

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche

Scientifique



Université de Ghardaïa

N° d'ordre :

N° de série : 2014

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département des Sciences et de la Technologie

Projet de fin d'étude présenté en vue de l'obtention du diplôme de

LICENCE

Domaine : Science et Technologie

Filière : Génie Electrique

Spécialité : Maintenance en instrumentation industriel

THEME :

**Commande Vectorielle de la Machine
Asynchrone**

Présentés par :

Soumia LAHLAH

Halima BOUNIA

Jury:

M^r : Radhwane SADOUNI Maitre-Assistant A Univ.Ghardaia

Encadreur

M^r : Tahar DJOLLOLI Maitre-Assistant A Univ.Ghardaia

Examineur

ANNEE UNIVERSITAIRE : 2013/2014

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

REMERCIEMENTS

Au nom du DIEU le clément et le Miséricordieux

*Le prophète Mohamed (que Dieu lui accorde grâce et salut) a dit :
« ...Celui qui emprunte la voie vers la recherche du savoir, Dieu rendra pour lui plus aisée la voie vers le paradis ...»*

À l'issue de cette fin d'étude, nous adressons nos remerciements à Dieu le tout puissant qui nous a aidés à réaliser ce modeste travail.

Nous tenons à remercier très vivement notre promoteur, Monsieur Redouane SADOUNI, enseignant à la faculté des sciences et de la technologie à l'université de GHARDAIA. Qui a tout accepté la difficile tâche de superviser ce mémoire. Pour la confiance qu'il nous a toujours témoignée. On a tout particulièrement apprécié ses encouragements et ses conseils, et surtout sa disponibilité.

Nous tenons également à remercier Monsieur l'examineur qui a accepté d'examiner ce modeste travail.

Nous passant notre remerciement au chef de département Mr. Hadj Said et à tous les enseignants du département ST pour leurs confiances, sacrifices et leurs patiences, et, les travailleurs de l'université de Ghardaïa.

Notre remerciements vont aussi aux nos collègues de promotion 2014 et nos amis et tous ceux qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce mémoire.

LAHLAH.S, ET BOUNIA.H

Dédicace :

Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et le patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.

Je dédie ce modeste travail :

A mes parents, qui ont toujours cru en moi et qui, malgré la distance, m'ont accompagné moralement tout au long de ce parcours. L'éducation, soin et conseils qu'ils m'ont prodigués, m'ont toujours guidé pour faire les bons choix dans ma vie. Ils m'ont appris comment réaliser les rêves difficiles. Sans leur soutien, encouragement et prières, rien n'aurait été possible et la confiance qu'elle m'a accordé.

A mes frères (Ayachi ,Saïd)et mes sœurs(Fayza ,Bouchra, Yousra ,Fatima,)et surtout ma petite chère Chahla, qui, malgré les milliers des kilomètres étaient toujours là pour me conseiller, me soutenir, m'encourager et prier pour moi. Je les remercie de tout mon cœur.

A ma grande famille à Batna, mes tontons et ses enfants surtout Bachir et Zineb et ses enfants, malgré les milliers des kilomètres étaient m'encourager à mon étude.

A ma chère personne qui aide moi pour faire ce travail et me soutenir, m'encourager et prier pour moi et la confiance qu'elle m'a accordé, je les remercie de tout mon cœur (L .L).

A mon encadreur de ce travail M .R. Saadouni merci pour votre guide de terminer ce projet

Et pour votre information ;les méthode qui vous donnent.

A ma deuxième famille, celle de l'étude, mes enseignements de primaire à l'université, tous les travailleurs d'université de Ghardaïa. Mes amies , mes collègues de la promotion2014 et surtout Halima et celle de polisario Mohamed Sabi Salka.

A tous ceux qui par un geste, un sourire a contribué à l'élaboration de cet œuvre.

Soumia

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents et ma grande famille.

A mon très cher frère et mes sœurs.

A mon encadreur particulièrement.

A tous mes amis.

A tous ceux qui m'aiment et que j'aime.

A tous mes collègues de la promotion 2014.

A vous.

Halima

Résumé :

Le travail présenté dans ce mémoire, propose l'étude de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée en tension utilisant le logiciel MATLAB /Simulink.

Nous avons commencé en premier lieu par une modélisation de la machine asynchrone à cage en utilisant la transformation de Park. Ensuite, on a fait la modélisation de l'alimentation de la machine à savoir : le réseau électrique, le redresseur, le filtre RLC et l'onduleur de tension commandé par la technique MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion). On a passé par la suite à la commande vectorielle de la MAS par orientation de flux rotorique, avec un référentiel d-q liée au champ tournant. Les résultats de simulation obtenus montrent la robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis la variation de la vitesse et de la charge. Ce mémoire a été finalisé par une conclusion générale qui synthétisera les points les plus marquants de ce mémoire et récapitulera ainsi en gros le travail abordé.

Mots clés: MAS, Commande Vectorielle, Redresseur, Filtre RLC, Onduleur_MLI

ملخص :

العمل المقدم في هذه المذكرة يقترح دراسة تقنية التحكم الشعاعي الغير مباشرة للآلة اللاتزامنية توتيرية التغذية باستخدام برنامج "ماتلاب/محاكاة". في البداية قمنا بعمل نمذجة للآلة اللاتزامنية ذات قفص باستخدام تحويل "بارك"، بعدها قمنا بنمذجة نظام تغذية الآلة و الذي يتكون من : الشبكة الكهربائية، المقوم، الترشيح، و أخيرا الموج التوتيري المتحكم فيه بتقنية "تعديل عرض الذبذبات". انتقلنا بعدها لتقنية التحكم الشعاعي للآلة اللاتزامنية بطريقة توجيه التدفق الدوراني مع اختيار المرجع d-q المرتبط بالحقل الدوار. نتائج المحاكاة المحصل عليها تبين صلابة و متانة تقنية التحكم المقترحة إزاء تغيرات السرعة و الحمولة.

انتهت هذه المذكرة بخاتمة عامة، تحوي النقاط الأكثر أهمية كما تلخص بصفة عامة العمل المنجز.

الكلمات المفتاحية : الآلة اللاتزامنية، التحكم الشعاعي، المقوم، مصفاة م.ذ.س، الموج

SOMMAIRE :

Remerciement	
Dédicace	
Résumé	
Sommaire.....	I
Notations.....	V
Liste de figures.....	IX
Introduction Générale	01

CHAPITRE I :

Modélisation du Moteur Asynchrone Triphasé

I.1. Introduction	03
I.2. Description du MAS à cage	04
I.3.Hypothèses simplificatrices	06
I.4.Modèle mathématique du MAS	06
I.4.1.Equation des tensions d'un MAS.....	07
I.4.2.Equation des flux d'un MAS	08
I-4-3 Equation mécanique	09
I.5.Transformation de PARK.....	10
I.6.Choix du référentiel	12
I.6.1.Référentiel lié au stator	12
I.6.2.Référentiel lié au rotor	13
I.6.3.Référentiel lié au champ tournant	14

I.7.Application de la transformation de Park	15
I.7.1.Equations électriques.....	15
I.7.2.Equations magnétique	16
I.7.3.Equation du Couple électromagnétique.....	16
I.8.Modèle de MAS dans le repère de PARK.....	19
I.9.Simulation et interprétation	20
I.10.conclusion.....	24

CHAPITRE II :

Alimentation de la machine asynchrone

II.1.Introduction	25
II.2.structure générale d'alimentation du MAS.....	26
II.3.Modélisation des composantes d'alimentation.....	26
II.3.1.représentation de réseau.....	26
II.3.2.Modélisation de redresseur.....	27
II.3.3.Modélisation de filtre(RLC).....	28
II.3.4.Modélisation d'onduleur de tension.....	29
II.3.4.1.Représentation générale d'onduleur (définition, l'utilisation.....)	29
II.3.4.2.Commande d'onduleur (types).....	30
II.3.4.3.Modélisation d'onduleur.....	31
II.3.4.4.Technique tringulo-sinusoïdale.....	32
II.3.4.4.1.le porteuse (représentation).....	34
II.3.4.4.2.Equation de référence).....	34

II.4.Association convertisseur machine.....	35
II.5.simulation et interprétation.....	35
II.6.Conclusion.....	38

CHAPITRE III :

Commande vectorielle de la machine asynchrone

III.1. Introduction.....	39
III.2. Pourquoi la commande vectorielle.....	39
III.3. Expression générale de la commande vectorielle:	40
III-4-Contrôle vectorielle à flux orienté.....	41
III.4.1. Description.....	41
III.4.2 .Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique	42
III.4.3. Analogie avec le moteur a courant contenu.....	46
III.4.4. Technique de la commande vectorielle directe.....	47
III.4.5. Technique de la commande vectorielle indirecte.....	48
III.4.5.1. Commande en courant.....	48
III.4.5.2. Commande en tension.....	49
III.4.6. Comparaison entre les techniques directes et indirectes de la commande vectorielle.....	50
III.5 .Structure de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC).....	51
III.5.1. Découplage par compensation.....	51
III-5-2 : Calcule de régulateur.....	52
III.5.2.1. Régulateur de flux.....	52
III.5.2.2. Régulateur de courant.....	54

III.5.2.3. Régulateur de vitesse.....	55
III.6. Résultat de simulation.....	56
III.6.1. Résultat de simulation de commande.....	58
III.6.2. Interprétation des résultats.....	59
III.7. Teste de robustesse.....	60
III.7.1. Test de robustesse à la variation de la vitesse.....	61
III.7.2. Test de robustesse à la variation de la charge.....	61
III.8. Conclusion.....	62
Conclusion générale.....	63

Annexes

Annexe A : Paramètres de la machine

Annexes B : Les sous schémas de la simulation

Bibliographie

Paramètres de modélisation de la machine :

$R_s (\Omega)$: Résistance statorique par phase.

$R_r (\Omega)$: Résistance rotorique par phase.

$L_s (H)$: Inductance propre statorique par phase.

$L_r (H)$: Inductance propre rotorique par phase.

$T_s (H/\Omega)$: Constante de temps statorique $T_s = L_s / R_s$.

$T_r (H/\Omega)$: Constante de temps rotorique $T_r = L_r / R_r$.

σ : Coefficient de dispersion de Blondel $\sigma = 1 - M^2 / (L_s L_r)$

$M_s (H)$: L'inductance mutuelle entre phases statoriques.

$M_r (H)$: L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.

M_{sr} et $M_{rs} (H)$: La mutuelle inductance entre phases statoriques et rotoriques.

p : Nombre de pair de pôles.

g : Glissement

Repère :

a, b, c : Axes liés aux enroulements triphasés.

d, q : Axes de référentiel de Park.

$\theta_r (\text{rad})$: Angle entre le stator et le rotor.

$\theta_s (\text{rad})$: Angle entre le stator et l'axe d .

Grandeurs électriques au stator :

$V_s (V)$: Tension statorique.

$V_{s\ abc} (V)$: Tension statorique phase a, b , ou c .

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

$V_{sq} (V)$: Tension statorique sur l'axe q .

$I_s (A)$: Courant statorique.

$I_{s\ abc} (A)$: Courant statorique phase a, b , ou c .

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

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

I_{sd}° (A / s) : Dérivée du courant statorique sur l'axe d.

I_{sq}° (A / s) : Dérivée du courant statorique sur l'axe q.

Grandeurs magnétiques au stator :

Φ_{sabc} (Wb) : Flux statorique phase a, b, ou c.

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

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

Φ_{sd}° (Wb/ s): Dérivée du flux statorique sur l'axe d.

Φ_{sq}° (Wb/ s): Dérivée du flux statorique sur l'axe q.

Grandeurs électriques au rotor :

V_r (V) : Tension rotorique.

V_{rabc} (V) : Tension rotorique phase a, b, ou c.

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

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

I_r (A) : Courant rotorique.

I_{rabc} (A) : Courant rotorique phase a, b, ou c.

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

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

I_{rd}^* (A / s) : Dérivée du courant rotorique sur l'axe d.

I_{rq}^* (A / s) : Dérivée du courant rotorique sur l'axe q.

Grandeurs magnétiques au rotor :

Φ_{rabc} (Wb) : Flux rotorique phase a, b, ou c.

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

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

Φ_{rd}^* (Wb/ s): Dérivée du flux rotorique sur l'axe d.

Φ_{rq}^* (Wb/ s) : Dérivée du flux rotorique sur l'axe q.

Grandeurs mécaniques :

Ω_r (rad / s²) : Vitesse mécanique rotorique.

Ω_r^* (rad / s²) : Dérivée de la vitesse mécanique rotorique.

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

C_r (N.m) : Couple résistant.

F (N.s / rad) : Frottement visqueux.

J (Kg.m²) : Inertie.

ω_s (rad / s) : Pulsation électrique.

ω_r : Pulsation électrique rotorique.

f (Hz) : Fréquence électrique statorique.

Variable d'état :

[X] : Matrice de vecteur d'état.

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

[B] : Matrice de système de commande.

[U] : Matrice de commande.

Paramètres de modulation de l'onduleur :

M : Point milieu.

U_c (V) : Tension d'alimentation continue de l'onduleur.

K : Bras d'onduleur ($K=1, 2, 3$).

V_k (V) : Le potentiel du noeud k du bras k .

r : Taux de réglage.

m : Indice de modulation.

s : Opérateur de dérivation partiel.

V_m (V) : Amplitude maximale de la référence sinusoïdale.

U_{pm} (V) : Amplitude maximale de la triangulaire.

U_{red} : tension de redresseur.

R : résistance de filtre.

L : inductance de filtre.

C : capacité de filtre.

V_{ref} : tension de référence.

Notations pour la commande :

X^* : Référence de la grandeur X.

\hat{X} : Valeur estimée de la grandeur X.

$e(x)$: L'erreur entre la variable à régler et sa référence.

K_{pF}, K_{pC}, K_{pV} : Paramètres du réglage proportionnel du flux, couple et de la vitesse Successivement.

K_{iF}, K_{iC}, K_{iV} : Paramètres du réglage intégral du flux, couple et de la vitesse successivement.

Les symboles :

MA : Moteur Asynchrone.

MAS : Machine Asynchrone.

FOC : Commande vectorielle par orientation du flux.

CV-OFR : Commande vectorielle par orientation du flux rotorique. En anglais “ Field Oriented Control ”.

MLI : Modélisation de Largeur d'Impulsion.

PI : régulateur Proportionnelle, Intégrateur

Listes des figures :

Chapitre I : Modélisation de la MAS

Figure I.1 : schéma des enroulements de la MAS.....04

Figure (I-2) : Modèle d'une machine asynchrone triphasée.....07

Figure (I-3) : Représentation des axes de la machine.....11

Figure (I-4) : Référentiel tournant d'axes (d– q)..... 15

Figure (I-5) : Modèle de Park de la MAS.....19

Figure (I-6) : Schéma bloc en globale de simulation du moteur Asynchrone.....20

Figure (I-7) : résultats de simulation à vide21

Figure (I-8) : le courant statorique.....21

Figure (I-9) : résultats de simulation en charge.....22

Figure (I-10) : le courant statorique.....23

Chapitre II : Alimentation de la MAS

Figure (II-1) : schéma de principe de l'association convertisseur –machine.....26

Figure II-2: Représentation du redresseur triphasé à diodes.....27

Figure II-3 : Représentation de la tension de sortie du redresseur.....28

Figure (II-4): représentation d'un filtre RLC.....28

Figure II-5 : représentation de tension filtrée.....29

Figure II-6 : Représentation de l'ensemble Onduleur- MAS.....30

Figure II-7 : Schéma de principe de l'alimentation par onduleur.....31

Figure II-8 : représentation d'un thyristor diode.....31

Figure (II-9) : schéma de l'onduleur à base d'interrupteurs idéalisés.....31

Figure (II-10) : Signaux de commande.....33

Figure II-11 : signal triangulaire (Porteuse).....	34
Figure II-12 : représentation de la tension à la sortie de l'onduleur.....	35
Figure II -13 : schéma bloc de la machine et l'onduleur en modèle SIMULINK.....	35
Figure II-14 : Réponses de la MAS-Convertisseur.....	35
FigureII.15 : Les courants statoriques.....	36
FigureII.16:Les flux rotoriques.....	37
 Chapitre III : Commande Vectorielle par flux rotorique orienté	
Figure (III-1) : Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer).....	40
Figure (III-2): Phases de transformation pour les changements de réfrécielle.....	42
Figure III.3 : Représentation vectorielle de la stratégie d'orientation du flux rotorique.....	43
Figure III.4 : Schéma de principe de l'orientation du flux rotorique (OFR).....	44
Figure (III-5): schéma de principe d'une MAS alimentée en courant (commande vectorielle indirecte 'IFOC')	45
Figure III.6: schéma de principe d'une MAS alimentée en tension (Commande vectorielle indirecte 'IFOC').....	45
Figure III -7 : schéma de principe du découplage de la MAS par analogie avec la machine à courant continu	46
Figure (III-8) : Modèle en courant par orientation du flux rotorique	49
Figure (III-9) : Schéma fonctionnel de la structure de commande en tension.....	50
Figure (III-10) : Schéma de principe de l'IRFOC.....	51
Figure (III -11) : découplage par addition des termes de compensation.....	52
Figure (III-12) : Schéma en boucle fermée d'un régulateur de flux.....	53
Figure (III -13) : boucle de régulation du courant	54
Figure (III -14) : boucle de régulation de la vitesse.....	56

Figure (III-15): Schéma bloc de la machine asynchrone commandée en tension avec Contrôle vectoriel de flux rotorique.....	57
Figure III.16: Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec application d'une charge $C_r=10\text{N.m}$ entre 3 et 5s.....	58
Figure III.17: Découplage entre flux et couple.....	58
Figure III.18: Orientation de flux rotorique.....	58
Figure III.19: Appel du courant statorique i_{sa}	59
Figure III.20: Les trois courants statoriques.....	59
Figure III.21: Variation d la vitesse entre 200, 300 et -200 rad/s.....	60
Figure III.22: Variation d la charge entre 0, 7, 10 et 5 N.m.....	60
Figure III.23: Vitesse de rotation.....	61
Figure III.24: courant statorique.....	61

Introduction générale :

Les machines à courant continu (MCC) ont été largement utilisées dans les domaines nécessitant des entraînements à vitesse et position variables, grâce à la simplicité de la commande du flux et du couple à partir du courant d'excitation et du courant d'induit.

La machine asynchrone (MAS), par sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par N. TESLA, quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courant polyphasé. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor, c'est pourquoi elle a été utilisée depuis longtemps dans les entraînements à vitesse constante.

La machine asynchrone actuellement est la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son domaine de puissance va de quelques Watts à plusieurs mégawatts reliés directement au réseau industriel à tension constante. Elle tourne à une vitesse peu inférieure à la vitesse de synchronisme.

Dans le domaine de la théorie de commande, plusieurs techniques de commande performante ont trouvé leurs applications dans une vaste gamme de domaines. En particulier, les deux derniers décennies ont témoigné des grands développements de la commande utilisant l'intelligence artificielle (logique floue, réseaux de neurones, algorithmes génétiques) et les théories modernes (système à structure variable, système multi-variables, système non-linéaires,...).

La difficulté de la commande des machines asynchrones réside dans l'obtention du découplage effectif entre les deux grandeurs principales de la commande qui sont le flux et le couple électromagnétique. La commande vectorielle permet un tel découplage. Toutefois, cette commande reste complexe par les développements théoriques, elle ne permet d'excellents performances que si elle est accompagnée d'une bonne connaissance des paramètres du modèle de la machine. Ainsi, la mauvaise identification de ces paramètres et leurs variations en cours de fonctionnement peuvent causer une détérioration significative des performances du système [1].

L'objectif de ce modeste travail était : alimentation, modélisation et commande de la machine asynchrone (MAS) utilisant la commande par orientation du flux rotorique (RFOC), connue sous le nom de la Commande Vectorielle. La disponibilité et l'accessibilité directes des résultats à partir des simulateurs sont nécessaires dans tous les travaux de recherche modernes. Ainsi, dans le cadre de cette étude nous avons choisi de travailler sous environnement MATLAB /SIMULINK pour simuler l'ensemble : Alimentation_RFOC_MAS. Des tests de robustesse ont été effectués afin de tester la robustesse de cette technique de commande.

Ce travail est structuré comme suit :

Commençant par une introduction générale, ensuite le premier chapitre qui sera consacré à la modélisation et la simulation du moteur asynchrone alimenté directement par le réseau. Le deuxième chapitre présentera l'alimentation de la MAS triphasé à travers l'ensemble : Réseau électrique_redresseur_filtre RLC_onduleur MLI, afin d'obtenir à la sortie une tension d'alimentation proche de la sinusoïde. Le Troisième chapitre décrit le principe de la commande vectorielle indirecte appliquée à la MAS. Une technique de découplage dite par compensation des f.e.m ainsi le calcul des différents régulateurs (régulateur de vitesse et régulateurs du courant) seront présentés dans ce chapitre. Finalement, une conclusion générale synthétisera les points les plus marquants de ce mémoire et récapitulera ainsi en gros le travail abordé.

I-1-Introduction :

Les moteurs asynchrones triphasés sont des machines électriques extrêmement robustes, qui ne demandent que très peu d'entretien et sont fréquemment utilisées dans le secteur industriel. On les retrouve dans les applications très diverses telles que des ventilateurs, des pompes,

Les moteurs asynchrones sont habituellement alimentés au niveau de stator, et le courant est induit dans le rotor, c'est pour cette raison qu'on parle également de (machine à induction). La machine asynchrone est principalement utilisée en moteur, mais elle est parfois utilisée en génératrice. Mais les problèmes posés par ces moteurs c'est le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus. D'autre part on ne peut connaître les variables internes de rotor à cage (I_r par exemple) qu'à travers le stator. L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator. La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également en non-linéaires à difficultés d'identification et aux variations des paramètres.

La modélisation de la machine asynchrone est une phase indispensable. Il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage obligé pour concevoir des systèmes de commande performants et adaptés aux variateurs de vitesse.

Cette modélisation nous permet de simuler la machine ainsi que de déduire les lois de commande, en manipulant les équations qui décrivent le comportement de la machine. Ainsi l'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y a lieu pour pallier aux différents effets contraignants qui peuvent accompagner généralement, les opérations de démarrage, de variation de vitesse...etc.[2]

Pour obtenir le modèle d'un système trois tâches doivent être accomplies:

- Choisir le modèle.
- Déterminer ses paramètres.
- Et enfin vérifier sa validité [2].

Ce chapitre comportera un modèle mathématique de la machine asynchrone à cage dans le plan triphasé selon la transformation de PARK, puis la validation par simulation numérique du modèle de la machine, dont les paramètres sont donnés par l'annexe.

