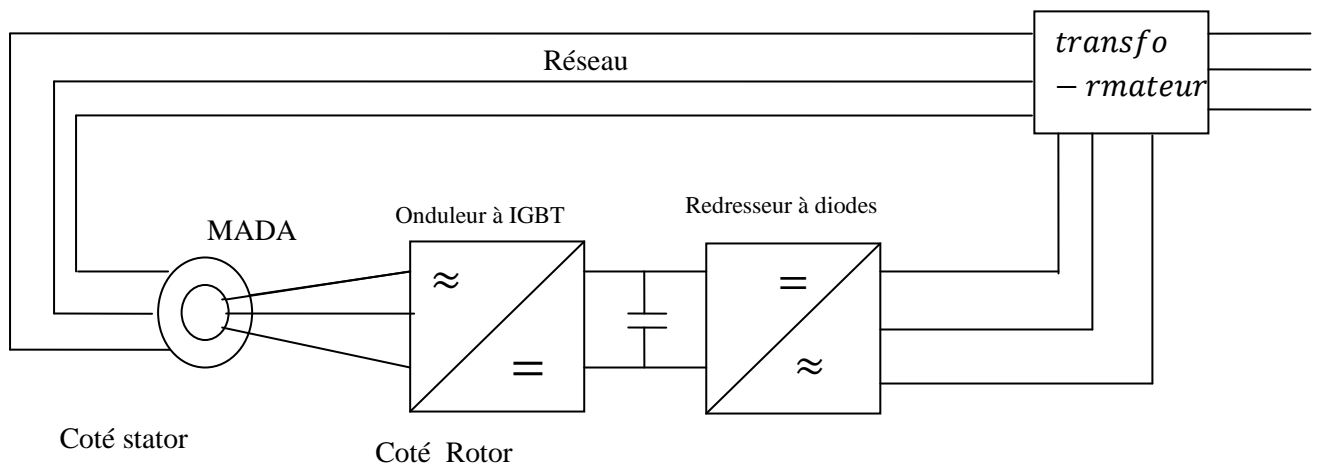


Figure (I -9) : Schéma de l'alimentation de la MADA pour application génératrice

I-7 Etude de fonctionnement en moteur :

- Pour le cas de l'application moteur de la MADA, les principales études ont été dédiées aux stratégies de commande linéaires et non linéaires avec ou sans capteur de vitesse ou de Position.
- L'objet de nos travaux, concerne le fonctionnement moteur où le rotor de la MADA est alimenté par un convertisseur et le stator est alimenté par le réseau figure (I -10).
- Le nombre d'études traitant ce type de configuration est inférieur au précédent. Néanmoins les travaux présents dans la littérature montrent les bonnes performances de cette machine dans ce mode de fonctionnement. Ces travaux concernent principalement les stratégies de commande [19].

I-7-1 Premières configurations : Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur :

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 -10) représente un schéma de principe de cette catégorie de MADA [2].

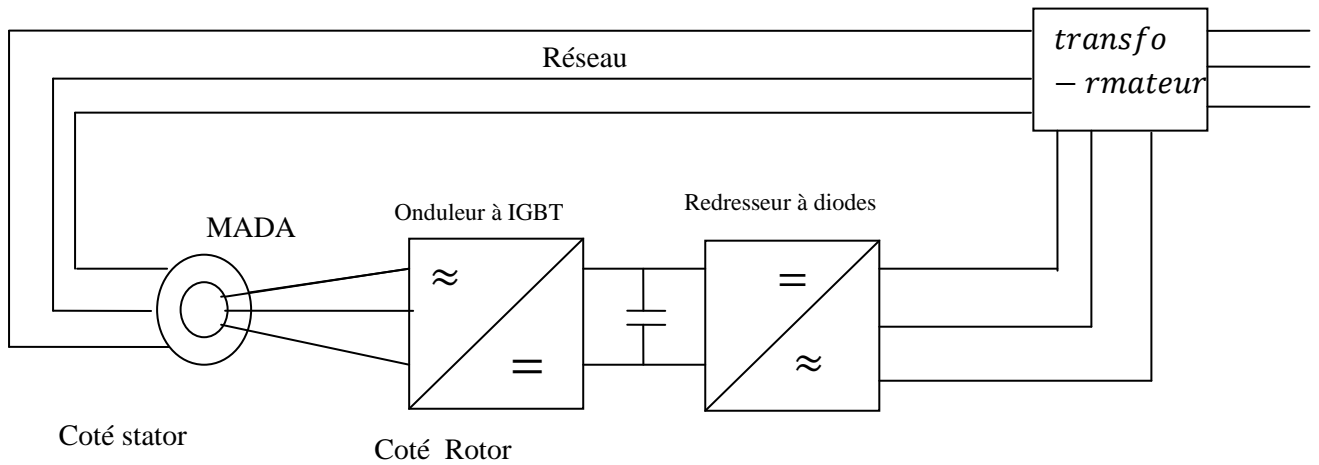


Figure (I -10) : Schéma de l'alimentation de la MADA

I-7-2 Deuxième configuration : Stator relié au réseau, rotor alimenté par un Cycloconvertisseur :

Dans cette configuration les enroulements statoriques sont connectés à un réseau triphasé fixe tandis que le rotor est relié à un cycloconvertisseur. La figure (I-11) représente un schéma de principe de cette catégorie de MADA [13].

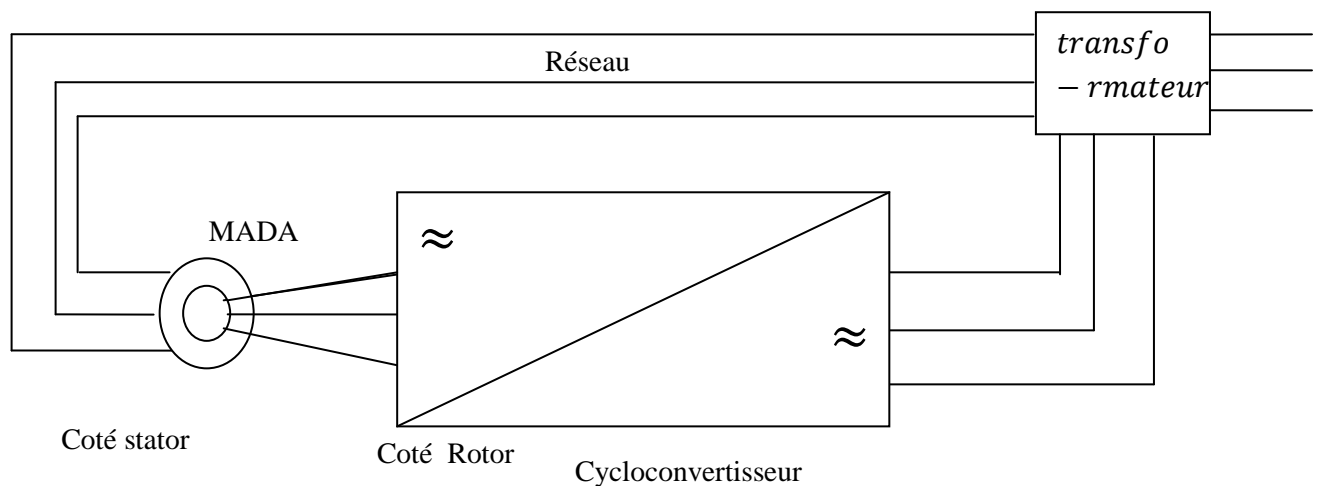


Figure (I -11) : schéma de l'alimentation de la MADA pour application moteur deuxième configuration

I-7-3 Troisièmes configurations : Stator alimenté par onduleur, rotor alimenté par un onduleur

Cette configuration consiste en une MADA dont les deux côtés, stator et rotor, sont alimentés par des onduleurs de tension .

Elle peut prendre deux formes équivalentes :

- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun, ce dernier est donc une source d'alimentation commune aux deux côtés,
- 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 [2].

La figure (I -12) représente un schéma générique de cette structure.

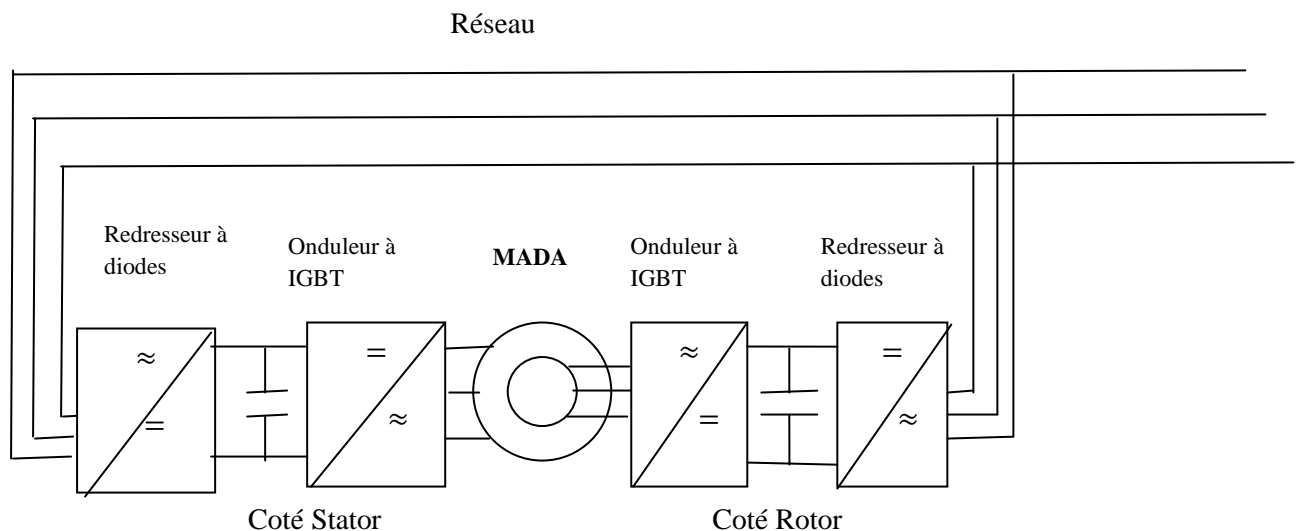


Figure (I -12) : schéma de l'alimentation de la MADA pour application moteur deuxième configuration

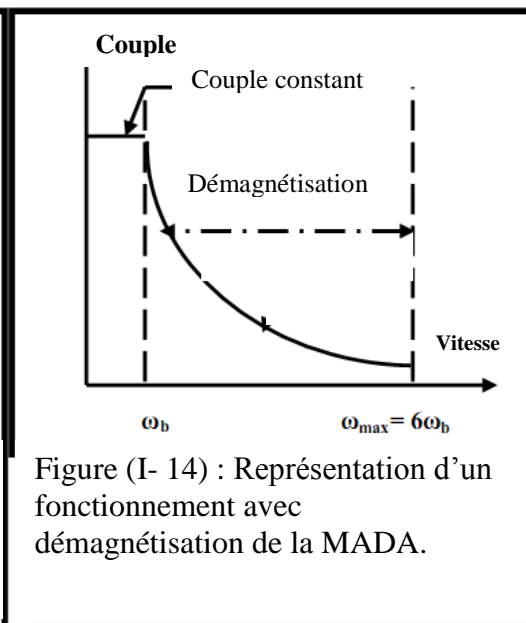
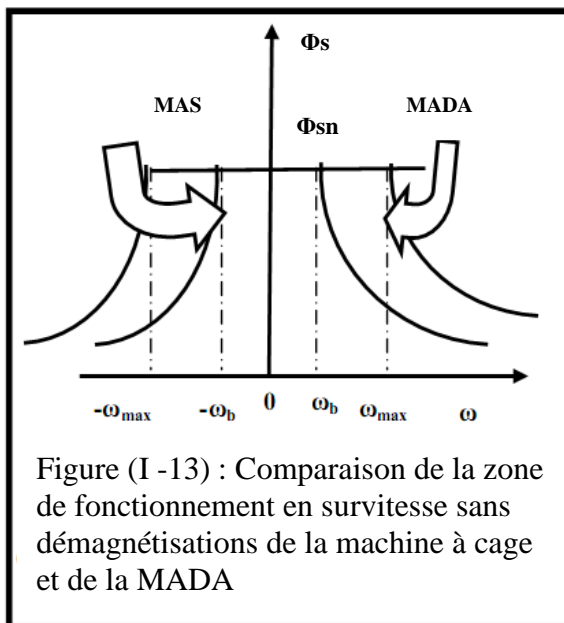
I-8 Les avantages et les inconvénients de la MADA :

Nous introduisons succinctement dans ce paragraphe les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone à double alimentation lors de son fonctionnement à vitesse variable.

I-8-1 Les avantages de la MADA :

La MADA présente plusieurs avantages :

- La mesure des courants au stator et rotor, contrairement à la machine à cage, donnant ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.
- Le partage des fréquences entre le stator et le rotor : en effet, dans le cas d'une double alimentation, il est possible et recommandé de partager la vitesse de rotation du rotor entre les deux convertisseurs alimentant la machine, réduisant ainsi les pertes fer de la machine et augmentent son rendement. De plus, l'alimentation de la machine par deux onduleurs permet de travailler à des fréquences relativement élevées évitant ainsi un déclassement des convertisseurs tout en maintenant un couple à l'arrêt. Cette même propriété assure un contrôle quasi insensible aux variations résistives de la machine [12], [14].
- La solution avec deux convertisseurs alimentant la machine assurer un partage du courant magnétisant entre les deux armatures ainsi que la puissance mécanique fournie à la charge.
- La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse nominale.
- La MADA se comporte comme une machine synchrone et l'on peut pratiquer des rapports de démagnétisation très importants (de l'ordre de 1 à 6).
- Un fonctionnement en régime dégradé plus souple que la machine à simple alimentation, quand un onduleur tombe en panne. Les figures (I -13) et (I- 14) notent les zones de fonctionnements d'une MADA ,[26].



I -8-2 Les inconvénients de la MADA :

- Contrairement à ses avantages, la MADA présente aussi des inconvénients tels que :
- Un nombre important de convertisseurs est utilisé (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) que celui utilisé pour la machine à cage. Nous soulignons que des études récentes, tenant compte de la chute du prix du silicium, donnent maintenant un petit avantage à la MADA.
- La MADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines de grande puissance [14].

I -9 Mode de variation de vitesse :

L'examen de la formule de la vitesse donné par : $\Omega = \frac{2\pi}{P} f_S (1 - g)$ fait sortir trois modes de variations :

I -9-1 Action sur le glissement :

Pour régler la vitesse, lorsqu'on utilise ce principe, on place entre le réseau et le moteur un gradateur pour chacune des phases. On fait varier la vitesse par action sur l'angle de passage des courants durant chaque alternance. Ce mode affecte directement le rendement $\eta = (1-g)$. Techniquement on réalise ce type par action sur la tension d'alimentation pour le moteur à rotor à cage et avec une résistance rotorique pour le moteur à rotor bobiné.

I -9-2 Variation de la fréquence :

Pour faire varier la vitesse dans de bonnes conditions, il faut faire varier sa fréquence d'alimentation en utilisant des convertisseurs (onduleur MLI ou plein onde- cyclo-convertisseur) .

I -9-3 Action sur le nombre de pôles :

C'est un mode constructif par action sur le nombre de pôles, cette technique de bobinage consistant à changer la polarité de la machine par un changement des sens de courant. La vitesse Ω

varie du simple au double et inversement ce qui implique une variation discontinue [9].

I -10 Représentation de la machine machines asynchrones à double alimentation :

Les enroulements des trois phases statorique et rotorique dans l'espace électrique peuvent être représentés comme indique en Figure (I -15).

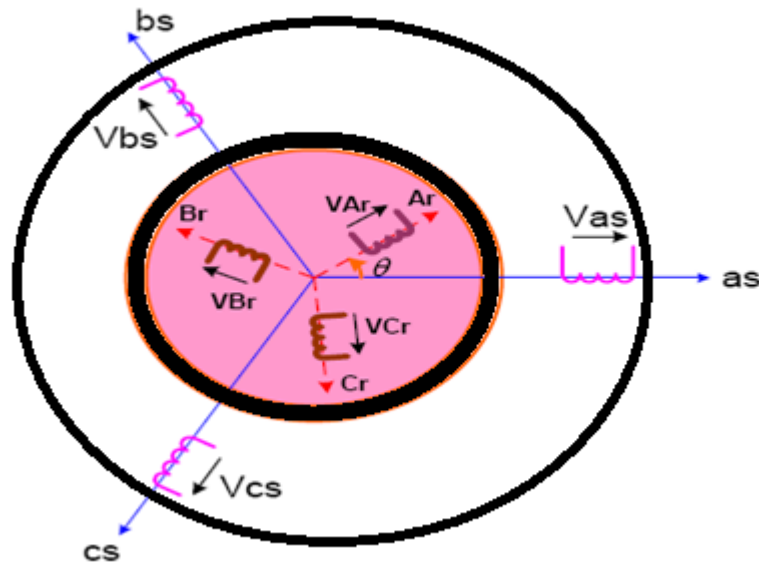


Figure (I -15) : Représentation de la MADA

I -10-1.Principe de fonctionnement

La machine étudiée est machine asynchrone à double alimentation triphasé, équilibrée et a rotor bobiné, dont la source d'excitation est disposée au niveau du rotor.

Les bobines du rotor sont connectées au réseau, un flux magnétique tournant apparaît au stator. Ce flux dépend de la réluctance du circuit magnétique, du nombre de spires dans la bobine statorique et rotorique et donc du courant statique pendant la rotation, le flux magnétique génère par le stator crée des F.E.M dans les bobinages du rotor, le rapport entre les F.E.M créée au rotor et stator est :

$$\frac{E_r}{E_s} = \frac{N_r}{N_s} \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \tag{I-1}$$

N_r et N_s sont respectivement le nombre de spire de bobinage du rotor et stator

ω_s, ω_r sont respectivement les pulsation de synchronisme et mécanique de la machine

En définissant le glissement par :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \tag{I-2}$$

Le courant dans le stator et le rotor est défini comme dans le cas d'un transformateur parfait:

$$\frac{I_r}{I_s} = \frac{N_s}{N_r} \quad (\text{I-3})$$

Donc le rapport entre S_r au rotor et la puissance S_s au stator devient :

$$\frac{S_r}{S_s} = \frac{I_r}{I_s} \cdot \frac{E_r}{E_s} = g \quad (\text{I-4})$$

L'équation (I.4) montre que pour une puissance constante transmise au stator, plus on transmet de la puissance par le rotor et, plus on augmente le glissement. La pulsation au stator étant supposée constant, il est donc possible de contrôler la vitesse de la génératrice en agissant simplement sur la puissance transmise au rotor via le glissement, [23].

I -10-2 Régimes de fonctionnement de la MADA :

Les différents régimes de fonctionnement de la MADA, peuvent être divisés en fonction de glissement comme suit :

➤ Stationnaire ($g=1$)

Le stator est alimenté directement par le réseau avec une fréquence f_s ; par conséquent, le rotor est le siège d'une F.E.M induite avec une fréquence f_r identique avec f_s . Dans cette condition, la MADA se comporte simplement comme un transformateur.

➤ Hypo synchrone ($0 < g < 1$)

En tournant le rotor dans la direction du flux du stator, la fréquence f_r du rotor commence à décroître. Plus la vitesse du rotor approche de celle du synchronisme, plus f_r tend vers 0, plus la tension induite dans le rotor décroît linéairement et prend une valeur très faible qui correspond à la vitesse du synchronisme.

➤ Synchrone ($g=0$)

Au point, ou la vitesse mécanique du rotor atteint la vitesse de synchronisme, la fréquence f_r du rotor s'annule. Dans ce cas les enroulements du rotor tournent avec la même vitesse que celle du flux statorique ; donc le rotor ne voit aucun mouvement relatif par rapport à ce dernier, par conséquent il n'y a aucune tension induite dans les enroulements du rotor.

On constate que la puissance du stator est égale a celle du réseau, alors que celle du rotor est nulle (l'écoulement de puissance entre le réseau et le rotor s'arrête).

➤ **Hyper synchrone ($g < 0$)**

Par davantage d'accélération, le flux rotorique rattrape le flux statorique et la fréquence du rotor devient négative. L'augmentation de la vitesse des enroulements du rotor par rapport à celle du flux statorique mène à une augmentation de la tension induite du rotor,[29].

I -11 Etude et Transferts de puissance dans la MADA

Grâce aux convertisseurs de puissance bidirectionnels, dans le circuit du rotor, la MADA est capable de travailler en tant que génératrice ou moteur de façon hyper-synchrone ou hypo-synchrone. On utilise le schéma de la MADA en convention moteur hypo-synchrone ; figure (I -16) car c'est la convention habituelle.

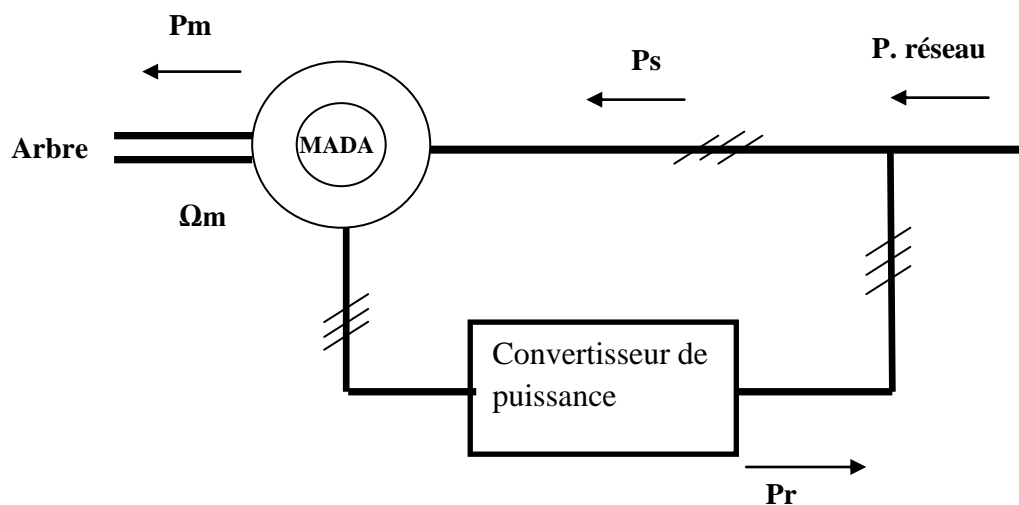


Figure (I -16): la MADA en convention moteur hypo-synchrone

En supposant que les pertes dans les circuits du stator et du rotor peuvent être négligées, on peut relier les puissances ainsi :

$$P_m = P_{\text{réseau}}$$

$$P_{\text{réseau}} = P_s - P_r$$

$$P_r = g \cdot P_s$$

$$P_s = P_{\text{réseau}} / (1 - g)$$

P_m : Puissance mécanique ($P_m < 0$ si la machine est entraînée)

P_s : Puissance active absorbée par le stator ($P_s < 0$ si la MADA est génératrice)

P_r : Puissance active débitée par le rotor (son sens dépend du signe du glissement)

$P_{réseau}$: Puissance active fournie par le réseau à la machine

($P_{réseau} < 0$ si la MADA est génératrice)

Ω_m : Vitesse de rotation de la MADA

- En mode génératrice hyper-synchrone ($\Omega_m > \Omega_s$, $g < 0$), P_r est négatif, la puissance est transmise du rotor au réseau.
- En mode génératrice hypo-synchrone ($\Omega_m < \Omega_s$, $g > 0$), P_r est positif, la puissance est transmise du réseau au rotor. Dans les deux cas la puissance statorique, P_s alimente le réseau ,[43].

On peut résumer ceci dans le tableau suivant :

	Moteur $P_m < 0$	Générateur $P_m > 0$
hypo synchrone	$P_s > 0$ $P_r < 0$	$P_s < 0$ $P_r > 0$
$P_s = -(P_m + P_r)$		
hyper synchrone	$P_s > 0$ $P_r > 0$	$P_s < 0$ $P_r < 0$
$P_m = +(P_s + P_r)$		

Tableaux (I -1) : la puissance du MADA

I-12 Le rôle de convertisseur statique :

Le convertisseur statique se compose d'un redresseur, un bus continu et un onduleur. Il est réversible en courant puisque la puissance rotorique, P_r transite par le convertisseur dans un sens pour un fonctionnement hypo-synchrone, et dans le sens opposé pour un fonctionnement hyper-synchrone. L'onduleur devient redresseur et le redresseur devient onduleur. Sachant que

$$P_r = g \cdot P_s. \quad (I-5)$$

Et que généralement, la valeur absolue du glissement g est très inférieure à 1, P_r est seulement une fraction de la puissance statorique P_s . Le signe de P_r change avec le glissement g .

On a deux types de fonctionnement possibles pour la génératrice selon le signe du glissement g .

I-13 Fonctionnement en mode hyper-synchrone :

La MADA fonctionne en génératrice pour une vitesse de rotation mécanique supérieure à la vitesse de synchronisme. On a le glissement $g < 0$, le mode de fonctionnement est dit hyper-synchrone. La puissance au rotor de la MADA est générée et envoyée vers le réseau à travers le convertisseur ; figure (I -17).

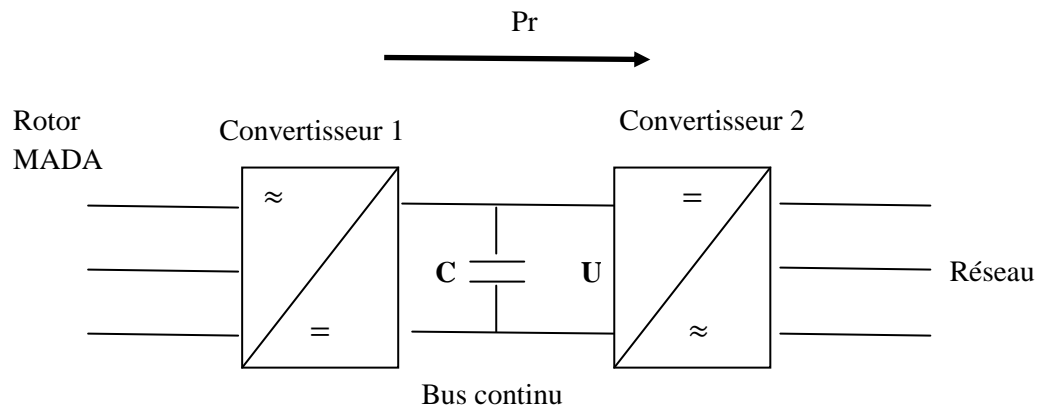


Figure (I -17) : Fonctionnement en mode hyper-synchrone

Le convertisseur 1 fonctionne en redresseur. Le redresseur transforme la tension alternative et le courant alternatif délivrés par la MADA en tension continue et courant continu. Le condensateur crée un bus intermédiaire.

Le convertisseur 2 fonctionne en onduleur. L'onduleur récupère cette tension continue et ce courant continu. On règle la commande de l'onduleur pour ajuster et obtenir en sortie de l'onduleur un signal avec une amplitude et une fréquence adaptées à celles du réseau, après le passage par le transformateur élévateur de tension. Le passage par le bus continu est indispensable pour permettre à l'onduleur de réguler amplitude et fréquence. Le réseau est considéré comme une source de courant, car on prend en compte les inductances du réseau. De même les enroulements au rotor sont vus comme une source de courant puisque ce sont des bobinages. Une bobine est considérée comme source de courant car le courant circulant dans la bobine ne peut jamais être discontinu.

Pour un condensateur, la tension à ses bornes n'est jamais discontinue, c'est une source de tension. En utilisant un bus continu avec un condensateur, on respecte l'alternance source de tension et source de courant,[32].

I-14 Fonctionnement en mode hypo-synchrone

La MADA fonctionne en génératrice pour une vitesse de rotation mécanique inférieure à la vitesse de synchronisme. Donc on a le glissement positif $g > 0$, le mode de fonctionnement est dit hypo-synchrone Figure (I -18).

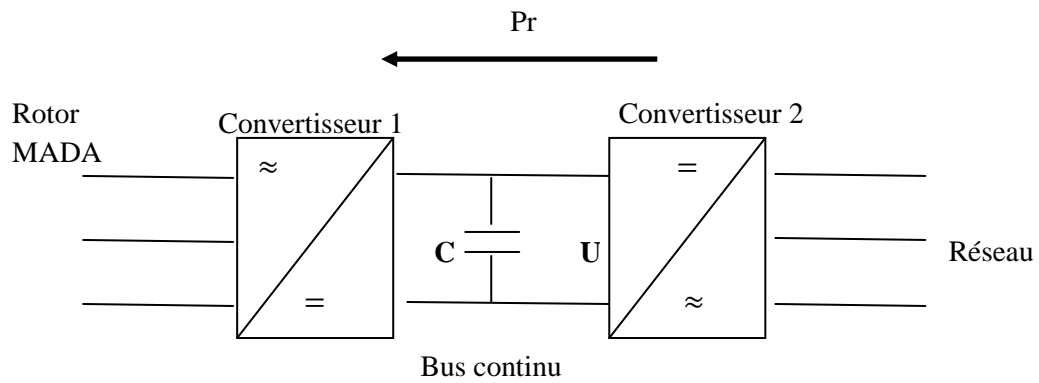


Figure (I -18) : Fonctionnement en mode hypo synchrone

Le convertisseur 2 fonctionne comme redresseur. Il transforme le signal fourni par le réseau en signal continu. Le convertisseur 1 fonctionne en onduleur. L'onduleur règle l'amplitude et la fréquence du signal à envoyer vers le rotor de la MADA : Il agit sur les tensions aux bornes des circuits rotoriques. Il fait varier la vitesse de la turbine et donc la puissance extraite. Il alimente la MADA en courant alternatif,[53].

Alors la MADA peut fonctionner dans les quatre quadrants : en moteur ou génératrice, en hypo synchrone ou en hyper synchrone. Comme indique la Figure (I -19)

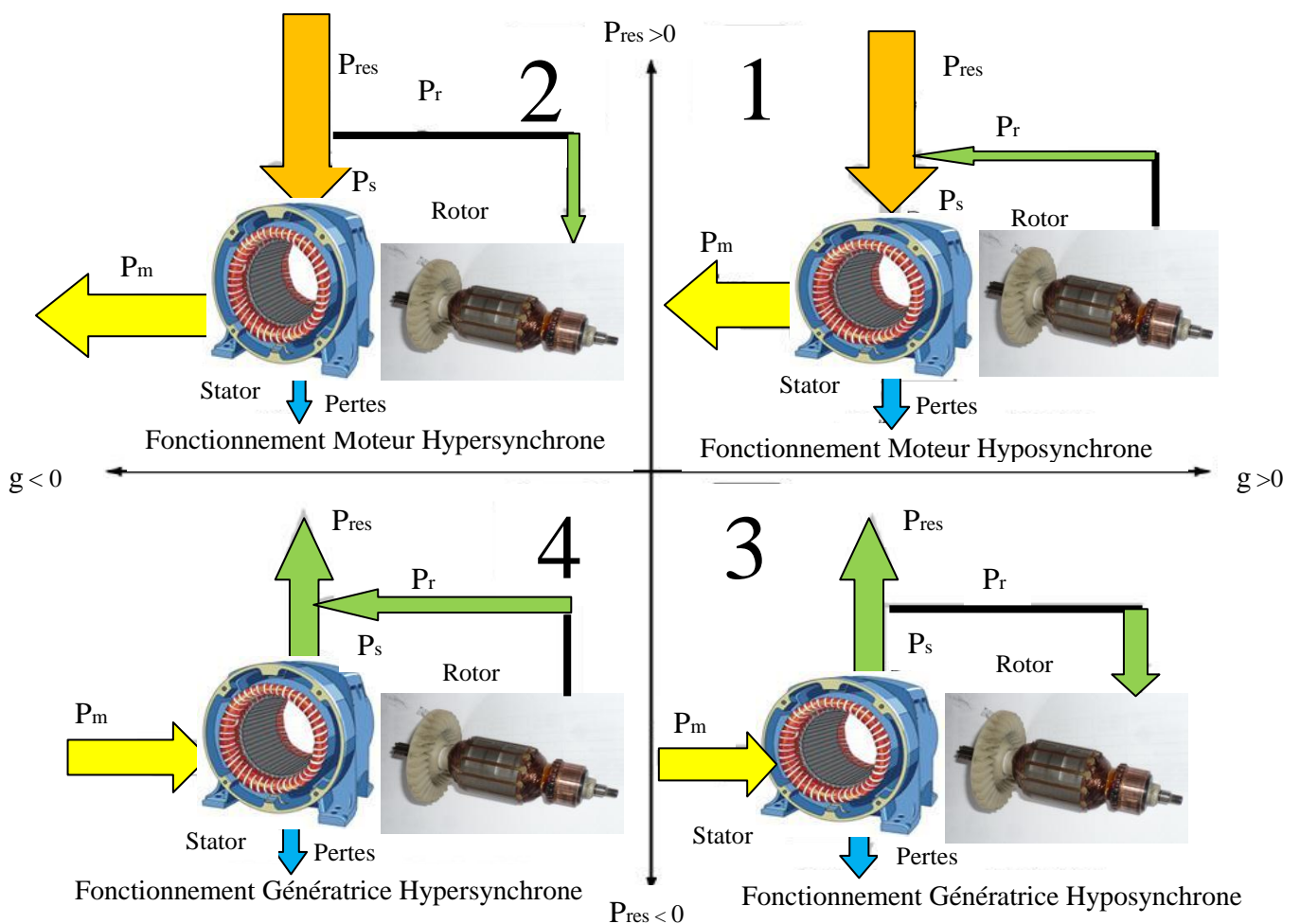


Figure (I -19): les quatre quadrants de fonctionnement de la MADA

I -15 Domaine d'applications 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. [36].

I -16 Bilan des puissances dans la MADA :

Le calcul des puissances active et réactive côté rotor et côté stator peut être établi à partir des équations de la machine. En régime permanent, les équations de la machine s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} - \omega_r \Phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \omega_r \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I-6})$$

I -16-1 Bilan des puissances en tenant compte des résistances rotoriques et statoriques :

Le bilan de puissances côtés stator et rotor en tenant compte des termes résistifs et des hypothèses suivantes :

Le fonctionnement se fait à facteur de puissance unitaire au rotor. Le courant $I_{rd} = 0$, la tension V_{rd} s'annule aussi ; d'où $Q_r = 0$.

➤ Côté stator :

Les puissances active et réactive côté stator sont données par les équations (I-7) et (I-8) :

$$P_s = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} \quad (\text{I-7})$$

$$Q_s = V_{sd} I_{sq} - V_{sq} I_{sd} \quad (\text{I-8})$$

➤ Côté rotor :

Les puissances active et réactive côté rotor sont données par les équations (I-9) et (I-10) :

$$P_R = V_{rd}I_{rd} + V_{rq}I_{rq} \quad (I-9)$$

$$Q_r = V_{rq}I_{rd} - V_{rd}I_{rq} \quad (I-10)$$

Les puissances actives, contiennent des termes relatifs aux pertes par effet Joule et un autre terme représentant l'énergie transmise. Ce dernier terme est fonction des pulsations du stator et du rotor ainsi que de la valeur du couple.

I-16-2 Bilan des puissances sans prise en compte des résistances rotoriques et statoriques :

➤ En négligeant les termes résistifs, les équations des tensions de la machine en régime permanent sont :

$$V_{sd} \approx -\omega_s \Phi_{sq}$$

$$V_{sq} \approx \omega_s \Phi_{sd}$$

$$V_{rd} \approx -\omega_s \Phi_{sd} \quad (I-11)$$

$$V_{rq} \approx \omega_r \Phi_{rd}$$

➤ Côté stator :

Les puissances active et réactive coté stator sont données par les équations:

$$P_s = V_{sd}I_{sd} + V_{sq}I_{sq} = -\omega_s I_{rq} \Phi_{rd} \quad (I-12)$$

$$Q_s = V_{sq}I_{sd} - V_{sd}I_{sq} \approx (\Phi_{sd}I_{sd} + \Phi_{sq}I_{sq})\omega_s = \left(\frac{L_s}{M^2} \Phi_{rd}^2 + \sigma \cdot L_s \frac{L_r^2}{M^2} I_{rq} \right) \omega_s \quad (I-13)$$

➤ Côté rotor :

Les puissances active et réactive coté rotor sont données par les équations:

$$P_r = V_{rd}I_{rd} + V_{rq}I_{rq} \approx V_{rq}I_{rq} = \omega_r I_{rq} \Phi_{rd} \quad (I-14)$$

$$Q_r = V_{rq}I_{rd} - V_{rd}I_{rq} \quad (I-15)$$

Les puissances actives P_s et P_r dépendent de la composante directe du flux rotorique, du courant I_{rq} ainsi que des pulsations ω_s et ω_r . La puissance réactive au stator Q_s dépend de Φ_{rd} , I_{rq} , ω_s , ainsi que des paramètres inductifs de la MADA. L'énergie réactive sera toujours fournie à la machine par le stator et ceci quelque soit le signe de ω_s . [2]

I -17 Conclusion :

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

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

Nous nous concentrons le long de ce travail sur le fonctionnement de la MADA en mode moteur à vitesse variable alimentée par un onduleurs de tension, au rotor.

Le chapitre suivant (II) sera dédié à présenter la modélisation de cette machine avec son alimentation au rotor.

Chapitre II

*Modélisation De
La M.A.D.A Et
Son Alimentation.*

II -1. Introduction :

Le système d'entraînement de la machine asynchrone intègre l'alimentation, le convertisseur statique, la machine et la commande indispensables au fonctionnement de l'ensemble. De ce fait, une modélisation de la machine asynchrone à double alimentation, destinée aussi bien à l'étude de son comportement qu'à la mise en place des fonctionnements de la commande, est nécessaire pour le bon déroulement du processus d'entraînement.

Notre objectif est de présenter mathématiquement une modélisation de la machine asynchrone à double alimentation sous forme d'état selon le choix des différents repères. Généralement, ces modèles sont définis dans un référentiel diphasé, soit tournant (d, q), soit fixe au stator (α, β). Ces référentiels sont définis à partir du référentiel triphasé naturel de la MADA à l'aide de transformations mathématiques adaptées. [5].

Une bonne commande des machines à courant alternatif à vitesse variable est assurée si nous garantissons un bon découplage entre ses grandeurs électromagnétiques. Ceci est réalisé par orientation de ces derniers dans un repère (d, q) tournant à la vitesse de rotation du champ tournant. Si cela est réalisé, nous pouvons rapprocher son comportement de celle d'un moteur à courant continu à excitation indépendante où nous retrouvons un découplage naturel entre le courant d'excitation qui crée le flux et le courant d'induit fournissant le couple électromagnétique nécessaire pour la faire tourner, [15].

II -2. Modèle de la MADA :

Le modèle de la MADA présenté traditionnellement est un modèle en 'régime permanent'. C'est à dire que la machine est supposée fonctionner en régime établi, qu'elle est alimentée sous un système triphasé de valeurs efficaces constantes et qu'elle tourne à une vitesse constante.

Les grandeurs sont alors sinusoïdales et l'approche dans l'espace complexe est valable. Ce modèle n'est plus valable si la machine est alimentée par un onduleur triphasé commandé suivant un contrôle.

Le contrôle de vitesse le plus simple, dit « V/f », permet de varier la vitesse de la machine sur une large plage. C'est un contrôle scalaire. Les équations de la machine qui permettent de calculer le couple et de prévoir les points de fonctionnement sont basés sur le modèle en 'régime permanent' de la machine [4], [6].

Il existe un contrôle basé sur le modèle 'transitoire' ou 'dynamique' de la machine qui est le contrôle vectoriel de la machine. Ce type de contrôle permet d'avoir une dynamique de réponse plus rapide et une meilleure précision du contrôle de couple.

L'étude de la machine est basée essentiellement sur la transformée de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes électriquement perpendiculaires appelés d pour l'axe direct, et q pour l'axe quadrature.

De même on a le contrôle d'actualité (contrôle avancé) qu'est insensible au variation des paramètres de la machine c'est le contrôle non-linéaire c'est l'étude de notre thème.

II -3. Hypothèses de travail :

Pour la mise en équation, le bobinage est supposé réparti de manière à donner une f.m.m sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux, [11].

Le phénomène d'hystérésis, le courant de Foucault et l'effet de peau sont négligés ainsi que le fonctionnement se fait en régime non saturé.

En fin le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié [9].

II -4. Les équations de la machine asynchrone en régime quelconque :

La mise en équation de la machine asynchrone à double alimentation avec les hypothèses que nous avons retenues étant classique, nous ne mentionnerons que les points qui nous semblent essentiels et les choix qui nous sont propres par rapport à ce qui se fait habituellement. Pour plus de détails, le lecteur pourra se référer à, [18], [5].

Précisons tout d'abord que nous préférons utiliser la transformation de Clark plutôt que celle de Concordia pour passer des grandeurs triphasées (a,b,c) au grandeurs diphasées (α, β).

Ce choix de matrice de passage normée est bien pratique en commande où l'on traite les grandeurs (d , q).

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad c - \text{à} - d \quad [x_{\alpha\beta}] = [C_{23}][x_{abc}] ; \quad \text{avec} :$$

$$[C_{23}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{32}} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad c - \dot{a} - d \quad [x_{abc}] = C_{32} [x_{\alpha\beta}]; \text{ Et :}$$

$$[C_{32}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

II -4-1. Grandeurs α - β - Grandeurs d-q :

La transformation des grandeurs diphasées du repère fixe alpha - beta vers le repère tournant d - q s'exprime par :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\Theta) & \sin(\Theta) \\ -\sin(\Theta) & \cos(\Theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix}$$

Θ est l'angle entre le repère diphasé fixe et le repère tournant d - q. La transformation inverse qui permet de passer de variables exprimées dans le repère diphasé d - q vers des variables exprimées dans le repère alpha - beta est :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\Theta) & -\sin(\Theta) \\ \sin(\Theta) & \cos(\Theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix}$$

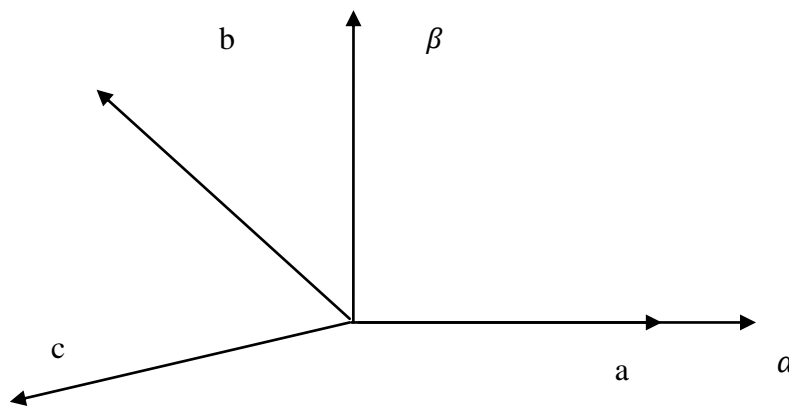


Figure (II-1) : transformation de Concordia (abc- α β)

Il apparaît clairement ensuite que les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celles des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier les équations.

Ceci se fait en liant les angles : $\Theta_S = \Theta + \Theta_r$

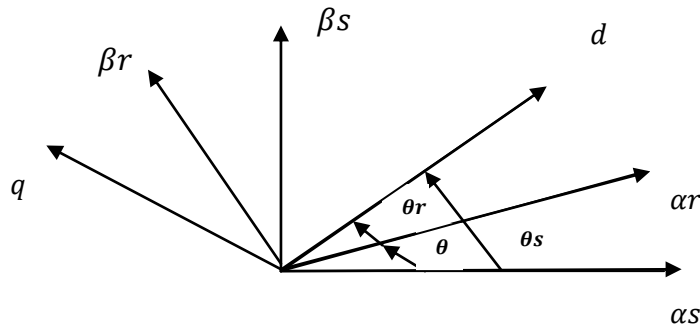


Figure (II-2) : Transformation de Park

Les flux dans ce système d'axes s'écrivent :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

Le couple électromagnétique est donné par l'expression : $C_e = \frac{3}{2} P (\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd})$ (II-2)

II -5. Transformation de Park :

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasé-diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère (α ; β) puis vers le repère (d ; q). Le repère (α ; β) est toujours fixe par rapport au repère abc . Par contre le repère (d ; q) est mobile. Il forme avec le repère fixe (α , β) un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park [9], [19].

Revenons au choix de ces angles de transformation pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques). Si l'on note par Θ_s (resp. par Θ_r) l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (resp. rotoriques), il existe une rotation qui les lie et qui simplifie les équations et par la même le modèle final [7], [10].

Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier ces équations. Ceci se fait en liant les angles Θ_s et Θ_r par la relation :

$$\Theta_r ; \Theta_s ; \Theta_s = \Theta + \Theta_r \quad (\text{II-3})$$

II -5-1. Différents repères :

Il existe trois choix importants. On peut fixer le repère(d ;q)au stator, au rotor ou au champ tournant. Rappelons que le repère (d ;q) est le repère mobile, c'est-à-dire qu'il nous appartient de calculer les angles des transformations de Park θ_s et θ_r afin d'effectuer les rotations. On peut donc le lier à un référentiel mobile comme le champ tournant.

