REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE YAHIA FARES DE MEDEA



Faculté de Technologie

Mémoire de fin d'études de Master

Filière : Génie électrique

Spécialité : Commande des systèmes électriques

Commande par mode glissant d'une MADE alimenté par onduleurs multiniveaux

---

Présenté par

TOUBAL Amina

BOUCHENAFA Mohamed Nabil

Proposé et Dirigé par

M. SKENDER Med Redha

M. OUELD-CHERCHALI Noureddine

Promotion Juin 2020

Dédicace

Je tiens à dédier ce modeste travail à la mémoire de mon père Saadeddine (Allah Yarhmou) et à ma mère Zitouni Hafidha. Autant de phrases et d'expressions aussi éloquentes sont-elles ne sauraient exprimer ma gratitude, mon amour et ma reconnaissance.

Vous m'avez comblé avec votre tendresse et affection tout au long de mon parcours. Vous n'avez jamais cessé de me soutenir et de m'encourager durant toutes les années de mes études, toujours été présente à mes côtés pour me consoler quand il fallait.

En ce jour mémorable, recevez ce travail en signe de ma vive reconnaissance et ma profonde estime.

Puisse le tout-puissant te donner santé, bonheur et longue vie afin que je puisse te combler à ma tour chère maman et que Dieu te garde à ses côtés au paradis cher papa.

À mes très chères sœurs Anissa et Youssera

En souvenir d'une enfance dont nous avons partagé les meilleurs et les plus agréables moments. Pour toute la complicité et l'entente qui nous unissent;

Finalement je ne peux oublier mon mentor et mon coach de vie, mon grand frère Walid. Sans toi je n'aurai jamais pu avancer dans mon parcours comme je l'ai fait jusqu'à maintenant. Tu es ma source d'inspiration et ma vision de ce que je veux devenir.

À mes professeurs et enseignent, à mes camarades et à tous mes proches. Je vous adore et je vous remercie du fond du cœur.

-Mohamed Nabil Bouchenafa

Dédicace

J’aimerais dédier cet humble travail de mémoire de fin d’étude qui loin d’être exhaustif à mes chers parents qui m’ont entourée d’amour infini et dédiée également ce travail qui n’aura jamais pu voir la lumière du jour sans le soutien continuel de mes chers encadreurs.

Que dieu vous accorde langue vie et vous comble de bonheur. J’adresse tout aussi ma dédicace à : Mes cinques sœurs Selma, Besma, Chahra, Fedoua, mon amie Ahlem et Dalila. Mon cher binôme. Ma grande famille. Mes amis, camarades et tous ceux qui m’estiment.

-Amina Toubal

Résumé et mots clés

ملخص :

نقوم في هذه الدراسة بالتطرق في المرحلة الأولى للآلات المتعددة الأطوار ذات الاستطاعة العالية لكونها تمتاز بالنجاعة و بقدرتها على تجزئة الاستطاعة.

نقترح في هذه الرسالة دراسة المثال الأكثر شيوعا للآلات المتعددة الأطوار إنها الآلة الغير متزامنة الثنائية النجم (أ غ م ث ن).

من خلال الفصل الأول نلقي نضرة شاملة ونمذجة على (اغ م ث ن),مع تقديم مزايا و عيوب هذا الجهازبالإضافة إلى مجالات الاستخدام ,الفصل الثاني يتضمن نمذجة للمحولات المغذية للآلة مع تحقيق المحاكاة .الفصل الثالث قدمنا مبدأ و طريقة التحكم ب(ا,غ ,م,ث,ن)بالتقنية المسماة التحكم بتوجيه التدفق مع محاكاة رقمية و عرض نتائج للتعليق عليها.

الفصل الأخير استخدمنا منظم آخر يسمى منظم الانزلاق الذي يقوم بتحسين الاستجابات والمتانة ضد الاختلافات البارامترية وبالتالي يمكن اعتبارها واحدة من منظمات السرعة القوية و يتم تنفيذ المحاكاة للتحقق من صحة كل من الأمر.

الكلمات المفتاحية :

الآلات المتعددة الأطوار, الآلات الغير متزامنة الثنائية النجمة (ا,م,ث,ن), المحول الكهربائي مستمر متناوب متعدد المستويات ,منظم سرعة , التحكم بتوجيه التدفق المباشر و الغير مباشر ,

Résumé :

Pour des applications de forte puissance, les machines multi phasées sont de plus en plus utilisées pour des raisons de fiabilité et de segmentation de puissance. Nous nous proposons ici d'étudier l'exemple le plus courant des machines multi phasées, la machine asynchrone double étoile. Dans le premier chapitre, on présente un état de l'art et la modélisation de la MADE. Les avantages et les inconvénients de cette machine, ainsi les domaines d'utilisation sont présentés.

Le deuxième chapitre, sera consacré à la modélisation de l'alimentation de la MADE par onduleurs de tension multi-niveaux. La simulation de ce modèle sera effectuée.

Ensuit Le troisième chapitre, présentera le principe et l'application de la commande vectorielle par orientation du flux (FOC : Field Oriented Control) à la MADE, cette technique de commande permet la linéarisation du modèle de la MASDE avec un découplage entre le flux et le couple. Les résultats de simulation avec des régulateurs classiques seront présentés.

Enfin Le quatrième nous avons fait appel à un autre régulateur dit le régulateur glissant qui présente une amélioration aux réponses et une robustesse contre les variations paramétriques d'où on peut le considérer comme l'un des régulateurs de vitesse robustes. Des simulations sont effectuées pour valider chacune des deux commandes.

Les mots clés :

Les machines multi-phasées, la machine asynchrone double étoile (MASDE), onduleur multi niveaux, régulateur PI, la commande vectorielle direct e indirect (DFOC, IFOC).

Liste des symboles

S, R	Indices respectifs du stator et du rotor.
A_{s1}, B_{s1}, C_{s1}	Indices correspondants au trois phases de l'enroulement statorique 1.
A_{s2}, B_{s2}, C_{s2}	Indices correspondants au trois phases de l'enroulement statorique 2.
A_r, B_r, C_r	Indices correspondants au trois phases rotorique.
d_1, q_1, d_2, q_2	Axes correspondants au référentielles de PARK.
R_{s1}, R_{s2}	Résistances des enroulements statoriques 1 et 2.
R_r	Résistance de l'enroulement rotorique.
L_{s1}, L_{s2}	Inductances propres de fuites statorique 1 et 2.
L_r	Inductance propre de fuites rotorique.
L_m	Inductance mutuelle entre les enroulements 1et 2 du stator et le rotor.
$M_{s1,r}$ *et* $M_{s2,r}$	Inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.
$M_{s1,s2}$	Inductance mutuelle entre phases des enroulements 1 et 2 du stator.
φ_{s1}, φ_s2	Flux statorique.
φ_r	Flux rotorique.
φ_{dr}	Flux rotorique sur l'axe d.
φ_{qr}	Flux rotorique sur l'axe q.
$\varphi_{\alpha r}$	Flux rotorique sur l'axe α.
$\varphi_{\beta r}$	Flux rotorique sur l'axe β.
T_r	Constante de temps rotorique.
P	Nombre de paires de pôles.
C_{em}	Couple électromagnétique.
J	Moment d'inertie.
K_f	Coefficient de frottement.
fc	La fréquence de coupure du filtre LC .
C_r	Couple résistant.
g	Glissement.
ω_s	Vitesse angulaires électriques statorique.
ω_r	Vitesse angulaires électriques rotorique.
ω_{gl}	Vitesse angulaires électriques de glissement

ω_{coor}	Vitesse angulaire des axes (d, q)
N_s	Vitesse de synchronisme.
N	Vitesse de rotation de la vitesse (tr/min).
Ω_r	Vitesse mécanique du rotor.
δ	Angle de déphasage entre les deux systèmes d'alimentation du stator.
α	Angle de déphasage physique entre les deux bobines du stator.
θ_s	Angle entre l'enroulement statorique 1 et l'axe d.
θ_r	Angle entre l'enroulement statorique 1 et la première phase du rotor.
θ_{gl}	Angle entre la première phase du rotor et l'axe d.
θ_m	Position du rotor à l'étoile 1 du stator.
$\theta_m - \alpha$	Position du rotor par rapport à l'étoile 2 du stator.
w_r^*	Vitesse de référence.
C_{em}^*	Couple électromagnétique de référence.
m	Indice de modulation.
r	Taux de modulation.
V	Tension simple de phase.
I_{as1}	Courants d'une phase de l'enroulement statorique 1.
I_{as2}	Courants d'une phase de l'enroulement statorique 2.
S	Operateur de Laplace.
φ_r^*	Flux rotorique de référence.
P_a	La puissance absorbée.
P_{em}	La puissance électromagnétique.
$P(\theta)$	Matrice de transformation de Park.
d, q	Axes directs et quadratiques du repère de Park.
K_p, K_i	Paramètres du régulateur PI.
q	Nombre de phase.
$q_\propto$	Nombre équivalent de phase.
φ_{rest}	Le flux rotorique estimé.
S(id1),S(iq1)	Surface de glissement des courants de l'étoile 1 suivant (d, q).
S(id2),S(iq2)	Surface de glissement des courant de l'étoile 2 suivant (d, q).
S(x)	Surface de glissement de variable x.

S(φ_r)	Surface de glissement du flux rotorique.
S(ω_r)	Surface de glissement de la vitesse.
U ,[U]	Commande globale.
U_{eq}	Commande équivalente (linéarisation exacte).
U_n	Commande non linéaire (stabilisante).
V(x)	Fonction candidate de Lyapunov.
e	L'erreur.
e(x)	L'écart de la variable x.

Notation

MADE	Machine asynchrone double étoile.
FOC	Field oriented control.
DFOC	Direct Field Oriented Control.
IFOC	Indirect Field Oriented Control.
MLI	Modulation de largeur d'impulsion.
NPC	Neutral-Point- Clamped
PI	Proportionnel-intégrale.
MG	Mode glissant.
MCC	Machine a courant continu
CMG	Commande par mode glissant

Liste des figures

Figure I.1 : Exemple d'application d'une machine synchrone de 15 phases, [Eri05]**…….…...6**

Figure I.2 : Exemple d'application d'une machine asynchrone à 6 phases [4]**……..6**

Figure I.3 : Représentation des enroulements de la MADE**……...……9**

Figure I.4 : Modes de fonctionnement suivant le glissement**……...10**

Figure I.5: Passage du système triphasé au système biphasé**……...16**

Figure I.6 : Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q)**……..18**

Figure I.7 : le schéma block de la transformée de Park**……19**

Figure I.8 : le schéma block de Park inverse sur Matlab/Simulink**……..19**

Figure I.9 : Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE**……20**

Figure I.10 : block de simulation de l'alimentation de la MADE**……...…….29**

Figure I.11 : Le schéma bloc de la Machine asynchrone double étoile alimentée par le réseau**..29**

Figure I.12 : Le schéma bloc de la Machine asynchrone double étoile associée avec le bloc d'alimentation de Park**……...30**

Figure I.13 : performances de la MADE à vide**……..30-31**

Figure I.14 : les performances de la MADE en charge Cr=14 N.m à t=2s **…….……32**

Figure I.15 : les performances de la MADE en charge Cr=-14N.m à t=3s**…….……33-34**

Figure II.1 : Onduleur multi niveaux ((a) 2 niveaux (b) 3 niveaux (c) n niveaux)**……..37**

Figure II.2 : Les différentes topologies des onduleurs multi niveaux**……..38**

Figure II.3 : les différentes stratégies de la commande des onduleurs**……38**

Figure II.4: Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale**……...39**

Figure II.5 : le résultat sur Matlab/Simulink de principe de la technique (triangulo – sinusoïdale**)……39**

Figure II.6 : Structure d'un onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC**……40**

Figure II.7 : Bras d'un onduleur NPC à trois niveaux……..**40**

Figure II.8 : 1ère configuration du 1er bras……..**41**

Figure II.9: 2ème configuration du 1er bras……**41**

Figure II.10 : 3ème configuration du 1er bras……..**42**

Figure II.11 : Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois Niveaux de type NPC……**43**

Figure II.12 : Bras d'un onduleur NPC à cinq niveaux……**43**

Figure II.13 : 1ère configuration du 1er bras……**44**

Figure II.14 : 2ème configuration du 1er bras……..**44**

Figure II.15 : 3ème configuration du 1er bras……..**45**

Figure II.16 : 4ème configuration du 1er bras……..**45**

Figure II.17 : 5ème configuration du 1er bras……..**46**

Figure II.18 : Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à cinq niveaux de type NPC……**47**

Figure II.19: schémas générale de l'alimentation de la MADE……...**47**

Figure II.20 : le schéma bloc d'un redresseur sur Matlab……**48**

Figure II.21 : Les tensions d'alimentation……**48**

Figure II.22 : la tension redressée……**48**

Figure II.23 : Représentation d'un filtre……...**49**

Figure II.24 : tension de la sortie du filtre passe bas……**50**

Figure II.25 : schémas de principe de l'onduleur deux niveaux……..**50**

Figure II.26 : les différentes configurations possibles……**51**

Figure II.27 : Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension……..**52**

Figure II.28 : Schéma bloc de l'onduleur deux niveaux sur Matlab/Simulink……**53**

Figure II.29 : Forme d'onde de la tension de sortie d'un seul bras d'onduleur à deux niveaux de type NPC**……53**
Figure. II.30 : Performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension en charge**……..….53-54**
Figure. III.1: Principe de pilotage vectorielle de la MCC et de la MASDE**……56**
Figure III.2 : Schéma de régulation des courants**……60**
Figure III.3 : Schéma réduit de régulation de vitesse**……...61**
Figure III.4 : Schéma de défluxage**……..61**
Figure III.5 : Commande vectorielle indirecte de la MASDE**……62**
Figure III.6 : Bloc de découplage en tension (Foc**)……..63**
Figure III.7 : Performances de la MASDE sous la commande vectorielle indirecte en charge**……64-65**
Figure III.8 : Performances de la MASDE sous la commande vectorielle indirecte (inversion du sens de rotation**)……65-66**
Figure III.9 : Schéma réduit de régulation de flux**……...68**
Figure III.10 : Contrôle par l'orientation directe du flux**……69**
Figure III.11 : Commande vectorielle directe de la MASDE**……..70**
Figure III.12 : Performances de la MASDE sous la commande vectorielle directe en charge**……70-71**
Figure III.13 : Performances de la MASDE sous la commande vectorielle directe avec inversion de sens de rotation**……72-73**
Figure III.14 : Performances de la MASDE vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique (Rr = 1.8Rnr à partir de t = 1s) en charge**……74-75**
Figure IV.1 : Différents modes de convergence pour la trajectoire d'état**……...78**
Figure IV.2 : Filtres de dérivations permettant de générer e(x**)……...80**
Figure IV.3 : Fonction *sign* (non linéarité tout ou rien)**……...84**
Figure VI.4 : Phénomène de broutement**……..84**

Figure IV.5 : Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant**……...89**
Figure IV.6 : Schéma bloc de FOC(MG**)……90**
Figure IV.7. Réglage de la vitesse par mode glissant avec application d'une charge de 14N.m à t= 2s**……91**
Figure IV.8. Régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode glissement avec l'inversion de vitesse à t=2s**……...92**
Figure IV.9 : Régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique Rr de 100% Rr nominale à partir de t = 1s, avec l'application d'une charge Cr = 14 N.m à t=2**……...94**
Figure IV.10 ; Régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement avec variation de la charge Cr = [0 0 10 10 − 10 − 10 5 5] (N.m) à l'instant T= [0 1 1 2 2 2.5 2.5 3]**.95**
Figure IV.11 : Régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement avec variation de la vitesse $Wrref$ = [0 3000 3000 − 2000 − 2000 1000] (tr/min) à l'instant T = [0 0.5 1.5 2.5 3 4**]……...96**

Liste des tableaux

TAB.I.1. Machines multi-phasées de Type 1**……..3-4**

TAB.I.2. Machines multi-phasées de Type 2**……..4-5**

TAB.II.1. Table de commutation de l'onduleur NPC 3 niveaux**……..42**

TAB.II.2. Table de commutation de l'onduleur NPC 5 niveaux**……..46**

TAB.IV.1. Paramètre de régulateurs par mode de glissement**……...90**

SOMMAIRE

Liste des figures……..i

Liste des tableaux……...v

Résumé et mots clés…….....vi

Notations et symboles……..vii

Introduction générale……....x

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone double étoile

I.1.Introduction…….……1

I.2.Généralités sur les machines multi-phasées……....1

I.3.Caractéristiques des machines multi-phasées……..……...2

I.3.1. Machines multi-phasées de type 1……...…….. 2

I.3.2. Machines multi-phasées de Type 2……...……...…...4

I.4.Application des machines multi-phasées…….……...6

I.5.Avantages des machines multi-phasées…….....7

I.5.1. Segmentation de puissance……...…….....7

I.5.2. Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques……...…….…...7

I.5.3. La fiabilité……..……....7

I.5.4. Elimination d'harmoniques d'espace….…….....8

I.6. Inconvénients des machines multi-phasées……...…….....8

I.7.Modélisation de la machine asynchrone à double étoile…….....8

I.7.1. Description de la MASDE……...……...8

I.7.2. Principe de fonctionnement de la MASDE……...10

I.7.3. Hypothèses simplificatrices ……...……...……...10

I.7.4. Modèle naturel de MASDE……...……...11

I.7.4.1. Equations des tensions……...…….……...11

I.7.4.2. Equations des flux……...……...…13

I.7.4.3. Equations des flux développés de la MADE……...14

I.7.4.4. Equation mécanique……...15
I.7.4.5. Energie magnétique……...16
I.7.4.6. Couple électromagnétique……...16
I.8.Transformation Triphasé-Biphasé……...16
I.8.1. Transformation de CLARKE……...17
I.8.2. Transformation de CONCORDIA……...17
I.8.3. Transformation de PARK……...18
I.9. Choix du référentiel……....20
I.9.1. Référentiel lie au stator……...20
I.9.2. Référentiel lie au rotor……...20
I.9.3. Référentiel lie au champ tournant……...20
I.10. Application de la transformation de Park à la MADE……...20
I.10.1. Équations des tensions……...21
I.10.2. Equations des flux……...22
I.10.3. Equation mécanique……...22
I.11. Modèle de la Machine……...24
I.11.1. Mise sous forme d'équation d'état……...24
I.12. Simulation et Interprétation des résultats……...28
I.12.1. Fonctionnement à vide……....30
I.12.2. Fonctionnement en charge……...31
I.13. Interprétation des Résultats de simulation……...34
I.13.1. À vide……...34
I.13.2. En charge……...35
I.14. Conclusion……...36

Chapitre II

Les convertisseurs multiniveaux

II.1. Introduction……..37

II.2. Principe de l'onduleur multi niveaux……..……..37

II.2.1. Les différentes topologies des onduleurs multi niveaux……...….38

II.3. Les différentes stratégies de la commande des onduleurs……..……38

II.4. Onduleur à trois niveaux de type NPC…….……..……39

II.4.1. Structure…….……...…….……39

II.4.2. Principe de fonctionnement……...…….……40

II.4.2.1. Première configuration {1100}…….……...…41

II.4.2.2. Deuxième configuration {0110}…….…….……41

II.4.2.3. Troisième configuration {0011}…….…….……42

II.5. Onduleur à cinq niveaux de types NPC…….……43

II.5.1. Structure…….……43

II.5.2. Principe de fonctionnement…….……...……44

II.5.2.1. Première configuration {11110000}…….……...……44

II.5.2.2. Troisième configuration {00111100}…….…….……45

II.5.2.3 Cinquième configuration {00001111}…….…….……45

II.6. Alimentation de la MADE…….……47

II.6.1. Le redresseur triphasée double alternane a diode…….……..…47

II.6.2. Modélisation du filtre passe bas…….……49

II.6.3. La Modélisation de l'Onduleur de tension à deux niveaux-type NPC……...……50

II.6.3.1. Structure…….…….…….……50

II.6.3.2. Principe de fonctionnement …….……51

II 6.4. L'association de l'onduleur à deux niveaux par la MADE…….……52

II.6.5. Résultats de simulation…….……...……53

II.7. Conclusion…….…….……54

Chapitre III

La commande vectorielle de la machine Asynchrone double étoile

III.1. Introduction……..…….....……55

III.2. Origines de la Commande Vectorielle…….……55

III.3. Principe de la Commande Vectorielle…….……55

III.4. Choix d'orientation du flux …….……56

III.5. Méthodes de la commande vectorielle…….……57

III.5.1. Méthode indirecte (IFOC) ……...……57

III.5.2. Méthode directe……57

III.5.1.1. Régulation de la Vitesse par la Méthode Indirecte……58

III.5.1.2. Synthèse des régulateurs PI……..……60

III.5.1.3. Régulateur de vitesse…….……61

III.5.1.4. Bloc de Défluxage……..……61

III.5.1.5. Résultats et Interprétations…….……64

III.5.2.1. Régulation de la Vitesse par la Méthode Directe……...……67

III.5.2.2. Estimateur du flux……..……68

III.5.2.3. Régulateur du flux……..……68

III.5.2.4. Simulation et interprétations des résultats…….……69

III.6. Test de Robustesse……...……74

III.7. Avantage de la commande vectorielle…….……75

III.8. Conclusion……...……76

Chapitre IV

Commande par mode glissent de la MADE

IV.1. Introduction……..……...……...…...77
IV.2. Position du problème……....77
IV.3. Commande par modes glissants…….……..78
IV.3.1. Principe……...……...……...78
IV.3.2. Conception d'algorithme de commande par mode de glissement……..…...……...79
IV.3.2.1. Choix de la surface de glissement……...……...79
IV.3.2.2. Conditions de convergence et d'existence……...…...80
a- Fonction discrète de commutation……..……...81
b- Fonction de LYAPUNOV……...……...81
IV.3.2.3. Détermination de la loi de commande…….……...82
IV.4. Réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant……..……...85
IV.4.1. Surface de régulation de la vitesse……...……..…...85
IV.4.2. Surface de régulation du flux rotorique……...……..…...86
IV.4.3. Surface de régulation des courants staoriques……...……...87
IV.4.4. Application……....89
IV.4.5. Simulation et interprétation……...…...90
IV.4.5.1. Tests de Robustesse…….……...94
IV.4 .6. Interprétations des résultats……...……...97
IV.4 .7. Conclusion…….……...97
Conclusion generale……98

Annexes

Annexe A Paramètres de la machine asynchrone double étoile…….……....99
Annexe B Transformation de PARK……101
Annexe C Calcul des régulateurs…….…….101
Annexe D Paramètres des l'onduleur……..…….…….102

Bibliographie

Bibligoraphie……..……..103

Introduction générale

Les machines électriques sont de plus en plus présentes tant dans notre quotidien en terme d'utilisation domestique que dans un très grand nombre de procédés industriels ; mais également la manutention, les services de tractions électriques (trains, tramways, véhicules électriques, navires, etc. …), génération d'énergie (les éoliennes) ainsi qu'à tous les domaines de l'industrie et de l'aérospatiale. Les machines électriques polyphasées (six phases) sont très utilisées au niveau des applications spéciales pour leurs caractéristiques de souplesse et de confort, la faible maintenance, la robustesse, la flexibilité de la commande et leurs capacités d'évolution.

Les avancées technologiques de l'électronique de puissance et de la microélectronique ont rendu les machines électriques faciles à commander et ont encore élargi leur champ d'utilisation. De façon générale, H.Toliyat confirme dans [TOL91] que les machines polyphasées peuvent présenter un meilleur couple massique que celui des machines triphasées à forces électromotrices sinusoïdales. Les machines multi-phasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées, par exemple les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels, les compresseurs, les moulins du ciment, etc. [GUE16]

La machine asynchrone double étoile (MASDE), qui possède deux enroulements triphasés identiques. Les deux étoiles se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de 30°. Ces enroulements ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée ; il peut donc être soit à cage d'écureuil, soit bobiné pour former un enroulement triphasé. Une telle machine a l'avantage, outre la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit, de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotorique. [BEN10]

Cependant, l'alimentation de la MASDE par onduleurs multi niveaux provoque l'apparition de courants harmoniques de circulation d'amplitude importante au stator, impliquant des pertes statoriques supplémentaires et un sur dimensionnement des semi-conducteurs. Cela constitue une contradiction avec le concept de segmentation de puissance, lui faisant perdre beaucoup de son intérêt. [HAD01]. Les techniques de commandes modernes conduisent à une commande des machines asynchrones comparable à celle de la machine à courant continu. Parmi ces techniques, on trouve la commande directe du couple, la commande par retour d'état, la commande vectorielle et la commande par mode glissant. Ces techniques utilisent des régulateurs aussi bien classiques que modernes qui rendent les commandes citées précédemment robustes.

Chapitre I :

Modélisation de la machine asynchrone double étoile.

I.1.Introduction :

La modélisation de la machine électrique fait appel à des équations en général très complexes. En effet, la répartition des enroulements et la géométrie propre de la MASDE rendent son modèle difficile à mettre en œuvre. Cependant, l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permettent de contourner cette difficulté.

Après la description et la modélisation de la machine basée sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dites encore théorie généralisée, cette dernière est basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement (direct et en quadrature), nous étudierons dans ce chapitre la machine asynchrone à double étoiles alias « MASDE » directement alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées (réseau électrique). L'étude sera menée avec un décalage angulaire :$\alpha = 30^{\circ}$.

Enfin, des résultats de simulation seront présentés et commentés [BAZ-16]

I.2.Généralités sur les machines multi-phasées :

Les machines électriques triphasées à courant alternatif dominent assez largement le domaine des machines électriques, leur alimentation est réalisée par des onduleurs de tension dont les interrupteurs sont commandés en modulation de largeur d'impulsions (MLI) qui permet d'obtenir de bonnes performances ou surtout dans le cas d'une vitesse variable lors de l'augmentation de la puissance, quelques problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine.

Les interrupteurs statiques de l'onduleur doivent commuter des courants importants et il est souvent nécessaire de placer plusieurs structures en parallèle. Mais à puissance donnée, la réduction des courants à commuter passe par l'augmentation de la tension. Les onduleurs de tension à MLI imposent des gradients de tension élevée, qui provoque un vieillissement accéléré des isolants.

L'emploi de structure multiniveaux permet alors la réduction des tensions commutées, d'où l'apparition des machines ayant un nombre de phases supérieures à trois. Ces machines sont souvent appelées "machines à grand nombre de phases" ou "machines multi-phasées" qui offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs et aux bobinages.

Ce type de machines : machine à deux enroulements triphasée au stator, est apparu à la fin des années 1920 dont le but d'augmenter la puissance des alternateurs synchrones de très fortes puissances [LAK14], [XAV 03].

I.3.Caractéristiques des machines multi-phasées :

Les machines multi-phasées contiennent comme toutes machines électriques tournantes un stator et un rotor, la seule différence est au niveau du stator tel que, celui-ci comporte un nombre de phase supérieure à trois.

On distingue deux types de machines Multi-phasées : [HAD-01]

- ✓ Machines multi-phasées de type 1.
- ✓ Machines multi-phasées de type 2.

I.3.1. Machines multi-phasées de type 1 :[XAV-03]

Les machines multi-phasées de "type 1" sont des machines dont le nombre de phases statoriques « q » est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en étoiles triphasées : ***q=3n (n=1, 2, 3,4...).***

Pour un nombre donné de phases, il peut y avoir plusieurs configurations possibles suivant le décalage angulaire qui correspond au décalage entre étoiles.

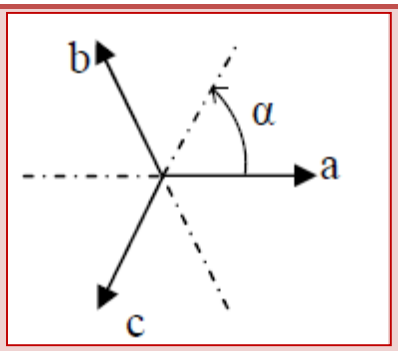
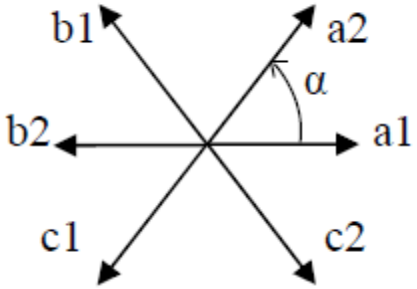
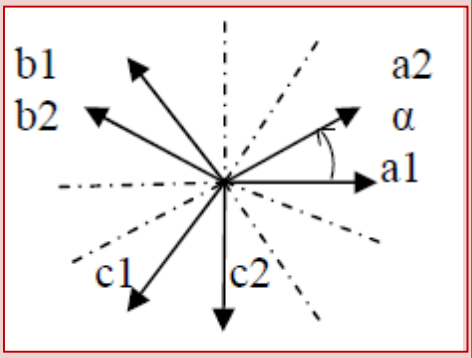
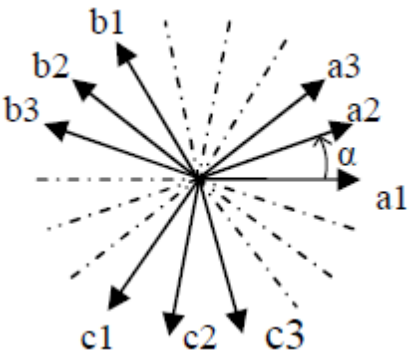
En effet, une machine double étoile (q = 6) dont les étoiles sont décalées de($\alpha = \frac{\pi}{6}$) possède des caractéristiques différentes decelles d'une machine dont les étoiles sont décalées de($\alpha = \frac{\pi}{3}$).

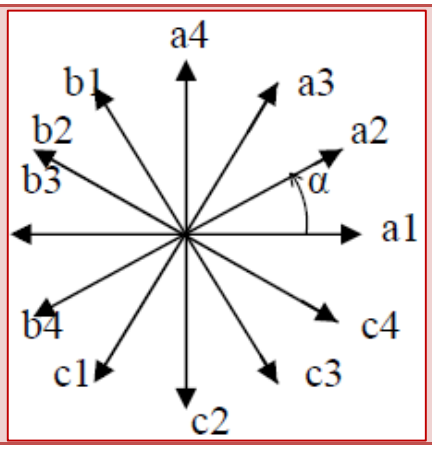
Pour différencier les configurations possibles, on peut introduire un « nombre équivalent de phases », noté q", dont la définition est la suivante :

$$q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha} \qquad \textbf{(I.1)}$$

Le tableau 1.1 donne le détail de quelques exemples des machines multi-étoile :

TAB.I.1. Machines multi-phasées de Type 1

Nombre de phase (q)	Nombre équivalent de phase (q_α)	Décalage entre les étoiles	Représentation schématique entre les bobines
3	**3**	$\frac{\pi}{3}$	
6	**3**	$\frac{\pi}{3}$	
6	**6**	$\frac{\pi}{6}$	
9	**9**	$\frac{\pi}{9}$	

12	**6**	$\frac{\pi}{6}$	

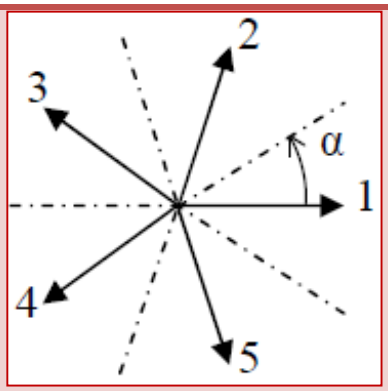
I.3.2.Machines multi-phasées de Type 2 :[3]

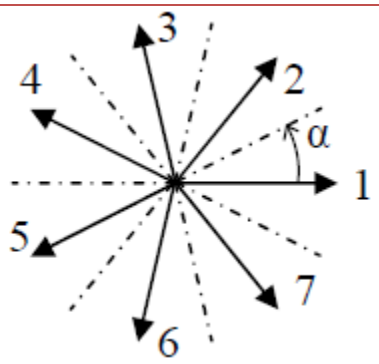
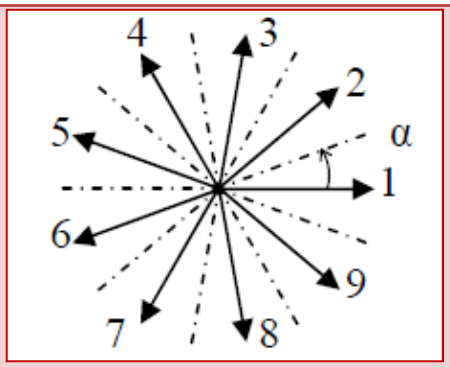
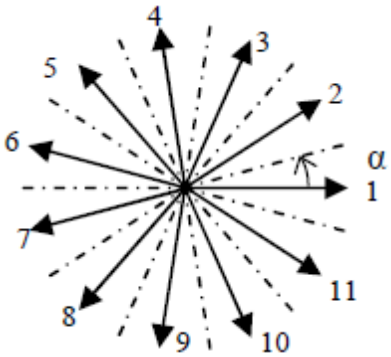
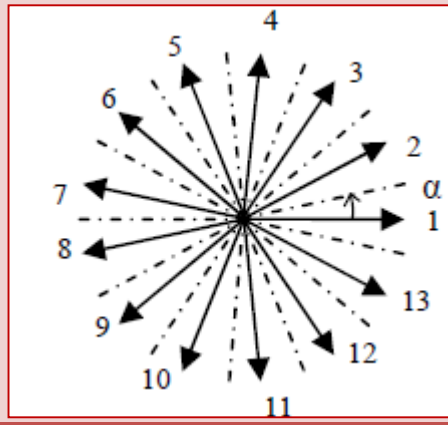
Les machines multi-phasées de "type 2" sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un nombre impair. Si αdésigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, les q phases sont alors régulièrement décalés de« $\frac{2\pi}{q} = 2\alpha$ » On a donc toujours :

$$q = q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha} \qquad \textbf{(I.2)}$$

Le tableau (TAB. I.2) donne le détail de quelques exemples de machines multi-phasées de Type 2 :

TAB. I.2 machines multi-phasées de Type 2

Nombre de phase q	Nombre équivalent de phase q_α	Décalage entre les étoiles	Représentation schématique entre les bobines
5	**5**	$\frac{\pi}{5}$	

7	**7**	$\frac{\pi}{7}$	
9	**9**	$\frac{\pi}{9}$	
11	**11**	$\frac{\pi}{11}$	
13	**13**	$\frac{\pi}{13}$	

I.4.Application des machines multi-phasées :

Les machines multiphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées, par exemple les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment, etc.

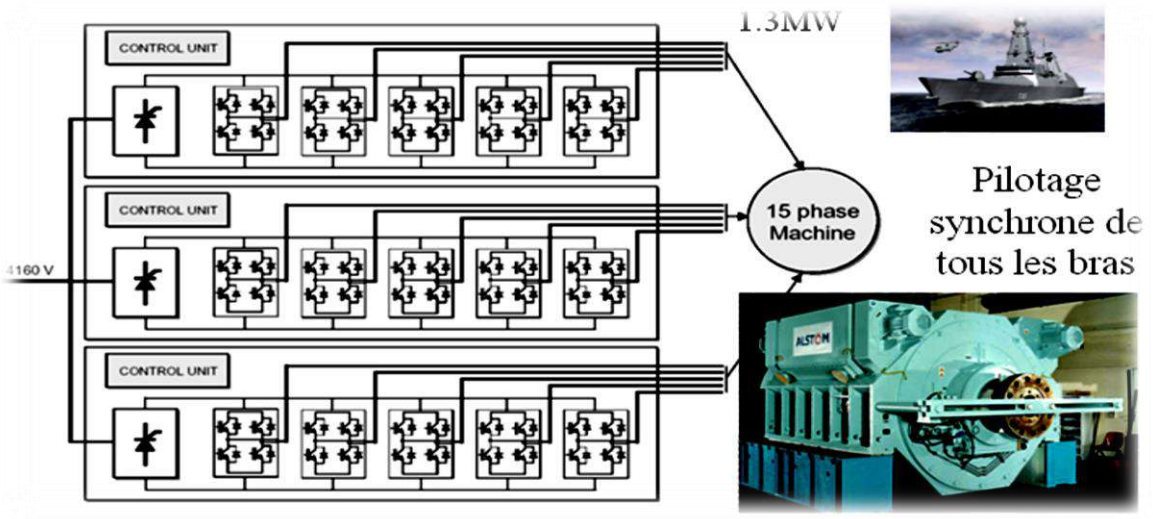


Figure I.1 : Exemple d'application d'une machine synchrone de 15 phases, [Eri05].

Une autre application concerne l'utilisation des machines multi-phasées dans les systèmes de production de l'énergie éolienne : la machine double étoile génère de l'énergie à travers deux systèmes triphasés connectés à un transformateur pour adapter les tensions des six phases aux tensions des réseaux (Fig. I.2).

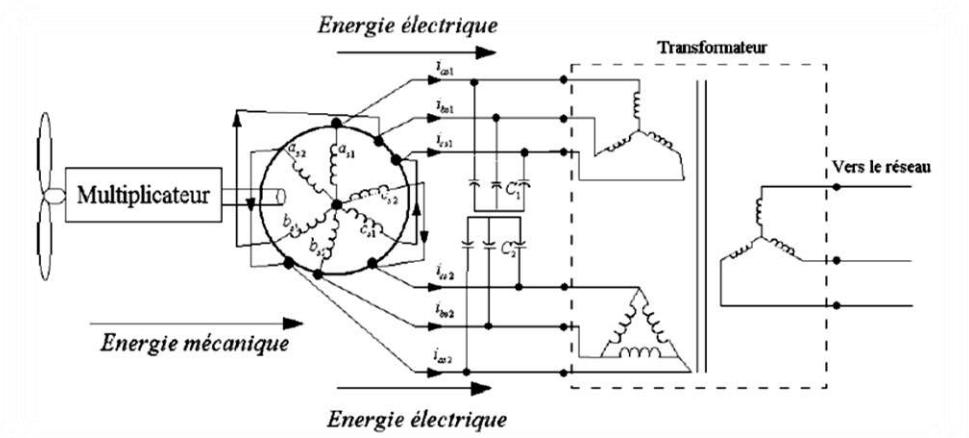


Figure I.2 : Exemple d'application d'une machine asynchrone à 6 phases [MER-08]

I.5.Avantages des machines multi-phasées :

Les machines multi-phasées sont plus avantageuses que les machines conventionnelles. Parmi ces avantages on peut citer : la segmentation de puissance et la fiabilité**.**

I.5.1. Segmentation de puissance :

L'une des solutions pour réduire les courants de phases sans réduire les tensions d'alimentations, est d'augmenter le nombre de phases statoriques.

La puissance totale demandée par une machine est alors réduite dans chaque phase. Avec cette puissance, on peut alimenter la machine par un onduleur dont les composants semi-conducteurs de calibre inférieur peuvent fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations des couples et des pertes rotoriques.

I.5.2. Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques :

Pour pouvoir comparer les harmoniques du couple électromagnétique on considère deux machines l'une conventionnelle et l'autre double étoile alimentée par des tensions non sinusoïdales. L'ondulation du couple électromagnétique dont la fréquence est six fois celle du fondamentale est principalement créé par des harmoniques cinq et sept de temps. Ces harmoniques existent dans la machine triphasée, par contre dans la machine double étoile, ils sont naturellement éliminés.

I.5.3. La fiabilité :

Le régime dégradé (par la perte de l'une des phases par la défection des éléments de semi-conducteurs dont est constitué l'onduleur alimentant la machine) engendre une perte de contrôle de la machine, ainsi que des ondulations de la forte amplitude. L'une des solutions pour pouvoir commander la machine dans ce régime consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue.