I-2-Description du MAS à cage :

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse de rotor et la vitesse de champ tournant ne sont pas égales, connue également sous le terme « anglo-saxon de machine à induction ».[3]

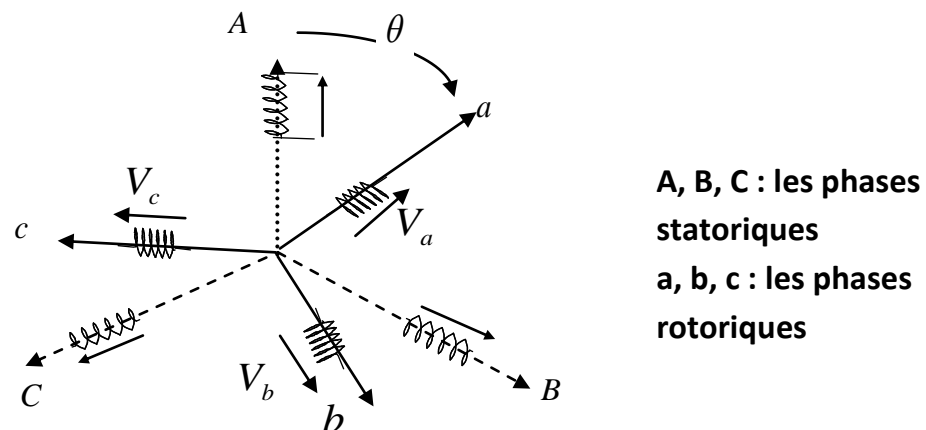
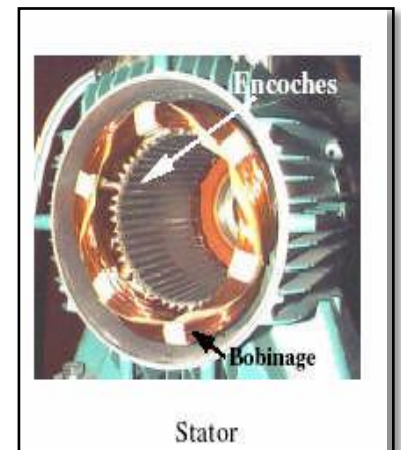


Figure I.1 : schéma des enroulements de la MAS

La Machine Asynchrone est constituée des principaux éléments suivants :

1-Le stator :

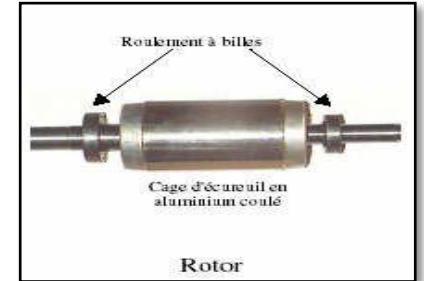
Le stator de la machine asynchrone est constitué de tôles d'acier dans lesquelles est placé le bobinage statoriques. C'est tôles son habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Au final, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique. Une fois l'assemblage terminé, les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet. Ces enroulements insérés peuvent être imbriqués, ondulés ou encore concentriques. L'enroulement concentrique est très souvent utilisé lorsque le bobinage de la Machine Asynchrone est effectué mécaniquement. Pour les grosses machines, les enroulements sont faits de méplats de cuivre de différentes sections insérés directement dans les encoches. L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la Machine



Asynchrone. Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique [4].

2-Le rotor :

Dans le circuit magnétique est composée de barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit par un anneau conducteur de chaque extrémité [5]. Notons que les barres sont légèrement inclinées pour éviter l'effet magnétique d'encoche dû à la forte variation de reluctance qui perturbe le couple. Cette cage est traversée par l'arbre mécanique qui sortit ou non de chaque côté [6].



Les rotors des Machines Asynchrones peuvent être de deux types : bobinés ou à cages d'écurieil se comporte comme un rotor bobiné [7]. En fonctionnement normal, le rotor de la machine asynchrone tourne à la vitesse Ω_r exprimée en radians par seconde, et la force magnétomotrice produite par les courants statoriques tourne à la vitesse de synchronisme Ω_S exprimée en radians par seconde, mais la vitesse Ω_r est généralement inférieure à Ω_s où : $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$

Avec : ω_s : Pulsation statorique, liée à la fréquence du stator.

p : nombre de pair de pôle de la force magnétomotrice résultante.

3-Le glissement :

Pour permettre de caractériser le fonctionnement de la machine, il est possible de la lie à sa vitesse. Mais celle-ci reste, malgré tout, en marche normale assez voisine de la vitesse de synchronisme par conséquent c'est l'écart par rapport à la vitesse de synchronisme, qui est le plus significatif. On conçoit aisément, sans calcule, que si le moteur entraîne un dispositif qui lui oppose un couple résistant C_r celui-ci est à l'origine d'un écart $\Omega_s - \Omega_r = \delta\Omega$ d'autant plus élevé que le couple C_r est plus important. Afin de s'affranchir des problèmes d'unités, on fait intervenir l'écart relatif $\delta\Omega / \Omega_s$ et non l'écart absolu $\delta\Omega$ par définition, le glissement g est défini. [8]

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad (\text{I-1})$$

I-3-Hypothèses simplificatrices :

La modélisation de la Machine Asynchrone est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes : [09]

- Parfaite symétrie.
- Assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phase que le bobinage statorique.
- Répartition sinusoïdale le long de l'entrefer du champ magnétique de chaque bobinage.
- Absence de saturation dans le circuit.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité du flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements

I-4-Modèle mathématique du MAS :

Dans cette section, nous présentons brièvement, et de façon non exhaustive, différents modèles mathématiques de la machine asynchrone, généralement, ces modèles sont définis dans un référentiel diphasé, soit (d,q) ; ou (α,β) . [10]

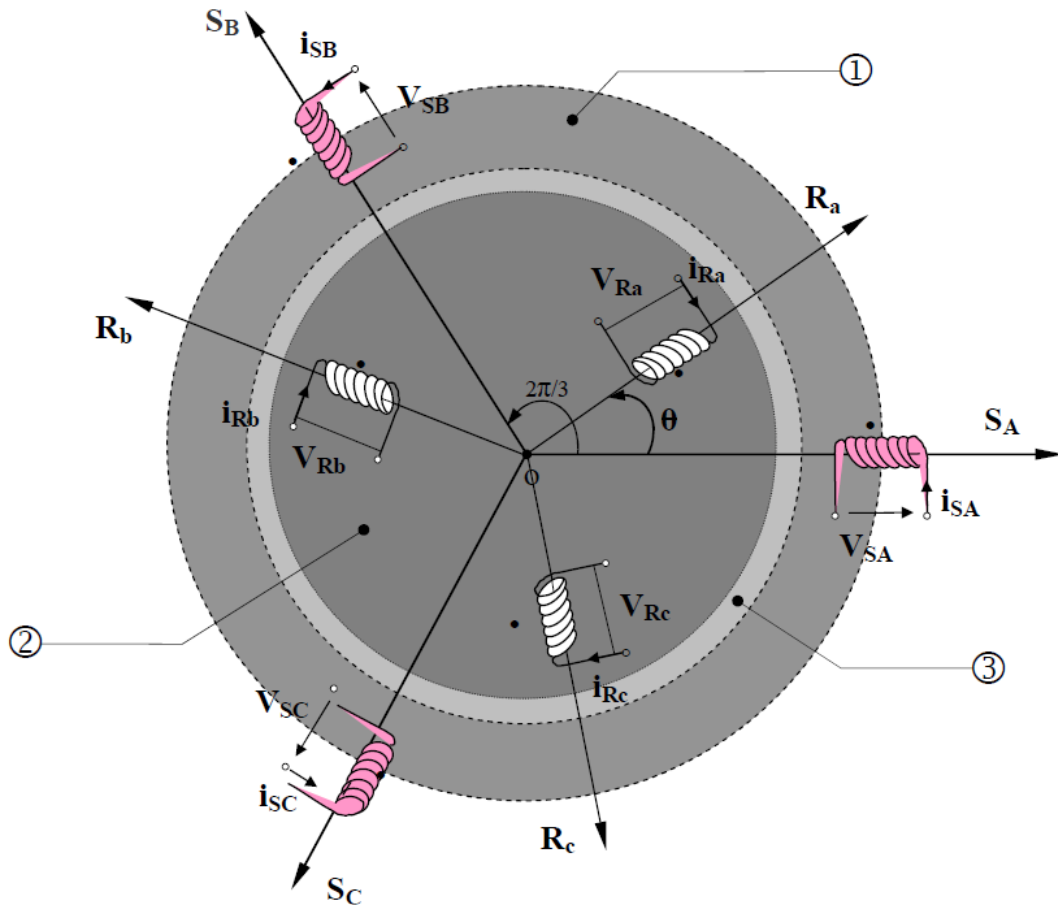


Figure I.2: Modèle d'une machine asynchrone triphasée

1 Partie fixe : Stator.

2 Partie mobile : Rotor.

3 Entrefer constant

I-4-1-Equations des tensions :

En appliquant la loi d'Ohm généralisée à chaque phase (Fig.I.1), les équations de tension des trois phases statoriques et rotoriques s'écrivent pour le stator avec l'indice "s" et le rotor avec l'indice "r" comme suit :[11],[12],[13].Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont :

•Au stator:

$$\begin{cases} V_{sA} = R_s I_{sA} + \frac{d}{dt} \phi_{sA} \\ V_{sB} = R_s I_{sB} + \frac{d}{dt} \phi_{sB} \\ V_{sC} = R_s I_{sC} + \frac{d}{dt} \phi_{sC} \end{cases} \quad (\text{I-2})$$

•Au rotor:

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r I_{ra} + \frac{d}{dt} \phi_{ra} \\ V_{rb} = R_r I_{rb} + \frac{d}{dt} \phi_{rb} \\ V_{rc} = R_r I_{rc} + \frac{d}{dt} \phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{I-3})$$

En désignant par:

$V_{sA}, V_{sB}, V_{sC}, V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$: Les tensions appliquées aux trois phases statoriques et rotorique.

$I_{sA}, I_{sB}, I_{sC}, I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}$: Les courants qui traversent les trois phases statoriques et rotorique.

$\Phi_{sA}, \Phi_{sB}, \Phi_{sC}, \Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$: Les flux totaux à travers ces enroulements

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

Les équations (I02) et (I03) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante: [05]

Stator:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_A \\ \phi_B \\ \phi_C \end{bmatrix} \quad \text{(I-4)}$$

rotor:

$$\begin{bmatrix} Vra \\ Vrb \\ Vrc \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} Ira \\ Irb \\ Irc \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi ra \\ \phi rb \\ \phi rc \end{bmatrix} \quad \text{(I-5)}$$

I-4-2-Equations des flux:

Les relations entre les flux et les courants sont les suivantes : [11],[12],[13]

$$\text{Au stator: } [\Phi_{sabc}] = [L_{ss}][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \quad \text{(I-6)}$$

$$\text{Au rotor: } [\Phi_{rabc}] = [L_{rr}][I_{rabc}] + [M_{rs}][I_{sabc}] \quad \text{(I-7)}$$

$$\text{Telque: } [M_{sr}] = [M_{rs}]^T \quad \text{(I-8)}$$

Avec:

$[L_{ss}]$: matrices d'inductance statoriques

$[L_{rr}]$: matrices d'inductance rotoriques

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

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

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{ss} & M_s & M_s \\ M_s & L_{ss} & M_s \\ M_s & M_s & L_{ss} \end{bmatrix} \quad \text{(I-09)}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{rr} & M_r & M_r \\ M_r & L_{rr} & M_r \\ M_r & M_r & L_{rr} \end{bmatrix} \quad \text{(I-10)}$$

Avec:

L_s : inductance propre d'une phase statorique.

L_r : inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : inductance mutuelle entre les phases statorique.

M_r : inductance mutuelle entre les phases rotoriques.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{I-11})$$

θ : Angle qui définit position relative instantané entre les axes magnétiques des phases statoriques et rotoriques.

M_0 : Valeur maximal de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique lorsque les deux axes se coïncident.

I-4-3-Equation mécanique :

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) [13] :

$$C_e = p [I_{Sabc}]^T \frac{d}{dt} [M_{rs}] [I_{rabc}] \quad (\text{I-12})$$

Pour étudier les caractéristiques dynamiques, on introduit l'équation du mouvement suivante: [14],[15],[16] :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \omega \quad (\text{I-13})$$

Avec : • J : Moment d'inertie des masses tournantes

- C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.
- Ω : Vitesse rotorique.
- C_{em} : Couple électromagnétique.
- f_r : Coefficient de frottement visqueux.

- $(f_r \Omega)$: Terme de couple de frottement visqueux.

I-5-Transformation de PARK :

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique ,cette conversion est appelée souvent transformation des axes ,fait correspondant aux deux enroulements de la machine originale suivit d'une rotation ,les enroulements équivalents de point de vue électrique et magnétique .cette transformation ainsi pour ,pour l'objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendante de l'angle de rotation[9].La transformation de Park consiste à imaginer de remplacer le repère rotorique tournant par un autre repère fictif équivalent fixe à condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée .

La transformation de Park est une transformation du repère des axes (a, b, c) fixés par rapport au stator dans un repère (d,q) permettant de réduire la complexité du système d'équations (I-02) et (I-03) En régime transitoire, les équations différentielles de la machine asynchrone tournante contiennent des termes à coefficients périodiques provenant des mutuelles inductances. Pour surmonter cette difficulté, la transformation de PARK s'impose comme une alternative pour l'obtention d'un modèle équivalent plus simple, en transformant les grandeurs électriques (tensions, courants, flux) avec une matrice unique donnée par [11],[12],[17] :

$$A(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-14})$$

L'angle de transformation dépend du repère choisi et de grandeur statorique ou rotorique. Pour le repère (dq), on prend la valeur θ_e pour les grandeurs statoriques et la valeur $(\theta_e - \theta)$ pour les grandeurs rotoriques. On note que le facteur $\sqrt{\frac{2}{3}}$ de la matrice de transformation est pris de façon à conserver la puissance électrique instantanée $P_e(t)$ lors de l'application de la transformation de Park .La transformation de Park, permettant le passage d'un système triphasé fixe à un système diphasé tournant [18].

La transformation de Park permet de simplifier certaines équations qui dépendent du temps et de l'espace. Les grandeurs variables deviennent des grandeurs constantes et indépendantes de la position rotorique.

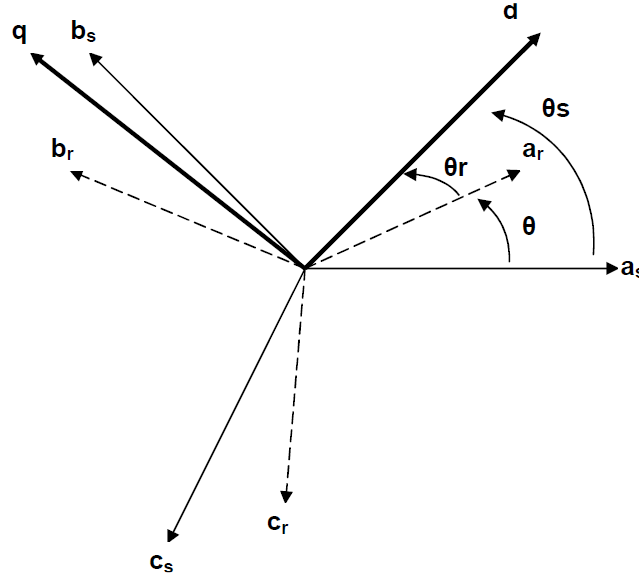


Figure I.3: Représentation des axes de la machine

L'application de la transformé de Park sur les enroulements statoriques et rotoriques conduit en écriture complexe aux systèmes suivants :

• **Equations des tensions :**

Les expressions des tensions statoriques s'écrivent: [19], [17] :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt}(\phi_{ds}) - \omega_e \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt}(\phi_{qs}) + \omega_e \phi_{ds} \\ V_{os} = R I_{os} + \frac{d}{dt} \phi_{os} \end{cases} \quad (\text{I-15})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt}(\phi_{dr}) - \omega_e \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt}(\phi_{qr}) + \omega_e \phi_{dr} \\ V_{or} = R_r I_{or} + \frac{d}{dt} \theta_{or} \end{cases} \quad (\text{I-16})$$

Avec :R_s :résistance statorique

R_r :résistance rotorique

$$\omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} \quad \text{Et} \quad \omega_r = \frac{d\theta}{dt}$$

•Equations des flux :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (\text{I-17})$$

Avec : $L_s = L_{ss} - M_s$: inductance cyclique propre au stator

$L_r = L_{rr} - M_r$: inductance cyclique propre au rotor

$L_m = M$: inductance mutuelle

I-6-Choix du référentiel:

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide de la transformation de Park, nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axe (d,q) qui se fait en fonction du régime de fonctionnement (régime transitoire ou permanent) d'une part et technique de command [20], [21].

Trois types de référentiels peuvent être envisagés à savoir :

- Référentiel lié au stator.
- Référentiel lié au rotor.
- Référentiel lié au champ tournant

I-6-1-Référentiel lié au stator :

Ce référentiel est caractérisé par $\omega_e = 0$ il est choisi en vue d'étudier les variations importantes de la vitesse de. Les équations de la machine, dans ce repère s'écrivent sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt}(\phi_{ds}) - \omega_r \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt}(\phi_{qs}) + \omega_r \phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt}(\phi_{dr}) \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt}(\phi_{qr}) \end{cases} \quad (\text{I-18})$$

$$\begin{cases} V_{ds} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \cos(\omega_s t + \delta) \\ V_{qs} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \sin(\omega_s t + \delta) \end{cases} \quad (\text{I-19})$$

Avec δ : Angle initiale.

I-6-2-Référentiel lié au rotor :

Ce référentiel est caractérisé par ($\omega_e = \omega_r$), il est intéressant pour étudier les régimes transitoires où la vitesse de rotation est supposée constant.

Dans se repère, les équations de la machine s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt}(\phi_{ds}) - \omega_r \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt}(\phi_{qs}) + \omega_r \phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt}(\phi_{dr}) \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt}(\phi_{qr}) \end{cases} \quad (\text{I-20})$$

$$\begin{cases} V_{ds} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \cos(\omega_{sl} t + \delta) \\ V_{qs} = -\sqrt{\frac{3}{2}} V_m \sin(\omega_{sl} t + \delta) \end{cases} \quad (\text{I-21})$$

Avec : $\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r$: Pulsation de glissement

I-6-3-Cas d'un référentiel lié au champ tournant :

Ce référentiel est caractérisé par $\omega_e = \omega_s$, les grandeurs statoriques et rotoriques sont continues. Il est donc préférable de travailler dans ce repère lors d'une étude de la commande de la machine asynchrone.

C'est dans ce repère que nous allons travailler, les équations de la machine s'écrivent dans ce cas sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt}(\phi_{ds}) - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt}(\phi_{qs}) + \omega_s \phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{I-22-a})$$

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt}(\phi_{dr}) - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt}(\phi_{qr}) + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I-22-b})$$

$$\begin{cases} V_{ds} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \cos(\delta) \\ V_{qs} = -\sqrt{\frac{3}{2}} V_m \sin(\delta) \end{cases} \quad (\text{I-23})$$

Pour $\delta = 0$, les composantes continues V_{ds} et V_{qs} sont données par :

$$\begin{cases} V_{ds} = \sqrt{3} V_{eff} \\ V_{qs} = 0 \end{cases} \quad (\text{I-24})$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus facile de faire la régulation de ces grandeurs [22]. Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, raison pour laquelle ce référentiel est utilisé pour la commande des machines asynchrones.

I-7-Application de la transformation de Park :

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

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

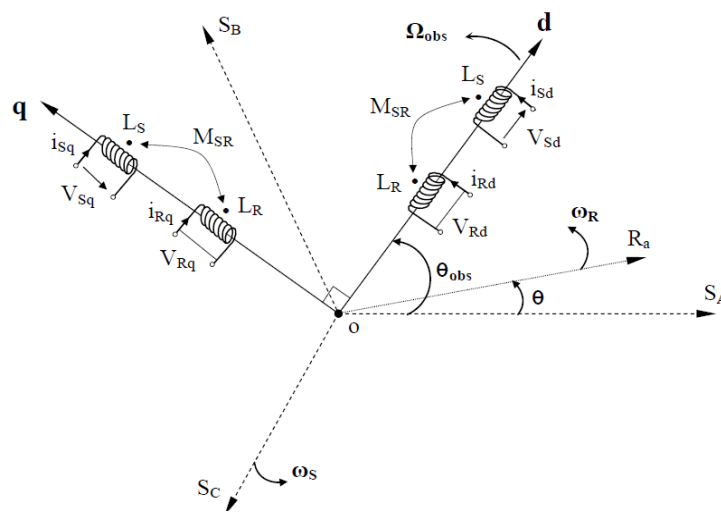


Figure I.4: Référentiel tournant d’axes (d–q)

I.7.1.Equations électriques :

En application la transformation de PARK sur les équations électriques et en admettant que le rotor étant en court-circuit il en résulte :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt}(\phi_{ds}) - \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt}(\phi_{qs}) + \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt}(\phi_{dr}) - \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt}(\phi_{qr}) - \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{I-25})$$

I-7-2-Equations magnétiques :

L'application de la transformation de Park sur l'équation (I.7) donne:

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (\text{I-26})$$

avec: $L_s = l_s - M$, $L_r = l_r - M$: Inductance cyclique propre du stator et du rotor respectivement.

$M = 2/3 M_0$: Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

I-7-3-Equation du Couple électromagnétique :

La connaissance du couple électromagnétique C_{em} est essentielle pour la commande de la machine. Le couple électromagnétique est défini par :

$$C_{em} = p dW_{mv} / w_r \quad (\text{I-27})$$

P : nombre de paire de pôles.

Donc :

$$C_{em} = p L_m (I_{dr} I_{qs} - I_{qr} I_{ds}) \quad (\text{I-28})$$

$$C_{em} = \left(\frac{3}{2}\right) p \left(\frac{L_m}{L_r}\right) (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) \quad (\text{I-29})$$

- **Modèle de la machine en représentation d'état :**

La représentation d'état de la machine asynchrone dépend du repère et du choix des variables d'état pour les équations électriques. On écrit les équations dans le repère (d-q) car c'est la solution la plus générale.

Le choix des variables d'état, dépend des objectifs soit pour la commande soit pour l'observation, pour le modèle complet Ω est un variable d'état, pour les quatre variables électriques, notre choix est le vecteur d'état suivant : $[I_{ds}, I_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}]^T$.

Le choix du courant statorique I_{ds} , I_{qs} se justifié par le fait qu'ils sont mesurables, et le choix des flux rotoriques se justifie par son utilisation dans la commande vectorielle (orientation du flux rotorique) qui sera traité ultérieurement.

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{1}{L_r} \phi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} I_{ds} \\ I_{qr} = \frac{1}{L_r} \phi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} I_{qs} \\ \phi_{ds} = L_s \sigma I_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s \sigma I_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{qr} \end{cases} \quad (\text{I-30})$$

$$\text{Avec : } \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (\text{I-31})$$

En remplaçant ϕ_{ds} et ϕ_{qs} en fonction de ϕ_{dr} et ϕ_{qr} dans le système **(I-22-a)**, on aboutit aux équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \sigma \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_s \left[L_s \sigma I_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{qr} \right] \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \sigma \frac{dI_{qs}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_s \left[L_s \sigma I_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} \right] \end{cases} \quad (\text{I-32})$$

D'après **(I-22-b)**, on a:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \phi_{dr} = -R_r I_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qr} = -R_r I_{qr} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I-33})$$

On écrit le modèle de la machine utilisée pour la commande sous forme d'un système d'équations d'état : [23] :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX(t) + BU(t) \\ Y = CX(t) \end{cases} \quad (\text{I-34})$$

Avec :

$x(t)$: Vecteur d'état du système $[I_{ds}, I_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}, \Omega]$.

A : Matrice d'état du système.

B : Matrice de commande.

$U(t)$: Vecteur de commande.