Le champ tournant est le champ créé par le bobinage statorique et qui tourne, en régime permanent, à la vitesse de synchronisme. Il est symbolisé par le vecteur flux statorique. On parle de vecteur alors qu'en vérité on a tout un champ. Le vecteur permet de donner une idée visuelle de la phase et du module d'amplitude du flux.

Le flux rotorique, quant à lui, est représenté par un vecteur flux rotorique qui tourne également à la même vitesse, c'est-à-dire au synchronisme. En effet, c'est le rotor qui 'glisse' par rapport au champ tournant. Mais, en régime permanent, les deux flux, statorique et rotorique tournent à la même vitesse, au synchronisme [8].

II -5-2. Dans un référentiel lié au champ tournant :

Notons $\omega_s = \frac{d\theta_{obs}}{dt} = \omega_{obs} = \Omega_s$ que nous appellerons pulsation statorique, bien que le régime puisse être quelconque (transitoire non sinusoïdale). De même nous noterons

$$\omega_r = \frac{\Omega_r}{p} \text{ la pulsation rotorique et } \omega = \omega_s - \omega_r \text{ la pulsation mécanique.}$$

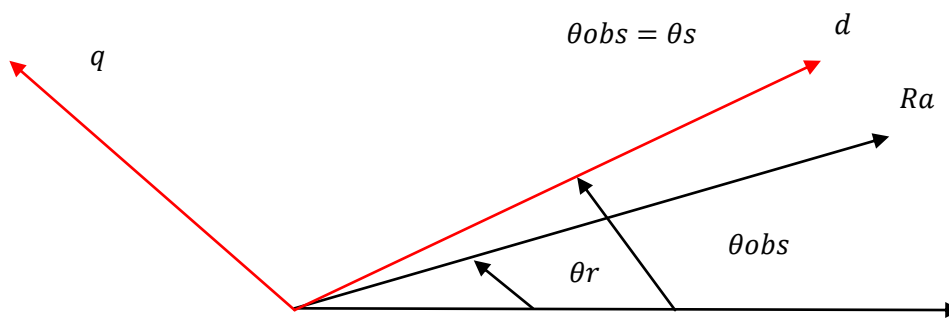


Figure (II-3) : Définitions des axes réels de la MADA par rapport au référentiel (d,q)

Nous pouvons alors écrire :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{sq} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_s + \omega) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (II-4)$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel, permet d'obtenir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation.

II -5-3 .Référentiel lié au stator :

Dans ce cas les repères (α , β) et (d , q) sont confondus :

Nous pouvons alors écrire :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d\Phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d\Phi_{s\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = R_r I_{r\alpha} + \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} - (\omega r) \Phi_{r\alpha} \\ V_{r\beta} = R_r I_{r\beta} + \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} + (\omega r) \Phi_{r\beta} \end{cases} \quad (II-5)$$

C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif [11].

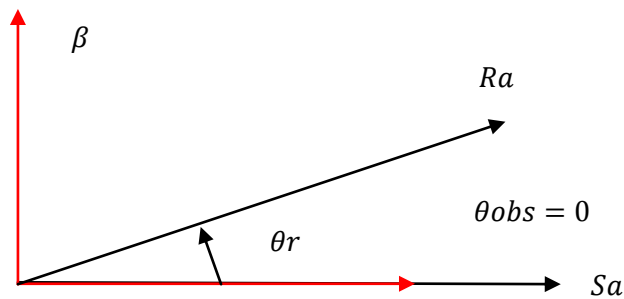


Figure (II-4) : Définition des axes réels de la MADA par rapport au référentiel (α β)

II -5-4. Dans un référentiel lié au rotor :

Il se traduit par la condition :

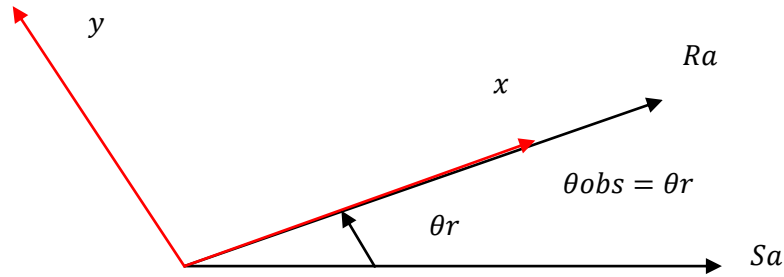


Figure (II-5) : définition des axes réels de la MADA par rapport au référentiel (x,y)

Nous pouvons alors écrire :

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s I_{sx} + \frac{d\Phi_{sx}}{dt} - \omega_s \Phi_{sy} \\ V_{sy} = R_s I_{sy} + \frac{d\Phi_{sy}}{dt} + \omega_s \Phi_{sx} \\ V_{rx} = R_r I_{sx} + \frac{d\Phi_{rx}}{dt} \\ V_{ry} = R_r I_{ry} + \frac{d\Phi_{ry}}{dt} \end{cases} \quad (II-6)$$

L'équation mécanique est de la forme suivant :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} - f\Omega \quad (II-7)$$

Nous considérons le flux statorique et le courant rotorique comme étant les variables d'état et les tensions statoriques et rotoriques comme étant les variables de commande. Alors, le modèle de la machine asynchrone à double alimentation est décrit par l'équation d'état suivante :

$$\dot{x} = \frac{dx}{dt} = Ax + Bu \quad ; y = Cx \quad (II-8)$$

$$\text{Avec : } x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^T = [I_{r\alpha} \ I_{r\beta} \ \Phi_{s\alpha} \ \Phi_{s\beta} \ \Omega]^T \quad (II-9)$$

$$\text{Et : } u = [0 \ 0 \ U_{r\alpha} \ U_{r\beta} \ 0]^T \quad (II-10)$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_S} & \omega_S & \frac{M}{T_S} & 0 \\ -\omega_S & \frac{-1}{T_S} & 0 & \frac{M}{T_S} \\ \frac{M}{\sigma L_S T_S L_r} & \frac{-M}{\sigma L_S L_r} \omega & -\left(\frac{1}{\sigma T_r} + \frac{M^2}{\sigma L_S T_S L_r}\right) & (\omega_S - \omega) \\ \frac{M}{\sigma L_S L_r} \omega & \frac{M}{\sigma L_S T_S L_r} & -(\omega_S - \omega) & -\left(\frac{1}{\sigma T_r} + \frac{M^2}{\sigma L_S T_S L_r}\right) \end{bmatrix} \quad (II-11)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{-M}{\sigma L_S L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{-M}{\sigma L_S L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \quad (II-12)$$

Pour faciliter la réalisation du modèle, on peut écrire la matrice [A] sous la forme :

$$[A] = [A_1] + [A_2] \cdot \omega + [A_3] \cdot \omega_S \quad (II-13)$$

Avec :

$$[A_1] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_S} & 0 & \frac{M}{T_S} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{T_S} & 0 & \frac{M}{T_S} \\ \frac{M}{\sigma L_S L_S L_r} & 0 & -\frac{1}{\sigma T_r} - \frac{M^2}{\sigma L_S T_S L_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{\sigma L_S T_S L_r} & 0 & -\frac{1}{\sigma T_r} - \frac{M^2}{\sigma L_S T_S L_r} \end{bmatrix} \quad (II-14)$$

$$[A_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-M}{\sigma L_S L_r} & 0 & -1 \\ \frac{M}{\sigma L_S L_r} & 0 & +1 & 0 \end{bmatrix} \quad (II-15)$$

$$[A_3] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-16})$$

De plus, l'équation représentant le mouvement mécanique est donnée par :

$$C_e = \frac{3pM}{2L_s L_r} [\Phi_{sq} i_{rd} - \Phi_{sd} i_{rq}] \quad (\text{II-17})$$

Modéliser la machine de cette manière permet de réduire le nombre de grandeurs dont on a besoin de connaître pour pouvoir simuler le fonctionnement de la MADA. En effet seul les valeurs instantanées des tensions statoriques et du couple résistant doivent être déterminées pour les imposer à la machine ; donc on a :

II -6- Les équations électriques:

Soit le modèle de la MADA dans le référentiel lié au stator (α, β), d'où les équations de la MADA s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = R_r I_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} - w_r \phi_{r\alpha} \\ V_{r\beta} = R_r I_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} + w_r \phi_{r\beta} \end{cases} \quad \text{avec } w_s = 0 \text{ et } w = w_r \quad (\text{II-18})$$

De même on a les équations du flux (on équations magnétique)

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + m i_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + m i_{r\beta} \\ \phi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + m i_{s\alpha} \\ \phi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + m i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II-19})$$

D'où on peut écrire la forme $\dot{x} = Ax + BU$ donc :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} (A_0 + Px_5) & 0 & (B_0 + C_0Px_5) & 0 & 0 \\ 0 & (A_0 - Px_5) & 0 & (B_0 - C_0Px_5) & 0 \\ \frac{m}{T_s} & 0 & -\frac{1}{T_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{m}{T_s} & 0 & -\frac{1}{T_s} & 0 \\ \frac{Pm}{JL_s}x_4 & -\frac{Pm}{JL_s}x_3 & 0 & 0 & -\frac{f}{J} \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -C_0V_{s\alpha} & 0 & \frac{1}{\delta} & 0 & 0 \\ 0 & -C_0V_{s\beta} & 0 & \frac{1}{\delta} & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (II-20)$$

En fin on a le modèle : $\dot{x} = Ax + BU$;
Schéma synoptique d'une chaine directe :

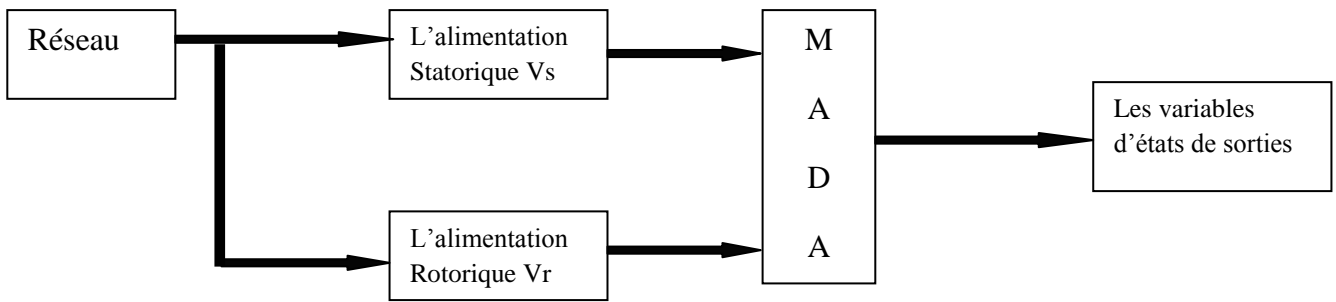


Figure (II -6) : Schéma bloc d'une chaine directe du MADA.

II -7. Simulation du modèle du MADA :

Tout etude théorique doit-etre suivie par l'étude expérimental où une simulation numérique qui nous permet d'analyser et de donner une synthese pour les systemes avec beaucoup de précision ;donc des résultats de simulation sous logiciel MATLAB avec des propositions et interprétation sont donnés ici dessous .

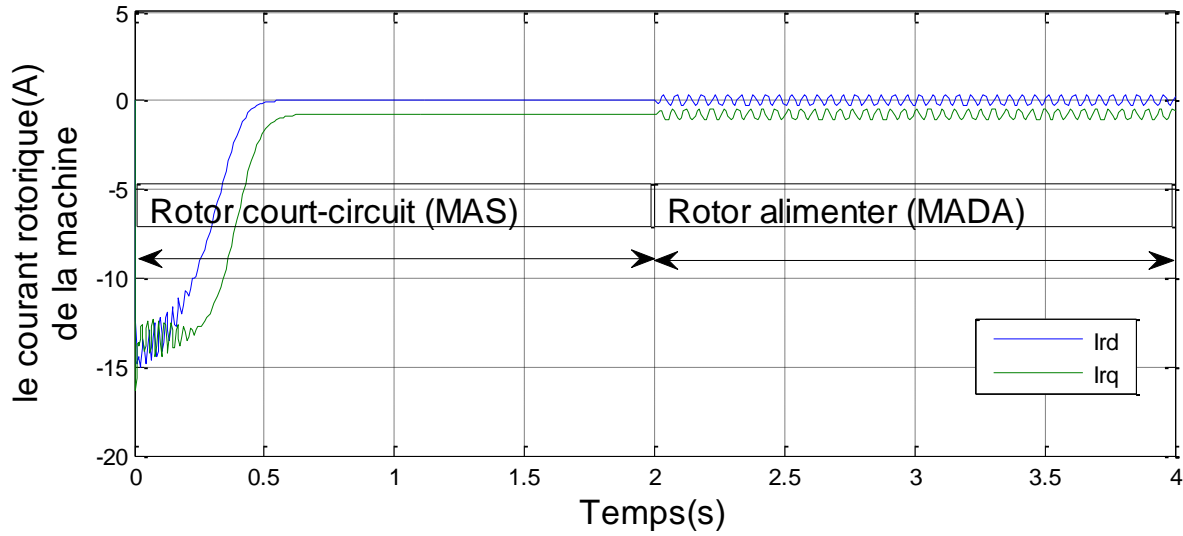


Figure (II-9) : Résultat du courant rotorique en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA.

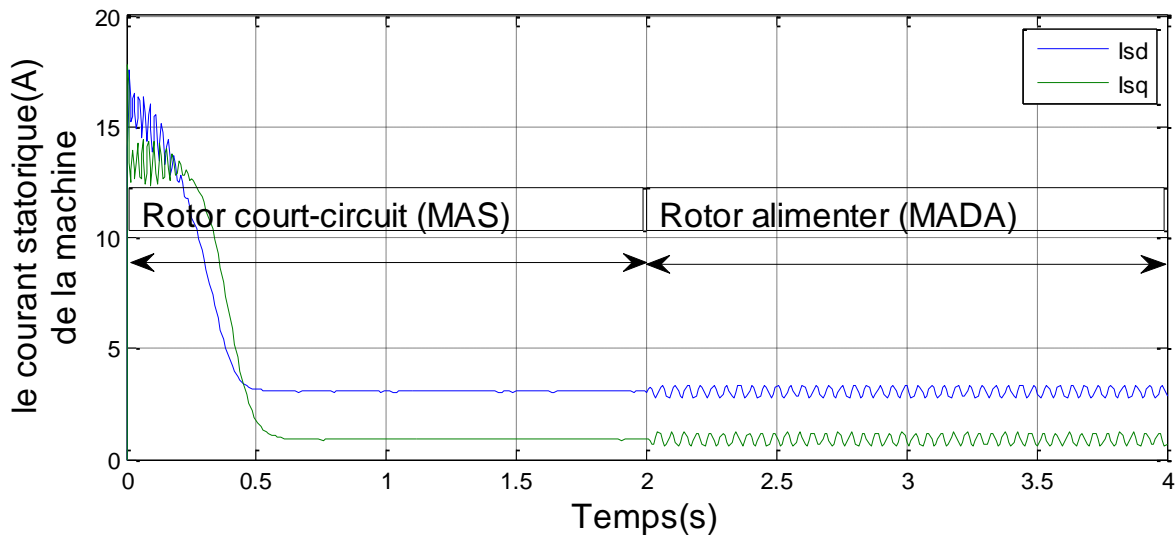


Figure (II-10) : Résultat du courant statorique en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA.

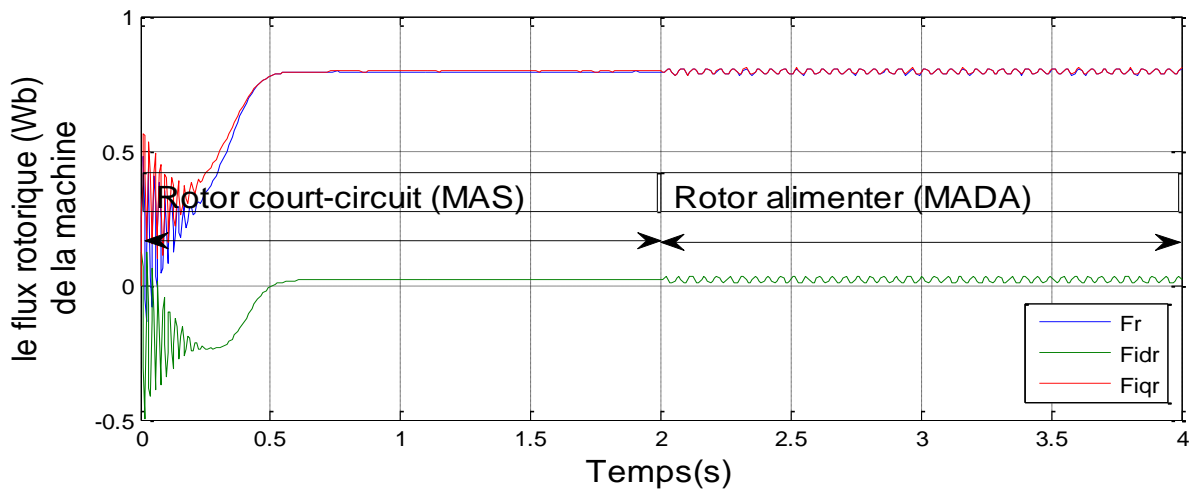


Figure (II-11) : Résultat du flux rotorique en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA.

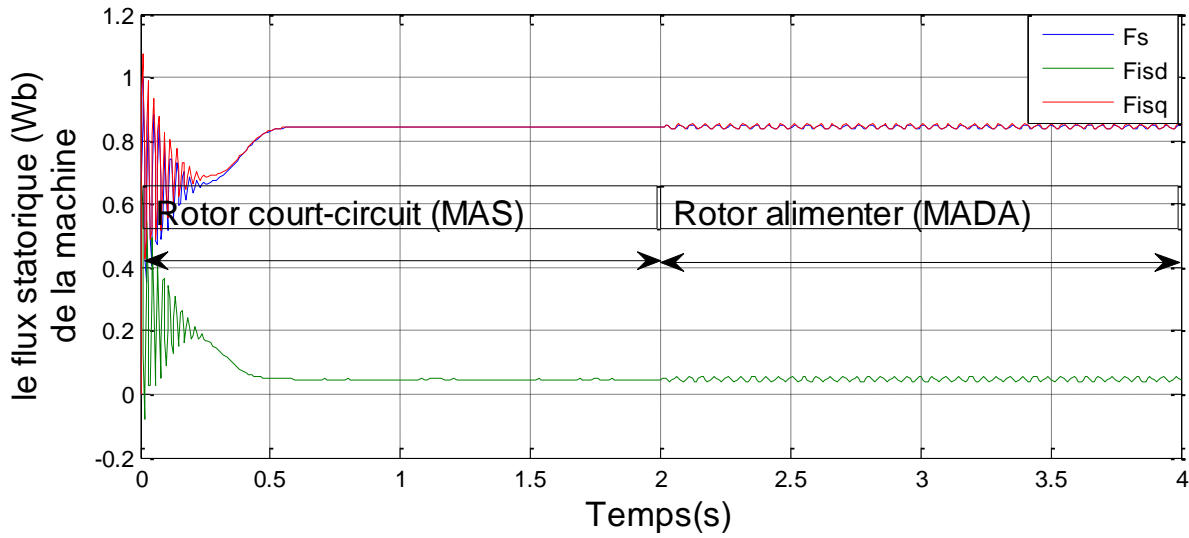


Figure (II-12) : Résultat du flux statorique en utilisant la machine comme MAS, ensuite MADA.

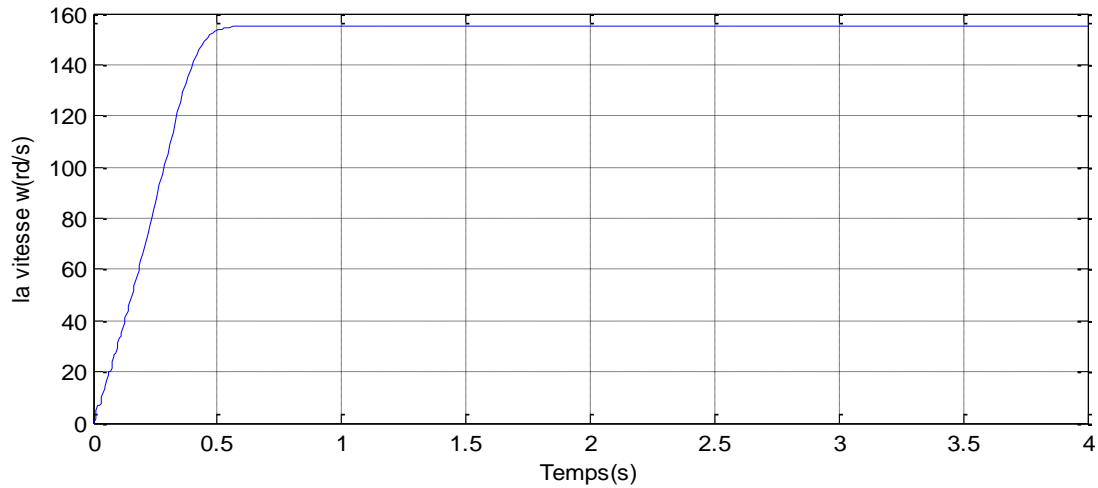


Figure (II -13) : la vitesse du MADA avec $V_r=0V$, $f_s=50Hz$; $C_r= 0 N.m$.

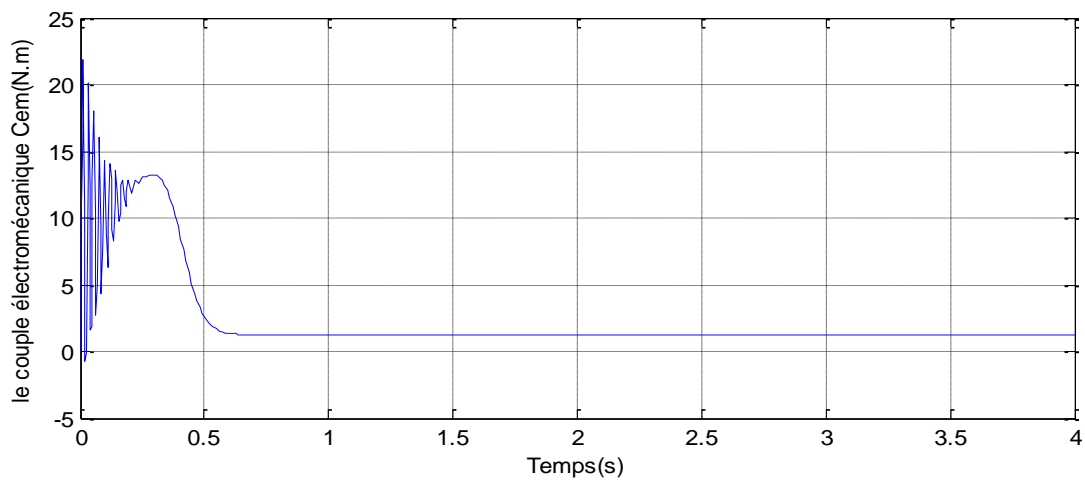


Figure (II -14) : le couple élect. du MADA avec $V_r=0V$, $f_s=50Hz$; $C_r= 0 N.m$.

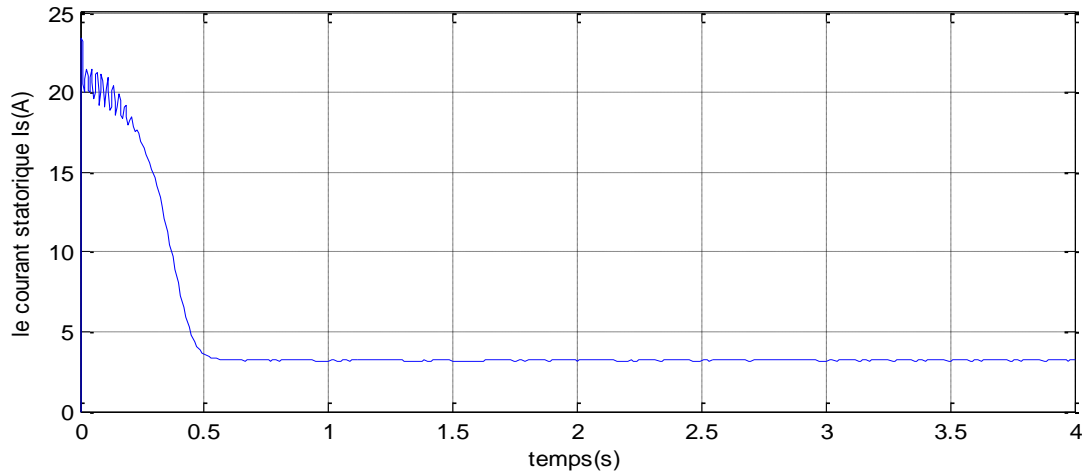


Figure (II -15) : le courant statorique du MADA avec $V_r=0V$, $f_s=50Hz$; $C_r= 0$ N.m.

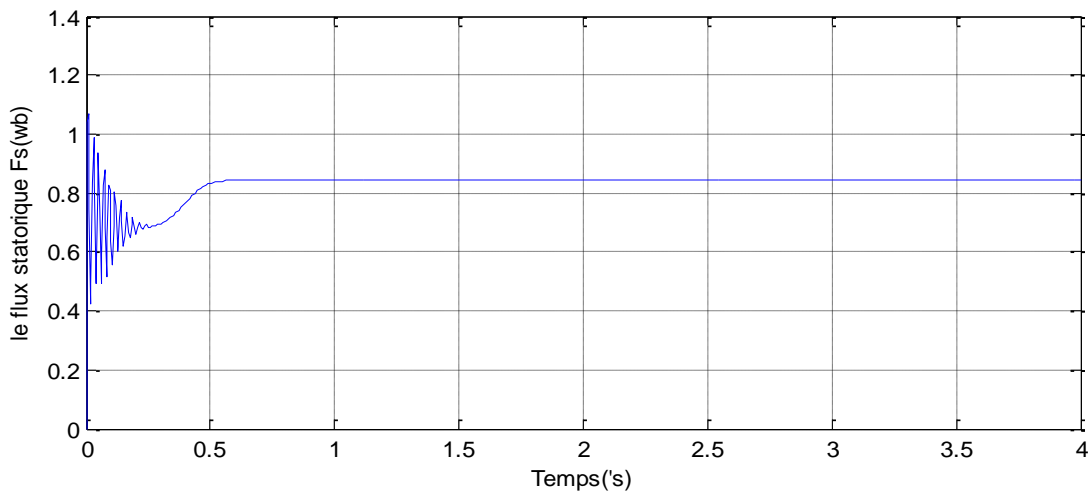


Figure (II -16) : le flux statorique du MADA avec $V_r=0V$, $f_s=50Hz$; $C_r= 0$ N.m.

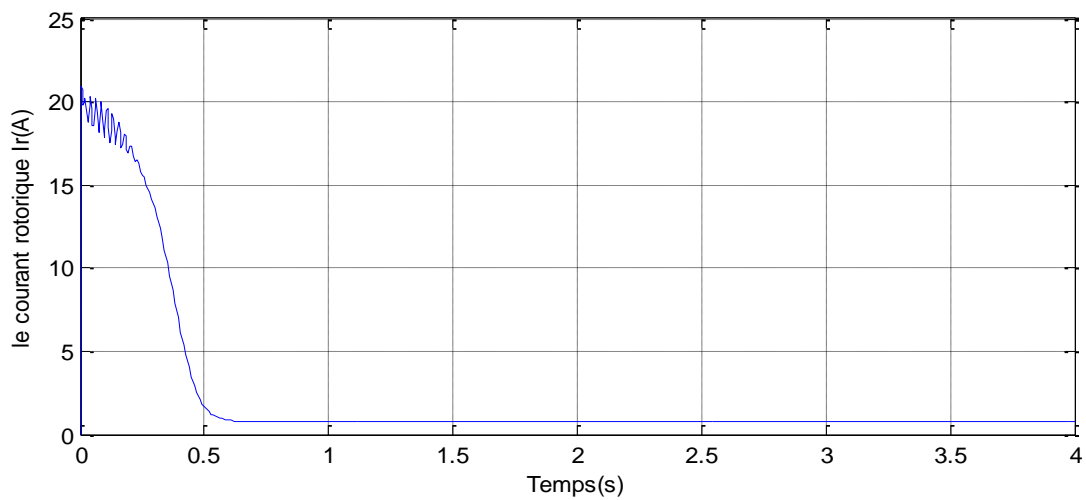


Figure (II -17) : le courant rotorique du MADA avec $V_r=0V$, $f_s=50Hz$; $C_r= 0$ N.m.

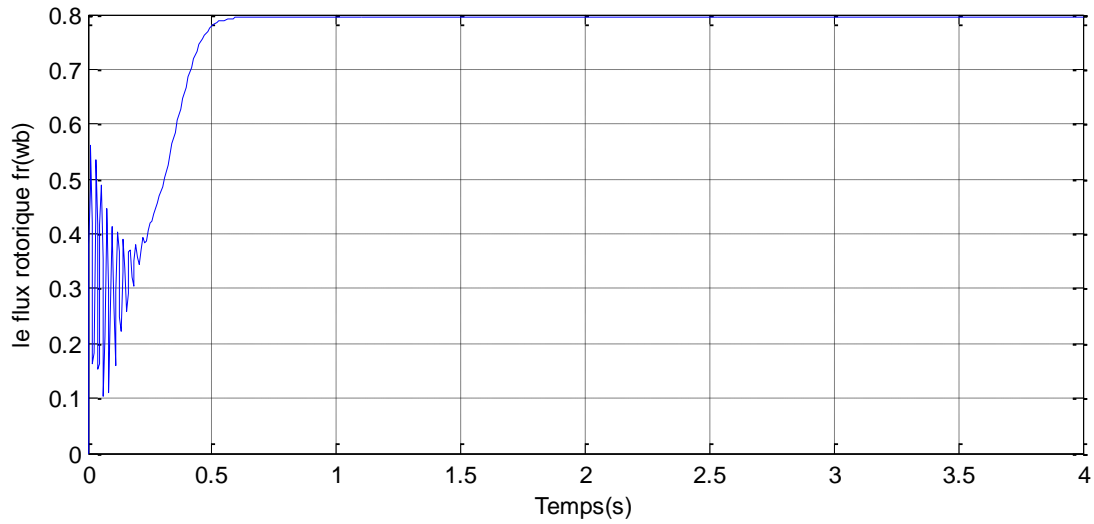


Figure (II -18) : le flux rotorique du MADA avec $V_r=0V$, $f_s=50Hz$; $C_r= 0 N.m$.

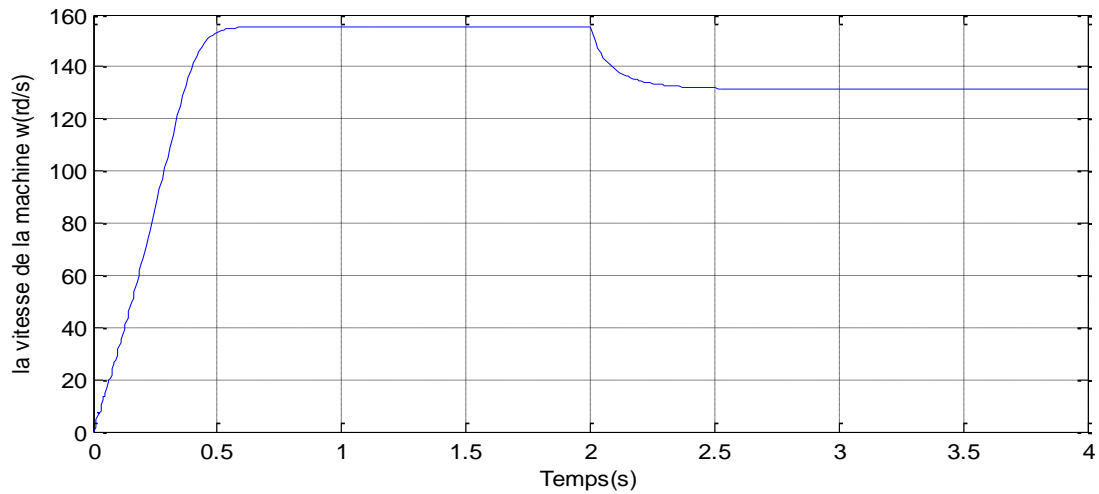


Figure (II -19) : la vitesse du MADA avec $V_r=0V$, $f_s=50Hz$; $C_r= 10 N.m$.

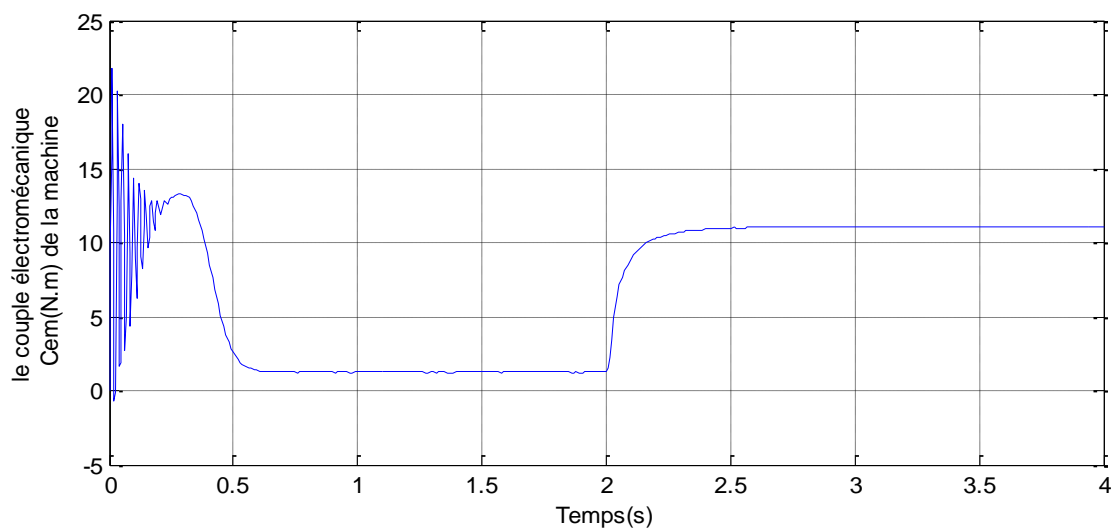


Figure (II -20) : le couple électro. du MADA avec $V_r=0V$, $f_s=50Hz$; $C_r= 10 N.m$.

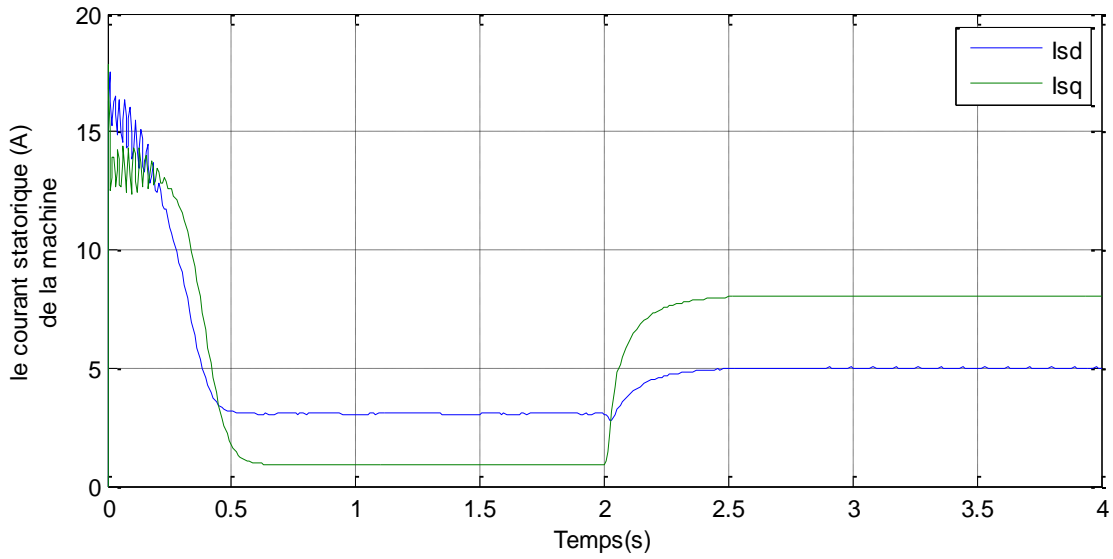


Figure (II -21) : le courant statorique du MADA avec $V_r=0V$, $f_s=50Hz$; $Cr= 10 N.m$.

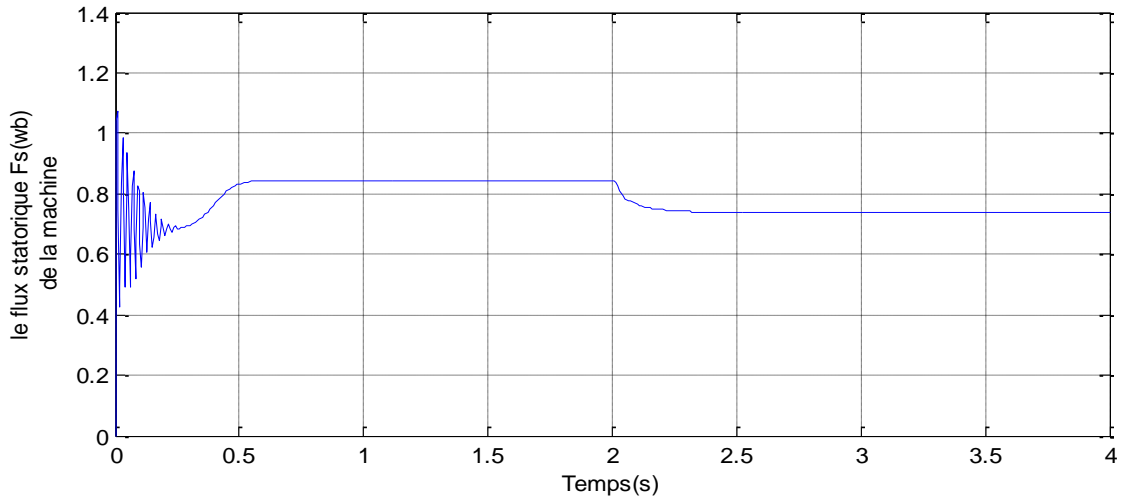


Figure (II -22) : le flux statorique du MADA avec $V_r=0V$, $f_s=50Hz$; $Cr= 10 N.m$.

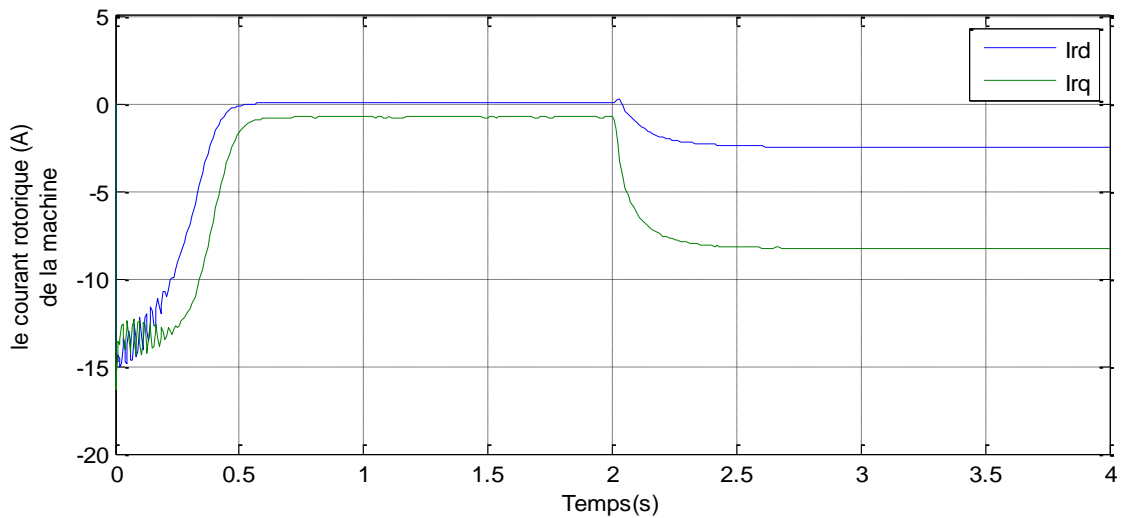


Figure (II -23) : le courant rotorique du MADA avec $V_r=0V$, $f_s=50Hz$; $Cr= 10 N.m$.

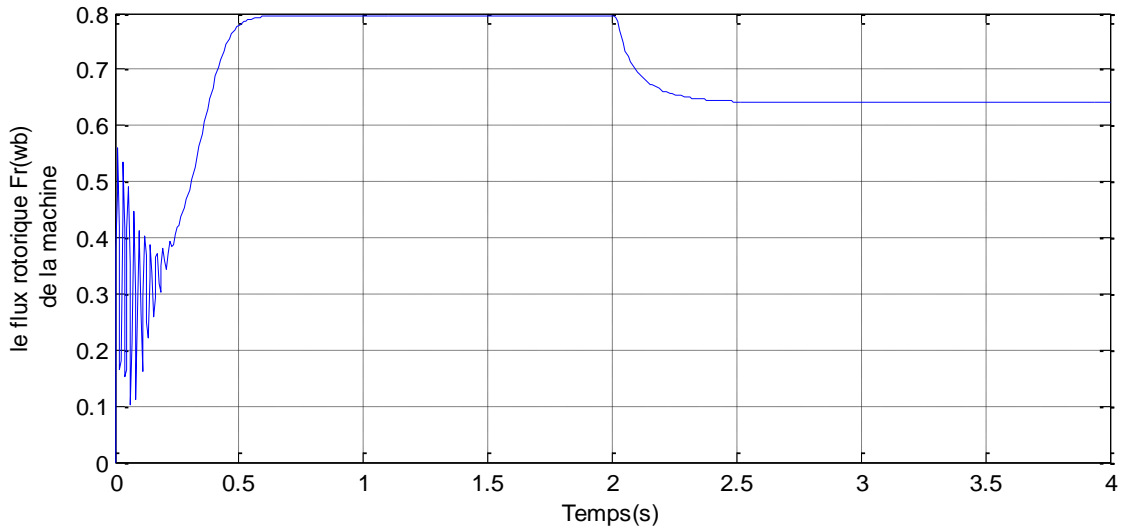


Figure (II -24) : le flux rotorique du MADA avec $V_r=0V$, $f_s=50Hz$; $C_r= 10 N.m$.

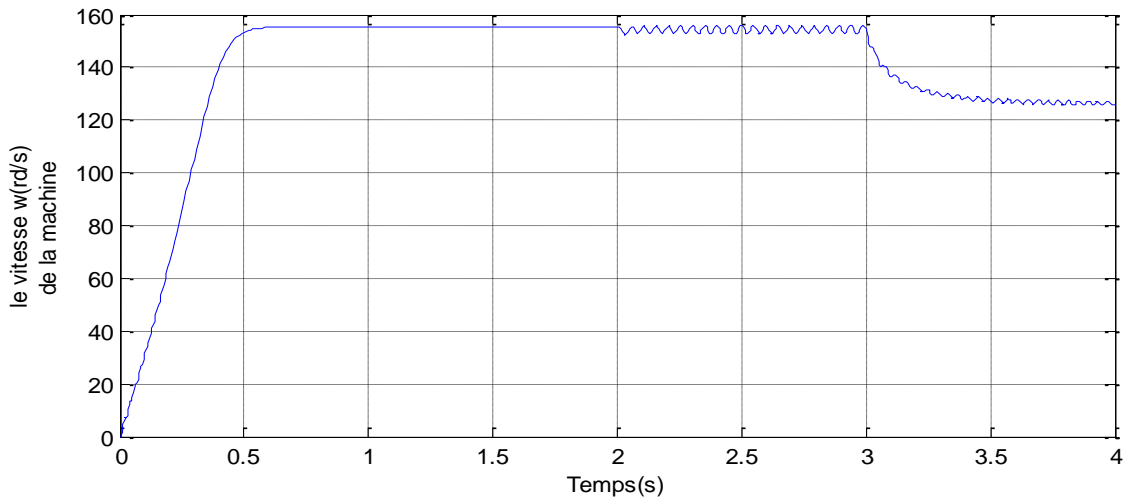


Figure (II -25) : le vitesse du MADA avec $V_r=12V$, $f_r=5Hz$; $C_r= 10 N.m$.