Dans les machines multi-phasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir jusqu'à (n ph − 3) phases ouvertes sans que la solution concerne la connexion du neutre au point milieu de la source de tension continuent.

Plus le nombre de phases augmente, plus on a de degrés de liberté pour commander la machine.

I.5.4. Elimination d'harmoniques d'espace :

Plus la valeur de q_α est grande, plus les rangs des premiers harmoniques d'espace existants sont élevés. Ces derniers sont ceux de rang dix-sept et dix-neuf pour la machine à neuf phases par exemple. On peut ainsi réduire les harmoniques cinq et sept, responsables d'un creux au voisinage du septième de la vitesse synchrone, dans la caractéristique couple / vitesse de certaines machines triphasées.

Il n'y a donc pas forcément besoin de bobine ces machines de manière à réduire ces harmoniques cinq et sept, comme il est généralement nécessaire de faire pour les machines triphasées. Cette possibilité d'éliminer des harmoniques d'espace est un réel avantage des machines multi-phasées.

Remarquons également que, à nombre d'encoches données, plus le nombre des phases augmente, plus le nombre d'encoches par pôles et par phase diminue. Ceci augmente le facteur de distribution pour le fondamental. À courant donné, on augmente donc l'amplitude du fondamental de la f.m.m., comparée au cas de la machine triphasée ordinaire [HAD-01].

I.6. Inconvénients des machines multi-phasées : [HAD-01]

Les inconvénients majeurs des machines multi-phasées sont :

- L'apparition des courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension.
- Le coût : le nombre de semi-conducteurs dont est constitué le convertisseur statique augmente avec l'augmentation du nombre de phases statoriques de la machine, ce qui augmente le coût de l'ensemble convertisseur-machine.
- Complication du système de commande, cela est dû à la multiplication du nombre de semi-conducteurs.

I.7.Modélisation de la machine asynchrone à double étoile :

I.7.1. Description de la MASDE :

La MASDE se compose de deux enroulements triphasés identiques, décalés l'un par rapport à l'autre d'un angle électrique. Les phases de l'étoile une et de l'étoile deux sont décalées d'un angle $2\pi/3$; le rotor est identique à celui d'une machine asynchrone triphasée (rotor à cage d'écureuil).

Nous noterons par l'indice s1 pour les grandeurs relatives à la première étoile (stator1) et par l'indice s2 pour celles relatives à la deuxième étoile (stator 2).

Les phases de la première étoile AS1, BS1 et CS1et les phases de la deuxième étoile prennent AS2, BS2 et CS2, les phases rotoriques sont notées par Ar, Br et Crr. L'angle de décalage entre les deux étoiles est.

La figure (I.3) représente la MASDE dont (As1, Bs1, Cs1) étant les phases de la première étoile et (As2, Bs2, Cs2) les phases de la deuxième étoile et (Ar, Br, Cr) les phases du rotor.

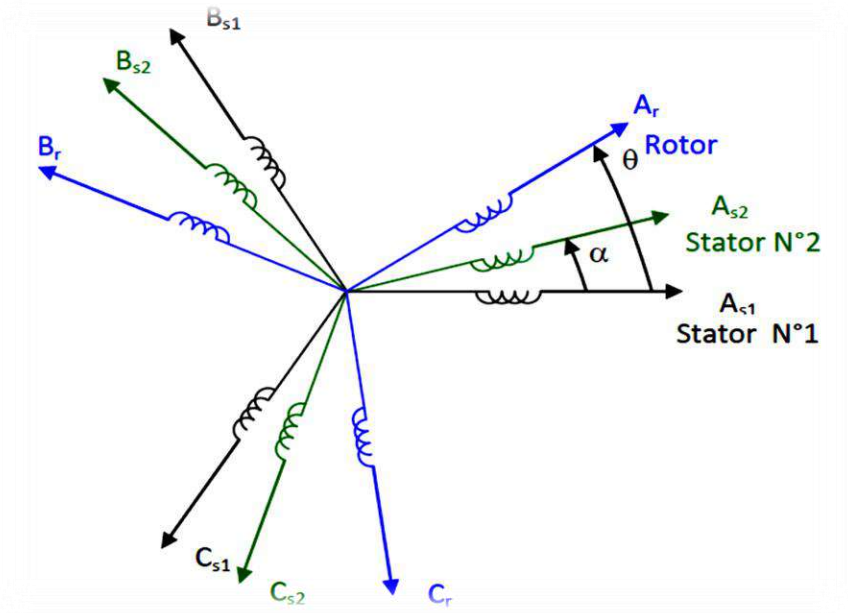


Figure I.3 : Représentation des enroulements de la MADE

$\boldsymbol{\theta_m}$:Exprime la position du rotor (phase *Ar*) par rapport à l'étoile1 (phase*AS1*).

$\boldsymbol{\theta_2}$: La position du rotor par rapport à l'étoile2.ces angles sont définis par les équations suivantes :

$$\boldsymbol{\theta_{m=}\Omega_m t + \theta_0} \qquad \text{(I. 3)}$$

$$\boldsymbol{\theta_2 = \theta_m - \alpha} \qquad \text{(I.4)}$$

$\boldsymbol{\Omega_m[rad/s]}$: La vitesse mécanique du rotor.

$\boldsymbol{\theta_0}$: La position du rotor par rapport au l'étoile 1. [YAH 11], [HAI 01], [BOU 08], [AMI 08], [MEL 14], [MER 08], [BOU 14], [BEN 10], [LAK 14].

I.7.2. Principe de fonctionnement de la MADE :

Les courants triphasés de fréquence f alimentant l'enroulement 1 du stator de la machine, donnent naissance à un champ tournant à la vitesse de synchronisme *Ns*, tel que :

$$N_S = \frac{f_s}{P}[tr/s] \tag{I.5}$$

Avec :

p : le nombre de pair de pôles.

Les mêmes courants triphasés mais décalés d'un angle α alimentant l'enroulement 2 du même stator donnent eux aussi naissance à un autre champ tournant à la même vitesse de synchronisme *Ns*.

Ces deux champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor, générant ainsi des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse *N* [*tr/s*] inférieure à celle du synchronisme *N*<*Ns*, ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor. On dit alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport :

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} \tag{I.6}$$

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement. [Yah11],[ben10]



Figure I.4 : Modes de fonctionnement suivant le glissement.

I.7.3. Hypothèses simplificatrices :

La MASDE avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Cependant, le modèle que nous adopterons tient compte des hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable.
- Force magnétomotrice à répartition spatiale sinusoïdale.

- Machine de construction symétrique.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau (effet pelliculaire).
- L'inductance de fuite mutuelle commune aux deux circuits (étoiles 1et 2) est négligeable. [YAH 11], [HAI 01].

I.7.4. Modèle naturel de MASDE :

I.7.4.1. Equations des tensions :

Les équations électriques de l'étoile 1, de l'étoile 2 et du rotor sont exprimées par :
Pour étoile 1 :

$$\begin{aligned} V_{sa1} &= R_{sa1}I_{sa1} + \frac{d\emptyset_{sa1}}{dt} \\ V_{sb1} &= R_{sb1}I_{sb1} + \frac{d\emptyset_{sb1}}{dt} \\ V_{sc1} &= R_{sa1}I_{sa1} + \frac{d\emptyset_{sc1}}{dt} \end{aligned} \tag{I.7}$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{aligned} V_{sa2} &= R_{sa2}I_{sa2} + \frac{d\emptyset_{sa2}}{dt} \\ V_{sb2} &= R_{sb2}I_{sb2} + \frac{d\varphi_{sb2}}{dt} \\ V_{sc2} &= R_{sc2}I_{sc2} + \frac{d\emptyset_{sc2}}{dt} \end{aligned} \tag{I.8}$$

Pour le rotor :

$$0 = R_{ra}I_{ra} + \frac{d\emptyset_{ra}}{dt}$$

$$0 = R_{rb}I_{rb} + \frac{d\emptyset_{rb}}{dt}\, 0 = R_{rc}I_{rc} + \frac{d\emptyset_{rc}}{dt} \tag{I.9}$$

Sous forme matricielle on a :

Pour l'étoile 1 :

$$[V_{s1}] = [R_s][I_{s1}] + \frac{d[\emptyset_{s1}]}{dx} \quad \text{(I.10)}$$

Pour l'étoile 2 :

$$[V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d[\emptyset_{s2}]}{dx} \quad \text{(I.11)}$$

Pour le rotor :

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d[\emptyset_r]}{dx} \quad \text{(I.12)}$$

on pose :

$R_{sa1=}R_{sb1=}R_{sc1} = R_r$et $R_{sa2} = R_{sb2} = R_{sc2} = R_r$

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} [Rr] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad \text{(I.13)}$$

Avec :

$[\boldsymbol{R_{s1}}]$: Résistance d'une phase de statorique de l'étoile1.

$[\boldsymbol{R_{s2}}]$: Résistance statorique de l'étoile 2.

$[\boldsymbol{R_r}]$: Résistance d'une phase rotorique.

$[\boldsymbol{V_{s1}}] = [\boldsymbol{V_{as1}} \quad \boldsymbol{V_{bs1}} \quad \boldsymbol{V_{cs1}}]^{\boldsymbol{T}}$(I.10)

$[\boldsymbol{V_{s2}}] = [\boldsymbol{V_{as2}} \quad \boldsymbol{V_{bs2}} \quad \boldsymbol{V_{cs2}}]^{\boldsymbol{T}}$(I.11)

$[\boldsymbol{V_{s1}}]$: Matrice de tension statorique de l'étoile 1.

$[\boldsymbol{V_{s2}}]$: Matrice de tension statorqiue de l'étoile 2.

$$[\boldsymbol{I_{s1}}] = [\boldsymbol{I_{as1}} \quad \boldsymbol{I_{bs1}} \quad \boldsymbol{I_{cs1}}]^{\boldsymbol{T}}$$

$$[\boldsymbol{I_{s2}}] = [\boldsymbol{I_{as2}} \quad \boldsymbol{I_{bs2}} \quad \boldsymbol{I_{cs2}}]^{\boldsymbol{T}} \quad \text{(I.14)}$$

$$[\boldsymbol{I_r}] = [\boldsymbol{I_r} \quad \boldsymbol{I_r} \quad \boldsymbol{I_r}]^{\boldsymbol{T}}$$

[Is1] : Matrice du courant statorique de l'etoile1.

[Is2] : Matrice du courant statorique de l'etoile2.

[Ir] : Matrice du courant rotorique.

$$[\emptyset_{s1}] = [\emptyset_{as1} \quad \emptyset_{bs1} \quad \emptyset_{cs1}]^T$$
$$[\emptyset_{s2}] = [\emptyset_{as2} \quad \emptyset_{bs2} \quad \emptyset_{cs2}]^T \qquad \text{(I.15)}$$
$$[\emptyset_r] = [\emptyset_r \quad \emptyset_r \quad \emptyset_r]^T$$

$[\emptyset_{s1}]$: Matrice de flux statorique de l'étoile 1.

$[\emptyset_{s2}]$: Matrice de flux statorique de l'etoile2.

$[\emptyset_r]$: Matrice de flux rotorique.

I.7.4.2. Equations des flux :

C'est à partir de la matrice [L (θ)] qu'on obtient les équations du flux en fonction des courants :

$$[L(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{s1s1} & L_{s1s2} & L_{s1sr} \\ L_{s2s1} & L_{s2s2} & L_{s2sr} \\ L_{rs1} & L_{rs2} & L_{rr} \end{bmatrix} \qquad \text{(I.16)}$$

Les équations des flux statoriques et rotorique sous forme matricielle est donnée par :

$$\begin{bmatrix} [\emptyset_{s1}] \\ [\emptyset_{s2}] \\ [\emptyset_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1sr}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2sr}] \\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \qquad \text{(I.17)}$$

$[L_{s1s1}]$: Matrice inductance de l'étoile 1.

$[\boldsymbol{L_{s2s2}}]$: Matrice inductance de l'étoile 2.

$[\boldsymbol{L_{rr}}]$: Matrice inductance de rotor.

$[\boldsymbol{L_{s1s2}}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1et étoile 2.

$[\boldsymbol{L_{s1r}}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1et rotor.

$[\boldsymbol{L_{s2s1}}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2et ètoile1.

$[\boldsymbol{L_{s2r}}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et rotor.

$[\boldsymbol{L_{rs1}}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 1.

$[\boldsymbol{L_{rs2}}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 2.

I.7.4.3. Equations des flux développés de la MADE :

$$\begin{bmatrix}\emptyset_{a1}\\ \emptyset_{b1}\\ \emptyset_{c1}\\ \emptyset_{a2}\\ \emptyset_{b2}\\ \emptyset_{c2}\\ \emptyset_{a}\\ \emptyset_{b}\\ \emptyset_{c}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix} L_{a1a1} & M_{a1b1} & M_{a1c1} & M_{a1a2} & M_{a1b2} & M_{a1c2} & M_{a1a} & M_{a1b} & M_{a1c}\\ M_{b1a1} & L_{b1b1} & M_{b1c1} & M_{b1a2} & M_{b1b2} & M_{b1c2} & M_{b1a} & M_{b1b} & M_{b1c}\\ M_{c1a1} & M_{c1b1} & L_{c1c1} & M_{c1a2} & M_{c1b2} & M_{c1c2} & M_{c1a} & M_{c1b} & M_{c1c}\\ M_{a2a1} & M_{a2b1} & M_{a2c1} & L_{a2a2} & M_{a2b2} & M_{a2c2} & M_{a2a} & M_{a2b} & M_{a2c}\\ M_{a2b1} & M_{b2b1} & M_{b21} & M_{b2a2} & L_{b2b2} & M_{b2c2} & M_{b2a} & M_{b2b} & M_{b2c}\\ M_{a2c1} & M_{c2b1} & M_{c2c1} & M_{c2a2} & M_{c2b2} & L_{c2c2} & M_{c2a} & M_{c2b} & M_{c2c}\\ M_{aa1} & M_{ab1} & M_{ac1} & M_{aa2} & M_{ab2} & M_{ac2} & L_{aa} & M_{ab} & M_{ac}\\ M_{ba1} & M_{bb1} & M_{bc1} & M_{ba2} & M_{bb2} & M_{bc2} & M_{ba} & L_{bb} & M_{bc}\\ M_{ca1} & M_{bb1} & M_{cc1} & M_{ca2} & M_{cb2} & M_{cc2} & M_{ca} & M_{cb} & L_{cc}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}I_{a1}\\ I_{b1}\\ I_{c1}\\ I_{a2}\\ I_{b2}\\ I_{c2}\\ I_{a}\\ I_{b}\\ I_{c}\end{bmatrix} \quad (I.18)$$

Mij: Inductance mutuelle relative aux deux étoiles ou l'étoile et le rotor (i≠ *j*).
Lij: Inductance propre relative à une étoile ou au rotor.

Avec**:**

i=a1, b1, c1, a2, b2, c2, a, b, c j=a1, b1, c1, a2, b2, c2, a, b, c

L'hypothèse simplificatrice usuelle de la représentation sinusoïdale des (f.m.m) nous donne les expressions suivantes :

$$[L_{s1,s1}]=\begin{bmatrix} L_{s1}+L_{ms} & -L_{ms}/2 & L_{ms}/2\\ -L_{ms}/2 & L_{s1}+L_{ms} & L_{ms}/2\\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s1}+L_{ms}\end{bmatrix} \quad (I.19)$$

$$[L_{s2,s2}]=\begin{bmatrix} L_{s2}+L_{ms} & -L_{ms}/2 & L_{ms}/2\\ -L_{ms}/2 & L_{s2}+L_{ms} & L_{ms}/2\\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s2}+L_{ms}\end{bmatrix} \quad (I.20)$$

$$[L_{r,r}]=\begin{bmatrix} L_{r}+L_{mr} & -L_{mr}/2 & L_{mr}/2\\ -L_{mr}/2 & L_{r}+L_{mr} & L_{mr}/2\\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & L_{r}+L_{mr}\end{bmatrix} \quad (I.21)$$

$$[M_{s1,s2}]=L_{ms}\begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha+2\pi/3) & \cos(\alpha+4\pi/3)\\ \cos(\alpha+4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha+2\pi/3)\\ \cos(\alpha+2\pi/3) & \cos(\alpha+4\pi/3) & \cos(\alpha)\end{bmatrix} \quad (I.22)$$

$$[M_{s1,r}] = M_{sr}\begin{bmatrix} \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m + {}^{2\pi}/_{3}) & \cos(\theta_m + {}^{4\pi}/_{3}) \\ \cos(\theta_m + {}^{4\pi}/_{3}) & \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m + {}^{2\pi}/_{3}) \\ \cos(\theta_m + {}^{2\pi}/_{3}) & \cos(\theta_m + {}^{4\pi}/_{3}) & \cos(\theta_m) \end{bmatrix} \quad \text{(I.23)}$$

$$[M_{s2,r}] = M_{sr}\begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + {}^{2\pi}/_{3}) & \cos(\theta_2 + {}^{4\pi}/_{3}) \\ \cos(\theta_2 + {}^{4\pi}/_{3}) & \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + {}^{2\pi}/_{3}) \\ \cos(\theta_2 + {}^{2\pi}/_{3}) & \cos(\theta_2 + {}^{4\pi}/_{3}) & \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \quad \text{(I.24)}$$

$$[M_{s2,s1}] = [M_{s1,s2}]^T ; [M_{r,s1}] = [M_{s1,r}]^T ; [M_{r,s2}] = [M_{s2,r}]^T \quad \text{(I.25)}$$

Avec :

$\boldsymbol{L_{s1}}$: L'inductance propre de la 1ère étoile

$\boldsymbol{L_{s2}}$: L'inductance propre de la 2ème étoile

$\boldsymbol{L_r}$: L'inductance propre d'une phase du rotor

$\boldsymbol{L_{ms}}$: La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique

$\boldsymbol{L_{mr}}$: La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique

$\boldsymbol{L_{sr}}$**:** La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor.

I.7.4.4. Equation mécanique :

Elle est la solution de l'équation fondamentale de la dynamique :

$$\frac{d}{dt}\Omega_m = \frac{1}{J}\left(C_{em} - C_r - K_f\Omega_m\right) \quad \text{(I.26)}$$

$$\frac{d}{dt}\theta_m = \Omega_m \quad \text{(I.27)}$$

Avec :

***J* :** Le moment d'inertie de la machine.

***Cem* :** Le couple électromagnétique.

***Cr* :** Le couple résistant (couple de la charge).

***Kf* :** Le coefficient de frottement.

I.7.4.5. Energie magnétique :

Elle peut être calculée à partir de l'expression :

$$\omega_{mag} = \frac{1}{2}([I_{s1}]^T[\emptyset_{s1}] + [I_{s2}]^T[\emptyset_{s2}] + [I_r]^T[\emptyset_r]) \quad \text{(I.28)}$$

I.7.4.6. Couple électromagnétique :

Il est donné par la dérivée partielle de l'énergie par rapport à l'angle mécanique.

$$C_{em} = \frac{d\omega_{mag}}{d\theta_m} = p\frac{d\omega_{mag}}{d\theta_e} \quad \text{(I.29)}$$

Avec :

***p*:** nombre de paires de pôles.

***θ m* :** Angle mécanique.

***θe*:** Angle électrique.

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = \left(\frac{P}{2}\right)\left([I_{s,abc1}]\frac{d}{dx}[M_{s1,r}][I_{r,abc}]^T + [I_{s,abc}]\frac{d}{dx}[M_{s2,r}][I_{r,abc}]^T\right) \quad \text{(I.30)}$$

Les équations (I.3), (I.4), (I.10), (I.11), (I.12), (I.13), (I.24), (I.25) et (I.27), forment le modèle électromagnétique complet de la MASDE dans le système réel, en tenant compte des hypothèses simplificatrices précitées. Le modèle de la MASDE établi précédemment ne nous permet pas d'étudier les régimes transitoires de la MASDE, cette partie fait l'objet d'étudierces régimes. Plusieurs modèles ont été écrits dans ce contexte. On cite, le modèle avecl'utilisation des composantes symétriques, de la théorie du vecteur d'espace et du modèle de Park.

I.8.Transformation Triphasé-Biphasé :

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé vers un système biphasé (α, β).

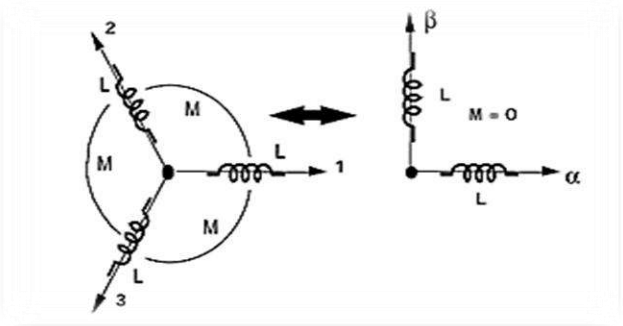


Figure I.5 : Passage du système triphasé au système biphasé.

Il existe principalement deux transformations : CLARKE et CONCORDIA. La transformation de CLARKE ne conserve l'amplitude des grandeurs mais ni la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient 2/3). Tandis que celle de CONCORDIA, qui est normée, elle conserve la puissance mais ne conserve pas les amplitudes. [GHA-10] [MAR-].

I.8.1. Transformation de CLARKE :

Le passage d'un système triphasé abc à un système biphasé de CLARKE (α, β)s'écrit :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_C \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \text{C.-à-d.} \left[X_{\alpha\beta}\right] = C_{23}[X_{abc}] \tag{I.31}$$

Avec :

$$C_{23} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 0 & 1/2 & 1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \tag{I.32}$$

Le passage inverse s'écrit :

$$[X_{abc}] = C_{23}\left[X_{\alpha\beta}\right] \text{Avec :} C_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \tag{I.33}$$

Le choix de la matrice de passage non normée (Clarke) est pratique en commande où l'on traite des grandeurs (d, q). Cela permet, par exemple, d'apprécier directement le module du courant absorbé par le moteur.

I.8.2. Transformation de CONCORDIA :

Le passage d'un système triphasé abc à un système biphasé (α, β)s'écrit :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_C \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \text{C-a-d} \left[X_{\alpha\beta}\right] = T_{23}[X_{abc}] \tag{I.34}$$

Avec :

$$T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \tag{I.35}$$

Le passage inverse s'écrit :

$$[X_{abc}] = T_{23}\left[X_{\alpha\beta}\right] \text{Avec :} T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \tag{I.36}$$

Le choix d'une matrice normée (Concordia) est souvent utilisé pour des raisons de symétrie de transformation directe et inverse. Ces modèles ont pour l'objet de réduire le modèle naturel en un modèle simple qui traduit le fonctionnement de la machine.

Dans cette étude on applique le modèle de Park.

I.8.3. Transformation de PARK :

Afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système on utilise des transformations orthogonales. On obtient donc des équations simples par des changements de variables appropriés. Parmi les transformations les plus utilisées, on a celle de Park.

Le modèle de Park est basé sur la transformation d'un système triphasé d'axes *(a, b, c)* à un système équivalent biphasé d'axes *(d, q)* créant la même force magnétomotrice.

Une seconde transformation de Park est appelée la transformation de Park modifiée. Cette modification permet de conserver la puissance lors de passage du système triphasé à celui du biphasé ou inversement [HAD-16].

La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan *(od, oq).*

La figure (I.6) représente les enroulements de la MASDE dans le repère *(d, q) :*

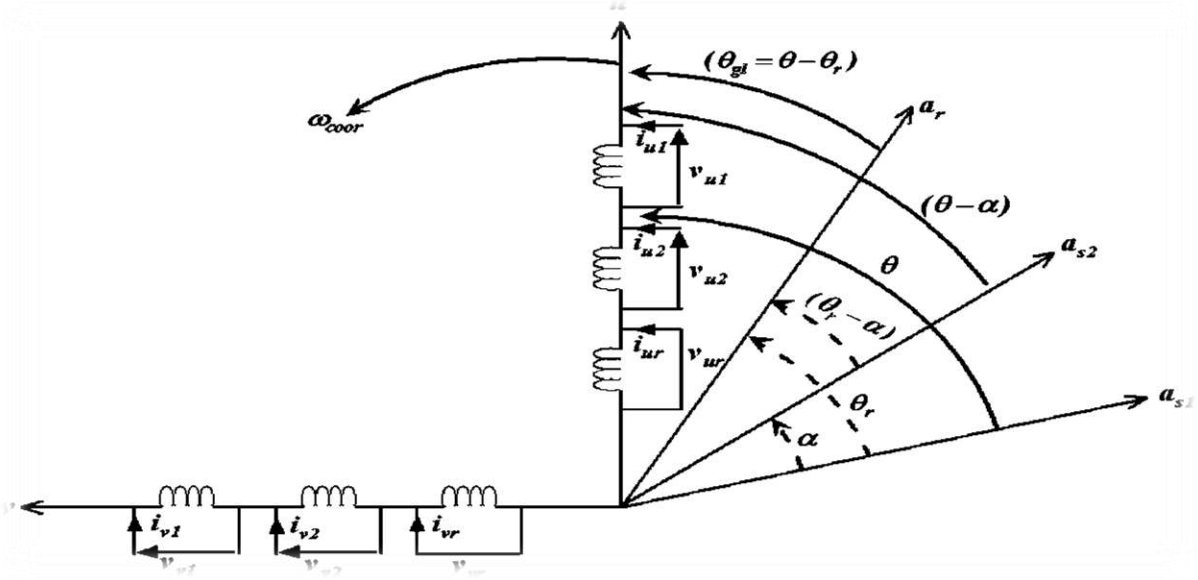


Figure I.6 : Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q)

$$[p(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta+\frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta+\frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta+\frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta+\frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{(I.37)}$$

$$[p(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta+\frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta+\frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta+\frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta+\frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{(I.38)}$$

Les deux transformations sont présentées par les deux équations suivantes :

$$[G_{dqo}] = [p(\theta)][G_{abc}] \quad \text{(I.39)}$$

$$[G_{abc}] = [p(\theta)]^{-1}[G_{dqo}] \quad \text{(I.40)}$$

Avec :

$[G_{abc}]$: Le vecteur assemblé des grandeurs du système triphasé équilibré.

$[G_{dqo}]$: Le vecteur assemblé des grandeurs du système biphasé.

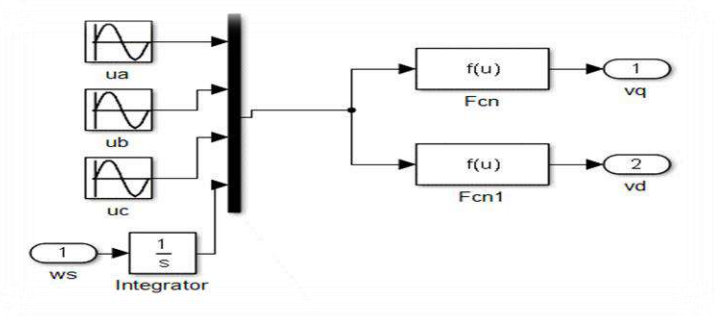


Figure I.7 : le schéma block de la transformée de Park

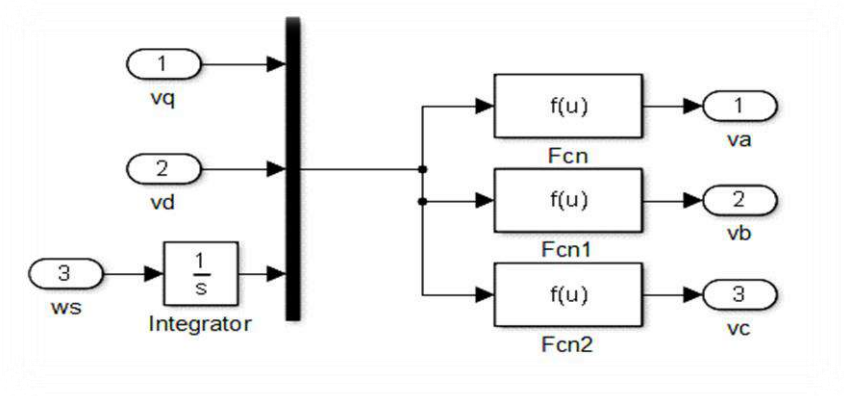


Figure I.8 : le schéma block de Park inverse sur Matlab/Simulink.

I.9. Choix du référentiel :

Les équations de la machine asynchrone double étoile peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse attribuée au repère *(d, q)*.

I.9.1. Référentiel lie au stator :

Pour ce type de choix $\theta_s = 0$ *et*$\omega_s = 0$. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées. Il est utilisé dans le régime transitoire avec une variation importante de la vitesse de rotation [MAR-06].

I.9.2. Référentiel lie au rotor :

Dans ce référentiel, la vitesse électrique du repère*(d,q)*est égale à la pulsation électrique$\omega_r$du rotor($\omega_s = \omega_r$). L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor [HAD-01].

I.9.3. Référentiel lie au champ tournant :

Il se traduit par les conditions :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt};\ \omega_{sr} = \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_r \qquad \text{(I.41)}$$

Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue [HAD-01].

I.10.Application de la transformation de Park à la MADE :

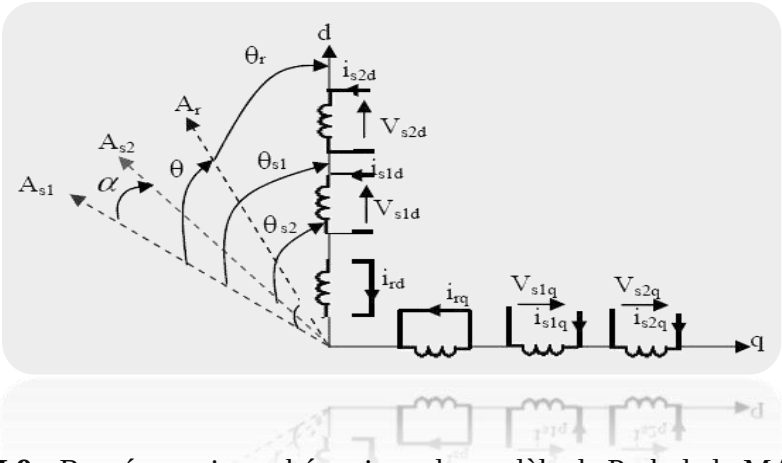


Figure I.9 : Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE.

I.10.1. Équations des tensions :

Par l'application de cette transformation aux systèmes d'équations de tensions (I.6), (I.7) et (I.8), on obtient :

Pour l'étoile1 :

$$\begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds1} \\ I_{qs1} \\ I_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \emptyset_{ds1} \\ \emptyset_{qs1} \\ \emptyset_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \emptyset_{ds1} \\ \emptyset_{qs1} \\ \emptyset_{os1} \end{bmatrix} \quad \text{(I.42)}$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{bmatrix} V_{ds2} \\ V_{qs2} \\ V_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds2} \\ I_{qs2} \\ I_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \emptyset_{ds2} \\ \emptyset_{qs2} \\ \emptyset_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \emptyset_{ds2} \\ \emptyset_{qs2} \\ \emptyset_{os2} \end{bmatrix} \quad \text{(I.43)}$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \\ V_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \emptyset_{dr} \\ \emptyset_{qr} \\ \emptyset_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \emptyset_{dr} \\ \emptyset_{qr} \\ \emptyset_{or} \end{bmatrix} \quad \text{(I.44)}$$

Avec :

$\boldsymbol{\theta_{s1}}$: L'angle constitue par les axes A_{s1}, d.

$\boldsymbol{\theta_r = \theta_{s1} - \theta}$**:**L'angle constitue par les axes A_r, d (Figure (1.3)).

$\frac{\boldsymbol{d\theta_{s2}}}{\boldsymbol{dt}} = \boldsymbol{\omega_{s2}}$**:** La vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au l'étoile 1.

$\frac{\boldsymbol{d\theta_r}}{\boldsymbol{dt}} = \boldsymbol{\omega_r}$**:** La vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au rotor.

Sous forme d'équations :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_s I_{ds1} + \frac{d}{dt}\emptyset_{ds1} - \omega_{s1}\emptyset_{qs1} \\ V_{qs1} = R_s I_{qs1} + \frac{d}{dt}\emptyset_{qs1} + \omega_{s1}\emptyset_{ds1} \end{cases} \quad \text{(I.45)}$$

$$\begin{cases} V_{ds2} = R_s I_{ds2} + \frac{d}{dt}\emptyset_{ds2} - \omega_{s2}\emptyset_{qs2} \\ V_{qs2} = R_s I_{qs2} + \frac{d}{dt}\emptyset_{qs2} + \omega_{s2}\emptyset_{ds2} \end{cases} \quad \text{(I.46)}$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt}\emptyset_{dr} - (\omega_{s1} - \omega_r)\emptyset_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt}\emptyset_{qr} + (\omega_{s1} - \omega_r)\emptyset_{dr} \end{cases} \quad \text{(I.47)}$$

I.10.2. Equations des flux :

Comme pour l'application de transformation de Park sur les équations des tensions, on applique cette transformation sur les équations des flux, on obtient :

$$\begin{aligned}
\emptyset_{ds1} &= L_{s1}I_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{ds2} + \frac{3}{2}M_{sr}I_{dr} \\
\emptyset_{qs1} &= L_{s1}I_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{qs2} + \frac{3}{2}M_{sr}I_{qr} \\
\emptyset_{ds2} &= L_{s2}I_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{ds2} + \frac{3}{2}M_{sr}I_{dr} \\
\emptyset_{qs2} &= L_{s2}I_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{qs2} + \frac{3}{2}M_{sr}I_{qr} \\
\emptyset_{dr} &= L_{r}I_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}I_{dr} + \frac{3}{2}M_{sr}I_{ds1} + \frac{3}{2}M_{sr}I_{ds2} \\
\emptyset_{qr} &= L_{r}I_{qr} + \frac{3}{2}L_{mr}I_{qr} + \frac{3}{2}M_{sr}I_{qs1} + \frac{3}{2}M_{sr}I_{qs2}
\end{aligned} \qquad \text{(I.48)}$$

On a:

$$\frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{mr} = \frac{3}{2}M_{sr} = L_m$$

L_m : inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, le stator 2 et le rotor.

Donc le système d'équations (1.46) peut s'écrire de la façon suivante :

$$\begin{cases}
\emptyset_{ds1} = L_{s1}I_{ds1} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\
\emptyset_{qs1} = L_{s1}I_{qs1} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\
\emptyset_{ds2} = L_{s2}I_{ds2} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\
\emptyset_{qs2} = L_{s2}I_{qs2} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\
\emptyset_{dr} = L_rI_{dr} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\
\emptyset_{qr} = L_rI_{qr} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr})
\end{cases} \qquad \text{(I.49)}$$

Avec :

L_{s1} + L_m : l'inductance propre cyclique de l'étoile 1.

L_{s2} + L_m : l'inductance propre cyclique de l'étoile 2.

L_r + L_m : l'inductance propre cyclique du rotor.

I.10.3. Equation mécanique :

Lors de changement du repère, il faut trouver l'expression du couple électromagnétique dans le nouveau repère.

Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée.

La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double étoile est donnée par l'expression suivante :

$$P_{abs} = [V_{s1}]^T [I_{s1}] + [V_{s2}]^T [I_{s2}] \quad \text{(I.50)}$$

Ce qui donne :

$$P_{abs} = V_{as1}I_{as1} + V_{bs1}I_{bs1} + V_{cs1}I_{cs1} + V_{as2}I_{as2} + V_{bs2}I_{bs2} + V_{cs2}I_{cs2} \quad \text{(I.51)}$$

Comme nous l'avons indiqué précédemment, la transformation de Park permet de conserver la puissance, on peut écrire alors :

$$P_{abs} = V_{ds1}I_{ds1} + V_{qs1}I_{qs1} + V_{ds2}I_{ds2} + V_{qs2}I_{qs2} \quad \text{(I.52)}$$

On remplace les tensions et les courants d'axes (d, q) dans le système d'équations (I.49) par leurs expressions dans les équations (1.43) (1.44), on trouve l'expression de la puissance absorbée instantanée suivante :

P_abs= 〖[R]〗 _s1 I_ds1^2+R_s1 I_qs1^2+R_s2 I_ds2^2+R_s2 I_qs2^2]

+[ω_s (∅_ds1 I_qs1-∅_qs1 I_ds1+∅_ds2 I_qs2-∅_qs2 I_ds2)] (I.53)

+[〖dΦ〗 _ds1/dt I_ds1+ 〖dΦ〗 _qs1/dt I_qs1+ 〖dΦ〗 _ds2/dt I_ds2+ 〖dΦ〗

_qs2/dt I_qs2]

La puissance instantanée développée se compose de trois termes :

- Le premier terme est identifiable aux pertes joules statorique.
- Le second terme correspond à la puissance électromagnétique emmagasinée.
- Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables).

La puissance et le couple électromagnétique peuvent s'écrire sous la forme universelle :

$$P_{em} = \Omega C_{em} \quad \text{(I.54)}$$

Avec :

Ω : La vitesse de rotation mécanique du rotor.

$\boldsymbol{C_{em}}$**:** Le couple électromagnétique développé.

On a dans l'expression de la puissance absorbée (I.51) le deuxième terme qui représente la puissance électromagnétique.

$$P_{em} = \omega_s\left(\emptyset_{ds1} I_{qs1} - \emptyset_{qs1} I_{ds1} + \emptyset_{ds2} I_{qs2} - \emptyset_{qs2} I_{ds2}\right) \quad \text{(I.55)}$$

D'après l'équation (I.53) il est clair que le couple électromagnétique est de la forme suivante :

$$C_{em} = p\left(\Phi_{ds1} I_{qs1} - \emptyset_{qs1} I_{ds1} + \emptyset_{ds2} I_{qs2} - \emptyset_{qs2} I_{ds2}\right) \quad \text{(I.56)}$$

Avec :

*p*est le nombre de paires de pôles de la machine.

I.11. Modèle de la Machine :

Dans notre travail, on utilise le référentiel lie au champ tournant pour la modélisation et la commande de la MASDE.