$Y(t)$: Vecteur de sortie.

C : Matrice d'observation.

$$U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\lambda & \omega_s & \frac{K}{T_r} & \omega_r K \\ -\omega_s & -\lambda & -\omega_r K & \frac{K}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_{sl} \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -\omega_{sl} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad \text{(I-35)}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{(I-36)}$$

Avec :

$$\begin{cases} T_r = \frac{L_r}{R_r}, K = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}, \lambda = \frac{R_s}{\sigma} \cdot \frac{1}{L_s} + \frac{L_m^2}{\sigma} \cdot \frac{R_r}{L_s \cdot L_r^2} \\ T_s = \frac{L_s}{R_s}, \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \end{cases} \quad (\text{I-37})$$

Ainsi, le modèle d'état peut être écrit sous la forme suivante

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\lambda & \omega_s & \frac{K}{T_r} & \omega_r K \\ -\omega_s & -\lambda & -\omega_r K & \frac{K}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_{sl} \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -\omega_{sl} & -\frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{pmatrix} \quad (\text{I-37})$$

Avec :

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{l_s l_r}$: Le coefficient de fuite totale.

$T_r = \frac{l_r}{r_r}$: Constante de temps rotorique.

I-8-Modèle de MAS dans le repère de PARK :

Afin d'obtenir des coefficients constants dans les équations différentielles, la transformation de Park est utilisée. Cette transformation est ancienne (1929) et si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel. Physiquement, on peut la comprendre comme une transformation des trois enroulements de la MAS à seulement deux enroulements [24].

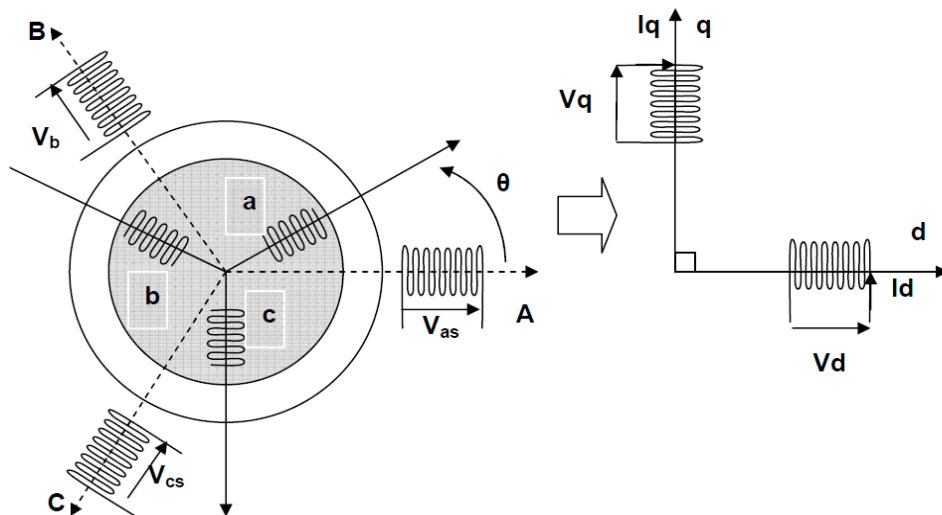


Figure I.5: Modèle de Park de la MAS

I-9-Simulation et interprétation :

- **Schéma block de la machine :**

Pour une machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé 230/400 V et tournant à vide, nous visualisons la vitesse mécanique, le couple électromagnétique ainsi que les courants statorique et rotorique. Les paramètres de la machine sont donnés en Annexe A.

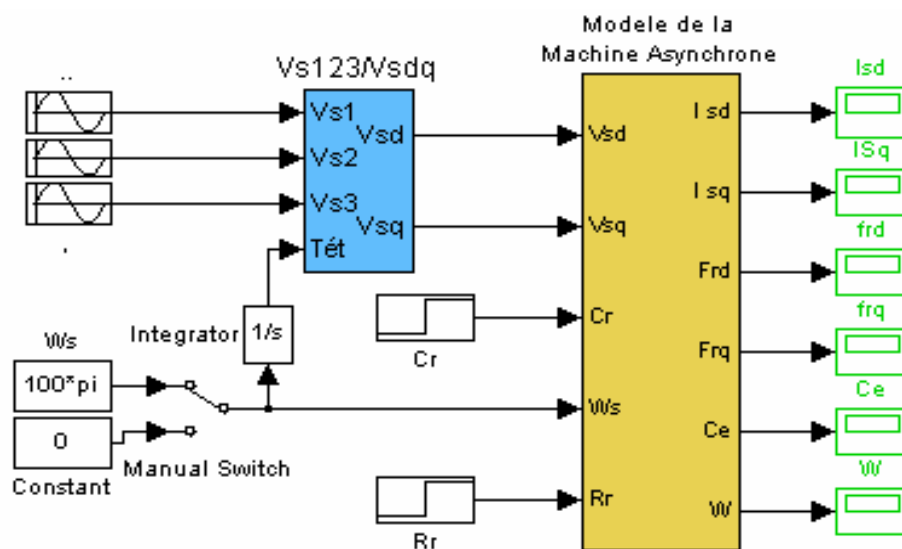


Figure I.6 : Schéma bloc en globale de simulation du moteur Asynchrone

• **Simulation :**

Pour tester la validité du modèle mathématique, on a alimenté la machine directement par le réseau (sans commande). Les résultats de simulation sont donnés par les figures suivantes :

Avide : $C_r = 0$

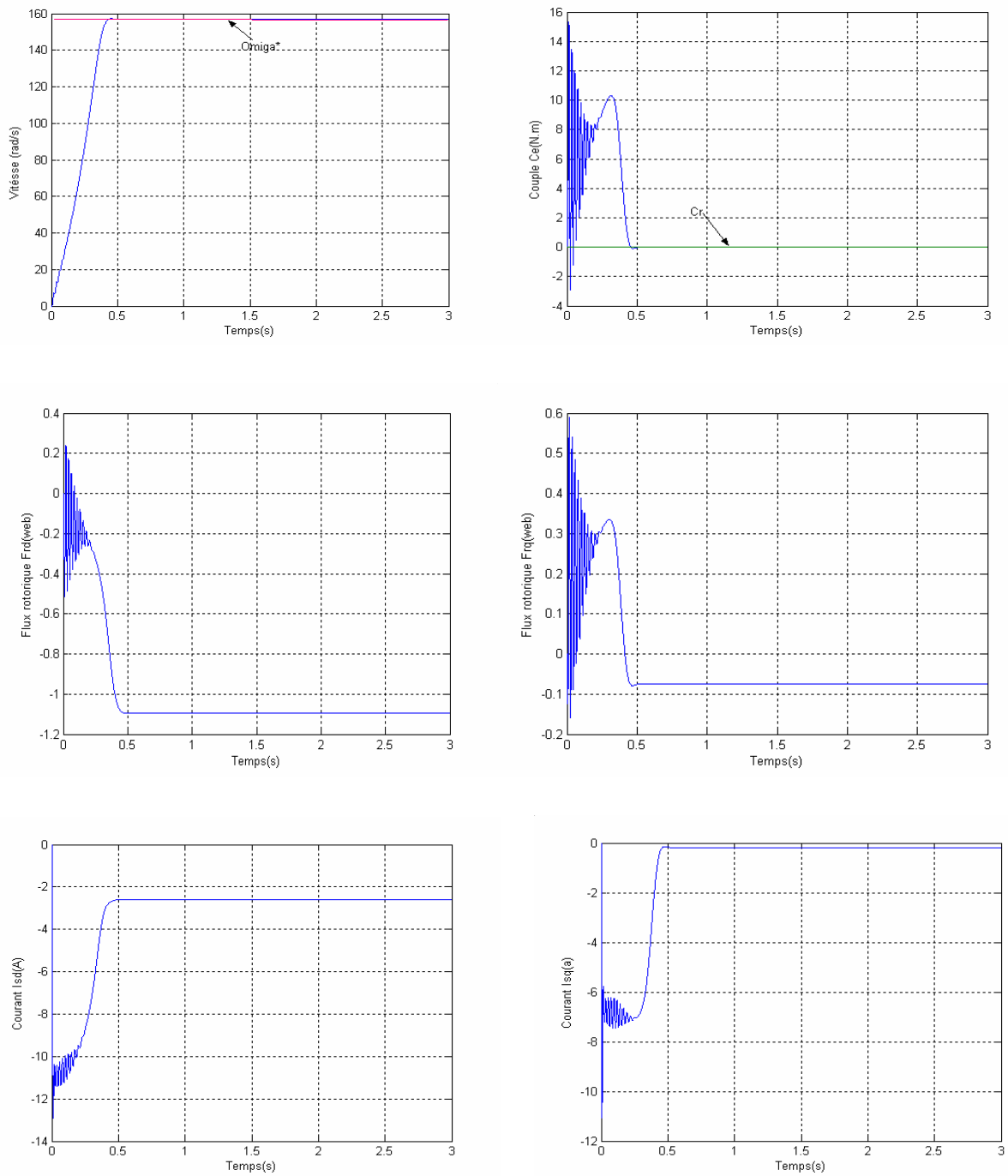


Figure I.7 : résultats de simulation à vide

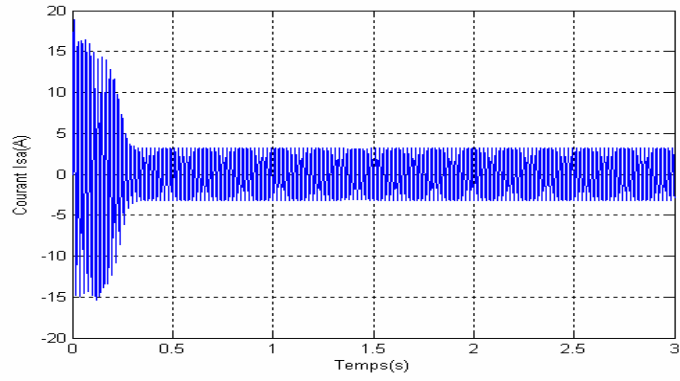
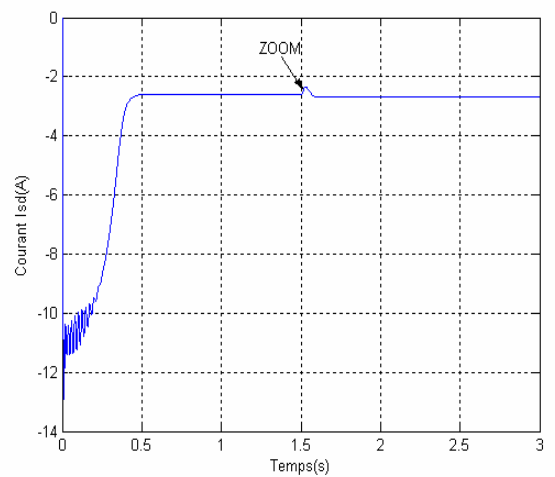
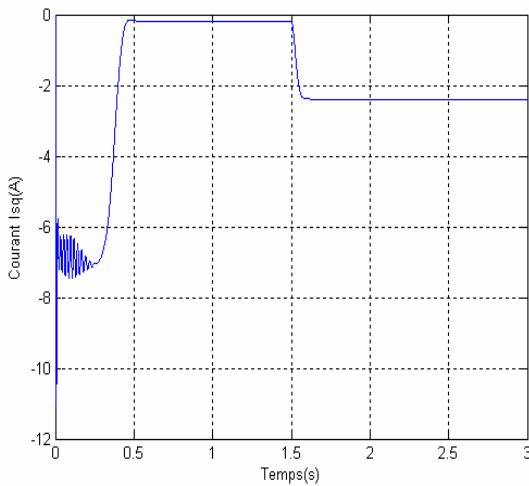
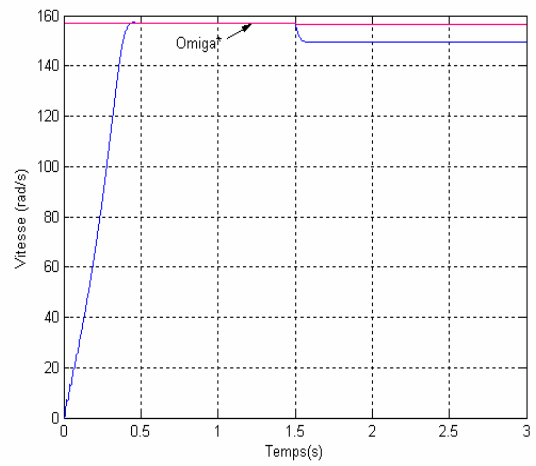
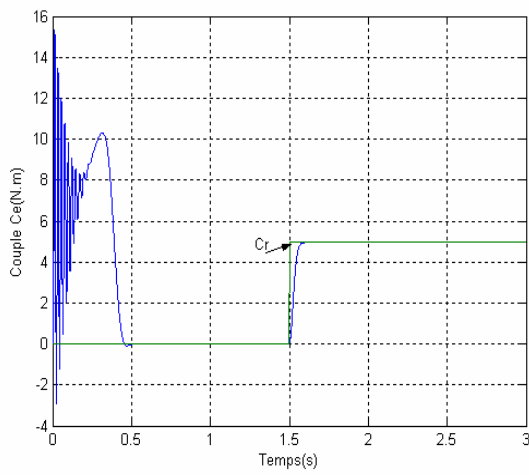


Figure I.8 : le courant statorique

En Charge : $C_r = 5 \text{ N.m}$ à $t = 1.5\text{s}$:



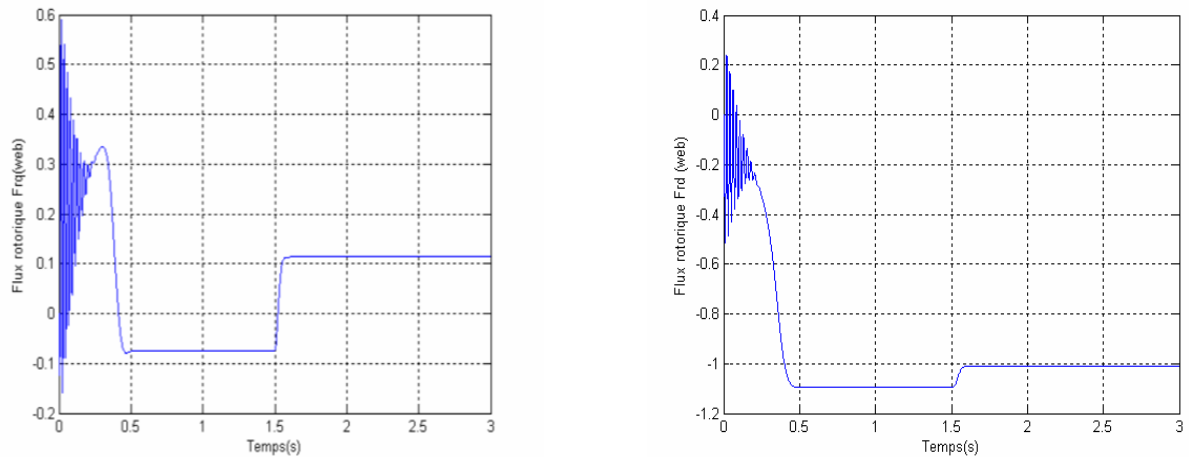


Figure I.9 : résultats de simulation en charge

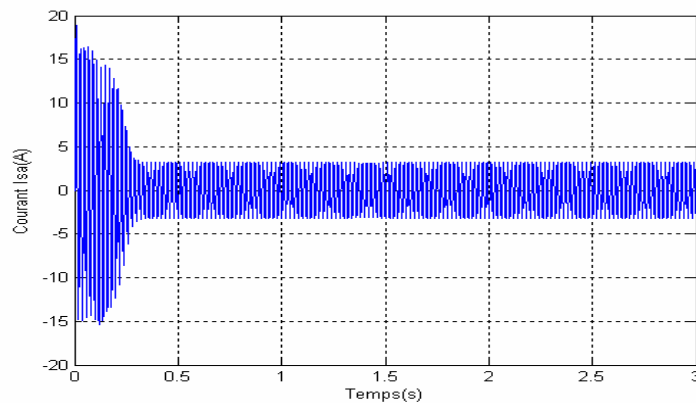


Figure I.10 : le courant statorique

- **Interprétation des résultats de simulation :**

Les résultats de simulation donnés représente l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine asynchrone à savoir la vitesse (w), le couple électromagnétique (C_e), les flux (Q_{dr}, Q_{qr}) et les courants (I_{sd}, I_{sq}). Nous avons simulé le fonctionnement de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau Standard (220/ 380V, 50Hz), à vide et en charge.

A Vide :

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ 0.4sec la vitesse de rotation s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme La courbe du couple C_e présente aux premiers instants du démarrage une pulsation très important, après 4 ms le couple tend vers zéro.

Le flux rotorique présente des dépassements excessifs de faible amplitude dans la premier instant, mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et obtient une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

Les courant statorique présentent des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de (4 A) jusqu'à 4 ms, après ce temps l'amplitude de ces oscillations est reste constant.

▪ **En charge :**

Avec t (1.5à3s): nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ($C_r = C_n = 5N.m$) à l'instant t (01.5 s). Nous constatons que:

- La diminution du flux durant l'application de la charge ce qui prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.
- Le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant (5 *N.m*) appliqué.
- le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

I-10-Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons modélisé la machine asynchrone 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.

Les résultats obtenus suite à cette première simulation montrent que la machine répond bien à l'évolution d'une opération d'un démarrage direct sur un réseau standard. Cette étape de validation du modèle de la machine est très utile pour l'intégration de la MAS dans le processus de commande.

II-1-Introduction:

Les machines électriques alimentées par les convertisseurs statiques sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable [1]. Le contrôle de vitesse des machines électriques triphasées nécessite des grandeurs d'alimentation variables (tension et fréquence), donc ces machines doivent être alimentées par des sources adéquates, elles-mêmes pilotées de façon judicieuse.

La machine asynchrone alimentée par des composantes essentielles, la tension de réseau (50Hz, 380V) mais ces valeurs sont des constantes alors nous permet d'utiliser le redresseur, il est également appelé convertisseur alternatif-continu, il est destiné à alimenter une charge qui nécessite de l'être par une tension ou un courant continu à partir d'une source alternative. Les redresseurs non commandés [1] essentiellement réalisés à partir de diodes sont utilisés lorsque la tension de sortie n'a pas besoin d'être ajustée, mais les redresseurs commandés dont la tension de sortie peut être variable et ajustée par l'opérateur comportent des thyristors ou des ensembles de diode et de thyristors. La tension de sortie obtenue après redressement constamment dans la même sens, mais n'est pas continue pour annuler les harmoniques responsables des parasites hautes fréquences, on utilise un filtre en sortie de redresseur, après ce filtrage le signal est un courant continu alors il faut poser un onduleur qui est un convertisseur continu-alternatif pour transformer le signal filtré pour alimenter la machine.

Les systèmes à courants alternatifs triphasés posent des problèmes spécifiques quand les applications exigent des performances dynamiques élevées, donc des stratégies de modulation des convertisseurs deviennent nécessaires. Nous appuyons le plus souvent sur les méthodes de pilotage en modulation de largeur d'impulsions (MLI).

La conception d'une chaîne de commande passe par une phase de modélisation afin de dimensionner et de valider les stratégies de commande appliquées. Dans ce qui suit, nous proposons la modélisation de l'association convertisseur statique machine asynchrone [25], [26]. Alors dans ce chapitre on fait :

- La modélisation du redresseur et de filtre.
- La modélisation de l'onduleur de tension et de sa commande.
- Association convertisseur machine.

Enfin on fait la simulation et les résultats obtenus.

II-2-structure général d'alimentation du MAS :

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est représenté par la figure II-1 sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable [04].

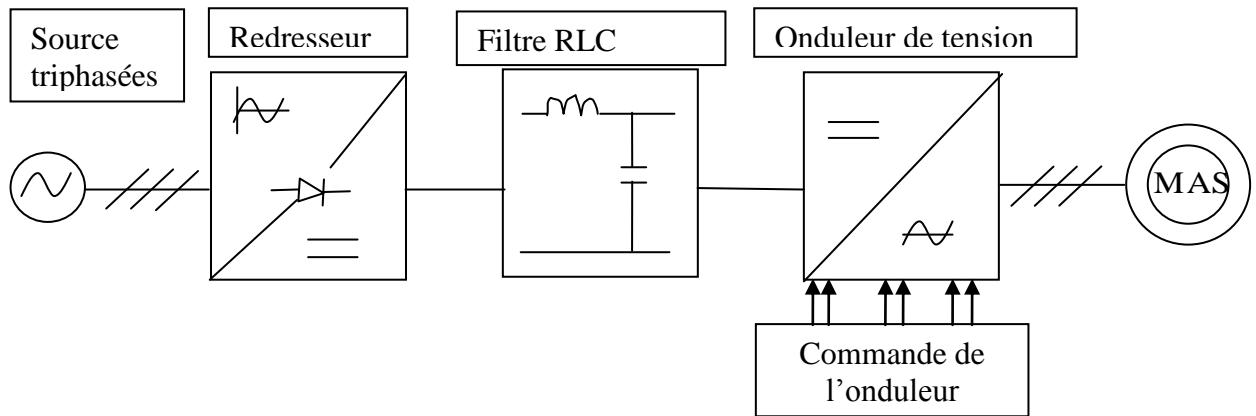


Figure II.1 : schéma de principe de l'association convertisseur – machine

Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande du convertisseur de fréquence. Ces caractéristiques sont :

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse [27].
- Des constantes de temps électrique et mécanique faibles.
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude constante [27].