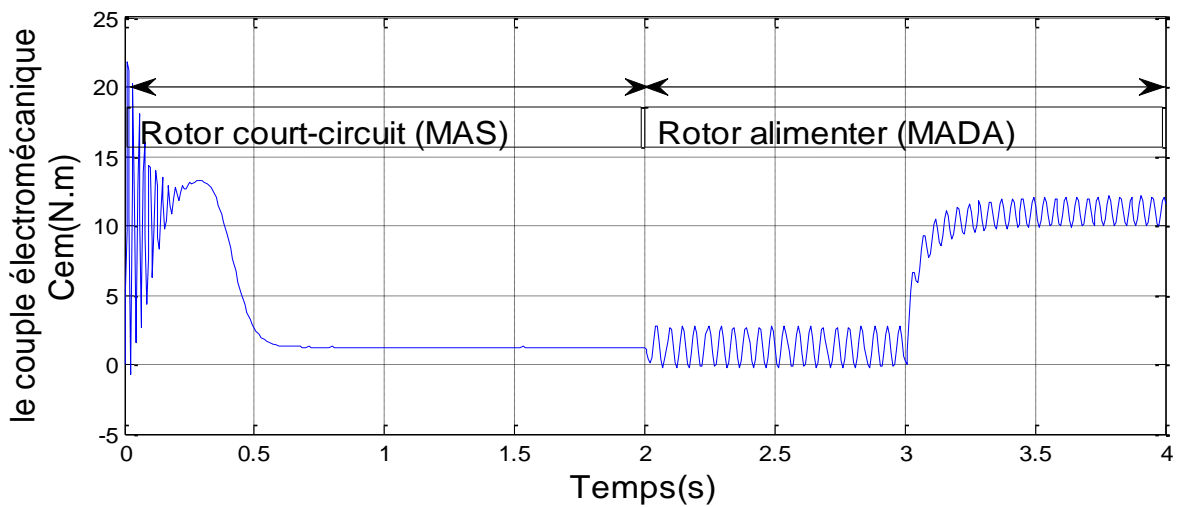


Figure (II -26) : le couple électro. du MADA avec $V_r=12V$, $f_r=5Hz$; $C_r= 10 N.m$.

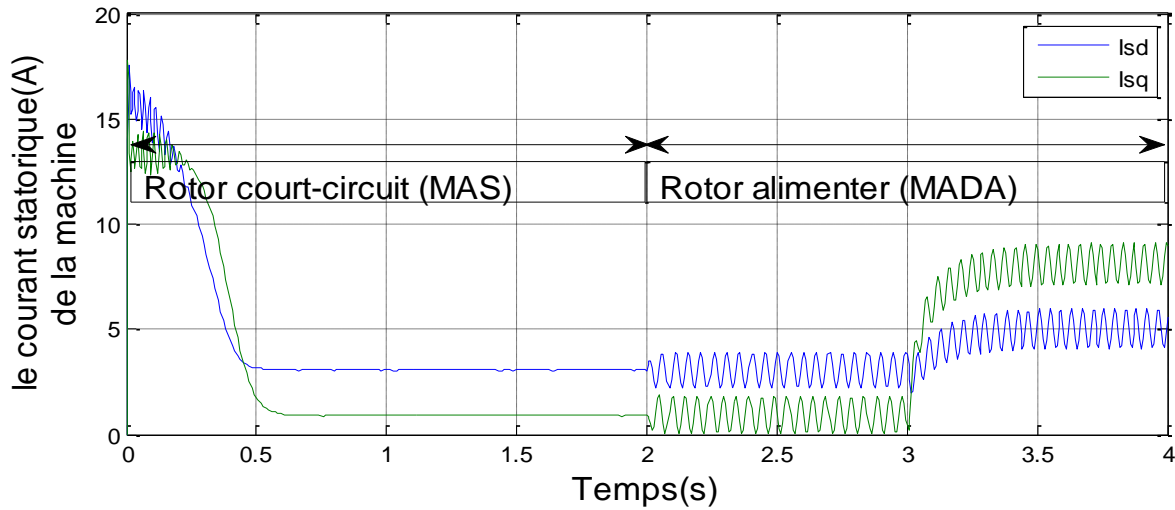


Figure (II -27) : le courant statorique du MADA avec $V_r=12V$, $f_r=5Hz$; $Cr= 10 N.m$.

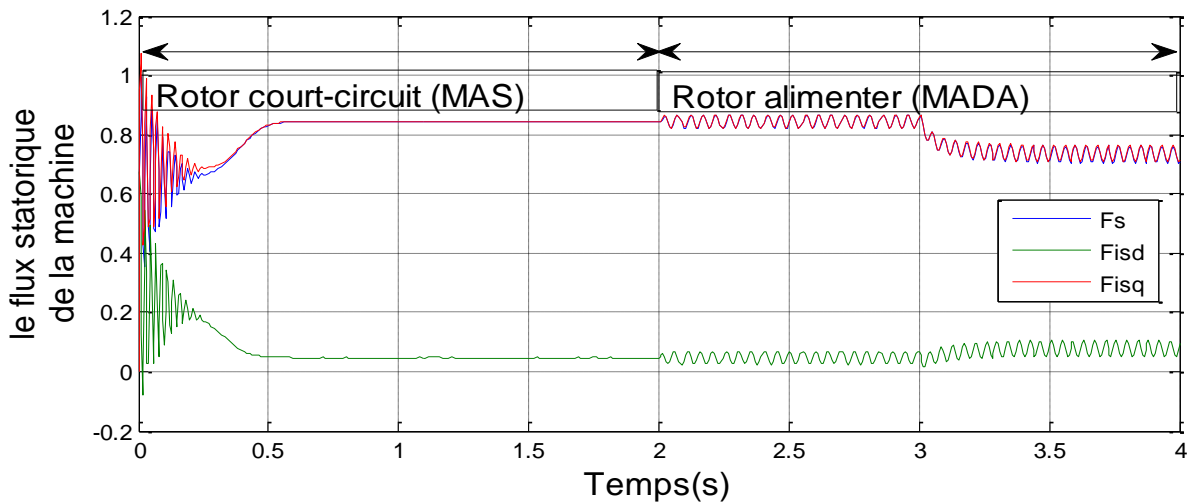


Figure (II -28) : le flux statorique du MADA avec $V_r=12V$, $f_r=5Hz$; $Cr= 10 N.m$.

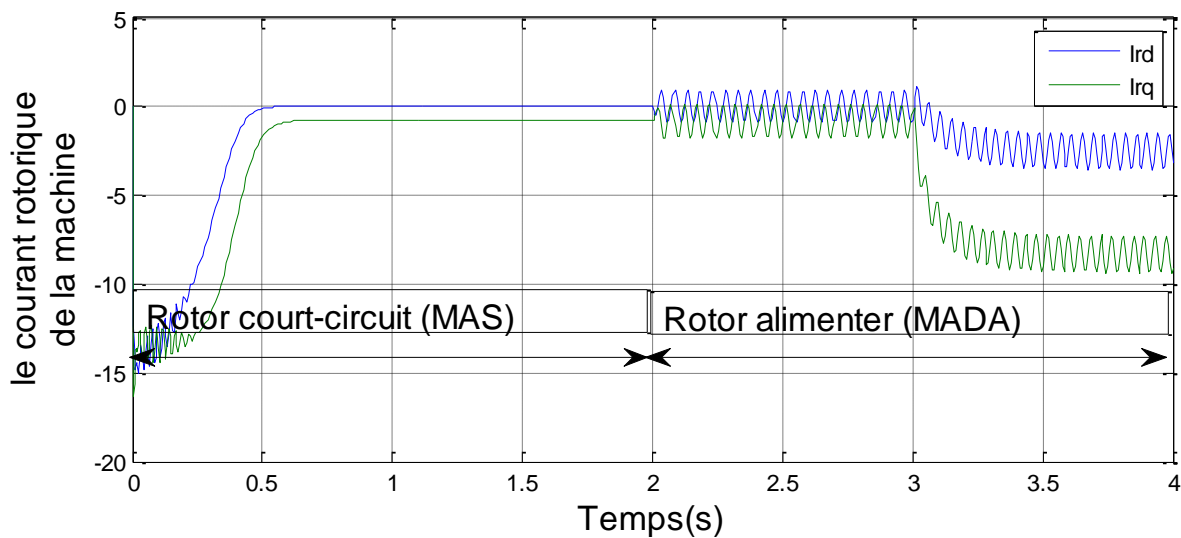


Figure (II -29) : le courant rotorique du MADA avec $V_r=12V$, $f_r=5Hz$; $Cr= 10 N.m$.

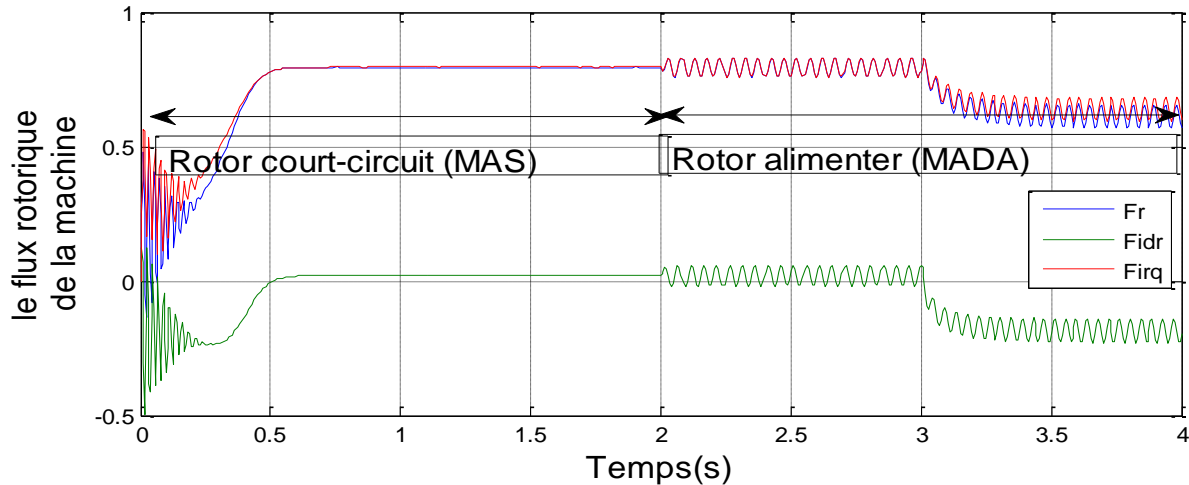


Figure (II -30) : le flux rotorique du MADA avec $V_r=12V$, $f_r=5Hz$; $C_r= 10 N.m$.

II -8 Interprétation des résultats :

La tension d’attaque de la MADA à $t=0s$ coté stator c’est la tension de réseau électrique à fréquence et tension constantes ($V_s = 220 V$; $f_s = 50 Hz$). Dans le coté rotorique deux cas sont étudiés :

- 1^{er} cas : tension constante et fréquence variable.
- 2^{ém} cas : tension variable et fréquence constante.

D’après les résultats de simulation obtenus, on observe que toute variation au niveau de la fréquence ou tension rotoriques a une influence directe sur la vitesse et le couple.

-Les figures(II.13-18) et figures(II.19-24) représentent le fonctionnement de la MADA sous la charge nominale après un démarrage à vide (Elle fonctionne comme une machine asynchrone classique). Après l’alimentation du rotor ($V_r=12v$ à $t=2s$) et l’introduction de la charge à l’instant ($t = 3s$), on remarque que la vitesse diminue. Dans le cas ou on fait varier la fréquence rotorique de (5 Hz) et on maintient la tension rotorique constante (12 V), on constate que cette variation implique des oscillations importantes au niveau des grandeurs comme il est illustré sur les figures(II.25-30).

II -9 .Les Résultats De Simulation Avec Onduleur (MADA) :

II -9-1.Modélisation Du Système D’alimentation :

La chaine de conversion d’énergie adoptée pour l’alimentation de la MADA est constituée de la voie de réseau et l’autre par un convertisseur,coté rotor .une cellule de filtrage sera placée entre les deux convertisseurs (continu –alternatif) conformément à la figure(II-37) :

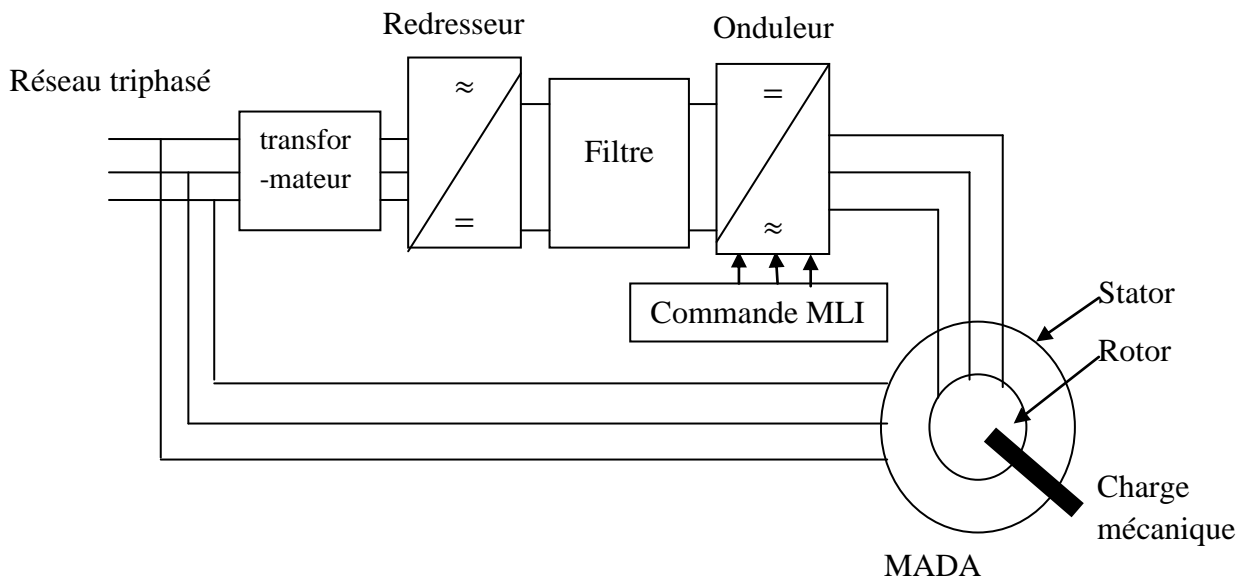


Figure (II-37) :Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la machine.

La machine est alimentée par un onduleurs de tension, connectés au bus continu peut fournir le maximum de puissance exigée de chaque coté. Les interrupteurs seront 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 impulsion MLI, de type sinusoidale réguliere symétrique (sinus-triangle à fréquence fixe),est adoptée pour la commande des onduleurs.

Le bus continu est interfacé par une cellule de filtrage formée d'une capacité réduisant les ondulations de tension à l'entrée de l'onduleur, d'une inductance avec résistance permettant de mieux lisser le courant,d'une résistance servant à augmenter l'amortissement du filtre réalisé,[39].

II –9-2 .Modélisation du redresseur :

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées.Dans notre cas, nous interessons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composantes sont des diodes (Figure(II-38)).L'alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé ou le système de tension est équilibré.

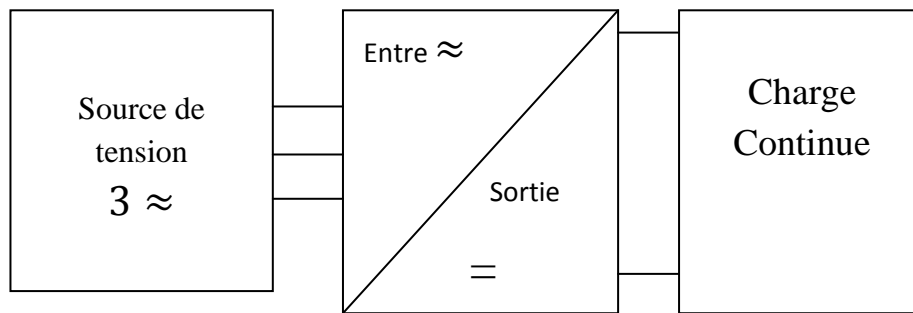


Figure (II-38) : Schéma d'un convertisseur non contrôlé.

Pour le redresseur simple on a :

Les diodes : D_1, D_2 et D_3 sont à cathode commune, assurant l'allée du courant I_{dc} .

Les diodes : D_4, D_5 et D_6 sont à anode commune, assurant le retour du courant I_{dc} .

On suppose que la source triphasé d'alimentation est équilibrée, d'amplitude de tension et de fréquence constante. On néglige aussi les chutes de tension dues au phénomène d'empiétement et aux pertes dans les diodes.

Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} \mathcal{V}a(t) = \mathcal{V}m \sin(\omega t) \\ \mathcal{V}b(t) = \mathcal{V}m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ \mathcal{V}c(t) = \mathcal{V}m \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{cases}$$

Avec : $\mathcal{V}a(t) = e_a(t)$, $\mathcal{V}b(t) = e_b(t)$ et $\mathcal{V}c(t) = e_c(t)$.

La tension à la sortie du redresseur est donnée par :

$$\mathcal{U}_{red} = \text{Max}(\mathcal{V}a(t), \mathcal{V}b(t), \mathcal{V}c(t)) - \text{Min}(\mathcal{V}a(t), \mathcal{V}b(t), \mathcal{V}c(t)).$$

Et sa valeur moyenne est donnée par : $\mathcal{U}_d = (3\sqrt{3}/\pi \mathcal{V}m)$.

Son, facteur, d'ondulation, est, donnée, par : $k\% = ((\mathcal{U}_{dmax} - \mathcal{U}_{dmin}) / (2\mathcal{U}_d))$

La tension redressée est représentée dans la figure (II-39) :

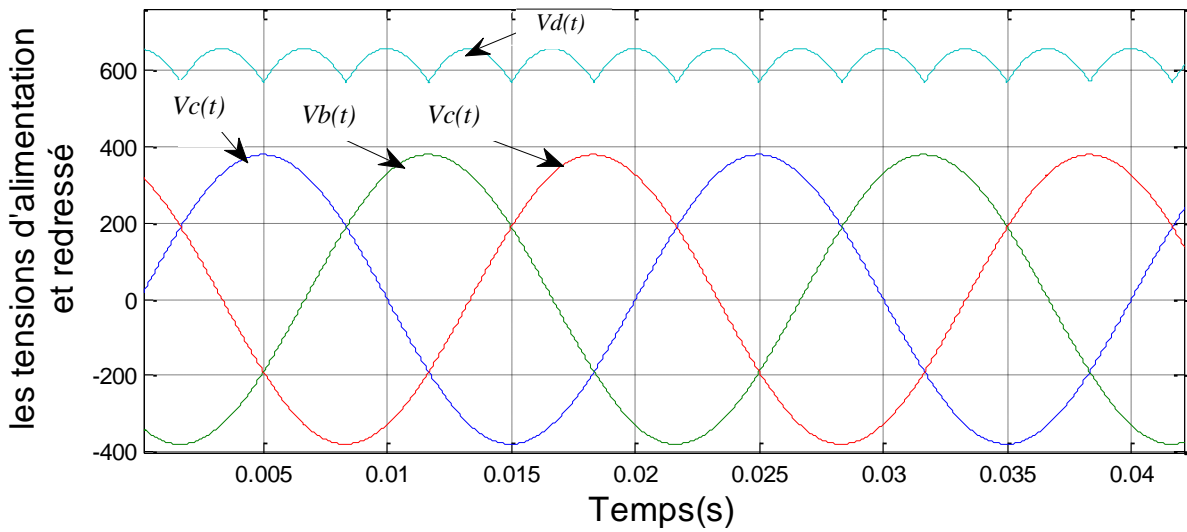


Figure (II-39) : Représentation du tension redressé.

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

II -9-3 Modélisation du filtre :

Pour minimiser l’ondulation de la tension redressée à la sortie du redresseur, on utilise un filtre LC passe-bas. Le schéma de principe de ce filtre est donné par la figure ci-dessous.

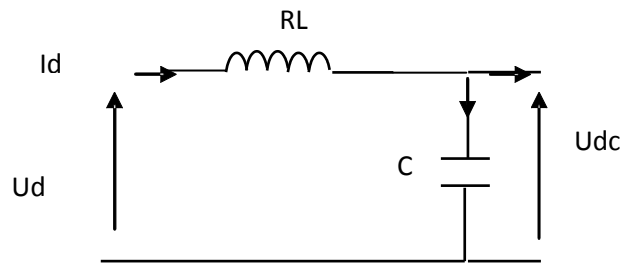


Figure (II-40) : Filtre L.C passe bas

Le condensateur permet d’obtenir à l’entrée de l’onduleur une tension sensiblement constante, et d’absorber le courant négatif restitué par la charge ; dans le cas idéal on prend la résistance R=0 ohm.

L’inductance permet de rendre sensiblement le courant constant.

Les équations du filtre sont données par :

$$U_d(t) = L \frac{dI_d}{dt} + RI_d + U_{dc}(t).$$

$$\frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C} (I_d(t) - I(t)).$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(p) = \frac{U_{dc}(t)}{U_d(t)} = \frac{U_{filtre}}{U_{redressée}} = \frac{1}{LCp^2 + RCp + 1} .$$

C'est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation de coupure est :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f_c .$$

f_c : c'est la fréquence de coupure du filtre.

II -9-4 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. Il permet d'imposer à la machine des ondes à amplitudes et fréquences variables à partir d'un réseau standard 220/380V-50Hz.

Le montage d'onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est constitué d'un transistor (T) et d'une diode (D) montés en tête-beche figure(II-41). Les couples d'interrupteurs $(K_{11}, K_{21}), (K_{12}, K_{22}), (K_{13}, K_{23})$ sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source. Les diodes $D_{ij}(ij=1,2,3)$ sont des diodes à roue libre assurant la protection des thyristors.

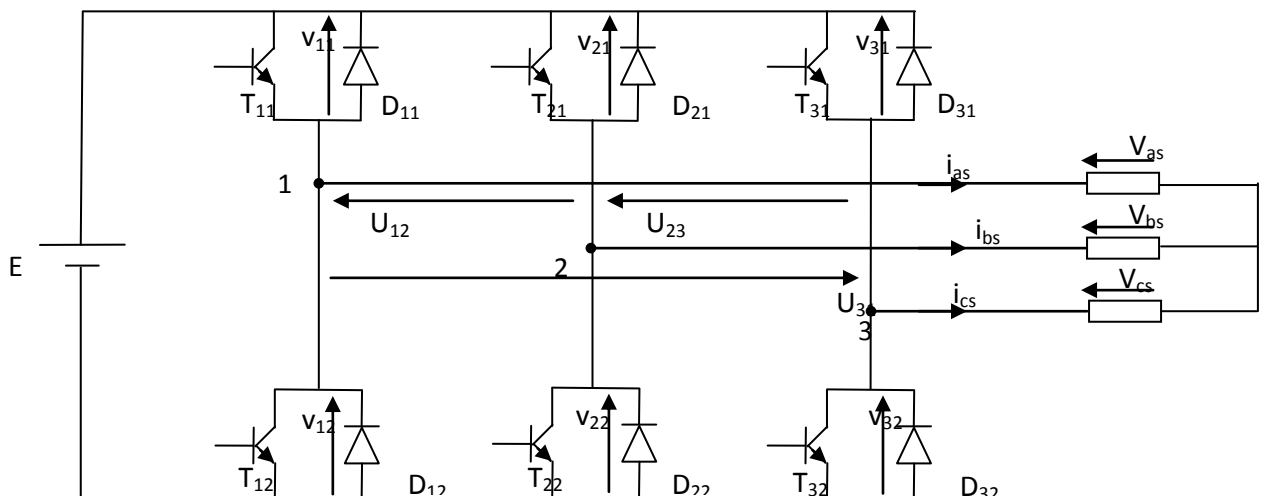


Figure (II-41) : Représentation de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension. Un bras de l'onduleur est représenté par la figure(II-42).

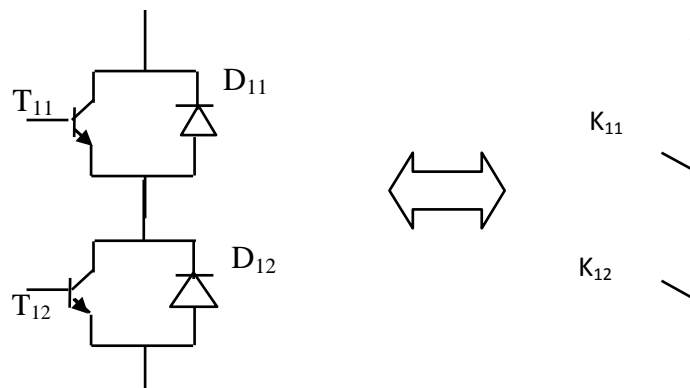


Figure (II.42) : Représentation d'un bras d'onduleur.

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,[5].

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.

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases sont :

$$\begin{cases} V_A = V_{AO} + V_{On} \\ V_B = V_{BO} + V_{On} \\ V_C = V_{CO} + V_{On} \end{cases} \quad (II-20)$$

Par addition on à : $V_A + V_B + V_C = V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3V_{On}$

Sachant que le système de tensions triphasées statoriques est symétrique.

Donc : $V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3V_{On} = 0$

$$D'où : V_{On} = -\frac{1}{3} (V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}) \quad (II-21)$$

On remplace (II-21) dans (II-20), on aura le système suivant :

$$\begin{cases} V_A = \frac{2}{3} V_{AO} - \frac{1}{3} V_{BO} - \frac{1}{3} V_{CO} \\ V_B = -\frac{1}{3} V_{AO} + \frac{2}{3} V_{BO} - \frac{1}{3} V_{CO} \\ V_C = -\frac{1}{3} V_{AO} - \frac{1}{3} V_{BO} + \frac{2}{3} V_{CO} \end{cases} \quad (\text{II-22})$$

On peut écrire le système (II-22) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (\text{II-23})$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} V_{AO} = \frac{E}{2} S_1 \\ V_{BO} = \frac{E}{2} S_2 \\ V_{CO} = \frac{E}{2} S_3 \end{cases} \quad (\text{II-24})$$

Tel que :

$$\begin{cases} S_1 = 1 & \text{si } K_{11} \text{ est fermé} & \text{si non } S_1 = -1 \\ S_2 = 1 & \text{si } K_{12} \text{ est fermé} & \text{si non } S_2 = -1 \\ S_3 = 1 & \text{si } K_{13} \text{ est fermé} & \text{si non } S_3 = -1 \end{cases}$$

On remplace (II-24) dans (II-23), on aura le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II-25})$$

Le système (II-25) 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/6	-2E/6	E/6	E	-E	0
F	F	0	E/2	E/2	-E/2	E/6	-E/6	-2E/6	0	E	-E
F	0	0	E/2	-E/2	-E/2	2E/6	-E/6	-E/6	E	0	-E
0	F	F	-E/2	E/2	E/2	-2E/6	E/6	E/6	-E	0	E
0	0	F	-E/2	-E/2	E/2	-E/6	-E/6	2E/6	0	-E	E
0	F	0	-E/2	E/2	-E/2	-E/6	2E/6	-E/6	-E	E	0
0	0	à	-E/2	-E/2	-E/2	0	0	0	0	0	0

Tableau (II-1) : Représente les expressions des tensions simples et composées.

II -9-5 .Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) :

La modulation triangle-sinusoïdale 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, sinusoïdale, avec une onde porteuse haute fréquence de forme, généralement, triangulaire, d'où l'appellation triangle-sinusoïdale. Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance.

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 $m = f_p / f_r$.
- Le taux de modulation r (ou le coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_r à la valeur crête V_p de la porteuse :

$$r = \frac{V_r}{V_p} .$$

Le schéma de principe est donné par la figure (II-43) :

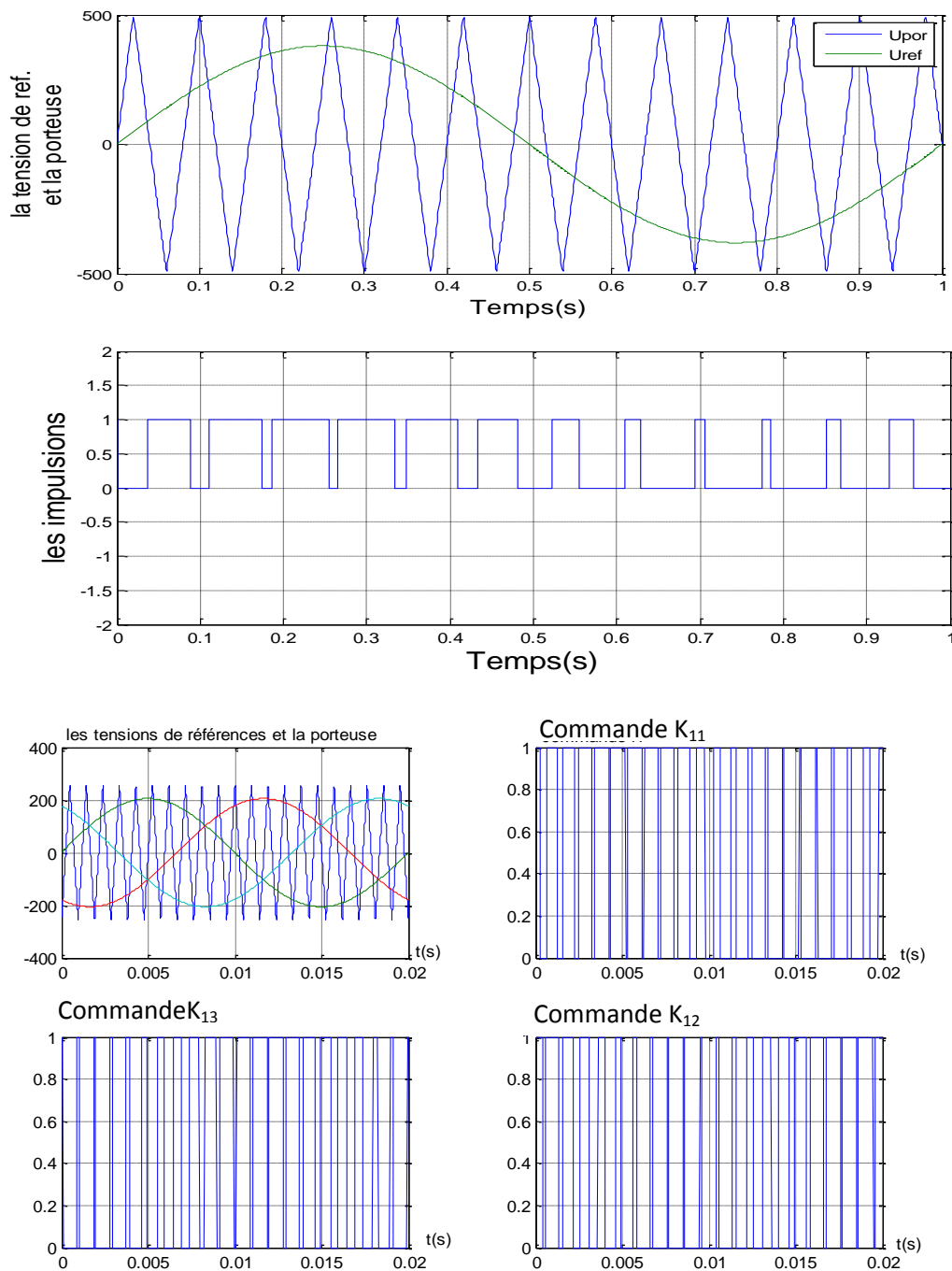


Figure (II-43) : Principe de la MLI triangulo-sinusoidale.

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence f_p et sa valeur de crête V_p .

On définit l'équation de la porteuse dans sa période $[0, T_p]$ par :

$$\begin{cases} x_1(t) = V_p \left(-1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{Si } t \in \left[0, \frac{T_p}{2} \right] \\ x_2(t) = V_p \left(3 - 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{Si } t \in \left[\frac{T_p}{2}, T_p \right] \end{cases}$$

La référence est un signal sinusoidal d'amplitude V_r et de fréquence f_r . En triphasé, les trois tensions sinusoidales de référence sont données par :

$$\begin{cases} v_{ra}(t) = v_r \sin(2\pi f_r t) \\ v_{rb}(t) = v_r \sin(2\pi f_r t - 2\pi/3) \\ v_{rc}(t) = v_r \sin(2\pi f_r t - 4\pi/3) \end{cases}$$

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 données par l'équation (II-27) suivante :

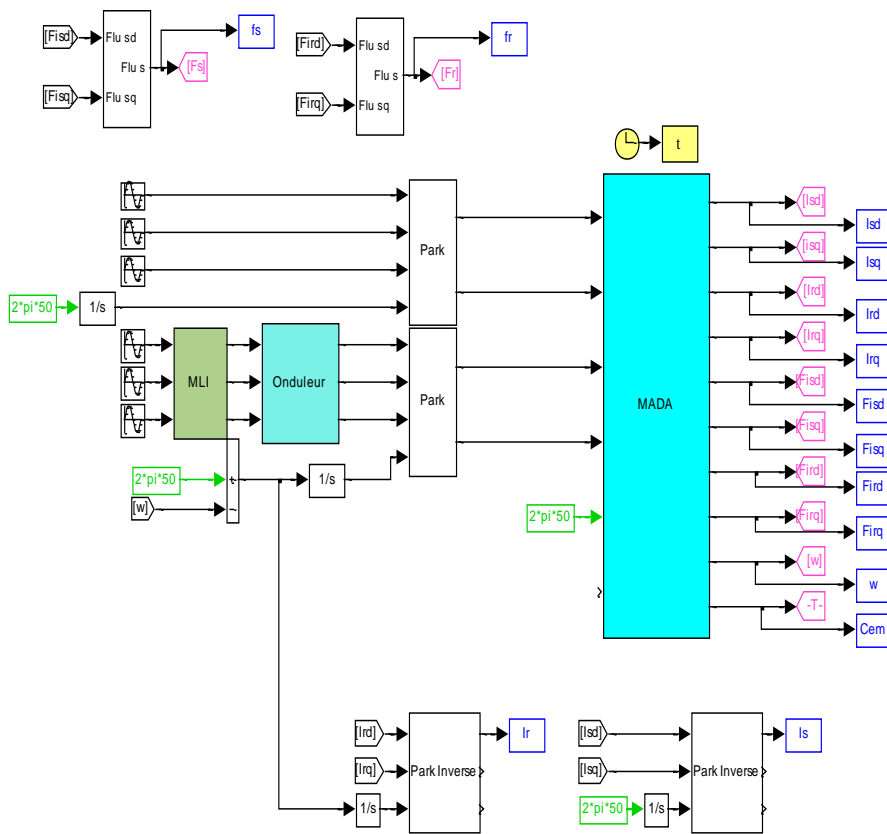
$$S_{123} = \begin{cases} 1 & \text{si } (v_{rABC} - x(t)) \geq 0 \\ -1 & \text{si } (v_{rABC} - x(t)) < 0 \end{cases}$$

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.

II -9-6 Simulation de l'association MADA avec onduleur à MLI :

La figure (II-44) représente les réponses de simulation dans le cas ou la tension rotorique $V_r=12v$, la fréquence rotorique $f_r =5$ Hz et le couple résistant $C_r=10$ N.m.

➤ Diagramme fonctionnel sous MATLAB :



Les résultats de simulation :

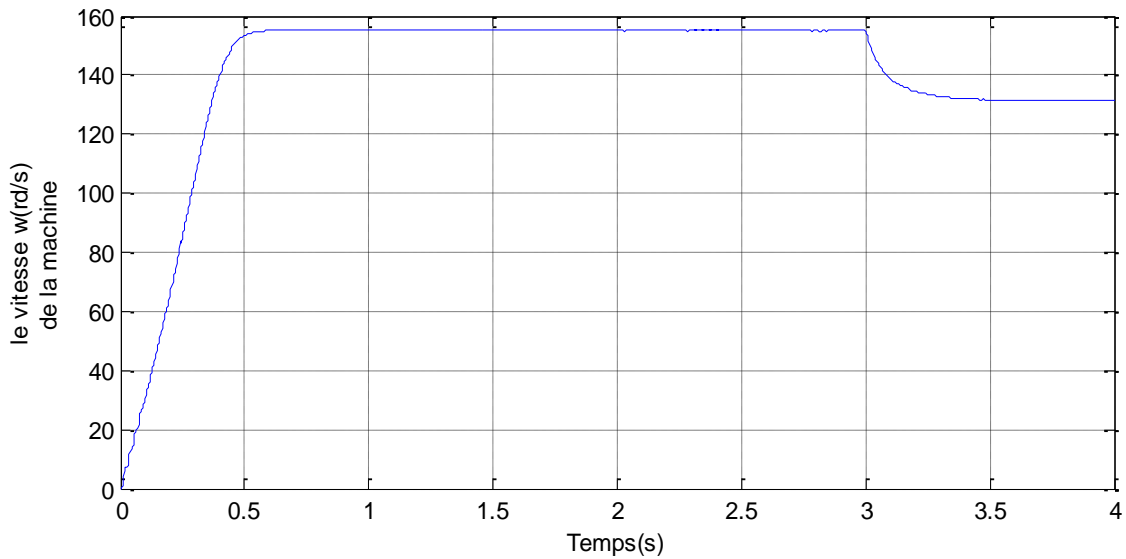


Figure (II -44) : Réponse de vitesse avec $V_1=12v$, $f_r=5Hz$, $C_r=10(N.m)$

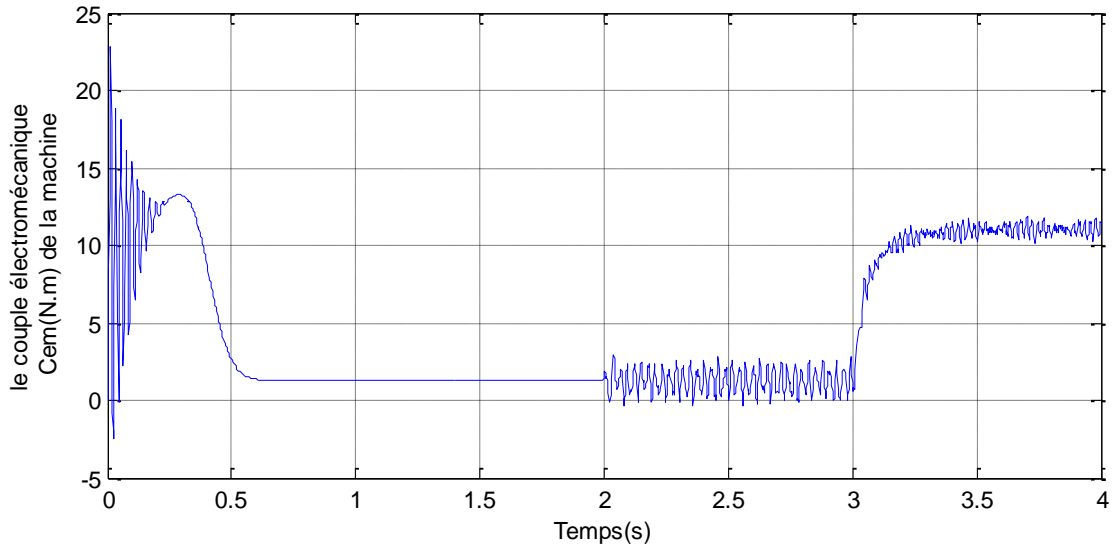


Figure (II -45) : le couple électro. avec $V_r=12v, fr=5Hz, Cr=10(N.m)$

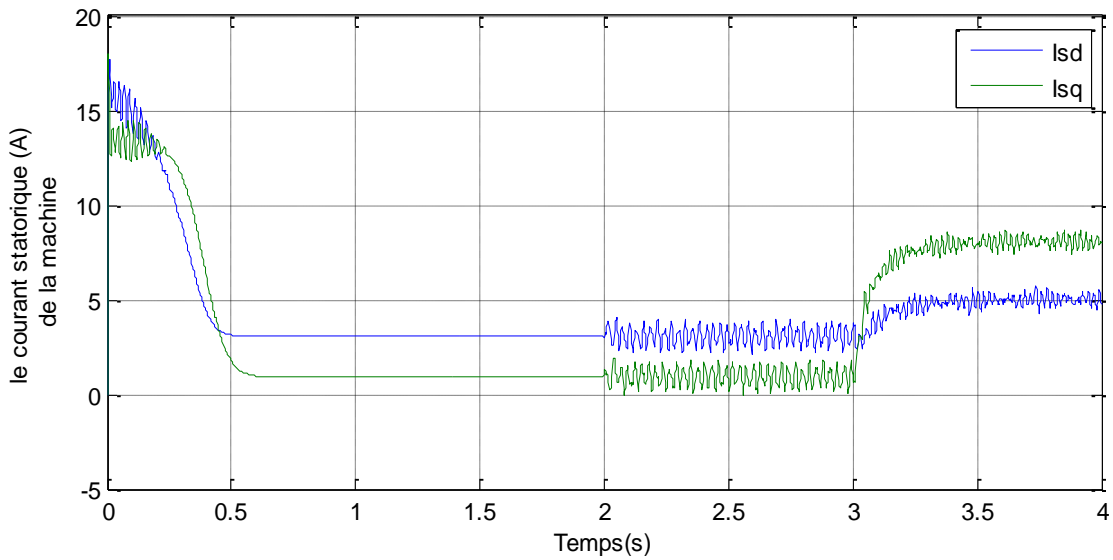


Figure (II -46) : le courant statorique avec $V_r=12v, fr=5Hz, Cr=10(N.m)$.

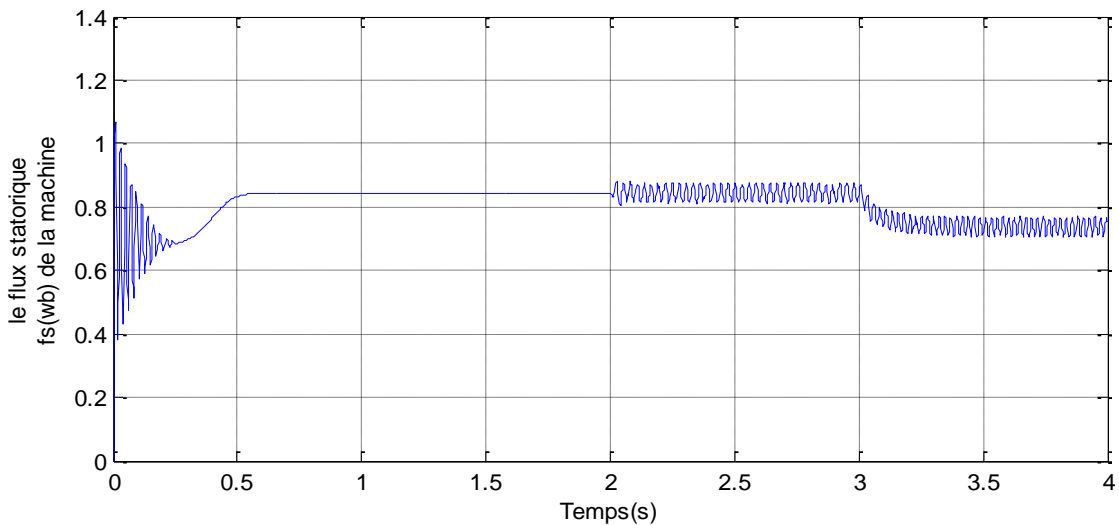


Figure (II -47) : le flux statorique avec $V_r=12v, fr=5Hz, Cr=10(N.m)$.

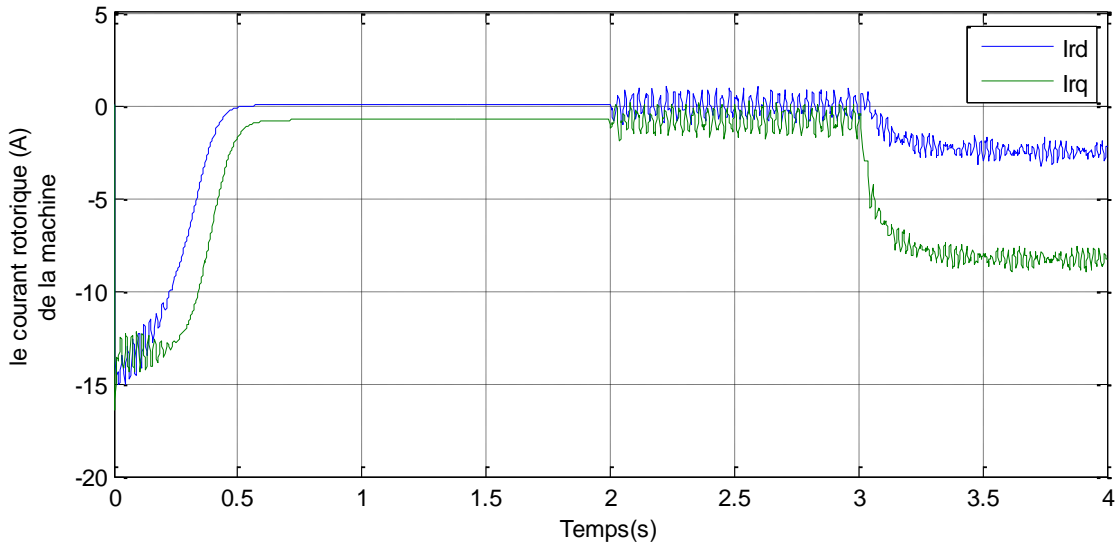


Figure (II -48) : le courant rotorique avec $V_r=12v, f_r=5Hz, C_r=10(N.m)$.