Dans ce cas, le modèle de la MASDE devient :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_s I_{ds1} + \dfrac{d}{dt}\emptyset_{ds1} - \omega_s \emptyset_{qs1} \\ V_{qs1} = R_s I_{qs1} + \dfrac{d}{dt}\emptyset_{qs1} + \omega_s \emptyset_{ds1} \\ \mathrm{I} = R_s I_{ds2} + \dfrac{d}{dt}\emptyset_{ds2} - \omega_s \emptyset_{qs2} \\ V_{qs2} = R_s I_{qs2} + \dfrac{d}{dt}\emptyset_{qs2} + \omega_s \emptyset_{ds2} \\ 0 = R_r I_{dr} + \dfrac{d}{dt}\emptyset_{dr} - (\omega_s - \omega_r)\emptyset_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \dfrac{d}{dt}\emptyset_{qr} + (\omega_s - \omega_r)\emptyset_{dr} \end{cases} \quad \text{(I.57)}$$

I.11.1. Mise sous forme d'équation d'état :

Le flux magnétisant φ_m est la somme des deux flux magnétisants direct φ_{md} et quadratiqueφ_{mq}, d'où :

$$\emptyset_m = \sqrt{\emptyset_{md}^2 + \emptyset_{mq}^2} \quad \text{(I.58)}$$

Les deux expressions des flux magnétisants en fonction des courants statorique et rotoriques sont :

$$\begin{cases} \emptyset_{md} = L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \emptyset_{mq} = L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{cases} \quad \text{(I.59)}$$

En introduisant les expressions des flux magnétisants (I.57) dans le système d'équations (I.47), on obtient :

$$\begin{cases} \emptyset_{ds1} = L_{s1} I_{ds1} + \emptyset_{md} \\ \emptyset_{qs1} = L_{s1} I_{qs1} + \emptyset_{mq} \\ \emptyset_{ds2} = L_{s2} I_{ds2} + \emptyset_{md} \\ \emptyset_{qs2} = L_{s2} I_{qs2} + \emptyset_{mq} \\ \emptyset_{dr} = L_r I_{dr} + \emptyset_{md} \\ \emptyset_{qr} = L_r I_{qr} + \emptyset_{mq} \end{cases} \quad \text{(I.60)}$$

À partir de l'équation (I.58) on tire :

$$\begin{cases} I_{ds1} = (\emptyset_{ds1} - \emptyset_{md})/L_{s1} \\ I_{qs1} = (\emptyset_{qs1} - \emptyset_{mq})/L_{s1} \\ I_{ds2} = (\emptyset_{ds2} - \emptyset_{md})/L_{s2} \\ I_{qs2} = (\emptyset_{qs2} - \emptyset_{mq})/L_{s2} \\ I_{dr} = (\emptyset_{dr} - \emptyset_{md})/L_r \\ I_{qr} = (\emptyset_{qr} - \emptyset_{mq})/L_r \end{cases} \quad \text{(I.61)}$$

En remplaçant les courants du système d'équations (I.59) par leur expression dans le système d'équations (1.55), on aura :

$$\begin{cases} \frac{d\emptyset_{ds1}}{dt} = V_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\emptyset_{ds1} - \emptyset_{md}) + \omega_s \emptyset_{qs1} \\ \frac{d\emptyset_{qs1}}{dt} = V_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\emptyset_{qs1} - \emptyset_{mq}) - \omega_s \emptyset_{ds1} \\ \frac{d_{\emptyset ds2}}{dt} = V_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\emptyset_{d2} - \emptyset_{md}) + \omega_s \emptyset_{qs2} \\ \frac{d\emptyset_{qs2}}{dt} = V_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\emptyset_{qs2} - \emptyset_{mq}) - \omega_s \emptyset_{qs1} \\ \frac{d_{\emptyset\emptyset dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}(\emptyset_{dr} - \emptyset_{md}) + \omega_{sr} \emptyset_{qr} \\ \frac{d\emptyset_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}(\emptyset_{qr} - \emptyset_{mq}) - \omega_{sr} \emptyset_{dr} \end{cases} \quad \text{(I.62)}$$

Avec $\omega_{sr} = \omega_s - \omega_r$

À partir de l'équation (I.47), les expressions des flux magnétisants auront les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \emptyset_{md} = L_a \left(\frac{\emptyset_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\emptyset_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\emptyset_{dr}}{L_r} \right) \\ \emptyset_{mq} = L_a \left(\frac{\emptyset_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\emptyset_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\emptyset_{qr}}{L_r} \right) \end{cases} \quad \text{(1.63)}$$

Où :

$$L_a = \frac{1}{(1/L_{s1}) + (1/L_{s2}) + (1/L_r) + (1/L_m)} \quad \text{(1.64)}$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statorique et en remplaçant (I.47) dans (I.54), on obtient :

$$C_{em} = pL_m[(I_{qs1} + I_{qs2})I_{dr} - (I_{ds1} + I_{ds2})I_{qr} \tag{1.65}$$

Une autre expression du couple peut être déduite à partir du flux rotorique dans le système d'équations (I.47). On considère les flux rotoriques suivants :

$$\begin{aligned} \emptyset_{dr} &= L_r I_{dr} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \emptyset_{qr} &= L_r I_{qr} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{aligned} \tag{1.66}$$

Les courants rotoriques sont :

$$\begin{cases} I_{dr} = \dfrac{1}{L_m + L_r}[\emptyset_{dr} - L_m(I_{ds1} + I_{ds2})] \\ I_{qr} = \dfrac{1}{L_m + L_r}[\emptyset_{qr} - L_m(I_{qs1} + I_{qs2})] \end{cases} \tag{1.67}$$

En introduisant I_{dr}et I_{qr}dans l'expression (1.63), on aura :

$$C_{em} = p\frac{L_m}{L_m + L_r}[(I_{qs1} + I_{ds1})\emptyset_{dr} - (I_{ds1} + I_{qs1})\emptyset_{qr}] \tag{1.68}$$

D'après le remplacement des expressions des flux magnétisants (Φ_{md},Φ_{mq}) dans (I.60) et après la simplification, on trouve le nouveau système d'équations :

$$\begin{aligned} \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} &= V_{ds1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}}\Phi_{ds1} + \omega_s\Phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{s1}L_{s2}}\Phi_{ds2} + \frac{L_a}{T_{s1}L_r}\Phi_{dr} \\ \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} &= V_{qs1} - \omega_s\Phi_{ds1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}}\Phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{s1}L_{s2}}\Phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s1}L_r}\Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} &= V_{ds2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}}\Phi_{ds1} + \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2}L_{s2}}\Phi_{ds2} + \omega_s\Phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_r}\Phi_{dr} \\ \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} &= V_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}}\Phi_{qs1} - \omega_s\Phi_{ds2} + \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2}L_{s2}}\Phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_r}\Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} &= \frac{L_a}{T_rL_{s1}}\Phi_{ds1} + \frac{L_a}{T_rL_{s2}}\Phi_{ds2} + \frac{L_a - L_r}{T_rL_r}\Phi_{dr} + \omega_{sr}\Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} &= \frac{L_a}{T_rL_{s1}}\Phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_rL_{s2}}\Phi_{qs2} - \omega_{sr}\Phi_{dr} + \frac{L_a - L_r}{T_rL_r}\Phi_{qr} \end{aligned} \tag{I.69}$$

En mettant le système d'équations (1.67) sous forme d'équations d'état.

$$\dot{X}=AX+BU \tag{I.70}$$

Avec :

$X = \left[\emptyset_{ds1}\emptyset_{qs1}\emptyset_{ds2}\emptyset_{qs2}\emptyset_{dr}\emptyset_{qr}\right]^T$: Vecteur d'état.

$U = \left[V_{ds1}V_{qs1}V_{ds2}V_{qs2}\right]^T$: Vecteur de commande (vecteur d'entre).

D'après le calcul matriciel, nous aboutissons aux matrices suivantes :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}} & \omega_s & \frac{L_a}{T_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1}L_r} & 0 \\ -\omega_s & \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1}L_r} \\ \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}} & 0 & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2}L_{s2}} & \omega_s & \frac{L_a}{T_{s2}L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}} & -\omega_s & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2}L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2}L_r} \\ \frac{L_a}{T_rL_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_rL_{s2}} & 0 & \frac{L_a - L_r}{T_rL_r} & \omega_{sr} \\ 0 & \frac{L_a}{T_rL_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_rL_{s2}} & -\omega_{sr} & \frac{L_a - L_r}{T_rL_r} \end{bmatrix} \quad (1.71)$$

$$\mathrm{B} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.72)$$

Avec :

$T_{s1} = \frac{L_{S1}}{R_{s1}}$: Constante de temps statorique de la première étoile.

$T_{s2} = \frac{L_{s2}}{R_{s2}}$: Constante de temps statorique de la deuxième étoile.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps rotorique.

La matrice A être décomposée comme suit [MAR-06]:

$$\mathrm{A}=[A_{11}] + [A_{12}]\omega_s + [A_{13}]\omega_{sr} \quad (I.71)$$

$$\mathrm{A13}=\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.73)$$

$$A12=\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{(I.74)}$$

$$A11=\begin{bmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{{L_{s1}}^2}-\frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{{L_{s2}}^2}-\frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{{L_{s2}}^2}-\frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \\ 0 & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{{L_{s2}}^2}-\frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{{L_r}^2}-\frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & 0 & \frac{R_rL_a}{{L_r}^2}-\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad \text{(I.75)}$$

$$[\varphi]=[H][I] \quad \text{(I.76)}$$

$$H=\begin{bmatrix} L_{s1}+L_m & L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ L_m & L_{s1}+L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{s2}+L_m & L_m & 0 & L_m \\ 0 & 0 & 0 & L_{s2}+L_m & 0 & L_m \\ L_m & L_m & 0 & 0 & L_r+L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_m & L_m & 0 & L_r+L_m \end{bmatrix} \quad \text{(I.77)}$$

I.12.Simulation et Interprétation des résultats :

La simulation consiste à implanter le modèle électromécanique de la MASDE sous l'environnement Matlab/Simulink.

La MASDE est alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées, exprimées comme suit :

Pour le premier stator :

$$\begin{cases} V_{as1}=V_s.\sqrt{2}.\sin(\omega_s t) \\ V_{bs1}=V_s.\sqrt{2}.\sin\left(\omega_s t-\frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{cs1}=V_s.\sqrt{2}.\sin\left(\omega_s t+\frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{(I.78)}$$

Pour le deuxième stator :

$$\begin{cases} V_{as2} = V_s.\sqrt{2}.\sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{bs2} = V_s.\sqrt{2}.\sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{cs2} = V_s.\sqrt{2}.\sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \end{cases} \quad \text{(I.79)}$$

La figure (I.10) représente la source d'alimentation sur Matlab/Simulink :

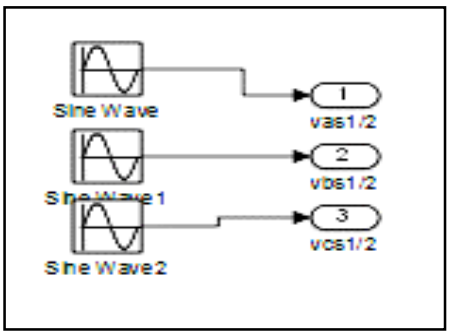


Figure I.10 : block de simulation de l'alimentation de la MADE

Avec :

V_s : Valeur efficace de tension (V_s= 220 V).

ω_s : Pulsation d'alimentation (ω_s=100.π = 314 rad/s).

Les figures (I.10) et (I.11) Représente le bloc de simulation de la MASE sur Matlab/Simulink alimentée par les réseaux, les paramètres de la machine asynchrone à double étoile utilisée dans ce travail sont donnés à l'annexe A.

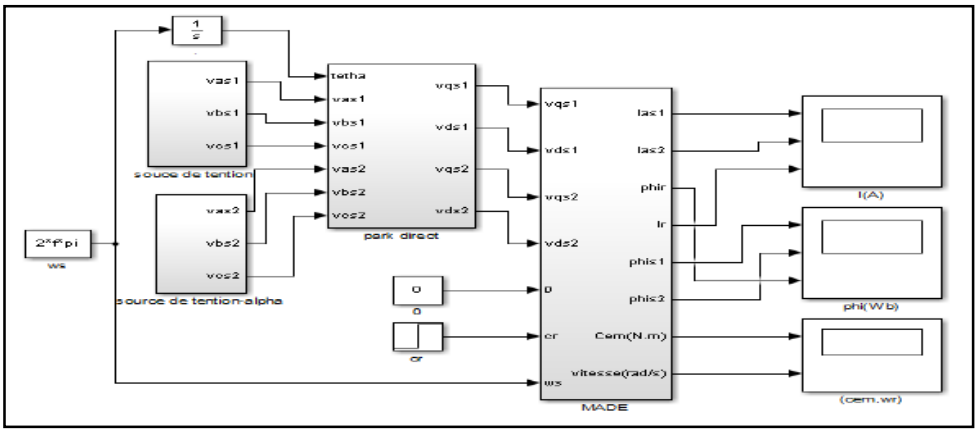


Figure I.11 : Le schéma bloc de la Machine asynchrone double étoile alimentée par le réseau

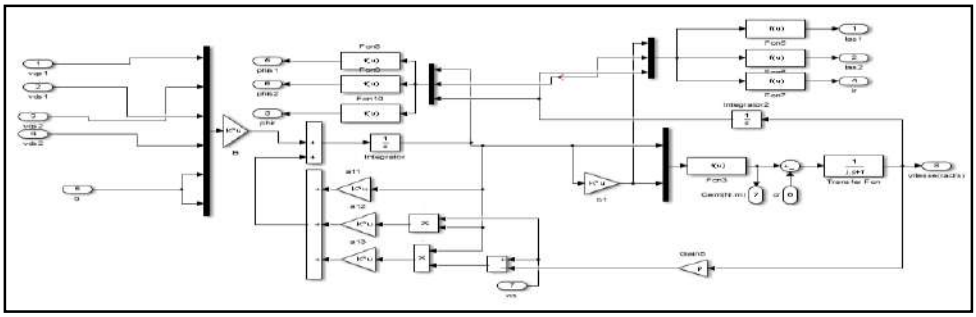
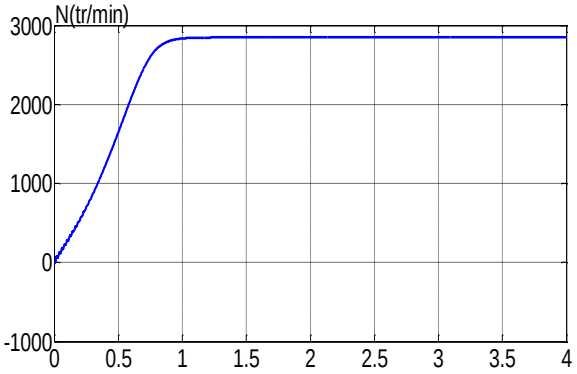


Figure I.12 : Le schéma bloc de la Machine asynchrone double étoile associée avec le bloc d'alimentation de Park.

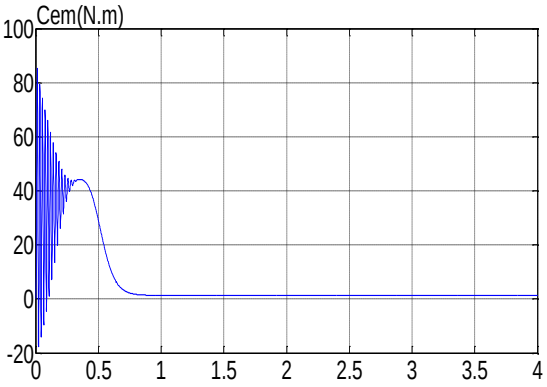
L'étude des performances de la machine alimentée directement par un réseau triphasé a été faite pour deux cas : à vide et en charge.

I.12.1. Fonctionnement à vide :

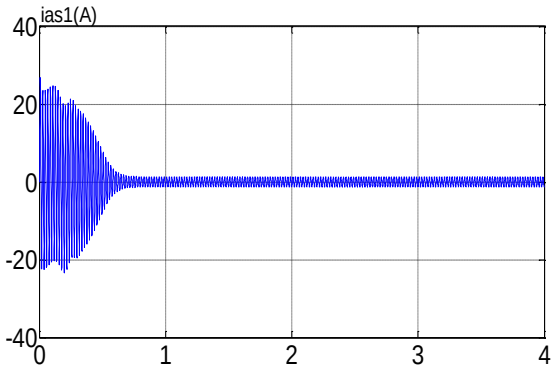
Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lors d'un fonctionnement à vide C_r =0.



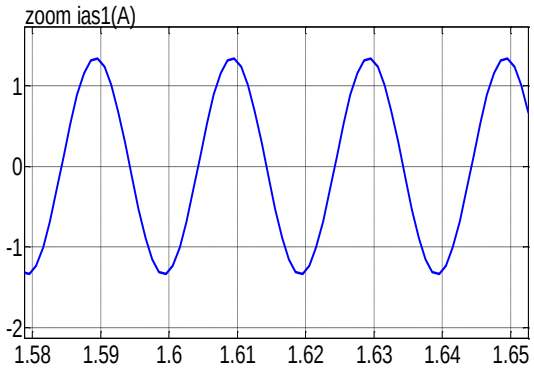
(a) Vitesse N (tr/min)



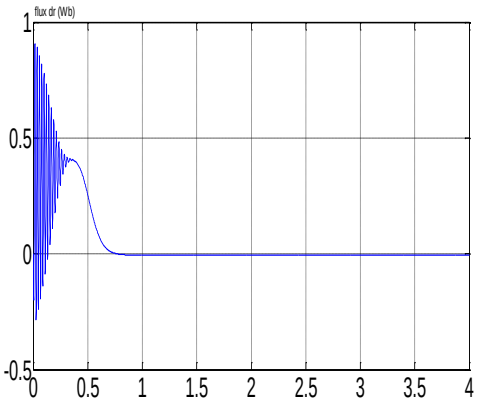
(b)le couple éléctromagnetique (N.m)



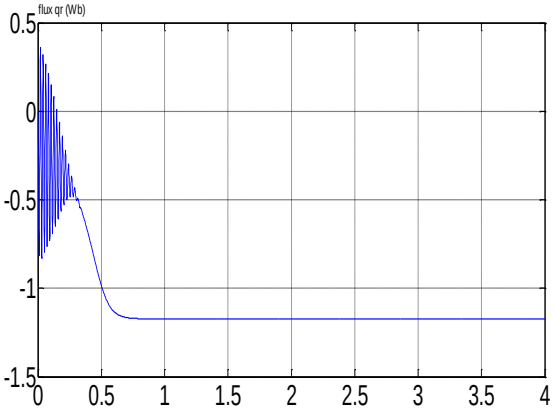
(c) le courant statorique is1(A)



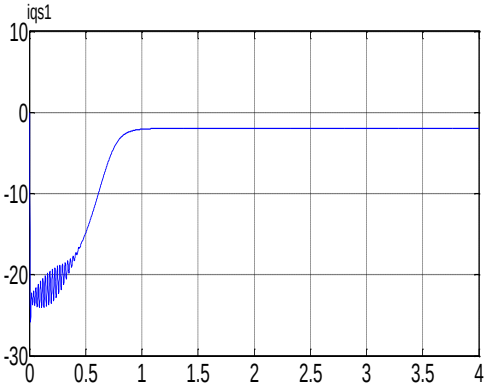
(d)zoom de courant ias1(A).



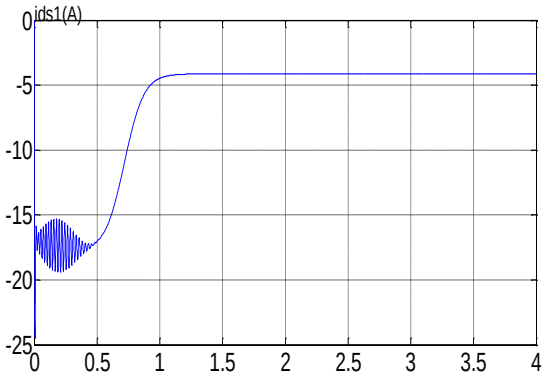
(e) le flux $\emptyset_{dr}$(Wb)



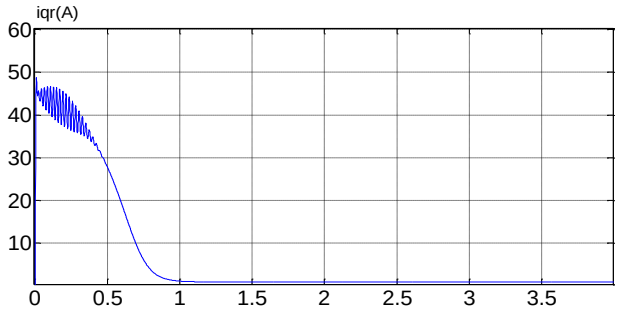
(f) le flux $\emptyset_{qr}$(Wb).



(g) le courant en quadrature (A).



(h) le courant direct.

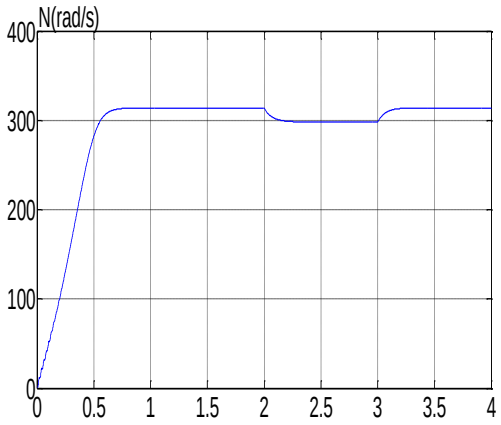


(i)Le courent quadrature (A)..

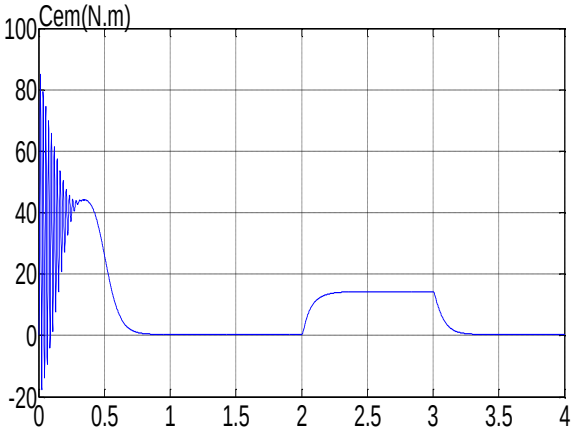
Figure I.13 : performances de la MADE à vide

I.12.2. Fonctionnement en charge :

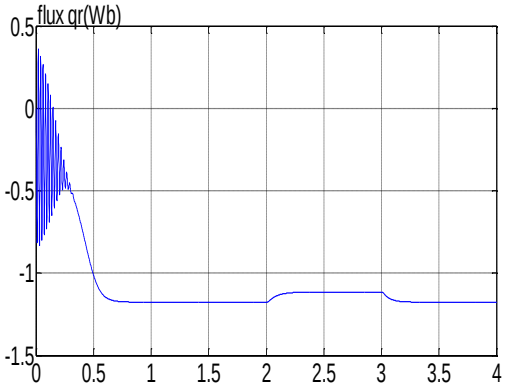
Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lorsqu'on applique un couple résistant *(C_r =14 N.m)* à l'instant *t=2s*.



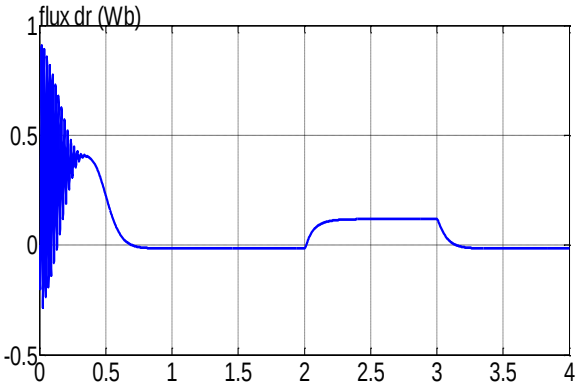
(a)la vitesse ω_r(rad/s).



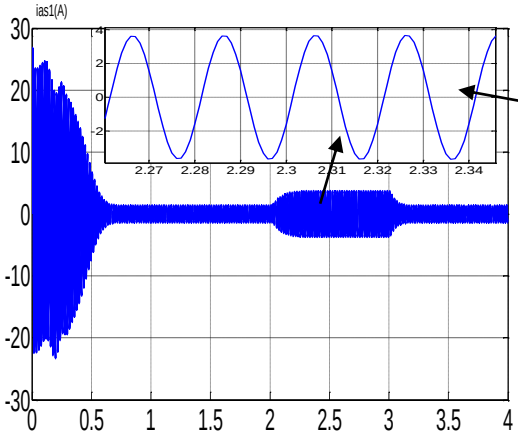
(b) le couple électromagnétique (N.m)



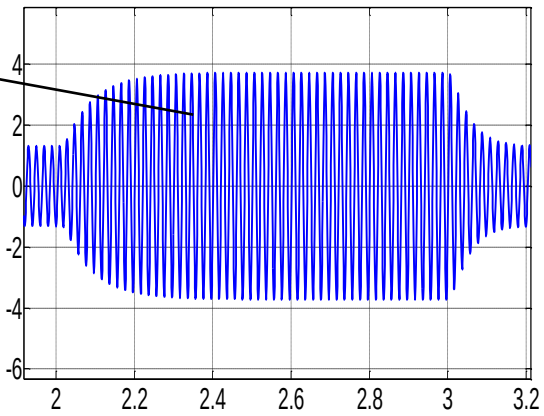
(c) le flux $\emptyset_{qr}$(wb)



(d) le flux $\emptyset_{dr}$(wb).



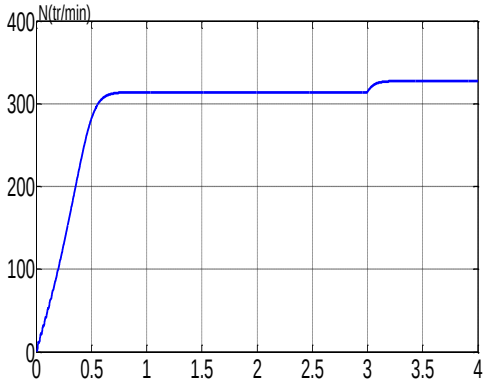
(e)le courant ias1(A).



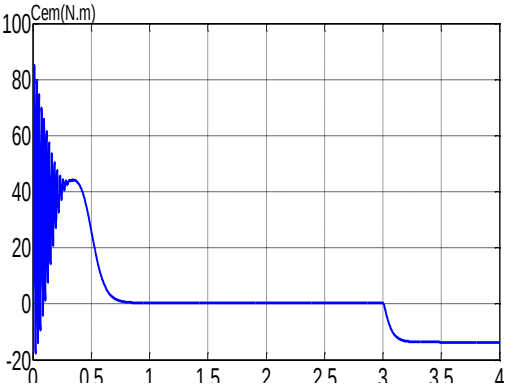
(f) zoom le courant ias1(A).

Figure I.14 : les performances dela MADE en charge Cr=14 N.m à t=2s

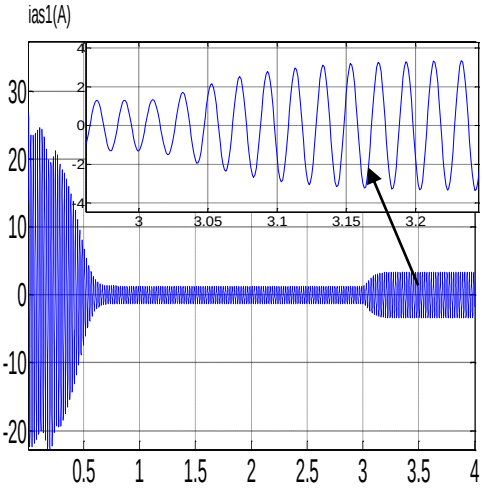
Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lorsqu'on applique un couple résistant *(C_r =14 N.m)* à l'instant *t=2s*.



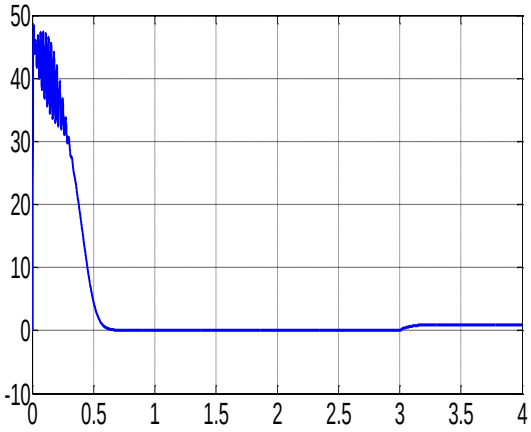
(a)La vitesse N(tr/min).



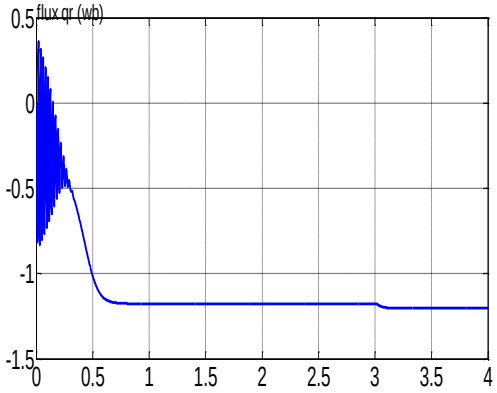
(b) le couple électromagnétique.



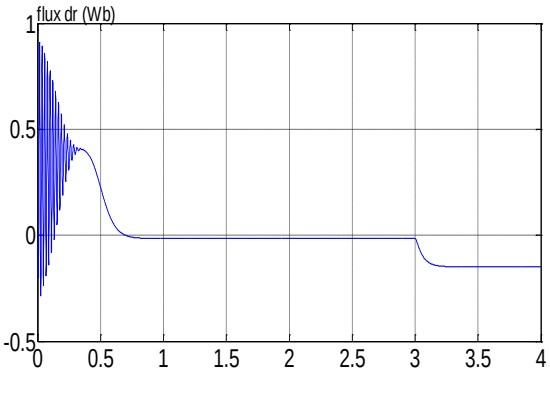
(c) le courant ias1(A).



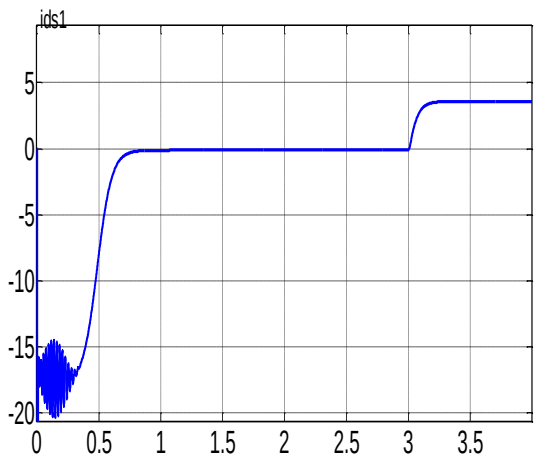
(d) le courant rotorique en quadrature.



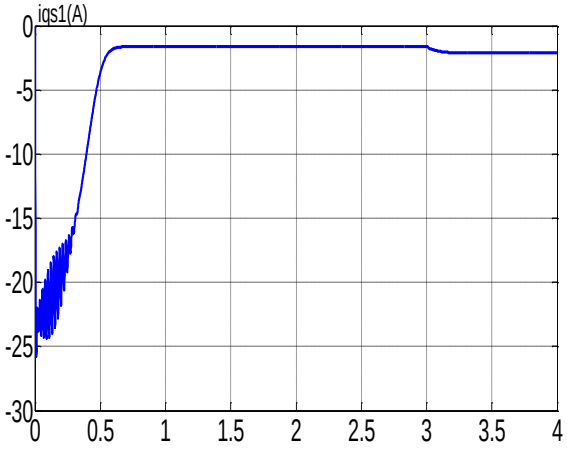
(e) le flux $\emptyset_{qr}$(Wb).



(f) le flux $\emptyset_{dr}$(Wb).



(g) le courant statorique direct.



(h) le courant statorique quadrature

Figure I.15 : les performances de la MADE en charge Cr=-14N.m à t=3s

I.13.Interprétation des Résultats de simulation :

Nous avons simulé le fonctionnement de la machine asynchrone à double stator alimentée directement par le réseau standard *(220 / 380V, 50Hz)*, à vide et en charge.

Les résultats de simulation donnés par la figure (Figure I.12) représentent l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine asynchrone à savoir la vitesse de rotation *(ω_r)*, le couple électromagnétique *(C_{em})*, les courants de phases statorique *(Ia_{s1}, Ib_{s1}, Ic_{s1}, Ia_{s2}, Ib_{s2}, Ic_{s2})* les courants suivant les axes d et q *(Id_{s1}, Iqs1, Id_{s2}, Iq_{s2})*, le flux rotorique (Flux dr, Flux qr).

I.13.1. À vide :

- La vitesse de rotation dans la (figure I.13(a)) se stabilise presque à (*313.41 rad/s*,3000tr/min) très proche de celle du synchronisme après un régime transitoire d'environ *1 s* (début du régime permanent).
- Le couple électromagnétique dans la (figure I.13(b)), au début atteint sa valeur maximale de *85 N.m* et présente des oscillations qui disparaissent au bout de *0.39 s* où il rejoint *43.5 N.m*, puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à sa valeur minimale de *1.32 N.m*, qui est due aux frottements.
- L'évolution des flux rotoriques (figure I.13(e) (d)) est presque identique à celle du couple électromagnétique tel que : le flux Φ_{dr} à des oscillations presque dans la zone négative et se stabilise à la valeur *-1.115 Wb*, par contre le flux Φ_{qr} a des oscillations presque dans la zone positive et tend vers une valeur nulle dans le régime établi.
- Les deux courants d'axe dont la même forme (les deux étoiles sont identiques). Ces courants sont de signe négatif et se stabilise à la valeur *-1.165 A*. La

même chose pour les deux courants d'axe q, sauf que la valeur de courant en régime établi est presque nulle (figure I.13 (g,h, i)).

- Les courants de phases statoriques ont une forme sinusoïdale (figure I.13 (c,d)) et de même amplitude (les deux étoiles de stator ont les mêmes paramètres $R_{s1} = R_{s2}$etc.) présentent des dépassements excessifs induisant de fort appel de courant, qui sont d'environ *4* ou *5* fois le courant nominal, leurs valeurs sont de l'ordre de *26 A* pour permettre au couple électromagnétique de variation l'inertie de la machine, mais ils disparaissent au bout de quelques alternances (0.9s)pour donner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante *(3.7A)* au régime permanent.

I.13.2. En charge :

a) En appliquant une charge de couple résistant $C_r = 14N.m$ (machine en fonctionnement moteur) à partir de l'instant $t = 2s$.

On constate les mêmes performances qu'au démarrage :

- La vitesse de rotation (figure I.14 (a)) chute jusqu'à atteindre la valeur $N = 298.5$rad/s vitesse nominale.
- Le couple électromagnétique (figure I.14 (b)) compense le couple de charge et bien sûr les pertes par frottement. Il atteint une valeur constante de *14.28N.m*.
- Le flux Φ_{dr} (figure I.15(d)) lors de l'application de la charge, augmente de 0Wb à 0.11Wb, aussi le flux Φ_{qr} augmente de -1.17 Wb à -1.11Wb (figure(I.14(c)).
- Les courants selon *(d, q)* diminuent et se stabilisent à $I_{ds1}=I_{ds2}= -4.13A$ et $I_{qs1}=I_{qs2}= -1.97A$.
- Les courants statoriques figure I.14 (e,f)) de l'étoile 1 et 2 atteint au démarrage la même valeur qu'en fonctionnement à vide ; à l'insertion de la charge, le courant augmente et atteint une valeur crête *3.7A*.

Cependant, en fonctionnement moteur, le glissement de la machine devient un peu plus important qu'à vide, la tension d'alimentation V_{as1} et le courant statoriqueI_{as1}sont presque en phase et de même signe; toutefois, le déphasage en arrière du courant par rapport à la tension est dû à l'effet inductif de la machine, les deux grandeurs sont de même signe veut dire que les sens de transition de la puissance est positif, c'est-à-dire la machine absorbe de l'énergie active et réactive (nécessaire pour l'alimentation de la charge et pour sa magnétisation) de la source(réseau électrique).

b) Par contre, l'application d'un couple résistant $C_r = -14N.m$ (machine en fonctionnement génératrice) au-delà de l'instant $t = 3s$;

On constate les mêmes performances qu'au démarrage :

- La vitesse de rotation (figure I.15(a)) augmente jusqu'à atteindre la valeur $N = 327.3.5$rad/s vitesse nominale.
- Diminutions sont enregistrées au niveau du couple électromagnétique (figure (I.15(b)) qui se stabilisé à $C_{em} = -13.67N.m$.
- Engendre des diminutions aussi au niveau des flux rotoriques (figure I.15 (e,f)) suivent les deux axes (d, q), qui se stabilisent à $\Phi_{dr} = -0.14Wb$ et $\Phi_{qr} = -1.2Wb$.
- Les courants I_{qs} lors de l'application de la charge, diminue de $-1.6A$ à $-2.10A$ par contre I_{ds} augmente de l'environne de zéro à $3.6A$ (figure I.15(g,h)).
- Les courants de l'étoile 1 et 2 (figure I.15 (c)) atteint au démarrage la même valeur qu'en fonctionnement à vide ; à l'insertion de la charge, le courant augmente et atteint une valeur crête $3.4A$.

Cependant, en fonctionnement génératrice le glissement diminue et devient négatif (la vitesse d'entrainement est supérieure à celle du synchronisme), la tension statoriqueV_{as1} et le courant statoriqueI_{as1} sont de signe inverse, et cela veut dire que la puissance produite est de signe négatif (sens de transition de l'énergie), c'est-à-dire la machine fournie de l'énergie active vers la source et absorbe une certaine portion de l'énergie réactive nécessaire pour sa magnétisation.

I.14. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons modélisé la machine asynchrone double étoile dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et en effectuant un changement de repère par l'application de la transformation de Park.

Chapitre II :

L’introduction des convertisseurs multiniveaux.

II.1. Introduction :

Un onduleur est un convertisseur statique, assurant la conversion continue alternatif. Ces dernières années, des convertisseurs statiques sont de plus en plus exploités dans des applications diverses comme le transport ferroviaire, urbain ou maritime, et même dans plusieurs industries [BEN-10]. Certaines d'entre elles exigent une alimentation électrique à haute ou moyenne tension, facilement réglable et ayant de bonnes performances spectrales.

De nouvelles techniques dites multiniveaux ainsi que de nouvelles topologies de convertisseurs ont été développées. Elles permettent de générer plusieurs niveaux de tension à la sortie du convertisseur. Le nombre de semi-conducteurs nécessaires à la réalisation de ces topologies augmente avec le nombre de niveaux désirés. [ZER-17]

Alors les onduleurs de tensions multi niveaux peuvent être vus comme des synthétiseurs de tension, dans lesquels la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux de tension discrète. [ZER-16]

Dans ce chapitre nous avons levé le voile sur trois type d'onduleur multiniveaux a base de la commande modulation de largeur d'impulsion(MLI) de type NPC dans le but de modélisée l'alimentation de la MASDE.

II.2. Principe de l'onduleur multi niveaux :

Le principe général du comportement multiniveau. La figure (II.1)l'aide à comprendre comment travaillent les convertisseurs multiniveaux.

Un convertisseur à deux niveaux est représenté à la figure (II.1. (a)), dans laquelle les commutateurs semi-conducteurs ont été remplacés par un interrupteur idéal. La tension de sortie ne peut prendre que deux valeurs :0 ou E. Sur la figure (II1.1. (b)), la tension de sortie de trois niveaux peut prendre trois valeurs: 0, E ou 2^E[ZER-17].

Dans la figure (I.2. (c)) le cas général de n niveaux est présenté.