II-3-Modélisation d'alimentation :

II-3-1-représentation de réseau :

Dans ce cas on représente le réseau d'alimentation de la machine comme trois tensions par les équations suivantes :

$$\begin{cases} U_a(t) = V_m \sin(2\pi ft) \\ U_b(t) = V_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ U_c(t) = V_m \sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad \text{(II-01)}$$

II-3-2-Modélisation de redresseur :

Le redresseur est un convertisseur « alternatif / continu ». Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continu à partir d'une source alternatif et il est représenté par la figure II-2

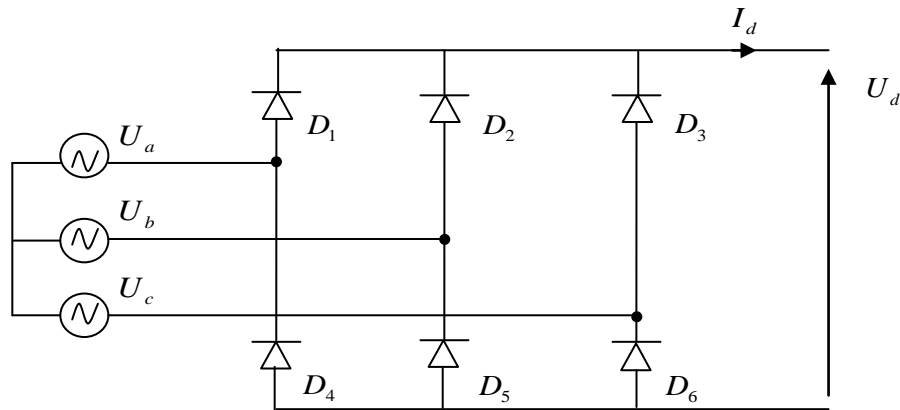


Figure II.2: Représentation du redresseur triphasé à diodes

Ce redresseur comporte trois diodes (D1, D2, D3) à cathode commune assurant l'allée du courant et trois diodes (D4, D5, D6) à anode commune assurant le retour du courant. Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

$$\begin{cases} U_a(t) = V_m \sin(2\pi ft) \\ U_b(t) = V_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ U_c(t) = V_m \sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II-02})$$

Et si on néglige l'effet d'empiétement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suite :

$$U_{red}(t) = \text{Max}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - \text{Min}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] \quad (\text{II-03})$$

Cette tension est représentée par la figure II-3 :

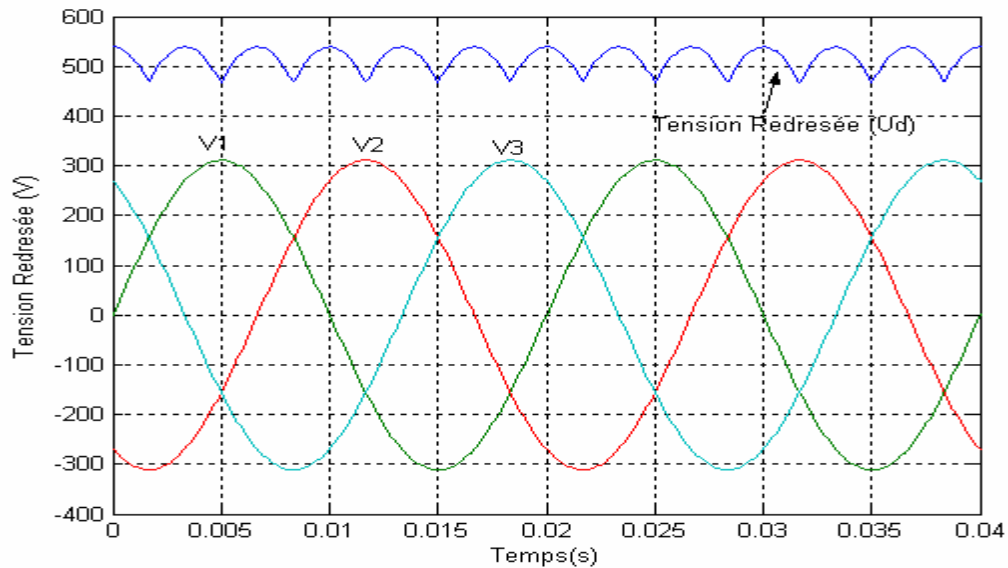


Figure II.3 : Représentation de la tension de sortie du redresseur.

II-3-3-Modélisation de filtre :

On utilise un filtre **RLC** parce que le signal redressé continu des parasite et n'est pas complètement continu. Ce filtre est schématisé par la figure II-4 :

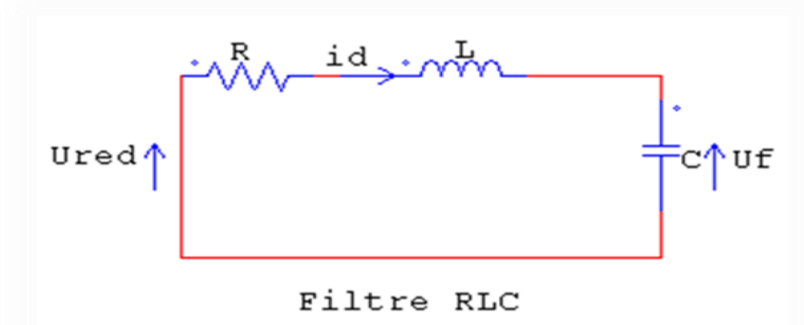


Figure II.4: représentation d'un filtre RLC

Le modèle du filtre est défini par le système d'équations suivantes :

$$\begin{cases} U_{red}(t) = L \frac{di_d}{dt} + U_c(t) + Ri_d \\ \frac{dU_c(t)}{dt} = \frac{1}{C} i_d(t) \end{cases} \quad \text{(II-04)}$$

La transformer de LAPLACE :

$$U_{red} = Lsi_d + U_c + Ri_d \quad \text{(II-05)}$$

$$U_{red} = U_c (RCS + LS^2 + 1)$$

On a $U_c = U_f$

Fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$\frac{U_f(s)}{U_{red}(s)} = \frac{1}{LCS^2 + RCS + 1} \quad (\text{II-06})$$

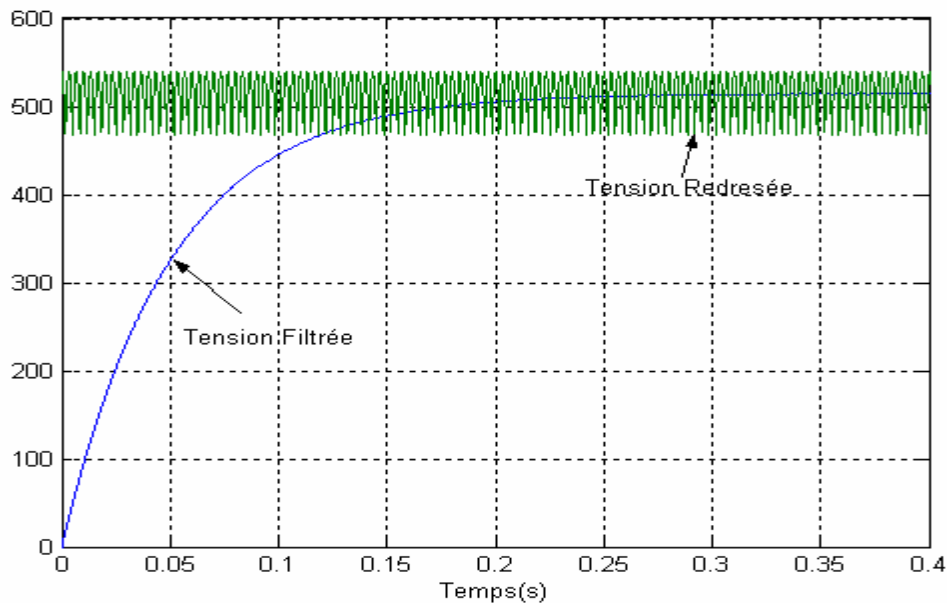


Figure II.5 : représentation de tension filtrée

II-3-4-Modélisation d'onduleur de tension :

II-3-4-1-Représentation générale d'onduleur :

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistor ou thyristor IGBT pour les grandes puissances [28]. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir d'un réseau standard 220/380V-50Hz [29]. Après redressement, la tension filtrée U_{dc} est appliquée à l'onduleur. Il est le cœur de l'organe de commande de la MAS et peut être considéré comme un amplificateur de puissance.

La plupart des applications des onduleurs triphasés de tension à MLI se résument aux : commande des moteurs alternatifs, filtre actif, systèmes d'alimentations sans interruption (ASI) utilisés, par exemple, pour réaliser des alimentations de sécurité, on s'efforce alors de maintenir la tension de sortie constante quelle que soit la charge [28]. Les onduleurs de tension à fréquence

variable servent à réaliser des entraînements à vitesse variable avec moteur à Courant alternatif [30]. Le fréquence de fonctionnement d'onduleur est fixée par la commande des interrupteurs [31].

Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs K1 et K4, K2 et K5, K3 et K6 doivent être contrôlés de manière complémentaire [32]. Les diodes (D_i ($i=1, 2, \dots, 6$)) sont des diodes à roue libre assurant la protection des thyristors [04].

Le schéma structurel d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux et de sa charge est illustré par la figure II-6. Chaque thyristor – diode assemblé en parallèle forme un interrupteur bicommandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation par exemple k_{11} , et k_{12} [04].

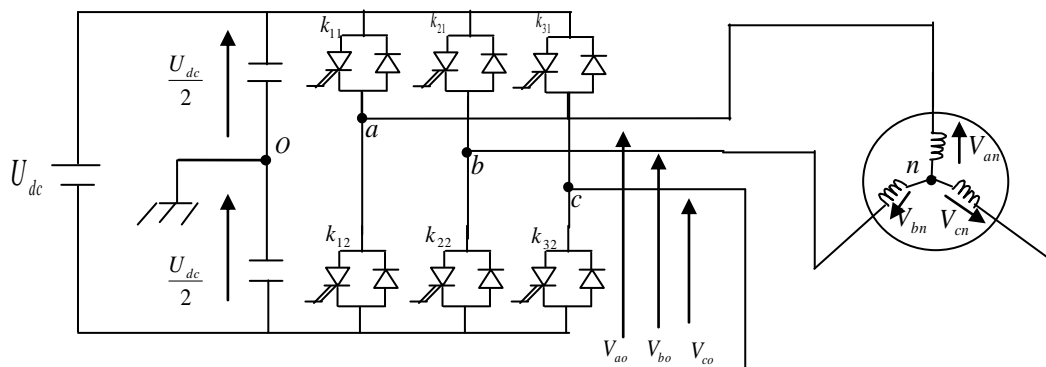


Figure II.6 : Représentation de l'ensemble Onduleur- MAS

II-3-4-2-Commande d'onduleur (types) :

Les circuits de commande ont pour fonction principale de générer des impulsions avec une fréquence bien déterminée et de commander les semi-conducteurs du convertisseur. Parmi les différents circuits de commande nous allons citer les trois types suivants :

- Commande en arc cosinus (commande des convertisseurs de courant).
- Commande en (V.C.O) (voltage contrôl oscillator).
- Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Donc, il y a plusieurs méthodes pour commander les interrupteurs d'un Onduleur. Dans notre travail, nous allons étudier la stratégie de contrôle de la tension par la commande MLI [33].

II-3-4-3-Modélisation d'onduleur :

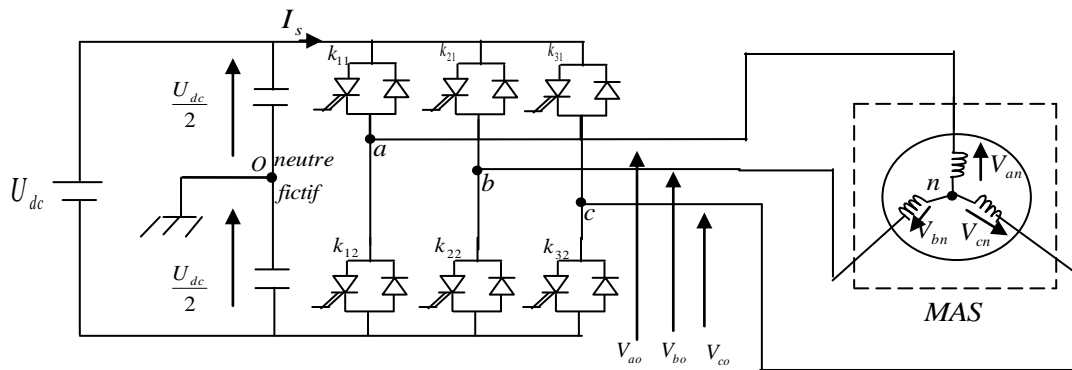


Figure II.7 : Schéma de principe de l'alimentation par onduleur

L'onduleur de tension triphasée est composé de trois bras identiques à base d'IGBT. Le IGBT et la diode sont représentés par un interrupteur idéal figure II-8

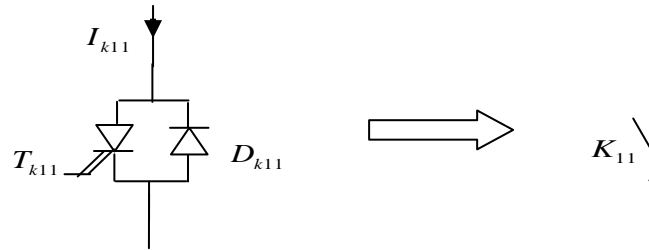
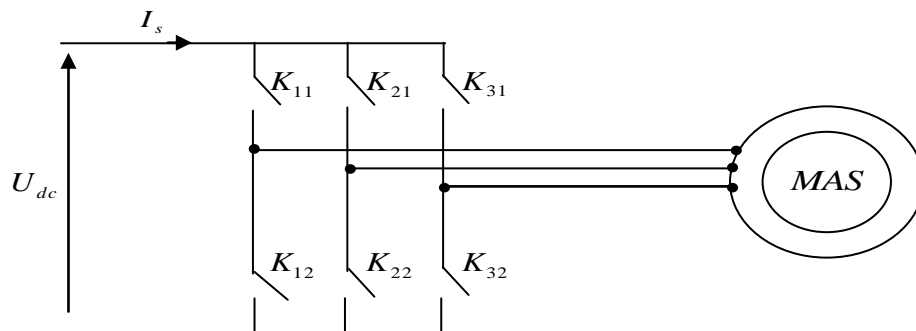


Figure II.8 : représentation d'un thyristor diode.

L'onduleur à base d'interrupteurs est schématisé par la figure suivante :



Figure(II.9) : schéma de l'onduleur à base d'interrupteurs idéalisés.

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- la commutation des interrupteurs est instantanée.
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- la charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé. [04]

Les tensions de sortie aux bornes de l'onduleur sont prises par rapport au point fictif '0' de l'onduleur figure II-7[27].

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bc} = v_{bo} - v_{co} \\ v_{ca} = v_{co} - v_{ao} \end{cases} \quad \text{(II-07)}$$

Sachant que $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$, nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} v_{an} = v_{ao} + v_{on} \\ v_{bn} = v_{bo} + v_{on} \\ v_{cn} = v_{co} + v_{on} \end{cases} \quad \text{(II-08)}$$

En faisant la somme des équations du système (II-08) on obtient :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = v_{ao} + v_{bo} + v_{co} + 3v_{on} \quad \text{(II-09)}$$

D'où :

$$v_{ao} + v_{bo} + v_{co} = -3v_{on} \quad \text{(II-10)}$$

$$v_{on} = -\frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad \text{(II-11)}$$

En substituant l'équation (II-10) dans le système (II-09) on aura [32] :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad \text{(II-12)}$$

II-3-4-4-Technique tringulo-sinusoidale :

De nombreuses lois de commande sont mises en œuvre pour aboutir à une onde à **MLI**. Historiquement c'est le sinus triangle - connue également sous l'appellation «**méthode de sous oscillation**» - qui fut la première utilisée ; Cependant, elle demeure la technique la plus fréquemment utilisée en raison de sa grande simplicité.

La modulation de largeur d'impulsion **MLI** permet la génération de signaux de commandes des interrupteurs de l'onduleur de manière à générer les tensions alternatives triphasées pouvant alimenter la machine asynchrone[34], la modélisation de largeur d'impulsion sinus triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence f_m) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire(f_p). Les instants de commutation sont

déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante donne le signal **MLI** , la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse . Voir figure II-10. Le signal **MLI** détermine les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs de l'onduleur. Dans ce cas deux paramètres caractérisent la commande :

$$1. \text{ le coefficient de réglage en tension : } r = U_m / U_p, \quad (\text{II-13})$$

$$2. \text{ l'indice de modulation : } m = f_p / f_m. \quad (\text{II-14})$$

La valeur maximale de la tension de phase à la sortie de l'onduleur vaut exactement [35] :

$$V_{\max} = r \frac{V_{dc}}{2}$$

Le choix des valeurs de **m** et **r** procède d'un compromis entre la neutralisation des harmoniques et le rendement de l'onduleur.

Dans la pratique, on s'arrange pour avoir un taux de modulation (**r**) inférieur à l'unité de façon à éviter la commutation qui peut entraîner des discontinuités de fonctionnement. Les objectifs principaux d'une **MLI** sont les suivants: Obtenir dans la charge électrique des courants dans la variation est proche de la sinusoïdale par le contrôle de l'évolution des rapports cycliques et grâce à une fréquence élevée des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence des tensions de sortie, Permettre un contrôle fin de l'amplitude du fondamentale des tensions de sortie généralement sur la plus grande plage possible et pour une fréquence de sorties larges variable [36].

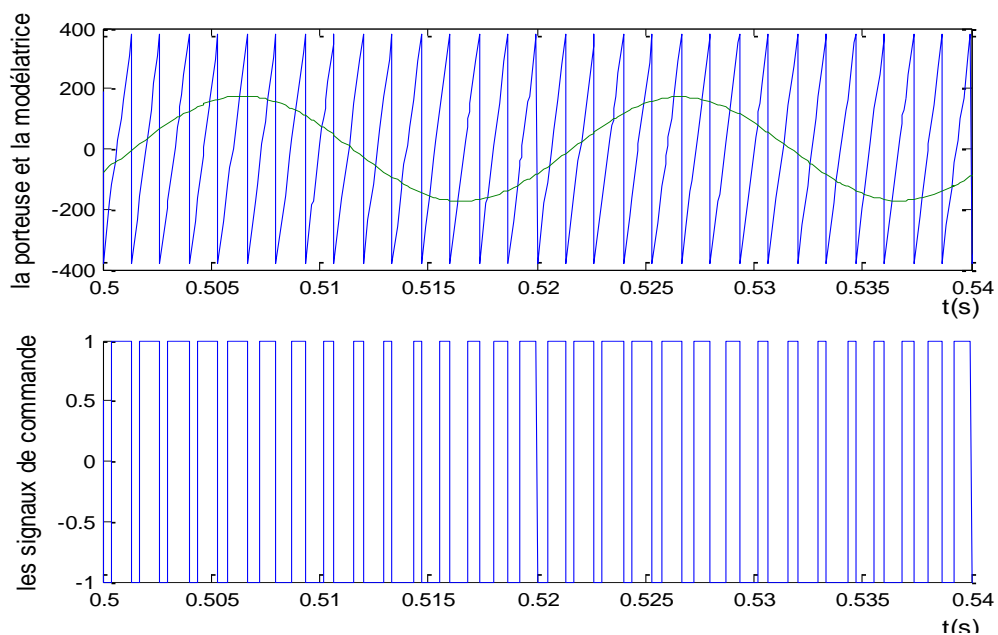


Figure II.10 : Signaux de commande

II-3-4-4-1-le porteuse (représentation) :

La porteuse est définie par sa fréquence f_p et son amplitude U_p ; elle peut être considérée comme une alternance de deux droites de pentes opposées et le passage d'une droite de pente négative à une droite de pente positive ou vice versa est déterminé par un événement de changement de pente figure (II-11).

$$\begin{aligned} x_1 &= U_p \left[-(4n+1) + 4t/T_p \right] & nT_p \leq t \leq \left(n + \frac{1}{2} \right) T_p \\ x_2 &= U_p \left[(4n+3) - 4t/T_p \right] & \left(n + \frac{1}{2} \right) T_p \leq t \leq (n+1)T_p \end{aligned} \quad (\text{II-15})$$

$$n = 0, 1, 2$$

x_1, x_2 : Représentent respectivement la pente négative et la pente positive.

$T_p = 1/f_p$: La position de la pente.

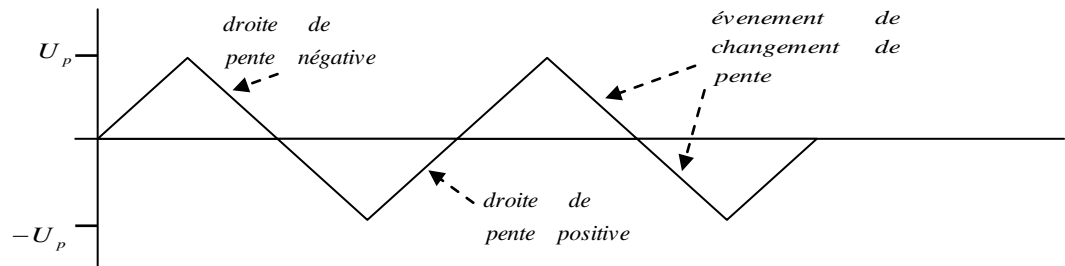


Figure II.11 : signal triangulaire (Porteuse)

II-3-4-4-2-Equation de référence (la modulatrice) :

La modulatrice est définie par sa fréquence f_m et son amplitude U_m elle peut être représentée par les équations suivante [27] :

$$\begin{aligned} V_{\text{ref1}} &= \frac{E}{2} \sin(\omega t) \\ V_{\text{ref2}} &= \frac{E}{2} \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ V_{\text{ref3}} &= \frac{E}{2} \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{aligned} \quad (\text{II-16})$$

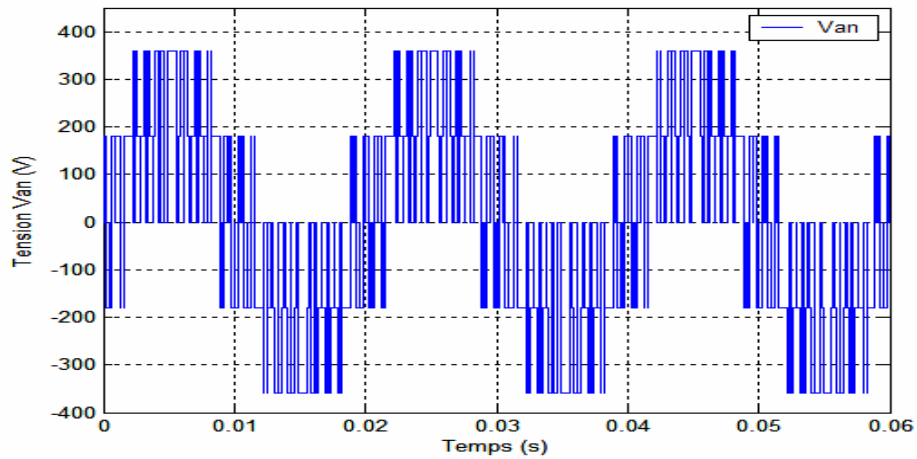


Figure II.12 : représentation de la tension à la sortie de l'onduleur

II-4-Association convertisseur machine :

Pour mettre en évidence la validité de fonctionnement des différents blocs étudiés, on effectue une simulation de l'association convertisseur – mac

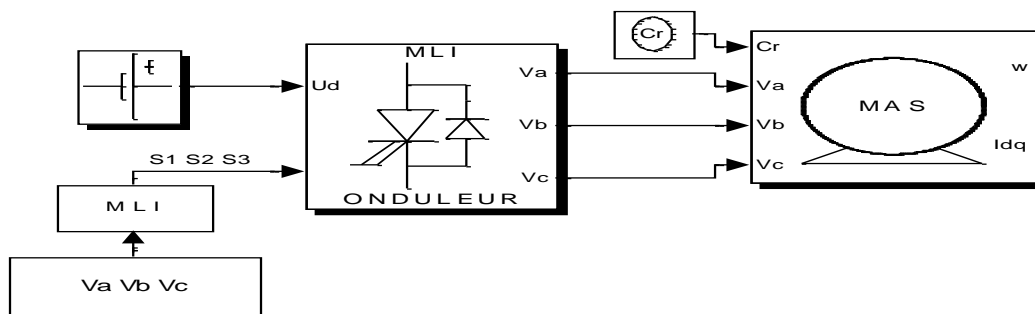


Figure II.13 : schéma bloc de la machine et l'onduleur en modèle SIMULINK

II-5-simulation et interprétation :