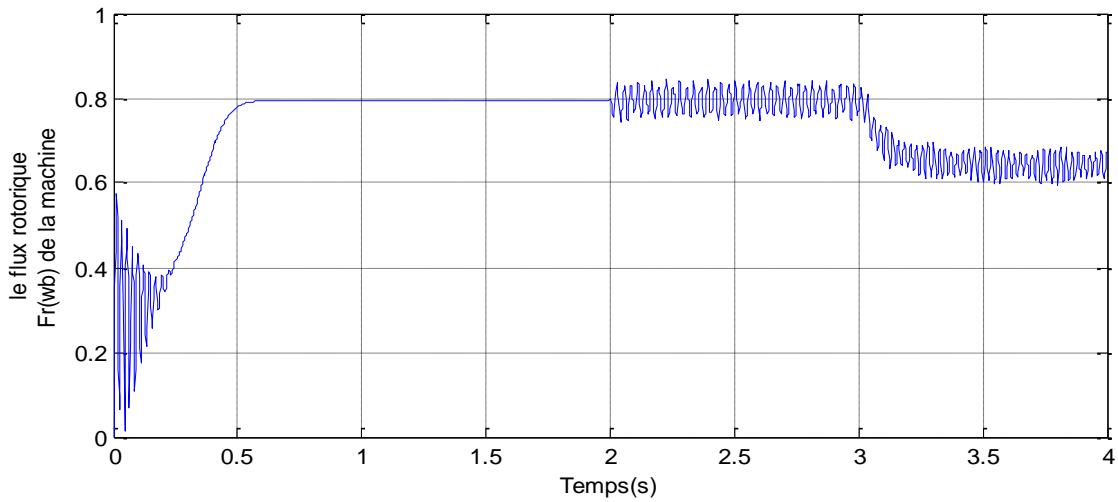


Figure (II -49) : le flux rotorique avec $V_r=12v, f_r=5Hz, C_r=10(N.m)$

II -9-6-1 .On représente les réponses de simulation dans le cas ou la tension rotorique $V_r=12V$, La fréquence rotorique $f_r = 15 Hz$ et le couple résistant $C_r=10 N.m$.

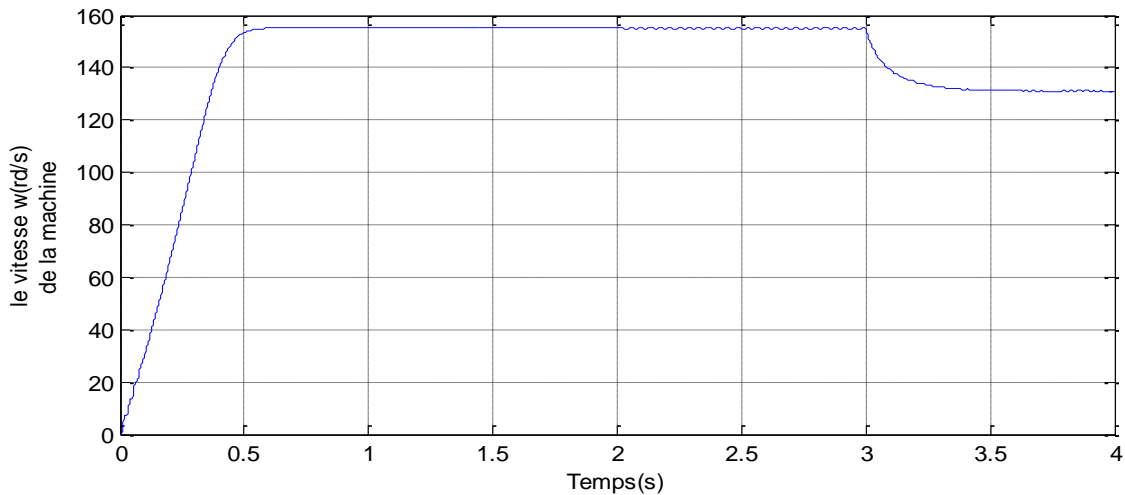


Figure (II -50) : Réponse de vitesse avec $V_r=12v, f_r=15Hz, C_r=10(N.m)$

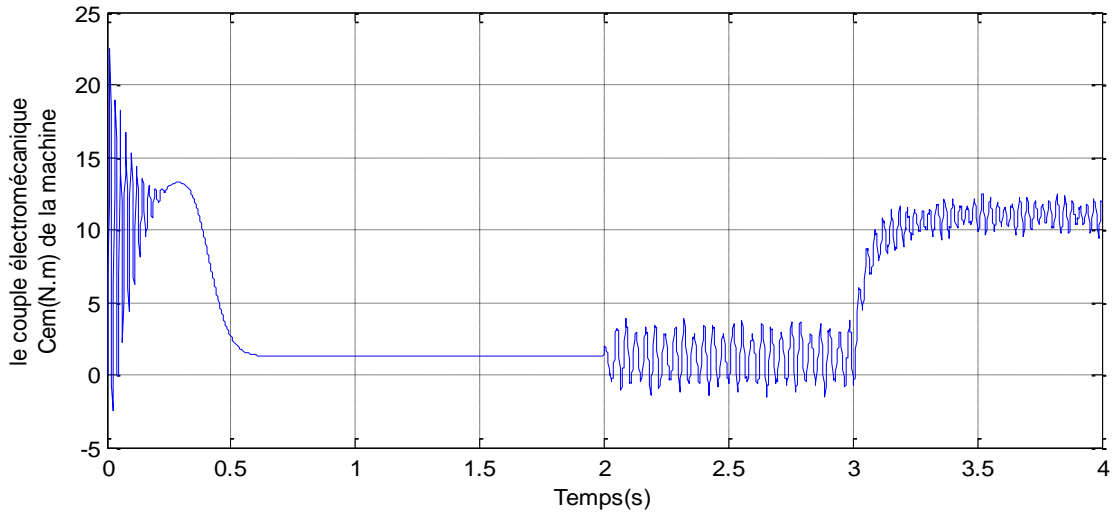


Figure (II -51) : le couple électro. avec $V_r=12v, fr=15Hz, Cr=10(N.m)$

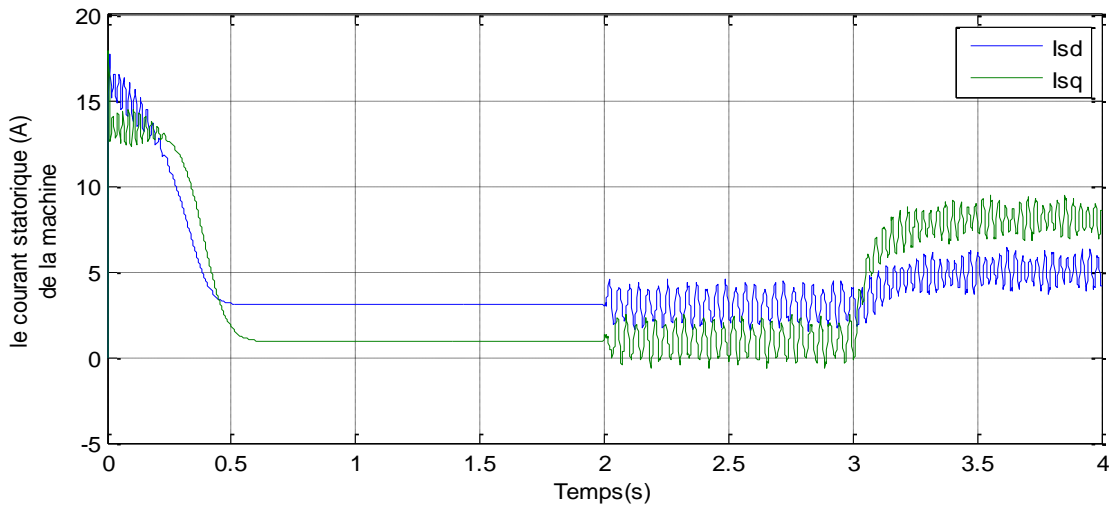


Figure (II -52) : le courant statorique avec $V_r=12v, fr=15Hz, Cr=10(N.m)$

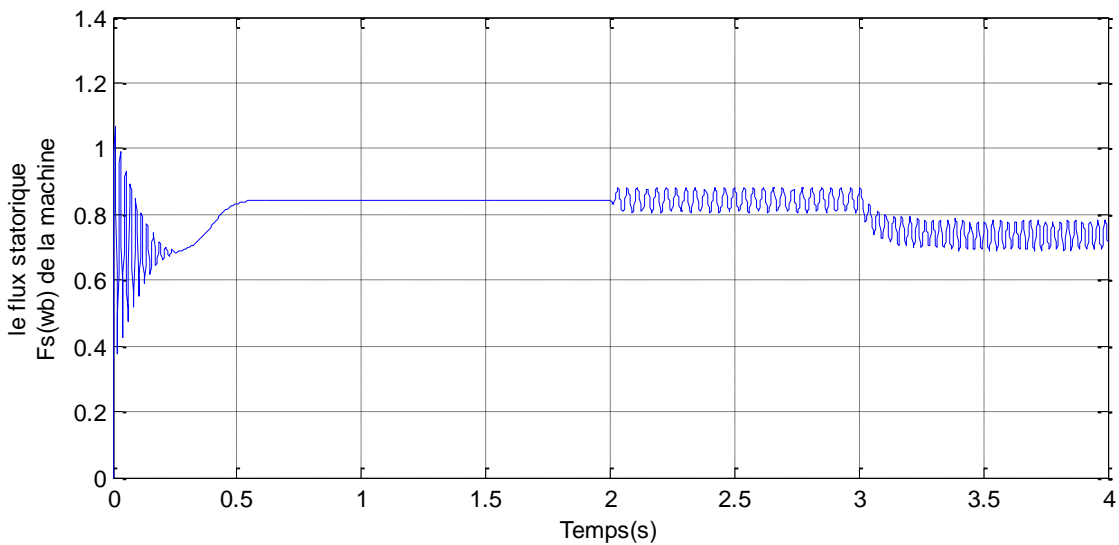


Figure (II -53) : le flux statorique avec $V_r=12v, fr=15Hz, Cr=10(N.m)$

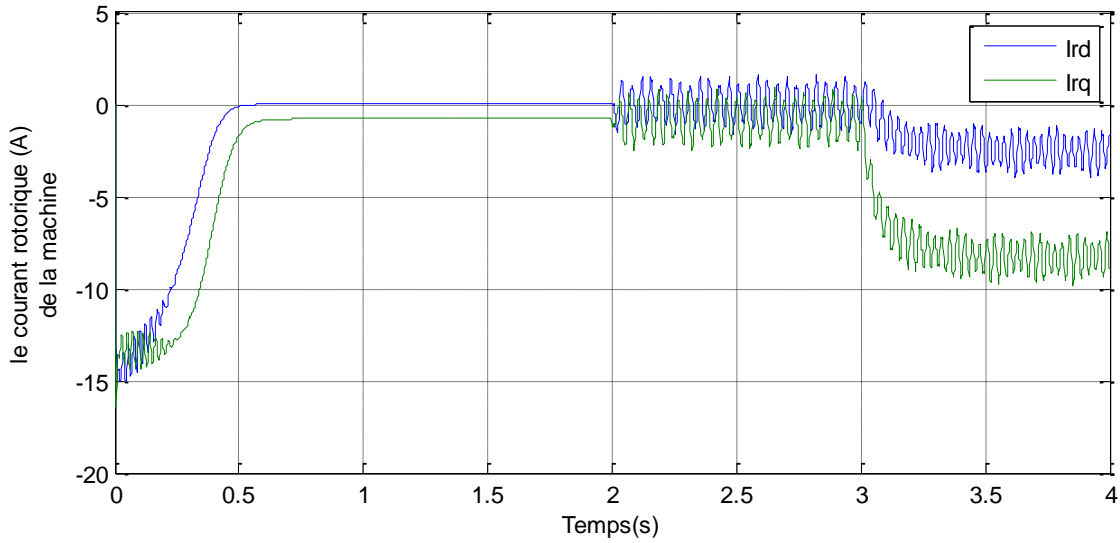


Figure (II -54) : le courant rotorique avec $V_r=12v, fr=15Hz, Cr=10(N.m)$

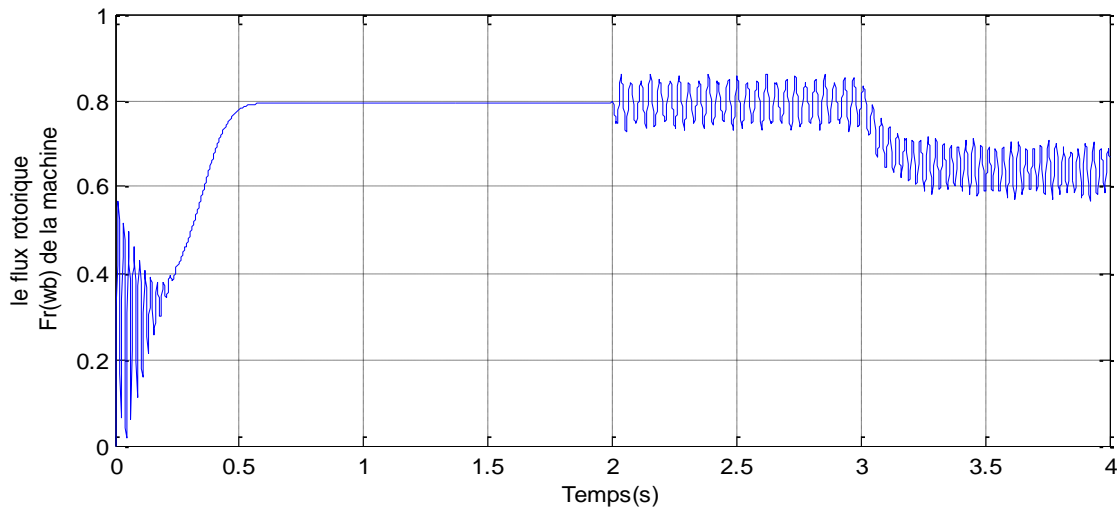


Figure (II -55) : le flux rotorique avec $V_r=12v, fr=15Hz, Cr=10(N.m)$

II -10. Interprétation des résultats :

Vu ces résultats, on constate que la vitesse répond sans dépassement avec un temps de réponse presque constant que le système sans convertisseur, mais reste toujours sensible au couple de charge. Les autres grandeurs sont le siège des pulsations créées par des harmoniques à hautes fréquences dus à la présence des convertisseurs.

Donc, ils font clairement apparaître que la machine asynchrone à double alimentation se distingue par une sensibilité au couple de charge en boucle ouverte.

Afin de régler ce problème, le recours aux commandes bouclées devient indispensable.

II -11 . Conclusion

La modélisation de la MADA nous a permis de traiter la machine asynchrone à double alimentation de façon semblable à celle de la machine à courant continu.

- Les résultats de la simulation de vitesse et de couple électromagnétique nous conduisent à dire que la MADA répond avec un temps de réponse précis.
- Les performances de la MADA obtenues par la variation des paramètres de la machine, particulièrement les résistances statoriques et rotoriques. On peut à priori conclure que les performances offertes par la MADA ne seront d'autant plus meilleures que lorsqu'un réglage précis est mené et cela ne peut se concevoir qu'avec la connaissance exacte des paramètres de la machine.
- De même dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle, en régime quelconque, de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère de Park lié au champ tournant. Ce modèle a été développé dans le cadre de certaines hypothèses simplificatrices que nous devons respecter. Lors de cette modélisation, nous nous sommes attachés à développer un modèle en vue de la commande de la machine.
- Comme nous avons pu le voir dans les résultats de simulation, et vu son caractère spécifique, la modélisation de la machine asynchrone double alimentée pose de sérieux problèmes de stabilité en boucle ouverte, dans ce cas, le recours aux commandes bouclées, et spécialement les commandes de type non-linéaire devient indispensable. Ainsi, le chapitre suivant sera consacré à la commande non-linéaire (découplée) de la MADA, qui permet d'avoir un comportement dynamique similaire à celui d'une machine à courant continu.

Chapitre III

*Etude De La
Commande Non
Linéaire.*

III -1 Introduction:

Parmi les stratégies de commande offrant des performances dynamiques élevées, on trouve la commande non linéaire qui fut introduite par Porter. Cette commande, découplante et linéarisante, peut être appliquée sur les machines synchrones ou asynchrones [19].

La commande non linéaire est introduite principalement pour remédier aux problèmes rencontrés avec la commande linéaire. Présentement, plusieurs méthodes traitant les sujets sont disponibles. Parmi ces méthodes, on trouve la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties. Son principe consiste à trouver une transformation qui permet de compenser les non linéarités du modèle et ainsi rendre la relation entre la sortie d'un système et son entrée complètement linéaire, [15], [18].

-Dans ce chapitre, on présente dans une première étape, le principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties, puis dans une deuxième étape concevoir un contrôleur non linéaire basé sur cette technique afin de réguler la vitesse d'un moteur asynchrone à double alimentation. En plus on utilise des régulateurs en mode glissant ;pour avoir des résultats plus performant et rendre le système linéaire découplé, [33].

III -2 Commande par linearisation entree-sortie :

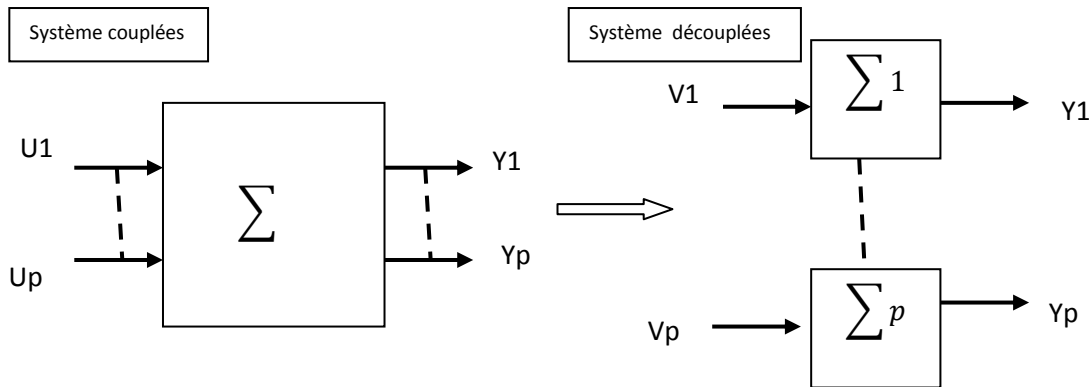
Le but de cette section est de rappeler le principe de la commande de la MADA par linéarisation entrée-sortie. Cette méthode généralise les commandes de type vectoriel en assurant le découplage et la linéarisation des relations entre les entrées et les sorties. Supposant que la totalité du vecteur d'état est mesurable, il est ainsi possible de concevoir un retour d'état non linéaire qui assure la stabilité du système bouclé. Plusieurs travaux ont démontré que cette technique de commande non linéaire a fait apparaître des propriétés intéressantes quand au découplage vitesse/flux et à la robustesse paramétrique. Cette structure de commande apparaît ainsi comme une alternative intéressante à la commande par orientation du flux (FOC), [15].

III -3 Principe de la technique de linearisation au sens des entrees-sorties :

Le concept de la linéarisation au sens des entrées-sorties est maintenant très connu. Plusieurs références qui décrivent la manière de l'appliquer sont maintenant disponibles. Nous allons montrer comment obtenir une relation linéaire entre la sortie (y), et une nouvelle entrée V , en effectuant un bon choix de la loi linéarisation. Le modèle équivalent étant linéaire, on peut lui imposer une dynamique stable en se basant sur les méthodes linéaires classiques.

La phase de découplage consiste à transformer par bouclage le système en systèmes monovariables indépendants [19].

Avant tout, on considère que le système non linéaire de (p) entrées et (p) sorties a pour forme:



$$X = f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x) \cdot U_i \tag{III - 1}$$

$$y_i = h_i(x) \tag{III - 2}$$

Où $x = [x_1, x_2, \dots, x_p]$ est le vecteur des états,

$U_i = [U_1, U_2, \dots, U_p]$ est le vecteur des commandes ; et $Y_i = [y_1, y_2, \dots, y_p]$ représente le vecteur des sorties. f, g_i sont des champs de vecteurs lisses ; et h_i est une fonction lisse [MER 07].

Soit le système défini par :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \text{ avec : } \begin{cases} x \in \mathbb{R}^n \\ u \in \mathbb{R}^m \\ y \in \mathbb{R}^p \end{cases}$$

En dérivant la sortie y , on obtient l'équation suivante par définition :

Définition :

Le degré relatif noté (r) de la sortie (y_p) est le plus petit ordre de dérivation (k) tel que l'on ait :

$$\begin{cases} y_p^{(k)} = A_{k,p}(x) + B_{k,p}(x) \times u \\ \text{Avec } B_{k,p}(x) \neq 0 \end{cases} \tag{III - 3}$$

Un système défini par (III - 3) est découplable par bouclage statique si et seulement si

$$\text{Rang} \left(\begin{matrix} (y_1^{r_1}, \dots, y_p^{r_p}) \\ (U_1, \dots, U_m) \end{matrix} \right) = p$$

Le problème consiste à trouver une relation linéaire entre l'entrée et la sortie en dérivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression :

$$y_j^{(r_j)} = L_j^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^p L_{g_i} \left(L_f^{r_j-1} h_j(x) \right) u_i \quad (\text{III -4})$$

$$J=1,2,3,\dots,P$$

Qui peut être exprimé sous forme matricielle [93] :

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} & \dots & y_p^{r_p} \end{bmatrix}^T = A_0(x) + B_0(x).U \quad (\text{III -5})$$

Avec :

$$A_0(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \dots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (\text{III -6})$$

Et ;

$$B_0(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} h_p(x) & L_{g_2} L_f^{r_p-1} h_p(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (\text{III -7})$$

La loi de linéarisation est donnée , donc sous la forme :

$$U = B_0^{-1}(x) [-A_0(x) + V] \quad (\text{III -8})$$

$B_0(x)$ doit être une matrice inversible.

Le vecteur (**V**) représente les nouvelles commandes conçues afin d'imposer une nouvelle dynamique .

III -4 Application à la MADA:

L'application de la technique de linéarisation avec découplage entrée-sortie au modèle de la MADA, permet de pouvoir commander séparément le flux et la vitesse. Avec cette technique de commande, le modèle de la machine est composé en deux systèmes linéaires mono variables indépendants. Chaque sous système représente une boucle indépendante de commande d'une variable donnée (vitesse, couple, flux, etc.....). La dynamique du système linéarisé est choisie par un placement de pôles.

III -5 Modèle non linéaire de la MADA :

Pour une commande en tension de la MADA, le modèle complet correspondant dans le repère lié au stator est obtenu en considérant le vecteur d'état

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^T = [I_{r\alpha} \ I_{r\beta} \ \Phi_{s\alpha} \ \Phi_{s\beta} \ \Omega]^T ; \text{ et le vecteur commande}$$

$$U = [0 \ 0 \ U_{r\alpha} \ U_{r\beta} \ 0]^T$$

Ce modèle est régi par :

$$x = f(x) + g_\alpha U_{r\alpha} + g_\beta U_{r\beta} \quad ; \quad y = Cx \quad (\text{III -9})$$

Où les champs vectoriels f , g_α g_β sont :

$$g_\alpha = [\alpha_0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T, g_\beta = [0 \ \alpha_0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

Après développement pour les expressions on aboutit (voir l'annexe) :

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s L_s^2 + M^2 R_s}{\sigma L_r L_s^2}\right) I_{r\alpha} + \frac{MR_s}{\sigma L_r L_s^2} \Phi_{s\alpha} - \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \Omega \Phi_{s\beta} - P\Omega \cdot I_{r\beta} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{s\alpha} \\ -\left(\frac{R_s L_s^2 + M^2 R_s}{\sigma L_r L_s^2}\right) I_{r\beta} + \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \Omega \Phi_{s\beta} + \frac{MR}{\sigma L_r L_s^2} \Phi_{s\alpha} + P\Omega I_{r\alpha} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{s\beta} \\ \frac{MR_s}{L_s} I_{r\alpha} - \frac{R_s}{L_s} \Phi_{s\alpha} + V_{s\alpha} \\ \frac{MR_s}{L_s} I_{r\beta} - \frac{R_s}{L_s} \Phi_{s\beta} + V_{s\beta} \\ \frac{PM}{JL_s} (\Phi_{s\beta} I_{r\alpha} - \Phi_{s\alpha} I_{r\beta}) - \frac{C_r}{J} - \frac{B \cdot P\Omega}{J} \end{bmatrix} \quad (\text{III - 10})$$

On réécrit $f(x)$ comme suit :

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma x_1 + \frac{\beta_0}{T_s} x_3 - P\beta_0 x_4 x_5 - P x_2 x_5 - \beta_0 V_{s\alpha} \\ -\gamma x_2 + P\beta_0 x_3 x_5 + \frac{\beta_0}{T_r} x_4 + P x_1 x_5 - \beta_0 V_{s\beta} \\ \frac{M}{T_s} x_1 - \frac{1}{T_s} x_3 + V_{s\alpha} \\ \frac{M}{T_s} x_2 - \frac{1}{T_s} x_4 + V_{s\beta} \\ \mu(x_1 x_4 - x_2 x_3) - \frac{C_r}{J} - \frac{B \cdot P x_5}{J} \end{bmatrix} \quad (\text{III -11})$$

III -6 Choix des grandeurs de sortie :

Afin d'atteindre les objectifs de contrôle qui consistent en la commande des deux grandeurs flux et vitesse, on choisit les variables de sorties suivantes :

$$Y = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2 = x_3^2 + x_4^2 = \Phi_s^2 \\ x_5 = \Omega \end{bmatrix} \quad (\text{III -12})$$

La méthode de linéarisation par entrée-sortie est développée à partir de théories de la géométrie différentielle. Elle consiste à utiliser les dérivées de Lie pour exprimer le modèle de la machine en relation entrée-sortie [MER 07].

III -7 Définition 1 :

Dérivée de Lie : La dérivée directionnelle de $h(x)$ suivant le champ du vecteur $f(x)$ est définie comme suit :

$$L_f h_j(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h_j}{\partial x_i} f_i(x) \quad (\text{III -13})$$

Par itération, on a la relation suivante :

$$L_f^i h_j = L_f(L_f^{i-1} h_j) \quad (\text{III -14})$$

La dérivation des sorties y_j du système par rapport au temps s'exprime alors par la relation suivant:

$$\dot{y}_j = L_f h_j + \sum_{i=1}^p (u_i) \quad (\text{III -15})$$

P : nombre des sorties.

Définition 2 :

Degré relatif :

On appelle vecteur de degré relatif du système non linéaire affine en commande , le vecteur $(r_1 \dots r_p)$ vérifiant l'existence d'au moins une dérivée telle que :

$$L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j(x) \neq 0 \quad (\text{III -16})$$

L'élément r_j correspond à la première dérivée de y_j faisant apparaître explicitement la commande u dans l'expression :

$$y_f^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_j + \sum_{i=1}^p (L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j) u_i \quad (\text{III -17})$$

En appliquant la procédure dans le cas du moteur asynchrone à double alimentation, il est facile de vérifier que les commandes apparaissent pour la première fois dans les dérivées secondes \ddot{y}_1 et \ddot{y}_2

III -8- Calcul du degré relatif :

La condition de linéarisation permettant de vérifier si un système non linéaire admet une linéarisation entrée-sortie est l'ordre du degré relatif du système.

On calcul le degré relatif r_i associé à chaque grandeur de sortie y_i choisie, lequel correspond au nombre de fois qu'il faut dériver. Cette sortie font apparaître explicitement une des grandeurs de commande. Dans notre cas, les commandes apparaissent pour la première fois dans la dérivée secondes.

$$\text{Sortie } y_1: \begin{cases} \dot{h}_1(x) = L_f h_1(x) \\ \ddot{h}_1(x) = L_f^2 h_1(x) + L_{g\alpha} L_f h_1(x) U_{r\alpha} + L_{g\beta} L_f h_1(x) U_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{III -18})$$

$$\text{Sortie } y_2: \begin{cases} \dot{h}_2(x) = L_2 h_2(x) \\ \ddot{h}_2(x) = L_f^2 h_2(x) + L_{g\alpha} L_f h_2(x) U_{r\alpha} + L_{g\beta} L_f h_2(x) U_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{III -19})$$

$$\text{Avec :} \begin{cases} L_f h_1(x) = \frac{2M}{T_s} f_1 - \frac{2}{T_s} \Phi^2_s + 2(\Phi_{s\alpha} V_{s\alpha} + \Phi_{s\beta} V_{s\beta}) \\ L_f^2 h_1(x) = -A f_1 + A_1 \Phi^2_s + A_2 f_3 - A_3 (\Phi_{s\alpha} V_{s\alpha} + \Phi_{s\beta} V_{s\beta}) \\ \quad + A_4 (I_{r\alpha} V_{s\alpha} + I_{r\beta} V_{s\beta}) + 2(V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2) + A_5 P \Omega f_2 \\ L_{g\alpha} L_f h_1(x) = A_6 x_3 \\ L_{g\beta} L_f h_1(x) = A_6 x_4 \end{cases} \quad (\text{III -20})$$

$$\begin{cases} L_f h_2(x) = \mu f_2 - \frac{C_r}{J} - \frac{B.Px_5}{J} \\ L_f^2 h_2(x) = -A_7 f_2 + A_8 P x_5 + A_9 C_r + A_{10} (x_3 x_2 - x_1 x_4) + A_{11} (x_3 V_{s\beta} - V_{s\alpha} x_4) \\ \quad - A_{12} f_1 - A_{13} P x_5 \Phi^2_s + A_{14} (x_3 x_2 - x_1 x_4) + A_{15} (x_1 V_{s\beta} - V_{s\alpha} x_2) \\ L_{g\alpha} L_f h_2(x) = A_{16} x_4 \\ L_{g\beta} L_f h_2(x) = -A_{16} x_3 \end{cases} \quad (\text{III-21})$$

Le degré relatif associé aux grandeurs de sortie y_1 et y_2 sont respectivement $r_1=2$ et $r_2=2$.

L'ordre de la dynamique interne associé à cette linéarisation est égale à : $n-(r_1+r_2) = 1$

n : étant l'ordre du système à contrôler ($n=5$).

III -9 Linéarisation du système :

Pour linéariser la dynamique entrée-sortie du moteur, on considère seulement les dérivées des sorties. On obtient :

$$\begin{bmatrix} \ddot{h}_1 \\ \ddot{h}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^2 h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} + B(x) \begin{bmatrix} U_{r\alpha} \\ U_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III-22})$$

$$\text{Avec } B(x) = \begin{pmatrix} L_{g\alpha} L_f h_1(x) & L_{g\beta} L_f h_1(x) \\ L_{g\alpha} L_f h_2(x) & L_{g\beta} L_f h_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2\beta_0 R_s x_3 & 2\beta_0 R_s x_4 \\ -\mu\alpha_0 x_4 & \mu\alpha_0 x_3 \end{pmatrix} \quad (\text{III-23})$$

$$\text{Donc : } \text{Det}[B(x)] = 2\mu\beta_0\alpha_0 R_s \Phi^2_s \quad (\text{III-24})$$

Le déterminant de la matrice B(x) est toujours différent de zéro, donc B(x) est une matrice inversible. Ainsi, la loi de commande pour la linéarisation et le découplage entrée-sortie par retour d'état du machine est donnée par :

$$U = B_0^{-1}[V - A_0] \quad (\text{III-25})$$

$$\begin{bmatrix} U_{r\alpha} \\ U_{r\beta} \end{bmatrix} = B_0^{-1}(x) \left[\begin{pmatrix} -L_f^2 h_1(x) \\ -L_f^2 h_2(x) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \right] \quad (\text{III-26})$$

$$\text{Où } V = [V_1 \quad V_2]^T$$

représente le nouvel vecteur des variables d'entrée. Le régulateur linéarise et découple le système. Le système découplé peut être représenté par deux intégrateurs d'ordre 2. Les variables V_1 et V_2 peuvent être déterminées par une poursuite de trajectoire :

B_0 est une matrice carrée, d'ordre p , appelée 'matrice de découplage' Les degrés relatifs de chaque sortie étant de 2, les variables V_1 et V_2 peuvent être déterminées par une poursuite de trajectoire :

$$\begin{aligned} V_1 &= K_{11} e_1^{(1)} + K_{12} e_1 \\ V_1 &= K_{12} (\Omega_{ref} - \Omega) + K_{11} \frac{d(\Omega_{ref} - \Omega)}{dt} \\ V_2 &= K_{22} e_2^{(1)} + K_{21} e_2 \end{aligned} \quad (\text{III-27})$$

$$V_2 = K_{22}(\Phi_{ref}^2 - \Phi^2) + K_{21} \frac{d(\Phi_{ref}^2 - \Phi^2)}{dt} \tag{III-28}$$

Les coefficients K_{ig} donnent respectivement la dynamique du système pour la réponse en vitesse et en flux.

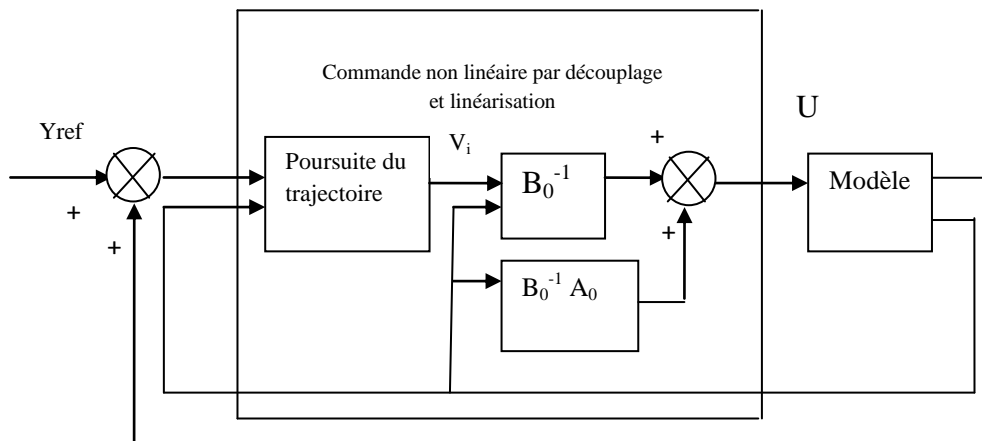


Figure III -1: diagramme fonctionnel de la commande par découplage et linéarisation

III -10 SIMULATION :

Nous avons testé la commande non linéaire de la MADA calculée en utilisant le logiciel SIMULINK/MATLAB. Le schéma global de la commande linéarisation entrée - sortie est suivant :

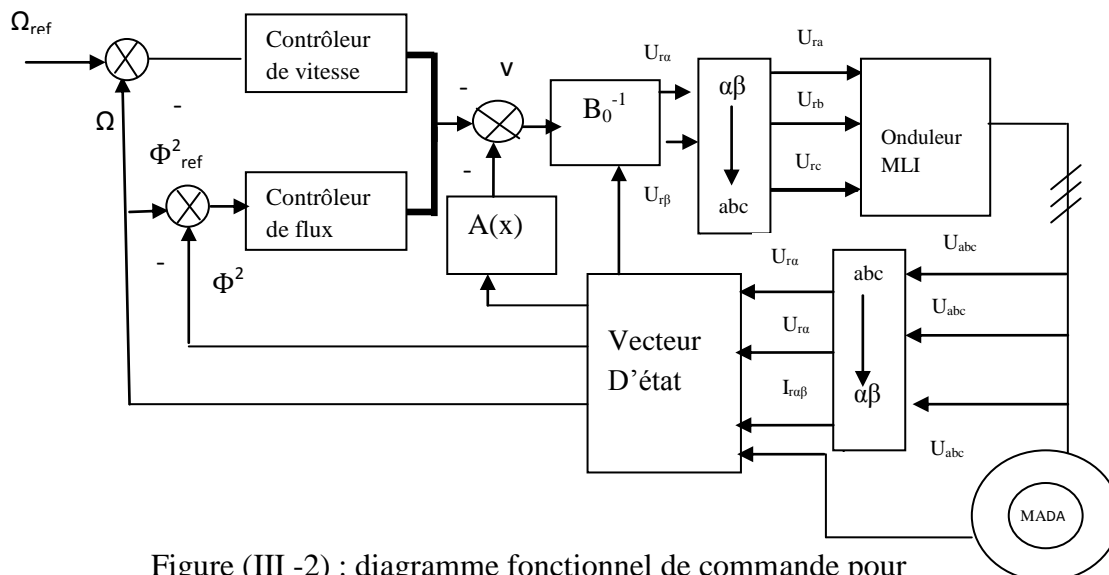
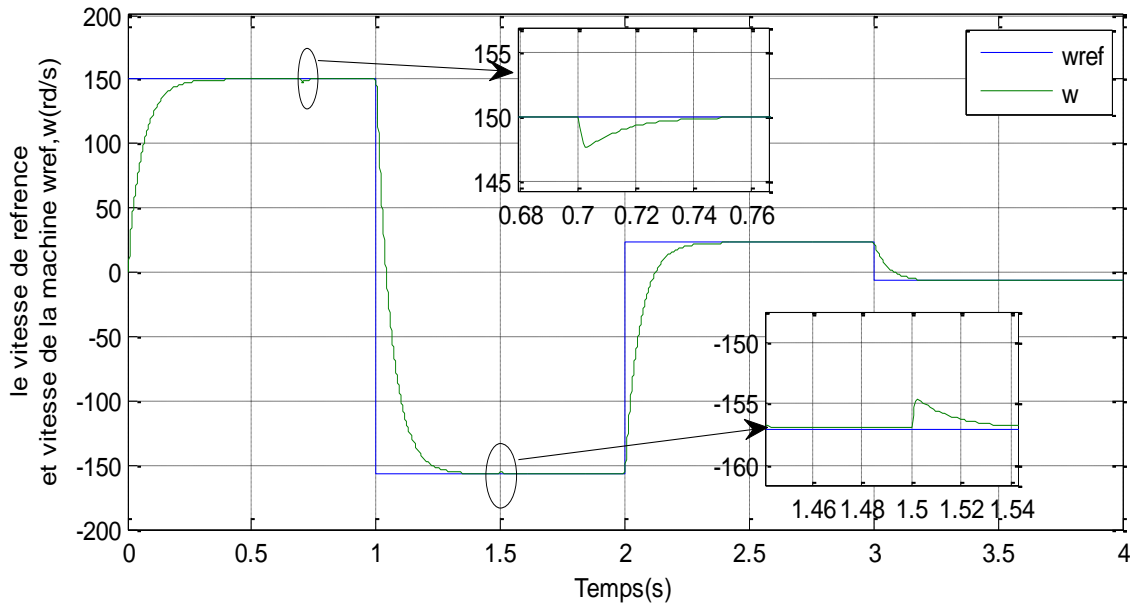


Figure (III -2) : diagramme fonctionnel de commande pour linéarité entrées -sorties pour la MADA

III -11. Simulation et interprétation des Résultats :

Pour mettre en évidence l'importance de la technique de commande non-linéaire, on va effectuer des tests de simulation pour différentes cas possibles.



Figure(III -3) : Représentation de vitesse de référence et de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref},w(rd/s)$. et l'application du couple résistant $Cr(N.m)$.

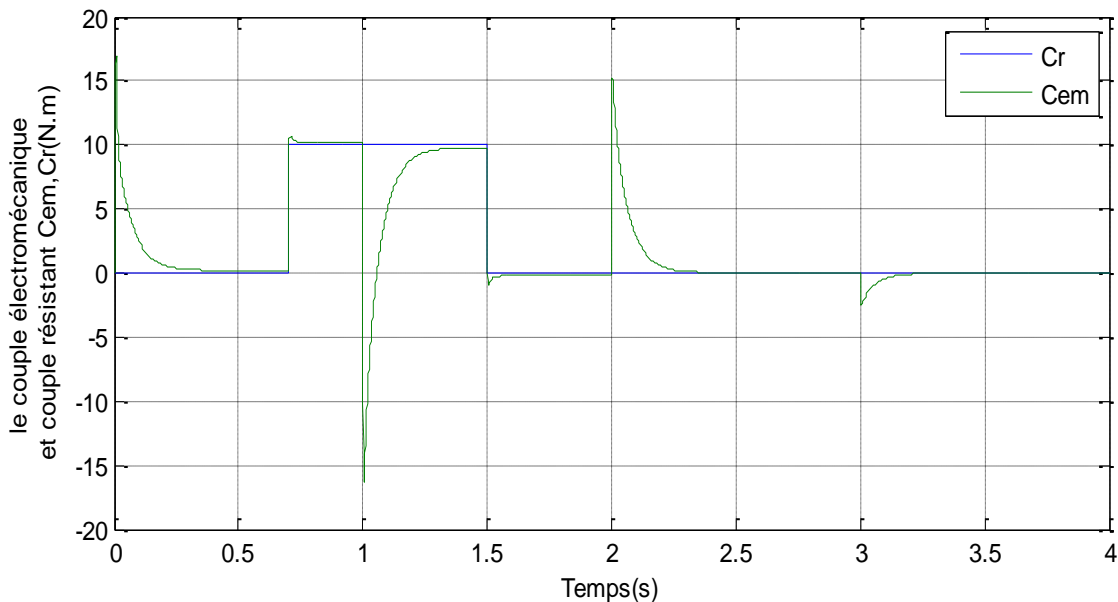


Figure (III -4) : Représentation du couple électro. Et le couple résistant ($Cem ;Cr$)(N.m) avec changement de vitesse de rotation.

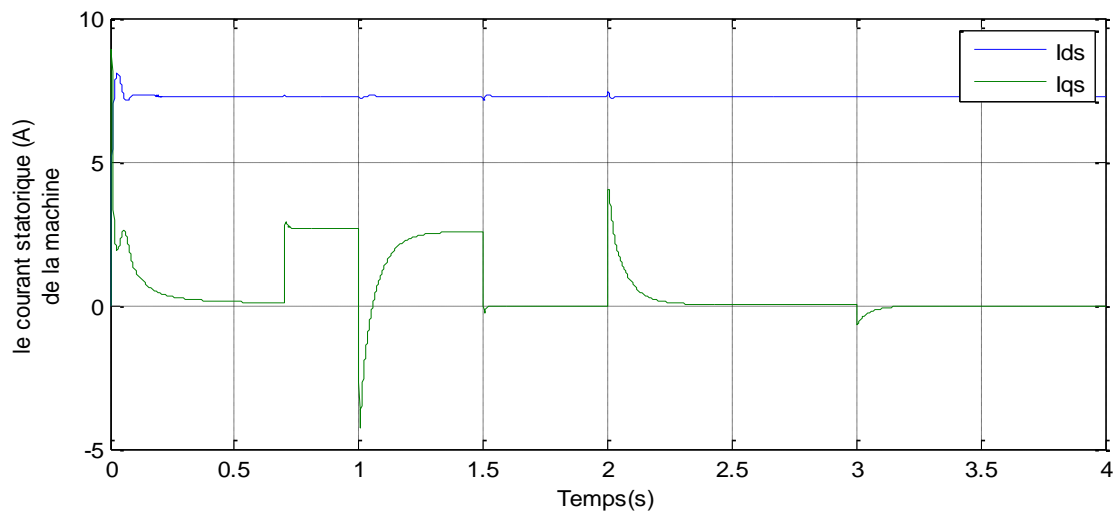


Figure (III -5) : Représentation du courant statorique de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref}, w(\text{rd/s})$. et l'application du couple résistant $C_r(\text{N.m})$.

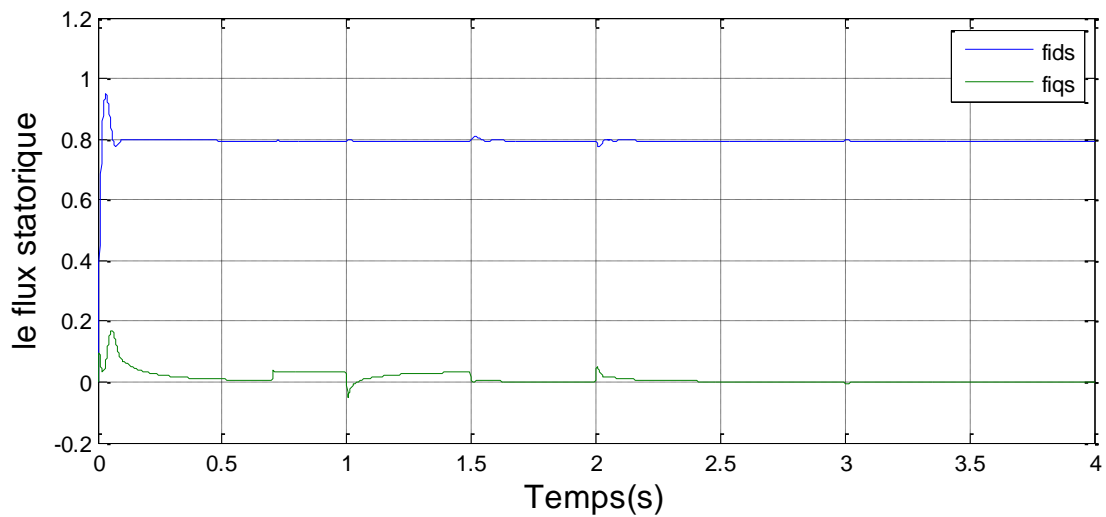


Figure (III -6) : Représentation du flux statorique de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref}, w(\text{rd/s})$, et l'application du couple résistant $C_r(\text{N.m})$.