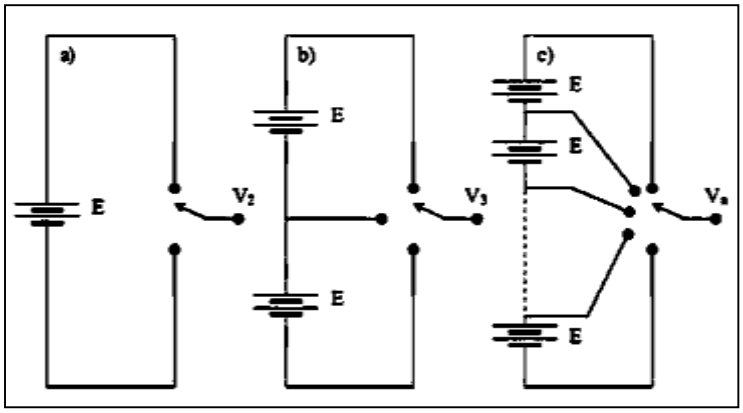


Figure II.1 : Onduleur multi niveaux ((a) 2 niveaux (b) 3 niveaux (c) n niveaux)

II.2.1. Les différentes topologies des onduleurs multi niveaux :

Les différentes topologies de l'onduleur multi niveaux peuvent être classées comme suit :

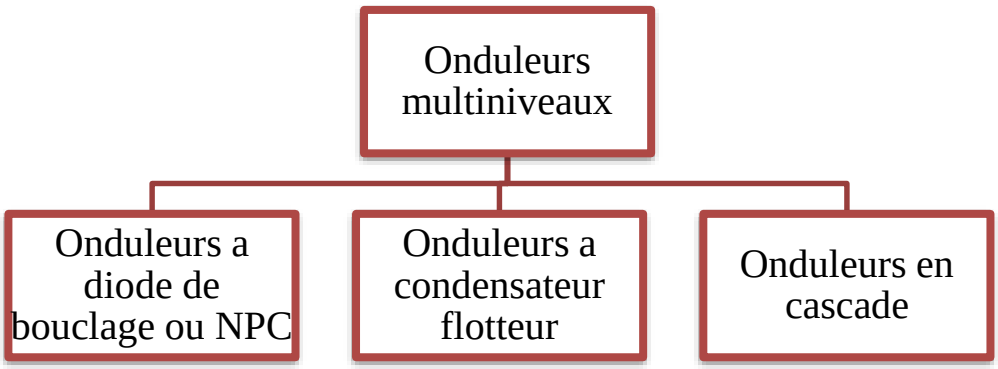


Figure II.2 : Les différentes topologies des onduleurs multiniveaux.

La première topologie, de l'onduleur de tension multi niveaux est la structure NPC (Neutral-Point- Clamped). Elle a été proposée la première fois en 1981 par Nabae et al. En ce moment. C'est la topologie la plus utilisée dans l'industrie [ZER-17] et la topologie utilisée dans notre étude pour les convertisseur multi niveaux.

II.3. Les différentes stratégies de la commande des onduleurs :

Les différentes stratégies de commande d'un onduleur multi niveaux peuvent être classées comme suit :

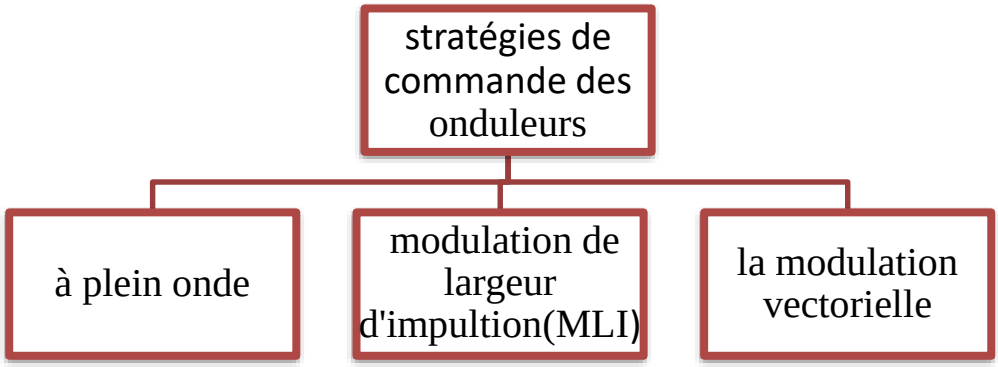


Figure II.3 : Les différentes stratégies de la commande des onduleurs.

Dans notre étude on a choisi la commande à modulation de largeur d'impulsions MLI (triangulo-sinusoïdale) à une porteuse pour l'onduleur de tension triphasée a deux niveaux pour l'alimentation d MADE.

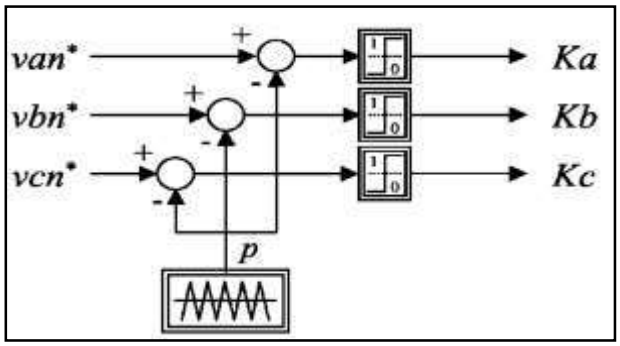


Figure II.4: Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale

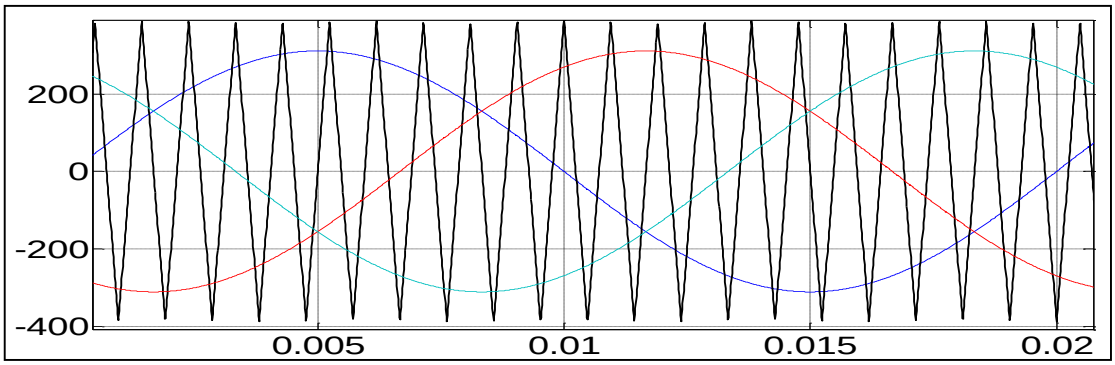


Figure II.5 : Le résultat sur Matlab/Simulink de principe de la technique (triangulo–sinusoïdale).

Cette stratégie de commande consiste à comparer entre une onde de référence (**sinusoïdale**) et une onde porteuse (**triangulaire**) afin de déterminer les instants de commutation des interrupteurs. [ZER-17]

II.4. Onduleur à trois niveaux de type NPC :

II.4.1. Structure :

L'idée de base de l'onduleur NPC est l'obtention d'une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimenté chacun par une source de tension continue distincte. (FigureII.6) représente la structure topologique d'un onduleur triphasé à trois niveaux. Elle est composée de trois bras monophasés [PUR-06].

A partir de la source principale de tension continu, et à l'aide d'un diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs de filtrage *C1* et *C2* de même capacité, on obtient deux sources secondaires de tension continue délivrant chacune une demi tension (*E/2*).

Cette structure crée alors un point neutre (*o*) entre les deux condensateurs. Ces derniers sont identiques de manières à éviter le déséquilibre de charge (*C1=C2* c'est-à-dire*UC1=UC2*).

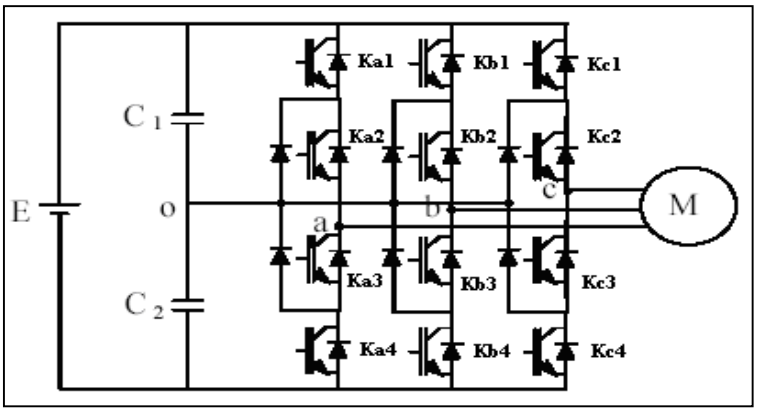


Figure II.6 : Structure d'un onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC

Chaque demi-bras de l'onduleur se compose de deux interrupteurs (*Kij*) en série avec leur point commun relié par une diode de bouclage au point neutre des sources (*o*). Une diode en antiparallèle est montée sur chaque interrupteur pour assurer la réversibilité des courants dans la charge.

L'onduleur multi-niveaux de type NPC permet d'avoir une tension plus proche de la sinusoïde que celle issue de l'onduleur classique à deux niveaux.

II.4.2. Principe de fonctionnement :

L'onduleur triphasé à trois niveaux est montré sur la (figure II.5), qui représente le schéma de principe de l'une des topologies des onduleurs triphasés à structure NPC. Grâce à la symétrie de ces derniers, on considère un seul bras dont la structure est représentée par la **figure (II.6)**. Rie des interrupteurs, une meilleure maîtrise des contraintes en tension sur les composants.

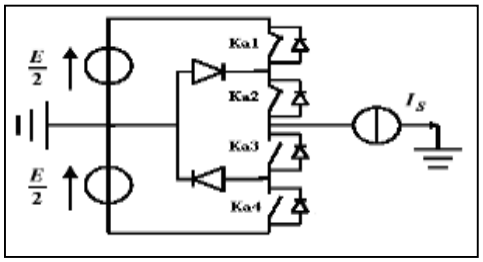


Figure.II.7 : Bras d'un onduleur NPC à trois niveaux

Il faut déterminer les valeurs que peut prendre la tension simple *Vao* entre la borne (*a*) de la charge et le point neutre *o*.

Cette tension est entièrement définie par l'état (*0* ou *1*) des quatre interrupteurs *Ka1, Ka2, Ka3* et *Ka4* du bras.

Sur les $2^4=16$ configurations possibles, seules trois configurations sont mises en œuvre. Toutes les autres séquences ne sont pas fonctionnelles, et sont donc à éviter. En effet, elles provoquent, soient, des court-circuit des sources de tension continue, soient, elles provoquent la déconnexion de la charge.

II.4.2.1. Première configuration {1100} :

Ka1, Ka2 sont passants et *Ka3, Ka4* sont bloqués (figure II.8), on a la valeur de la tension simple de sortie est :

$$Vao = +E/2 \qquad \text{(II.1)}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$VKa3 = VKa4 = +E/2 \qquad \text{(II.2)}$$

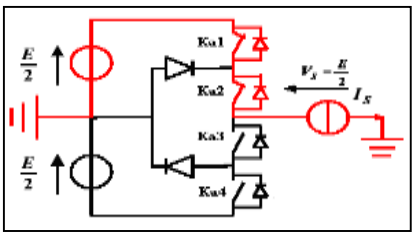


Figure.II.8 : 1ère configuration du 1er bras**.**

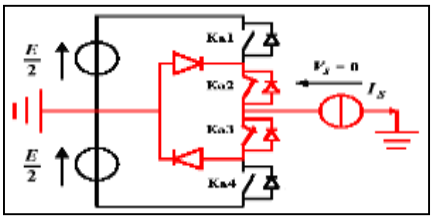
II.4.2.2. Deuxième configuration {0110} :

*Ka2, Ka3*sont passants et *Ka1, Ka4*sont bloqués (figure II.9), le point *a* est relié directement au point neutre *o*. alors, la tension de sortie *Vao* est nulle :

$$Vao = 0 \qquad \text{(II.3)}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$VKa1 = VKa4 = +E/2 \qquad \text{(II.4)}$$



FigureII.9 : 2ème configuration du 1er bras.

II.4.2.3. Troisième configuration {0011} :

Ka3, Ka4 sont passants et *Ka1, Ka2* sont bloqués figure II.10, on a la valeur de la tension simple de sortie est :

$$Vao = -E/2 \quad \text{(II.5)}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$VKa1 = VKa2 = +E/2 \quad \text{(II.6)}$$

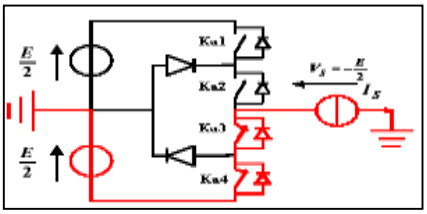


Figure II.10 : 3ème configuration du 1er bras

Le Tableau (II.1) représente la tension de sortie *Vao* d'un onduleur NPC à 3 niveaux en fonction de l'état des interrupteurs [MON-02], [HAN-96]. Outre les variations du potentiel du point milieu, la tension aux bornes des interrupteurs de puissance n'excède jamais la moitié du bus d'entrée.

TAB.II.1. Table de commutation de l'onduleur NPC 3 niveaux

Etat des interrupteurs				**Tension de sortie Vao**
K_{a1}	K_{a2}	K_{a3}	K_{a4}	
1	**1**	**0**	**0**	**E/2**
0	**1**	**1**	**0**	**0**
0	**0**	**1**	**1**	**-E/2**

Pour visualiser l'enchaînement des configurations décrites ci-dessus, la figure (II.11) représente les signaux de commande de chaque interrupteur, ainsi que la forme d'onde de la tension de sortie *Vao*.

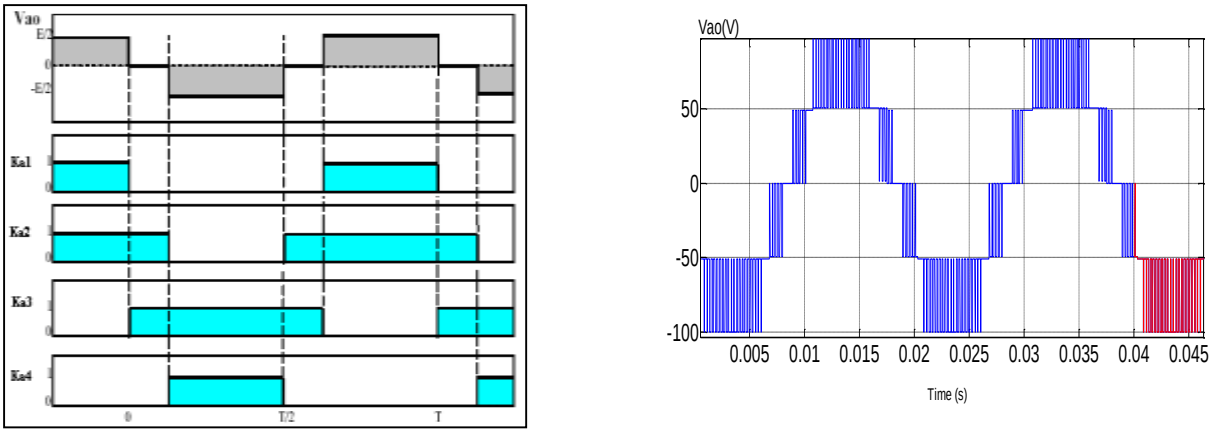


Figure II.11 : Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois Niveaux de type NPC.

La structure de l'onduleur à trois niveaux limite à *E/2* la tension imposée à chaque interrupteur lorsqu'il est bloqué, alors que dans la structure classique de l'onduleur, cette tension vaut la tension continue complète *E*. C'est cette caractéristique de l'onduleur à trois niveaux qui permet de monter en puissance, dans le cas des applications de forte puissance. Donc, la tendance vers l'augmentation du nombre de niveaux est dictée par le besoin de tensions plus élevées pour les applications de forte puissance. Ainsi que, plus le nombre de niveaux augmente, la tension de sortie en forme d'escalier possède plusieurs paliers. Ceci permet de mieux approcher la sinusoïde.

II.5. Onduleur à cinq niveaux de types NPC :

II.5.1. Structure :

La figure (II.12) représente la structure d'un bras d'onduleur de tension à cinq niveaux de type NPC. Elle est constituée de quatre sources secondaires de tension continue de valeur *E/4*, de huit interrupteurs à IGBT et de six diodes de bouclage.

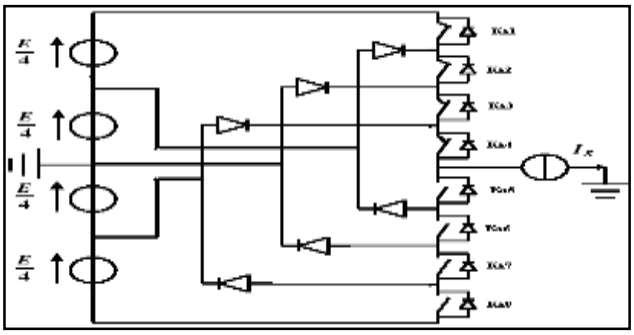


Figure II.12 : Bras d'un onduleur NPC à cinq niveaux

II.5.2. Principe de fonctionnement :

Pour définir les séquences de fonctionnements de l'onduleur à cinq niveaux, définissant d'abord les différents états que peu prendre la tension simple (la tension entre le bras de l'onduleur et le point milieu fictif). Les états possibles d'un seul bras d'interrupteur est de $2^5 = 32$ états que l'on peut représenter par un quadruplet de *0* et *1*.Pour ce type d'onduleur, seules cinq configurations sont fonctionnelles. Elles sont décrites comme Suit :

II.5.2.1. Première configuration {11110000} :

K_{a1}, K_{a2}, K_{a3} *et* K_{a4} sont passants et K_{a5}, K_{a6}, K_{a7} *et* K_{a8} sont bloqués (figure II.13), on a la valeur de la tension simple de sortie est :

$$V_{ao} = +E/2 \qquad \text{(II.7)}$$

K_{a2}, K_{a3}, K_{a4}, et K_{a5} sont passants et, K_{a6}, K_{a7}, K_{a8} et K_{a1}sont bloqués (figure II.14), on a la tension de sortie est :

$$V_{ao} = +E/4 \qquad \text{(II.8)}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$V_{Ka1} = V_{Ka6} = V_{Ka7} = V_{Ka8} = +E/4$

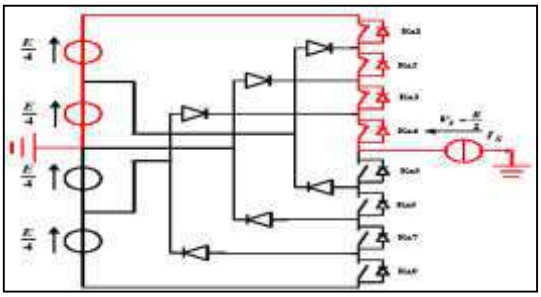


Figure II.13 : 1ère configuration du 1er bras

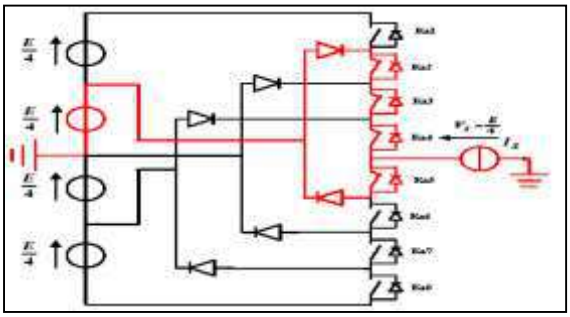


Figure II.14 : 2ème configuration du 1er bras

II.5.2.2. Troisième configuration {00111100} :

K_{a3}, K_{a4}, K_{a5}, et K_{a6} sont passants et, K_{a7}, K_{a8}, K_{a1} et K_{a2}sont bloqués (figure (II.15), on a la tension de sortie est :

$$V_{ao} = 0 \qquad \text{(II.9)}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$V_{Ka1} = V_{Ka2} = V_{Ka7} = V_{Ka8} = +E/4$

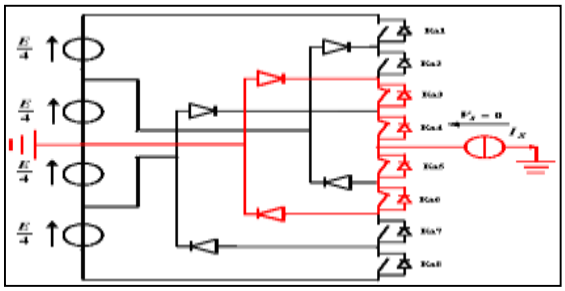


Figure II.15 : 3ème configuration du 1er bras.

K_{a4}, K_{a5}, K_{a6}, et K_{a7} sont passants et, K_{a8}, K_{a1}, K_{a2} et K_{a3} sont bloqués (figure I1.6) on a la tension de sortie est :

$$V_{ao} = -E/4 \qquad \text{(II.10)}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$V_{Ka1} = V_{Ka2} = V_{Ka3} = V_{Ka8} = +E/4$

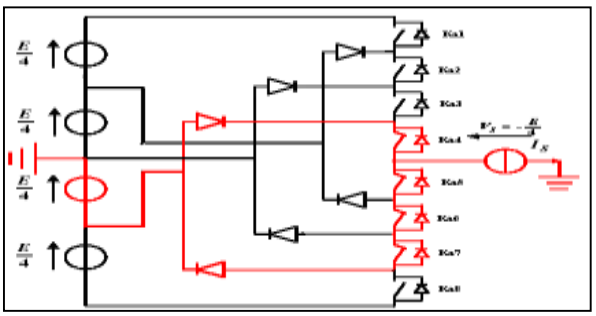


Figure II.16 : 4ème configuration du 1er bras

II.5.2.3 Cinquième configuration {00001111} :

K_{a5}, K_{a6}, K_{a7}, et K_{a8} sont passants et, K_{a1}, K_{a2}, K_{a3} *et* K_{a4}sont bloqués (figure II.17), on a la tension de sortie est :

$$V_{ao} = -E/2 \quad \text{(II.11)}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{Ka1} = V_{Ka2} = V_{Ka3} = V_{Ka4} = +E/4 \quad \text{(II.12)}$$

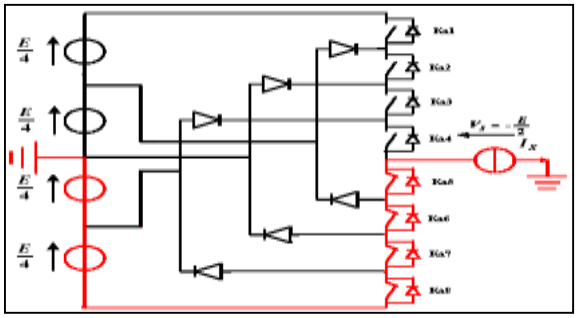


Figure II.17 : 5ème configuration du 1er bras

TAB.II.2. Table de commutation de l'onduleur NPC 5 niveaux

Etat des interrupteurs								**Tension de sortie Vao**
K_{a1}	K_{a2}	K_{a3}	K_{a4}	K_{a5}	K_{a6}	K_{a7}	K_{a8}	
1	1	1	1	0	0	0	0	**E/4**
0	1	1	1	1	0	0	0	**0**
0	0	1	1	1	1	0	0	**-E/4**
0	0	0	1	1	1	1	0	**0**
0	0	0	0	1	1	1	1	**-E/2**

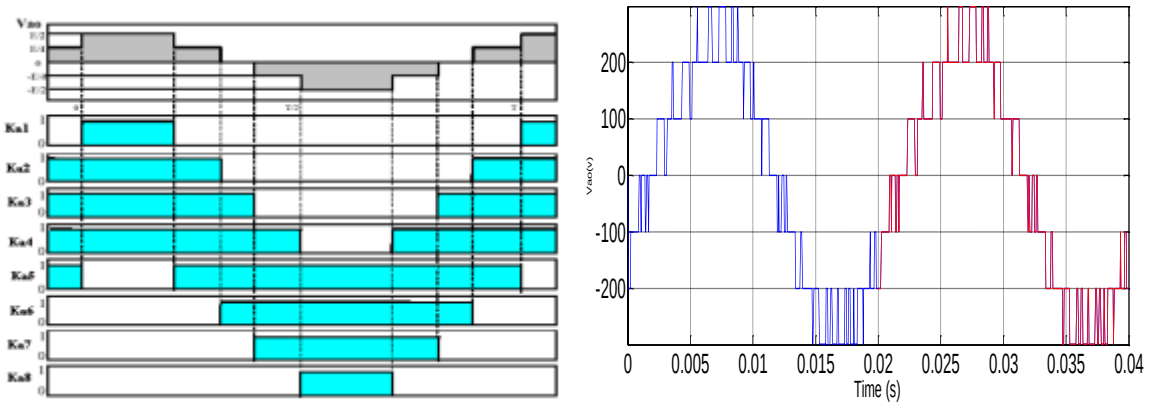


Figure II.18 : Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à cinq niveaux de type NPC.

II.6. Alimentation de la MADE :

La figure II.19 est le schéma générale correspond à l'alimentation de la MASDE:

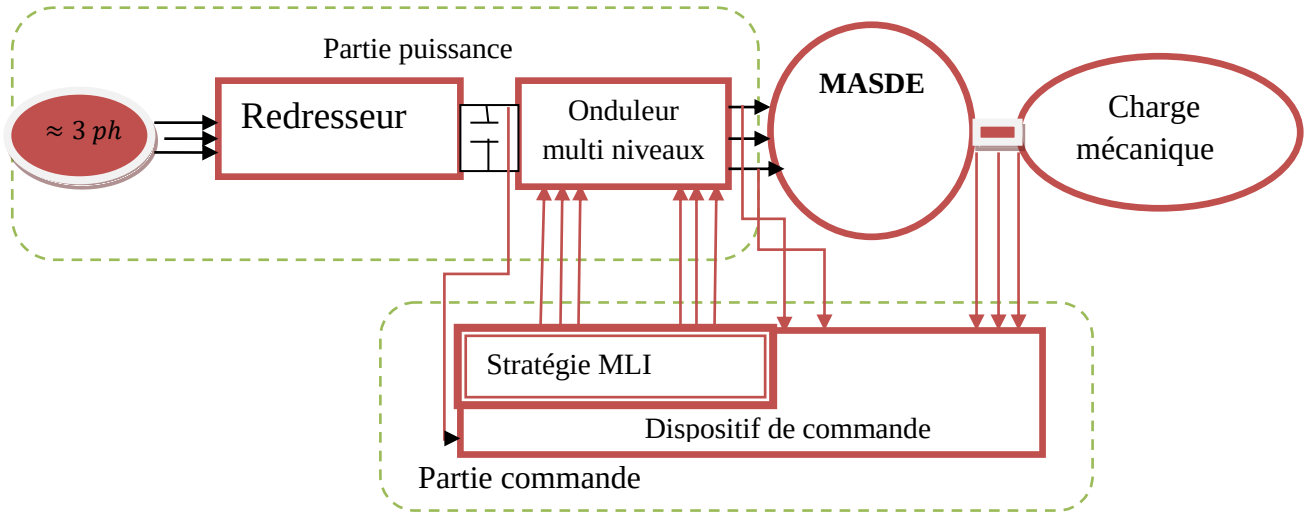


Figure II.19: schémas générale de l'alimentation de la MADE.

II.6.1. Le redresseur triphasée double alternane a diode :

Les montages redresseurs, souvent appelés simplement redresseurs, sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent directement la conversion alternatif continu. Alimentés par une source de tension alternative monophasée ou polyphasée, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie.

On utilise un redresseur chaque fois que l'on a besoin de continu alors que l'énergie électrique est disponible en alternatif. Comme c'est sous cette seconde forme que l'énergie électrique est presque toujours générée et distribuée, les redresseurs ont un très vaste domaine d'applications.

Les redresseurs à diodes, ou redresseurs non contrôlés, ne permettent pas de faire varier le rapport entre la ou les tensions alternatives d'entrée et la tension continue de sortie. De plus, ils sont irréversibles, c'est-à-dire que la puissance ne peut aller que du côté alternatif vers le côté continu.

La figure II.20 edt le schéma bloc de redresseur a diod réalisée sur matlab/simulink :

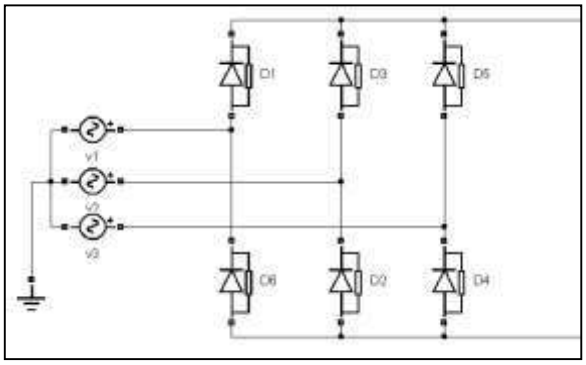


Figure II.20 : le schéma bloc d'un redresseur sur matlab.

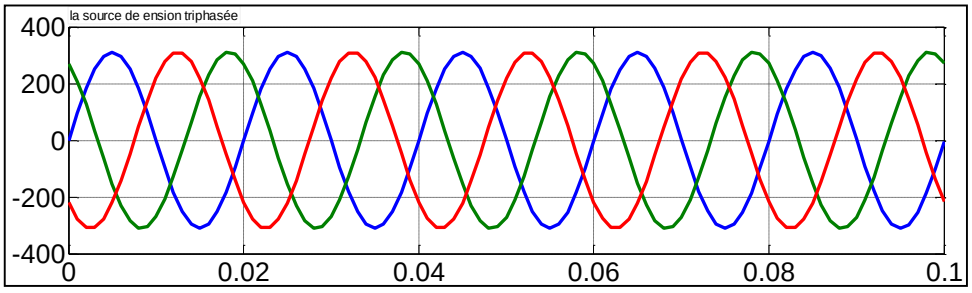
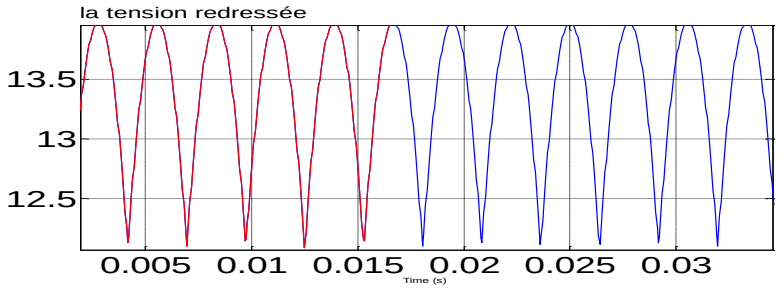


Figure II.21 : Les tensions d'alimentation



FigureII.22 :la tension redressée

Cette tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage.

II.6.2. Modélisation du filtre passe bas :

On insère entre le redresseur e l'onduleur de tension un filtre passe bas (LC) pour éliminer les hautes fréquences.

On insère entre le redresseur et l'onduleur de tension un filtre passe bas (LC) pour éliminer les hautes fréquences.

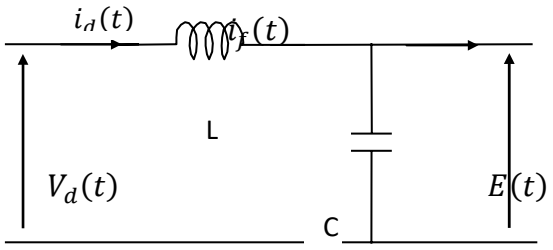


Figure II.23 : Représentation d'un filtre.

Les équations différentielles du filtre sont :

$$\begin{cases} \dfrac{di_d(t)}{dt} = \dfrac{1}{L}[V_d(t) - E(t)] \\ \dfrac{dE(t)}{dt} = \dfrac{1}{C}\left[i_d(t) - i_f(t)\right] \end{cases} \quad (\text{II. } 13)$$

Le rôle de la capacité C'est d'assurer le caractère de source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge. Le rôle de l'inductance L'est de lisser le courant i_d

Pour dimensionner ce filtre, on doit tout simplement placer sa fréquence de coupure au-dessous de la fréquence de la première harmonique de$V_d(t)$, cette condition nous permet de déterminer L et C [Nat 13].

L'expression de la fonction de transfert de ce filtre est la suivante :

$$(p) = \frac{E(p)}{V_d(p)} = \frac{1}{1 + \left(\sqrt{LC}p\right)^2} \quad (\text{II. } 14)$$

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

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (\text{II. } 15)$$

f_c : La fréquence de coupure du filtre LC.

$V_d(t)$: Est la tension redressée.

$E(t)$: Est la tension filtrée appliquée à l'onduleur.

La tension du filtre choisie est illustrée par la figure 2.5:

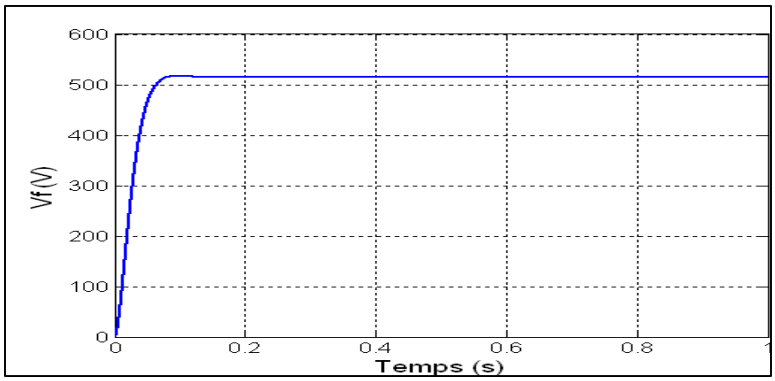


Figure II.24 : Tension de la sortie du filtre passe bas.

II.6.3. La Modélisation de l'Onduleur de tension à deux niveaux-type NPC :

II.6.3.1. Structure :

L'onduleur triphasée à deux niveaux montrée sur la figure (II.22) est constitué de trois branches indépendantes ou chacune est composée de deux paires d'interrupteurs supposée parfaits est dans les commandes sont disjointes et complémentaires, chaque interrupteur est présenté comme une paire transistor-diode qui est modélisé par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante [ABD-11] :

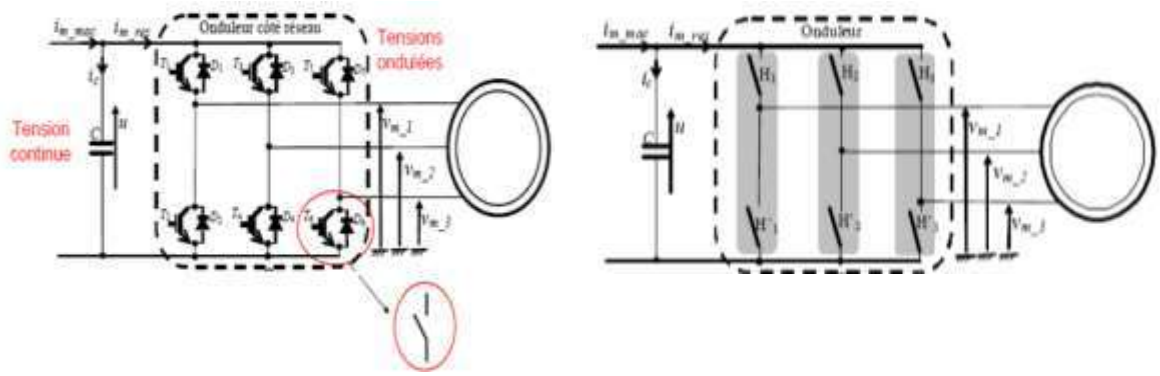


Figure II.25 : schémas de principe de l'onduleur deux niveaux.

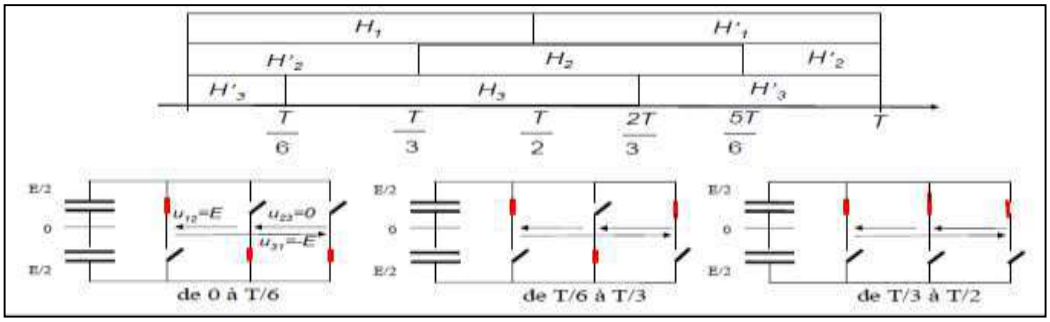


Figure II.26 : les différentes configurations possibles.

II.6.3.2. Principe de fonctionnement :

Il fonctionne en commutation forcée, il est conçu généralement à base de transistors (IGBT, GTO, MOSFET…) sa commande peut être réalisée par une commande adjacente ou par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Les tensions composées ont les expressions suivantes [ABD-11] :

$$v_{ab} = v_{ao} - v_{bo} = v_{an} - v_{bn} \quad \text{(II. 16)}$$

$$v_{bc} = v_{bo} - v_{co} = v_{bn} - v_{cn} \quad \text{(II. 17)}$$

$$v_{ca} = v_{co} - v_{ao} = v_{cn} - v_{an} \quad \text{(II. 18)}$$

Les tensions de sortie de l'onduleur : sont aussi les tensions de la charge de (II.38) – (II.40) on déduit :

$$2v_{ao} - v_{bo} - v_{co} = 2v_{an} - v_{bn} - v_{cn} \quad \text{(II. 19)}$$

La somme des courants (i_{an},$i_{bn}eti_{cn}$) doit être nulle car la charge est à neutre isolé et symétrique. Même chose pour les tensions des phases ($v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$). Donc, dans l'équation (I.41), on peut remplacer $v_{bn} + v_{cn} = -v_{an}$ et on tire :

$$v_{an} = \frac{1}{3}(2v_{ao} - v_{bo} - v_{co}) \quad \text{(II.20)}$$

$$v_{bn} = \frac{1}{3}(-v_{ao} + 2v_{bo} - v_{co}) \quad \text{(II. 21)}$$

$$v_{cn} = \frac{1}{3}(-v_{ao} - v_{bo} + 2v_{co}) \quad \text{II. 22)}$$

A chacun des interrupteursK_i (i =1, 2, 3), on associe une fonction logique f_i définie par :

$f_i = 1$ Si l'interrupteur i est fermé.

$f_i = 0$ Si l'interrupteur i est ouvert.

Les équations (I.42), (I.43) et (I.44) peut être réécrites comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad \text{(II. 23)}$$

Chaque étoile du MASDE est connectée à un onduleur triphasé :

Pour l'onduleur n° 1

$$\begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad \text{(II.24)}$$

Pour l'onduleur n° 2

$$\begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs3} \end{bmatrix} = \frac{E}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} f_{12} \\ f_{22} \\ f_{32} \end{bmatrix} \quad \text{(II.25)}$$

II.6.4. L'association de l'onduleur à deux niveaux par la MADE :

La (Figure II.26) représente l'association de la MADE avec deux onduleurs de tension triphasés à commande MLI, les tensions de référence sont purement sinusoïdales.

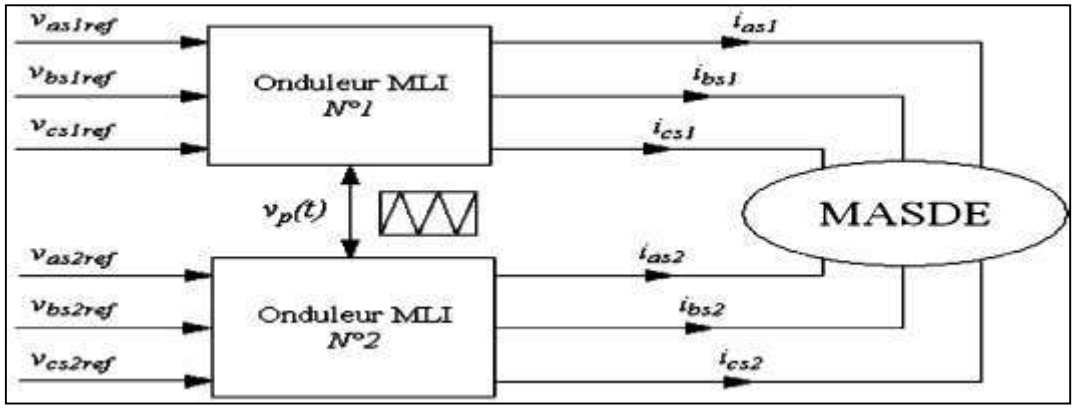


Figure II.27 : Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension.