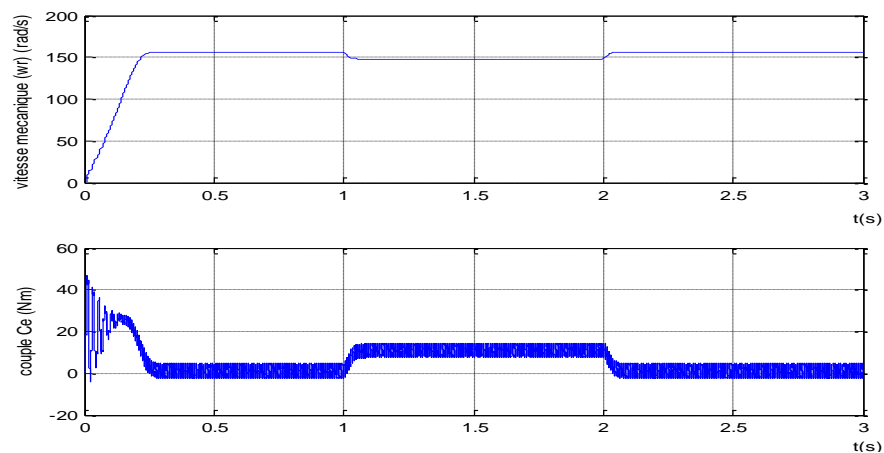
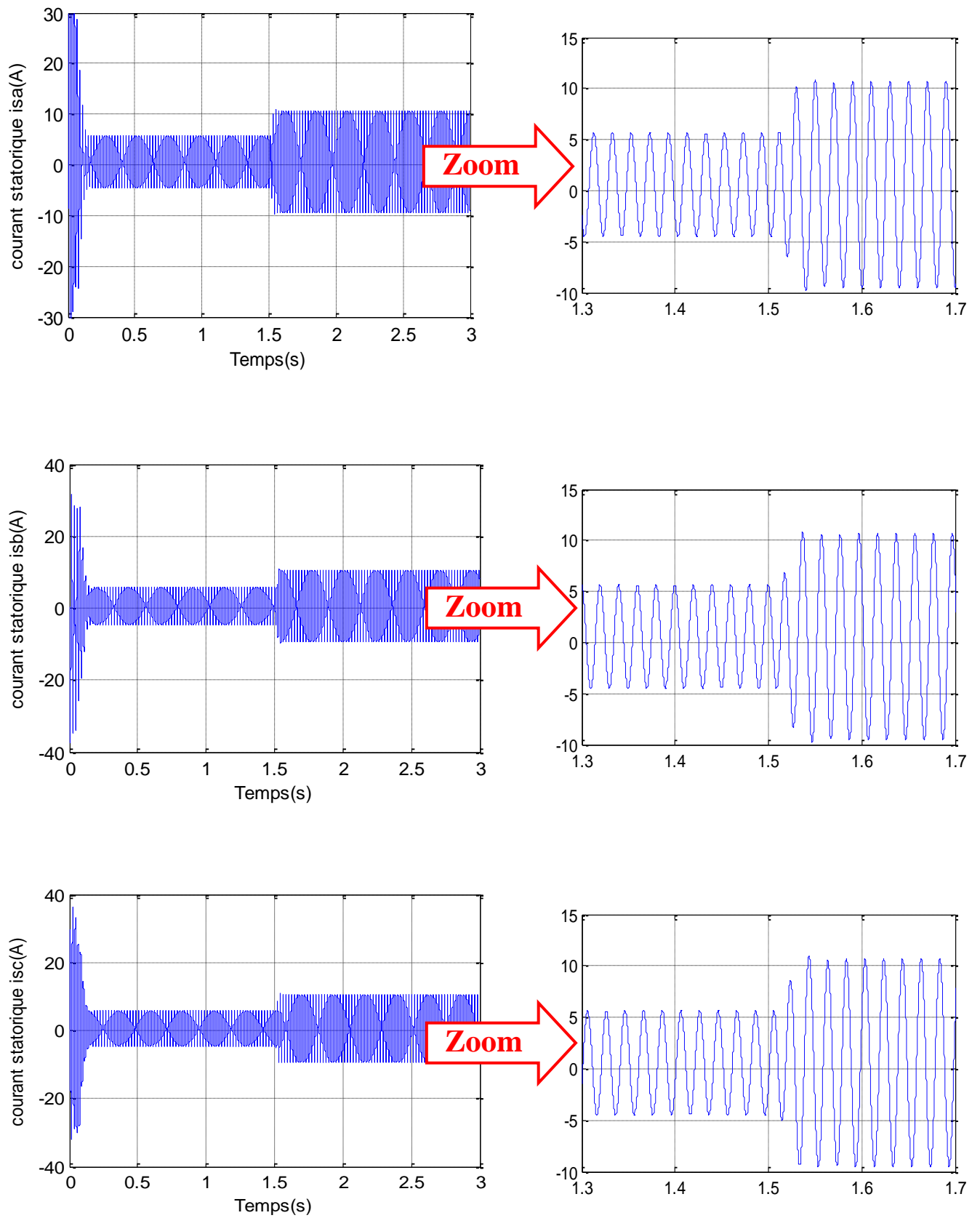
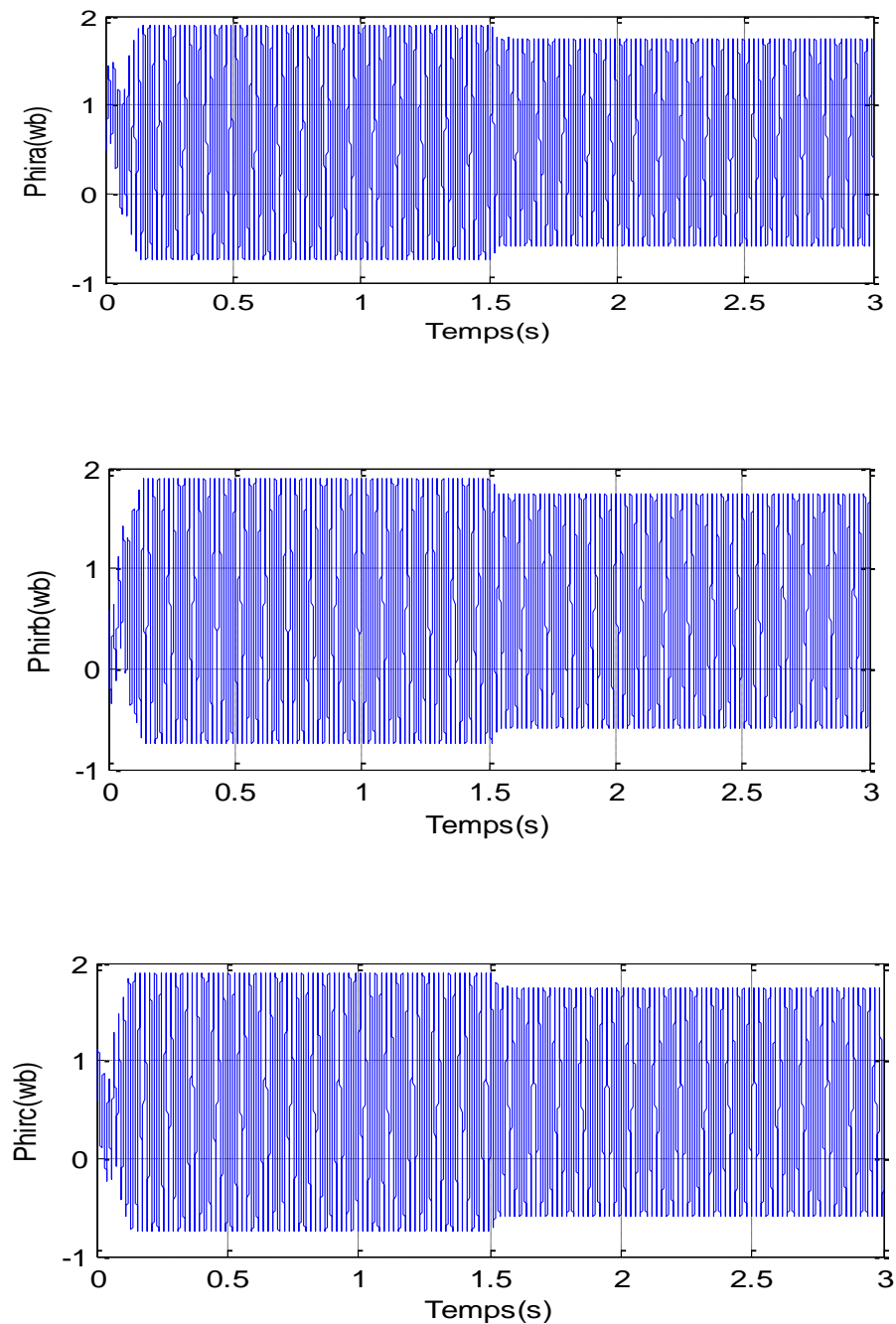


Figure II.14 : Réponses de la MAS-Convertisseur



FigureII.15 : Les courants statoriques



FigureII.16: Les flux rotoriques

•**Interprétation :**

On a vu que la courbe de variation du couple électromagnétique montre de forte pulsation de ce dernier au début du démarrage, il continue avec des oscillations moins importantes due à la modulation autour d'une valeur moyenne correspond aux pertes par frottements et ventilation.

La vitesse en régime permanent se stabilise à une valeur proche de la vitesse du synchronisme, exactement comme dans le cas de la MAS alimentée directement par le réseau triphasé seulement que la réponse est plus lente.

Les allures des composantes du flux rotorique, et du courant statorique sont semblables à celles obtenues avec alimentation directe sous pleine tension, mais avec des amplitudes moines importantes pour les composantes de flux.

II-6-Conclusion :

Dans ce chapitre on a présenté l'alimentation de la machine asynchrone avec un onduleur de tension à deux niveaux commandés par la technique MLI. L'insertion de la charge engendre une variation de la vitesse et montre le fort couplage qui existe entre les deux axes (d-q) ce qui rend le contrôle séparé très difficile. Pour remédier à ce problème, nous proposons dans le chapitre suivant la technique de la commande vectorielle qui par une orientation du flux permet un découplage du système et facilite le réglage indépendant de chaque axe

III-1-Introduction:

Une véritable mutation de l'industrie mondiale imposée par la robotisation de plus en plus intense fait appel aux variateurs de vitesse avec des machines à courant alternatif [37].

A l'heure actuelle, le moteur asynchrone, de par sa simplicité de construction, sa robustesse et son faible coût détrône progressivement la machine à courant continu et concurrence son homologue synchrone couvrant ainsi une plage de puissance de quelques watts jusqu'à quelques mégawatts.

Ces dernières décennies, les recherches universitaires et industrielles se sont orientées afin d'aboutir à un contrôle du variateur asynchrone équivalent à celui d'un moteur à courant continu. Dans ce contrôle, le flux et le couple sont, deux variables essentielles de réglage, sont découplées et commandées indépendamment, idée mise en existence par BLASCHKE en 1971 sous le nom « Commande vectorielle », et propulsée par le développement spectaculaire de la Micro-informatique et de l'électronique de puissance [38].

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à découpler orthogonalement le flux et le couple, d'une manière astucieuse, non au niveau de la machine mais au niveau de sa commande.

Le présent chapitre consiste à introduire la méthode du contrôle vectoriel indirecte par orientation du flux rotorique. La méthodologie consiste, en premier lieu, à présenter les équations du modèle de la machine, sous forme des schémas bloc, puis à adjoindre la commande sur cette dernière formulation.

III-2-Pourquoi la commande vectorielle:

Les machines asynchrones, utilisées en asservissement de vitesse dans les applications industrielles subissent actuellement un développement spectaculaire, au détriment des moteurs à courant continu, qui sont moins performants en terme du couple et notamment beaucoup plus onéreux du point de vue construction et entretien [39],[40]. La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principale avantage, c'est d'être facilement commandable. Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment [41].

- le courant inducteur I_f est producteur de flux.
- Le courant induit I_a est producteur du couple.

Cependant, la présence du correcteur et des balais a toujours été le point faible de la machine à courant continu. En effet ce commutateur mécanique limite la puissance, la vitesse et son entretien devient plus exigeant. Face à ces limitations, la simplicité de construction, le coût, l'environnement de fonctionnement et la robustesse des machines asynchrones ont toujours attiré les chercheurs.

En effet, dans ces machines, le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus, ce qui rend la machine difficile à commander, cette difficulté réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrées (tension, fréquence) et les variables de sortie (couple, vitesse) en passant par les variables internes de la machine (courant rotorique, flux) [41],[39].

Ainsi, grâce à l'autopilotage, la commande d'un moteur asynchrone devient similaire à celle d'un moteur à courant continu et l'absence du collecteur mécanique assure sa robustesse. La méthode classique de commande dite scalaire, consistant à contrôler le couple par le glissement fréquentiel et le flux par le rapport de la tension d'alimentation à la fréquence, ne peut pas donner des performances dynamiques appréciables, bien sûr dans le régime transitoire, comme celles d'une machine à courant continu bien réglée [39].

Pour aboutir à un contrôle de même type que celui de la machine à courant continu, Blaschke avait donné naissance en 1972, une nouvelle théorie de commande des machines à courant alternatif dite commande par flux orienté ou commande vectorielle. Cette dernière est utilisée afin de piloter la machine suivant deux axes orthogonaux : Un axe de flux et un axe couple. Ceci est réalisable évidemment, à l'extérieur de la machine et au niveau de la commande [41],[42].

Toute fois la théorie du flux orienté est relativement complexe de nombreuses interrogations subsistent quant au choix de la meilleure stratégie de commande permettant un réglage indépendant du flux et du couple sans avoir recours à la technique de découplage [43].

III-3-Expression générale de la commande vectorielle:

La commande vectorielle à flux rotorique orienté que nous mettons en œuvre est basée sur une orientation du repère tournant (T) d'axes (d,q) tels que l'axe d soit confondu avec la direction de Φ_r

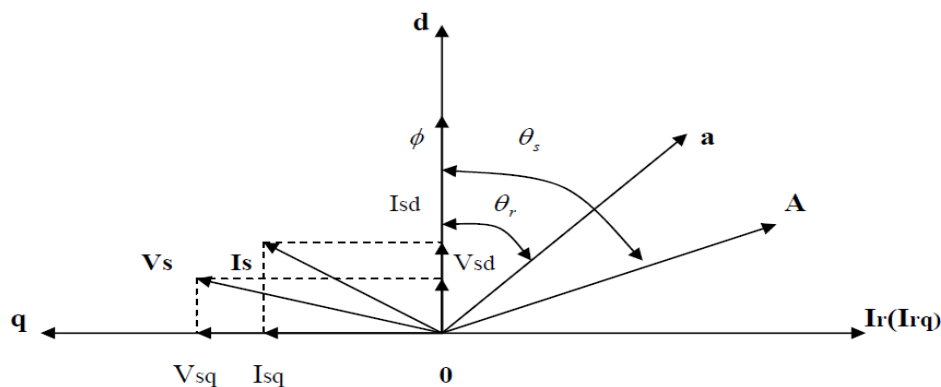


Figure III.1 : illustration de l'orientation du flux rotorique

Le flux (Φ) peut représenter:

- 1- Flux rotorique : $\Phi_{rd} = \Phi_r$; $\Phi_{rq} = 0$
- 2- Flux statorique : $\Phi_{sd} = \Phi_s$; $\Phi_{sq} = 0$
- 3- Flux d'entrefer : $\Phi_{rg} = \Phi_g$; $\Phi_{gq} = 0$

Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux. L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique [43].

Dans notre cas l'orientation du flux rotorique est la méthode choisie.

Si on oriente le flux Φ_r dans la machine asynchrone sur l'axe d, l'équation d'état (I-37) nous permet d'exprimer v_{sd} et v_{sq} , Φ_r et ω_s ; avec $\Phi_{rq} \equiv 0$ et $\dot{\Phi} \equiv 0$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = \sigma L_s \dot{i}_{sd} + (R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} - \frac{L_m}{L_r^2} R_r \Phi_r \\ v_{sq} = \sigma L_s \dot{i}_{sq} + \omega_s \sigma L_s i_{sq} + (R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) i_{sq} + \frac{L_m}{L_r^2} \rho \Omega \Phi_r \\ T_r \dot{\Phi}_r + \Phi_r = L_m i_{sd} \\ \omega_s = \rho \Omega + \frac{L_m i_{sq}}{T_r \Phi_r} \end{array} \right. \quad (\text{III-1})$$

Ces expressions peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle à flux orientée des machines asynchrones alimentées en tension mais v_{sd} et v_{sq} influent à la fois sur i_{sd} et i_{sq} donc sur le flux et le couple (fig 2-1), Il est donc nécessaire de réaliser un découplage [10].

III-4-Contrôle vectorielle à flux orienté:

III-4-1-Description:

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produit de deux composantes de repère (d, q) de flux rotorique et de courant statorique (éq I-17). Elle présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine, et fait apparaître la machine asynchrone comme l'association de deux machines à courant continu cependant on remarque la complexité d'un contrôle du couple [44]. La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant statorique et le couple par l'autre composante de ce même courant [45].

III-4-2-Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique :

Le principe de la commande vectorielle se base sur un modèle évolué de la machine asynchrone. Ce modèle est construit à partir de la transformation mathématique des grandeurs qui contribuent à la génération du couple électromagnétique et du flux de la machine (courants, tensions, vitesse de rotation et position du rotor) [46],[47].

La figure (III-1) illustre les différentes phases de transformation des grandeurs mesurées, intervenant dans la commande. Dans une première phase, on simplifie le modèle d'équations de la machine par la transformation de Concordia, en passant d'un référentiel statorique triphasé $S(a,b,c)$ à un référentiel statorique biphasé $S(d,q)$. Une seconde phase de transformation, dite transformation de Park, va permettre de passer du référentiel statorique biphasé $S(d,q)$ à un référentiel associé au champ tournant (d,q) par une simple rotation à partir de la relation (I.22),[43].

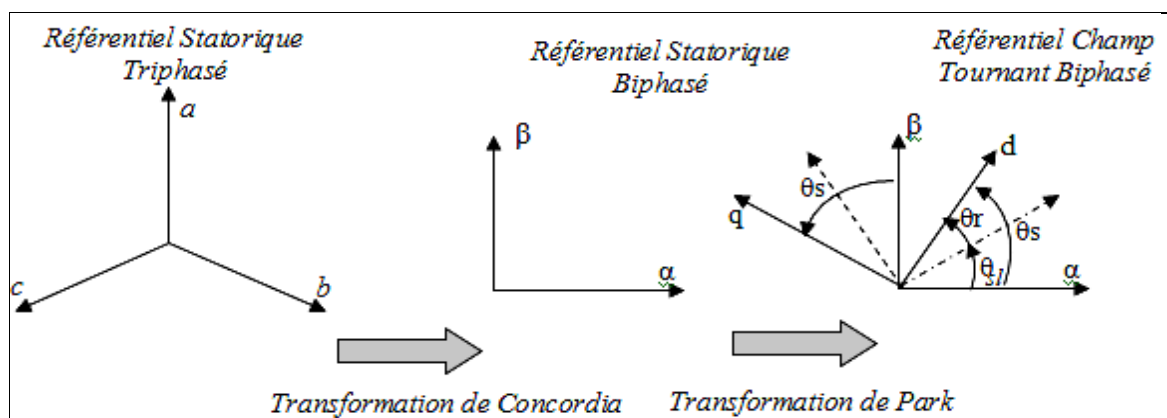


Figure III.2 : Phases de transformation pour les changements de référentiels

Dans le cas de l'orientation selon le flux rotorique dans le référentiel (d,q) , c'est-à-dire tel que l'axe d soit confondu avec la direction du vecteur flux rotorique φ_r , ce qui est montré dans la figure III.2[42], nous montrerons que l'expression du couple n'est fonction que des composantes biphasées du courant d'alimentation de la machine, I_{sd} et I_{sq} . La composante d'axe d du courant statorique I_{sd} est alors directement proportionnelle à l'amplitude du flux rotorique [42]. En régulant et en maintenant constante l'amplitude de la composante du courant statorique I_{sd} , nous obtenons ainsi le découplage entre la commande du couple et celle du flux de la machine, [46]. Le contrôle du couple ne dépendant plus, dans ce cas, que de la composante d'axe q du courant statorique I_{sq}

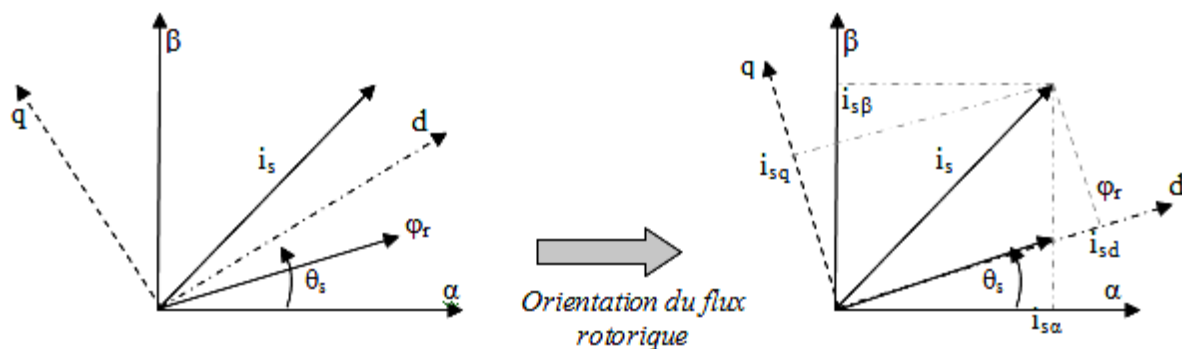


Figure III.3 : Représentation vectorielle de la stratégie d'orientation du flux rotorique

En imposant les conditions de l'orientation du flux rotorique ($\phi = \phi_{dr} = \phi_r$ et $\phi_{qr} = 0$) et en développant les équations, on obtient de l'équation d'états (I- 37).

Ce modèle réduit lié au champ tournant défini par l'équation suivante:

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\lambda I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{K}{T_r} \phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} & \text{(III-2a)} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \lambda I_{qs} - \omega_r K \phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} & \text{(III-2b)} \end{cases} \quad \text{(III-2)}$$

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} & \text{(III-2c)} \\ \frac{d\theta_{sl}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{qs}}{\phi_r} & \text{(III-2d)} \end{cases} \quad \text{(III-2)}$$

L'équation mécanique se réduit

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{3}{2} \frac{p L_m}{J L_r} \phi_r I_{qs} - \frac{f_r}{J} \Omega_r - \frac{C_r}{J} \quad \text{(III-3a)}$$

$$\text{(III-3)}$$

$$C_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \phi_r I_{qs} \quad \text{(III-3b)}$$

On remarque de l'équation (III -2c) que le flux est proportionnel à I_{ds} .

$$\phi(p)_{dr} = \frac{L_m}{1 + pT_r} I_{ds} \tag{III-4}$$

$$\phi(p)_{dr} = L_m I_{ds} \quad \text{En régime permanent}$$

Et de l'équation (III -3b), le couple est proportionnel à I_{qs} à condition que ϕ_r soit constant.

Considérons le couple C_e^* et le flux ϕ_r^* comme référence de commande, nous inversons les équations de ϕ_r et C_e , on obtient :

$$I_{ds} = \frac{1}{L_m} \left(T_r \frac{d\phi_r^*}{dt} + \phi_r^* \right) \tag{III-5}$$

$$I_{qs} = \frac{2}{3} \frac{L_r}{pL_m} \frac{C_e^*}{\phi_r^*} \tag{III-6}$$

$$w_{sl} = \frac{L_m \cdot I_{qs}}{T_r \cdot \phi_r^*} \tag{III-7}$$

$$w_{sl} + w_r = w_s \Rightarrow \int w_s \cdot dt = \theta_s \tag{III-8}$$

Ces équations donnent le principe de l'orientation du flux rotorique (OFR), dont le schéma

bloc est donné par la figure III.4.