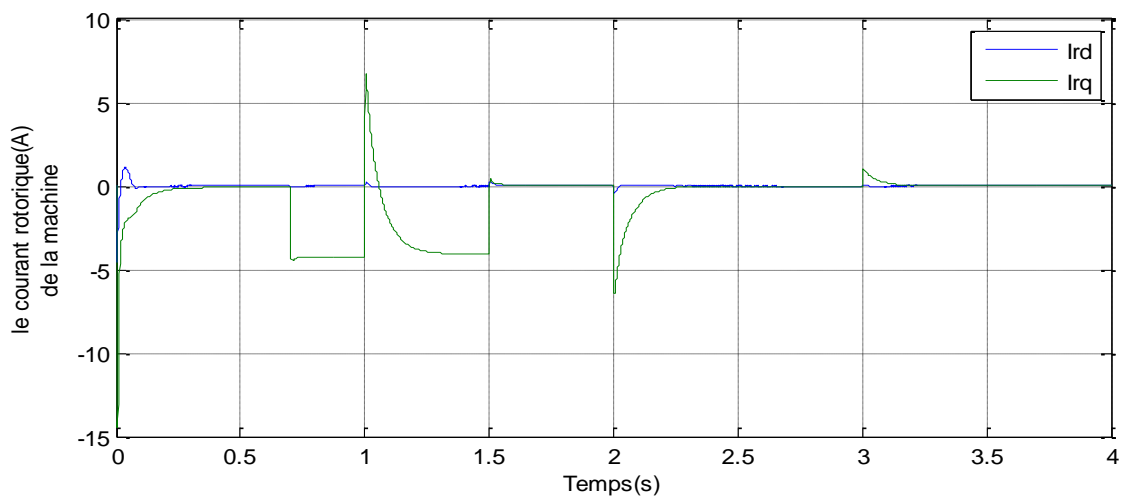


Figure (III -7) : Représentation du courant rotorique de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref}, w(\text{rd/s})$, et l'application du couple résistant $C_r(\text{N.m})$.

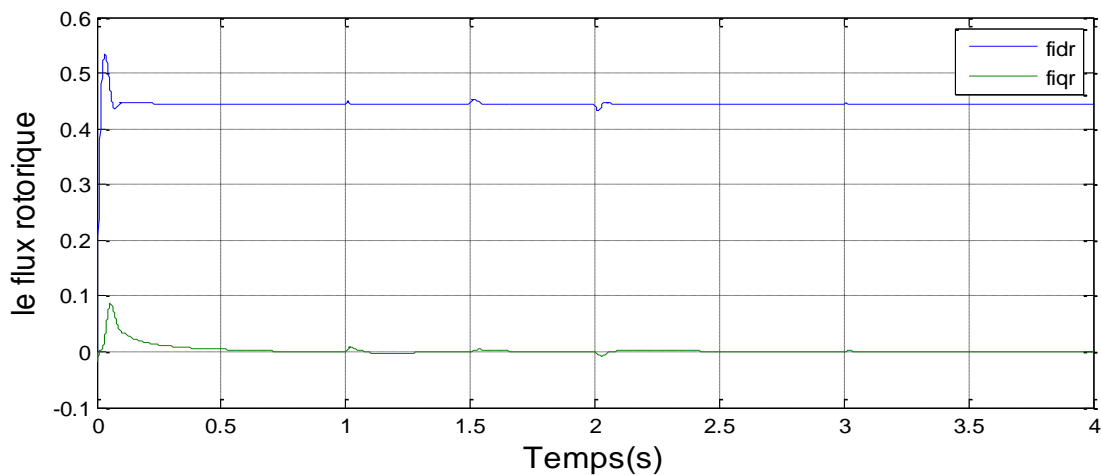


Figure (III -8) : Représentation du flux rotorique de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref}, w(\text{rd/s})$, et l'application du couple résistant $C_r(\text{N.m})$.

III -12. Interprétation des résultats :

III -12-1. Démarrage de la machine :

Une fois le flux installé, nous procédons au démarrage de la MADA à partir de l'instant 0.25s. Nous observons alors que :

- La réponse en vitesse est apériodique avec un temps de réponse de : $t_{r\Omega} = 0.23\text{s}$
- Le flux au stator reste à sa valeur de consigne durant le démarrage.
- Le couple électromagnétique marque un pic de : $C_{em} = 16 \text{ N.m}$.
- Les courants de démarrage statoriques et rotoriques font un pic de 8A et 1A respectivement. Comme le démarrage a lieu à vide, ces courants reviennent pratiquement à zéro à la fin du régime transitoire. Ces résultats montrent que le découplage entre le couple électromagnétique et le flux statorique est très satisfaisant.

III -12-2. Application d'un couple de charge nominal :

En appliquant sur l'arbre de la machine un couple de charge nominal à $t = 1\text{s}$, nous constatons que :

- Les courants restent, en régime permanent, à leurs valeurs nominales et le flux reste constant et égal à sa valeur nominale.
- Le temps d'établissement de la vitesse s'élève à 0.04s. Sa chute relative à un couple de charge nominal est : $\frac{\Delta\Omega}{\Omega} \times 100 = 3.2\%$.
- L'allure du couple électromagnétique est identique à celle des courants qui le génèrent (I_{sq}) et il se compense rapidement.

D'après ces résultats de simulation, on note que le régulateur PI règle rapidement la perturbation dû à la variation de la charge, qui affecte légèrement la réponse de la vitesse. En conséquence, cette perturbation n'influe pas pratiquement sur les flux statoriques ce qui montre l'efficacité de la commande non linéaire et la validité des lois imposées.

III -12-3. Inversion du sens de rotation de la machine :

- L'inversion de vitesse est réalisée à couple constant .
- A l'inversion de la vitesse le moteur fournit de la puissance active au bus continu d'où la raison de choisir un redresseur actif pour alimenter ce bus [41].
- Le régime transitoire de la vitesse dur 0.23s identique au temps de réponse au démarrage.
- Les pics des courants statoriques et rotoriques sont plus importants qu'au démarrage à vide. Alors que le couple atteint 16.5 N.m.(ceci uniquement au pics de l'inversion). Nous pouvons constater que le changement de consigne et l'inversion du sens de rotation ne provoquent aucun dépassement au niveau de la réponse de vitesse et le découplage persiste toujours, ce qui montre la robustesse de ce réglage face à des larges variations de vitesse.
- Application d'un couple de charge nominal. Lors de l'application d'un couple de charge nominale à l'inversion de sens de rotation de la machine, nous constatons que les courants restent, en régime permanent, à leurs valeurs nominales et le flux reste constant et égal à sa valeur nominale. Sa chute relative à un couple de charge nominal est : $\frac{\Delta C}{C} \times 100 = 6\%$
- Le couple électromagnétique se compose plus l'entant que le cas précédent (sens Contraire).

III -12-4. Etude de l'effet des incertitudes paramétriques :

Les paramètres des machines ne donnent pas lieu à des valeurs certaines et définitives. Ces variations correspondent à la dispersion constatée lors de la fabrication en nombre, aux évaluations des valeurs lors du fonctionnement ou aux méthodes utilisées pour l'identification des machines.

Plusieurs phénomènes physiques provoquent des variations des paramètres du modèle de la machine . Entre autres, une élévation de température augmente les valeurs des résistances. Si l'on fixe une plage de variation de température de l'ordre de $-123.15\text{ }^{\circ}\text{C}$ ($150\text{ }^{\circ}\text{K}$), au stator et au rotor, et sachant que le coefficient de température du cuivre est de $-269.25 \times 10^{-3}\text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$ ($3.9 \times 10^{-3}\text{ K}^{-1}$), nous déterminons des variations de $\pm 30\%$ des deux

résistances. A ce phénomène vient s'ajouter, entre autres, l'effet de peau dû aux fréquences des courants, le type de ventilation de la machine, ainsi que l'erreur d'identification de ces paramètres. Au vu de toutes ces sources d'incertitude la valeur de variation des résistances a été majorée à $\pm 50\%$ [41].

D'autre part, comme pour les grandeurs électriques, les paramètres de la charge reliée au moteur sont mal connus ou estimés. De plus, ces paramètres peuvent subir des variations lors du fonctionnement de la machine. Tout cela nous amène à fixer une variation maximale de 100% sur le coefficient de frottements visqueux et 30% sur l'inertie du moteur chargé [41].

III -12-5.Effet de variation des paramètres électriques :

Nous divisons, dans cette partie, nos simulations en deux catégories :

- La première traite le cas des incertitudes d'identification des paramètres. Nous limitons nos simulations au pire cas seulement c'est-à-dire, où les résistances sont majorées de 50% • La deuxième traite le cas où ses variations se produisent le long d'un cycle de fonctionnement. Nous tentons ici de simuler, d'une façon accélérée, les variations paramétriques dues au point de fonctionnement de la machine.
- Nous présentons aux figures qui suivent la réponse des grandeurs de la machine pour le cycle de fonctionnement cité ci-dessus en commentant l'évolution de ces grandeurs aux trois points particuliers suivants :
 - Démarrage de la machine.
 - Inversion du sens de rotation de la machine.

III -12- 6. Variations paramétriques :

La variation de la résistance statorique : ($R_{sn}+50\%R_{sn}$) donc on aura les résultats suivant ;

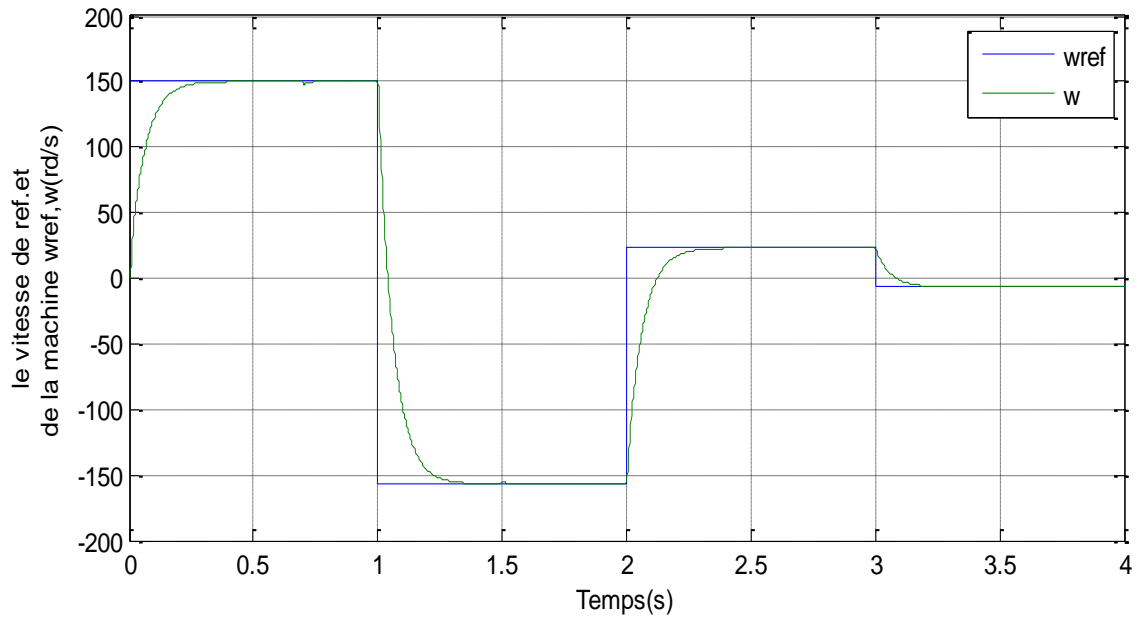


Figure (III-9) : Représentation du vitesse de reference,et de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref}, w(rd/s)$,et l'application du couple résistant $Cr(N.m)$.

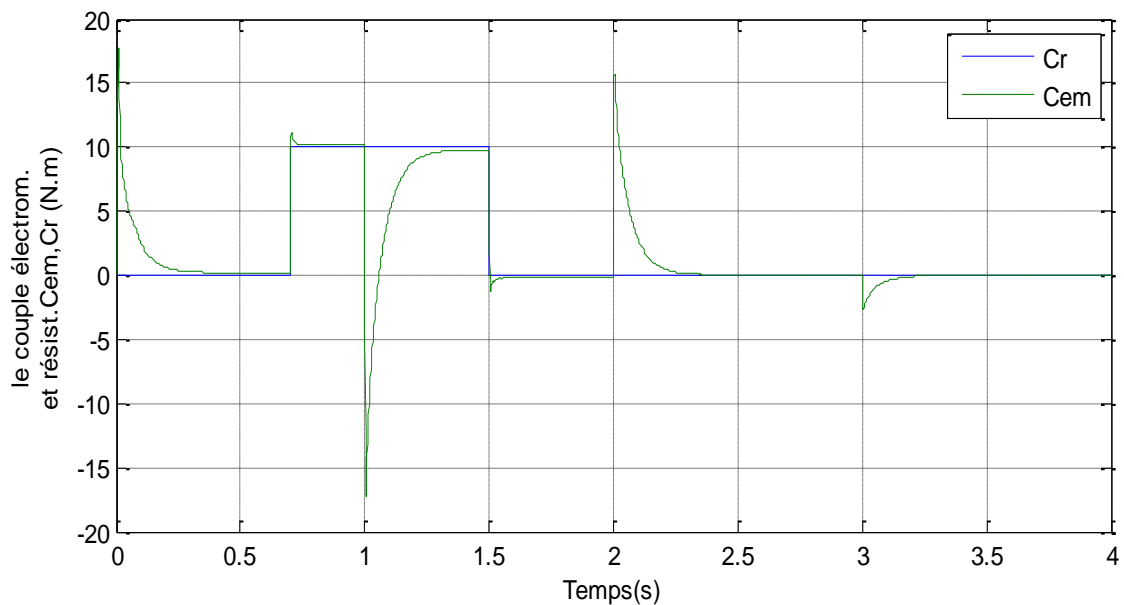


Figure (III -10) : Représentation du couple électro.et résistant de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref}, w(rd/s)$.

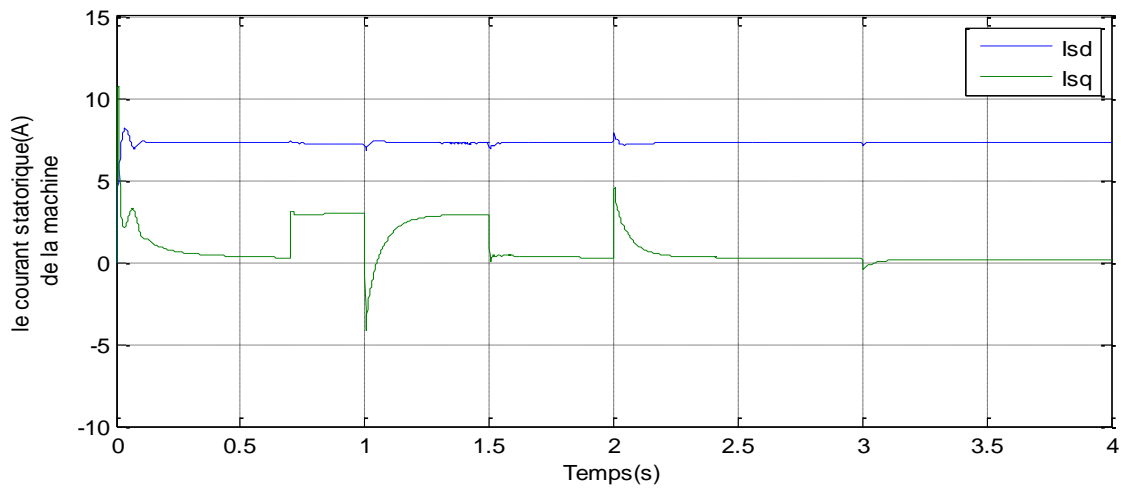


Figure (III -11) : Représentation du courant statorique de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref}, w(\text{rd/s})$. et l'application du couple résistant $C_r(\text{N.m})$.

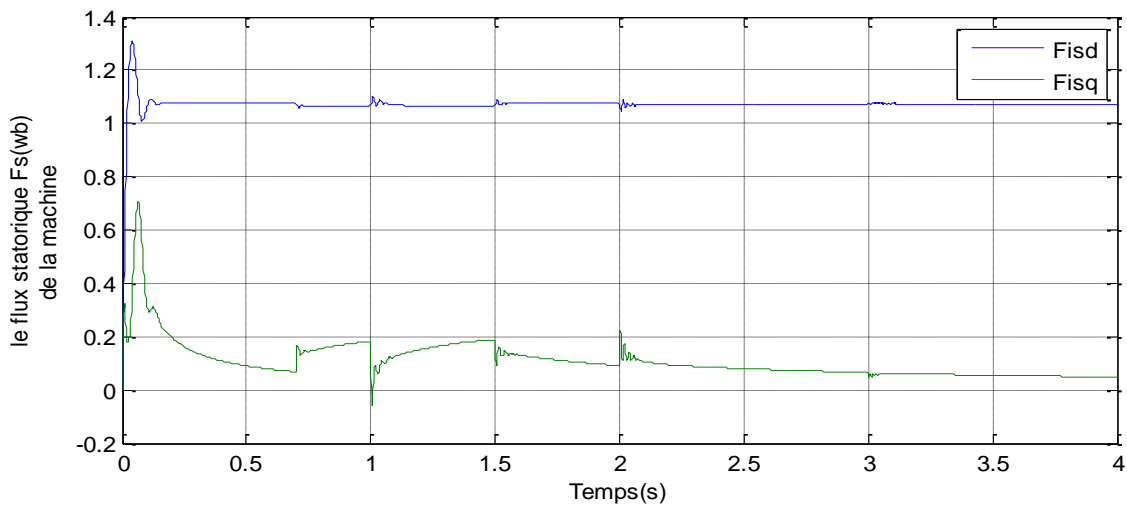


Figure (III -12) : Représentation du flux statorique de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref}, w(\text{rd/s})$. et l'application du couple résistant $C_r(\text{N.m})$.

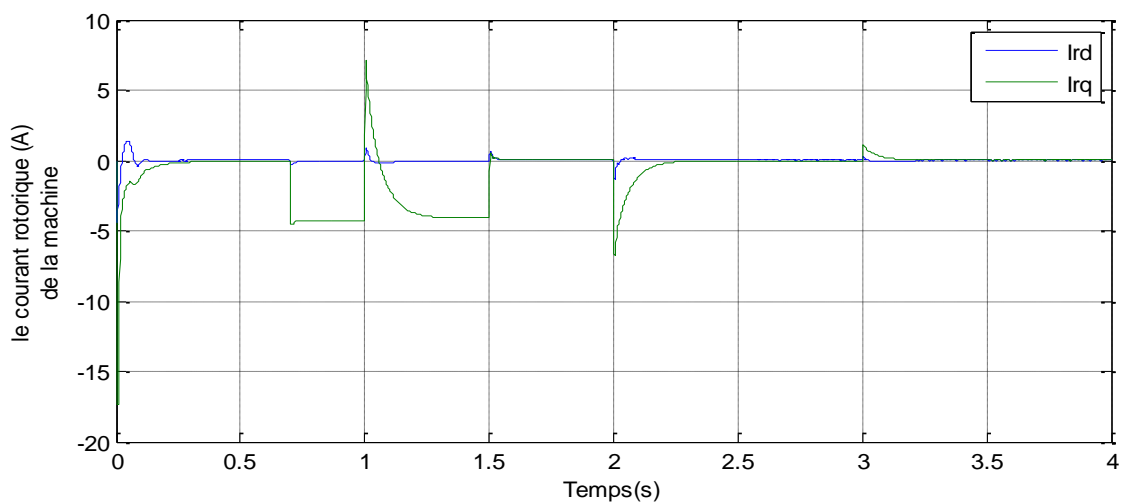


Figure (III -13) : Représentation du courant rotorique de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref}, w(\text{rd/s})$. et l'application du couple résistant $C_r(\text{N.m})$.

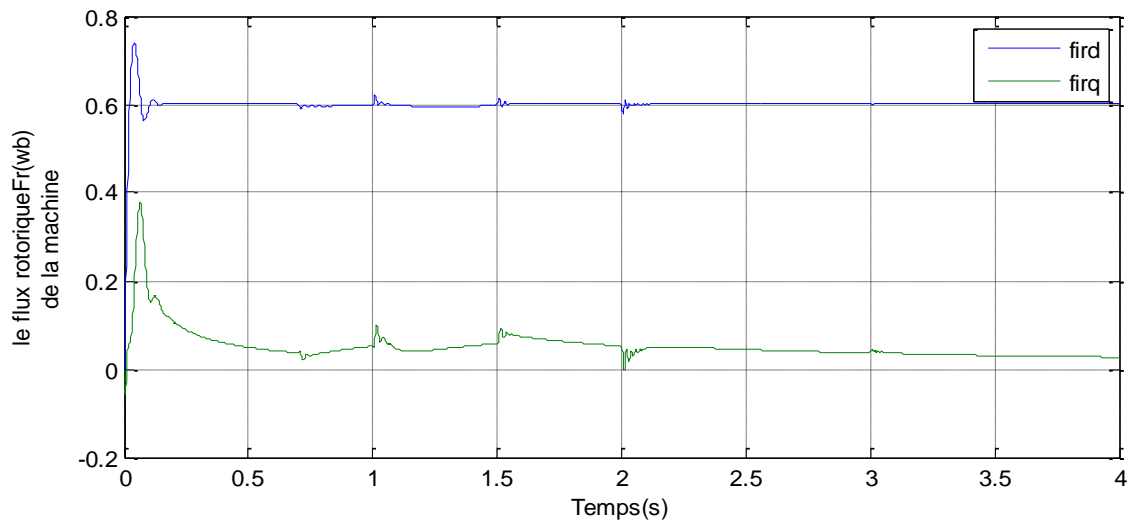


Figure (III -14) : Représentation du flux rotorique de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref,w}(rd/s)$. et l'application du couple résistant $C_r(N.m)$.

III -13. Interprétation des résultats :

Lors de l'installation de flux ce dernier garde quasiment une réponse aperiodique avec un temps de réponse de $t_r=32ms$, et pour le cas ou les incertitudes sont évolutives les variations lentes des résistances passent presque inaperçues.

Après l'installation du flux, nous procédons au démarrage de la MADA à partir de l'instant 0.25s, Nous observons alors que :

- La réponse en vitesse garde une allure aperiodique avec un temps de réponse de $t_{r\Omega}=0.33s$, (plus lente que le cas sans incertitudes).
- Le flux au stator reste à sa valeur de consigne durant le démarrage. Les courants transitoires et permanents sont moins importants que les courants établis sans incertitudes paramétriques. De plus, le pic du couple électromagnétique est moins important.
- Lors de l'inversion du sens de rotation de la machine, les courants sont importants(état transitoire) que le cas sans incertitudes, et de même pour le couple. Le flux reste constant égal à sa valeur nominale. L'inversion du sens de rotation ne provoque aucun dépassement au niveau de la réponse de vitesse et le découplage persiste toujours.
- Lors d'une variation de la charge, cette dernière affecte légèrement la réponse dynamique de la vitesse. En conséquence, cette perturbation n'influe pas pratiquement sur les flux statoriques.

- D'après ces résultats, on remarque de façon claire une grande robustesse de la commande vis-à-vis des variations extrêmes des résistances. Le flux, le couple électromagnétique, les courants et la vitesse sont faiblement affectés.

III -14- Effet de variation des paramètres mécaniques :

Nous nous intéressons dans cette partie à l'étude de l'effet des incertitudes des paramètres mécaniques de la machine et/ou de la charge, en supposant que les paramètres électriques sont connus. Les paramètres mécaniques de la machine sont :

- L'inertie du moteur chargé J_t .
- Le coefficient des frottements visqueux f_t .

Nous limitons notre étude aux cas où des incertitudes constantes avec les marges suivantes :

$$J_t = 2 * J ; f_t = 5 * f$$

Les marges d'incertitudes ont été choisies délibérément très grandes devant la réalité physique de ces incertitudes pour deux raisons :

- Tester les performances en charge du moteur pour une régulation élaborée à vide.
- Vérifier les performances et la stabilité du moteur dans les cas extrêmes.
- Maintenant la variation du moment d'inertie et de frottement de la machine ($J_m ; f_m$) d'où on aura les résultats suivant : Avec ($J_m + 100%$; et $f_m + 100%$).

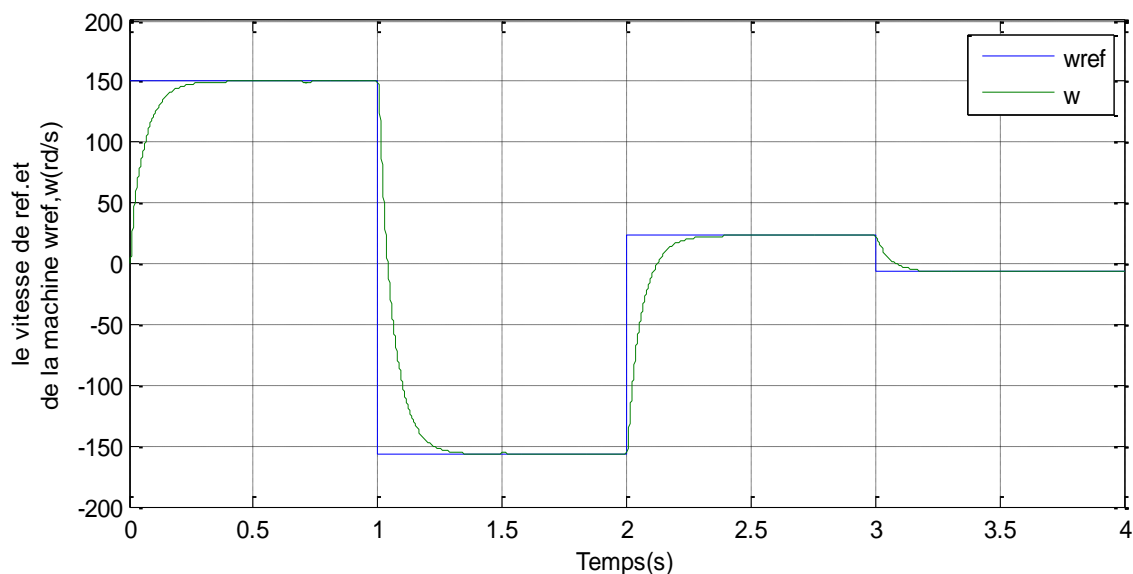


Figure (III -15) : Représentation du vitesse de référence et de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref}, w(\text{rd/s})$. et l'application du couple résistant $C_r(\text{N.m})$.

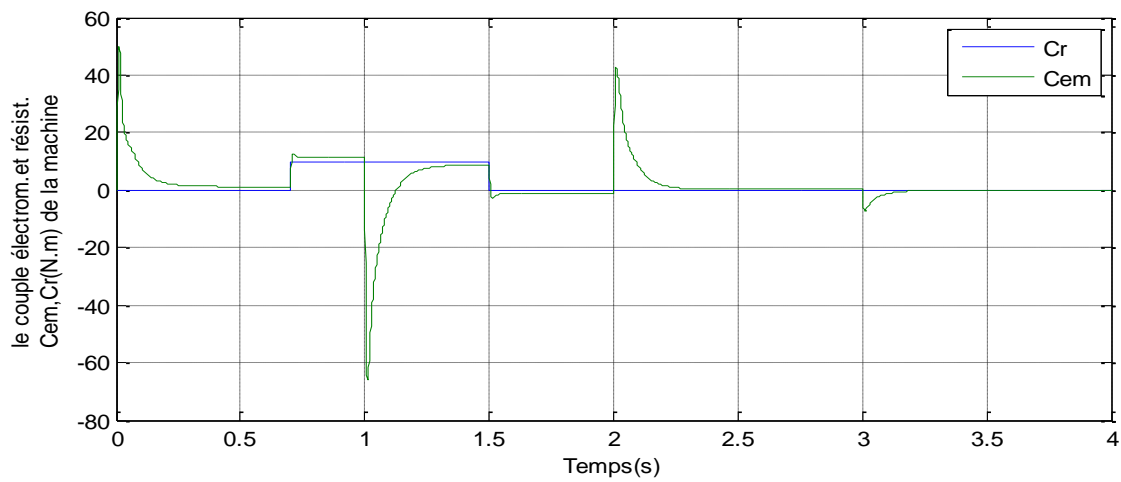


Figure (III -16) : Représentation du couple élect. et résist. de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref}, w(rd/s)$. et l'application du couple résistant $C_r(N.m)$.

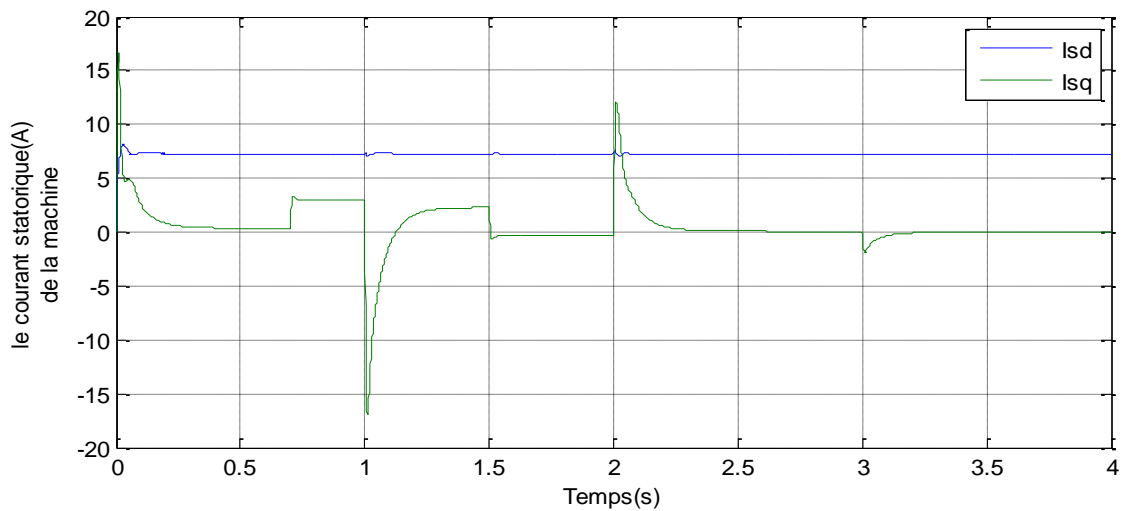


Figure (III -17) : Représentation du courant statorique de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref}, w(rd/s)$. et l'application du couple résistant $C_r(N.m)$.

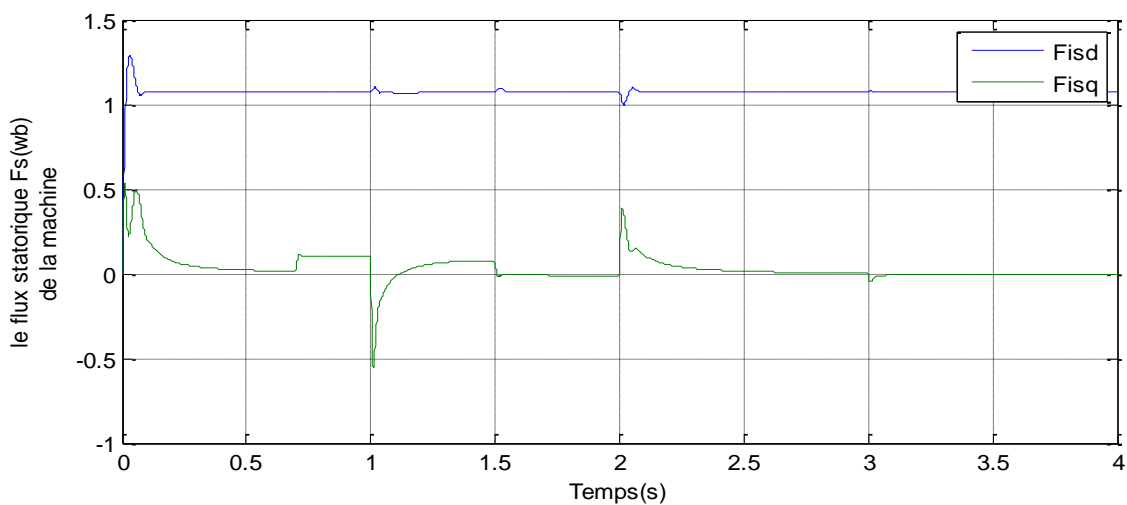


Figure (III -18) : Représentation du flux statorique de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref}, w(rd/s)$. et l'application du couple résistant $C_r(N.m)$.

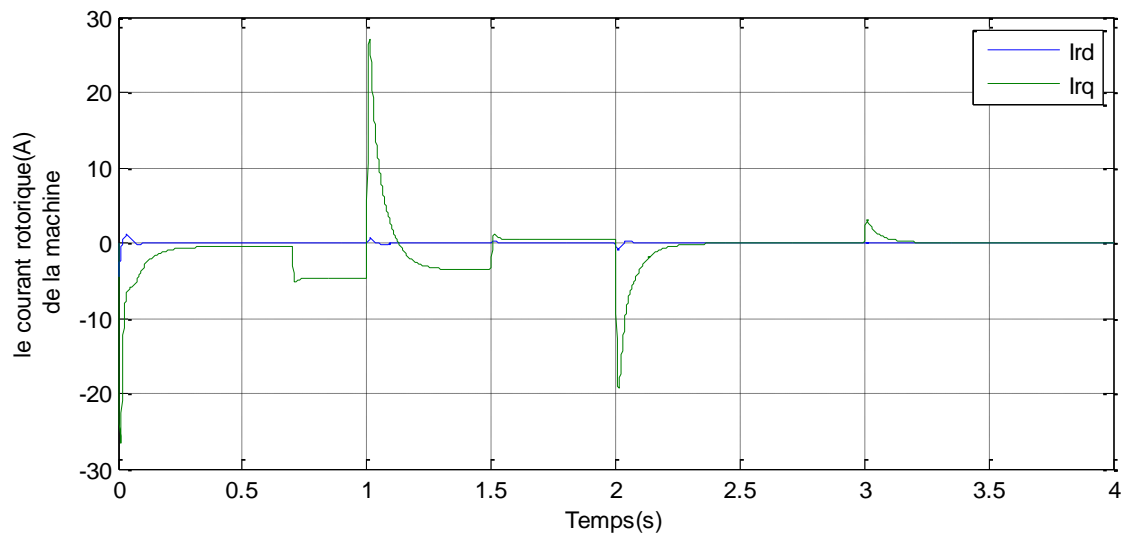


Figure (III -19) : Représentation du courant rotorique de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref}, w(\text{rd/s})$. et l'application du couple résistant $C_r(\text{N.m})$.

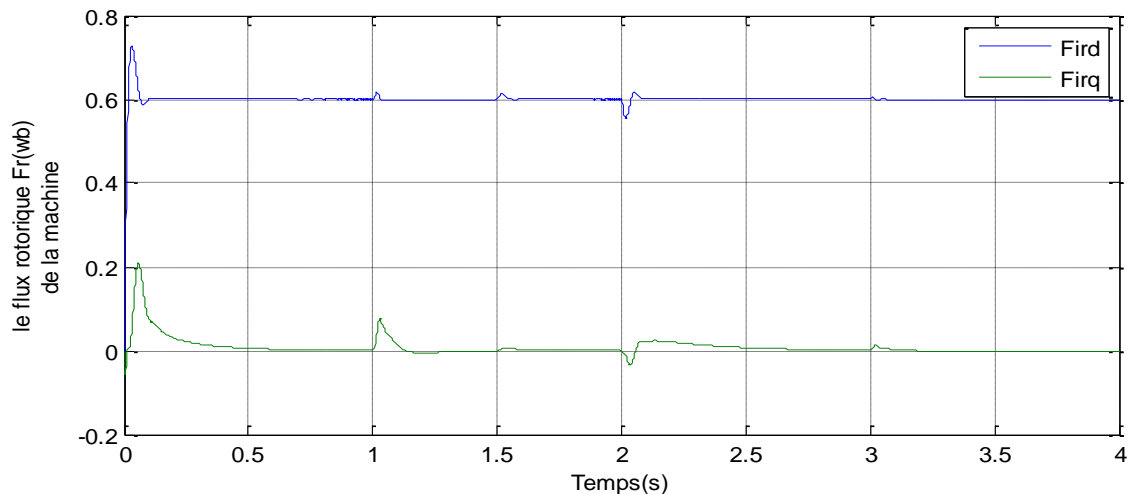


Figure (III -20) : Représentation du flux rotorique de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref}, w(\text{rd/s})$. Et l'application du couple résistant $C_r(\text{N.m})$.

Au démarrage et l'inversion du sens de rotation de la machine, nous observons les remarques suivantes :

- Avec l'augmentation de l'inertie et le coefficient des frottements visqueux de la machine, les courants passent en saturation durant presque toute la phase de démarrage, en conséquence le couple sera à son tour saturé et la vitesse n'entraîne aucun dépassement.
- A la fin de cette phase, la vitesse retrouve son allure apériodique. Le temps de réponse enregistré est inférieur au temps de réponse sans incertitudes.

- Le flux au stator reste à sa valeur de consigne durant le démarrage. D'après ces résultats, on peut dire que la commande n'est pas robuste aux variations des paramètres mécaniques.

III -15 Les résultats de simulation avec convertisseur (onduleur) :

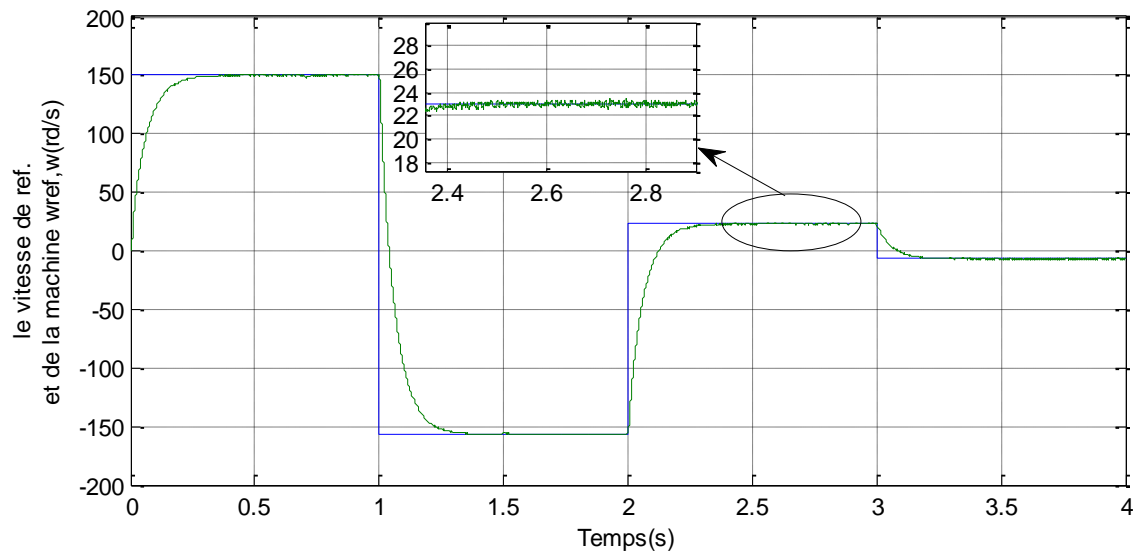


Figure (III -21) : Représentation du vitesse de ref. et de la machine avec changement de sens de rotation $w_{ref}, w(\text{rd/s})$.

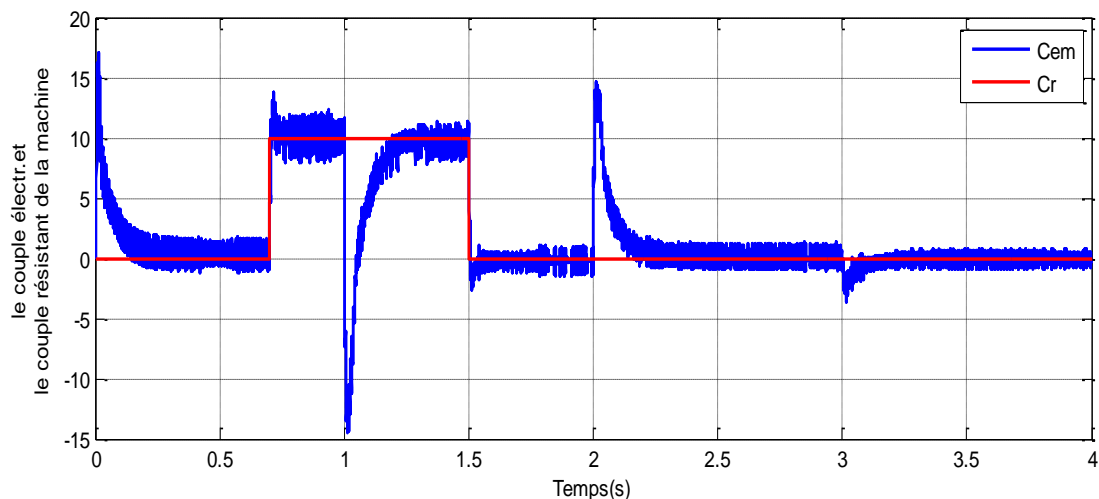


Figure (III -22) : Représentation du couple électr. de la machine avec l'application du couple résistant $Cr(\text{N.m})$.

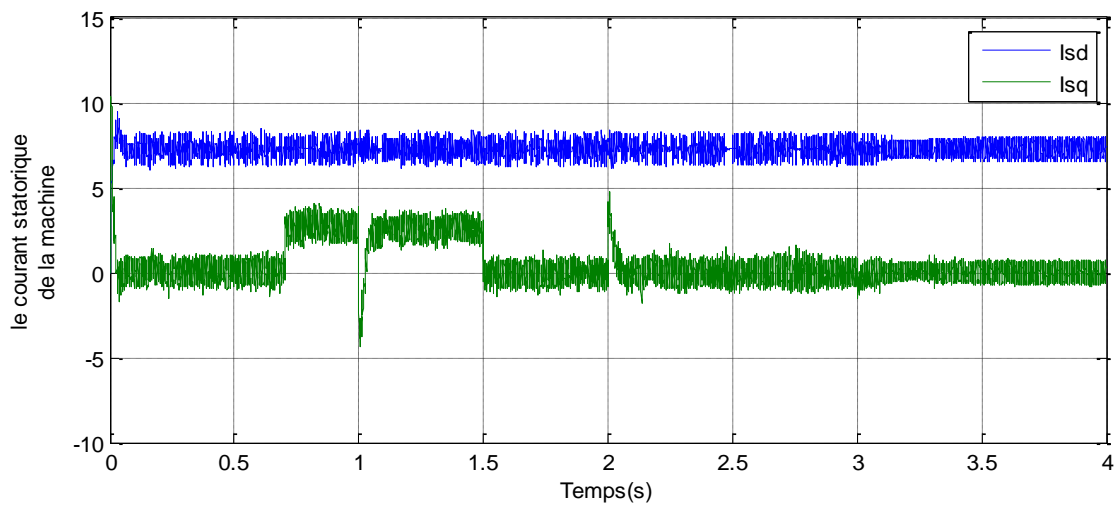


Figure (III -23) : Représentation du courant statorique de la machine .

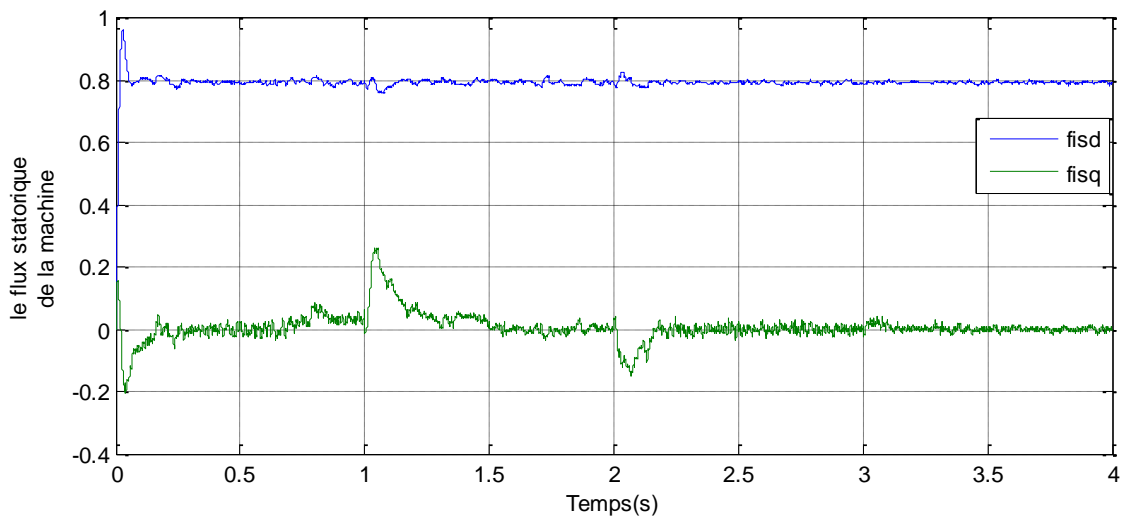


Figure (III -24) : Représentation du flux statorique de la machine .