La figure II.28 représente le schéma bloc de l'onduleur à deux niveaux sur Matlab/Simulink :

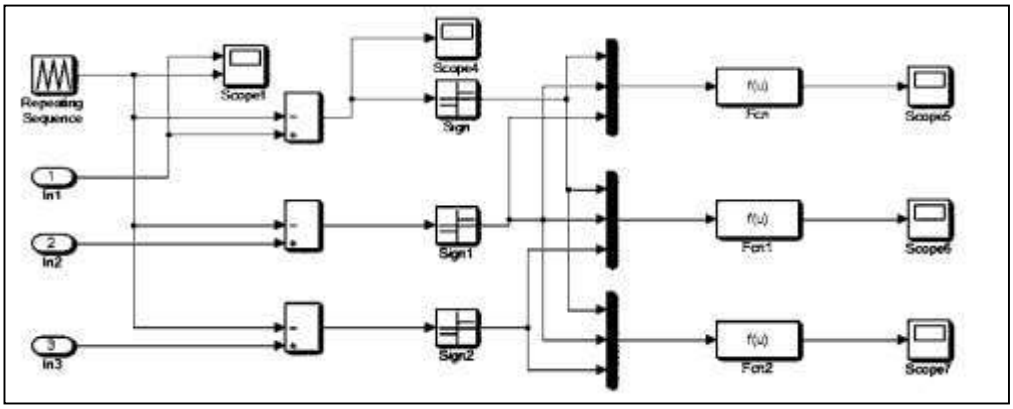


Figure II.28 : Schéma bloc de l'onduleur deux niveaux sur Matlab/Simulink.

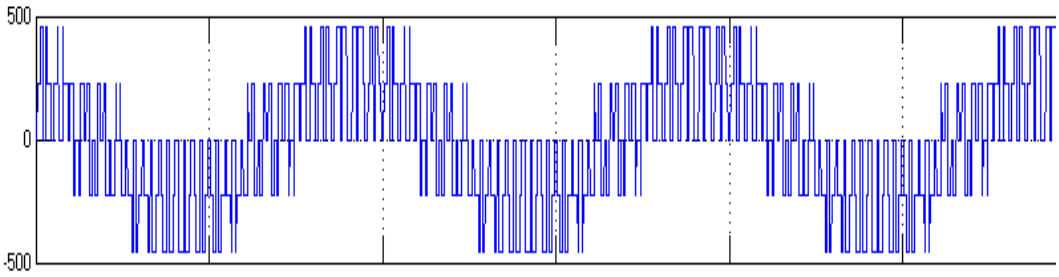
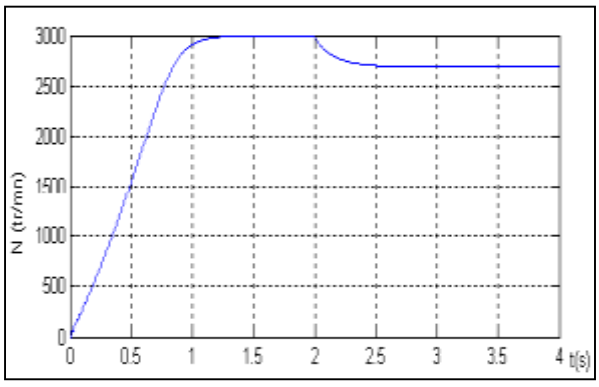


Figure II.29 : Forme d'onde de la tension de sortie d'un seul bras d'onduleur à deux niveaux

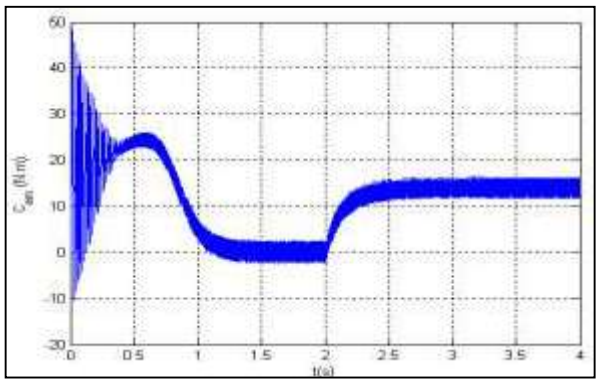
.

II.6.5. Résultats de simulation :

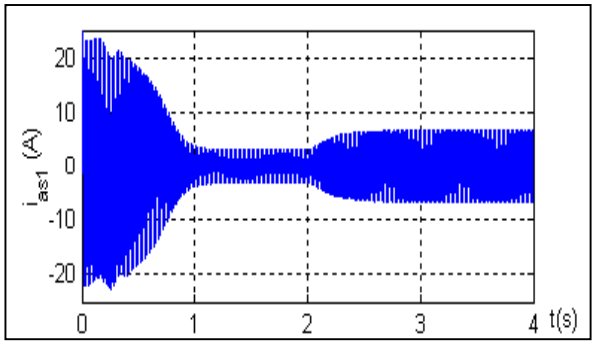
La simulation numérique est effectuée pour l'indice de modulation m = 21 et le coefficient de réglage en tension r = 0, 8. Le fonctionnement est en charge avec C_r = 14 N.m.



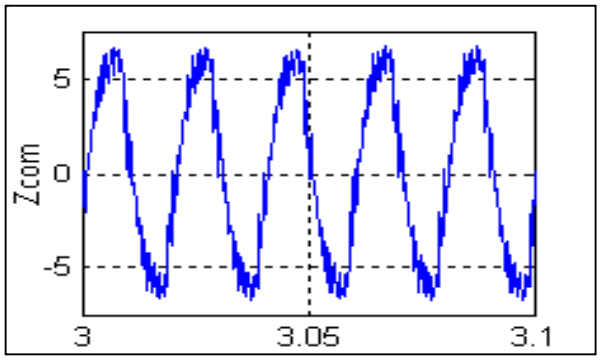
(a) Vitesse de rotation N (tr/min).



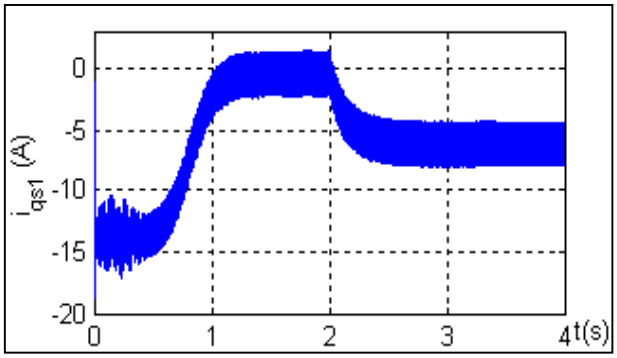
(b) Couple électromagnétique C_{em} (N.m).



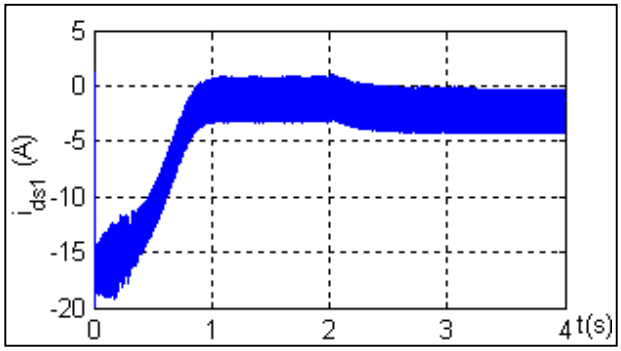
(c) le courant ias1(A)



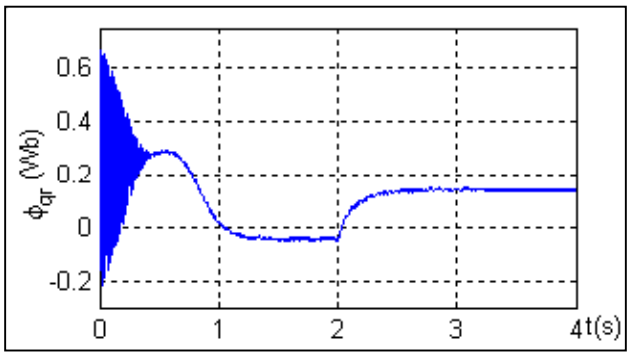
(d)zoom ias1(A).



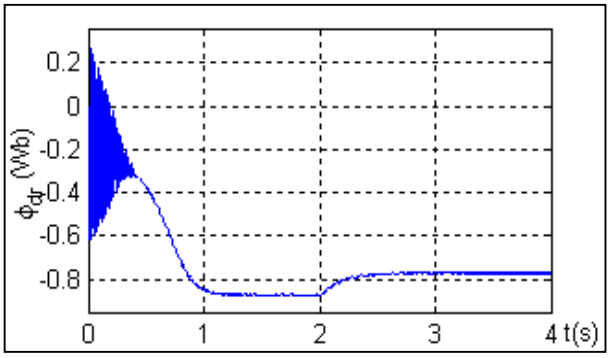
(e) le courant iqs1(A)



(f) le courant direct ids1 (A).



(g) le flux $\emptyset_{qr}$(Wb).



(h) le flux $\emptyset_{dr}$ (wb)

Figure. II.30 : Performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension en charge.

II.7. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présente d'abord la structure est le principe de fonctionnement des onduleur multi niveaux à trois et à cinq niveaux, ensuite celle de l'onduleur à deux niveaux, ce dernier est utilisé pour l'alimentation de la MASDE.

Chapitre III :

La commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile.

III.1. Introduction :

La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrée, les variables de sortie et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse ou la position [DJA13]. Blaschke a proposé en 1972 une méthode, dite « commande vectorielle », permettant d'obtenir une situation pour la machine asynchrone équivalente à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Le vecteur courant statorique est décomposé en deux composantes, l'une contrôle le flux et l'autre contrôle le couple [SAA07]. [FAH-19]

Dans ce chapitre on va parler de la commande vectorielle, principe de fonctionnement et comment elle l'applique de la commande sur la MASDE.

III.2. Origines de la Commande Vectorielle :

Les origines de la commande vectorielle, contrairement aux idées reçues, remontent à la fin du XIXème siècle et aux travaux de A. Blondel sur la théorie de la réaction des deux axes. Toutefois, compte tenu de la technologie utilisée à cette époque, il n'était pas question de transporter cette théorie à la commande des machines électriques. Ce n'est que vers la fin des années cinquante grâce à l'utilisation dans l'Europe de l'Est, de la méthode du phaseur temporel que germa l'idée de la commande vectorielle appelée également contrôle par flux orienté [Cap92] [MER-08]

III.3. Principe de la Commande Vectorielle :

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à double étoile à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée en deux aspects.

- Le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment l'un de l'autre ;
- Les conditions optimales de production du couple sont assurées en régime permanent et en régime transitoire.

En effet, dans une machine à courant continu le courant d'induit (Ia) contrôle le couple et le courant inducteur (*If*) contrôle le flux.

La relation du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = K\emptyset_f I_a = k' I_a I_f \qquad \text{(III.1)}$$

$\emptyset_f$: Flux imposé par le courant d'excitation If.

I_a: courant d'induit.

K : constant.

Pour la machine asynchrone à double étoile, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique. Pour cela, il faut choisir une loi de commande et un système d'axes assurant le découplage du flux et du couple.

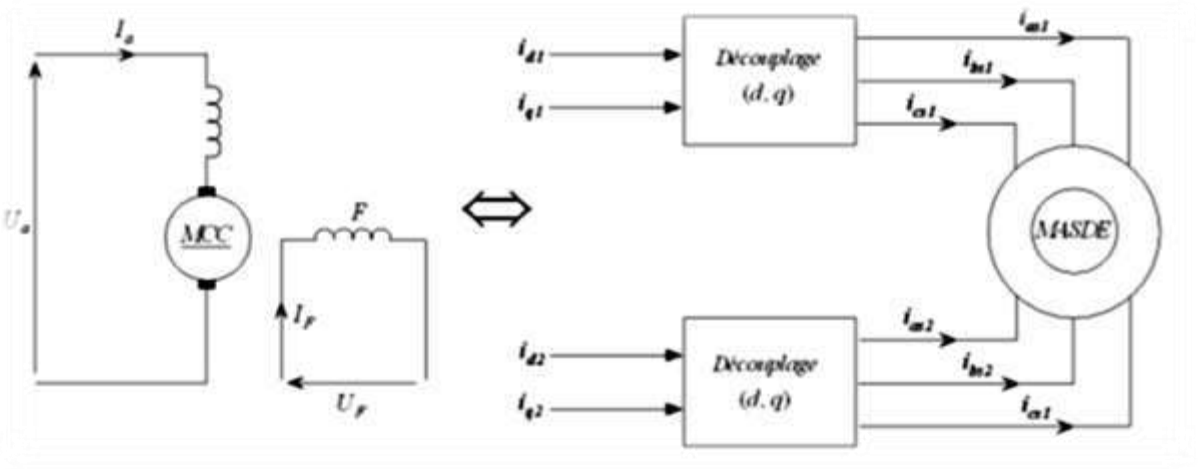


Figure. III.1: Principe de pilotage vectorielle de la MCC et de la MASDE

$$C_{em} = P\frac{L_m}{L_m + L_r}[(i_{s1d} + i_{s2d})\varphi_r] = K''\emptyset_r i_{sd} \quad \text{(III.2)}$$

$$K'' = P\frac{L_m}{L_m + L_r} \text{ et } i_d = i_{s1d} + i_{s2d} \quad \text{(III.3)}$$

D'âpres l'équation (III.2) nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression rappelle le couple de la machine à courant continu à excitation séparée.

On déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone double étoile, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

III.4. Choix d'orientation du flux :

La méthode de flux orienté est basée sur le choix du repère de référence, suivant la vitesse attribuée au repère (d, q), de ce fait, les choix concernant l'alimentation et le repère ont été accomplie, dont l'alimentation en tension et le repère lié au champ tournant.

Alors l'étape suivante du raisonnement consiste à fixer l'orientation du flux. Pour cela, trois choix sont possibles [HAM-07] :

- Orientation du flux rotorique :

$$\emptyset_{dr} = \emptyset_r, \emptyset_{qr} = 0 \qquad \text{(III.4)}$$

- Orientation du flux statorique :

$$\emptyset_{ds} = \emptyset_s, \emptyset_{qs} = 0 \qquad \text{(III.5)}$$

- Orientation du flux d'entrefer :

$$\emptyset_{dg} = \emptyset_g, \emptyset_{qg} = 0 \qquad \text{(III.6)}$$

Pour la MASDE, nous optons pour le choix de l'orientation du flux rotorique (III.4), car cela permet d'obtenir à un variateur de vitesse où le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés à travers les courants statoriques.

III.5. Méthodes de la commande vectorielle :

Tous les travaux de recherche effectués sur le sujet utilisent deux principales méthodes.
La première appelée méthode directe a été initiée par F. Blaschke et la seconde connue sous le nom méthode indirecte a été introduite par K. Hasse.

III.5.1. Méthode indirecte (IFOC) :

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position. Le descriptif "méthode indirecte" signifie qu'on peut éliminer un estimateur du flux mais elle exige la présence d'un capteur de position du rotor. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [Pie92].

III.5.2. Méthode directe :

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime de fonctionnement [Bog01]. Pour cela deux procédés sont utilisés :

La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur. L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas fonctionner dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs.

L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine. [MER-08] Les variateurs de la première

génération étaient à ***commande scalaire*** (rapport U/F constant) avec ou sans régulation de vitesse.

Actuellement la plupart de variateurs mettent en œuvre une ***commande vectorielle*** qui contrôle séparément le couple et le flux.

III.5.1.1. Régulation de la Vitesse par la Méthode Indirecte :

Par l'application de l'orientation du flux rotorique sur le système d'équations (I.65) devient [Ber04] [Mer07s] :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m+L_r}[\phi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] i_{qr} = \frac{-L_m}{L_m+L_r}\left(i_{ds1} + i_{qs2}\right) \qquad \text{(III.7)}$$

En remplaçant (III.7) et dans (I.47) on trouve :

$$\begin{aligned}
&\emptyset_{ds1} = \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \emptyset_r{}^* \\
&\emptyset_{qs1} = \lambda_1 i_{qs1} + L_r i_{qs2} \\
&\emptyset_{ds2} = \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \emptyset_r^* \\
&\emptyset_{qs2} = \lambda_2 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1}
\end{aligned} \qquad \text{(III.8)}$$

Avec :

$$\eta = \frac{L_m}{L_m + L_r} \quad et \;\; \lambda_{1,2} = L_{s1,s2} + \eta L_r$$

Et On a :

$$\phi_r^* = L_m(i_{ds1} + i_{ds2}) \qquad \text{(III.9)}$$

$$i_{qr} = -\frac{\omega_{gl}^* \phi_r^*}{r_r} \qquad \text{(III.10)}$$

En remplaçant (III.8), (III.9) et la deuxième équation de (III.7) dans le système d'équations (I.55) on trouve :

$$v_{ds1}^* = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{di_{ds1}}{dt} - \omega_s^* \left(L_{s1} i_{qs1} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*\right)$$

$$v_{qs1}^* = R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{di_{qs1}}{dt} + \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \phi_r^*)$$

$$v_{ds2}^{*} = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2}\frac{di_{ds2}}{dt} - \omega_{s}^{*}\left(L_{s2}i_{qs2} + T_{r}\phi_{r}^{*}\omega_{gl}^{*}\right)$$
$$v_{qs2}^{*} = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2}\frac{di_{qs2}}{dt} + \omega^{*}(L_{s2}i_{ds2} + \phi_{r}^{*}) \quad \text{(III.11)}$$

On a:

$$i_{qs1}{}^{*} + i_{qs2}{}^{*} = \frac{(L_m + L_r)}{pL_m\phi_r^{*}}C_{em}^{*}$$
$$i_{qs1}{}^{*} + i_{qs2}{}^{*} = \frac{(L_m + L_r)}{pL_m\phi_r^{*}}C_{em}^{*}$$
$$\omega_{gl}^{*} = \frac{r_r L_m}{(L_m + L_r)\emptyset_r^{*}}\left(i_{qs1}^{*} + i_{qs2}^{*}\right) \quad \text{(III.12)}$$

Ou, x_j^{*} sont des grandeurs des références soit des tensions, des courants et de pulsation statorique.

Dans le système d'équations (III.11), on prend les premières parties linéaires (III.13) et on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques pour faire un découplage parfait.

$$v_{ds1l} = R_{s1}i_{ds1} + L_{s1}\frac{di_{ds1}}{dt}$$
$$v_{qs1l} = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1}\frac{di_{qs1}}{dt}$$
$$v_{ds2l} = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2}\frac{di_{ds2}}{dt} \quad \text{(III.13)}$$
$$v_{qs2l} = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2}\frac{di_{qs2}}{dt}$$

Le système (III.13) montre que les tensions statorique ($v_{ds1l}, v_{qs1l}, v_{ds2l}, v_{vqs2l}$)sont directementreliées aux courants statoriques ($i_{ds1}, i_{ds1}, i_{qs2}, i_{qs2}$).

Pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, les tensions statoriques de références ($v_{ds1}^{*}, v_{qs1}^{*}, v_{ds2}^{*}, v_{qs2}^{*}$)à flux constant sont données par :
Avec :

$$v_{ds1}^{*} = v_{ds1l} - v_{ds1c}$$
$$v_{qs1}^{*} = v_{qs1l} + v_{qs1c}$$

$$v_{ds2}^{*} = v_{ds2l} - v_{ds2c} \quad \text{(III.14)}$$

$$v_{qs2}^{*} = v_{qs2l} + v_{qs2c}$$

Avec :

$$v_{ds1c} = \omega_s^{*}(L_{s1} i_{qs1} + T_r \emptyset_r^{*} \omega_{gl}^{*})$$

$$v_{qs1c} = \omega_s^{*}(L_{s1} i_{ds1} + \emptyset_r^{*})$$

$$v_{ds2c} = \omega_s^{*}(L_{s2} i_{qs2} + T_r \emptyset_r^{*} \omega_{gl}^{*}) \quad \text{(III.15)}$$

$$v_{qs2c} = \omega_s^{*}(L_{s2} i_{ds2} + \emptyset_r^{*})$$

Les régulateurs des courants utilisés sont des régulateurs classiques de type PI dont la synthèse est la suivante :

III.5.1.2. Synthèse des régulateurs PI :

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes.

La (Figure.III.2) montre le schéma fonctionnel de régulation des courants, valable selon les deux axes d et q.

Calcul des paramètres du régulateur PI :

La fonction de transfert en boucle fermée de la (Figure.III.2) est écrite comme suit :

$$\frac{i_{ds1}}{i_{ds1}^{*}} = \frac{K_{id1} + K_p S}{L_{s1} S^2 + (R_{s1} + K_{pd1}) S + K_{id1}} \quad \text{(III.16)}$$

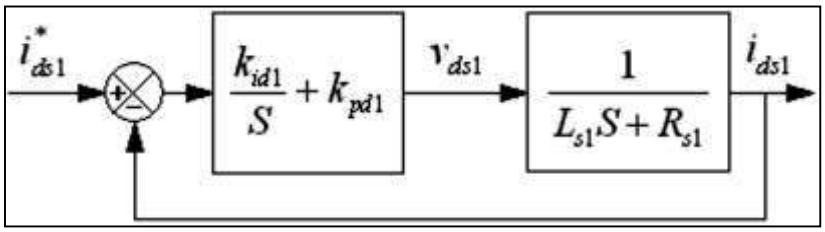


Figure III.2 : Schéma de régulation des courants.

En imposant une paire de pôles complexes conjugués S1,2 = ρ_{d1}± jρ_{d1}, le polynôme caractéristique désiré en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$S^2 + 2\rho_{d1} S + 2{\rho_{d1}}^2 \quad \text{(III.17)}$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$K_{p\omega} = 2\rho_{d1}L_{s1} - R_{s1} \quad \text{(III.18)}$$

$$K_{iw} = 2\rho_{d1}^2 L_{s1} \quad \text{(III.19)}$$

Même procédure de calcul des paramètres des régulateurs des courants i_{qs1} et$i_{ds2,}i_{qs2}$.

III.5.1.3. Régulateur de vitesse :

Le schéma de régulation de la vitesse est présenté sur la (Figure.III.3).

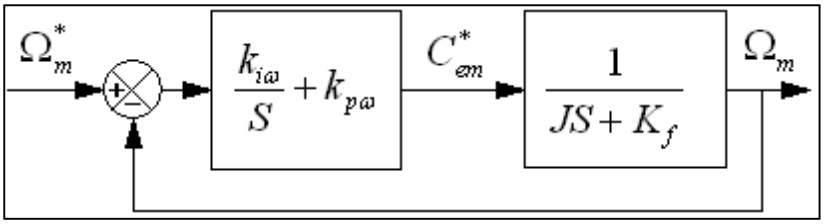


Figure III.3 : Schéma réduit de régulation de vitesse.

Les paramètres du régulateur de vitesse sont calculés par la même procédure utilisée pour les régulateurs de courants.

$$K_{p\omega} = 2\rho_{\omega}J - f \quad \text{(III.20)}$$

$$K_{i\omega} = 2K_{\omega}^2 J$$

A partir des équations (III.9), (III.11), (III.12), (III.13) et (III.15), on obtient le schéma bloc de découplage en tension (FOC : Field Oriented Control). En admettant que $i_{ds1}^* = i_{ds2}^* et i_{qs1}^* = i_{qs2}^*$.

III.5.1.4. Bloc de Défluxage :

Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale $\emptyset_r^n$ pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine Ω_m^n Pour des vitesses supérieures, le flux décroit lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine.

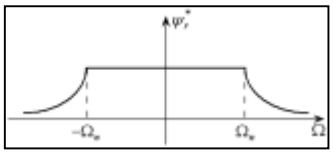


Figure III.4 : Schéma de défluxage.

Pour cela, on définit le flux de référence comme suit :

$$\emptyset_r^* = \emptyset_r^n si \Omega_m \leq \Omega_m^n$$

$$\emptyset_r^* = \frac{\Omega_m^*}{\Omega_m} \emptyset_r^* si \Omega_m > \Omega_m^n \quad \text{(III.21)}$$

La commande doit être limitée par un dispositif de saturation défini par :

$$C_{em}^* = C_{em}^* calsi C_{em}^* aal \leq C_{em}^{max}$$

$$C_{em}^* = C_{em}^* calsi C_{em}^* aal \leq C_{em}^{max} \quad \text{(III.22)}$$

$$C_{em}^* = C_{em}^{max} sign(C_{em}^* cal) \quad si \quad C_{em}^* > C_{em}^{max}$$

Le schéma de réglage de la vitesse de la MASDE est donné par la (Fig.III.9) :

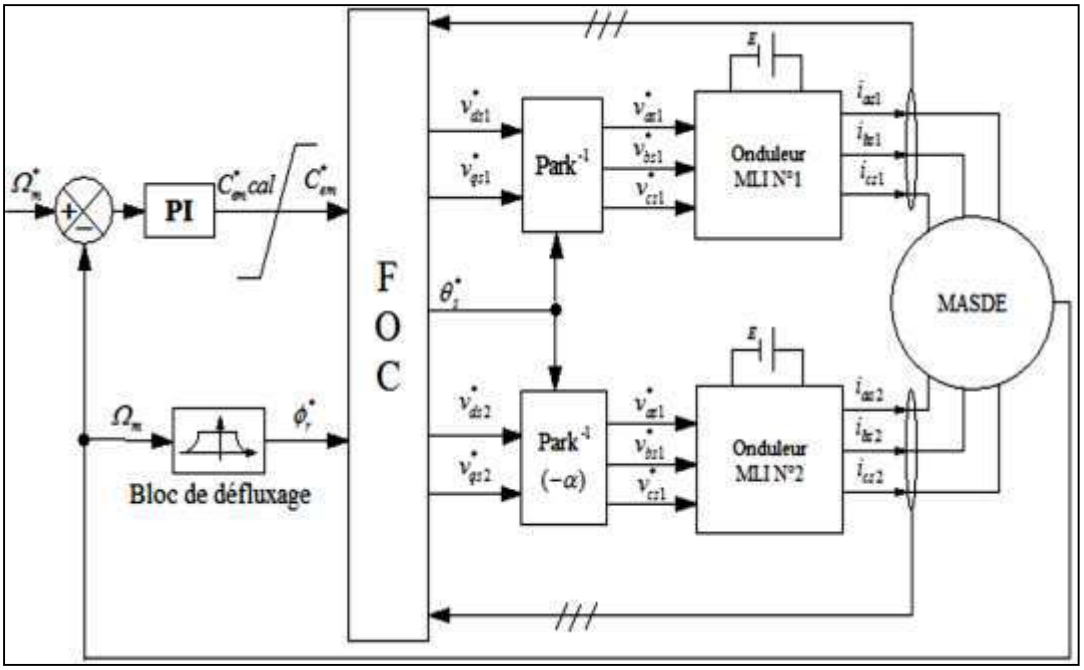


Figure III.5 : Commande vectorielle indirecte de la MASDE.

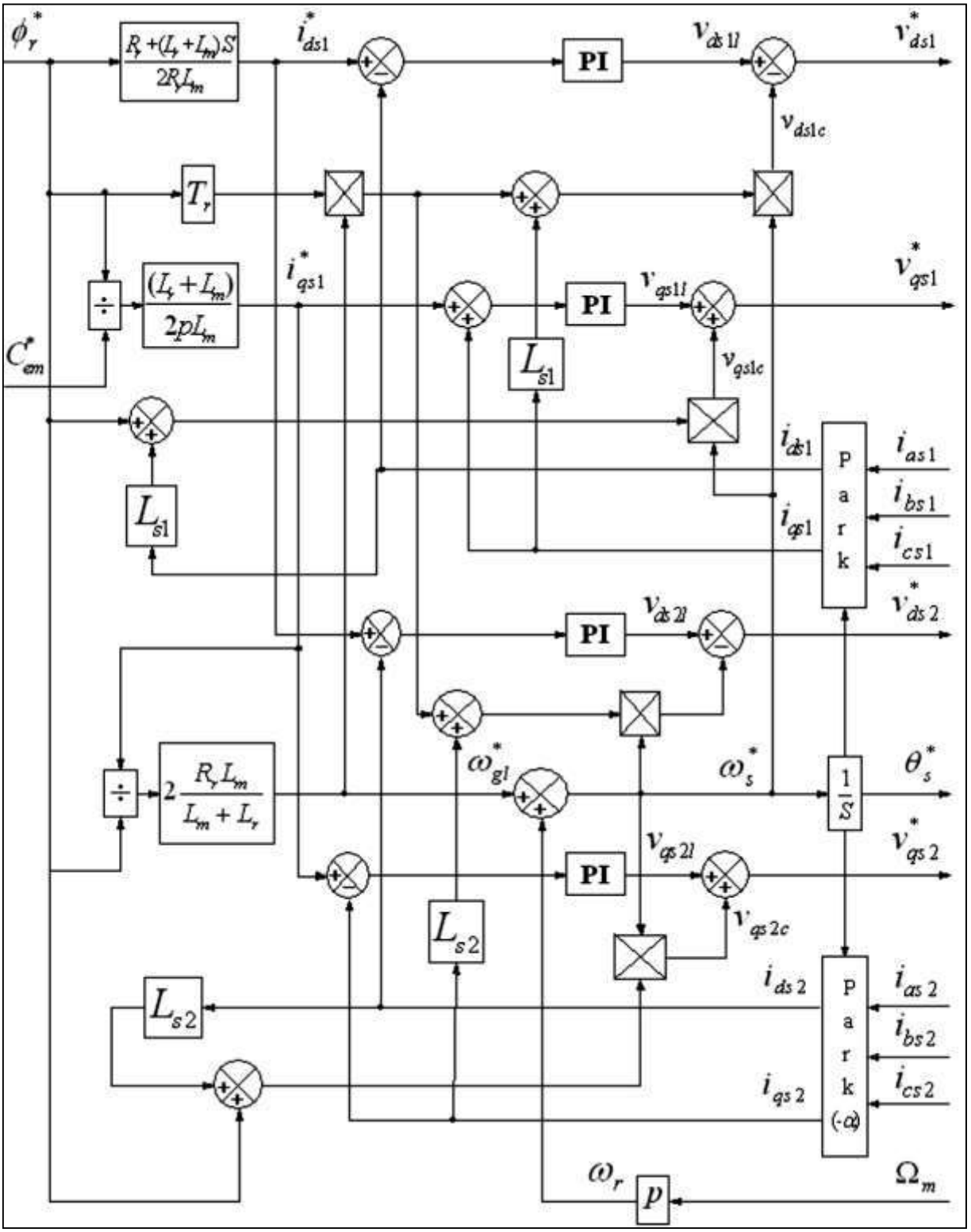


Figure III.6: Bloc de découplage en tension (Foc).

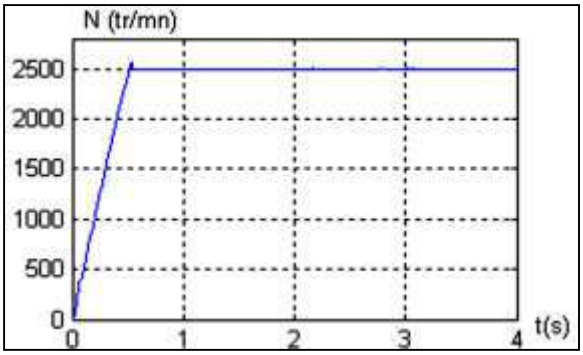
III.5.1.5. Résultats et Interprétations :

Les performances de la commande indirecte de la MASE ont été visualisées pour les deux tests suivants :

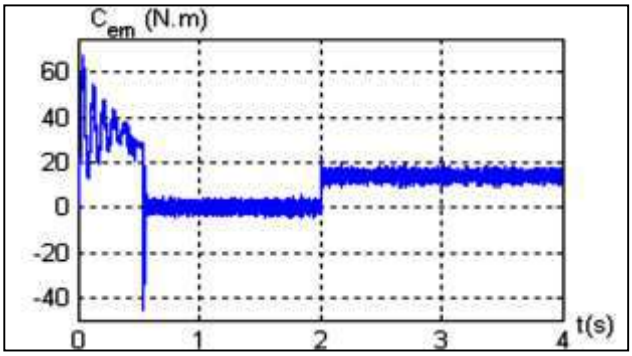
– Réponse à un échelon de vitesse de N = 2500 tr/min avec l'application d'un couple de charge Cr = 14 N.m à partir de t = 2s

– Réponse à une inversion de vitesse (de 2500 à −2500 tr/min) à partir de l'instant t = 2s.

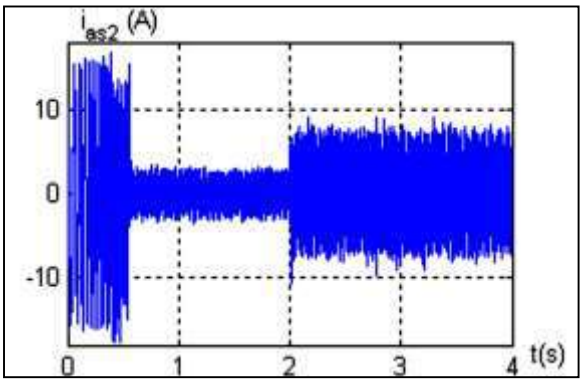
1er test :



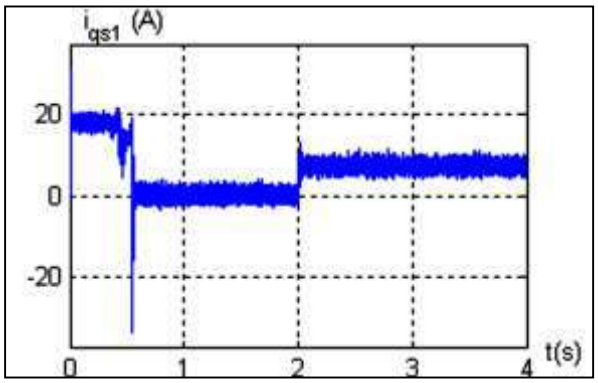
(a) La vitesse N (tr/min).



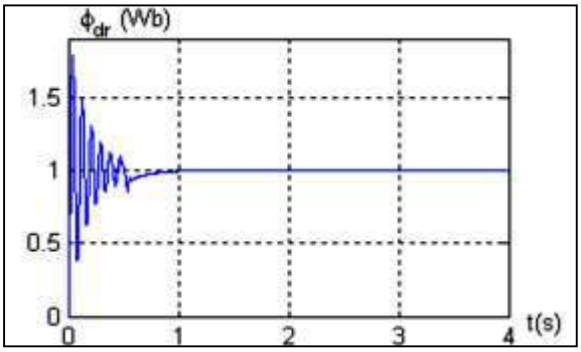
(b) Le couple électromagnétique Cem (N.m).

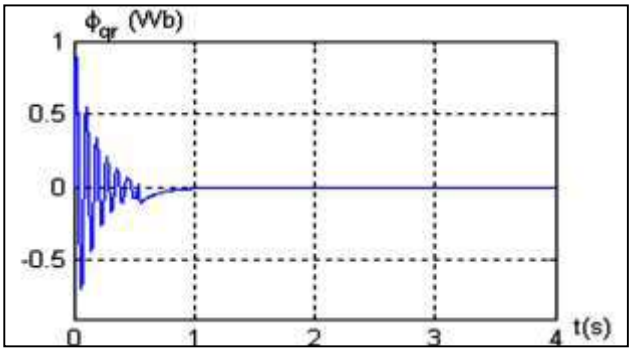


(c) Le courant ias1 (A)

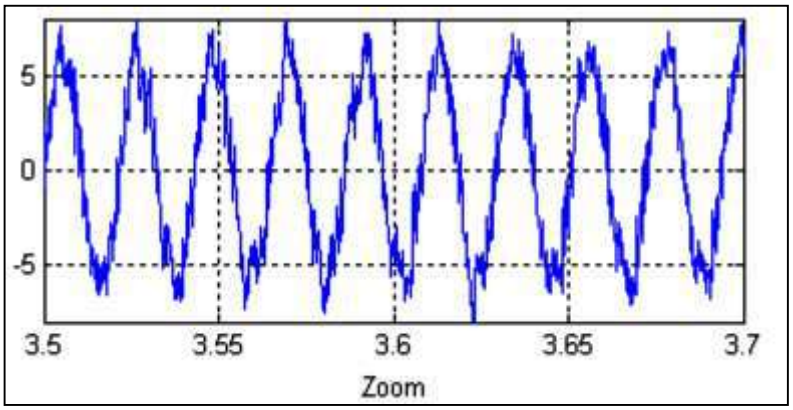


(d) Le courant iqs1 (A).





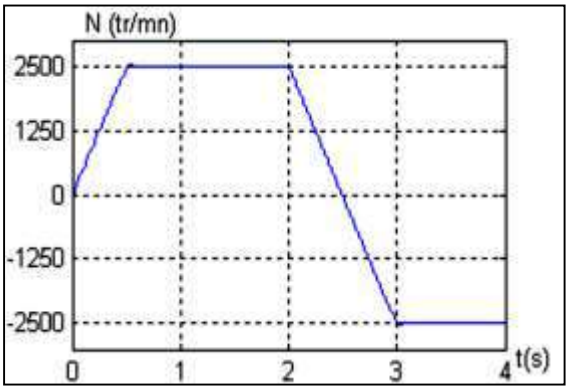
(e) Le flux$\emptyset_{dr}$ (Wb) (f) Le flux $\emptyset_{qr}$(Wb).

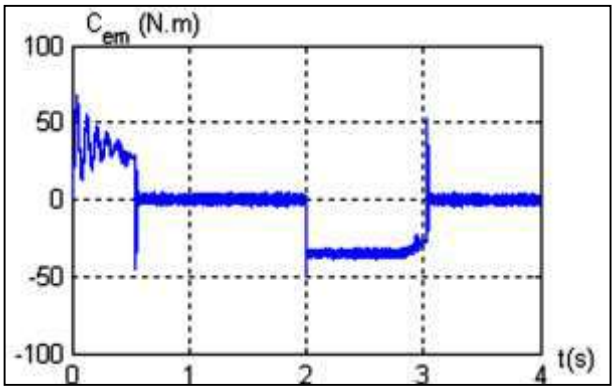


(g) Zoom de courant ias1 (A).

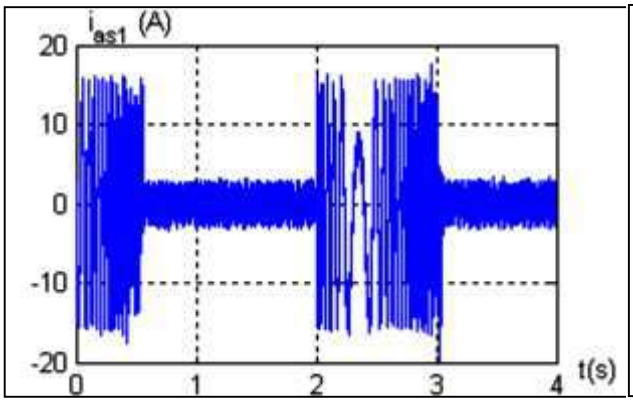
Figure III.7 : Performances de la MASDE sous la commande vectorielle indirecte en charge.