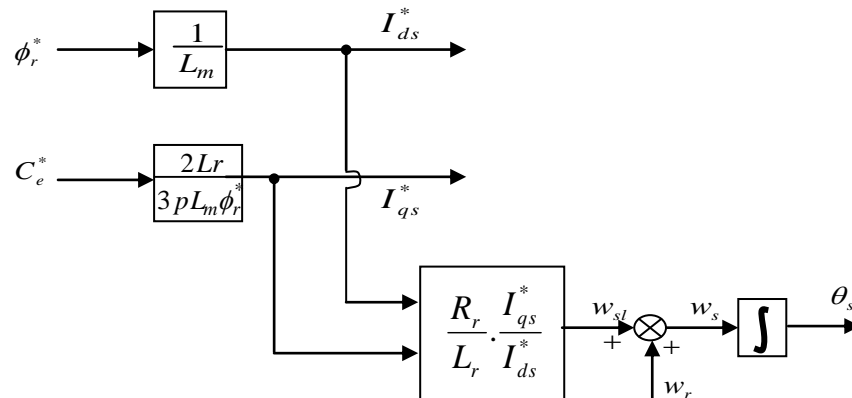


Figure III.4 : Schéma de principe de l'orientation du flux rotorique (OFR)

Il existe deux types d'alimentation pour la machine asynchrone dont les schémas de commande sont représentés ci-dessous :

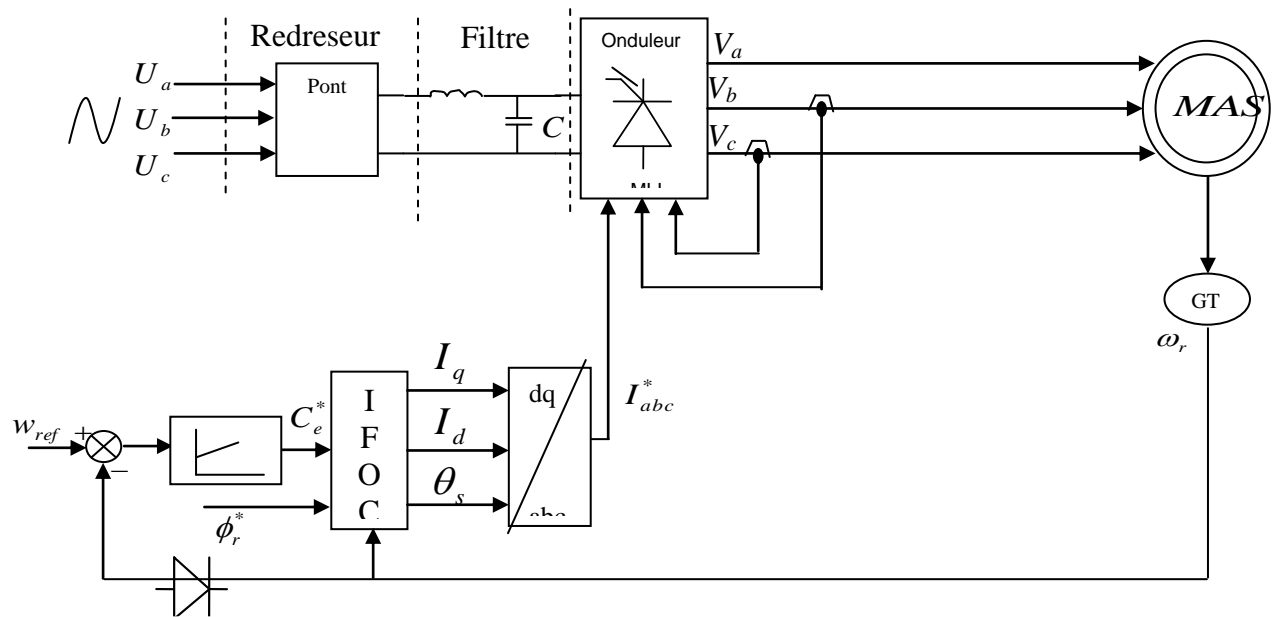


Figure III.5: schéma de principe d'une MAS alimentée en courant (commande vectorielle indirecte 'IFOC')

Nb : Le courant I_c est déduit de $I_a + I_b + I_c = 0$ « système équilibré

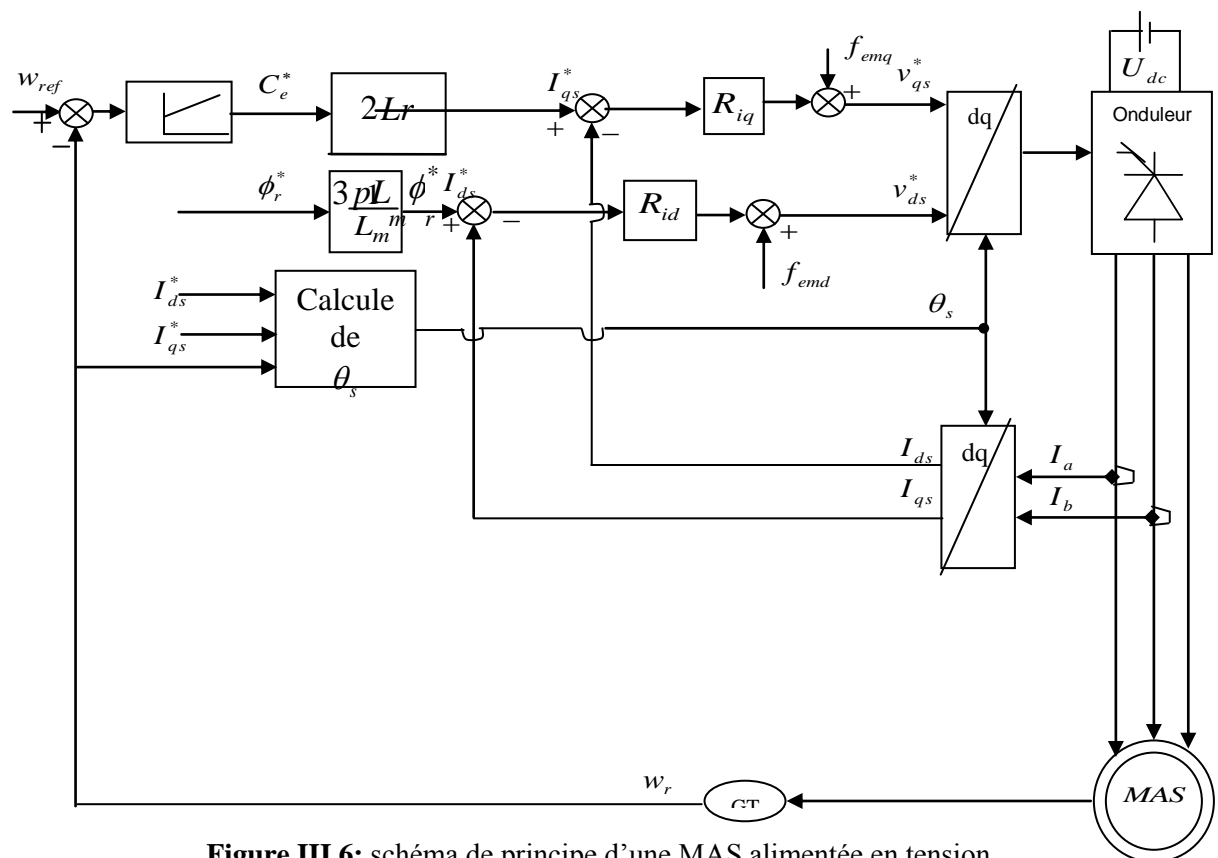


Figure III.6: schéma de principe d'une MAS alimentée en tension (Commande vectorielle indirecte 'IFOC')

Dans le cas de la machine asynchrone alimentée en courant, la dynamique de la partie statorique est négligeable devant la partie rotorique. Ainsi, le modèle de la machine est réduit à un ensemble de trois équations. Par contre pour une machine alimentée en tension, le modèle de la machine est d'ordre cinq, donc il est nécessaire de découpler les deux axes des tensions statoriques par des f.e.m de compensation.

III-4-3-Analogie avec le moteur à courant continu :

Les machines à courant continu occupent encore de nos jours la majeure partie du marché de la variation de vitesse et de la robotique. On utilise les machines à excitation série pour la traction électrique et à excitation séparée pour la robotique voir (figure III-7) Ces dernières ont une qualité intrinsèque : elles permettent un contrôle séparé du flux et du couple [41], [48].

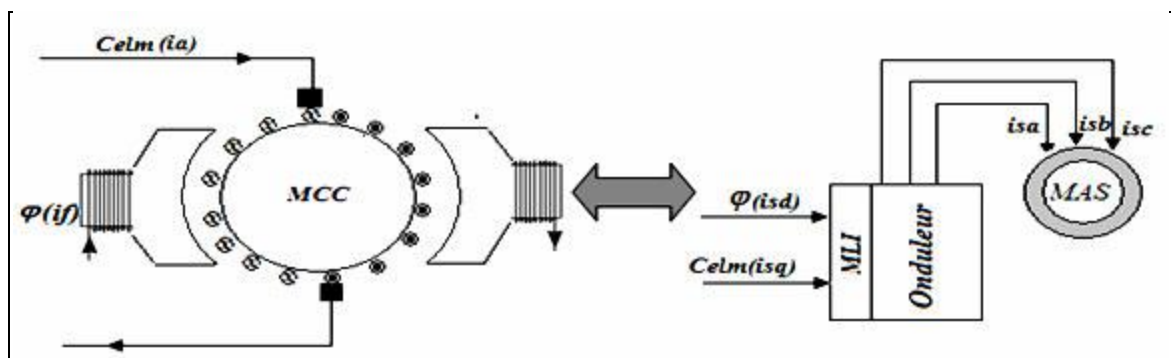


Figure III.7 : Analogie entre la commande d'une MCC et la commande FOC d'une MAS

La relation du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_e = K \cdot \varphi \cdot ia = K' if \cdot ia \quad \text{(III-9)}$$

Avec φ : Flux imposé par le courant d'excitation if et ia : courant d'induit.

Le courant d'induit ia est la grandeur génératrice du couple et le courant d'excitation if est la grandeur génératrice du flux. Ainsi, dans une machine à courant continu tout se passe comme si les variables de commandes ia et if étaient orthogonales. C'est à dire que le flux commandé par le courant if et le couple par le courant ia . On dit que l'induit et l'inducteur sont découplés [5].

Pour une machine asynchrone, la relation du couple électromagnétique est donnée par l'équation suivante :

$$C_e = \frac{\rho L_m}{L_r} (\varphi_{rd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd}) \quad \text{(III-10)}$$

En partant de cette équation, on peut réaliser un *découplage* de telle façon que le couple sera commandé uniquement par le courant I_{sq} et ainsi donc le flux par le courant I_{sd} . La relation finale du couple est :

$$C_e = \frac{\rho L_m}{L_r} (\varphi_r I_{sq}) = K I_{sq} I_{sd} \quad \text{(III-11)}$$

On voit que cette relation est similaire à celle du moteur à courant continu.

A l'examen de ces dernières relations, on constate que [39] :

- ❖ La composante I_{sd} joue le rôle du courant d'excitation qui génère et contrôle le flux

D'excitation φ_r .

- ❖ La composante I_{sq} joue le rôle du courant induit qui, à flux d'excitation donné, contrôle le couple.

Le découplage entre le couple et le flux, obtenu à partir de la méthode *d'orientation Vectorielle du flux rotorique*, semble être une solution privilégiée lors de l'implantation du contrôle vectoriel. Par contre, l'estimation du flux rotorique dépend de nombreux paramètres de la machine, dont la résistance rotorique, qui est très difficile à identifier en cours de Fonctionnement [49],[51].

Inversement, la commande vectorielle basée sur *l'orientation du flux statorique*, bien que ne permettant pas un découplage du couple et du flux, a l'avantage de ne prendre en compte que les paramètres statoriques de la machine. Cet avantage permettra de réduire très nettement l'influence des variations des paramètres de la machine sur la commande.

III-4-4-Technique de la commande vectorielle directe :

Ce type de contrôle exige la connaissance du module et de la phase du flux à tout instant puis régulé par une boucle de contre-réaction [39],[40], (Figure III.9).

Une première méthode consiste à mesurer directement le flux de la machine à l'aide de capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase. Le calcul du flux se base sur l'intégration des courants statoriques mesurés [40],[48]. En outre, la connaissance de la position du flux dans les référentiel tournant $S(d,q)$ est également nécessaire à l'élaboration des modèles du flux, du couple et des courants de référence du système de commande [48],[47].

Les capteurs sont soumis à des conditions extrêmes (température, vibrations, etc.) de plus la mesure est entachée de bruits dépendant de la vitesse causés par les encoches, ce qui nécessite du filtrage à fréquence variable cette mesure permet de concevoir une commande vectorielle complètement découplée (flux et couple) par contre l'installation de capteurs de flux augmente le coût de fabrication [40], [42].

Pour cette raison une deuxième méthode est celle de l'estimation (boucle ouverte) ou observation (boucle fermée) du flux à partir de mesure classiques (courants, tensions, vitesse).

III-4-5-Technique de la commande vectorielle indirecte :

Contrairement à la commande vectorielle directe, la méthode indirecte consiste à ne pas estimer l'amplitude du flux rotorique mais à utiliser directement l'amplitude de référence φ_{rd}^* [40],[42].L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui par définition ne sont pas bruitées. En effet, à partir d'un couple électromagnétique de référence C_e^* et du flux rotorique de référence φ_{rd}^*

La méthode de commande indirecte se caractérise donc par le fait qu'aucune estimation du flux n'est nécessaire, le contrôle vectoriel est alors simplifié. Mais elle reste sensible vis-à-vis les variations des paramètres de la machine et en particulier de la constante de temps rotorique T_r peut poser problème en régime de survitesse [51], [52], car la position du flux est calculé en boucle ouverte. D'où la nécessité également d'une adaptation paramétrique [52],[53]. Des résultats de simulation sont présentés dans ce chapitre peut montrer la faiblesse de cette commande contre les variations paramétriques on peut distinguer deux types de commande.

III-4-5-1- Commande en courant :

Considérons les deux courants statoriques I_{ds}, I_{qs} comme variables de commande, le flux rotorique φ_r et la vitesse mécanique Ω_r comme variables d'état, après arrangement des équations (III-5), (III-6) et (III-7). Nous obtenons :

$$\begin{cases} T_r \cdot \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = M I_{ds} \\ \omega_{sl} = \frac{M I_{qs}}{T_r \varphi_r} = \omega_s - \omega_r \\ C_e = \frac{\rho M}{L_r} \cdot \varphi_r \cdot I_{qs} \\ J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \Omega_r \end{cases} \quad (\text{III-12})$$

Nous pouvons remarquer dans les équations (III-12) que seule la composante directe (axe-d) du courant statorique I_{ds} détermine l'amplitude du flux rotorique φ_r , alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature (axe -q) du courant statorique I_{qs} si le flux rotorique est maintenu constant. Ainsi est réalisée une décomposition du courant statorique en deux termes correspondants respectivement au flux et au couple. Le schéma fonctionnel correspondant est le suivant [54]:

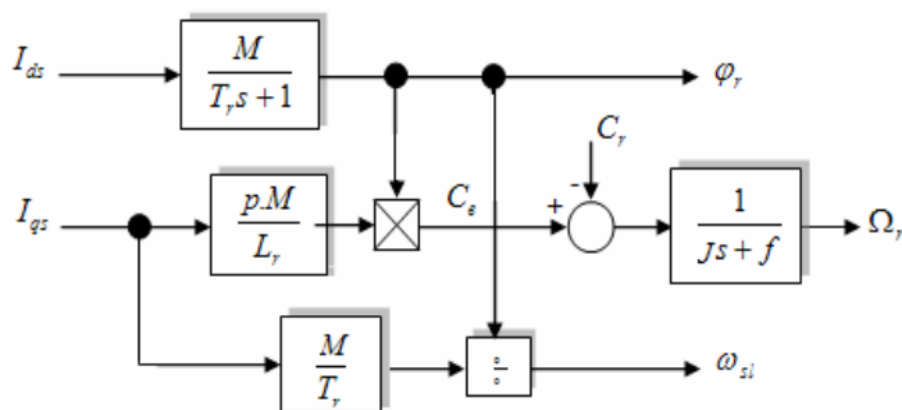


Figure III.8 : Modèle en courant par orientation du flux rotorique

III-4-5-2-Commande en tension :

Les idées sont les mêmes que celles exprimées dans le paragraphe précédent, cependant nous ne devons pas seulement considérer la dynamique du rotor mais aussi la dynamique du stator, parce que la machine est alimentée par une source de tension [54].

Considérons les deux tensions statoriques (V_{qs}, V_{ds}) comme variable de commande, les deux courants statoriques (I_{qs}, I_{ds}) le flux rotorique φ_r et la vitesse mécanique Ω_r comme variables d'état. Nous obtenons le modèle de la MAS alimentée en tension :

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma T_s \frac{dI_{ds}}{dt} + I_{ds} = \frac{v_{ds}}{R_s} + \sigma \cdot T_s \cdot \omega_s \cdot I_{qs} - \frac{T(1-\sigma)}{M} \cdot \frac{d\varphi_r}{dt} \\ \sigma T_s \cdot \frac{dI_{qs}}{dt} + I_{qs} = \frac{v_{qs}}{R_s} - \omega_s \left[\sigma \cdot T_s I_{ds} + \frac{T_s(1-\sigma)}{M} \cdot \varphi_r \right] \\ T_r \cdot \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = M I_{ds} \\ \omega_{sl} = \frac{M}{T_r} \cdot \frac{I_{qs}}{\varphi_r} \\ C_e = \frac{\rho M}{L_r} \varphi_r \cdot I_{qs} \\ j \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \Omega_r \end{array} \right. \quad \text{(III-13)}$$

Considérons le couple (C_e^*) et le flux rotorique (φ_r^*) comme référence de commande. Nous inversons le modèle (III-8) et nous obtenons les équations de commande suivantes [54] :

$$\begin{aligned} I_{qs} &= \frac{L_r}{\rho M} \cdot \frac{C_e^*}{\varphi_r^*} \\ I_{ds} &= \frac{1}{M} \left(T_r \cdot \frac{d\varphi_r^*}{dt} + \varphi_r^* \right) \\ \omega_{sl} &= \frac{M}{T_r} \cdot \frac{I_{qs}}{\varphi_r^*} \end{aligned} \quad \text{(III-14)}$$

III-5-Structure de commande vectorielle indirecte à flux rotorique orientée (IRFOC) :

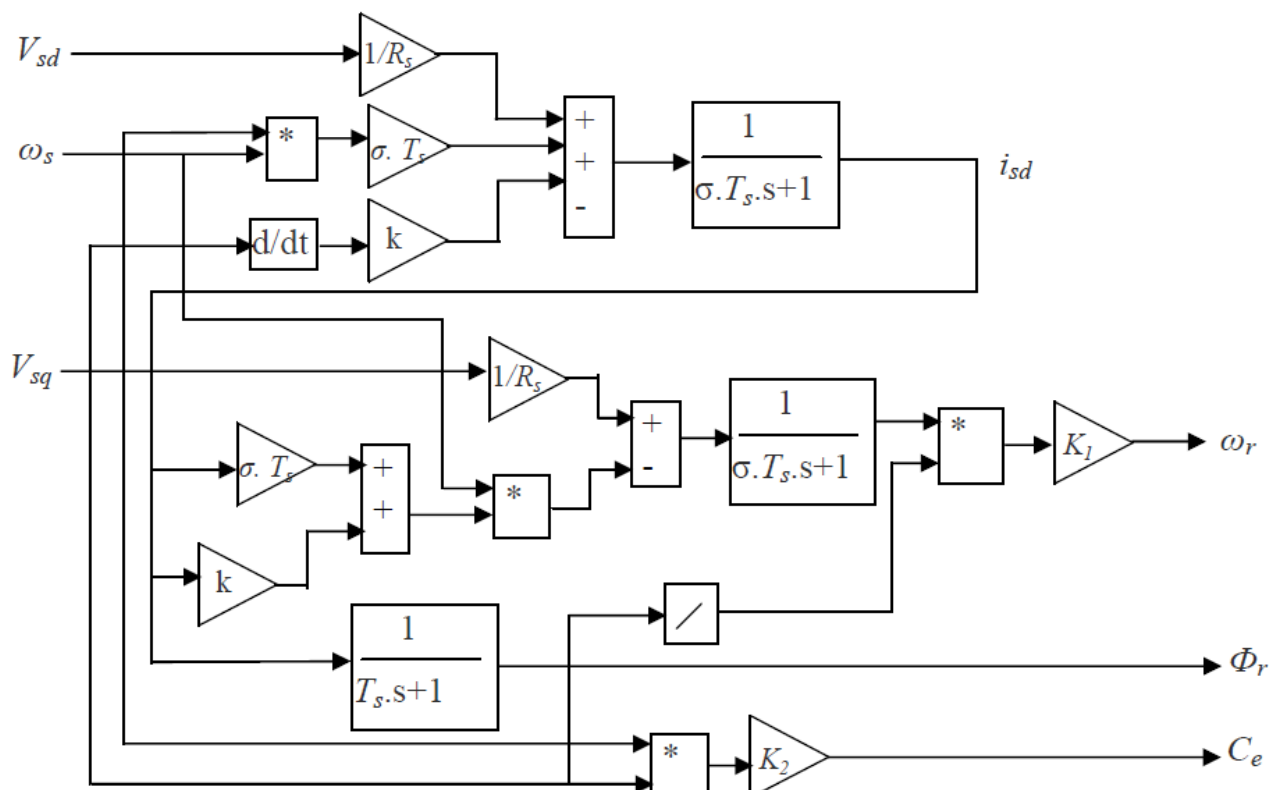


Figure.III.10 : Schéma de principe de l'IRFOC

A partir d'une référence de flux et d'une référence de vitesse, le régulateur à orientation du flux calcule les deux consignes de tension v_{sd}^* , v_{sq}^* à imposer à la machine. Ces consignes sont exprimées dans le repère dq et doivent, avant d'être appliquées à l'onduleur MLI à imposition de tension, être converties en grandeurs de phase (a, b et c). Pour ce faire, nous avons besoin d'opérer la transformation de PARK permettant de retrouver les trois consignes de tension v_{sa}^* , v_{sb}^* , v_{sc}^* dernières qui conduiront l'onduleur à MLI. Un sommateur algébrique peut réaliser la loi d'autopilotage ($\omega_s = \rho \Omega + \omega_{rREF}$) et l'intégration de la vitesse ω_s ainsi obtenue donne l'angle de calage θ_s [43].