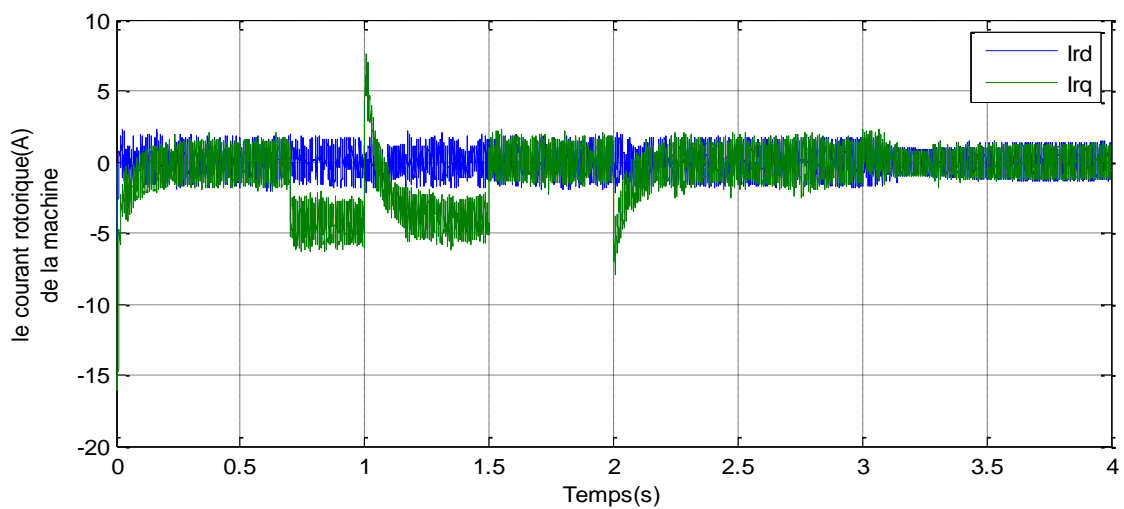


Figure (III -25) : Représentation du courant rotorique de la machine.

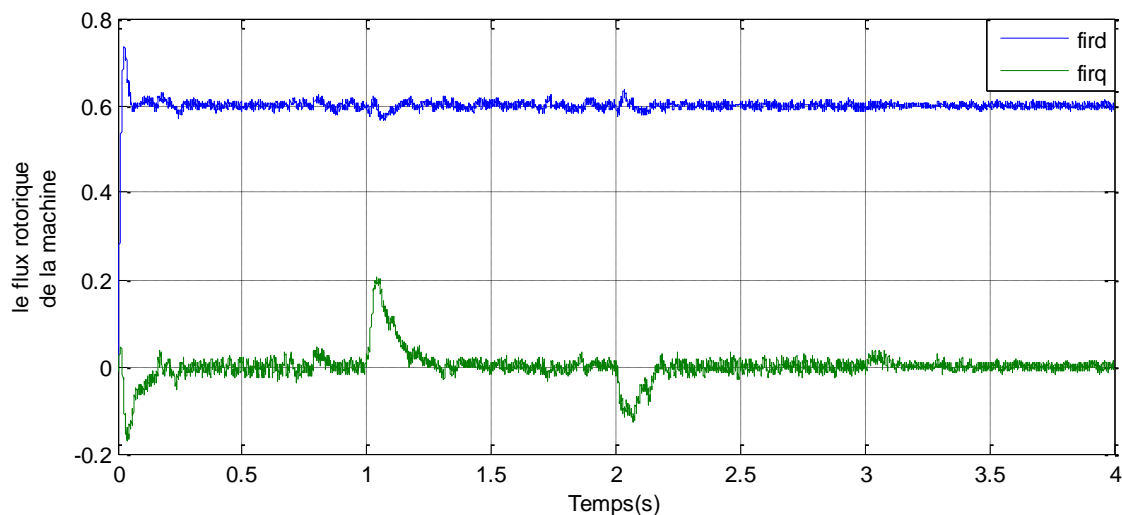


Figure (III -26) : Représentation du flux rotorique de la machine.

III -16 Conclusion :

Dans ce chapitre, la commande par linéarisation entrée/sortie de la MADA a été présentée. D'après l'application de la théorie de commande non linéaire basée sur linéarisation entrée-sortie de la MADA a permis de mettre en évidence les propriétés statiques et dynamiques de la commande linéarisante. Il apparaît dans les résultats théoriques un excellent découplage entre les axes. Cette technique de commande apporte une amélioration appréciable au niveau des performances du système et d'amélioration de la robustesse de la commande de la MADA. Nous avons exposé le principe de la commande non-linéaire de la MADA. Puis, nous avons évoqué une approche permettant le découplage de ses courants dans un repère tournant (d-q). Ce principe est basé sur un découplage entrée-sortie par retour d'état. Le découplage proposé est suivi d'une commande par retour d'état et munie d'un régulateur PI classique. Des résultats de simulation ont été présentés.

L'étude de la commande du système lors des incertitudes paramétriques montre que la commande est relativement robuste face à la variation des paramètres électriques. Pour améliorer les performances obtenues par le PI classique ; une autre technique de commande sera présentée et utilisée, à savoir le mode glissant. Cette dernière occupe une large place parmi les techniques de l'intelligence artificielle. Le but du prochain chapitre est de présenter les aspects du mode glissant et son application au réglage de la vitesse d'une MADA.

Chapitre IV

Etude De La
Commande Non
Linéaire Par Des
Régulateurs En Mode
Glissant

IV-1 Introduction :

En générale, de nombreux systèmes réels et notamment les machines électriques présentent en plus des perturbations extérieures (variation de charge manipulée), des non linéarités (exemple : frictions, hystérésis) et des perturbations paramétriques [9].

Les lois de commande utilisant les régulateurs de type PID donnent des bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants, mais pour des systèmes non linéaires, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la vitesse et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités [44].

L'utilisation des algorithmes robustes (vis-à-vis de ces non linéarités et de ces perturbations) est donc souhaitable aussi bien en régulation qu'en poursuite de trajectoire. Une solution réside dans les commandes à structure variable à régime glissant. Dans notre travail, nous fixons le même cahier des charges que celui utilisé lors d'un régulateur classique.

L'étude présentée dans ce chapitre concerne les algorithmes de commande à régime glissant appliqués à la MADA pour le contrôle en vitesse. Nous présenterons dans un premier temps quelques éléments de la théorie de contrôle à structure variable utilisant le mode de glissement, puis les étapes à suivre pour concevoir cette commande [47] .

IV -2 Généralités sur la théorie de la régulation par mode de glissement :

Les lois de régulation classique du type (PI) donnent des bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires au ayant des paramètres non constants ces lois de régulation classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes on doit faire appel a des lois de commande insensibles aux variations de paramètres aux perturbations et aux non linéarités. Les lois de la commande dite. La commande à structure variable (CSV) est par nature une commande non linéaire. La caractéristique principale de ces systèmes est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue [05].

Les avantages de la régulation par mode de glissement sont importantes et multiples : tel que la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité d'implantation, l'invariance...etc. et ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour les systèmes ayant un modèle imprécis. Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence. Dans ce cas, la

structure d'un contrôleur comporte deux parties : une partie continue représentant la dynamique de système durant le mode de glissement, et une autre discontinue représentant la dynamique de système durant le mode de convergence. Cette dernière est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécisions et des perturbations sur le modèle.

Dans la pratique, l'utilisation de cette technique de régulation a été longtemps limitée par les oscillations liées aux commutations de la commande et qui peuvent se manifester sur les grandeurs asservies. Depuis de nombreuses solutions ont été proposées permettant de réduire ces oscillations ; augmentation de la fréquence de commutation, commande continue dans une bande autour de la variété de glissements ou décomposition de la régulation en une composante continue de basse fréquence et en régulation discontinue de haute fréquence [09].

IV-2-1.Principe de la régulation par mode de glissement :

Les régulateurs par mode glissant consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement.

Parmi les propriétés des modes glissants:

- Le processus de glissement est d'ordre réduit en comparaison au système original.
- La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.
- La robustesse vis-à-vis de La variation de certains types de paramètres [21].

IV-3. Système de réglage :

Dans les systèmes de réglage, on peut trouver deux configurations de base différent. La première change la structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable, tandis que la deuxième change la structure par commutation au niveau de l'organe de commande.

IV-3-1.Configuration avec changement de la structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable :

La figure(IV-1) montre un système de réglage ;dont le changement se fait par commutation d'une contre-réaction d'état variable.

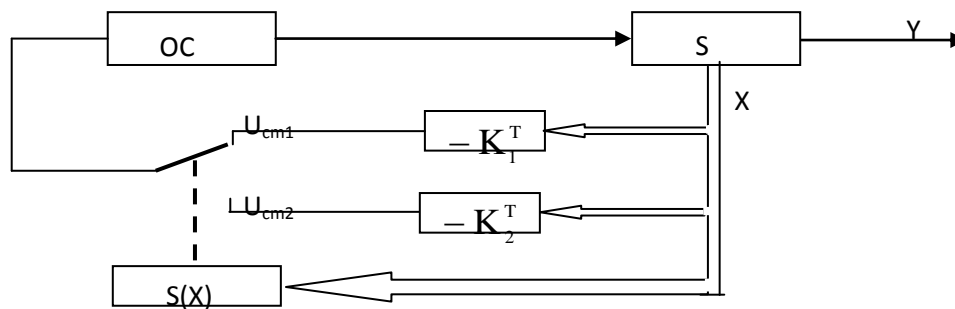


Figure (IV-1) : Système de réglage avec changement de la structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable.

Le système à régler (S) possède deux grandeurs: Une grandeur de commande U et une grandeur de sortie Y. Son comportement dynamique est décrit par le vecteur d'état X. Ce dernier est mis en contre-réaction soit par le vecteur ligne $-K_1^T$ soit par $-K_2^T$ selon la position d'un commutateur. La tension de commande U_{cm} est amenée à l'organe de commande (OC) qui fournit la grandeur de commande U ; à l'aide de la loi de commutation S(X) on a :

$$\begin{cases} U_{cm} = U_{cm1} = -K_1^T \cdot X_1 & \text{pour } S(X) > 0 \\ U_{cm} = U_{cm2} = -K_2^T \cdot X_2 & \text{pour } S(X) < 0 \end{cases}$$

Et on peut obtenir un phénomène transitoire stable et bien amorti, avec une stratégie de commande adéquate même si les deux contre-réactions d'état donnent un comportement instable ou à la limite de stabilité. Le système travaille en mode de glissement lorsque la commutation se fait à une fréquence très élevée et le comportement dynamique du système est alors déterminé par certaine condition : $S(X) = 0$

Dans ce cas, l'organe de commande reçoit une tension de commande U_{cm} qui commute rapidement entre U_{cm1} et U_{cm2} (valeurs variables), mais il y'a un désavantage qui est l'existence des fortes sollicitations de l'organe de commande qui empêche très souvent une réalisation pratique de cette configuration [15].

IV-3-2 Configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande :

La figure (IV-2) montre un système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande.

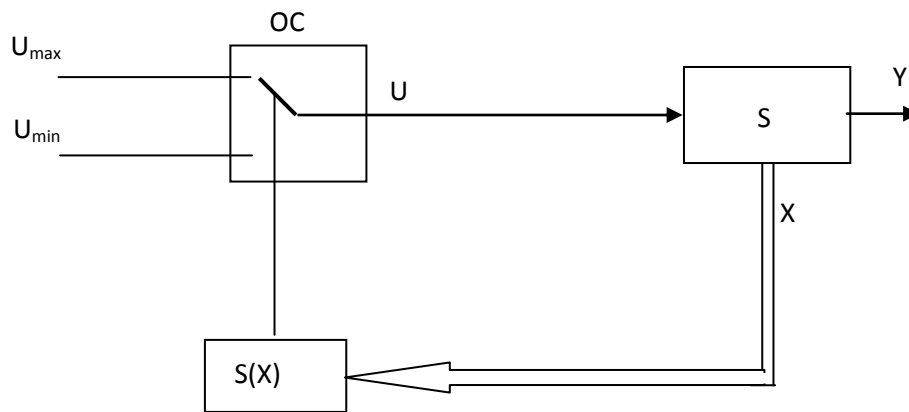


Figure (IV-2) : Système de réglage avec changement de la structure par commutation

Dans ce cas, la grandeur de commande U ne prend que les deux valeurs constantes U_{\max} ou U_{\min} , la commutation entre ces deux dernières est imposée par la loi de commutation.

$$\begin{cases} U = U_{\max} & \text{pour } S(X) > 0 \\ U = U_{\min} & \text{pour } S(X) < 0 \end{cases}$$

Et on a même condition de travail (fréquence de commutation élevée) pour que l'on peut dire que le système de réglage travaille en mode glissant, donc: $S(X)=0$

Cette configuration correspond en principe à un réglage à deux positions, cependant avec une loi de commutation plus performante.

IV-4 Bases mathématiques de la commande non linéaire (linéarisation entrée-sortie) :

La modélisation mathématique de la commande non linéaire (formalisation dans le contexte de la théorie des équations différentielles) conduit à des équations différentielles de la forme :

$$\dot{X}(t) = F(X, t, U) = f(X, t) + B(X, t) U(X, t)$$

où :

X (vecteur d'état) $\in \mathbb{R}^n$,

f (vecteur de fonctions de x et t) $\in \mathbb{R}^n$,

B (matrice de fonctions de x et t) $\in \mathbb{R}^{n \times m}$,

U (vecteur commande) $\in \mathbb{R}^m$.

F représente des fonctions continues par morceaux, présentant des discontinuités sur une surface S . La surface S peut s'écrire comme :

$$S(X) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} \cdot e(X)$$

Avec :

$$e(X) = X_{\text{ref}} - X$$

Où:

$e(X)$: Écart de la variable à régler,

λ_x : Constante positive,

r : Degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Après la conception de la surface S , le vecteur commande $U(X,t) = [U_1(X,t), \dots, U_m(X,t)]^T$, dont chaque composante $U_i(X,t)$ subit une discontinuité sur S [15].

IV-5 - condition d'existence de mode glissant :

Le deuxième aspect important, après la conception de la surface de commutation, est d'assurer l'existence du mode de glissement, d'où la condition pour l'obtention du régime glissant :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$$

L'existence d'un mode de glissement exige la stabilité de la trajectoire d'état à la surface de glissement $S(x, t)=0$.

Le mouvement le long de la ligne, qui ne représente plus la trajectoire d'aucune des deux structures, crée le mode de glissement.

Le phénomène de commutation le long de cette ligne de glissement peut être démontré à l'aide de la figure suivante :

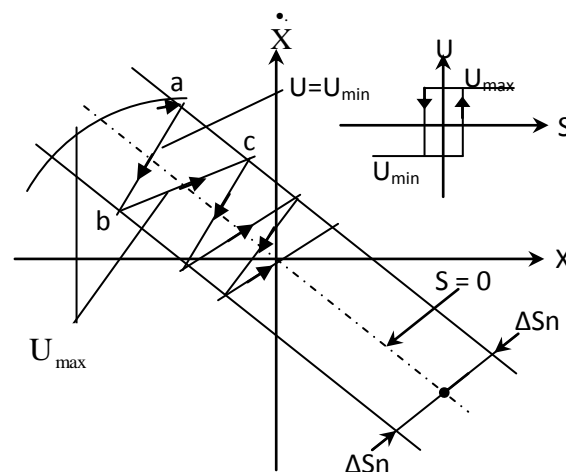


Figure (IV-3) : Démonstration du mode de glissement.

IV-6 -La commande équivalente :

Un vecteur de commande équivalente u_{eq} se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. Lorsque le régime de glissement est établi, alors : $\dot{S}(X) = 0$.

Utilisons l'équation pour obtenir la commande équivalente u_{eq} :

$$\dot{S}(X) = \frac{\partial S}{\partial X} \cdot \frac{\partial X}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial X} \left[f(x, t) + \frac{\partial \sigma}{\partial x} B(x, t) u_{eq} \right] + \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) u_n = 0$$

En mode glissant et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (parce que $S(X)=0$). La commande équivalente s'écrit donc comme suit :

$$u_{eq} = - \left[\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right]^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial t} f(x, t) \right), \quad u_n = 0$$

En portant u_{eq} dans l'équation III.5, on obtient l'équation du régime glissant idéal :

$$\dot{X}(t) = f(x, t) - B(x, t) \left[\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right]^{-1} \frac{\partial S}{\partial X} f(x, t)$$

Cette équation représente la dynamique du système équivalent dans la surface de glissement

La commande u_{eq} peut être interprétée comme étant la valeur moyenne que prend la commande u lors des commutations rapides entre u^+ (u_{max}) et u^- (u_{min}), (figure IV-4)

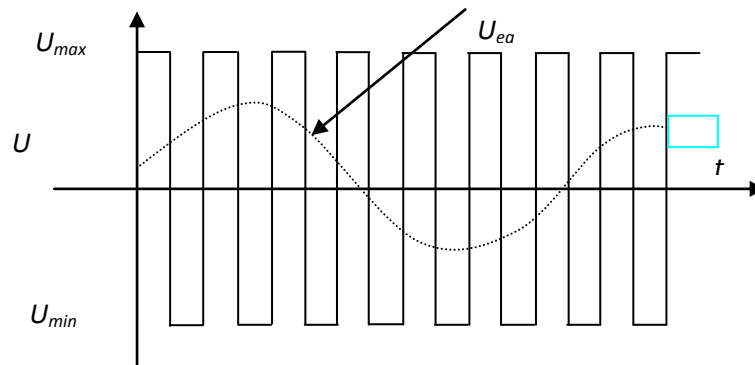


Figure (IV-4) : Commande équivalente u_{eq} .

Tant que le régime glissant est assuré, le système décrit par les équations précédentes est robuste, indépendant des variations des paramètres de la partie commandée et des perturbations qui agissent sur elle. Il admet en outre des erreurs de modélisation, tant que ces variations et erreurs maintiennent les conditions de régime glissant qui s'effectue alors au voisinage de l'hyper surface de glissement $S_i(x) = 0$. [19]

IV-7 La commande discontinue de base :

IV-7-1 Commande signe :

Plusieurs choix pour la commande discontinue (u_n) peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande discontinue $u_n = [u_1, u_2, \dots, u_m]$ avec la fonction signe par rapport à ;

$$S = [S_1, S_2, \dots, S_m].$$

$$\begin{cases} \text{signe}(S(X)) = +1 & \text{pour } S(X) > 0 \\ \text{signe}(S(X)) = -1 & \text{pour } S(X) < 0 \end{cases}$$

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure IV-5

U_n s'exprime donc comme :

D'où $k > 0$

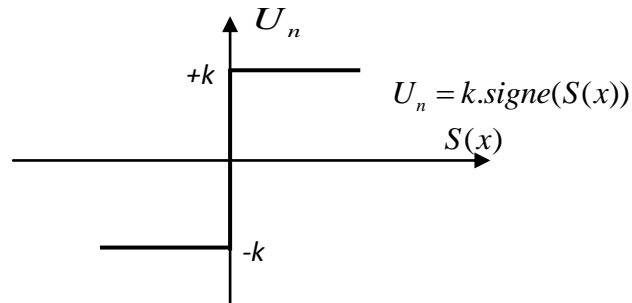


Figure (IV-5): Fonction signe

Si le gain K est très petit, le temps de réponse sera long, si K est très grand, le temps de réponse sera rapide mais des oscillations indésirables risquent d'apparaître (chatter) sur les réponses en régime permanent.

IV-7 -2 Commande avec un seul seuil

Cette commande est caractérisée par un seuil e (figure (IV-6)). La commande discontinue est donnée par l'expression :

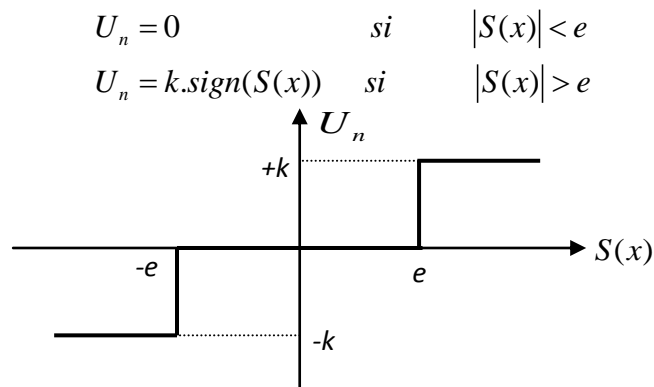


Figure (IV-6): Fonction signe de la commande avec un seul seuil.

IV-7 -3 Commande adoucie :

Dans le but de diminuer progressivement la valeur de la commande U_n en fonction de la distance entre la trajectoire de la variation à régler, et la surface de glissement, donc il s'agit d'encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils, Cette commande est caractérisée par un seuil (e_1) ou deux seuils (e_1, e_2) pour diminuer progressivement la valeur de la commande U_n (voir figure). On peut distinguer trois zones qui dépendent de la distance du point à la surface de glissement. Soit la distance est supérieure au seuil e_2 et alors, la fonction signe est activée, soit la distance est inférieure au seuil e_1 et alors U_n est nulle (zone morte), soit le point est dans la bande

(e_1, e_2) et alors U_n est une fonction linéaire de la distance (droite de pente $\frac{k}{e_1 - e_2}$). [15]

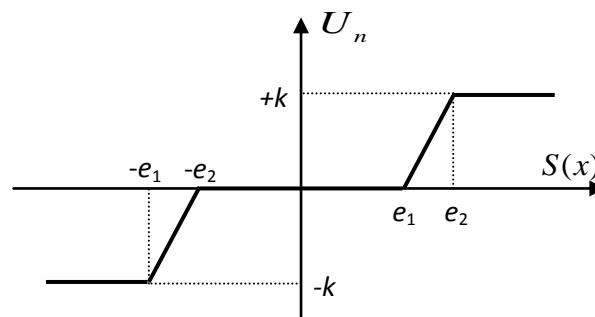


Figure (IV-7) : fonction signe de la commande adoucie.

IV-7-4-Commande intégrale :

Les oscillations de haute fréquence qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être évitées en rendant continue la commande discontinue U_n , et en remplaçant la fonction signe par la fonction continue.

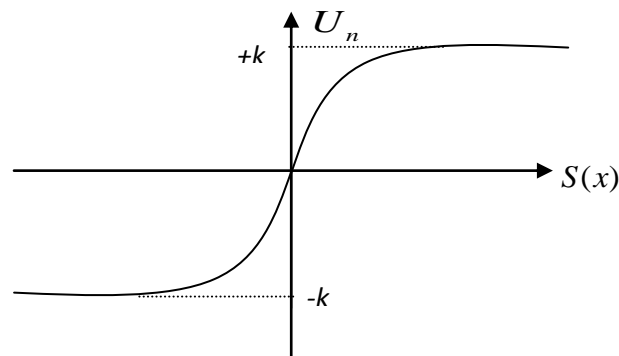


Figure (IV-8) : fonction signe de la commande intégrale

Après la présentation de la théorie de base de cette commande, la conception des régulateurs à mode glissant prend en compte les étapes suivantes:

- Le choix de la surface de glissement.
- L'établissement des conditions de la convergence.
- La détermination de la commande par des régulateurs mode glissant.
- L'étude présentée dans le chapitre suivant, concerne l'application de la commande non linéaire pour l'asservissement de vitesse pour différent régime de fonctionnement. [15]

IV-8 Application de la régulation à la commande non linéaire de la MADA :

IV-8-1 Structure d'application du réglage à la MADA :

Donc la commande non linéaire par des régulateurs en mode glissant d'une MADA. Le modèle de la MADA dans le repère lié au stator (α, β) est comme suit :

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot U(t)$$

Avec :

$$\begin{cases} U = [V_{r\alpha} & V_{r\beta}]^T \\ x = [i_{r\alpha} & i_{r\beta} & \Phi_{s\alpha} & \Phi_{s\beta} & \Omega_r]^T = [x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5]^T \end{cases}$$

Les variables x sont composés de deux états électriques $(i_{r\alpha}, i_{r\beta})$ et deux états magnétiques $(\Phi_{s\alpha}, \Phi_{s\beta})$ et un état représentant la vitesse de rotation du rotor ω_r , gouverné par une équation mécanique ; f et g sont des fonctions des variables x .

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{I}_{r\alpha} = -\gamma I_{r\alpha} + \frac{MR_s}{L_s^2 L_{r\delta}} \phi_{s\alpha} - \frac{M}{L_r L_{s\delta}} V_{s\alpha} - w_m I_{r\beta} - \frac{w_m M}{L_s L_{r\delta}} \phi_{s\beta} + \frac{V_{r\alpha}}{L_{r\delta}} \\ \dot{I}_{r\beta} = -\gamma I_{r\beta} + \frac{MR_s}{L_s^2 L_{r\delta}} \phi_{s\beta} - \frac{M}{L_r L_{s\delta}} V_{s\beta} + w_m I_{r\alpha} + \frac{w_m M}{L_s L_{r\delta}} \phi_{s\alpha} + \frac{1}{L_{r\delta}} V_{r\beta} \\ \dot{\phi}_{s\alpha} = -\frac{R_s}{L_s} \phi_{s\alpha} + \frac{MR_s}{L_s} I_{r\alpha} + V_{s\alpha} \\ \dot{\phi}_{s\beta} = -\frac{R_s}{L_s} \phi_{s\beta} + \frac{MR_s}{L_s} I_{r\beta} + V_{s\beta} \\ \dot{w}_r = \dot{w}_m = \frac{PM}{JL_r} (\phi_{s\beta} I_{r\alpha} - \phi_{s\alpha} I_{r\beta}) - \frac{B}{J} w_m - \frac{C_r}{J} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = -\gamma x_1 + \frac{MR_s}{L_s^2 L_{r\delta}} x_3 - \frac{M}{L_r L_{s\delta}} V_{s\alpha} - x_5 x_2 - \frac{w_m M}{L_s L_{r\delta}} x_4 + \frac{V_{r\alpha}}{L_{r\delta}} \\ \dot{x}_2 = -\gamma x_2 + \frac{MR_s}{L_s^2 L_{r\delta}} x_4 - \frac{M}{L_r L_{s\delta}} V_{s\beta} + x_5 x_1 + \frac{w_m M}{L_s L_{r\delta}} x_3 + \frac{1}{L_{r\delta}} V_{r\beta} \\ \dot{x}_3 = -\frac{R_s}{L_s} x_3 + \frac{MR_s}{L_s} x_1 + V_{s\alpha} \\ \dot{x}_4 = -\frac{R_s}{L_s} x_4 + \frac{MR_s}{L_s} x_2 + V_{s\beta} \\ \dot{x}_5 = \dot{w}_m = \frac{PM}{JL_r} (x_4 x_1 - x_3 x_2) - \frac{B}{J} x_5 - \frac{C_r}{J} \end{array} \right.$$

IV-9 Choix des surfaces de glissements :

Dans le contrôle de la machine il faut d'assurer du contrôle du flux par la suite celui de la vitesse, ou que la dynamique de vitesse est la plus lente. Notre choix des surfaces de glissements des variables à contrôler dont la vitesse et le flux qui sont donnés dans forme d'un système de surface du premier ordre.

➤ Vitesse Ω_r

$$S_1 = K_1 \cdot (\Omega_{rref} - \Omega_r) + (\dot{\Omega}_{rref} - \dot{\Omega}_r) \quad (IV-1)$$

Si on introduit l'erreur en vitesse :

$$\varepsilon_\Omega = \Omega_{rref} - \Omega_r \quad (IV-2)$$

On aura :

$$S_1 = K_1 \cdot \varepsilon_\Omega + \dot{\varepsilon}_\Omega \quad (IV-3)$$

➤ Flux Φ_r

$$S_2 = K_2 \cdot (\Phi_{sref} - \Phi_s) + (\dot{\Phi}_{sref} - \dot{\Phi}_s) \quad (IV-4)$$

Avec l'erreur en flux : $\varepsilon_{\Phi_r} = \Phi_{sref} - \Phi_s$ (IV-5)

On aura :

$$S_2 = K_2 \cdot \varepsilon_{\Phi_r} + \dot{\varepsilon}_{\Phi_r} \quad (IV-6)$$

Où : K_1 et K_2 sont des gains positifs.

IV-9-1 Conditions de convergence :

Pour que les variables choisies convergent vers leurs valeurs de référence il faut que les deux surfaces de glissement soient nulles.

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = 0 \\ \dot{S}_2 = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}((\Omega_{rref} - \Omega_r) + K_1 \cdot (\Omega_{rref} - \Omega_r)) = 0. \\ \frac{d}{dt}((\Phi_{sref} - \Phi_s) + K_2 \cdot (\Phi_{sref} - \Phi_s)) = 0. \end{cases} \quad (IV-7)$$

Par conséquent pour une surface de glissement nulle ($S_i=0$) la vitesse mécanique et le flux statorique convergeant exponentiellement vers leurs références. Alors pour suivre Ω_{rref} et Φ_{sref} , il suffit de rendre la surface de glissement attractive et invariante.

La réalisation d'un mode glissant est conditionnée par la vérification par la relation d'attractivité de Lyapunov ($S_i \cdot \dot{S}_i < 0$) et celle d'invariance ($\dot{S}_i=0$).

IV-9-2 Loi de régulation par mode glissant :

Notre but consiste à générer une loi de commande $[V_{r\alpha}, V_{r\beta}]^T$ en utilisant la théorie du contrôle non-linéaire par des régulateurs en mode glissant. Les états considérés pour le contrôle du MADA sont : La vitesse et le flux statorique (Ω_r, Φ_s) .

Pour des raisons de commodité de calcul on prendra :

$$\Psi_s = \Phi_s^2 = \Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2 = x_3^2 + x_4^2 \quad (IV-8)$$

Sa dérivée correspondante donne :

$$\dot{\Psi}_s = 2 \cdot x_3 \cdot \dot{x}_3 + 2 \cdot x_4 \cdot \dot{x}_4 \quad (IV-9)$$

Les surfaces de glissement seront alors :

$$\begin{cases} S_1 = K_1 \cdot (\Omega_{rref} - x_5) + (\dot{\Omega}_{rref} - \dot{x}_5). \\ S_2 = K_2 \cdot (\Psi_{sref} - \Psi_s) + (\dot{\Psi}_{sref} - \dot{\Psi}_s). \end{cases} \quad (IV-10)$$

Les dérivées successives de S_1 et S_2 seront :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = K_1 \cdot (\dot{\Omega}_{rref} - \dot{x}_5) + (\ddot{\Omega}_{rref} - \ddot{x}_5). \\ \dot{S}_2 = K_2 \cdot (\dot{\Psi}_{sref} - \dot{\Psi}_s) + (\ddot{\Psi}_{sref} - \ddot{\Psi}_s). \end{cases} \quad (IV-11)$$

En utilisant le système d'équation, les dérivés correspondants seront :

$$\begin{cases} \dot{x}_5 = \eta \cdot (x_1 \cdot x_4 - x_2 \cdot x_3) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} x_5 \\ \ddot{x}_5 = \eta \cdot (\dot{x}_1 \cdot x_4 + \dot{x}_4 \cdot x_1 - \dot{x}_2 \cdot x_3 - \dot{x}_3 \cdot x_2) - \frac{\dot{C}_r}{J} - \frac{f}{J} \dot{x}_5 \\ \dot{\Psi}_s = \frac{2 \cdot M}{T_s} \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{2}{T_s} \cdot (x_3^2 + x_4^2) + 2 \cdot (x_3 \cdot v_{s\alpha} + x_4 \cdot v_{s\beta}) \\ \ddot{\Psi}_s = \frac{2 \cdot M}{T_s} \cdot (\dot{x}_1 \cdot x_3 + \dot{x}_3 \cdot x_1 + \dot{x}_2 \cdot x_4 + \dot{x}_4 \cdot x_2) \\ - \frac{2}{T_s} \cdot \left(\frac{2 \cdot M}{T_s} \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{2}{T_s} \cdot (x_3^2 + x_4^2) + 2 \cdot (x_3 \cdot v_{s\alpha} + x_4 \cdot v_{s\beta}) \right) \\ + 2(\dot{x}_3 \cdot v_{s\alpha} + \dot{x}_4 \cdot v_{s\beta}) + 2 \cdot (x_3 \cdot \dot{v}_{s\alpha} + x_4 \cdot \dot{v}_{s\beta}). \end{cases} \quad (IV-12)$$

Le développement de calcul nous donne :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = K_1 \cdot \frac{f}{j} x_5 - \eta \cdot \left(\gamma + \frac{R_s}{L_s} \right) \cdot h_2 - \frac{\eta \cdot M}{L_s L_r \sigma_1} \cdot \eta \cdot h_2 + K_1 \cdot \frac{C_r}{J} + x_5 \cdot \eta \cdot \left(h_1 + \frac{M}{L_s L_r \sigma} \cdot \Psi_s \right) \\ + K_1 \cdot \dot{\Omega}_{rref} + \ddot{\Omega}_{rref} - \frac{1}{L_r \sigma} \cdot \eta \cdot h_4 - \eta \cdot h_5 - \frac{\eta}{T_s} \cdot h_2 - \frac{\eta \cdot f}{j} \cdot h_2 + \frac{f^2}{j^2} \cdot x_5 + \frac{f}{j^2} C_r + \frac{\dot{C}_r}{j} \\ \dot{S}_2 = -\frac{4R_s^2}{L_s^2} \Psi_s - \frac{2M^2 \cdot R_s^2}{L_s^3 L_r \sigma} \Psi_s + 2K_2 \frac{R_s}{L_s} \cdot \Psi_s - K_2 \frac{2 \cdot M}{T_s} h_1 + 2K_2 h_7 + \frac{2M \cdot R_s \cdot x_5}{L_s} h_2 \\ - \frac{3M \cdot R_s}{L_s} h_6 - \left(2 - \frac{2R_s}{L_s} - \frac{2M^2 \cdot R_s}{L_s^2 L_r \sigma} \right) \cdot h_7 - h_8 - \frac{2M^2 \cdot R_s^2}{L_s^2} \cdot h_9 + \left(\frac{6M \cdot R_s^2 + 2\gamma \cdot L_s \cdot M \cdot R_s}{L_s^2} \right) \cdot h_1 \\ + K_2 \cdot \dot{\Psi}_{sref} + \ddot{\Psi}_{sref} - \frac{2 \cdot M \cdot R_s}{L_s L_r \sigma} \cdot h_{10} \end{cases} \quad IV-13$$

Donc et à partir des équations précédentes on peut avoir les valeurs équivalentes ; pour la vitesse et le flux, Avec :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = 0 \\ \dot{S}_2 = 0 \end{cases} \longrightarrow \begin{cases} x_{5eq} \\ \Psi_{seq} \end{cases}$$

D'où et après développement des équations précédentes on peut écrire comme suit :

$$x_{5cn} = K'_1 sign(S_1) ; \quad \Psi_{scn} = K'_2 sign(S_2)$$

$$\begin{cases} x_{5g} = x_{5eq} + x_{5cn} \\ \Psi_{sg} = \Psi_{seq} + \Psi_{scn} \end{cases}$$

IV-10 BLOC DE SIMULATION :

La figure suivante représente le schéma bloc de simulation de la commande non linéaire par des régulateurs en mode glissant de la MADA , elle comporte : le bloc du MADA, le bloc de commande par mode glissant (commande non-linéaire et commande équivalente).

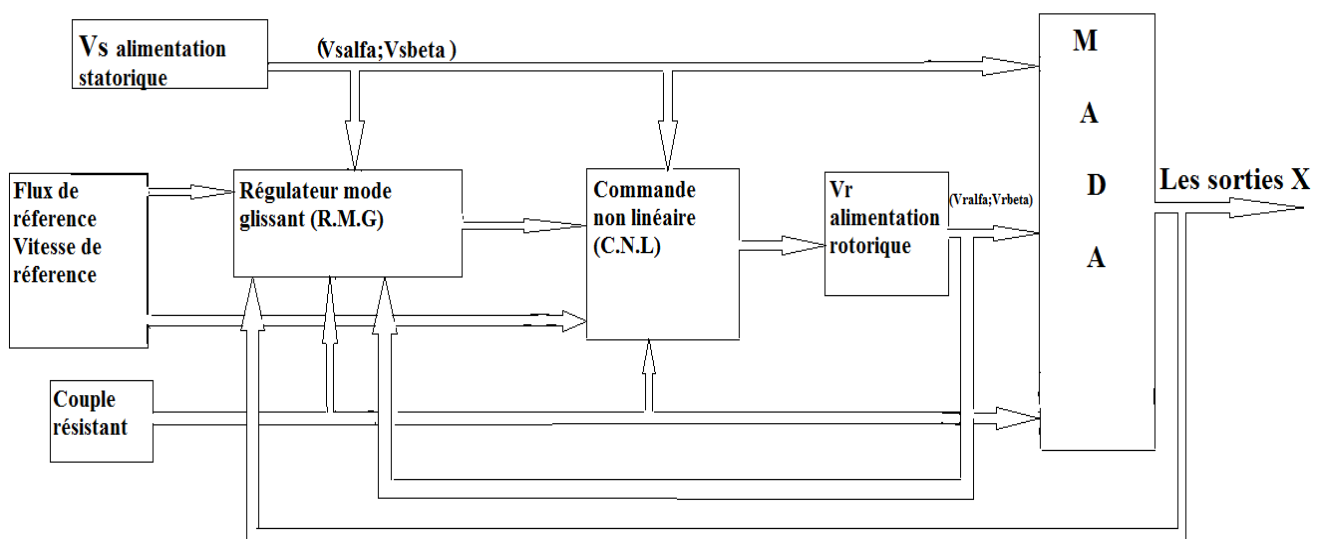
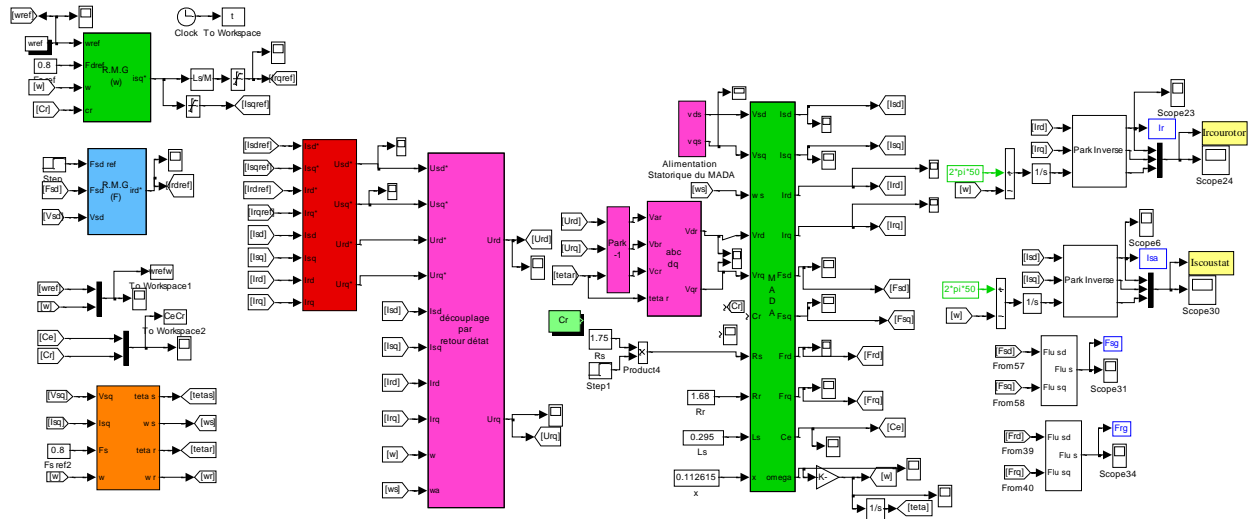


Figure (IV-9) : Schéma bloc de la commande non linéaire par des régulateurs mode glissant du MADA

Schéma block sous MATLAB.



IV-11.L’application de la commande non linéaire avec régulateurs en mode glissant :

On représente les résultats de la commande non linéaire avec des régulateurs en mode glissant.

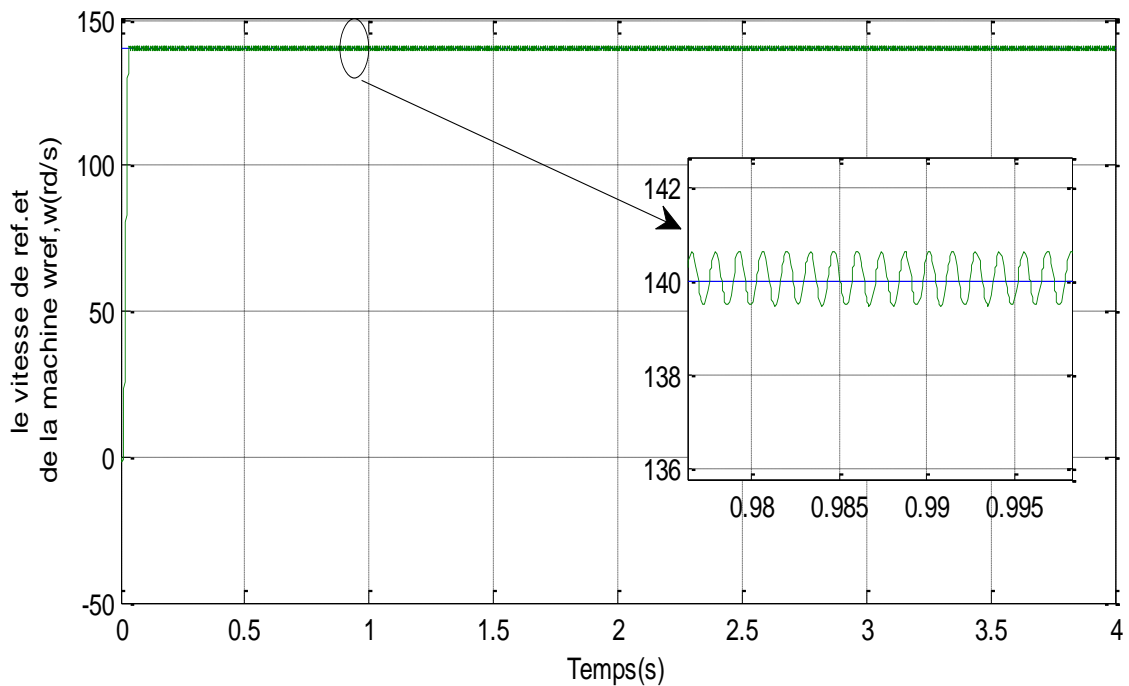


Figure (IV-10) : Représentation du vitesse de refe.et de la machine wref,w(rd/s).

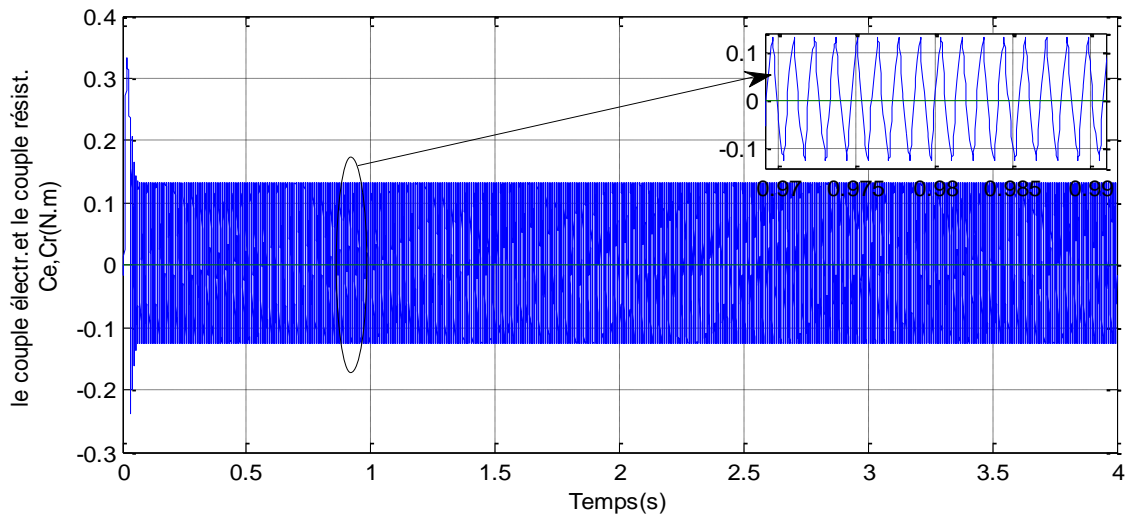


Figure (IV-11) : Représentation du couple de resist.et de la machine $C_{em}, C_r(N.m)$.