2eme test :

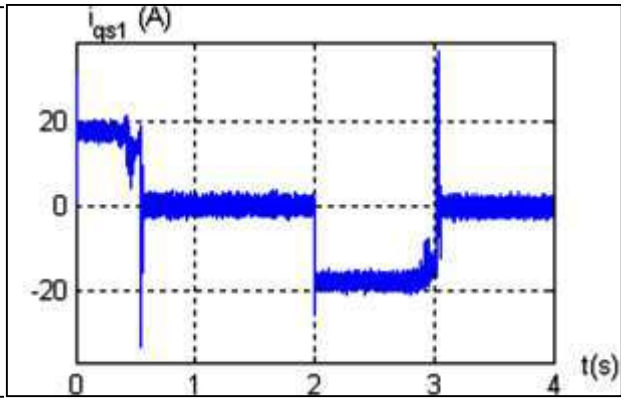




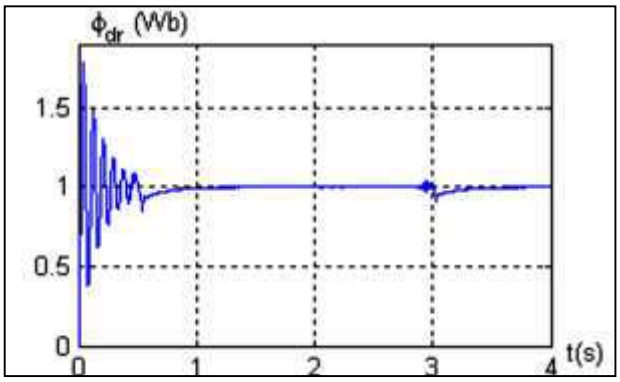
(a) La vitesse N (tr/min) (b) Le couple électromagnétique Cem (N.m).



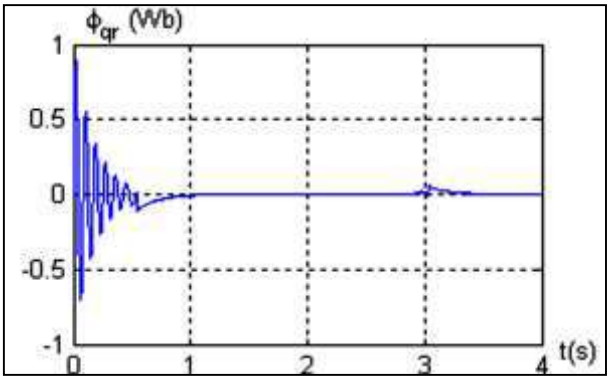
(c) Le courant ias1 (A).



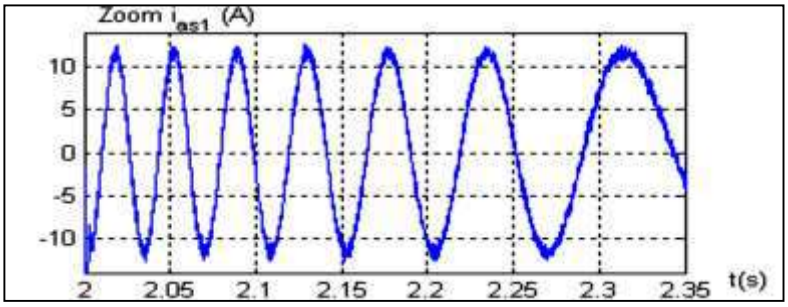
(d) Le courant iqs1 (A).



(e) Le flux $\emptyset_{dr}$(Wb).



(f) Le flux $\emptyset_{qr}$(Wb).



(g) Zoom de courant ias1 (A).

Figure III.8 : Performances de la MASDE sous la commande vectorielle indirecte (inversion du sens de rotation).

Pour le premier test, on constate que :

La vitesse du rotor atteint la vitesse de référence au bout de t = 0.57s et présente un dépassement de 2.48%. L'application de la charge engendre une faible atténuation de la vitesse durant un court temps 0.04s puis elle reprend la valeur de vitesse de référence 2500 tr/min (Figure.III.7(a)).

Le couple électromagnétique a une allure sinusoïdale amortie dans le régime transitoire, avec une valeur au démarrage égale 65N.m. Lorsque la vitesse atteint la valeur de consigne le couple oscille auteur de zéro. Après l'insertion de la charge, le couple électromagnétique compense le couple de charge et le frottement (Figure.III.7 (b)).

Un appel de courant statorique ias1 au démarrage 15A en valeur crête, dans la présence de la charge, le courant atteint une valeur de crête 5.6A. L'allure de courant est sinusoïdale et présente des harmoniques dus aux deux onduleurs de tension (Figure.III.6(c)) et (Figure. III.7 (g)). Les deux flux rotoriques d'axe d et q suivent les valeurs imposées en régime totalement établi et indépendamment de la charge appliquée. On dit que le découplage est parfait (Figure.III.7(e)) et (Figure.III.7(f)).

Le courant iqs1 a une même allure que celui du couple électromagnétique en régime permanent ; donc la régulation de la vitesse de la MASDE est similaire à celle de la Mcc à excitation séparée (Figure.III.7 (d)).

Pour le deuxième test, on constate que :

La vitesse suit sa référence et s'inverse au bout de 1.08s (Figure.III.8(a)). L'inversion du sens de rotation conduit à un couple négatif d'environ −35 N.m (Figure.III.8(b)).Un appel de courant statorique ias1 similaire au démarrage dans la période où la vitesse s'inverse, de t = 2s à t = 2.1s (Figure.III.8(c)) et (Figure.III.8(g)).

Les flux rotoriques suivent les valeurs imposées en régime établi, $\emptyset_{dr}$suit la valeur 1 (Figure.III.8(e)) $\emptyset_{qr}$ suit la valeur 0 (Figure.III.8(f)). Le courant d'axe q a une même forme que celle du couple électromagnétique ; il a une valeur négative d'environ 19A pendant le changement de sens de rotation (Figure.III.8(d)).

III.5.2.1. Régulation de la Vitesse par la Méthode Directe :

La commande vectorielle directe nécessite la connaissance du module et de la position du flux rotorique. A cet effet, un estimateur du flux rotorique $\emptyset_r$est implanté à partir des mesures de courants statoriques et les transformés en ids1, iqs1, ids2 et iqs2 et de la pulsation du glissement [Cap92a].

Pour cette méthode, un nouveau schéma pour le découplage en tension, désigné par DFOC (Direct Field Oriented Control) est présenté par la figure (Figure.III.10).

III.5.2.2. Estimateur du flux :

Le flux rotorique est estimé par les deux équations suivantes :

$$\frac{d\emptyset}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_m + L_r}(i_{ds1} + i_{ds2}) + \omega_{gl}^{*}\emptyset_{qrest} - \frac{R_r}{L_m + L_r}\emptyset_{dres} \quad \text{(III.23)}$$

$$\frac{d\emptyset}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_m + L_r}(i_{qs1} + i_{qs2}) + \omega_{gl}^{*}\emptyset_{drest} - \frac{R_r}{L_m + L_r}\emptyset_{qres} \quad \text{(III.24)}$$

Le module du flux rotorique est calculé par :

$$\emptyset_{rest} = \sqrt{\emptyset_{drest}^2 + \emptyset_{qrest}^2} \quad \text{(III.25)}$$

III.5.2.3. Régulateur du flux :

Le schéma de régulation du flux est donné sur la figure suivante tant en admettant que: $i_{ds1}^{*} = i_{ds2}^{*}$

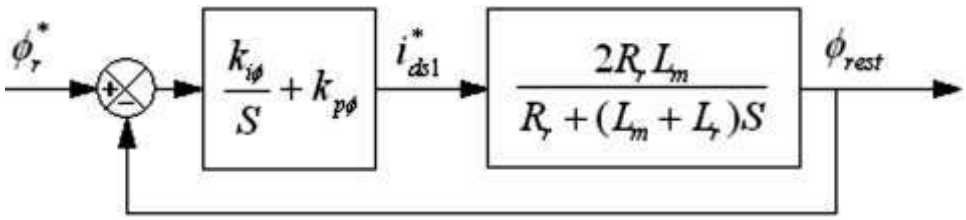


Figure III.9 : Schéma réduit de régulation de flux

Calcul des paramètres du régulateur PI :

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\emptyset_{rest}}{\emptyset_r{}^{*}} = \frac{2R_R L_m(K_{i\emptyset}S + K_{p\emptyset})}{(L_m + L_r)S^2 + (R_r + 2K_{p\emptyset}R_r L_m)S + 2K_{i\emptyset}R_r L_m} \quad \text{(III.26)}$$

De la même manière, pour dimensionner le régulateur, nous procédons par le principe d'imposition des pôles, on trouve :

$$K_{p\emptyset} = \frac{2(L_m + L_r) - R_r}{L_m + L_r} \quad \text{(III.27)}$$

$$K_{i\emptyset} = \rho_{\emptyset}^{2} \frac{L_m + L_r}{R_r L_m} \quad \text{(III.28)}$$

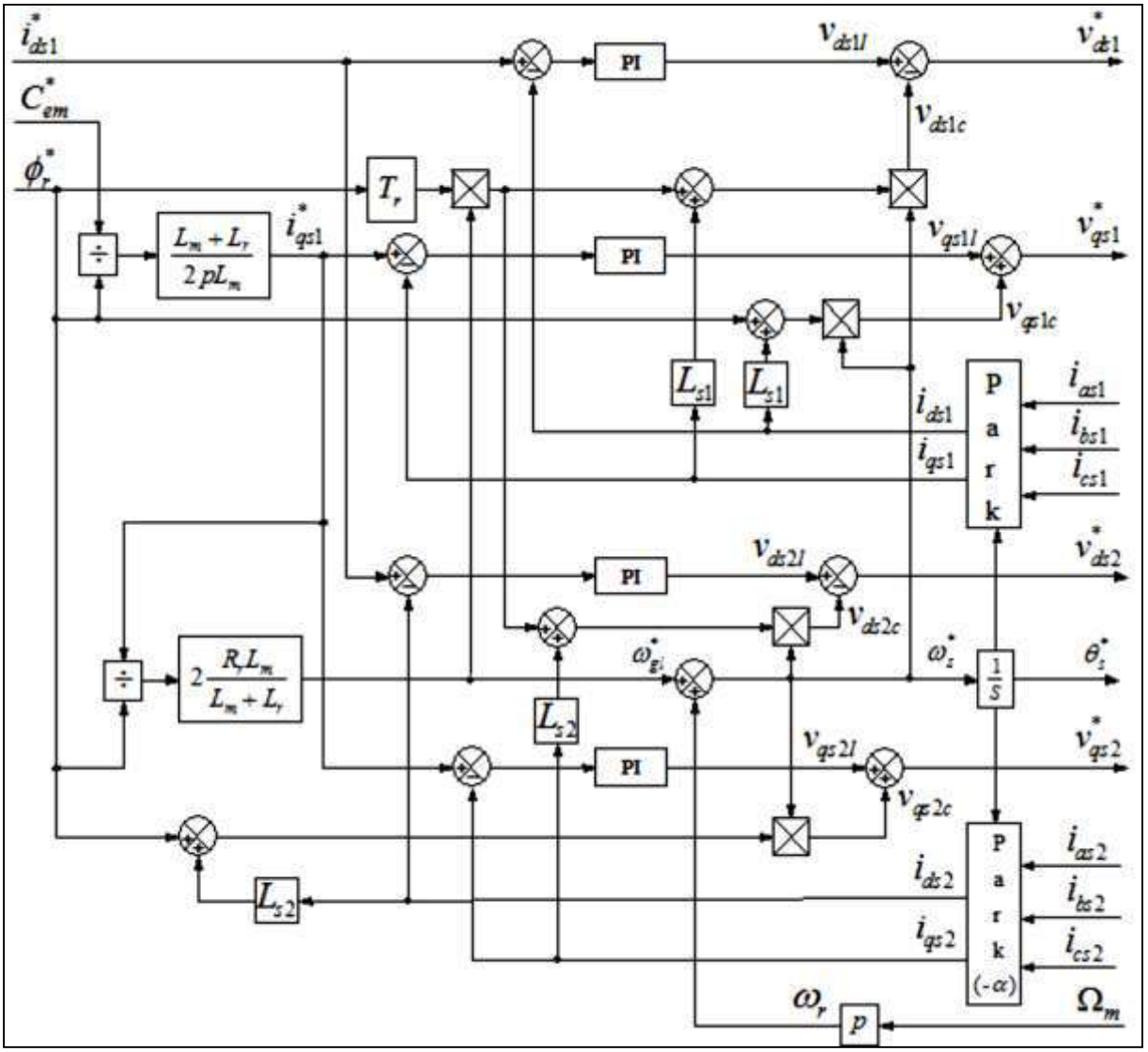


Figure III.10 : Contrôle par l'orientation directe du flux.

III.5.2.4. Simulation et interprétations des résultats :

Le schéma de réglage de la vitesse de la MASDE par la méthode directe est donné par la (Figure.III.10) :

Les résultats de simulation ont été effectués pour deux tests :

– Pour le premier test, il s'agit d'application d'une charge Cr = 14N.m à partir de t = 2s. La vitesse de référence est de 2500 tr/min (Figure III.3.11) ;

– Dans le deuxième test, nous avons inversé le sens de rotation (de 2500 à −2500 tr/min) à l'instant t = 2s, en fonctionne à vide (Figure III.13).

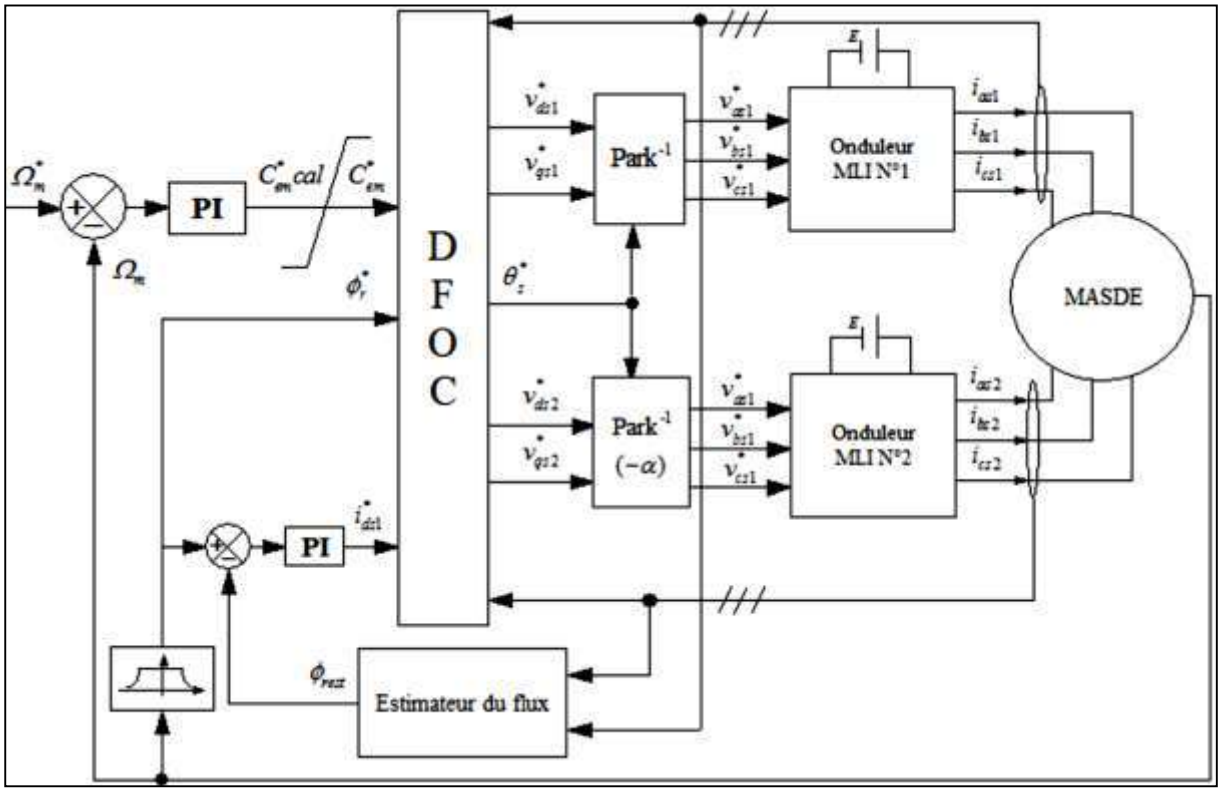
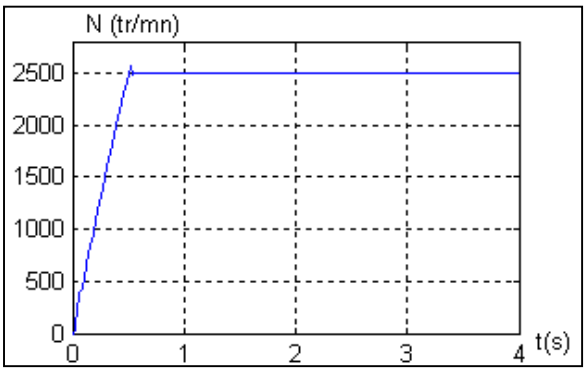
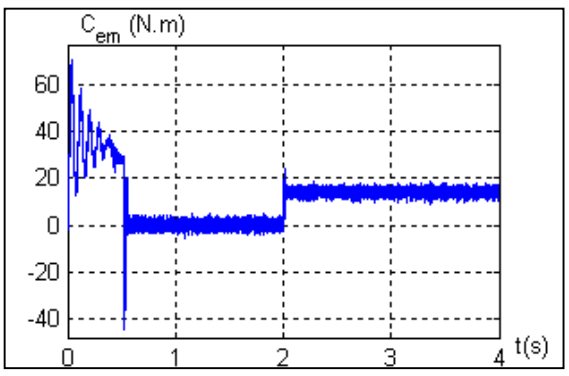


Figure III.11: Commande vectorielle directe de la MASDE.

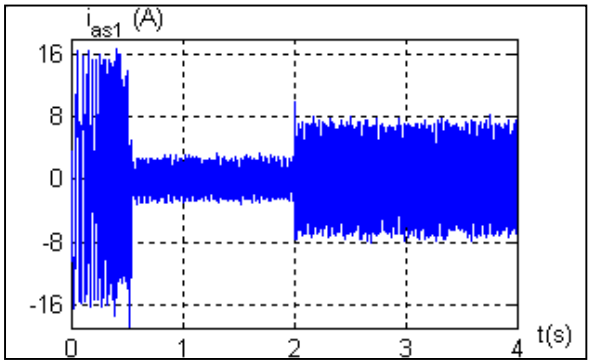
1er test :



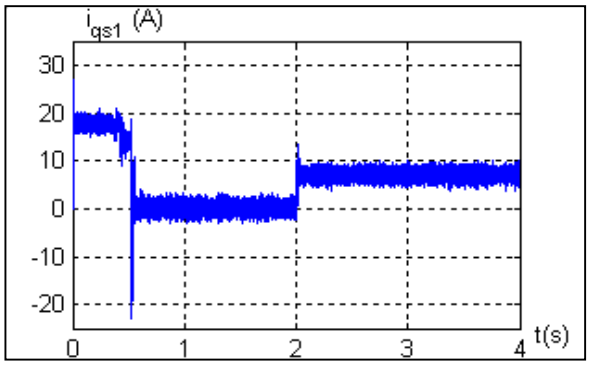
(a) La vitesse N (tr/min).



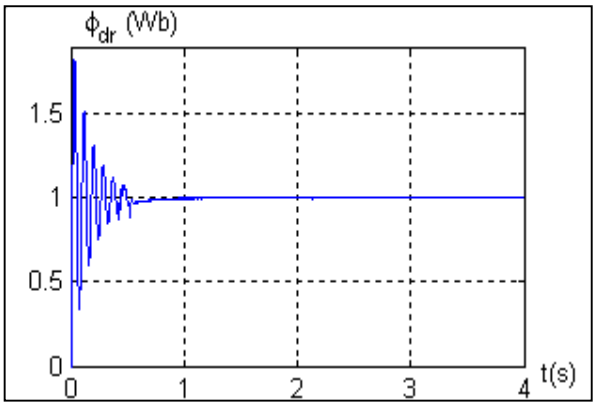
(b) Le couple électromagnétique Cem (N.m).



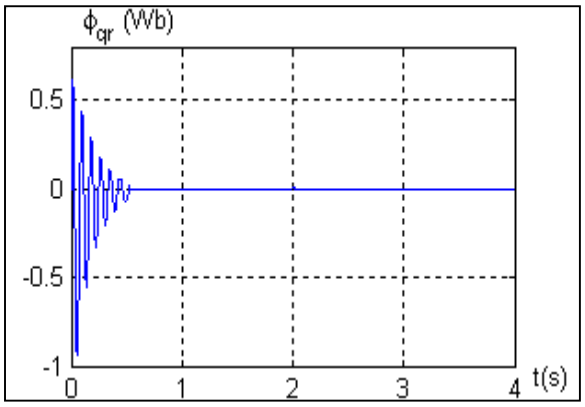
(c) Le courant ias1 (A).



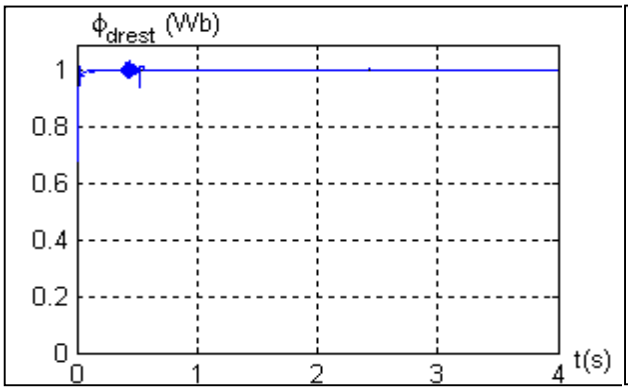
(d) Le courant iqs1 (A).



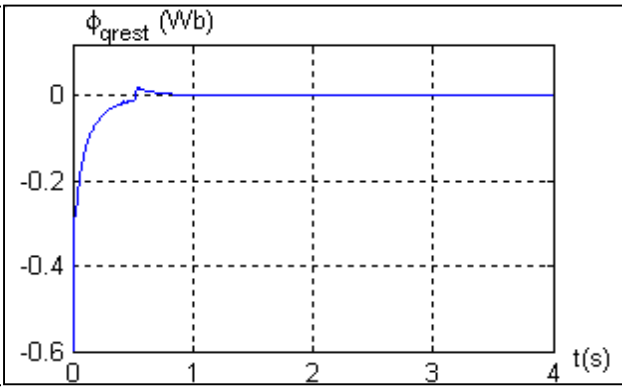
(e) Le flux $\emptyset_{dr}$(Wb).



(f) Le flux $\emptyset_{qr}$(Wb).



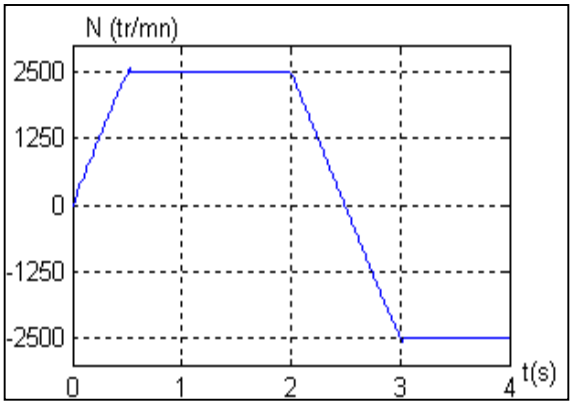
(g) Le flux $\emptyset_{drest}$ (Wb).



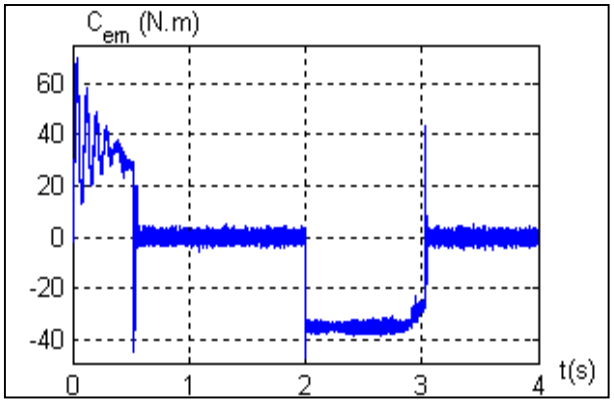
(h) Le flux $\emptyset_{qrest}$(Wb).

Figure III.12 : Performances de la MASDE sous la commande vectorielle directe en charge.

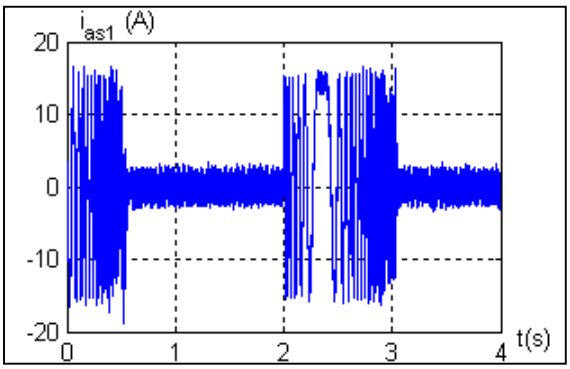
2eme test :



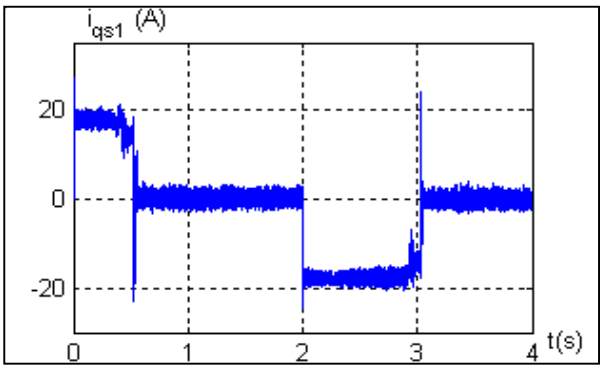
(a) La vitesse N (tr/min)



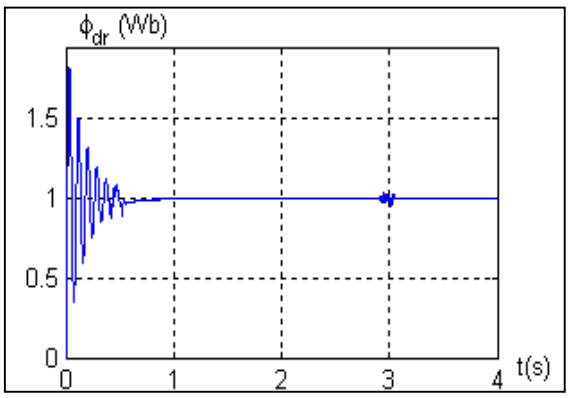
(b) Le couple électromagnétique Cem (N.m).



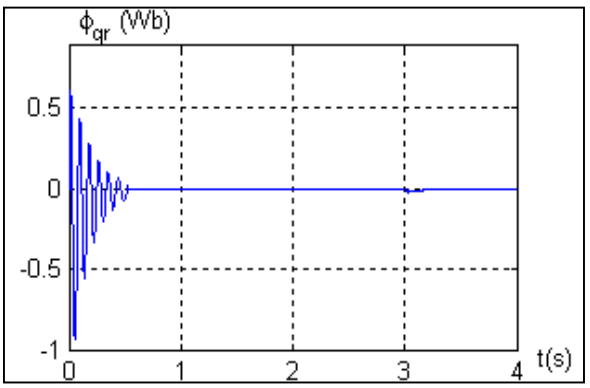
(c) Le courant ias1 (A).



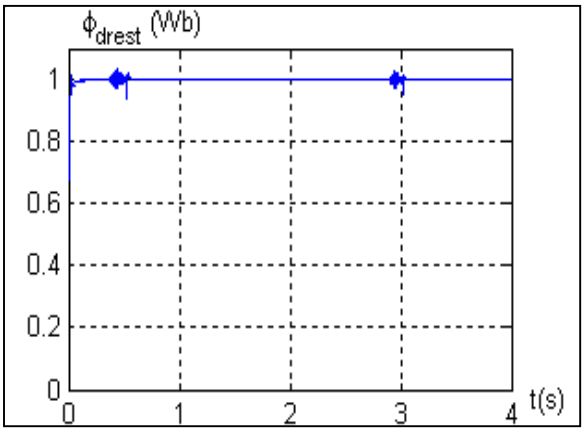
(d) Le courant iqs1 (A).



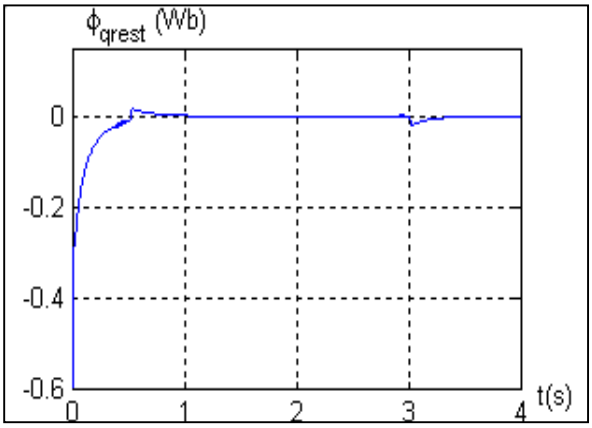
(e) Le flux $\emptyset_{dr}$ (Wb).



(f) Le flux $\emptyset_{qr}$(Wb).



(g) Le flux $\emptyset_{drest}$(Wb).



(h) Le flux $\emptyset_{qrest}$(Wb).

Figure III.13 : Performances de la MASDE sous la commande vectorielle directe avec inversion de sens de rotation.

Dans le premier test, on constate que :

La vitesse de rotation atteint la valeur de référence au bout de t = 0.55s, avec un dépassement de 2.28%. Le rejet de perturbation est effectué pendant 0.02s (Figure.III.12(a)).

Le couple électromagnétique a une valeur de démarrage d'environ 70N.m. D'après le régime transitoire, il oscille autour de zéro, à t = 2s il compense le couple de charge appliqué à la machine (Figure.III.12(b)).

Un appel de courant ias1 en régime transitoire de valeur crête 15A, même en charge mais de valeur crête faible par rapport au régime transitoire (Figure.III.12(c)). Le courant iqs1a la même forme que celle du couple électromagnétique (Figure.III.12(d)).

Le flux $\emptyset_{dr}$oscille autour de la valeur 1Wb, puis il se stabilise à la valeur imposée (Figure.III.12(e)). Le flux $\emptyset_{qr}$est de même forme que$\emptyset_{dr}$avec une valeur de stabilisation 0 Wb (Figure.III.12(f)).

Le flux estimé$\emptyset_{drest}$suit le flux $\emptyset_{dr}$en régime établie. Il a une petite oscillation à la fin de régime transitoire (Figure.III.12(g)). Le flux estimé $\emptyset_{qrest}$suit le flux $\emptyset_{qr}$ aprés l'instant = 1s (Figure.III.12(h)).

Dans le deuxième test, on constate que :

La vitesse de rotation suit la vitesse de référence, elle s'inverse à −2500 tr/min durant un temps d'environ 1.05s ; le même dépassement est obtenu en charge (Figure.III.13(a)).

Le changement du sens de rotation conduit à un couple électromagnétique négatif d'environ−35N.m. Puis il se stabilise autour de zéro (pas de charge) (Figure.III.13(b)). Un appel de courant statorique pendant le temps écoulé pour l'inversion de sens de rotation.

Après l'inversion, le courant ias1 a une allure proche de la sinusoïde de valeur crête 2.5A (Figure. 3.13(c)).

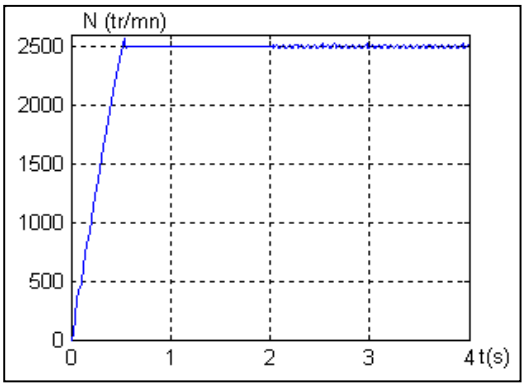
L'inversion du sens de rotation conduit à un courant iqs1 négatif d'environ 19A. Puis il se stabilise à la valeur zéro (Figure.III.13(d)).

Les deux flux rotoriques ont une allure sinusoïdale amortie au démarrage. Puis ils se stabilisent autour de leurs valeurs imposées. Pour $\emptyset_{dr}$(Figure.III.13(e)), pour $\emptyset_{qr}$ (Figure.III.13(f)).

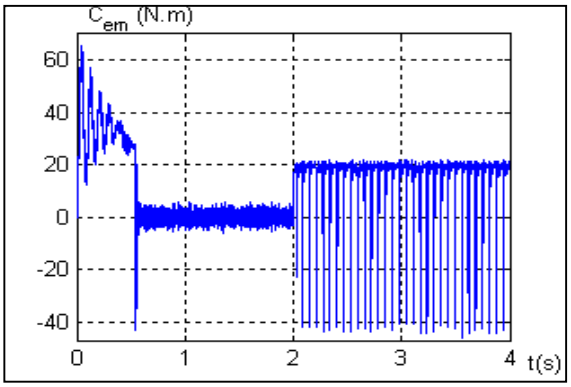
Le flux estimé$\emptyset_{drest}$suit la valeur 1Wb. A t = 2.9s, il oscille pendant un court temps puis il reprend la valeur de $\emptyset_{dr}$(Figure.III.12(g)). A partir de l'instant t = 3s ou la vitesse du rotor prend la valeur −2500 tr/min, le flux estimé$\emptyset_{qrest}$a une faible atténuation durant un temps de 0.5s puis il reprend la valeur du flux $\emptyset_{qr}$(Figure.III.13(h)).

III.6. Test de Robustesse :

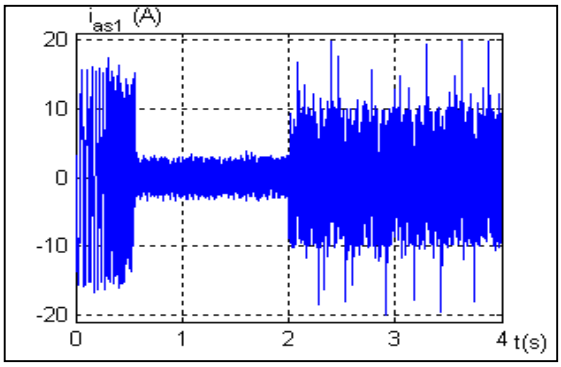
La robustesse d'une commande est sa capacité à surmonter l'incertitude sur le modèle à contrôler. On testera le comportement de la régulation par rapport aux variations des paramètres de la MASDE. Le fonctionnement des machines électriques est sensible aux variations de la constante de temps rotorique. On varie la résistance rotorique Rr de la MASDE par rapport à sa valeur nominale.



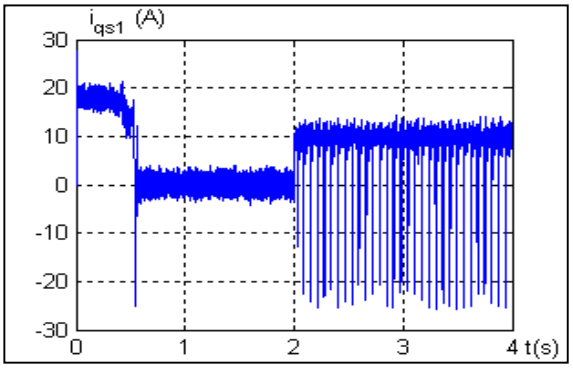
(a) La vitesse N (tr/min).



(b) Le couple électromagnétique Cem (N.m).



(c) Le courant ias1 (A).



(d) Le courant iqs1 (A).

Figure III.14 : Performances de la MASDE vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique (Rr = 1.8Rnr à partir de t = 1s) en charge.

La (Figure.III.14) représente les performances de la machine vis-à-vis des variations de la résistance rotorique à partir de l'instant t = 1s, Rr devient 1.8Rr et on applique une charge à partir de t = 2s.

La vitesse de rotation présente des oscillations lors du changement de la résistance rotorique et l'introduction de la charge, de valeur ±20 de la valeur de la vitesse de référence(Figure.III.14(a)).

Le courant ias1 présente en charge des pic de courant de valeur 20A dans une courte durée (Figure.III.14(c)). De grandes perturbations sont observées au niveau du couple électromagnétique en charge allant jusqu'à 44N.m (Figure.III.14(b)). Le courant d'axe q iqs1 a la même forme que celle du couple électromagnétique mais de valeur de perturbation de25A (Figure.III.14(d)).

III.7 Avantage de la commande vectorielle :

La commande vectorielle permet de :

- Réglage de la vitesse jusqu'à 0,5% sans capteur de position du rotor et jusqu'à 0,1% avec capteur de position (résolveur, codeur optique).
- Possibilité de couple avec le rotor à l'arrêt (le variateur règle alors la vitesse du champ tournant à la valeur juste nécessaire pour que le couple moteur équilibre le couple de la charge, rotor arrêté)
- Gestion du déphasage entre l'intensité et la tension au stator, et par conséquent, de l'énergie réactive consommée.

- Les variateurs de vitesse offrent en général un choix de plusieurs rampes d'accélération et de décélération programmables.

Suivant les modèles, ils peuvent proposer ou non le freinage électrique du rotor.

- Certains sont prévus pour le freinage avec récupération d'énergie : ils convertissent l'énergie mécanique de freinage en énergie électrique et la renvoient

III.8. Conclusion :

Dans ce chapitre la commande vectorielle de la MASDE a été appliquée avec ses deux méthodes directe et indirecte. Les résultats de simulation numérique montrent que la méthode directe est meilleur que de la méthode indirecte en termes de temps de réponse , de dépassement et le temps de l'inversion de la vitesse. Le test de robustesse montre bien la sensibilité du contrôle de la vitesse par le régulateur PI aux variations paramétriques de la machine.

Dans le but d'améliorer ces performances, on appliquera la commande par mode glissement, qui sera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre IV :

Commande par mode glissent de la MADE

IV.1. Introduction :

Les premiers travaux concernant les systèmes de commande à structure variable en mode de glissement ont été proposés et élaborés au début des années 50 par Emelyanov [Arz–]. Par la suite, ces travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications possibles, en particulier dans le domaine des entraînements réglés[Büh86].

Cependant, ce n'est qu'à partir des années 80 que la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée comme l'une des approches de commande des systèmes non linéaires et des systèmes ayant des modèles imprécis [Nem02].

Dans ce chapitre, nous montrons comment la commande par mode de glissement peut être appliquée au contrôle de la MASDE. Pour cela, nous présentons tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, nous abordons ensuite la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes, nous donnons après l'application de la commande sur la MASDE et nous allons enfin montrer les avantages apportés par ce type de réglage par rapport à ceux obtenus par les régulateurs classiques PI, après illustration et visualisation des résultats de simulation.