III-5-1-Decouplage par compensation :

Afin d'éviter le couplage entre les deux tensions statoriques obtenues du modèle (III-2):

$$\begin{cases} V_{ds} = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + R_s i_{ds} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{d\Phi_r}{dt} \right) \\ V_{qs} = \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + R_s i_{qs} + \omega_s \sigma L_s i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{d\Phi_r}{dt} \right) \end{cases} \quad \text{(III-15)}$$

Nous utilisons une méthode de compensation qui a pour but d'annuler les termes croisés est les termes non linéaires. Cette méthode consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage. Ces derniers sont rajoutés à la sortie des correcteurs pour obtenir les tensions des références nécessaires pour le réglage. Les termes supplémentaires sont déterminés de sorte que les tensions restantes soient une relation du premier ordre avec les courants Correspondants. [43]

Définition de deux nouvelles variables de commande v_{ds1} , et v_{qs1}

$$\begin{cases} V_{ds} = V_{ds1} + f_{emd} \\ V_{qs} = V_{qs1} + f_{emq} \end{cases} \quad (\text{III-16})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{ds1} = \sigma L_s \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + R_s \cdot I_{ds} \\ V_{qs1} = \sigma L_s \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + R_s \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (\text{III-17})$$

$$\begin{cases} f_{emd} = -\sigma L_s \cdot \omega_s \cdot I_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{d\Phi_r}{dt} \right) \\ f_{emq} = +\sigma L_s \cdot \omega_s \cdot I_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \omega_s \cdot \Phi_r \end{cases} \quad (\text{III-18})$$

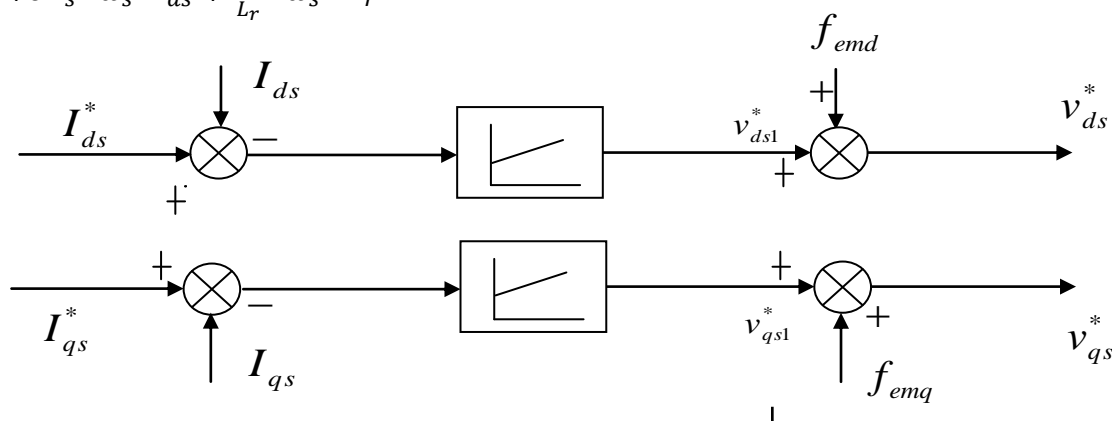


Figure III.11: découplage par addition des termes de compensation

III-5-2- Calcul des régulateurs :

III-5-2-1- Régulateur de flux :

Le nouveau système exploité lors du découplage (Fig. III.12) nous donne :

$$v_{sd1} = \sigma L_s \dot{i}_{sd} + \left(R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{sd} \quad (\text{III-19})$$

$$v_{sq1} = \sigma L_s \dot{i}_{sq} + (R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2}) i_{sq}$$

Donc :

$$i_{sd} = \frac{L_r^2}{(\sigma L_s L_r^2) s + (R_s L_r^2 + R_r M_{sr}^2)} v_{sd1} \tag{III-20}$$

$$i_{sq} = \frac{L_r^2}{(\sigma L_s L_r^2) s + (R_s L_r^2 + R_r M_{sr}^2)} v_{sq1}$$

on a :

$$\Phi_r = \frac{K_F}{(s+\gamma)(s+\frac{1}{T_r})} v_{sd1} \tag{III-21}$$

Avec : $\gamma = \frac{R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2}}{\sigma L_s}$, $K_F = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s T_r}$

La forme générale d'un régulateur PI est : $PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$

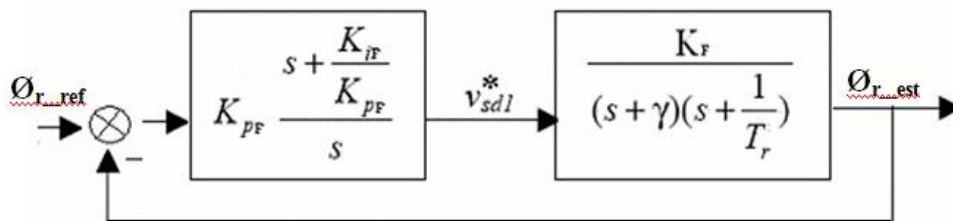


Figure. III.12: Schéma en boucle fermée d'un régulateur de flux

Compensons le pôle le plus lent par le numérateur de la fonction de transfert de notre régulateur,

soit $(s + \frac{1}{T_r})$ par $s + \frac{K_{iF}}{K_{pF}}$, ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{K_{iF}}{K_{pF}} = \frac{1}{T_r}$$

L'équation caractéristique du système en boucle fermée est :

$$s^2 + \gamma s + K_p K_F$$

Donc :

$$K_{pF} \frac{\gamma^2}{4\xi_F^2 K_F} , F_{iF} = \frac{1}{T_r} K_{pF}$$

III-5-2-2- régulateur de courant :

Les équations de découplage proposées permettant d'exprimer les résultats suivants :

$$I_{ds} = \frac{v_{ds1}}{R_s (1 + \sigma T_s p)} \quad (\text{III -22})$$

$$I_{qs} = \frac{v_{qs1}}{R_s (1 + \sigma T_s p)} \quad (\text{III -23})$$

Nous représentons les retards du convertisseur statique (onduleur MLI) et les blocs de conversion par la fonction de transfert suivante [41] [44] [45] :

$$F(p) = \frac{1}{T_f \cdot p + 1} \quad (\text{III -24})$$

Pour chacune des boucles des courants, nous avons adopté un régulateur PI :

$$\left[K_j \left(1 + \frac{1}{p T_j} \right) \quad j = d, q \right] \quad (\text{III -25})$$

Le schéma incluant les différentes fonctions de transfert, pour l'axe q est :

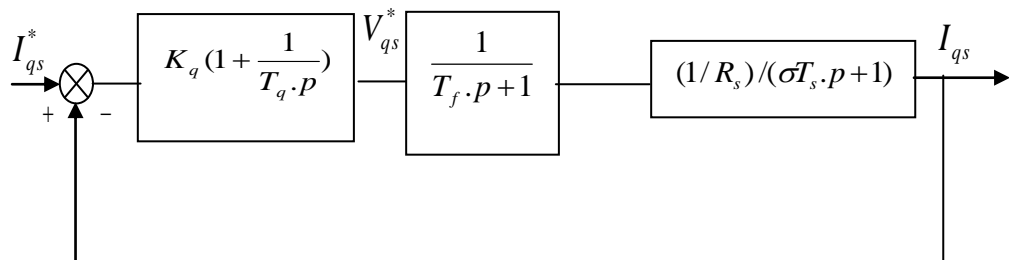


Figure III.13 : boucle de régulation du courant I_{qs}

La fonction de transfert en boucle ouvert s'écrit maintenant comme suit :

$$FTBO = K_q \frac{1+T_q \cdot p}{T_q \cdot p} \cdot \frac{1}{1+T_f \cdot p} \cdot \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1+\sigma T_s \cdot p} \quad (\text{III -26})$$

Pour déterminer les paramètres du régulateur PI, on fait appel à la méthode du pole dominant :

$$\begin{cases} T_q = \sigma T_s; & d'ou : \\ FTBO = \frac{K_q}{R_s} \cdot \frac{1}{\sigma T_s p(1+T_f \cdot p)} \end{cases} \quad (\text{III -27})$$

La fonction de transfert en boucle fermée devient :

$$FTBF = \frac{K_q}{R_s \cdot \sigma T_s \cdot T_f} \cdot \frac{1}{p^2 + 2 \frac{1}{2T_f} \cdot p + \frac{K_q}{R_s \sigma T_s T_f}} = \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2\xi\omega_0 p + \omega_0^2} \quad (\text{III -28})$$

$$\text{Avec: } \xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_s \cdot \sigma T_s}{K_q \cdot T_f}}; \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{K_q}{R_s \cdot \sigma T_s \cdot T_f}}$$

Pour un amortissement $\xi = 1/\sqrt{2}$

$$K_q = R_s \frac{\sigma T_s}{2T_f} = \frac{\sigma L_s}{2T_f}$$

$$T_q = \sigma T_s, \quad T_f = 2ms$$

II-5-2-3-Régulateur de vitesse :

Le schéma de régulateur en cascade nécessite, pour un bon fonctionnement, que la boucle interne courant soit plus rapide que la boucle externe. Le schéma de régulation de la vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant : [41], [44], [45].

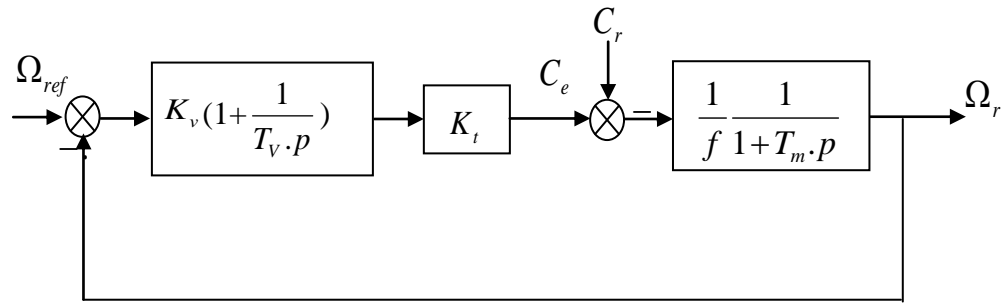


Figure III.14 : boucle de régulation de la vitesse

$$K_t = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \phi_r^*$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par la relation :

$$FTBO = K_v \frac{1+T_v \cdot p}{T_v \cdot P} \frac{1}{f} \frac{K_t}{1+T_m \cdot p} \quad (\text{III -29})$$

En appliquant la méthode du pôle dominant, on aura :

$$T_v = T_m = J / f;$$

$$FTBO = \frac{K_v K_t}{f} \frac{1}{T_m p} \quad (\text{III -30})$$

En boucle fermée, on aura :

$$FTBF = \frac{1}{1 + \frac{T_m}{K_v K_t / f} \cdot p} \quad (\text{III -31})$$

On prendra généralement : $T_r = 50.T_q = 50.\sigma T_s = 3.T_m \cdot \frac{f}{K_v K_t}$

$$\text{D'où } K_v = \frac{3.J}{50.\sigma T_s \cdot K_t} \quad (\text{III -32})$$

III-6-Résultats de simulation :

Le schéma bloc de simulation de la commande vectorielle indirecte appliquée à la machine asynchrone alimenté en tension est donné par la figure III.15.

Les performances de la commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse de la MAS ont été visualisées en fixant la vitesse de référence à 300 rad/s, avec l'application d'un couple résistant égale à 10 N.m entre 3 et 5 secondes. Les résultats de simulation sont donnés dans les figures ci-dessous.

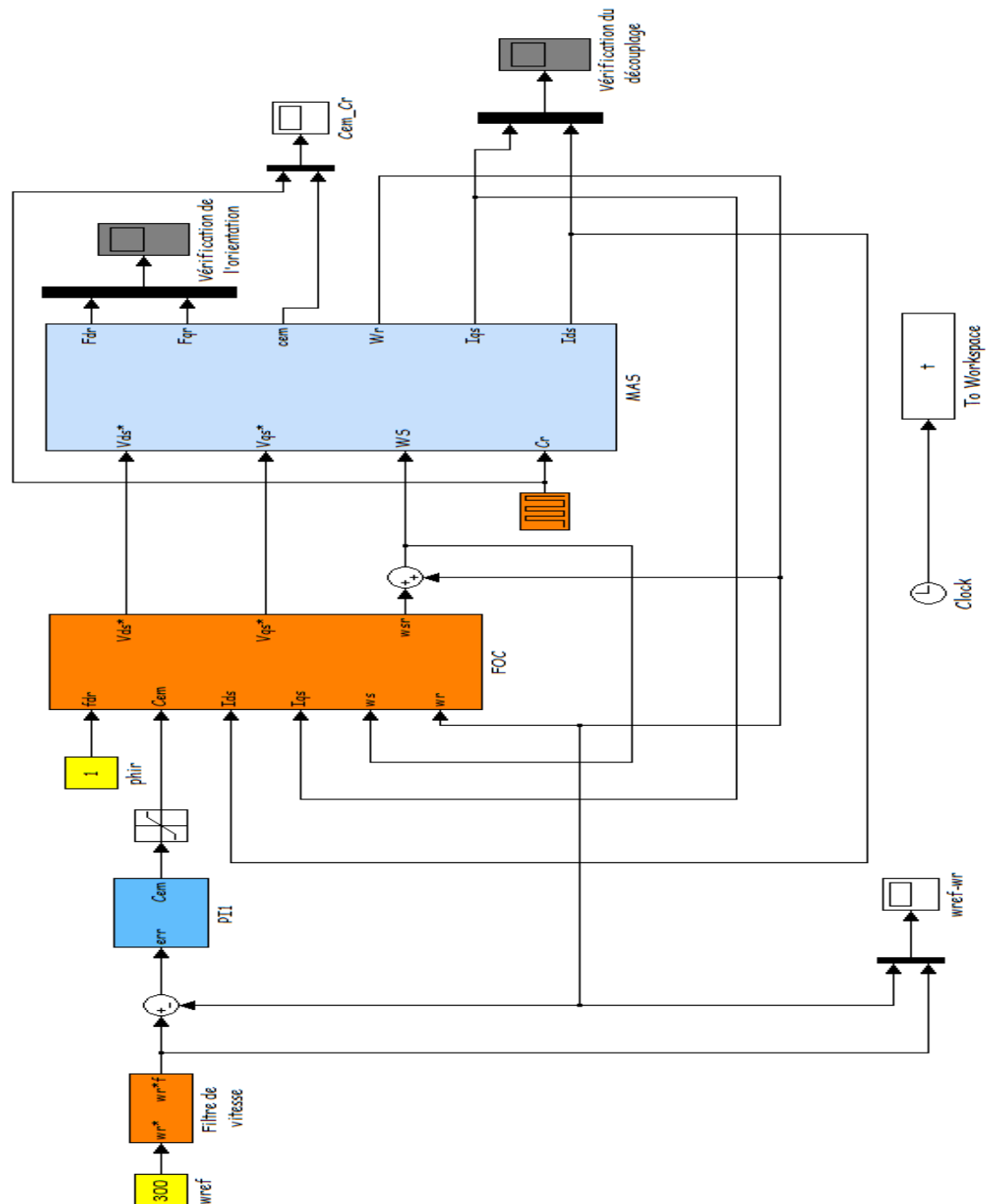


Figure III.15 : Schéma bloc de la machine asynchrone avec contrôle vectoriel de flux rotorique

III-6-1-Résultat de simulation de commande:

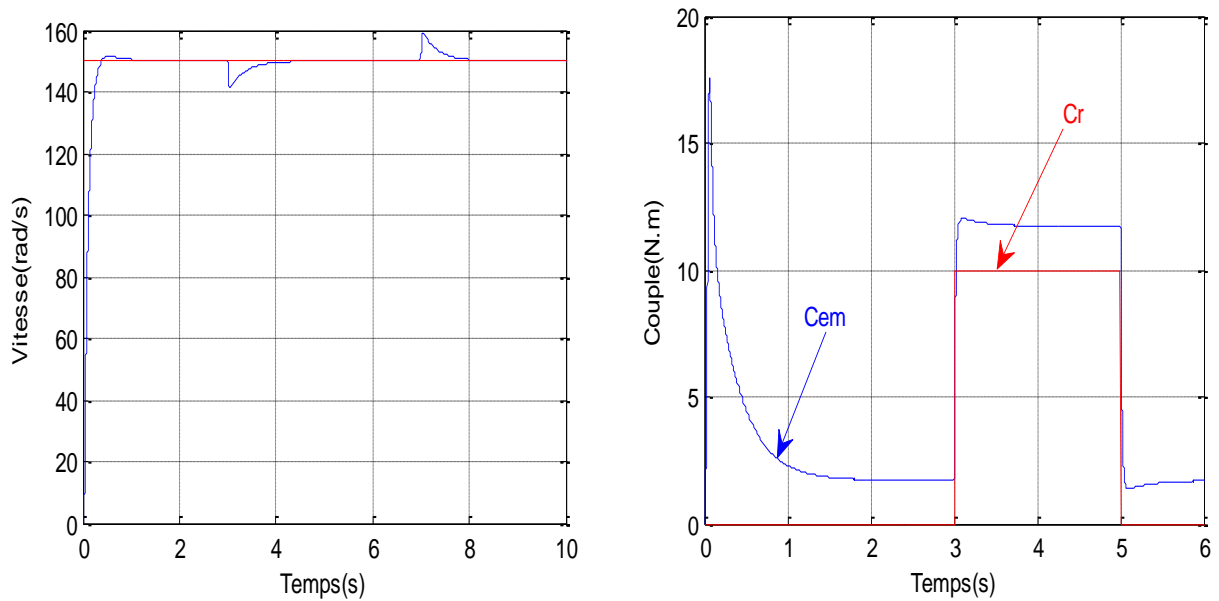


Figure III.16: Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec application d'une charge $C_r=10\text{N.m}$ ($\omega_{ref}=150\text{rad/s}$ $T_r<1\text{s}$)

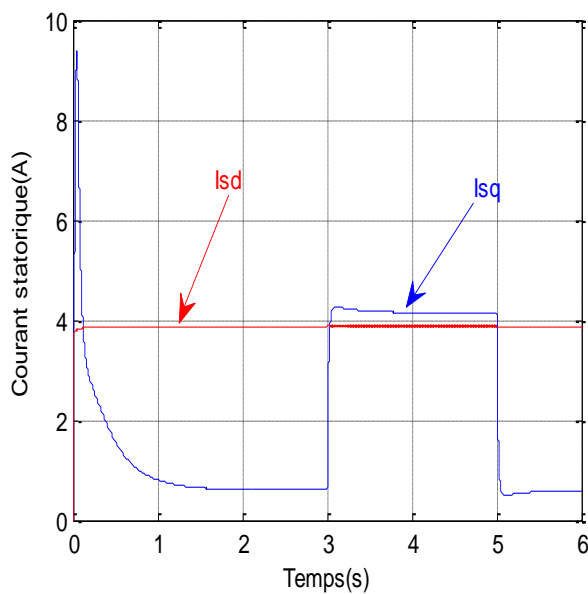


Figure III.17: Découplage entre flux et couple

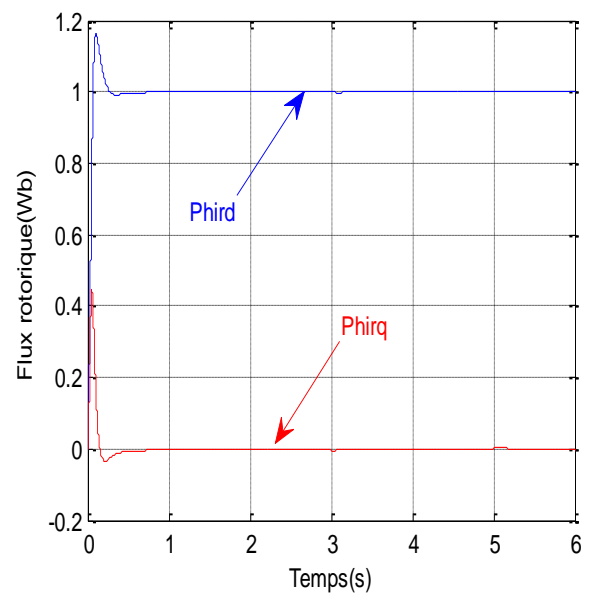


Figure III.18: Orientation de flux rotorique

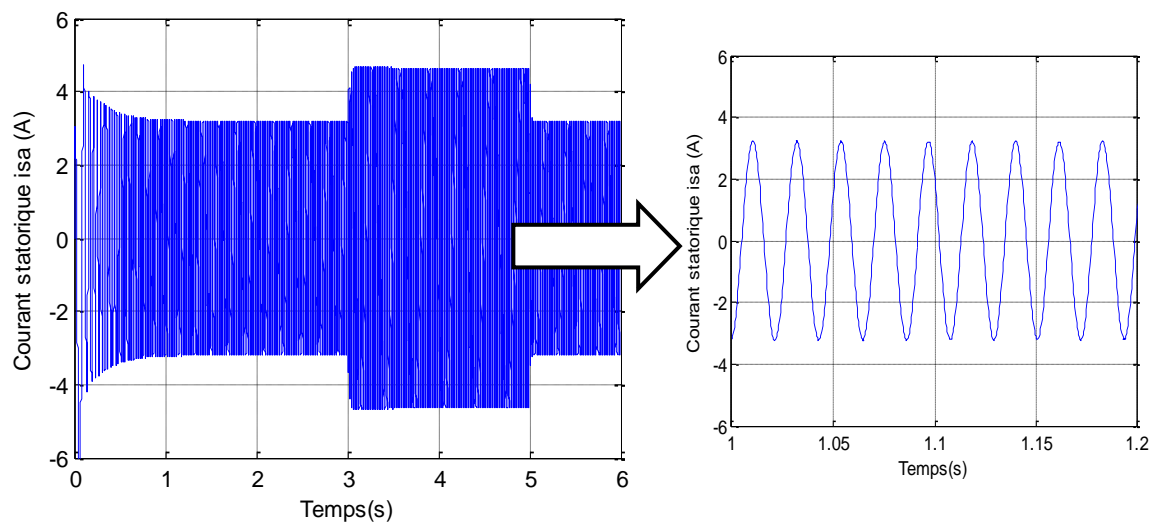


Figure III.19: Appel du courant statorique isa

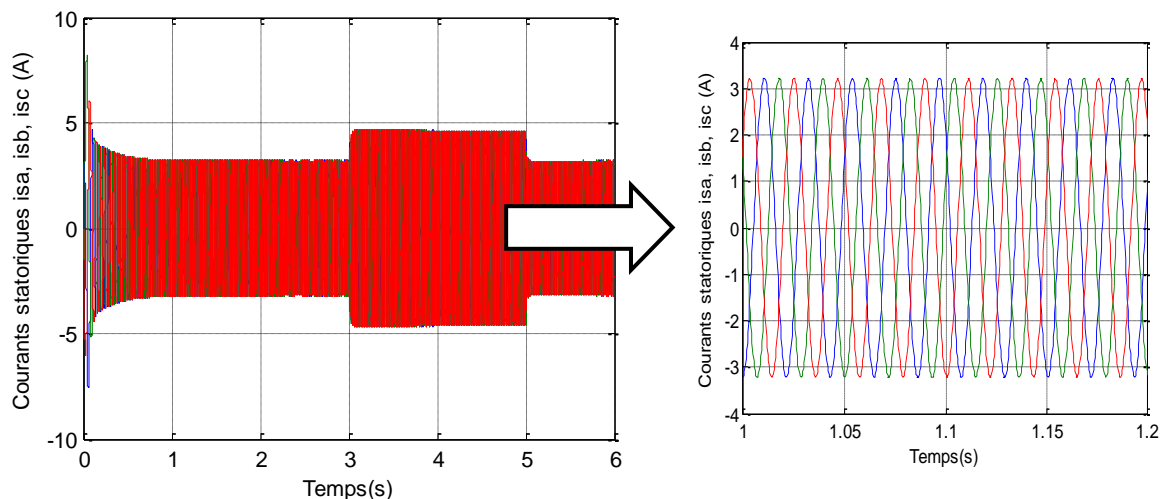


Figure III.20: Les trois courants statoriques

III-6-2-Interprétation des résultats :

Les performances de la commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse de la MAS ont été visualisées pour une réponse à un échelon de vitesse de 150 rad/s avec l'application d'un couple de charge $Cr = 10 \text{ N.m}$ entre 3 et 5 s. On constate que la vitesse atteint sa valeur de consigne sans dépassement. Le rejet de perturbation est effectué pendant (0,8s). Le couple électromagnétique compense le couple de charge et atteint au démarrage une valeur (17.5 N.m), puis il se stabilise à la grandeur due aux frottements (proche de 0). Le découplage et l'orientation sont assurés, Le courant statorique isa a une allure sinusoïdale et présente au démarrage un pic de courant de 4.7A.