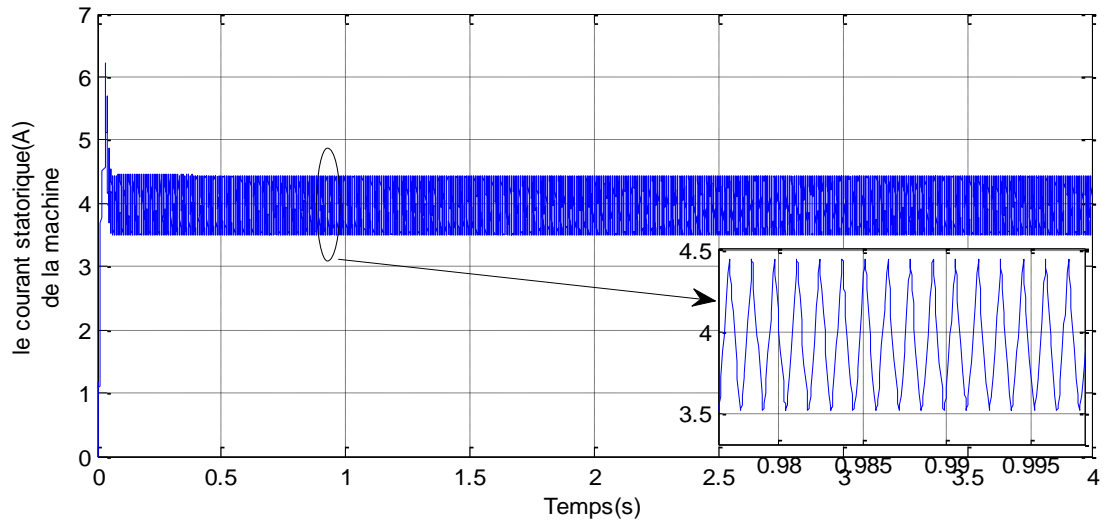


Figure (IV-12) : Représentation du courant statorique de la machine .

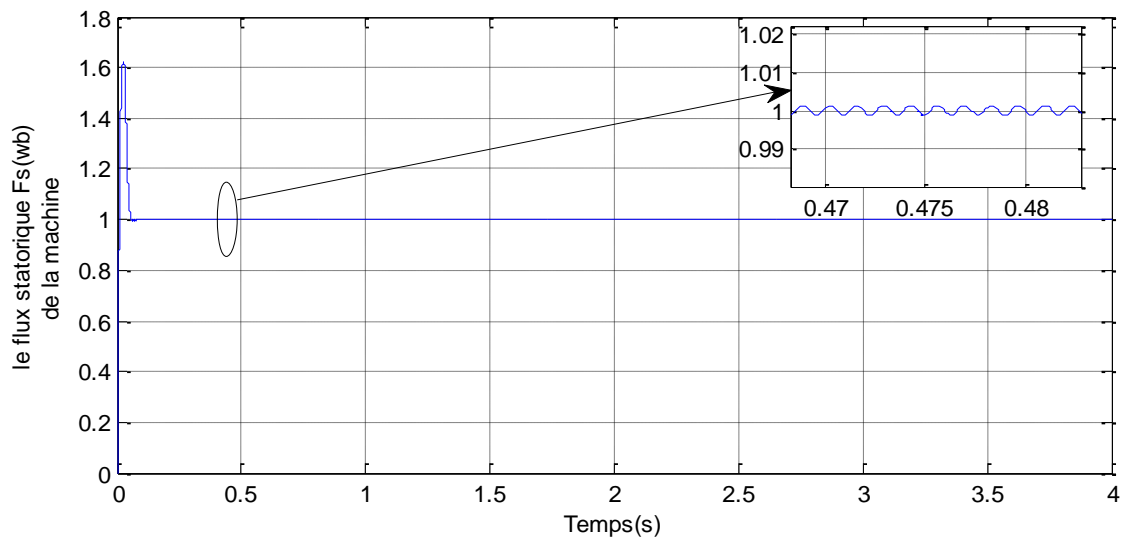


Figure (IV-13) : Représentation du flux statorique de la machine.

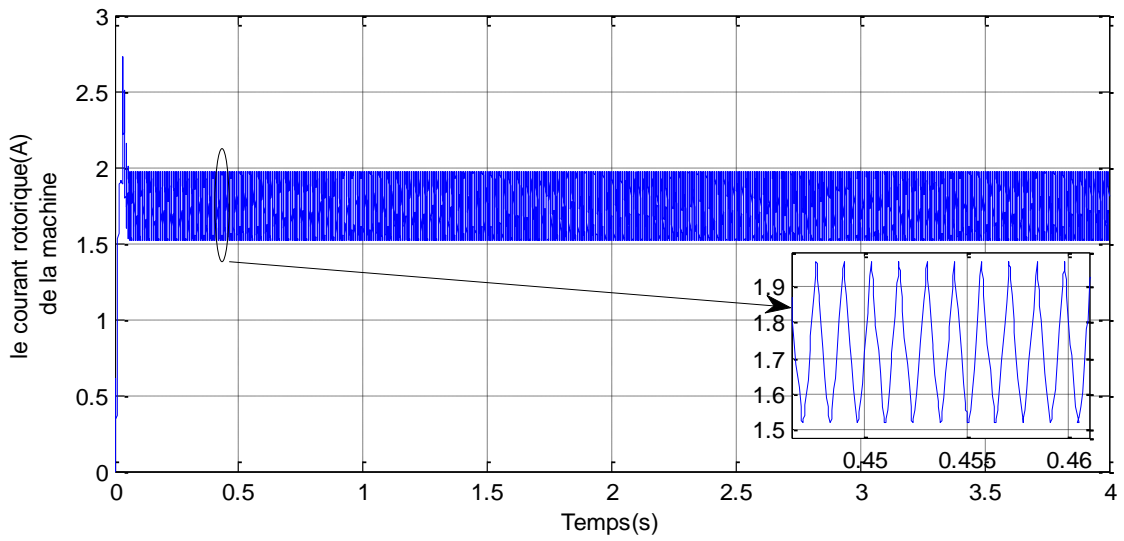


Figure (IV-14) : Représentation du courant rotorique de la machine.

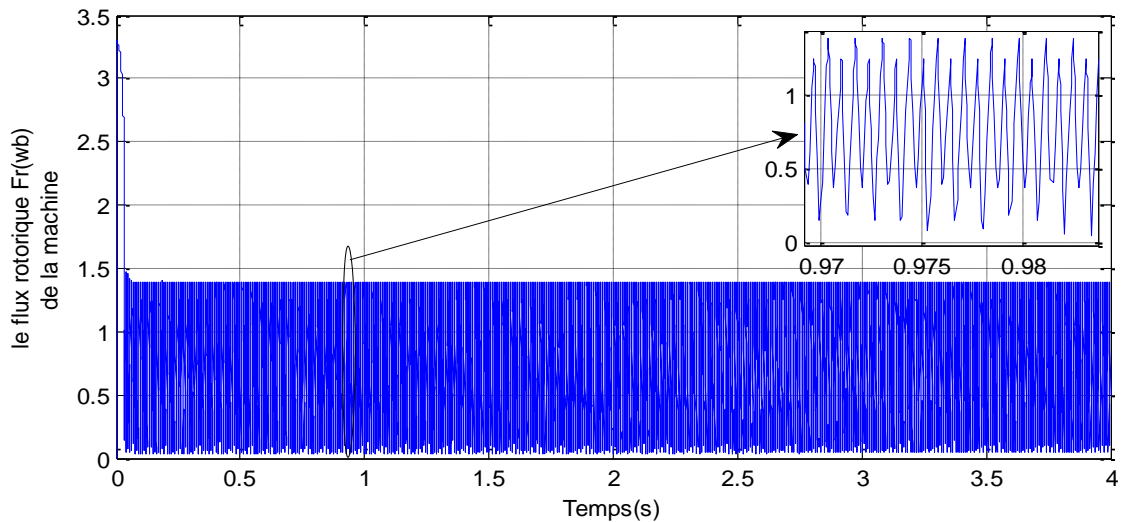


Figure (IV-15) : Représentation du flux rotorique de la machine.

IV -12 L’application du convertisseur avec mode glissant :

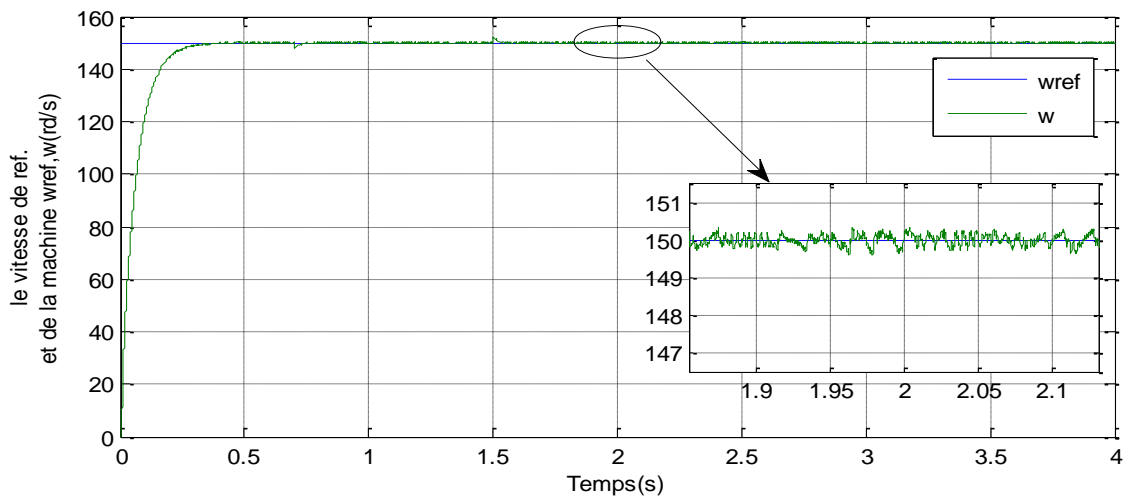


Figure (IV-16) : Représentation du vitesse $w_{ref},w(\text{rd/s})$ de la machine.

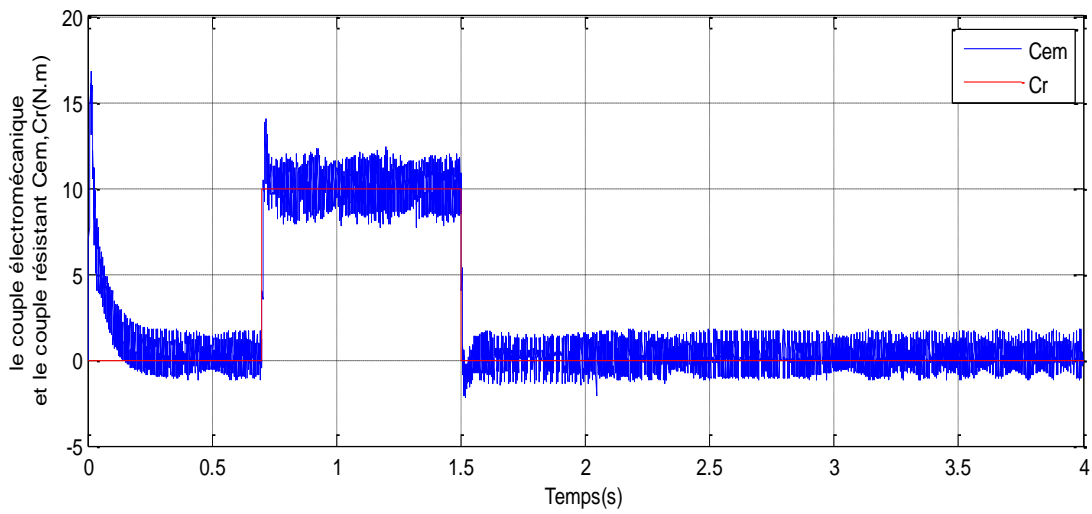


Figure (IV-17) : Représentation du couple C_{em}, C_r (N.m) de la machine

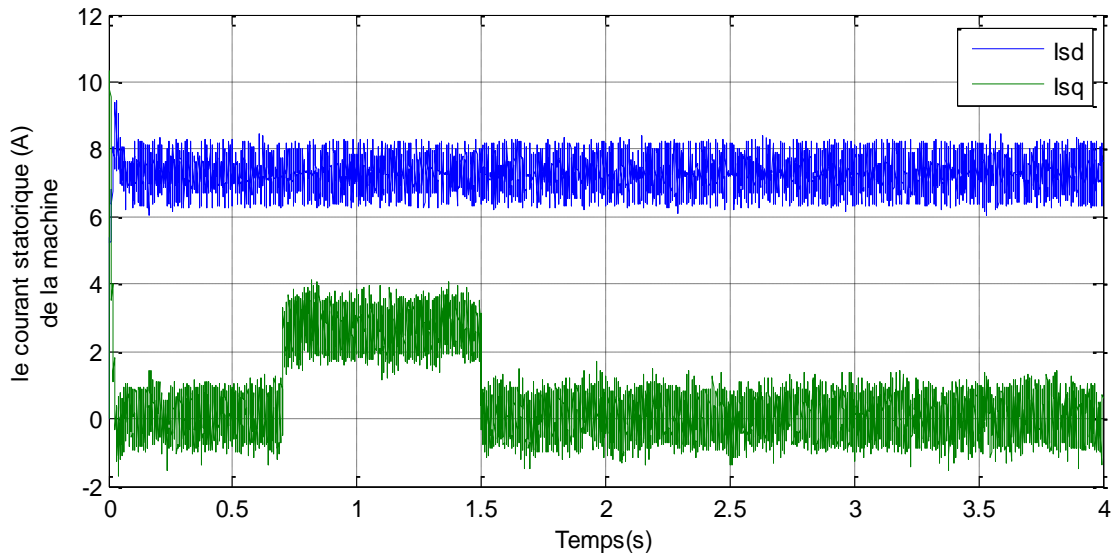


Figure (IV-18) : Représentation du courant statorique de la machine

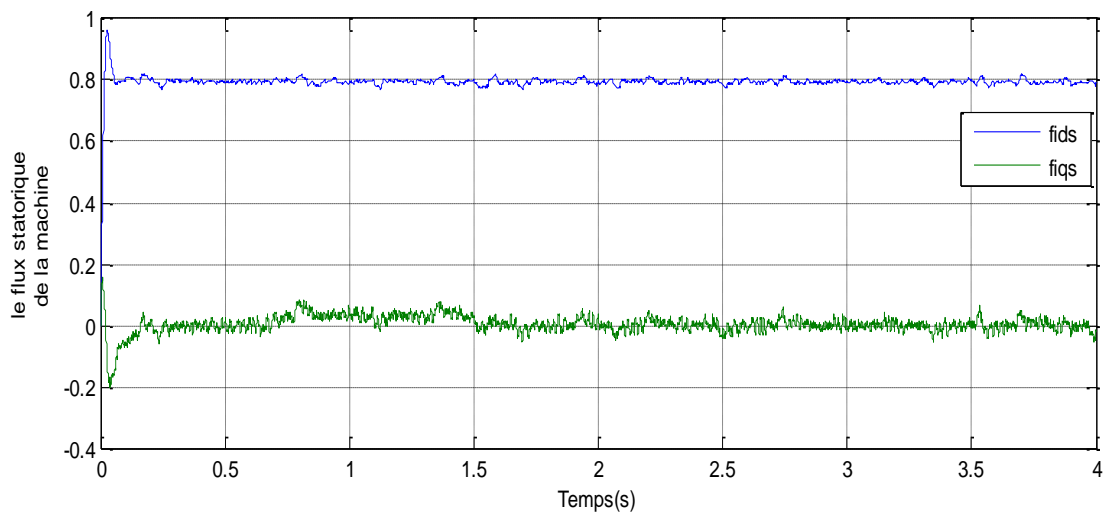


Figure (IV-19) : Représentation du flux statorique de la machine

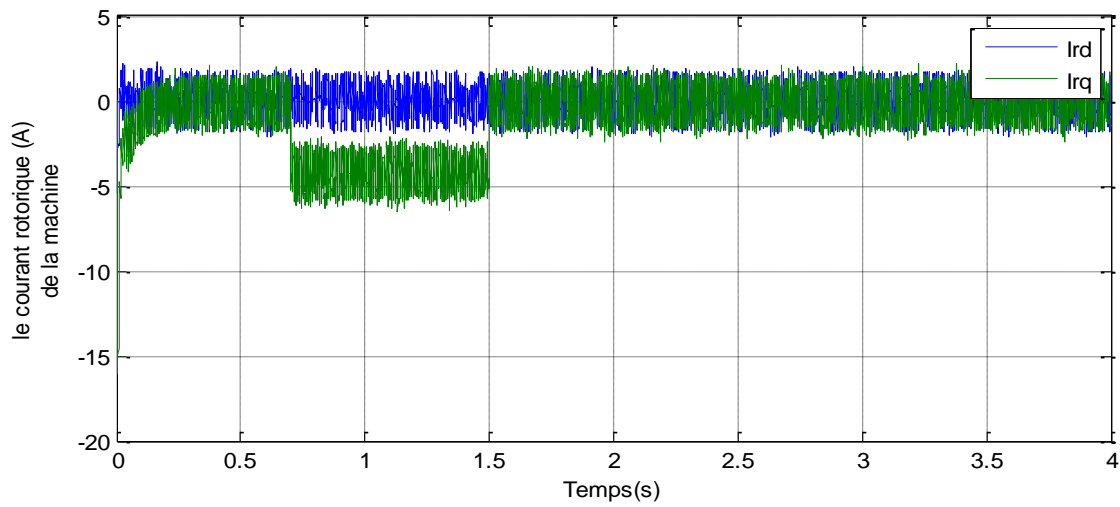


Figure (IV-20) : Représentation du courant rotorique de la machine

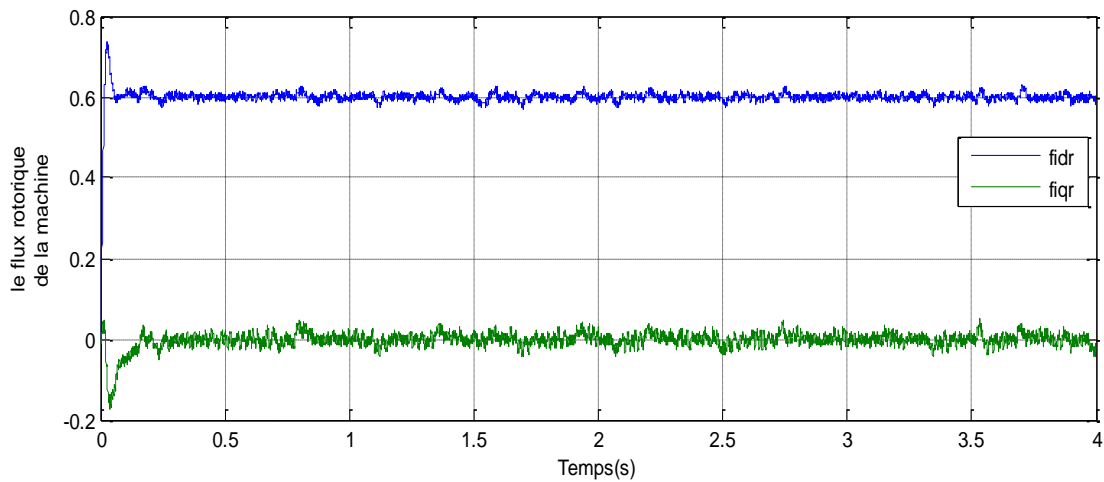


Figure (IV-21) : Représentation du flux rotorique de la machine

IV -13.L'application du convertisseur avec inversion du sens de rotation en mode glissant :
(Et $C_r=0$ (N.m))

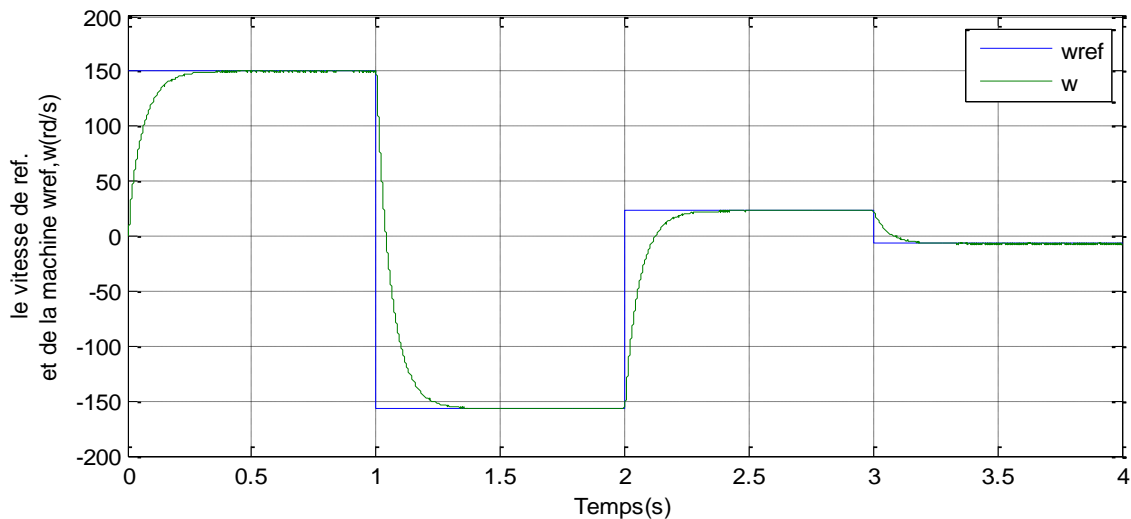


Figure (IV-22) : Représentation du vitesse w_{ref},w (rd/s) de la machine

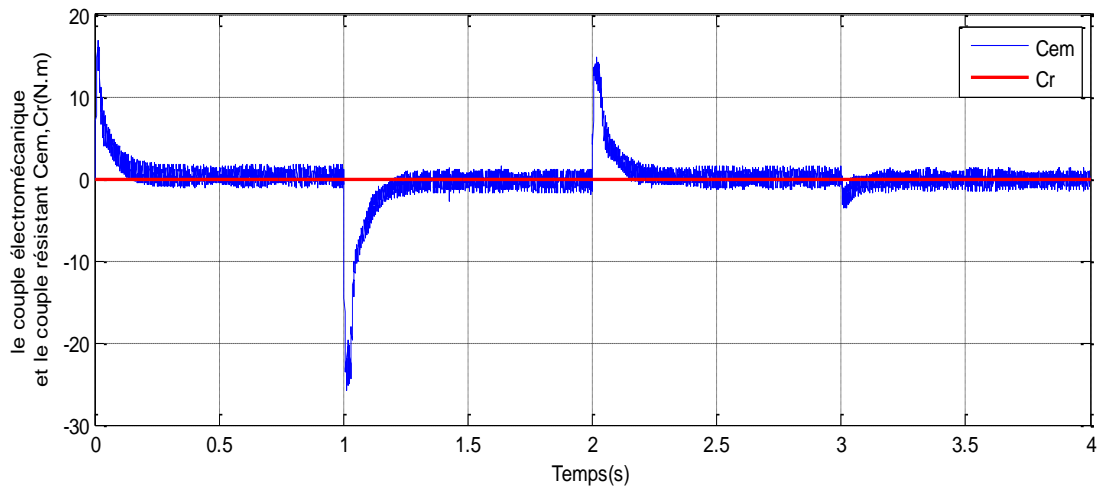


Figure (IV-23) : Représentation du couple Cem,Cr(N.m) de la machine

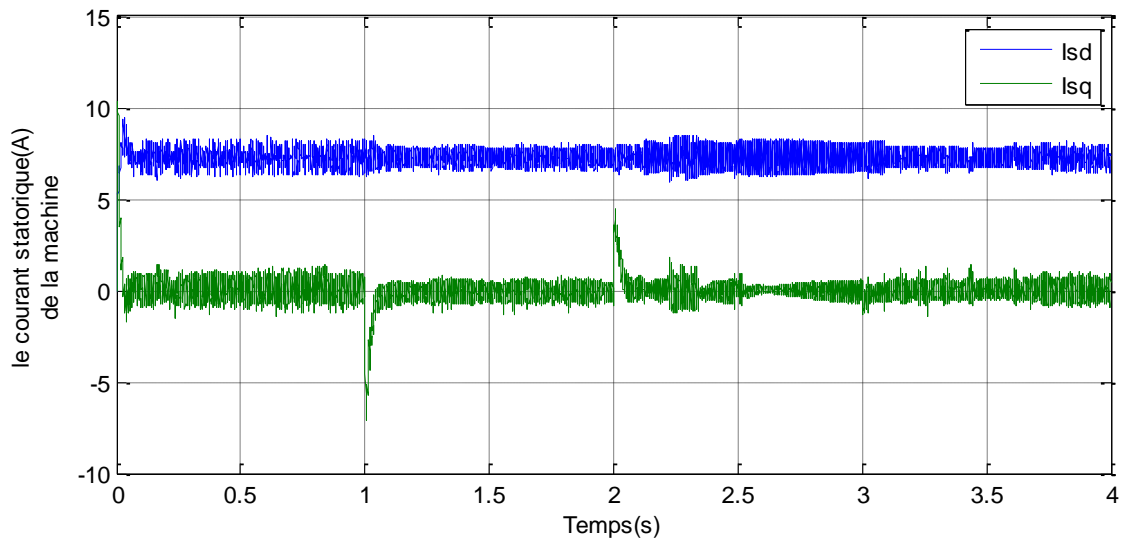


Figure (IV-24) : Représentation du courant statorique de la machine

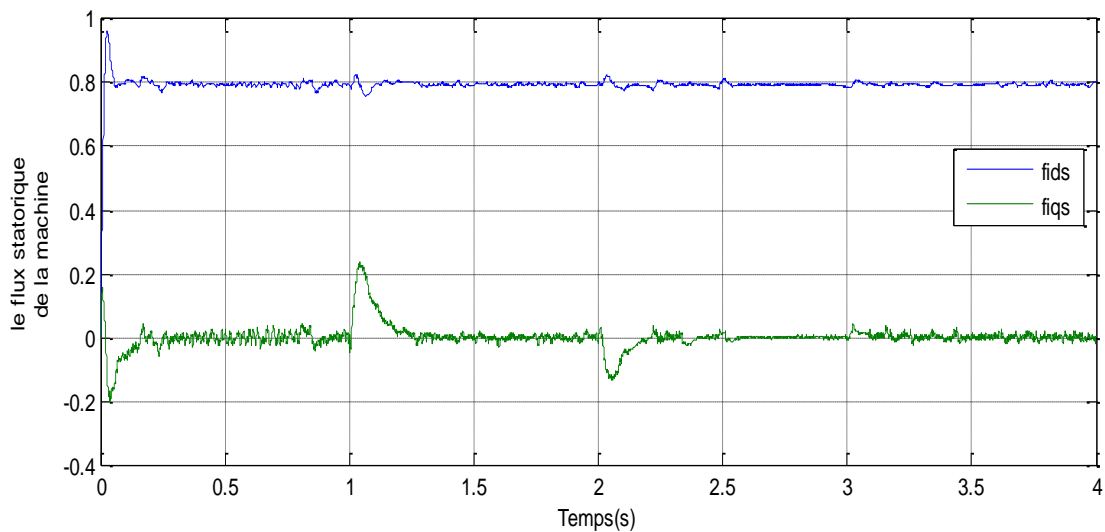


Figure (IV-25) : Représentation du flux statorique de la machine

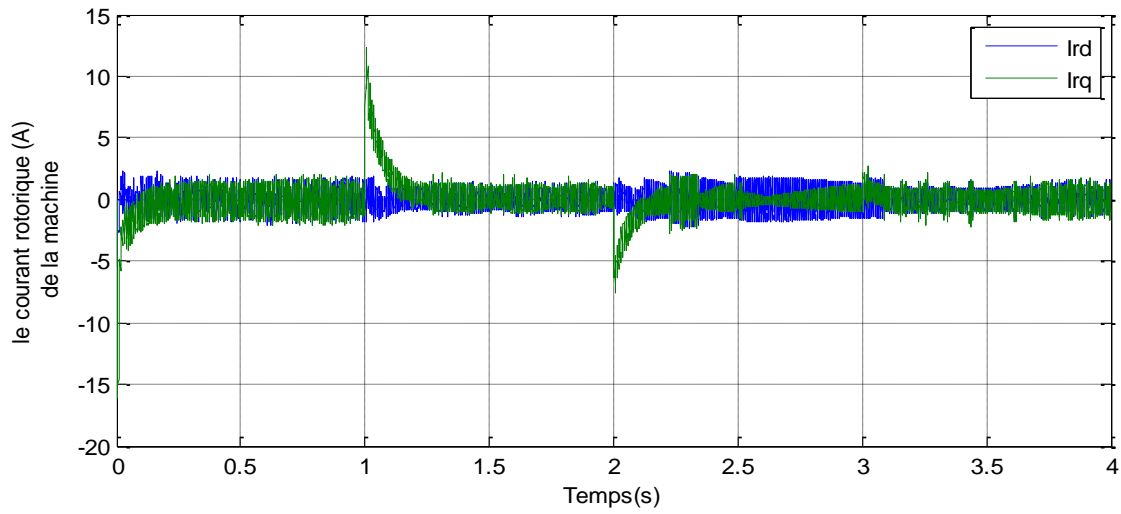


Figure (IV-26) : Représentation du courant rotorique de la machine

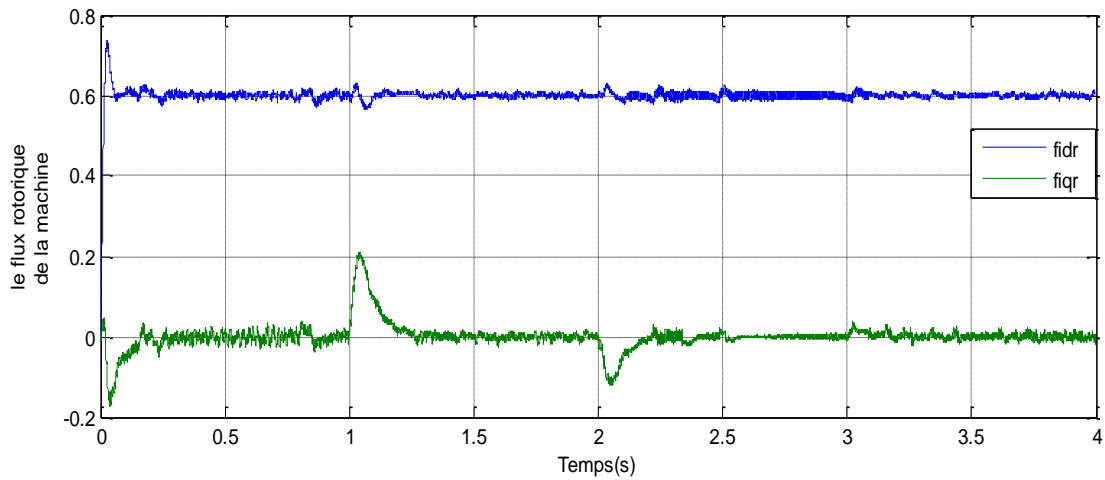


Figure (IV-27) : Représentation du flux rotorique de la machine

IV -14. Inversion du couple de charge à faible vitesse ($w=10$ (rd/s)) :

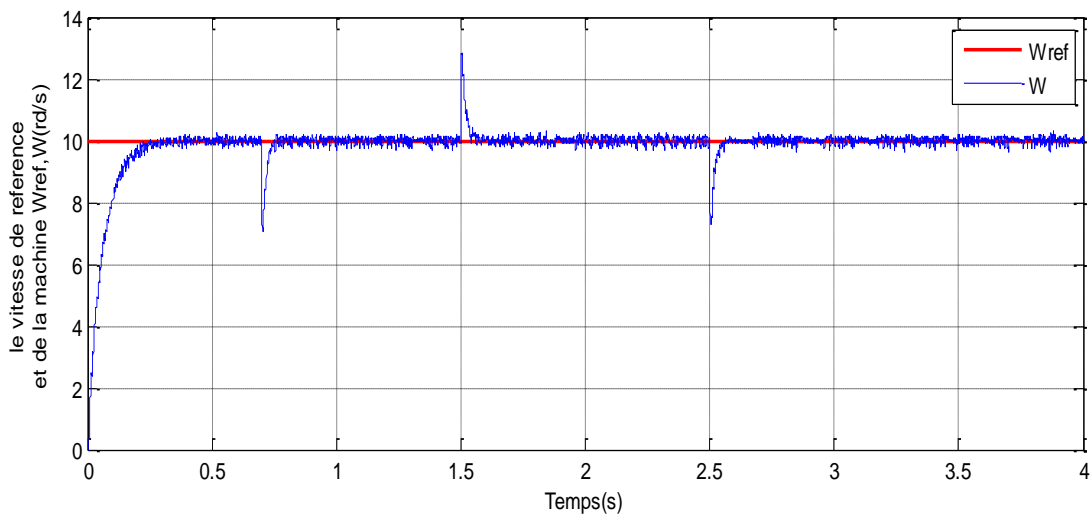


Figure (IV-28) : Représentation du vitesse w_{ref}, w (rd/s) de la machine

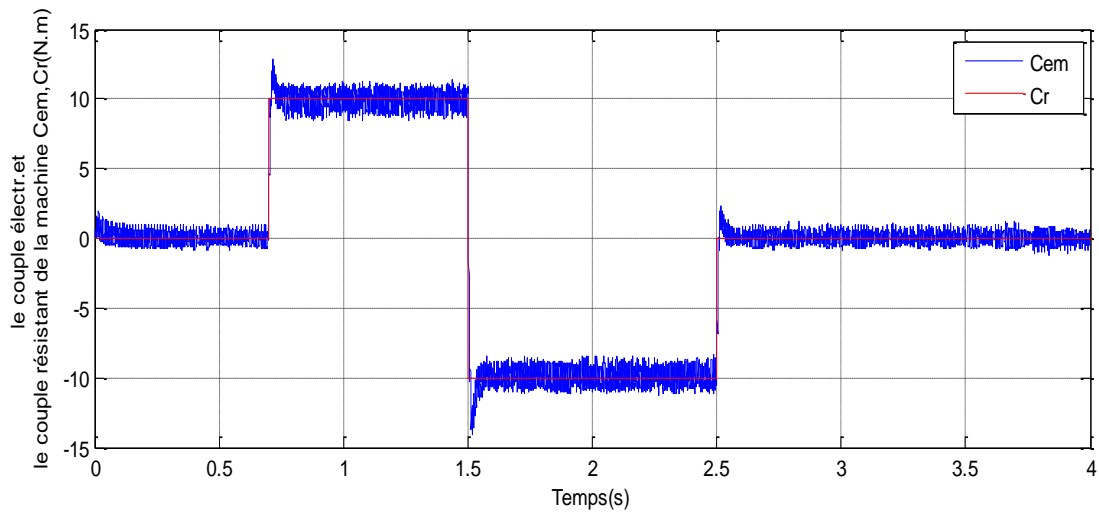


Figure (IV-29) : Représentation du couple Cem,Cr(N.m)de la machine

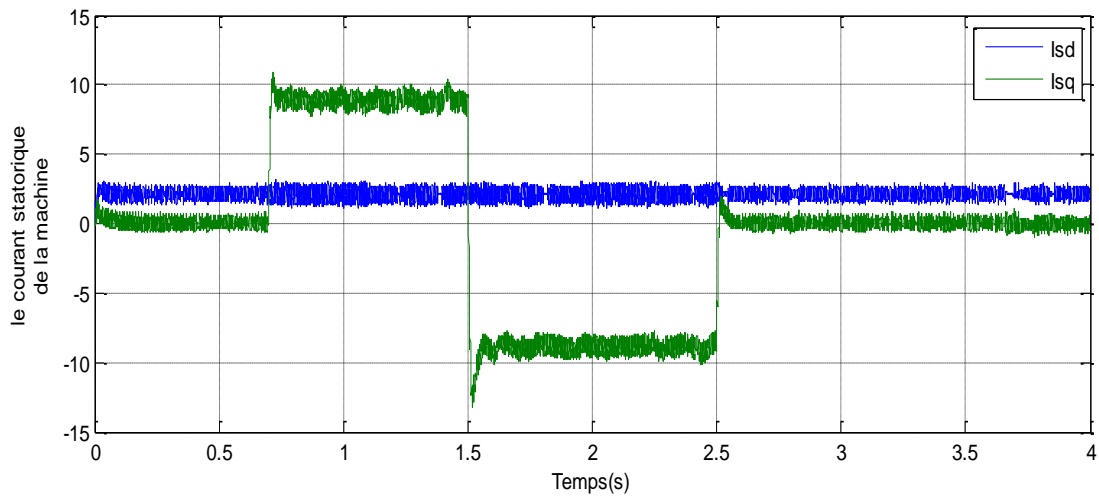


Figure (IV-30) : Représentation du courant statorique de la machine

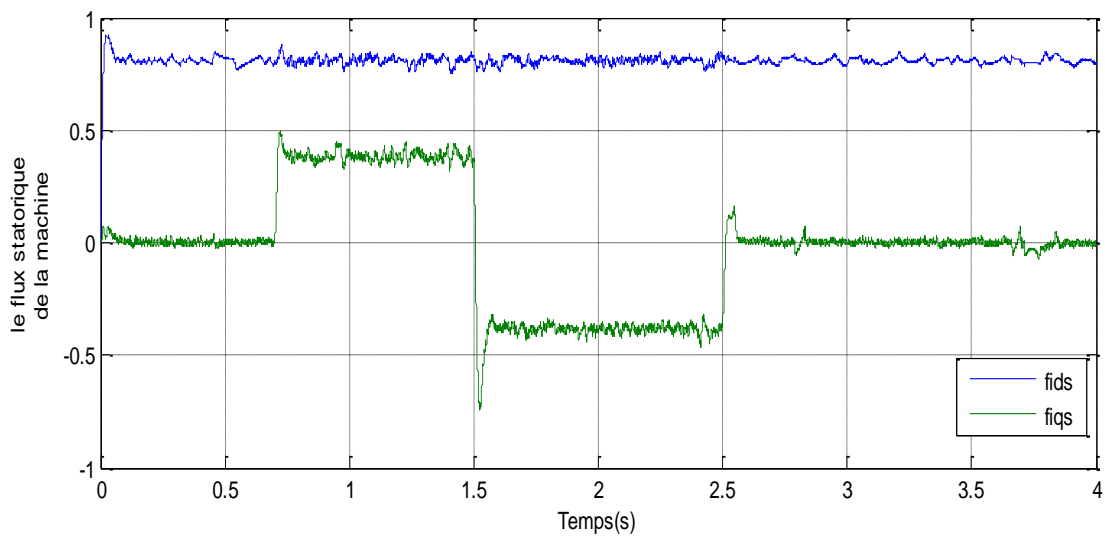


Figure (IV-31) : Représentation du flux statorique de la machine

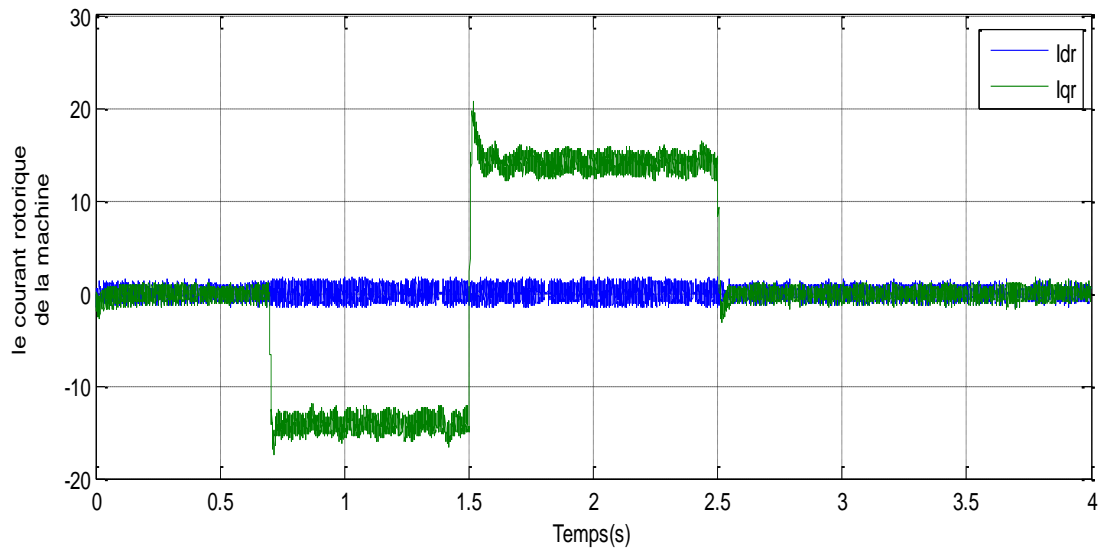


Figure (IV-32) : Représentation du courant rotorique de la machine

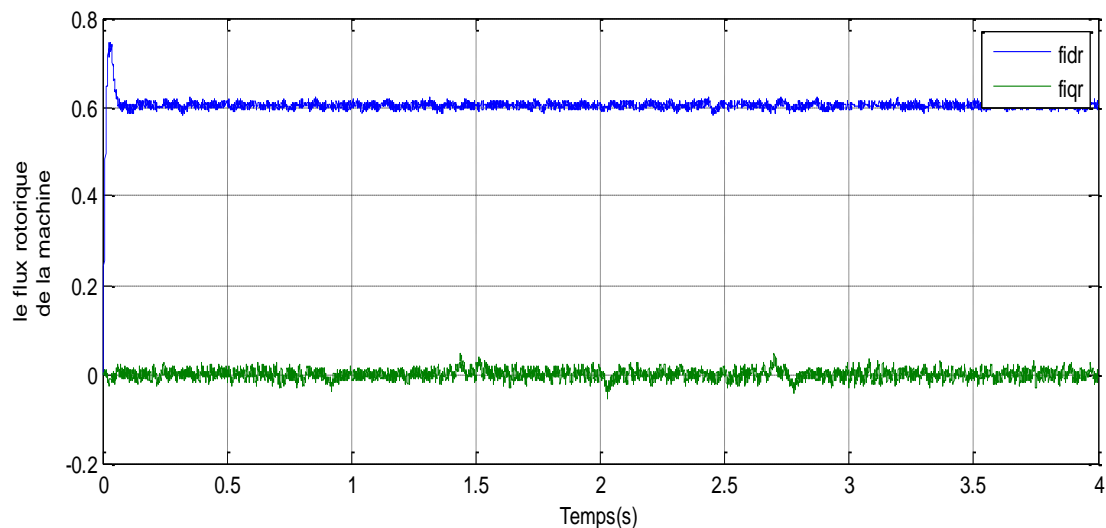


Figure (IV-33) : Représentation du flux rotorique de la machine

IV -15 .Variations paramétriques

La variation de la résistance statorique : $(R_{sn}+50\%R_{sn})$, les résultats de simulation virtuel restes identiques que précédemment.

IV -16. Effet de variation des paramètres mécaniques :

Nous nous intéressons dans cette partie à l'étude de l'effet des incertitudes des paramètres mécaniques de la machine et/ou de la charge, en supposant que les paramètres électriques sont connus ; les résultats de simulation virtuel restes identiques que précédemment.

IV -17. Interprétation des résultats :

Démarrage de la machine :

Les résultats de simulation obtenus montrent bien l'amélioration de la réponse dynamique de la vitesse. Cette dernière atteint sa référence en un temps de réponse de 0.03s (réponse rapide comparativement à celle obtenue dans le cas du PI classique qui a un temps de réponse de 0.43 s). De plus, l'allure du couple et des courants statoriques et rotoriques marquent des pics de 0.4 N.m, 6 A et 2.7 A respectivement inférieurs à ceux marqués dans le cas du PI classique qui sont de 16 N.m, 8 A et 1 A respectivement.

IV -17-1 Application d'un couple de charge nominal

Lorsque nous adoptons la méthode de commande par des régulateurs en mode glissant, nous obtenons une réponse de vitesse qui suit parfaitement la référence demandée. Nous voyons que les impacts du couple de charge n'affectent pas la réponse.

IV -17-2 Inversion du sens de rotation de la machine :

Vu les résultats obtenus, on note que la vitesse suit sa consigne rapidement (identique au temps de réponse au démarrage 0.13 s) comparativement au PI classique. De plus, le couple électromagnétique et les courants statoriques et rotoriques marquent des pics de 16.5 N.m, 10.5 A et 7.4A respectivement inférieurs à ceux marqués dans le cas du PI classique qui sont de 20.8 N.m, 16.5 A et 15 A respectivement.

IV -17-3 Inversion du couple de charge à faible vitesse :

Durant cette phase nous imposons une vitesse de 10(rd/s) ceci représente 6.6% de la vitesse nominal, nous pouvons alors citer les remarques suivantes :

Le flux reste à sa valeur de consigne durant l'inversion du couple. Lors de l'inversion du couple, la vitesse chute et devient même négative, fonctionnement non souhaité pour un bon nombre d'application [41].