IV.2. Position du problème [SKE-17] :

Dans cette partie, nous considérerons un système non linéaire dont la dynamique est décrite par le système différentiel :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(t, x, u) \\ s = s(t, x) \in \Re \\ u = u(t, x) \in \Re \end{cases} \quad \text{(IV.1)}$$

Où :

$x = [x_1, \dots \dots x_n]^T \in X$: représente le vecteur d'état,$X \subset \Re^n$, X est une variété différentiable ou un ouvert de $\Re^n$.

u: représente la commande.

f: est une fonction supposée suffisamment différentiable, mais connue de façon incertaine.

t: est le temps.

Le système $\dot{x} = f(t, x, u)$ englobe ceux de la forme :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \qquad \text{(IV.2)}$$

Le problème posé est toujours de contraindre les trajectoires du système à évoluer sur la surface de glissement

$$S = \{x \in X : s(t, x) = 0\} \qquad \text{(IV.3)}$$

Étant une fonction à valeur réelle suffisamment différentiable telle que ses $(r-1)$ premières dérivées par rapport au temps ne sont fonctions que de l'état x (ce qui signifie qu'elles ne contiennent aucune discontinuité). Définit une sous variété de dimension$(n-1)$ appelée surface de glissement ou de commutation. La fonction $s(t, x)$est appelée fonction de glissement ou fonction de commutation. Elle sépare l'espace d'état en deux parties disjointes $s(t, x) > 0$ et $s(t, x) < 0$.

IV.3. Commande par modes glissants[SKE-17] :

IV.3.1. Principe :

Le principe de la commande par modes glissants est de contraindre le système à atteindre une surface donnée appelée surface de glissement en fonction des objectifs de commande, fixant la dynamique en boucle fermée : c'est le mode de convergence, puis par la synthèse d'une commande discontinue qui permet aux trajectoires du système à atteindre et, ensuite, à rester sur cette surface : c'est le mode de glissement.

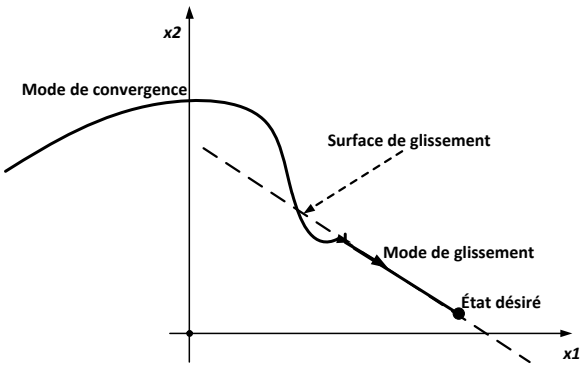


Figure IV.1 : Différents modes de convergence pour la trajectoire d'état

Un système à structure variable est un système dont la structure change durant son fonctionnement. La commande de tels systèmes par mode de glissement a en général deux modes de fonctionnement [UTK-93] :

- Le mode non glissant (reaching mode) ou mode d'accès, ou encore mode de convergence (MC).

- Le mode glissant (sliding mode).

Ainsi, la trajectoire de phase, partant d'une condition initiale quelconque, atteint la surface de commutation en un temps fini, (mode non glissant), puis tend asymptotiquement vers le point d'équilibre avec une dynamique définie par le mode glissant.

IV.3.2. Conception d'algorithme de commande par mode de glissement :

Les avantages de la commande par mode glissant sont importants et multiples ; la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, l'invariance, la robustesse...etc. [BAC-11]. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour le système ayant un modèle imprécis, [SLO-91].

Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties : une partie continue représentant la dynamique du système durant le mode glissant et une autre discontinue représentant la dynamique du 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, [GAO-93].

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre, [HUN-93].

- Choix des surfaces de glissement ;

- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant ;

- Détermination de la loi de commande.

IV.3.2.1. Choix de la surface de glissement :

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme. En fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivant :

$$[\dot{X}] = [A].[X] + [b].[u] \qquad \text{(IV.4)}$$

Où $[X] \in \Re^n$ est le vecteur d'état,$[u] \in \Re^m$ le vecteur de commande, avec $n > m$

J.J.Slotine [SLO-91] [ASA-86] propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(x) = \left[\frac{\partial}{\partial t} + \lambda\right]^{r-1} e(x) \qquad \text{(IV.5)}$$

Avec,

$e(x)$: L'écart de la variable à régler, $e(x) = X - X_{ref}$.

λ: Constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

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

L'avantage de cette expression par rapport à la précédente est que à partir de cette équation on peut déterminer l'état du système en passant par des filtres passe-bas du 1er ordre, en effet en posant «$p = \frac{\partial}{\partial t}$ opérateur de Laplace », on aura «$r - 1$ »éléments de filtres qui permettent de générer l'écart entre l'état du système et l'état désiré.

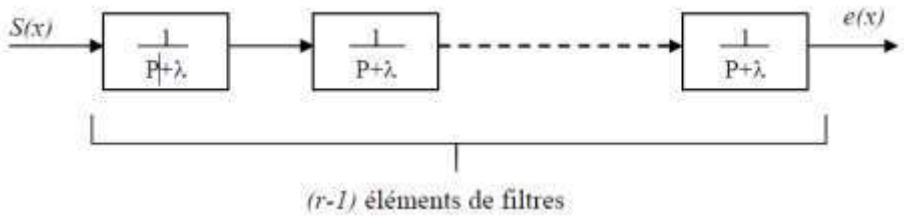


Figure IV.2 : Filtres de dérivations permettant de générer e(x)

$S(x) = 0$ est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est :$e(x) = 0$, ceci implique que l'état du système est égal à l'état désiré.

IV.3.2.2. Conditions de convergence et d'existence :

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y demeurer, indépendamment de la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence : une fonction discrète de commutation et La fonction de Lyapunov.

a- Fonction discrète de commutation :

Cette approche est la plus ancienne. Elle est proposée et étudiée par Emelyanov et Utkin [EME-62] [UTK-77].

La définition classique du phénomène d'évolution en régime glissant est donnée par :

Définition : [UTK-77] [UTK-92]

On dit qu'il existe un régime glissant idéal sur s s'il existe un temps fini t_s tel que la solution du system satisfait $s(t,x)=0$ pour tout $t \geq t_s$

Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. La surface de glissement doit être localement attractive, ce qui peut se traduire mathématiquement par :

$$\lim_{s\to 0^+} \frac{\partial s}{\partial x}(f+gu) < 0 \quad \text{et} \quad \lim_{s\to 0^-} \frac{\partial s}{\partial x}(f+gu) > 0$$

Cette condition traduit le fait que, dans un voisinage de la surface de glissement, les vecteurs vitesses des trajectoires du système doivent toujours pointer vers cette surface. Ainsi, une fois la surface intersectée, les trajectoires restent dans un ε^- voisinage de s, et on dit que le régime glissant est idéal si on a exactement$s(t,x)=0$. Cette condition est plus souvent rencontrée sous la forme.

$$\dot{S}S < 0 \tag{IV.6}$$

Appelée condition d'attractivité. Elle est globale mais ne garantit pas en revanche un temps d'accès fini. Cette condition est toutefois difficile à utiliser pour faire la synthèse de la loi de commande, particulièrement dans le cas d'un système multi-entrées.

b- Fonction de LYAPUNOV :

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive $(V(x)>0)$ pour les variables d'état du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction $\dot{V}(x)<0$. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande u telle que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov.

Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^T(x)S(x) \tag{IV.7}$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci n'est vérifiée que si la condition (IV.6) est vérifiée.

L'équation (IV-7) explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprime par $S^T(x)S(x)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface à partir des deux côtés de cette dernière. Cette condition suppose un régime glissant idéal ou la fréquence de commutation est infinie [UTK-77].

IV.3.2.3. Détermination de la loi de commande :

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment delà commande. Maintenant, il reste à d´exterminer la commande n´nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement.

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait ˆêtre attractive des deux côtes. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue peut en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte(U_{eq}) et l'autre la stabilité (U_n).

$$\dot{S}S < 0 \tag{IV.8}$$

$$U=U_{eq} + U_n \tag{IV.9}$$

U_{eq} Correspondà la commande proposée par Filipov. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement **S(x) = 0**. La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle **Ṡ (x) = 0**. La commande discrète U_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système [Ker05], [Nem02].

Afin de mettre en évidence le développement précédent, on considère le système d'état (IV.3). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande U. La dérivée de la surface S(x) est :

$$\dot{S}=\frac{\delta S}{\delta t}=\frac{\delta S}{\delta X}\frac{\delta X}{\delta t} \tag{IV.10}$$

En remplaçant (IV.3) et (IV.9) dans (IV.10), on trouve :

$$\dot{S}(x)=\frac{dS}{dX}\{[A][X]+[B]U_{eq}\}+\frac{dS}{dx}[B]U_n \tag{IV.11}$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente.

$$U_{eq}=-\left\{\frac{dy}{dx}[B]\right\}^{-1}\left\{\frac{dS}{dx}[A][X]\right\} \tag{IV.12}$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\frac{\delta S}{\delta X}[B]\neq 0 \tag{IV.13}$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (IV.11), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x)=\frac{dS}{dx}[B]U_n \tag{IV.14}$$

Et la condition d'attractivité $\mathbf{S(x)\dot{S}(x)<0}$ devient :

$$\mathrm{S}(x)\frac{dS}{dx}[B]U_n<0 \tag{IV.15}$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de $\mathbf{U_n}$ doit être opposé à celui de $\mathrm{S(x)}\frac{\delta S}{\delta X}$[B]. La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction *sign* (figure IV.3).

$$\mathrm{U_n}=\mathrm{K_x signS(x)} \tag{IV.16}$$

Signe de K_x doit être différent de celui de $\frac{\delta S}{\delta X}$[B].

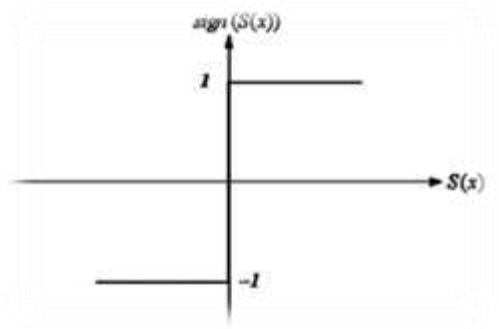


Figure IV.3 : Fonction *sign* (non linéarité tout ou rien)

Cependant, cette dernière génère sur la surface de glissement, un phénomène appelé broutement (ou chattering en anglais), qui est en général indésirable car il ajoute au spectre de la commande, des composantes hautes fréquences [Wit00]. La figure VI.4représente le phénomène broutement.

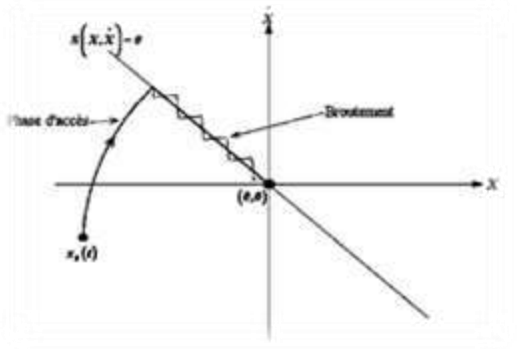


Figure VI.4 : Phénomène de broutement

Néanmoins, le broutement peut être réduit (ou éliminé) en remplaçant la fonction *sign* par une fonction de saturation adéquate qui filtre ces hautes fréquences. On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation (figure IV.5).

$$sat\big(S(x)\big) = 1 \; si \; S(x) \; > \; \zeta \tag{IV.17}$$

$$sat\big(S(x)\big) = -1 \; si \; S(x) \; < - \; \zeta \tag{IV.18}$$

$$sat\big(S(x)\big) = \frac{S(x)}{\xi} \boldsymbol{si} \; |s(x)| \leq \zeta \tag{IV.19}$$

IV.4. Réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant

A partir du chapitre de la commande vectorielle, on tire le système d'´équations d'états suivant :

$$\begin{aligned}
i_{d1} &= \frac{1}{L1}\left\{v_{d1} - r_1 i_{d1} + \omega_s^*\left(\tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^* + L_{d1} i_{d1}\right)\right\} \\
i_{q1} &= \frac{1}{L1}\left\{v_{q1} - r_1 i_{q1} + \omega_s^*(L_1 i_{d1} + \varphi_r^*)\right\} \\
i_{d2} &= \frac{1}{L2}\left\{v_{d2} - r_2 i_{d2} + \omega_s^*\left(\tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*\right) + L_2 i_{d2}\right\} \\
i_{q2} &= \frac{1}{L2}\left\{v_{q2} - r_2 i_{q2} + \omega_s^*(L_2 i_{d2} + \varphi_r^*)\right\} \\
\dot{\varphi}_r &= -\frac{r_r}{L_m + L_r}\varphi_r + \frac{r_r L_m}{L_m + L_m}(i_{d1} + i_{d2})
\end{aligned} \qquad \text{(IV.20)}$$

IV.4.1. Surface de régulation de la vitesse :

La surface de régulation de la vitesse dont le degré relatif r= 1 est de la forme suivante :

$$S(\omega_r) = \omega_r^* - \dot{\omega}_r \qquad \text{(IV.21)}$$

On a Ω=$\frac{\omega_r}{P}$, d'où :

$$\dot{\omega}_r = \frac{P^2}{J}\frac{L_m}{L_r + L_m}\left(i_{q1} + i_{q2}\right)\varphi_r^* - \frac{K_f}{J}\omega_r + \frac{P}{J}C_r \qquad \text{(IV.22)}$$

En dérivant la surface S($\boldsymbol{\omega_r}$), on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r \qquad \text{(IV.23)}$$

En posant $\iota_{q1} + \iota_{q2} = \iota_{et}$ en introduisant l'équation (IV-22) dans (IV-23), on aura :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J}\frac{L_m}{L_r + L_m} i_q \varphi_r^* + \frac{K_f}{J}\omega_r + \frac{P}{J}C_r \qquad \text{(IV.24)}$$

A présent, en remplaçant le courant $i_q$par le courant de commande $i_q = i_{qeq} + i_{qn}$dans l'équation (IV.24), on trouve :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J}\frac{L_m}{L_r + L_m} i_{qeq}\varphi_r^* - \frac{P^2}{J}\frac{L_m}{L_m + L_r} i_{qn}\varphi_r^* + \frac{K_f}{J}\omega_r + \frac{P}{J}C_r \qquad \text{(IV.25)}$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a $S(\omega_r) = 0$ et par conséquent $\dot{S}(\omega_r) = 0$ et $\iota_{qn} = 0$, d'où on tire la formule de la commande équivalente à partir de la relation (IV.25) :

$$i_{qeq} = \frac{J}{P^2}\frac{L_r + L_m}{L_m}\left[\dot{\varphi}_r^* + \frac{K_f}{J}\omega_r + \frac{P}{J}C_r\right] \quad \text{(IV.26)}$$

Durant le mode de convergence, la condition S(ω_r) Ṡ(ω_r) <0 doit être vérifiée. En remplaçant (IV.26) dans (IV.25), on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = -\frac{P^2}{J}\frac{L_m}{L_r + L_m} i_{qn}\varphi_r^* \quad \text{(IV.27)}$$

On prend la commande douce suivante :

$$i_{qn} = \frac{S(\omega r)}{|S(\omega r)| + \zeta_{\omega r}} \quad \text{(IV.28)}$$

IV.4.2. Surface de régulation du flux rotorique :

Prenant la même surface que celle de la vitesse :

$$S(\varphi_r) = \varphi_r^* - \varphi_r \quad \text{(IV.29)}$$

$$\dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^* - \dot{\varphi}_r \quad \text{(IV.30)}$$

En posant ıd1 + ıd2 =i_d et en substituant l'équation de (système d'équations (IV.18)) dans (IV.30), on trouve :

$$\dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^* + \frac{r_r}{L_m + L_r}\varphi_r - \frac{r_r L_m}{L_m + L_r} i_d \quad \text{(IV.31)}$$

Durant le mode de convergence, la condition $S(\varphi_r)\dot{S}(\varphi_r) < 0$doit être vérifiée. En substituent (IV.33) dans (IV.32), on obtient :

En introduisant le courant de commande $i_d{}^* = i_{deq} + i_{dn}$dans l'équation (IV-31), on aura :

$$\dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^* + \frac{r_r}{L_m + L_r}\varphi_r - \frac{r_r L_m}{L_m + L_r} i_{deq} - \frac{r_r L_m}{L_m + L_r} i_{dn} \quad \text{(IV.32)}$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a et par suite $S(\varphi_r) = 0$ et $\dot{S}(\varphi_r) = 0$.

Et$\iota_{dn} = 0$, d'où on tire i_{deq}de la relation (IV-32) :

$$i_{deq} = \frac{L_r + L_m}{r_r L_m}\left[\varphi_r{}^* + \frac{r_r}{L_r + L_m}\right] \quad \text{(IV.33)}$$

On considère la commande non linéaire suivante :

$$i_{qn} = K_{\omega r}(S(\omega r)/|S(\omega r)| + \zeta_{\omega r}) \quad \text{(IV.34)}$$

IV.4.3. Surface de régulation des courants staoriques :

On prend les surfaces suivantes :

$$\mathrm{S}(i_{d1}) = i_{d1}^* - i_{d1} \quad \text{(IV. 35)}$$

$$S(i_{q1}) = i_{q1}^* - i_{q1} \quad \text{(IV. 36)}$$

$$\mathrm{S}(i_{d2}) = i_{d2}^* - i_{d2} \quad \text{(IV. 37)}$$

$$\mathrm{S}(i_{q2}) = i_{q2}^* - i_{q2} \quad \text{(IV.38)}$$

Les dérivées de ces dernières sont respectivement :

$$\dot{S}(i_{d1}) = i_{d1}^* - i_{d1} \quad \text{(IV.39)}$$

$$\dot{S}(i_{q1}) = i_{q1}^* - i_{q1} \quad \text{(IV.40)}$$

$$\dot{S}(i_{d2}) = i_{d2}^* - i_{d2} \quad \text{(IV.41)}$$

$$\dot{S}(i_{q2}) = i_{q2}^* - i_{q2} \quad \text{(IV.42)}$$

En substituant les expressions des courants i_{d1}, i_{q1}, i_{d2}et i_{q2}données par le système d'équations (IV.20) dans les équations précédentes, on obtient :

$$\dot{S}(i_{d1}) = i_d1^* - \frac{1}{L1}\{v_{d1} - r_1 i_{d1} + \omega_s^*(\tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^* + L_{d1} i_{d1})\} \quad \text{(IV.43)}$$

$$\dot{S}(i_{q1}) = i_q1^* - \frac{1}{L1}\{v_{q1} - r_1 i_{q1} + \omega_s^*(L_1 i_{d1} + \varphi_r^*)\} \quad \text{(IV.44)}$$

$$\dot{S}(i_{d2}) = i_d2^* - \frac{1}{L2}\{v_{d2} - r_2 i_{d2} + \omega_s^*(\tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) + L_2 i_{d2}\} \quad \text{(IV.45)}$$

$$\dot{S}(i_q) = i_q2^* - \frac{1}{L2}\{v_{q2} - r_2 i_{q2} + \omega_s^*(L_2 i_{d2} + \varphi_r^*)\} \quad \text{(IV.46)}$$

En remplaçant les tensions v_{d1}, v_{q1}, v_{d2}et v_{q2}par les tensions de commande suivantes $\boldsymbol{v}^{*}_{d1} = \boldsymbol{v}_{d1eq}+\boldsymbol{v}_{d1n}$,$\boldsymbol{v}^{*}_{q1} = \boldsymbol{v}_{q1eq} + \boldsymbol{v}_{q1n}$, $\boldsymbol{v}^{*}_{d2} = \boldsymbol{v}_{d2eq} + \boldsymbol{v}_{d2n}$et $\boldsymbol{v}^{*}_{q2} = \boldsymbol{v}_{q2eq} + \boldsymbol{v}_{q2n}$respectivement, on aura :

$$\dot{S}(i_{d1})=i_d1^{*} - \frac{1}{L1}\{v_{d1eq} + v_{d1n} - r_1 i_{d1} + \omega_s^{*}(\tau_r \varphi_r^{*} \omega_{gl}^{*} + L_{d1} i_{d1})\} \quad \text{(IV.47)}$$

$$\dot{S}(i_{q1}) = i_q1^{*} - \frac{1}{L1}\{v_{q1eq} + v_{q1n} - r_1 i_{q1} + \omega_s^{*}(L_1 i_{d1} + \varphi_r^{*})\} \quad \text{(IV.48)}$$

$$\dot{S}(i_{d2})=i_d2^{*} - \frac{1}{L2}\{v_{d2eq} + v_{d2n} - r_2 i_{d2} + \omega_s^{*}(\tau_r \varphi_r^{*} \omega_{gl}^{*}) + L_2 i_{d2}\} \quad \text{(IV.49)}$$

$$\dot{S}(i_{q})=i_q2^{*} - \frac{1}{L2}\{v_{q2eq+} v_{q2n} - r_2 i_{q2} + \omega_s^{*}(L_2 i_{d2} + \varphi_r^{*})\} \quad \text{(IV.50)}$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons $S(\imath_{d1}) = 0$, $S(\imath_{q1}) = 0$, $S(\imath_{d2}) = 0$ et $S(\imath_{q2}) = 0$, et par suite $\dot{S}(\imath_{d1}) = 0$ et $v_{d1n} = 0$, $\dot{S}(\imath_{q1}) = 0$ et $v_{q1n} = 0$, $\dot{S}(\imath_{d2}) = 0$et $v_{d2n} = 0$, $S(\imath_{q2}) = 0$ et $v_{q2n} = 0$. Alors, on tire à partir des équations (4.48) – (4.51) les expressions des commandes équivalentes v_{d1eq}, v_{q1eq}, v_{d2eq} et v_{q2eq}respectivement :

$$v_{d1eq} = L_1 i_{d1}^{*} + r_1 i_{d1} - \omega_s^{*}(\tau_r \varphi_r^{*} \omega_{gl}^{*} + L_1 i_{q1}) \quad \text{(IV.51)}$$

$$v_{q1eq} = L_1 i_{q1}^{*} + r_1 i_{q1} - \omega_s^{*}(\varphi_r^{*} + L_1 i_{d1}) \quad \text{(IV.52)}$$

$$v_{d2eq} = L_2 i_{d2}^{*} + r_2 i_{d2} - \omega_s^{*}(\tau_r \varphi_r^{*} \omega_{gl}^{*} + L_2 i_{q2}) \quad \text{(IV.53)}$$

$$v_{q2eq} = L_1 i_{d1}^{*} + r_1 i_{d1} - \omega_s^{*}(\varphi_r^{*} + L_2 i_{d2}) \quad \text{(IV.54)}$$

Durant le mode de convergence, les conditions $S(\imath_{d1})\,\dot{S}(\imath_{d1}) < 0$, $S(\imath_{q1})\,\dot{S}(\imath_{q1}) < 0$, $S(\imath_{d2})\,\dot{S}(\imath_{d2}) < 0$ et $S(\imath_{q2})\,\dot{S}(\imath_{q2}) < 0$ doivent être vérifiées.

En substituant les équations(IV-52) – (IV-55) dans (IV-48) – (IV-51) respectivement, on obtient :

$$\dot{S}(i_{d2}) = -\frac{1}{L_2} v_{q2n} \quad \text{(IV.55)}$$

$$\dot{S}(i_{q2}) = -\frac{1}{L_2} v_{q2n} \quad \text{(IV.56)}$$

$$\dot{S}(i_{d2}) = -\frac{1}{L_2} v_{q2n} \quad \text{(IV.57)}$$

$$\dot{S}(i_{q2}) = -\frac{1}{L_2} v_{q2n} \quad \text{(IV.58)}$$

On prend respectivement :

$$v_{d1n} = K_{d1} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega r)| + \zeta_{\omega r}} \quad \text{(IV.59)}$$

$$v_{q1n} = K_{q1} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega r)| + \zeta_{\omega r}} \quad \text{(IV.60)}$$

$$v_{q2n} = K_{d2} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega r)| + \zeta_{\omega r}} \quad \text{(IV.61)}$$

$$v_{q2n} = K_{q2} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega r)| + \zeta_{\omega r}} \quad \text{(IV.62)}$$

IV.4.4. Application :

L'application de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant sur la MASDE avec la méthode indirecte est illustrée par la figure VI.5.

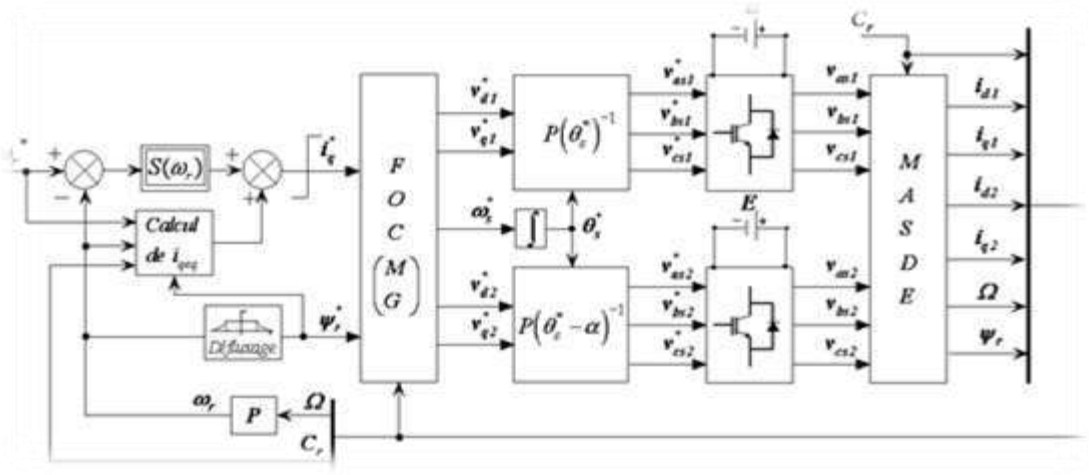


Figure IV.5 : Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant

Le schéma du bloc de d´découplage FOC(MG) est représenté par la figure VI.6, sachant que $i_{q1}^{*} = i_{q2}^{*} i_{d1}^{*}$=$i_{d2}^{*}$

Les paramètres des différents régulateurs par mode de glissement sont donnés par le tableau 4.1 :

Surfaces	$S(\omega_r)$	$S(\varphi_r)$	$S(\imath_{d1})$	$S(\imath_{q1})$	$S(\imath_{d2})$	$S(\imath_{q2})$
	$K_{\omega_r} = 18$	$K_{\psi_r} = 3.5$	$K_{d1} = 45$	$K_{q1} = 65$	$K_{d2} = 45$	$K_{q2} = 65$
	$\xi_{\omega_r} = 0.95$	$\xi_{\psi_r} = 0.2$	$\xi_{d1} = 0.1$	$\xi_{q1} = 0.12$	$\xi_{d2} = 0.1$	$\xi_{q2} = 0.12$

TAB.VI.1. Paramètre de régulateurs par mode de glissement

IV.4.5. Simulation et interprétation : [GUR-16]

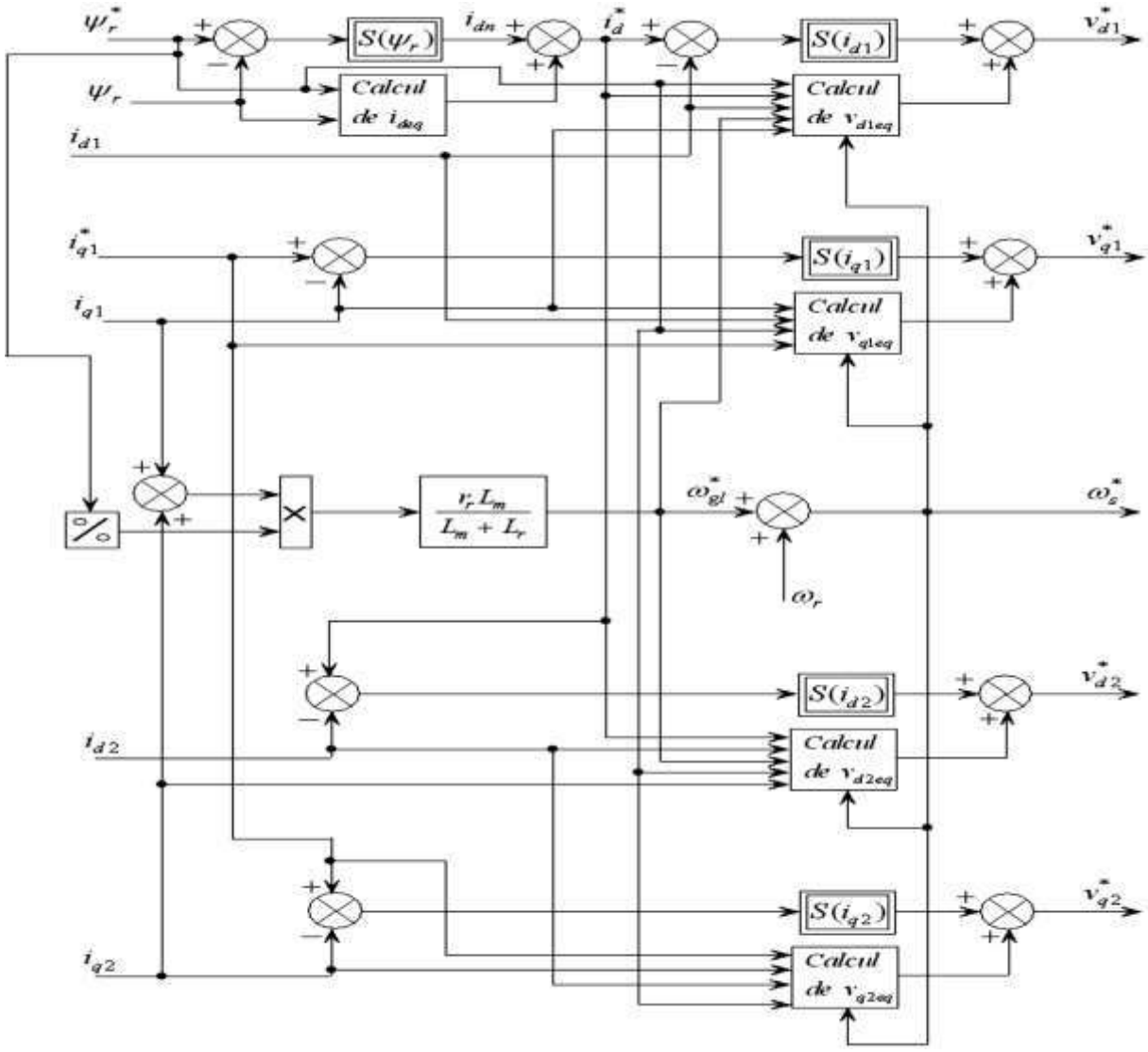
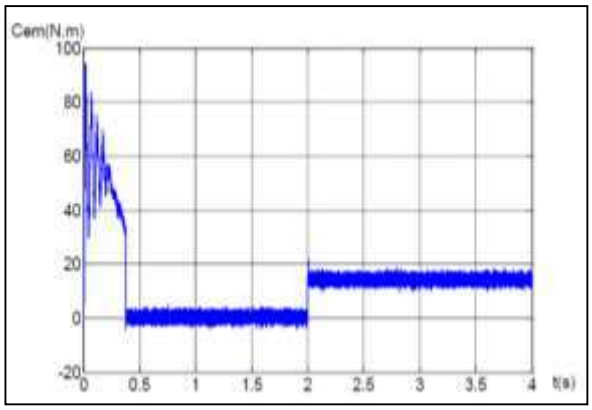


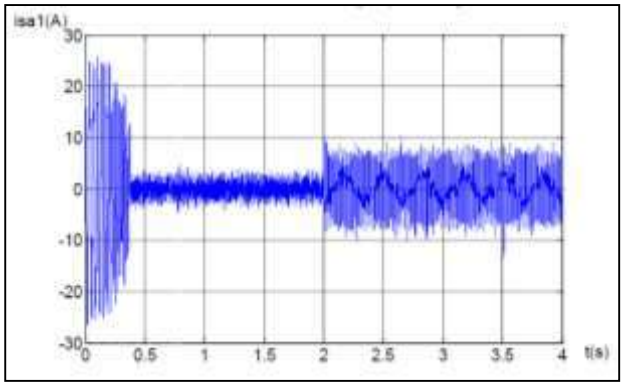
Figure IV.6 : Schéma bloc de FOC(MG)



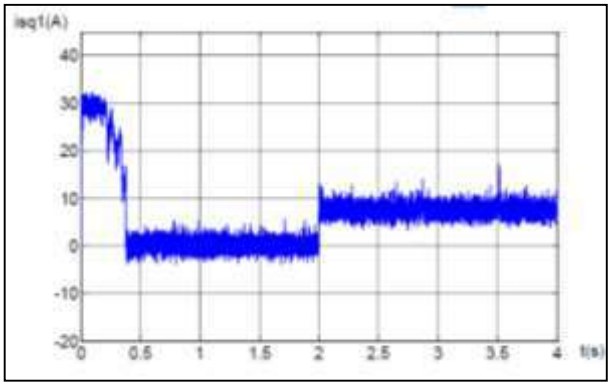
(a) La vitesse N (tr/min).



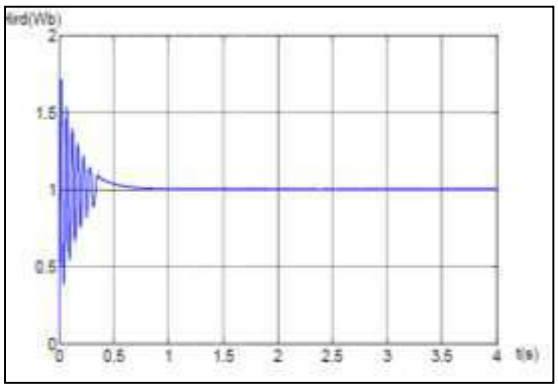
(b) Le couple électromagnétique C_{em} $(N.)$



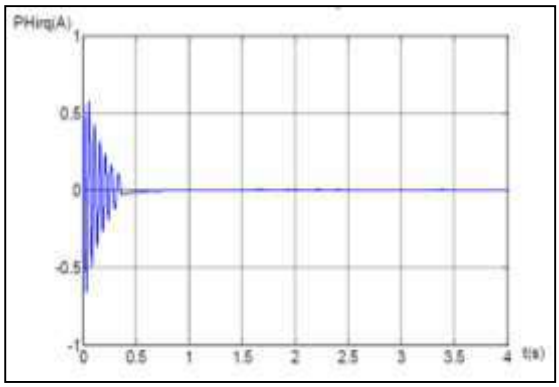
(c) Le courant i_{as1} (A).



(d) Le courant i_{qs1} (A)



(e) Le flux φ_{dr} (Wb).

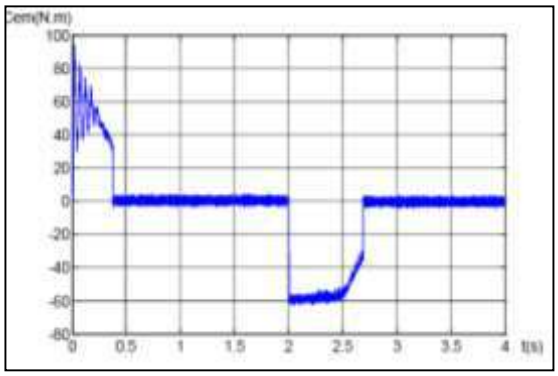


(f) Le flux φ_{qr} (Wb).

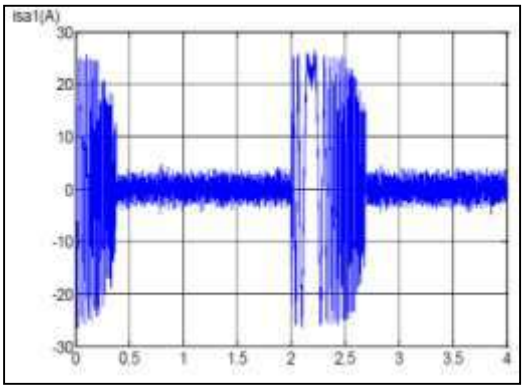
Figure IV.7. Réglage de la vitesse par mode glissant avec application d'une charge de 14N.m à t= 2s



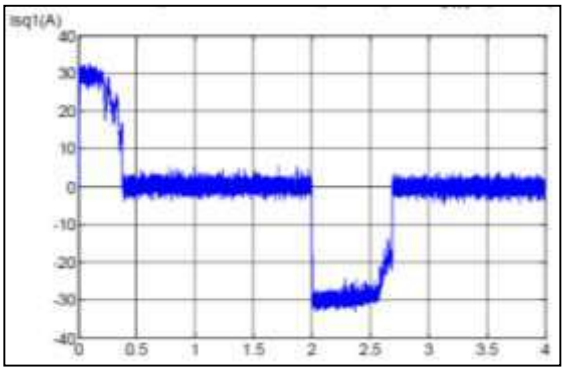
(a) La vitesse $N\ (tr/min)$.



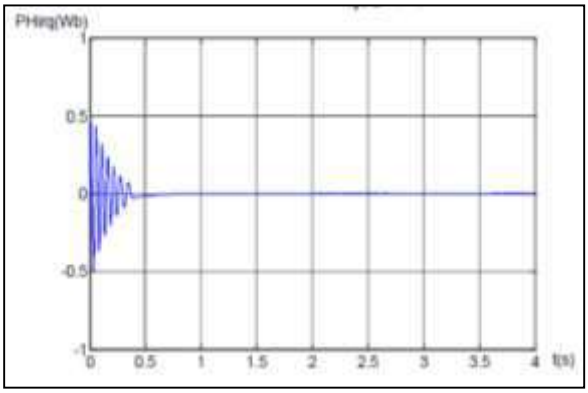
(b) Le couple électromagnétique $C_{em}\ (N.m)$.



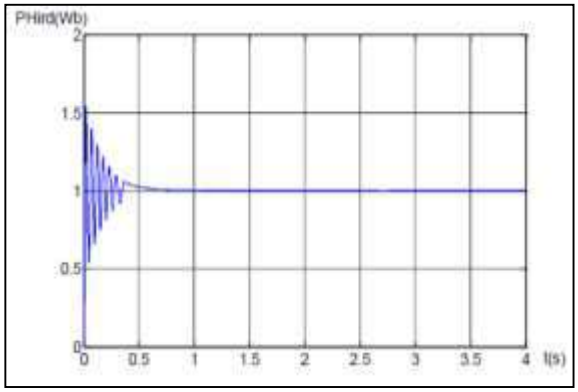
(c) Le courant $i_{as1}\ (A)$.



(d) Le courant $i_{qs1}\ (A)$



(f) Le flux $\varphi_{qr}\ (Wb)$.



(f) Le flux $\varphi_{qr}\ (Wb)$.

Figure IV.8. Régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode glissement avec l'inversion de vitesse à t=2s

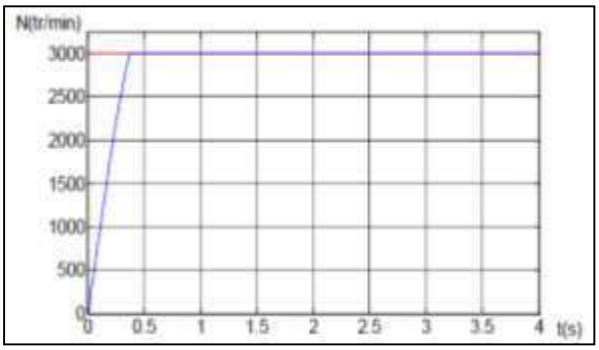
La figure IV.7 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'application de la charge$Cr = 14N.m$ à $t = 2s$, tout en imposant la vitesse de référence $N = 3000tr/min$.

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente linéairement en fonction du temps, et elle rejoint sa valeur de référence à $t = 0.37s$. Le couple électromagnétique atteint la valeur maximale de 94N.m à t = 0.018s, puis il rejoint dans le régime permanent (à $t = 0.38s$) sans dépassement. Les courants statoriques $i_{as1} = i_{as2} = 25A$, c'est-à-dire ils présentent un courant d'appel d'environ 3.8 fois le courant nominal, par suite à partir de $t = 0.37s$. Le courant en quadrature, initialement atteint $30A$, après il évolue identiquement au couple électromagnétique.

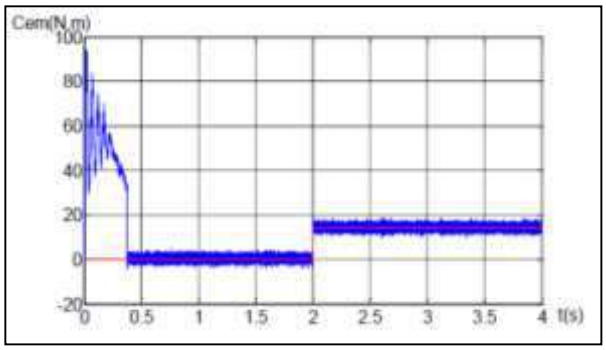
Les flux rotoriques selon (d, q) présentent au démarrage des pics, ensuite ils poursuivent leurs références. La figure IV.8 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement, suivi de l'inversion de la vitesse de 3000 à −3000tr/min à partir de l'instant t = 2s. Durant le régime transitoire et avant l'inversion de la vitesse (de t = 0s à 2s), les allures évoluent d'une manière identique à celle observée précédemment (figure IV.7). Au-delà de t = 2s, la vitesse s'inverse et atteint sa consigne négative au bout de t 0.7s. Cela engendre, une augmentation au niveau du courant statoriques d'une grandeur égale à celle enregistrée durant le démarrage, pour redonner lieu à la forme du régime permanent. Le couple électromagnétique atteint − 60N.m au moment de l'inversion de la vitesse, se stabilise dès que la vitesse rejoint sa valeur de consigne négative (−3000tr/min). Le courant en quadrature progresse d'une façon analogue au couple électromagnétique. Les courbes des flux rotoriques suivent leurs valeurs de références pendant l'inversion de la vitesse.

IV.4.5.1. Tests de Robustesse :

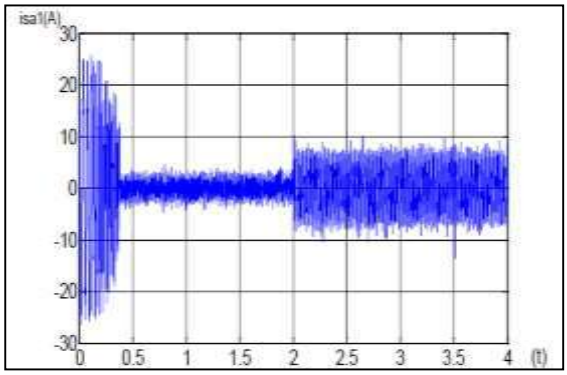
1ere Test : Variation de la résistance rotorique :



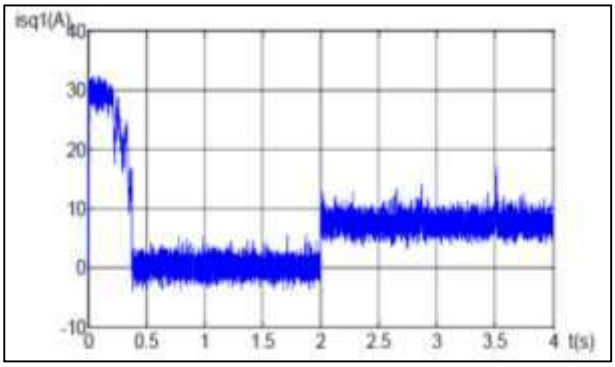
(a) La vitesse N $(.tr/min)$



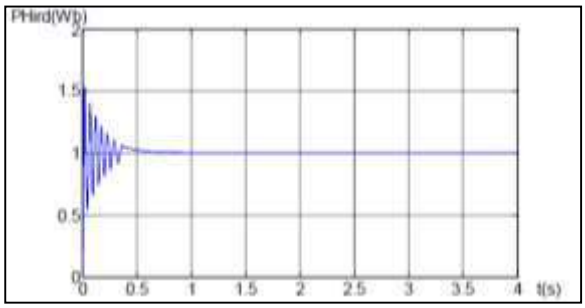
(b) Le couple électromagnétique C_{em} $(N.m)$



(c)le courant ias1(A).

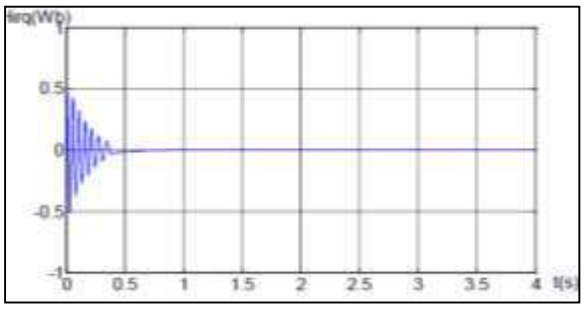


(d) Le courant i_{qs1} (A)



(e)flux φ_{qr} (Wb).

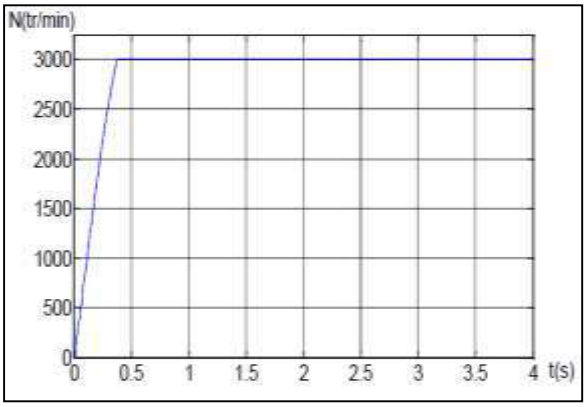
(f) Le



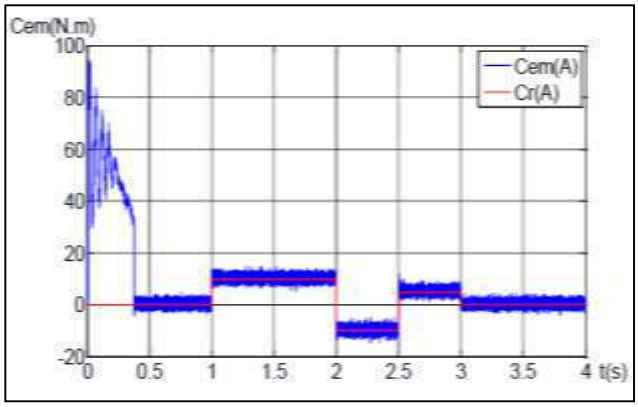
(f) Le flux φ_{qr} (Wb).

Figure IV.9 : Régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement, suivi de l'augmentation de la résistance rotorique Rr de 100% Rr nominale à partir de t = 1s, avec l'application d'une charge Cr = 14 N.m à t= 2.

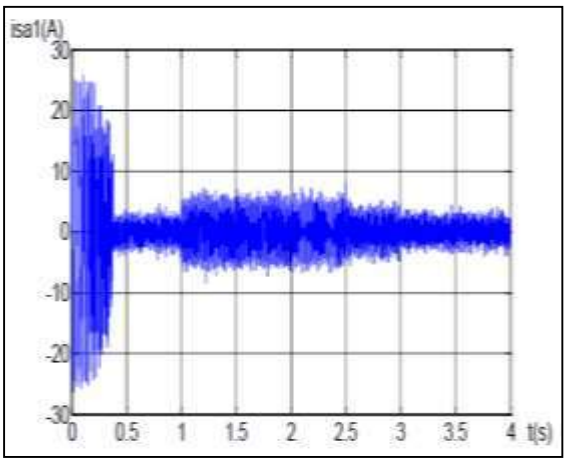
2eme Test : Variation de charge :



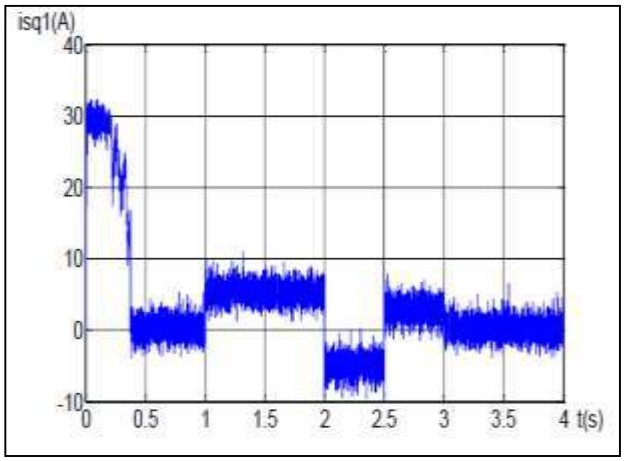
(a) La vitesse N $(.tr/min$.



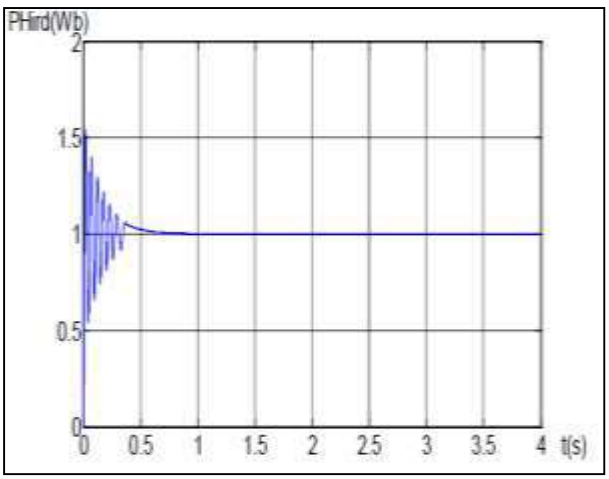
(b) Le couple électromagnétique C_{em} $(N.m)$.



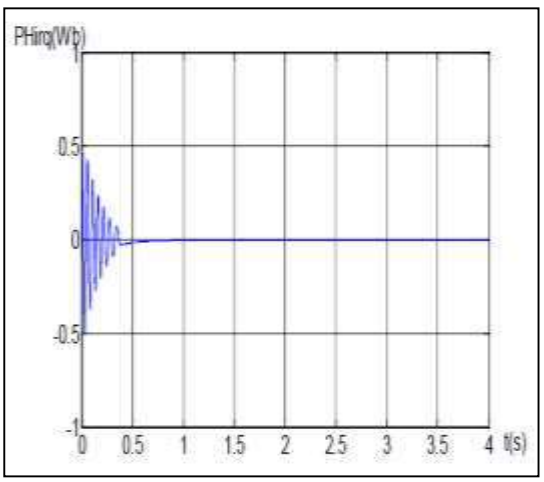
(c) Le courant i_{as1} (A).



(d) Le courant i_{qs1} (A)



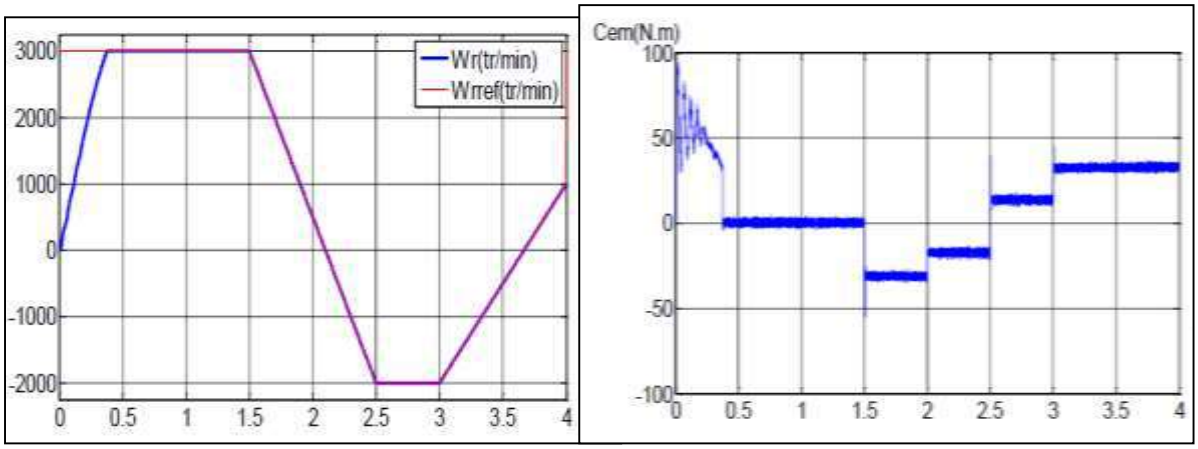
(e) Le flux φ_{dr} (Wb)



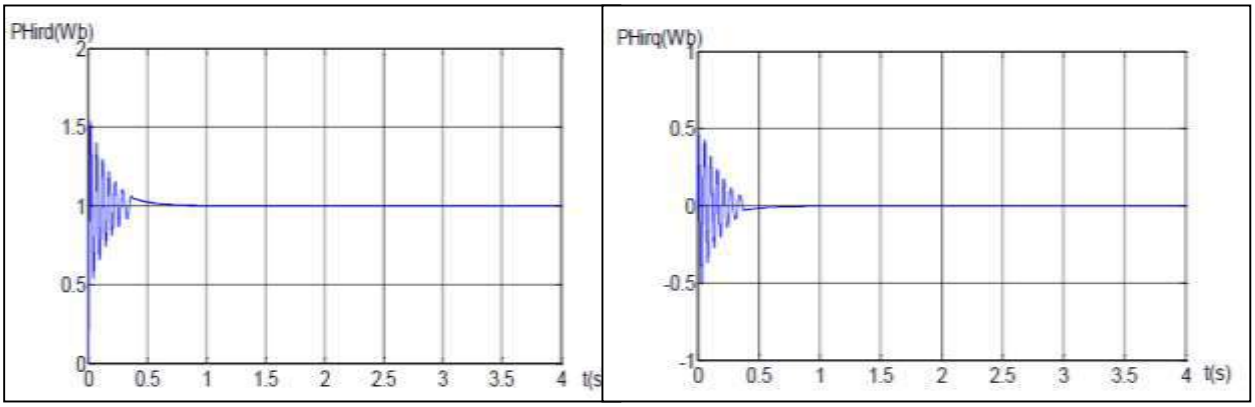
(f) Le flux φ_{qr} (Wb).

Figure IV.10 ; Régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement avec variation de la charge $C_r = [0\ 0\ 10\ 10 - 10 - 10\ 5\ 5]$ (N.m) à l'instant $T = [0\ 1\ 1\ 2\ 2\ 2.5\ 2.5\ 3]$

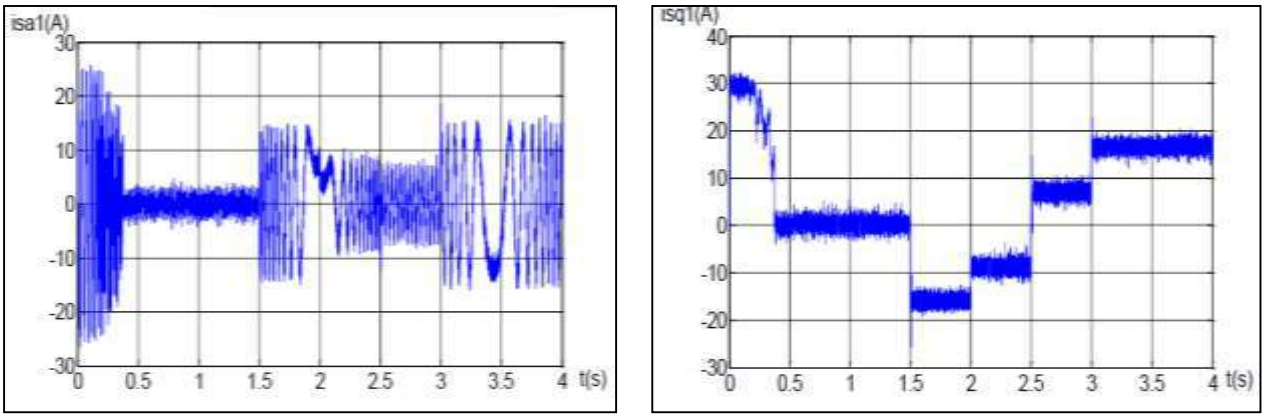
3eme Test : Variation de la vitesse :



(a) La vitesse N (tr/min). (b) Le couple électromagnétique C_{em} $(N.m)$.



(c) Le courant i_{as1} (A). (d) Le courant i_{qs1} (A)



(e) Le flux φ_{dr} (Wb) (f) Le flux φ_{qr} (Wb).

Figure IV.11 : Régulation de la vitesse et du flux rotorique par le mode de glissement avec variation de la vitesse $Wrref = [0\ 3000\ 3000 - 2000 - 2000\ 1000]$ (tr/min) à l'instant $T = [0\ 0.5\ 1.5\ 2.5\ 3\ 4]$

IV.4 .6. Interprétations des résultats :

D'après les différents résultats de simulation obtenus des tests de robustesse, on constate que :

- L'erreur statique est pratiquement nulle, soit pour la vitesse, soit pour le couple, soit pour le flux qui suivent leurs valeurs de référence quel que soit la variation appliquée sur les paramètres de la machine, ou sur le couple de charge.
- Le rejet de perturbation est très rapide.
- Le temps de réponse est très rapide.
- Le découplage entre le flux et le couple est réalisé avec succès.
- La commande par mode glissant est insensible aux variations de la résistance rotorique

En résumé, le système répond positivement à ces tests, il est insensible aux perturbations internes et externes. Cette commande présente une bonne robustesse qui donne des performances plus élevé que de la commande vectorielle classique

IV.4.7. Conclusion :

Ce chapitre a fait l'objet de l'application de la commande par mode de glissement sur la MASDE, l'objectif principal étant la régulation de la vitesse. Dans ce contexte, nous avons présenté tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, nous avons ensuite abordé la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes, puis on a appliqué cette dernière sur la MASDE, et enfin des résultats de simulation sont présentes et commentés.

La régulation de la vitesse par le mode de glissement, quoi qu'elles soient les plages de fonctionnement étudiées, les réponses sont plus rapides à vide et plus robustes lors de la variation de la charge. Les tests effectués par l'inversion de la vitesse et par la variation de la résistance en pleine charge sur la MASDE, montrent clairement que, le système est insensible au premier test et très peu sensible vis-à-vis de l'action simultanée de la variation de la résistance rotorique et de l'application de la charge.

De cet état de fait, on conclut que le réglage de la vitesse par le mode glissant, apporte de s'améliorations remarquables par rapport aux régulateurs classiques PI. Car, les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statique et dynamique (stabilité précision), c'est-à-dire un temps de réponse plus court et sans dépassement, et ils accordent aussi une meilleure poursuite ainsi qu'un rejet quasi-total de la perturbation.

Conclusion générale

Ce travail est établi pour la commande de la machine asynchrone double étoile (MADE) alimentée par deux onduleurs de tension multi-niveaux, d'où on a choisi la commande vectorielle avec orientation de flux rotorique par la méthode directe et la commande par mode glissant.

Les différents types des machines multi-phasées , leurs classifications selon le nombre des phases statoriques, leurs avantages (segmentation de puissance, minimisation des ondulations de couple et de pertes rotoriques, la fiabilité), et leurs inconvénients, avec le domaine d'application dans l'industrie ont été présentés.

Pour obtenir un modèle simple qui traduit fidèlement le fonctionnement de la MADE, nous avons appliqué la transformation de Park. Cette machine a été alimentée par deux onduleurs de tension a deux niveaux de commande MLI, Les résultats de simulations obtenus montrent bien que le flux et le couple de cette machine sont fortement couplés. Ceci nous a conduits à introduire une commande découplée. Il s'agit de la commande par orientation du flux rotorique où il existe deux méthodes, directe et indirecte.

Dans notre travail on a appliqué la commande vectorielle directe avec un régulateur PI. . Cette commande avec le régulateur PI offrant des performances acceptables, néanmoins, il reste sensible à la variation de la résistance rotorique.

Dans le but d'améliorer le réglage de la vitesse, la technique de la commande vectorielle à base d'un régulateur glissant a été appliquée. Le réglage de la vitesse par un contrôleur glissant rend la commande de la MADE robuste vis-à-vis des variations des paramètres de la machine.

Les résultats de simulation obtenus avec la commande vectorielle utilisant le contrôleur glissant, dépassent largement celles d'une commande vectorielle avec un régulateur classique PI dans les mêmes conditions.

Annexe A :

Paramètre de la machine asynchrone double étoile

Puissance nominale :	Pn=4.5KW
Tension nominale :	Vn=220/380V
Courant nominal :	I_n=6.5A
Résistance du premier enroulement statorique :	r_{s1}=3.72Ω
Résistance du deuxième enroulement statorique :	r_{s2}=3.72Ω
Résistance rotorique :	r_r=2.12Ω
Inductance du premier enroulement statorique :	l_{s1}=0.022H
Inductance du deuxième enroulement statorique :	l_{s2}=0.022H
Inductance rotorique :	l_r=0.006H
Inductance mutuelle :	l_m=0.3672H
Moment d'inertie :	j=0.0625Kg.m^2
Coefficient de frottement :	K_f=0.001Nms/rd
Fréquence nominale :	f=50Hz
Nombre de paires de pôles :	P=1

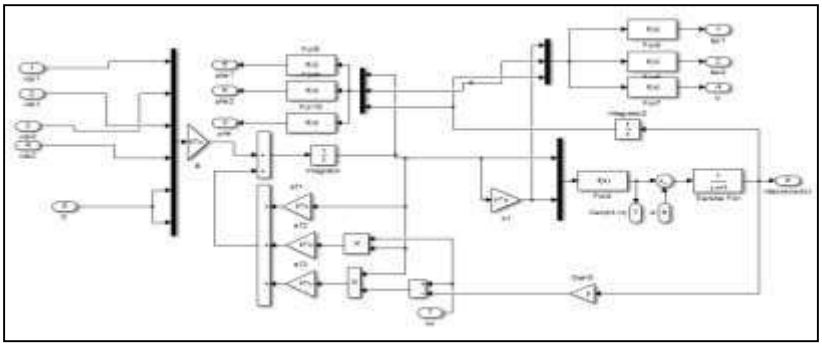


Figure I.12 : Le schéma bloc de la Machine asynchrone double étoile

La MASDE est alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées, exprimées comme suit :

Pour le premier stator :

$$\begin{cases} V_{as1} = V_s.\sqrt{2}.\sin(\omega_s t) \\ V_{bs1} = V_s.\sqrt{2}.\sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{cs1} = V_s.\sqrt{2}.\sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

Pour le deuxième stator :

$$\begin{cases} V_{as2} = V_s.\sqrt{2}.\sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{bs2} = V_s.\sqrt{2}.\sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{cs2} = V_s.\sqrt{2}.\sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \end{cases}$$

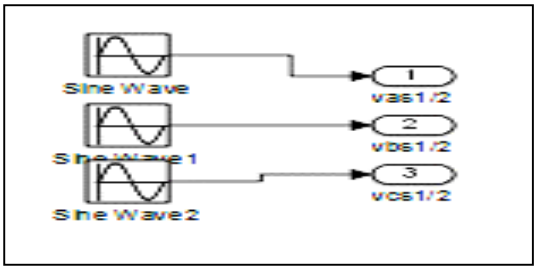


Figure (I.10) : block de simulation de l'alimentation de la MADE

Annexe B :

Transformation de PARK

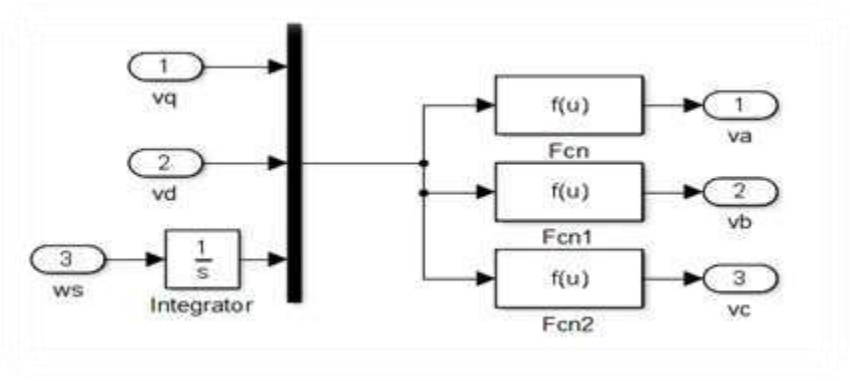


Figure I.7 : le schéma block de la transformée de Park

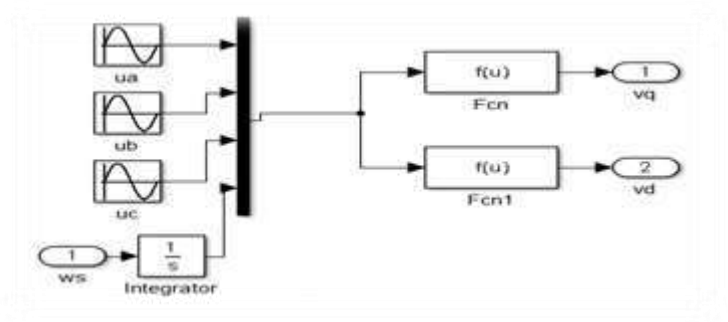


Figure I.8 : le schéma block de Park inverse sur Matlab/Simulink.

Annexe C :

Les paramètres de régulateur

Le temps de repense	$T_r = 0.002\ s$
	T=0.00047 s
Constant proportionnel	$K_p = 46.$
Constant Intégrateur	$K_i = 7872.3$

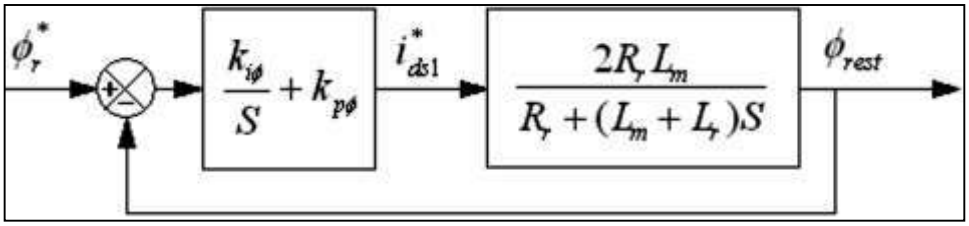


Figure III.9 : Schéma réduit de régulation de flux

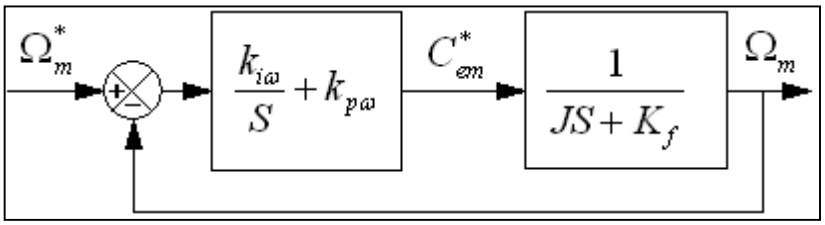


Figure III.3 : Schéma réduit de régulation de vitesse.

Annexe D :

Les paramètres de l'onduleur

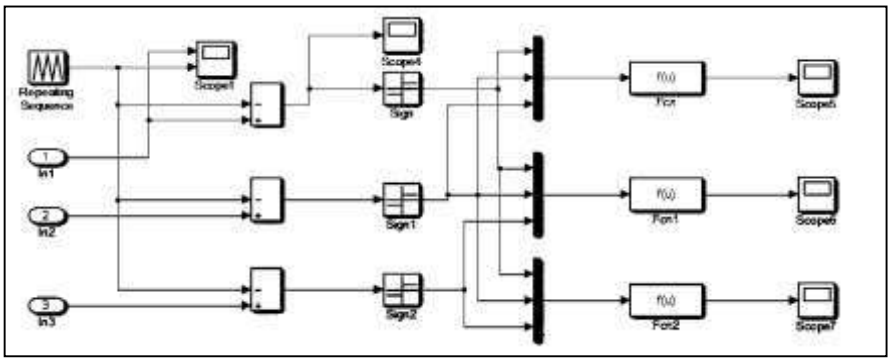


Figure II.28 : Schéma bloc de l'onduleur deux niveaux sur Matlab/Simulink.

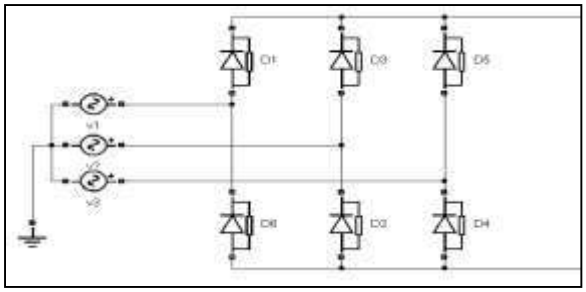


Figure II.20 : le schéma bloc d'un redresseur sur matlab.

Bibliographie

[ABD-11] R. abdessemed **, ''Modélisation et simulation des machines électriques''**. Livre. Mai 2011

[AMI-08] H. Amimour**, ''Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement''**, Mémoire de Magister, université de El hadj Lakhdar de batna ,Algerie.2008

[Arz–] D. Arzelier, D. Peaucelle, **''Systèmes et asservissement non linéaires"**, Notes de Cours, Version 4, CNAM–B2.

[ASA-86] H. ASADA , J.J.E. SLOTINE, "**Robot Analysis And Control**", John Wiley And Sons, 1986.

[BAZ-16] O. BAZINE**, ''Commande Directe du Couple (DTC) d'une Machine Asynchrone à Double Etoile alimentée par un redresseur piloté par DPC (Direct Power Control'',** Mémoire de MASTER**.** Automatique 2015/2016.

[Ber-04] D. Beriber,**'' Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux à structure NPC''**, Thèse de magister, ENP., Alger, 2004.

[Bog01] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Pastorelli, C. Zimaglia, "**Induction motors field oriented control based on averaged parameters,"** In IEEE, 0-7803-1993-1/94., pp. 81–87, 1994.

[BEN 10] L.BENALIA, **"Commande en tension des moteurs à induction double alimentés"**, Thèse de doctorat, Université de Batna, Algérie, 2010.

[BOU 08], E. BOUNADJA, **"Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone double étoile",** Mémoire de Magister, UHBB, Chleff, 2008.

[BOU 14] D. BOUAMRA, N. BEDDI **"Etude d'une Machine Asynchrone Double Etoile : (Modélisation, Alimentation et Commande)"** Mémoire de master académique, Université de EL-Oued, EL-Oued, 2014.,

[BUH-86] H. Bühler,**''Réglage par mode de glissement''**, Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse, 1986.

[Cap-92] G. A. Capolino, H. Hénao V. T. Nguyen Phuoc**, "Méthode de conception d'une commande vectorielle pour machine à induction,"** SEE Journée d'études à Lille., pp. 1–19, Lille, Décembre 1992.

[Col94] C. P. Coleman, D. Grodble**, "A comparison of robustness fuzzy logic, PID, sliding mode control,"** IEEE, pp. 1654–1659, 1994.

[Den04] Dendouga, **''Commande par mode glissant de la machine asynchrone à double alimentation alimentée par onduleur de tension**'', Mémoire de Magister de l'Université El Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, 2004.

[EME-62] S.V. Emelyanov, V.A. Taran, " **Sur une classe de systèmes de régulation automatique à structure variable**", Journal de l'académie des sciences d'URSS, Energétique et Automatique N°3, 1962.

[Eri05] S. Eric, **"Machines polyphasées pour application maritime. Modélisation et contrôle,"** Journées d'Eté à Lille., Juillet 2005.

[Fna06] M. A. Fnaiech, F. Betin, F. Fnaiech, G. A. Capolino, "**Sliding mode control for dual three-phase induction motor drives,"** IEEE ISIE, Montréal, Québec, Canada, pp. 2281–2285, July 9–12 2006.

[GAO-93] W. Gao, J.C. Hung, "**Variable structure control of nonlinear systems: A new approach**", IEEE Trans., Ind electron, pp.45-55, 1993.

[GUR-16] D, H. GUERARI, ''commande par orientation de flux rotorique de la machine asynchrone double étoile à base d »un régulateur glissant '', Mémoire de Master, université Mohamed Boudiaf M'sila, Algérie , 2016

[GHA-10] **B. Ghalem, A. Bendiabdellah :'' Scalar control for six phase matrix converter fed double''**

[HAD-01] D. Hadiouche, **''Contribution a l'étude de la machines asynchrone double Étoile :Modélisation, alimentation et structure''**, Thèse de Doctorat, Université d'Henri Poincaré, Nancy 1, France, 2001

[HAI-01], **[HAI 00].**D. HADIOUCHE, **''Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile, modélisation, alimentation et structure''**, Thèse

de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy, France, 2001.

[HAN-96] Yo Han Lee, Bum Seok Suh and Dong Seok Hyun,**'' A Novel PWM Scheme for a Three Level Voltage Source Inverter with GTO Thyristors''** , IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.32, N°2, pp.260-268, March/April 1996.

[Haz04] A. Hazzab, I. K. Bousserhane, M. Kamli, **"Design of a fuzzy sliding mode controller by genetic algorithms for induction machine speed control, "**International Journal of Emerging Electric Power Systems, Vol. 1, Iss. 2, Art. 1008, pp. 1–17, 2004.

[Hua06] A. Hazzab, I. K. Bousserhane, M. Kamli, **"Design of a fuzzy sliding mode controller by genetic algorithms for induction machine speed control, "**International Journal of Emerging Electric Power Systems, Vol. 1, Iss. 2, Art. 1008, pp. 1–17, 2004.

[HUN-93] J.Y. Hung, W. Gao , J.C. Hung, , " **Variable structure control: A survey** ", IEEE trans. Ind. Electron. , Vol. 40 , N°1 , pp. 2-21 , 1993.

[Ker05] M. Kercha**, ''Commande par mode de glissement d'un moteur pas à pas à aimant permanent''**, Mémoire de Magister de l'Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, 2005.

[KHO-] K. Marouani, F. Khoucha, A. Kheloui, L. Baghli ,D.Hadiouche:**'' Study and simulation of direct torque control of double-star induction motor drive ''**, UERElectrotechnique, EMP, BP17-16111-Bordj El-Bahri, Algiers, Algeria, GREEN, Vandoeuvreles-Nancy, Cedex, France.

[KEL-07] M,Kelaiaia : **'' Amélioration de la Qualité d'Energie Délivrée Par Un Onduleur Multiniveaux Alimentant Une Machine Asynchrone A Cage ''**, Thèse De Doctorat, Département d'Electrotechnique, 2007.

[LAK 14] M. LAKHDARI, **"Simulation et commande de la machine asynchrone double étoile pour aerogeneration",** Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas de Sétif, 2014.

[MAR-06] K. Marouani, L. Baghli, D. Hadiouche, A. Kheloui, A. Rezzoug **:''Discontinuous SVPWM techniques for double star induction motor drive control ''**, 2006 .

[MAK-12] K. SLAOUTI, **‘’ Commande d’une Machine Asynchrone Double Etoile alimentée par Convertisseurs Matriciels Indirects’’**, Mémoire de Master. UNIVERSITE ABDERRAHMANE MIRA DE BEJAIA , Algérie ,2012.

[Mer-07] E. Merabet, R. Abdessemed, H. Amimeur F. Hamoudi, L. Abdelhamid, “**Influence de la charge sur une génératrice asynchrone double étoile (Gasde),”** ICRE’07 1er Conf. Int. Sur les Energies Renouvelables., 25 − 27 Novembre 2007. Béjaia, Algérie, CD-ROM proceedings.

[MER-08] **E.** Merabet,**’’Commande Floue Adaptative d’une Machine Asynchrone Double Etoile’’**. Mémoire de Magister en Electrotechnique, Algerie, université de batna.2008.

[MEL 14] B. MELIANI **; "Application des techniques intelligentes à la commande d’une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel",** Thèse de Doctorat, Université de Djilali Liabes, Sidi-Bel-Abbès, 2014.

[MON-02] Subrata K. Mondal, Joao O. P. Pinto, and Bimal K. Bose, **‘’A Neural Network Based Space Vector PWM Controller for a Three Level Voltage Fed Inverter Induction Motor Drive’’ ,** IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.38, N°3, pp.660-669, May/June/l 2002.

[Nat 13] A. natouri, mémoire de master l’université de Laghouat,2013.

[Nem02] A. L. Nemmour,**’’Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation’’**, Mémoire de Magister de l’Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, Avril 2002.

[Sai06] A. Saibi, M.O.H.Mahmoudi, L.Nazli, **“Commande par mode de glissement d’une machine synchrone double étoile alimentée par onduleurs à MLI à trois niveaux,”** 4th International Conférence on Electrical Engineering, CEE’06, Batna University, pp. 215–220, 7–8 Novembre 2006.

[Sin04] G. K. Singh, K. E. Holé, **“Guaranteed performance in reaching mode of sliding mode controlled systems,”** Sadhana, Vol. 29, Part 1, pp. 129 – 141, February ,2004.

[SKE-17] M.R.SKENDER, **“commandes non-linéaires et observations d’un**

convertisseur multicellulaire serie : théorie et expérimentation.”, Thèse de doctorat, Université YAHIA FARES DE MEDEA,Algerie,2017

[SLO-91] J.J.E. Slotine and W. Li,**’’Applied Nonlinear control”**, Englewood cliffs, New jersey, Prentice Hill, 1991.

[PUR-06] P. Purkait, R.S. Sriramakavacham,**’’A New Generalized Space Vector Modulation Algorithm for Neutral Point Clamped Multilevel Converters**’’, Progress in Electromagnetics Research Symposium, Cambridge, pp. 330-335, March 2006.

[UTK-77] V.I. Utkin,**’’Variable structure systems with sliding modes’’**, IEEE Transactions on Automatic Control, V.22, N°.2, pp.212-222, 1977.

[UTK-92] V.I. Utkin ‘’**Sliding Modes in Control Optimization**’’, Communication and Control Engineering Series, Springer-Verlag, 1992.

[UTK-93] Utkin, V, ”**Sliding mode control design principles and applications to electric drives**”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 40, 26-36, 1993.

[Wit00] C. C. D. Wit**, ‘’Commande des moteurs asynchrones. 2 – optimisation, discrétisation et observateurs’’**, Hermès Science Publications, Paris, 2000.

[ZER-16] *Y.* ZEROUAL*, ‘’Techniques de commande des convertisseurs appliquées aux onduleurs multi-niveaux’’, mémoire master*. Commande des SystèmesElectriques.2016

[ZER-17] M. Zergoune, A. Hideb**’’ Commande d’onduleur multiniveaux à structure en cascade par stratégie d’élimination d’harmonique sélective’’**. Le : 04 / 06 / 2017. Mémoire Master électrotechnique industrielle.2017

[ZUC-96] A,Gruning H. Zuckerberger, **“Hard Driven of High power GTO, Better Switching Capacity Obtained Through Improved Gate Units”,** IEEE Paper 0-7803-3544-9, 1996.