Pour éviter ce problème il faut que la consigne de vitesse relative minimale soit supérieure . Le produit de la chute relative de la vitesse par le temps de rétablissement se situe autour de

0.055 s, valeur supérieure à celle imposée par le cahier de charges. Les remarques sur les courants et le couple resteront identiques à celles annoncées lors de l'application d'un couple nominal.

Durant cette phase nous pouvons alors citer les remarques suivantes :

- Le flux reste à sa valeur de consigne durant l'inversion du couple.
- Lors de l'inversion du couple, la vitesse ne chute pas et suit sa référence.
- Les remarques sur le couple et les courants statoriques et rotoriques augmentent à celles annoncées lors de l'application d'un couple nominal.
- Ainsi, on peut constater l'amélioration des différentes réponses dynamiques de la machine et l'efficacité de la commande par des régulateurs en mode glissant.

IV -18. Tableau de comparaison des résultats :

L'étude comparative nécessite de donner un tableau récapitulatif des résultats précédentes et après l'application des régulateurs donc on aura :

	Avec régulateurs classique PI	Avec régulateurs mode glissant
Démarrage	$t_{r\Omega}=0.23s$; $C_{em}=16(N.m)$ $I_s= 8 A$; $I_r=1A$	$t_{r\Omega}=0.09s$; $C_{em}=0.4(N.m)$ $I_s=6A$; $I_r= 2.7A$
Application d'un couple de charge	La chute relative de la vitesse est de 6.6%	La vitesse n'est pas affectée.
Inversion du sens de rotation	$t_{r\Omega}= 0.23 s$; $C_{em}=63(N.m)$ $I_s= 16.5A$; $I_r=15A$	$t_{r\Omega}=0.09s$; $C_{em}=28(N.m)$ $I_s= 10.4A$; $I_r=7.4A$
Inversion de couple de charge à faible vitesse	La vitesse chute.	La vitesse ne chute pas et suit la référence
Variation des paramètres électriques	Les mêmes résultats trouvés dans le cas des sans incertitudes. Influence des flux et du courant.	Les mêmes résultats trouvés dans le cas des sans incertitudes. Influence des flux et du courant.
Variation des paramètres mécaniques	Les mêmes résultats trouvés dans le cas de variation des paramètres mécaniques.	Les mêmes résultats trouvés dans le cas de variation des paramètres mécaniques.

Tableau (IV-I) : Comparaison entre le régulateur classique PI et le régulateur à mode glissant.

De cet état, on conclue que le réglage de la vitesse par mode glissant, apporte des meilleurs améliorations et performances par rapport au régulateur classique PI.

IV -19 . Conclusion :

Ce chapitre a fait l'objet de l'application de la commande non linéaire par des régulateurs en mode glissant à la MADA dont l'objectif principal étant la régulation de la vitesse. Dans ce contexte nous avons présenté tout d'abord un rappel théorique sur la régulation par mode glissant. Ensuite nous avons abordé la conception de la commande avec ses différentes étapes. Puis on a appliqué cette dernière à la MADA. Enfin, des résultats de simulation ont été présentés.

Les résultats de simulation obtenus montrent clairement que la régulation de la vitesse par des régulateurs en mode glissant, quoiqu'elles soient les plages de fonctionnement étudiées, les réponses sont robustes vis-à-vis de la variation paramétrique interne et externe. Par contre, on a noté que la commande non linéaire est insensible au variation des paramètres de la machine.

Si on compare les résultats obtenus avec le régulateur à mode glissant aux ceux de régulateur classique PI, ceci est donnée sur le tableau précédent.

Conclusion générale

Ce mémoire traite donc la commande non linéaire par des régulateurs en mode glissant d'une machine asynchrone à double alimentation.

Notre travail commence par la modélisation de la MADA et de son alimentation. Le modèle de la MADA repose sur les équations différentielles décrites dans le référentiel de Park.

Puis, on introduit la commande non linéaire de la MADA. La mesure des courants au stator et au rotor de cette machine nous a permis d'introduire une nouvelle méthode de découplage des courants. Cette approche est basée sur un découplage entrée-sortie, par retour d'état, d'un système multi-variable linéaire et non stationnaire. Les courants ainsi découplés et régulés par retour d'état montrent une dynamique bien contrôlée ainsi qu'une bonne robustesse vis-à-vis des variations paramétriques électrique de la machine. Les boucles de régulation du flux et de la vitesse présentent des performances satisfaisantes tant en régime permanent qu'en régime transitoire et pour toute une plage de variation de vitesse. Toutefois des insuffisances ont été observées concernant la sensibilité aux perturbations du couple de charge et à leur temps de rejet. Mais ce qui le pénalise fortement est essentiellement sa faible robustesse vis-à-vis des variations paramétriques mécanique.

Ensuite, on expose les bases théoriques et les fondements des régulateurs en mode glissant, ainsi que la structure d'une commande basée sur cette approche, puis on effectue la synthèse d'un régulateur de vitesse à des régulateurs en mode glissant dans l'objectif de l'intégrer dans la structure de la commande non linéaire précédemment conçue. Grâce aux simulations, qui nous ont permis de montrer la supériorité du régulateur glissant, aussi bien dans ses comportements en poursuite que ceux en régulation. Nous avons également observé sa robustesse surtout vis-à-vis des perturbations de la charge traduite par des changements du couple résistant et des variations paramétriques mécaniques. Ce qui nous a permis d'affirmer que l'approche à mode glissant offre une excellente robustesse au contrôle non linéaire.

A partir de cette étude et des résultats de simulation obtenus, on peut tirer la conclusion suivante 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 non linéaire appliquée à la MADA peut maîtriser la difficulté de son réglage. Elle permet d'assurer le découplage entre le flux et le vitesse et améliore la dynamique de la vitesse. L'association de la commande non linéaire 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.

Le mode glissant, caractérisé par sa robustesse, a été exploité pour construire un régulateur glissant de vitesse et de flux de la MADA. L'approche de la commande non linéaire par des régulateurs en mode glissant proposée a été justifiée par les résultats de simulation et les performances obtenus. Une comparaison avec les résultats obtenus par le PI classique a montré l'amélioration des performances dynamiques. Ce qui rend le régulateur glissant un choix acceptable pour les systèmes d'entraînement nécessitant des réglages rapides, précis et moins sensibles aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques électriques et mécaniques.

Le travail, présenté dans ce mémoire, amène à soulever les perspectives de recherche suivantes:

Les conditions de déroulement de notre mémoire nous ont obligés à limiter notre travail à une étude théorique et à des résultats de simulation. Il serait donc intéressant de tester, sur un banc expérimental, la validité des algorithmes proposés dans ce travail surtout ceux dédiés au découplage, à la commande non linéaire par des régulateurs en mode glissant.

Utiliser d'autres types de convertisseurs de fréquence, tel que les cycloconvertisseurs et les convertisseurs matriciels adaptés aux grandes puissances. Etudier la MADA associée à d'autres stratégies de commande.

Annexe

Annexe A

La transformation de Park et choix du référentiel

A.1. La transformation de Park

La transformation de Park consiste à transformer un système d'enroulements triphasés d'axes A, B, C, en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes d, q créant la même force magnétomotrice [48]. Elle permet de passer des référentiels (A, B, C) vers (α, β, O) , puis (d, q, O) . Le référentiel (α, β, O) est toujours fixe, par rapport à (A, B, C), par contre le référentiel (d, q, O) est mobile. Il forme avec le repère fixe (a, b, O) un angle qui est appelé angle de la transformation de Park, ou angle de Park [50].

On désigne par : "d" l'axe direct et par "q" l'axe en quadrature arrière.

La figure (A.1) montre le principe de la transformation de Park :

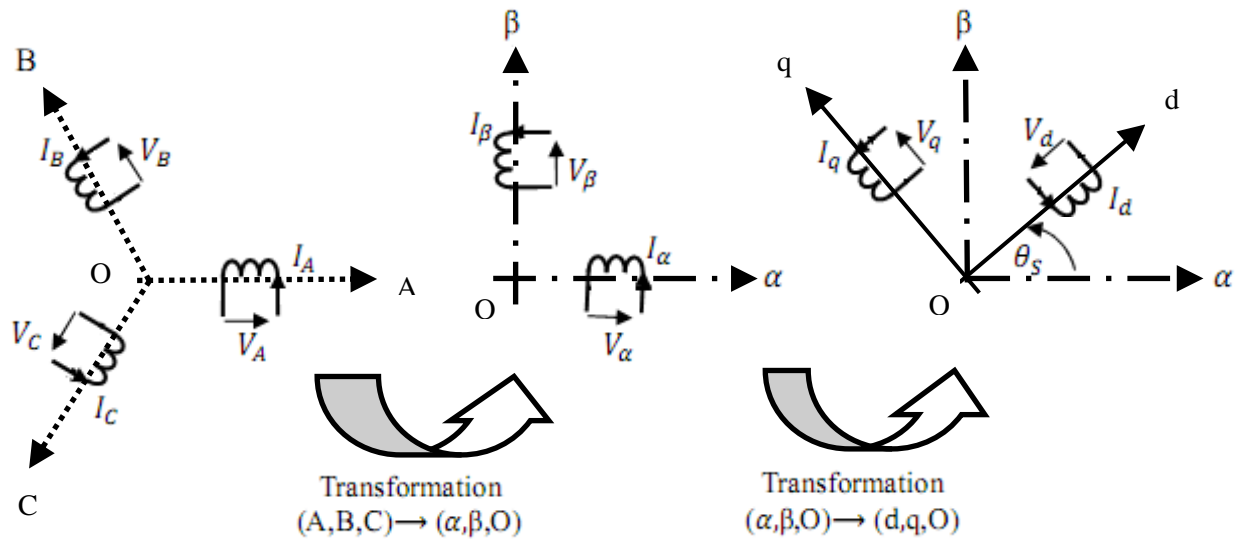


Figure A.1 : Décomposition de la transformation de Park.

Grandeurs réelles – Grandeurs α - β :

La transformation utilisée pour calculer les composantes α - β , dans le repère fixe d'une grandeur triphasée telle que : $\underline{X}=(X_A, X_B, X_C)^T$ est :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix}$$

La transformation inverse peut donc être obtenue et s'écrit :

$$\begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 & \frac{\sqrt{2}}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{\sqrt{2}}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{\sqrt{2}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix}$$

Grandeurs α - β - Grandeurs d-q

La transformation des grandeurs diphasées du repère fixe alpha - beta vers le repère tournant d - q s'exprime par :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix}$$

Θ est l'angle entre le repère diphasé fixe et le repère tournant d - q. La transformation inverse qui permet de passer de variables exprimées dans le repère diphasé d - q vers des variables exprimées dans le repère alpha - beta est :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix}$$

Synthèse

Nous avons adopté pour ce mémoire une définition des angles et des repères illustrée sur la figure A.2.

L'expression liant les angles Θ_s , Θ_r et Θ entre eux est : $\Theta_s = \Theta_r + \Theta$

Par conséquent, les grandeurs seront exprimés dans le repère d-q suivant :

- pour les grandeurs statoriques : $X_{dq}^s = X_{\alpha\beta}^s e^{-j\theta_s}$
- pour les grandeurs rotoriques : $X_{dq}^r = X_{\alpha\beta}^r e^{-j\theta_r}$

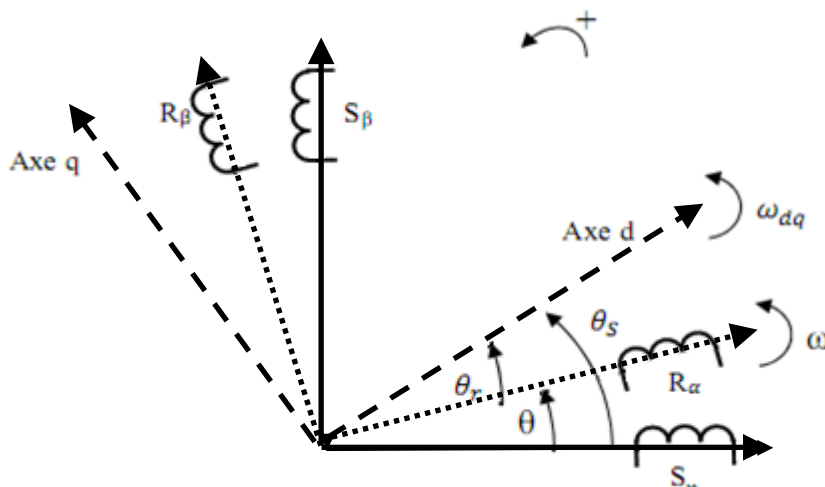


Figure A.2. Repères de référence : statorique , rotorique et tournant d-q

Choix du référentiel

En général, l'étude du comportement dynamique des machines électriques peut se faire suivant la transformation de Park pour différents référentiels. Le choix du référentiel s'effectue suivant le phénomène à étudier et les simplifications offertes par ce choix. Trois types de référentiels sont intéressants en pratique :

Référentiel lié au stator : Ce référentiel est appelé aussi système d'axes. (α, β) Dans ce cas, $(\omega_{dq}=0)$. Ce système est utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines électriques [48].

Référentiel lié au rotor : Dans ce cas, le système d'axes (d, q) est immobile par rapport au rotor et tourne avec la vitesse $\omega_{dq} = \omega_r$. Ce système d'axes est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor [48].

Référentiel lié au champ tournant : Ce référentiel est appelé aussi système d'axes (A, B) , il tourne avec la vitesse du champ électromagnétique, c'est-à-dire $\omega_{dq} = \omega_s$ [48].

Annexe B
Paramètres de simulation, cycle de fonctionnement et cahier de charges utilisés pour la MADA

B.1 Paramètres de simulation :

Les paramètres de la machine utilisés pour la simulation sont donnés dans tableau B.1. Il s'agit des paramètres de simulation utilisés par Paul-Etienne R.GHOSN [30].

P	1.5 kW
U_{sn} (étoile)	380 V
U_m (triangle)	225 V
N_p	2
R_s	1.75 Ω
R_r	1.68 Ω
L_s	0.295 H
L_r	0.104 H
M_{sr}	0.165 H
J_t	0.0426 Nm/Rad/s ²
f_t	0.0027 mNs/Rad
f_{cmin}	5 Hz
Ω_n	157 Rad/s

Tableau B.1: Valeurs des paramètres de simulation

Annexe C

La théorie de découplage par retour d'état

C.1. Introduction

La théorie de découplage par retour d'état a été introduite pour différentes applications. Elle consiste à assurer un découplage entrée-sortie d'un système multi-variable moyennant un retour d'état. Cette technique est d'une grande importance théorique et pratique dans la mesure où elle cherche à décomposer un système multi-variable en plusieurs sous-systèmes mono-variables présentant des dynamiques semblables.

Cette méthode de découplage présente un intérêt particulier pour la MADA vu sa simplicité d'application et sa robustesse.

C.2. Principe de la méthode

Soit le système représenté par la figure C.1, il est régi par les deux équations d'état et de sortie suivantes [41]:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases}$$

Où $x \in R^n$, $y \in R^m$, $u \in R^m$ et $D=0$

Les matrices A et B sont de rang maximal et le système est commandable, soit :

$$\text{rang}[CB \quad CAB \quad \dots \quad CA^{n-1}B] = n$$

L'objectif est de déterminer un retour d'état de la forme :

$$u = -K_d x + L_d u^*$$

u^* désigne le nouveau vecteur d'entrée, qui découple le système de façon à ce que la sortie y_i ne dépende plus que de l'entrée u^* .

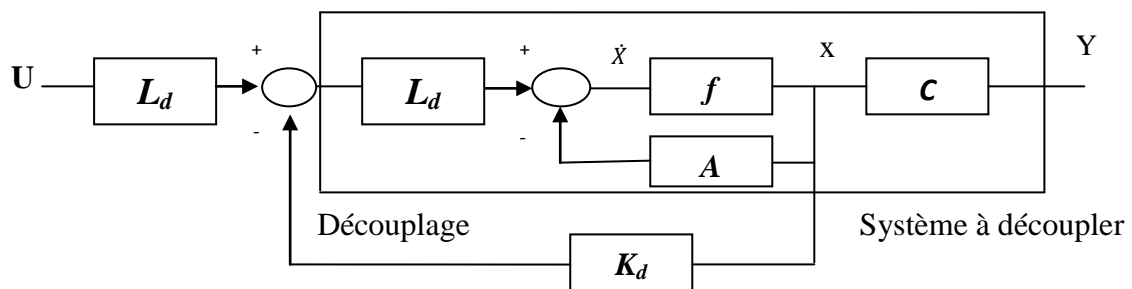


Figure C.1 : Principe de découplage par retour d'état

Les équations d'état et de sortie du système découplé s'écrivent :

$$\begin{cases} \dot{x} = (A - BK_d)x + (BL_d)u^* \\ y = Cx \end{cases}$$

et sa matrice de transfert :

$$G(s) = BL_d/C(sI - (A - BK_d))$$

Il faut déterminer alors K_d et L_d telles que cette matrice de transfert soit diagonale.

Notons C_i la $i^{\text{ème}}$ ligne de la matrice C . La commandabilité de la $i^{\text{ème}}$ sortie y_i s'exprime sous la forme :

$$\text{rang}[C_i B \ C_i A B \ \dots \ C_i A^{n-1} B] = 1$$

Le vecteur de sortie y étant commandable, il en est de même pour la sortie y_i .

Alors :

$$\forall i \in \{1 \dots m\}, \exists \alpha_i \in \{0 \ 1 \dots n - 1\} / C_i A^{\alpha_i} B \neq 0$$

Et ;

$$\forall \beta \in N, \beta < \alpha_i, C_i A^\beta B = 0$$

En dérivant chaque sortie jusqu'à l'ordre α_i+1 et en les écrivant sous forme matricielle, nous aurons :

$$y' = (A' - B'K_d)x + (B'L_d)u^*$$

avec :

$$y' = \begin{bmatrix} y_1^{(\alpha_1+1)} \\ \vdots \\ y_i^{(\alpha_i+1)} \\ \vdots \\ y_m^{(\alpha_m+1)} \end{bmatrix} \quad A' = \begin{bmatrix} C_1 A^{(\alpha_1+1)} \\ \vdots \\ C_i A^{(\alpha_i+1)} \\ \vdots \\ C_m A^{(\alpha_m+1)} \end{bmatrix} \quad B' = \begin{bmatrix} C_1 A^{(\alpha_1)} \\ \vdots \\ C_i A^{(\alpha_i)} \\ \vdots \\ C_m A^{(\alpha_m)} \end{bmatrix} B$$

Si la matrice B' est inversible, le choix de :

$$K_d = B'^{-1}A' \quad \text{et} \quad L_d = B'^{-1}$$

Donne :

$$y' = u^*. \quad \text{Soit ;}$$

$$y_i(s) = \frac{1}{s^{\alpha_i+1}} U_i^*(s).$$

Annexe D
La transformation des équations du modèle

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} = L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + m \frac{di_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} = L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + m \frac{di_{r\beta}}{dt} \\ \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = L_r \frac{di_{r\alpha}}{dt} + m \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = L_r \frac{di_{r\beta}}{dt} + m \frac{di_{s\beta}}{dt} \end{cases}$$

Et on choisit les variables ou vecteurs d'état comme suit les courants rotoriques et les flux statoriques, et comme variant de commande sont les tensions rotoriques

A partir de système d'équation (1) on a :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} = V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha} = V_{s\alpha} - \frac{R_s}{L_s} (\phi_{s\alpha} - m I_{r\alpha}) \\ \text{Avec } I_{s\alpha} = \frac{1}{L_s} (\phi_{s\alpha} - m I_{r\alpha}) \text{ à partir du système} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{L_s} (\phi_{s\beta} - m I_{r\beta}) \\ \text{de même } \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} = V_{s\beta} - \frac{R_s}{L_s} (\phi_{s\beta} - m I_{r\beta}) \end{cases}$$

$$\text{En fin on a : } \begin{cases} \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} = \frac{m}{T_s} I_{r\alpha} - \frac{1}{T_s} \phi_{s\alpha} + V_{s\alpha} \\ \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} = \frac{m}{T_s} I_{r\beta} - \frac{1}{T_s} \phi_{s\beta} + V_{s\beta} \end{cases}$$

ceci pour les flux statorique.

Maintenant pour $I_{r\alpha}$, $I_{r\beta}$ à partir du système précédent on a les deux équations de tensions

$$\begin{cases} V_{r\alpha} = R_r I_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} - w_r \phi_{r\alpha} \\ V_{r\beta} = R_r I_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} + w_r \phi_{r\beta} \end{cases}$$

Et de les équations précédentes et on remplaçant les flux $\phi_{r\alpha}$, $\phi_{r\beta}$, $\frac{d\phi_{r\alpha}}{dt}$, $\frac{d\phi_{r\beta}}{dt}$ par leurs équations dans le système précédent on trouve comme suit :

$$\begin{cases} V_{r\alpha} = R_r I_{r\alpha} + L_r \frac{dI_{r\alpha}}{dt} + m \frac{dI_{r\alpha}}{dt} - w_r (L_r I_{r\alpha} + m I_{s\alpha}) \\ V_{r\beta} = R_r I_{r\beta} + L_r \frac{dI_{r\beta}}{dt} + m \frac{dI_{s\beta}}{dt} + w_r (L_r I_{r\beta} + m I_{s\beta}) \end{cases}$$

D'où on a :

$$\begin{cases} V_{r\alpha} = R_r I_{r\alpha} + L_r \frac{dI_{r\alpha}}{dt} + m \frac{dI_{s\alpha}}{dt} - w_r L_r I_{r\alpha} - w_r m I_{s\alpha} \\ V_{r\beta} = R_r I_{r\beta} + L_r \frac{dI_{r\beta}}{dt} + m \frac{dI_{s\beta}}{dt} + w_r L_r I_{r\beta} + w_r m I_{s\beta} \\ \rightarrow V_{r\alpha} = R_r I_{r\alpha} - w_r L_r I_{r\alpha} + L_r \frac{dI_{r\alpha}}{dt} + m \frac{dI_{s\alpha}}{dt} - w_r m I_{s\alpha} \\ \rightarrow V_{r\beta} = R_r I_{r\beta} + w_r L_r I_{r\beta} + L_r \frac{dI_{r\beta}}{dt} + m \frac{dI_{s\beta}}{dt} + w_r m I_{s\beta} \end{cases}$$

$$\text{Et avec } \begin{cases} I_{s\alpha} = \frac{1}{L_s} (\phi_{s\alpha} - m I_{r\alpha}) \\ I_{s\beta} = \frac{1}{L_s} (\phi_{s\beta} - m I_{r\beta}) \\ \frac{dI_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{L_s} \left[\left(\frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \right) - m \left(\frac{dI_{r\alpha}}{dt} \right) \right] \\ \frac{dI_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{L_s} \left[\left(\frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \right) - m \left(\frac{dI_{r\beta}}{dt} \right) \right] \end{cases}$$

Ceci est obtenu à partir aux équations des systèmes précédents et on remplaçant dans le système précédent on aura :

$$\begin{cases} V_{r\alpha} = R_r I_{r\alpha} - w_r L_r I_{r\alpha} + L_r \frac{dI_{r\alpha}}{dt} + \frac{m}{L_s} \left(\frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \right) - \frac{m^2}{L_s} \frac{dI_{s\alpha}}{dt} - \frac{w_r m}{L_s} (\phi_{s\alpha} - m I_{r\alpha}) \\ V_{r\beta} = R_r I_{r\beta} + w_r L_r I_{r\beta} + L_r \frac{dI_{r\beta}}{dt} + \frac{m}{L_s} \left(\frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \right) - \frac{m^2}{L_s} \frac{dI_{s\beta}}{dt} + \frac{w_r m}{L_s} (\phi_{s\beta} - m I_{r\beta}) \end{cases}$$

donc

$$\begin{cases} V_{r\alpha} = R_r I_{r\alpha} + \left(L_r - \frac{m^2}{L_s} \right) \frac{dI_{r\alpha}}{dt} + \frac{m}{L_s} \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} - \frac{w_r m}{L_s} (\phi_{s\alpha} - m I_{r\alpha}) - w_r L_r I_{r\alpha} \\ V_{r\beta} = R_r I_{r\beta} + \left(L_r - \frac{m^2}{L_s} \right) \frac{dI_{r\beta}}{dt} + \frac{m}{L_s} \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} + \frac{w_r m}{L_s} (\phi_{s\beta} - m I_{r\beta}) + w_r L_r I_{r\beta} \end{cases}$$

Et enfin on a :

$$\begin{cases} V_{r\alpha} = L_r \left(1 - \frac{m^2}{L_r L_s} \right) \frac{dI_{r\alpha}}{dt} + \frac{m}{L_s} \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} - \frac{w_r m}{L_s} \phi_{s\alpha} + \frac{w_r m^2}{L_s} \phi_{s\alpha} - w_r L_r I_{r\alpha} + R_r I_{r\alpha} \\ V_{r\beta} = L_r \left(1 - \frac{m^2}{L_r L_s} \right) \frac{dI_{r\beta}}{dt} + \frac{m}{L_s} \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} + \frac{w_r m}{L_s} \phi_{s\beta} - \frac{w_r m^2}{L_s} I_{r\beta} + w_r L_r I_{r\beta} + R_r I_{r\beta} \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} V_{r\alpha} = L_r \left(1 - \frac{m^2}{L_r L_s}\right) \frac{dI_{r\alpha}}{dt} + \frac{m}{L_s} \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} - \frac{w_r m}{L_s} \phi_{s\alpha} + \frac{w_r m^2}{L_s} I_{s\alpha} - w_r L_r I_{r\alpha} + R_r I_{r\alpha} \\ V_{r\beta} = L_r \left(1 - \frac{m^2}{L_r L_s}\right) \frac{dI_{r\beta}}{dt} + \frac{m}{L_s} \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} - \frac{w_r m}{L_s} \phi_{s\beta} + \frac{w_r m^2}{L_s} I_{s\beta} - w_r L_r I_{r\beta} + R_r I_{r\beta} \end{cases}$$

on pose $\delta = \text{segma} = L_r \left(1 - \frac{m^2}{L_r L_s}\right)$

Donc
$$\begin{cases} V_{r\alpha} = \delta \frac{dI_{r\alpha}}{dt} + \frac{m}{L_s} \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} - \frac{m}{L_s} w_r \phi_{s\alpha} + \left(\frac{m^2}{L_s} - L_r\right) w_r I_{r\alpha} + R_r I_{r\alpha} \\ V_{r\beta} = \delta \frac{dI_{r\beta}}{dt} + \frac{m}{L_s} \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} + \frac{m}{L_s} w_r \phi_{s\beta} + \left(L_r - \frac{m^2}{L_s}\right) w_r I_{r\beta} + R_r I_{r\beta} \end{cases}$$

Avec $\frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} = \frac{m}{T_s} I_{r\alpha} - \frac{1}{T_s} \phi_{s\alpha} + V_{s\alpha}$ et $\frac{d\phi_{s\beta}}{dt} = \frac{m}{T_s} I_{r\beta} - \frac{1}{T_s} \phi_{s\beta} + V_{s\beta}$ en les utilisant dans les systèmes précédent on trouve comme suit :

$$\begin{cases} V_{r\alpha} = \delta \frac{dI_{r\alpha}}{dt} + \frac{m}{L_s} \left(\frac{m}{T_s} I_{r\alpha} - \frac{1}{T_s} \phi_{s\alpha} + V_{s\alpha}\right) - \frac{m}{L_s} w_r \phi_{s\alpha} - \delta w_r I_{r\alpha} + R_r I_{r\alpha} \\ V_{r\beta} = \delta \frac{dI_{r\beta}}{dt} + \frac{m}{L_s} \left(\frac{m}{T_s} I_{r\beta} - \frac{1}{T_s} \phi_{s\beta} + V_{s\beta}\right) + \frac{m}{L_s} w_r \phi_{s\beta} + \delta w_r I_{r\beta} + R_r I_{r\beta} \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} V_{r\alpha} = \delta \frac{dI_{r\alpha}}{dt} + \frac{m^2}{L_s T_s} I_{r\alpha} - \frac{m}{L_s T_s} \phi_{s\alpha} + \frac{m}{L_s} V_{s\alpha} - \frac{m}{L_s} w_r \phi_{s\alpha} - \delta w_r I_{r\alpha} + R_r I_{r\alpha} \\ V_{r\beta} = \delta \frac{dI_{r\beta}}{dt} + \frac{m^2}{L_s T_s} I_{r\beta} - \frac{m}{L_s T_s} \phi_{s\beta} + \frac{m}{L_s} V_{s\beta} + \frac{m}{L_s} w_r \phi_{s\beta} + \delta w_r I_{r\beta} + R_r I_{r\beta} \end{cases}$$

et après simplification on a le système pour les tensions $V_{r\alpha}, V_{r\beta}$

$$\begin{cases} V_{r\alpha} = \delta \frac{dI_{r\alpha}}{dt} + \left(\frac{m^2}{L_s T_s} + R_r\right) I_{r\alpha} - \frac{m}{L_s T_s} \phi_{s\alpha} - \frac{m}{L_s} w_r \phi_{s\alpha} - \delta w_r I_{r\alpha} + \frac{m}{L_s} V_{s\alpha} \\ V_{r\beta} = \delta \frac{dI_{r\beta}}{dt} + \left(R_r + \frac{m^2}{L_s T_s}\right) I_{r\beta} - \frac{m}{L_s T_s} \phi_{s\beta} + \frac{m}{L_s} w_r \phi_{s\beta} + \delta w_r I_{r\beta} + \frac{m}{L_s} V_{s\beta} \end{cases}$$

on divise par δ les deux membres des deux équations respectivement d'ou on aura

$$\begin{cases} \frac{V_{r\alpha}}{\delta} = \frac{dI_{r\alpha}}{dt} + \left(\frac{m^2}{\delta L_s T_s} + \frac{R_r}{\delta}\right) I_{r\alpha} - \frac{m}{\delta L_s T_s} \phi_{s\alpha} - \frac{m}{\delta L_s} w_r \phi_{s\alpha} - w_r I_{r\alpha} + \frac{m}{\delta L_s} V_{s\alpha} \\ \frac{V_{r\beta}}{\delta} = \frac{dI_{r\beta}}{dt} + \left(\frac{R_r}{\delta} + \frac{m^2}{\delta L_s T_s}\right) I_{r\beta} - \frac{m}{\delta L_s T_s} \phi_{s\beta} + \frac{m}{\delta L_s} w_r \phi_{s\beta} + w_r I_{r\beta} + \frac{m}{\delta L_s} V_{s\beta} \end{cases}$$

$$\text{Donc } \begin{cases} \frac{dI_{r\alpha}}{dt} = +A_0 I_{r\alpha} + B_0 \Phi_{s\alpha} + C_0 w_r \Phi_{s\alpha} + w_r I_{r\alpha} - C_0 V_{s\alpha} + \frac{V_{r\alpha}}{\delta} \\ \frac{dI_{r\beta}}{dt} = A_0 I_{r\beta} + B_0 \Phi_{s\beta} - C_0 w_r \Phi_{s\beta} - w_r I_{r\beta} - C_0 V_{s\beta} + \frac{V_{r\beta}}{\delta} \end{cases}$$

$$\text{Avec } A_0 = -\left(\frac{R_r}{\delta} + \frac{m^2}{\delta L_s T_s}\right), B_0 = \frac{m}{\delta L_s T_s}, C_0 = \frac{m}{\delta L_s}$$

$$\delta = L_r \left(1 - \frac{m^2}{L_r L_s}\right) = \text{sigma}$$

$$\begin{cases} w_r = P\Omega \\ w_r: \text{ pulsation électrique} \\ \Omega: \text{ Vitesse mécanique} \end{cases}$$

$$\text{Et on pose } x_1 = I_{r\alpha}, x_2 = I_{r\beta}, x_3 = \Phi_{s\alpha}, x_4 = \Phi_{s\beta}, x_5 = \Omega$$

$$\text{D'où } \begin{cases} x_1^\circ = A_0 x_1 + B_0 x_3 + C_0 P x_5 x_3 + P x_5 x_1 - C_0 V_{s\alpha} + \frac{V_{r\alpha}}{\delta} \\ x_2^\circ = A_0 x_2 + B_0 x_4 - C_0 P x_5 x_4 - P x_5 x_2 - C_0 V_{s\beta} + \frac{V_{r\beta}}{\delta} \\ \text{et de même pour } \frac{d\Phi_{s\alpha}}{dt} \text{ et } \frac{d\Phi_{s\beta}}{dt} \end{cases}$$

$$\begin{cases} x_3^\circ = \frac{m}{T_s} x_1 - \frac{1}{T_s} x_3 + V_{s\alpha} \\ x_4^\circ = \frac{m}{T_s} x_2 - \frac{1}{T_s} x_4 + V_{s\beta} \\ x_5^\circ = \frac{Pm}{JL_s} (x_4 x_1 - x_2 x_3) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} x_5 \end{cases}$$

Donc le modèle sera comme suit :

$$\begin{cases} x_1^\circ = A_0 x_1 + B_0 x_3 + C_0 P x_5 x_3 + P x_5 x_1 - C_0 V_{s\alpha} + \frac{V_{r\alpha}}{\delta} \\ x_2^\circ = A_0 x_2 + B_0 x_4 - C_0 P x_5 x_4 - P x_5 x_2 - C_0 V_{s\beta} + \frac{V_{r\beta}}{\delta} \\ x_3^\circ = \frac{m}{T_s} x_1 - \frac{1}{T_s} x_3 + V_{s\alpha} \\ x_4^\circ = \frac{m}{T_s} x_2 - \frac{1}{T_s} x_4 + V_{s\beta} \\ x_5^\circ = \frac{Pm}{JL_s} (x_4 x_1 - x_2 x_3) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} x_5 \end{cases}$$

$$\text{Avec : } T_s = \frac{L_s}{R_s}, \quad \beta_0 = \frac{M}{\sigma L_s L_r}, \quad \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2 R_s}{\sigma L_r L_s^2}, \quad \alpha_0 = \frac{1}{\sigma L_r} \quad \text{et}$$

$$\mu = \frac{PM}{jL_r}; \quad f = 0,008 \text{ (coefficient de frottement).}$$

$$\text{Où : } f_1 = x_1 x_3 + x_2 x_4, \quad f_2 = x_1 x_4 - x_2 x_3, \quad f_3 = x_1^2 + x_2^2; \quad x_5 = \Omega$$

$$\text{On pose : } A_0 = (2 \frac{MR_s}{L_s} \gamma + 6 \frac{MR_s^2}{L_s^2}); \quad A_1 = (4 \frac{R_s^2}{L_s^2} + 2 \frac{M^2 R_s^2}{L_s^3 L_r \sigma}); \quad A_2 = (2 \frac{M^2 R_s^2}{L_s^2});$$

$$A_3 = (2 \frac{M^2 R_s}{L_s^2 L_r \sigma} + 6 \frac{R_s}{L_s}); \quad A_4 = (4 \frac{MR_s}{L_s}); \quad A_5 = (2 \frac{MR_s}{L_s}); \quad A_6 = (2 \frac{MR_s}{L_s L_r \sigma});$$

$$A_7 = (P \frac{Mf}{j^2 L_r}); \quad A_8 = (\frac{f^2}{j^2}); \quad A_9 = (\frac{f}{j^2}); \quad A_{10} = (P \frac{M\gamma}{jL_r}); \quad A_{11} = (\frac{M^2 P}{j L_s L_r^2 \sigma});$$

$$A_{12} = (P \frac{M}{jL_r}); \quad A_{13} = (\frac{M^2 P}{j L_s L_r^2 \sigma}); \quad A_{14} = (P \frac{MR_s}{jL_r L_s}); \quad A_{15} = (P \frac{M}{jL_r}); \quad A_{16} = (\frac{MP}{j L_r^2 \sigma})$$

.

$$\left\{ \begin{array}{l} h_1 = x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4 \\ h_2 = x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4 \\ h_3 = v_{s\beta} \cdot x_3 - v_{s\alpha} \cdot x_4 \\ h_4 = v_{r\alpha} \cdot x_4 - v_{r\beta} \cdot x_3 \\ h_5 = v_{s\beta} \cdot x_1 - v_{s\alpha} \cdot x_2 \\ h_6 = v_{s\alpha} \cdot x_1 + v_{s\beta} \cdot x_2 \\ h_7 = v_{s\alpha} \cdot x_3 + v_{s\beta} \cdot x_4 \\ h_8 = v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2 \\ h_9 = x_1^2 + x_2^2 \\ h_{10} = x_3 v_{r\alpha} + x_4 v_{r\beta} \end{array} \right.$$

Références
Bibliographiques

Références bibliographiques

OUVRAGE :

- [1] H. A. Toliyat et G. B. Kliman, « Handbook Of Electric Motors », second edition, Taylor & Francis Group, USA 2004.
- [2] J-P. Louis, « Modélisation Des Machines Electriques En Vue De Leur Commande », LAVOISIER, Paris, 2004.
- [3] M. Marty, D. Dixneuf et D. G. Gilbert, « Principe De L'électrotechnique », DUNOD, Paris, 2005.
- [4] T. Wildi et G. Sybille : « Électrotechnique », 4ème édition, Canada 2005.
- [5] G. Segulier, « Convertisseurs De l'Electronique De Puissance: La Conversion Alternative-Continue », vol.1, 3èmeéditions, Technique et Documentation Lavoisier, Paris, 2006.
- [6] P. Mayé, « Aide Mémoire Electrotechnique », DUNOD, Paris, 2006.
- [7] M. Pinard, « Convertisseurs Et Electronique De Puissance », DUNOD, Paris, 2006.
- [8] G. Chateigner, M. Boës, D. Bouix, J. Vaillant et D. Verkindère, « Manuel De Génie Electrique », DUNOD, Paris, 2006.
- [9] P. Lopez et A. S. Nouri, « Théorie Elémentaire Et Pratique De La Commande Par Les Régimes Glissants », Springer, 2006.
- [10] B. Robyns, B. François, Ph. Degobert et J-P. Hautier, « Commande vectoriel de la Machine asynchrone », Edition TECHNIP, Paris, 2007.
- [11] N. P. Quang et J-A. Dittrich, « Vector Control of Three-Phase AC Machines », Springer, 2008.
- [12] G. Bartolini, L. Fridman, A. Pisano et E. Usai, « Modern Sliding Mode Control Theory ». Springer, 2008.

ARTICLES

- [13] B. De Fornel, « Alimentation des machines asynchrones », Techniques de l'Ingénieur, Traité Génie Electrique, D 3 620, 1990.
- [14] D. Lecocq, Ph. Lataire et W. Wymeersch, « Application of the Double Fed Asynchronous Motor (DFAM) in variable speed drives », The European Power Electronics Association, pp: 419-423, 1993.
- [15] Y. Liao, « Design of a brushless doubly-fed induction motor for adjustable speed drive applications », IEEE, pp: 850-855, 1996.
- [16] B. Hopfenspeger et D.J. Atkinson, « Doubly-fed a.c. machines: classification and comparison », European Conference on Power. Electronics And Applications (EPE), Gras, 2001.
- [17] B. Hopfensperger, D.J. Atkinson et R.A. Lakin, « Steady state of the cascaded doubly-fed induction machine », ETEP vol. 12, No. 6, pp: 427-437, 2002.
- [18] D. forchetti, G. garcia et M. I. valla, « Vector control strategy for a doubly-fed stand-alone induction generator vector », IEEE Trans .Energy conversion, pp: 991-995, 2002.
- [19] S. Peresada, A. Tilli et A. Tonielli, « Power control of a doubly fed induction machine via output feedback », Control Engineering Practice 12, Elsevier Science, pp : 41-57 , 2003.
- [20] M. S. Vicatos et A. J. Tegopoulos, « A doubly-fed induction machine differential drive model for automobiles », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 18, No. 2, pp. 225-230, June 2003.
- [21] P-E. Vidal et M. Pietrzak-David, « Flux sliding mode control of a doubly fed induction machine », IEEE, pp: 1-10, 2005.
- [22] S. Drid, M. S. Nait-Said et M. Tadjine, « Double flux oriented control for the doubly fed induction motor », Electric Power Components and Systems, pp: 1081-1095, Taylor & Francis, 2005.
- [23] S. Khojet El Khil, I. Slama-Belkhodja, M. Pietrzak-David et B. De Fornel, « Sensorless field oriented control of doubly fed induction speed drive », IEEE, The International Conference on "Computer as a Tool", pp: 9-12, 2007.
- [24] B. De Fornel, « Machines asynchrones : alimentation et caractéristiques », Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique, D 3 620, 2008.

- [25] F. Ben Ammar, «Machines asynchrones a contrôle vectoriel de flux», Techniques De l'Ingénieur, Traité Génie Electrique, D 3563, 2008.
- [26] M. Abdellatif, M. Pietrzak-David et I. Slama-Belkhodja, « Sensitivity of the currents input-output decoupling vector control of the dfim versus current sensors fault ». IEEE, "13th International Power Electronics and Motion Control Conference", pp: 938-944, 2008.
- [27] D. P. Cashman, J. G. Hayes et M. G. Egan, « Comparison of test methods for characterisation of a doubly-fed induction machine », IEEE, pp: 1-8, 2008.
- [28] A.L. Nemmour, R. Abdessemed , A. Khezzar, L. Louze et M. Boucherma, « The input-output linearizing control scheme for a doubly-fed induction motor drive », IEEE, International Conference on Electrical Machines, pp: 8 – 13, 2008.
- [29] Y. Bekakra et D. Ben Attous, « A Sliding Mode speed and flux control of a doubly fed induction machine », IEEE, pp: 174 - 178, 2009.

THESES:

- [30] R. Ghosn, « Contrôle vectoriel de la machine asynchrone a rotor bobiné a double alimentation », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2001.
- [31] F. Javier, « Modélisation, conception et commande d'une machine sans balais doublement alimentée pour la génération a vitesse variable », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 2003.
- [32] F. Poitiers, « Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'energie eolienne : machine asynchrone à cage autonome, machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau », Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France, 2003.
- [33] 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.
- [34] T. S. Jimenez, « Contribution a la commande d'un robot sous-marin autonome de type torpille », Thèse de doctorat en Génie Informatique, Automatique et Traitement du Signal, Université Montpellier II, France, 2004.
- [35] M. Abid, « Adaptation de la commande optimisée au contrôle vectoriel de la machine asynchrone alimentée par onduleur à MLI », Thèse de doctorat d'état en Electrotechnique, Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.

- [36] 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.
- [37] F. Nollet, « Lois de commande par modes glissants du moteur pas à pas », Thèse de Doctorat en Automatique Et Informatique Industrielle, l'Ecole Centrale de Lille et l'Université des Sciences et Technologies de Lille, France, 2006.
- [38] A. Doria-Cerezo, « Modeling, simulation and control of a doubly-fed induction machine controlled by a back-to-back converter », PhD Thesis, Universitat Politècnica de Catalunya, 2006.
- [39] A. Boyette, « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone a double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne », Thèse de doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, Nancy I, 11, France, 2006.
- [40] S. Khojet El Khil, « Commande vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse & école Nationale d'Ingénieurs de Tunis, 2006.
- [41] G. Salloum, « Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007.
- [42] A. Dendouga, « Contrôle des puissances actives et réactive de la machine asynchrone a double alimentation (DFIM) », Thèse De Doctorat En Science En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [43] L. Benalia, « Commande en tension des moteurs a induction double aliments », Thèse De Doctorat En Science En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2010.

MEMOIRES MAGISTERS :

- [44] F. Benchabane, « Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé a aimants permanents avec minimisation du chattring », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Universite Mohammed Khider De Biskra, Algérie, 2005.
- [45] R. Azaizia, « Etude et commande d'une machine asynchrone a double alimentation alimentée par un convertisseur multiniveaux », Mémoire De Magistère En Génie Electrique, Universite Mohamed Bougara, Boumerdes, Algérie, 2008.
- [46] H. Amimeur, « Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de Batna,

Algérie, 2008.

- [47] B. Benazza, « Commande par mode glissant d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2008.
- [48] Y. Elbia, « Commande floue optimisée d'une machine asynchrone a double alimentation et a flux orienté », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2009.
- [49] F. Boumaraf, « Commande intelligent d'une association convertisseur statique machine asynchrone a double alimentation », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2009.
- [50] 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.

Autre :

- [52] M-K. Fellah, « Asservissements Linéaires Continus », Cours De 4ème Année Ingénieur d'Etat En Electrotechnique, Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2007.
- [53] M-K. Fellah, « Représentation Et Commande Des Système Dynamiques Dans L'espace D'état », Cours D'automatique, 1^{er} Année Ecole Doctorale "Electrotechnique Et Ces Applications", Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.
- [54] A. Meroufel, « Contrôle De La Machine Asynchrone ». Polycopie De Cours, Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.
- [55] H. Bounoua, « Méthodologie De La Modélisation De La Machine Asynchrone », Cours En Electrotechnique Approfondie, 1^{er} Année Ecole Doctorale "Electrotechnique Et Ces Applications", Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.
- [56] Ph. Le Brun, « Variation De Vitesse Des Machines Asynchrones », Cours En Electrotechnique, Lycée Louis Armand, Strasbourg, France.