III-7-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 de la vitesse, et la variation de la charge. Les résultats de simulation sont donnés par les figures ci-dessous.

III-7-1-Variation de la vitesse :

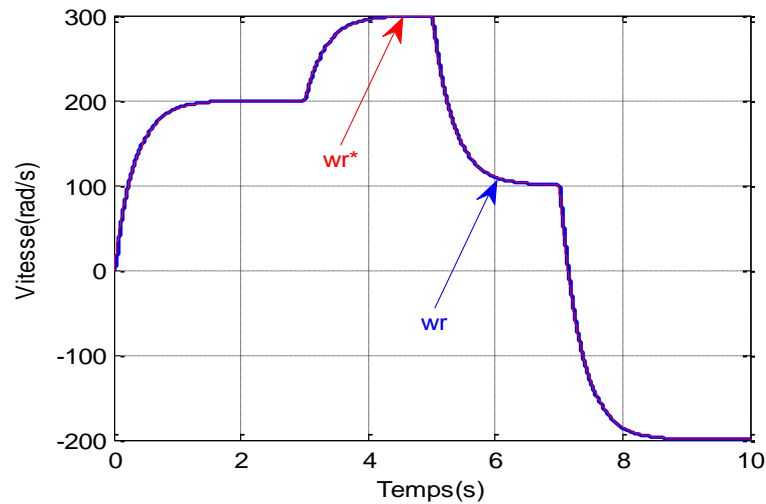


Figure III.21: Variation de la vitesse entre 200, 300 et -200 rad/s

III-7-2-Variation de la charge :

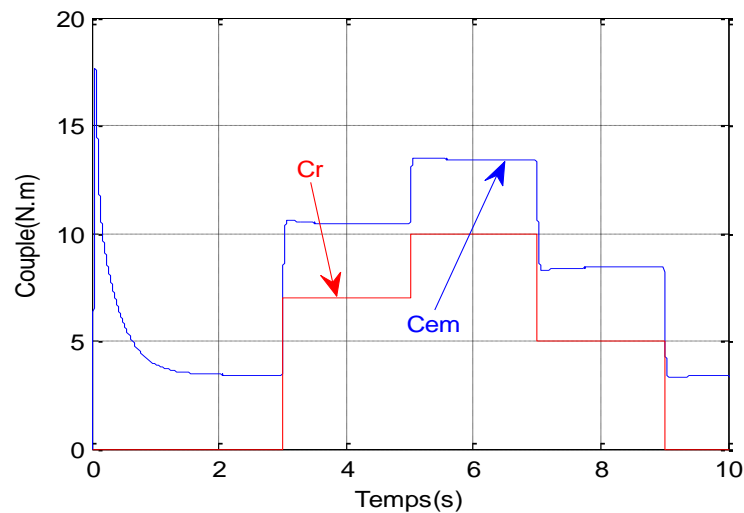


Figure III.22: Variation de la charge entre 0, 7, 10 et 5 N.m

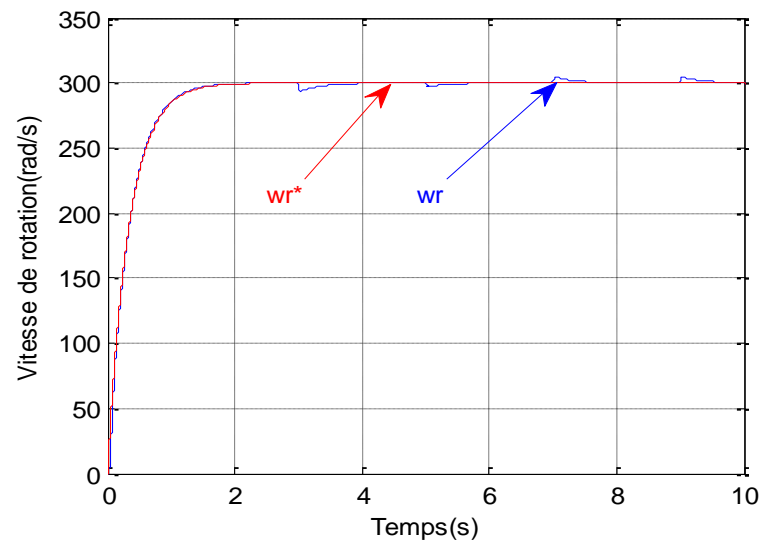


Figure III.23: Vitesse de rotation

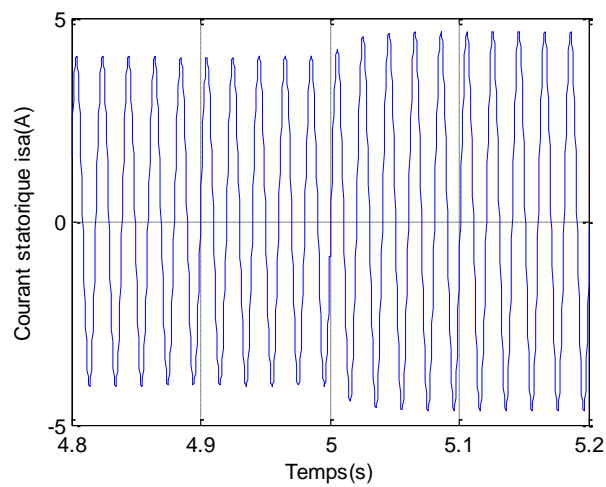
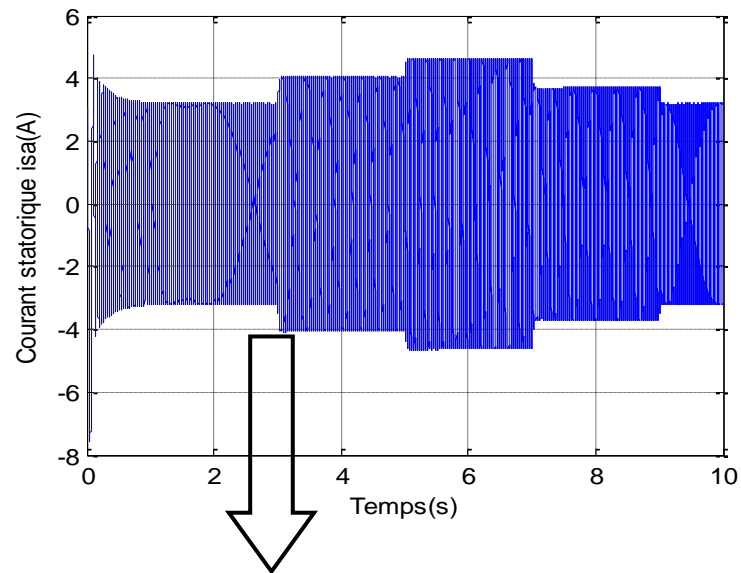


Figure III.24: courant statorique

D'après les résultats de simulation, on remarque que les variations de la vitesse et de la charge n'influent pas sur le comportement de la machine, ce qui confirme la robustesse de la commande vectorielle.

III-8-Conclusion :

Ce chapitre a été consacré à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone alimentée en tension.

La commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique permet de traiter la machine asynchrone de façon semblable à la machine à courant continu à excitation séparée. Ainsi on a choisi l'orientation du flux rotorique car cette dernière permet d'obtenir un découplage total entre le flux et le couple.

Afin de juger de la robustesse de la commande proposée, des différents tests ont été effectués (variation de la vitesse et de la charge), les résultats de simulation indiquent le degré de robustesse offerte par ce type de commande.

Conclusion générale :

L'objectif de notre travail était alimentation, modélisation et commande de la machine asynchrone (MAS) utilisant la commande par orientation du flux rotorique.

Une étude générale de modélisation de la MAS a été présentée, en se basant sur le modèle équivalent de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle met clairement en évidence le couplage qui existe entre le flux rotorique et le couple électromagnétique.

Pour réaliser une commande performante de la MAS, un découplage entre la partie électrique (le flux) et la partie mécanique (le couple) est indispensable. Pour cela on a introduit une technique de commande par orientation de flux rotorique qui permet de commander la machine asynchrone d'une façon semblable à une machine à courant continu à excitation séparée où le découplage entre le flux et le couple est naturel.

Avec les simplifications introduites dans la commande vectorielle étudiée, cette dernière garde des performances statiques et dynamiques acceptables, et une bonne robustesse vis à vis les variations du couple résistant et de la consigne de vitesse. Les tests de robustesse ont prouvé que cette technique de commande permet de faire fonctionner la machine avec de bonnes performances dynamiques et statiques.

Grâce au développement des logiciels informatiques «MATLAB/SIMULINK», nous venons d'étudier dans ce mémoire la commande vectorielle par orientation de flux rotorique d'une façon simple.

Pour la continuité des recherches relatives à ce travail, nous proposons comme perspectives :

- L'implémentation de la commande présentée dans ce mémoire dans le but de vérifier expérimentalement les résultats trouvés.
- Reprendre l'étude présentée en changeant le régulateur classique PI par d'autres régulateurs plus robustes (régulateur flou, régulateur neuronal, ...etc.).
- Etudier la machine en régime dégradé.

Paramètres	Symboles	Valeurs
Puissance nominal	P_n	1.08 KW
Tension nominal	V_s	220/380 V
Courant nominal	I_{sn}	2.83A / 4.91A
Nombre pair de pole	P	2
Facture de puissance	$\cos \varphi$	0.8
La vitesse de rotation	Ω_n	1500 tr/min

Paramètres électriques :

Résistance statorique	R_s	10 Ω
Rrésistance rotorique	R_r	6.3 Ω
Inductance cyclique du stator	L_s	0.4642 H
Inductance cyclique du rotor	L_r	0.4612 H
Inductance mutuelle	M	0.4212 H

Paramètres mécaniques :

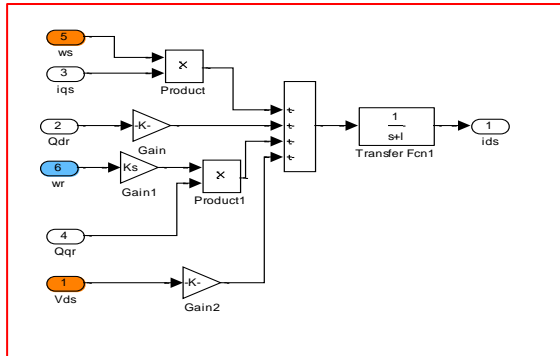
Moment de d'inertie du rotor	J	0.02 Kg.m ²
Coefficient de frottement visqueux	f	0.00 SI
Couple resistant nominal	C_{r_n}	5 N.m

Paramètre de régulateurs :

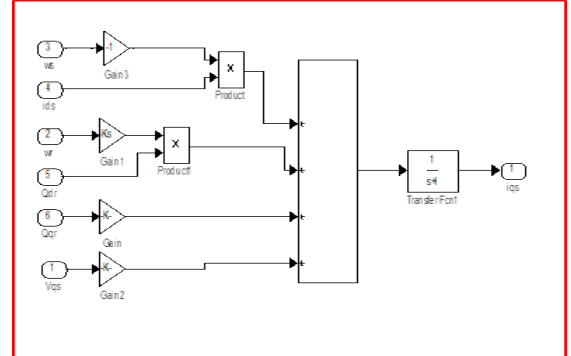
Commande Vectorielle	Flux	$K_i=220676.5$ $K_p = 19897.95$
	Couple	$K_i=60.97$ $K_p = 0.283$
	Vitesse	$K_i= 00.00$ $K_p = 0.2$

Chapitre I : Modélisation du MAS

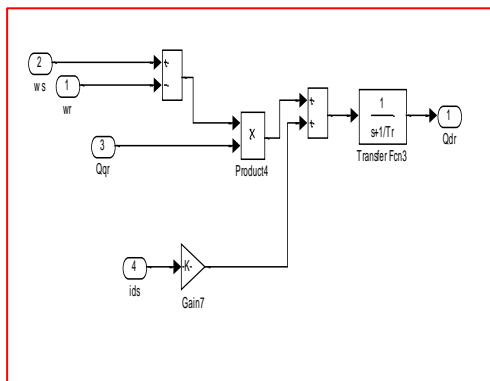
Équation de l'ids



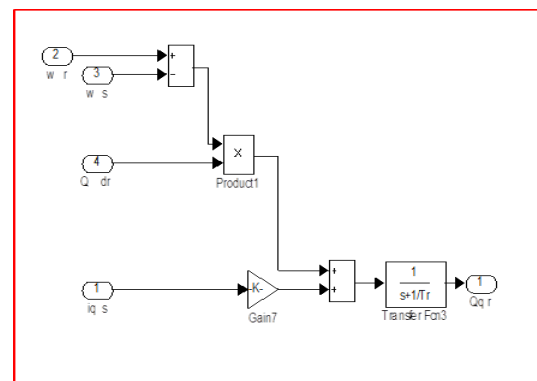
Equation de l'iqs



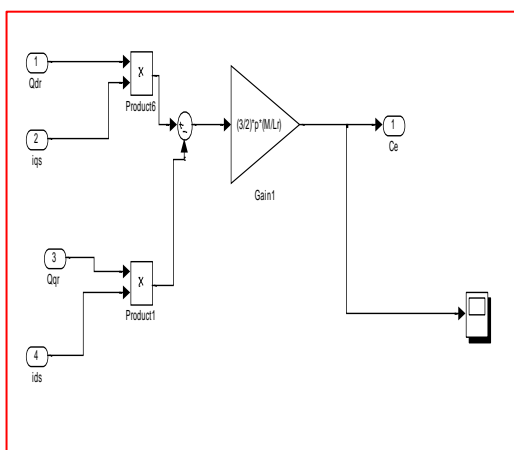
Equation du Qdr



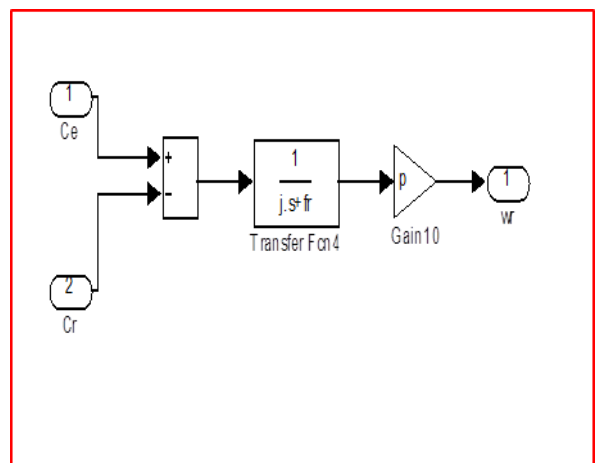
Equation du Qqr



Equation du couple électromécanique



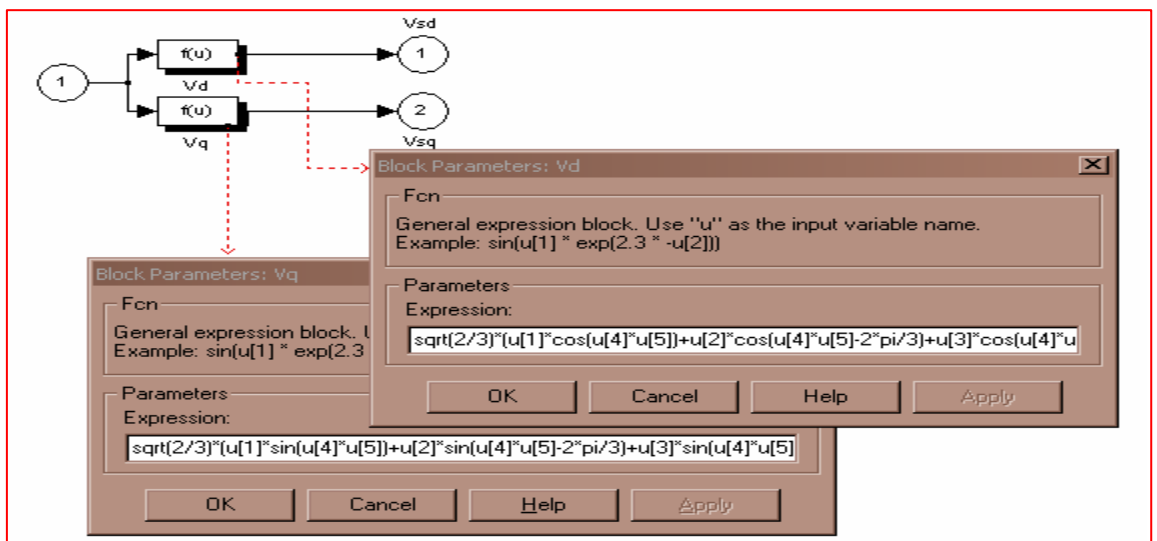
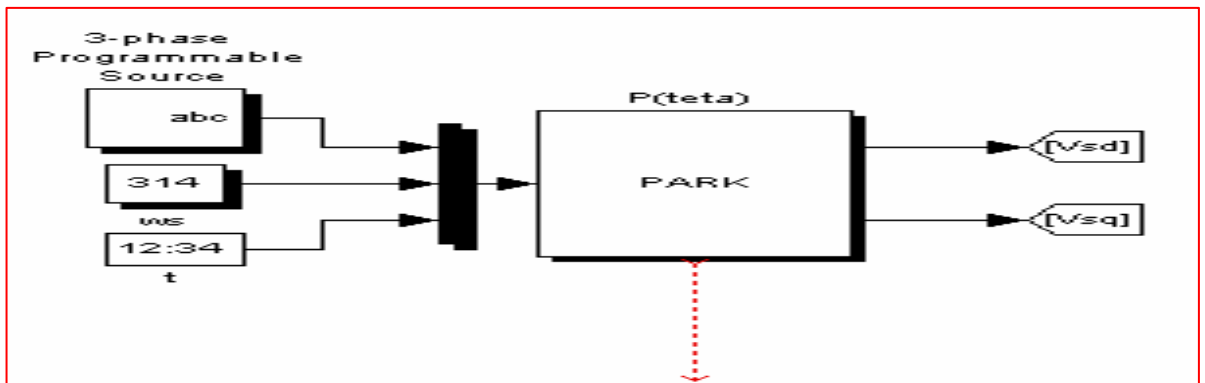
Equation mécanique



Les notions :

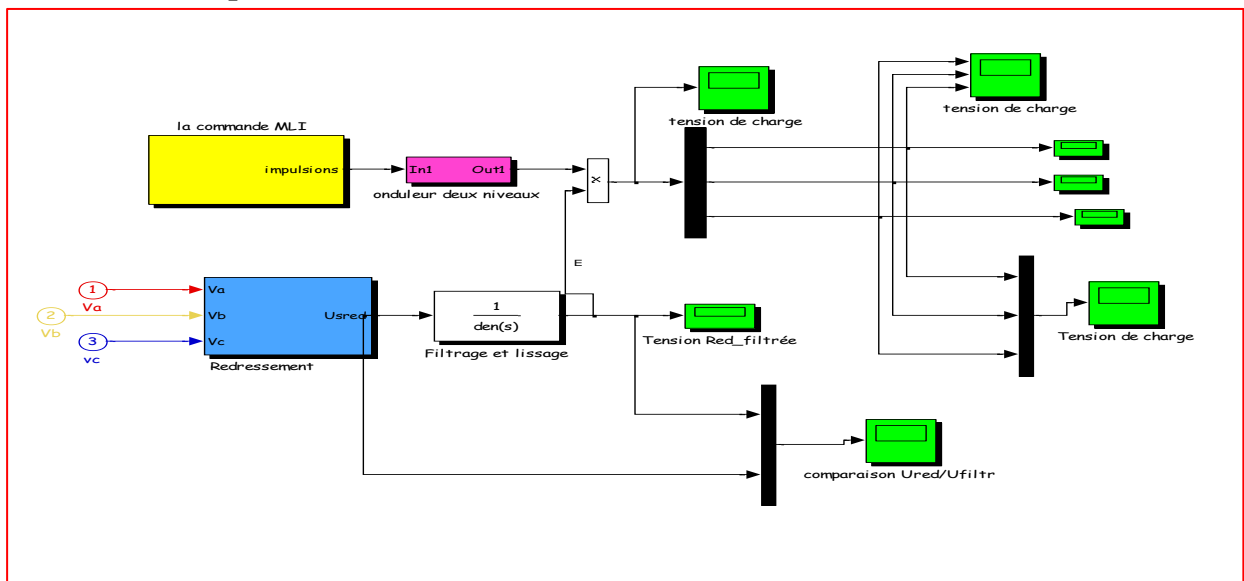
Gain = K_s/T_r ; Gain1 = K_s ; Gain2 = $1/(g^*L_s)$; Gain3 = 1; Gain7 = M/T_r ; Gain10 = P

Transformation de PARK



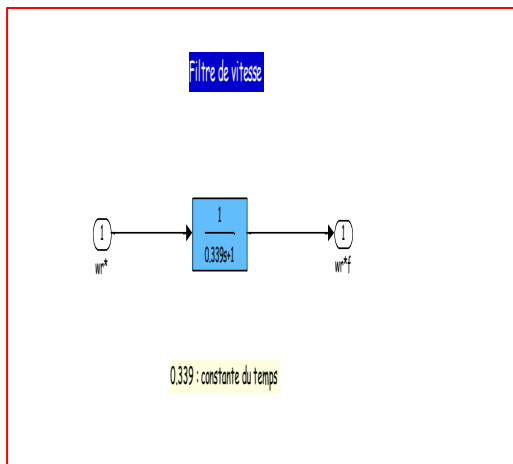
Chapitre II : Alimentation du MAS

Représentation des ensembles (onduleur, redresseur, filtre)

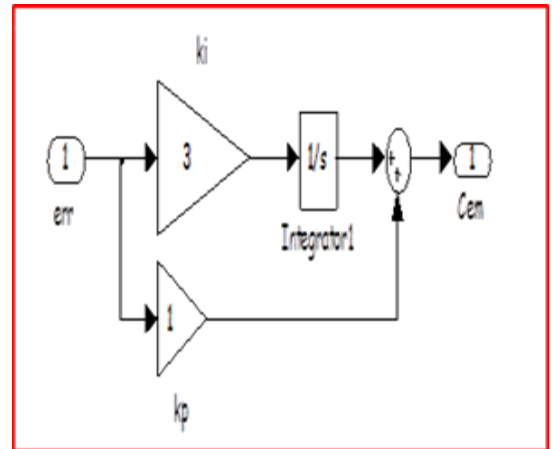


Chapitre II : Commande par FOC

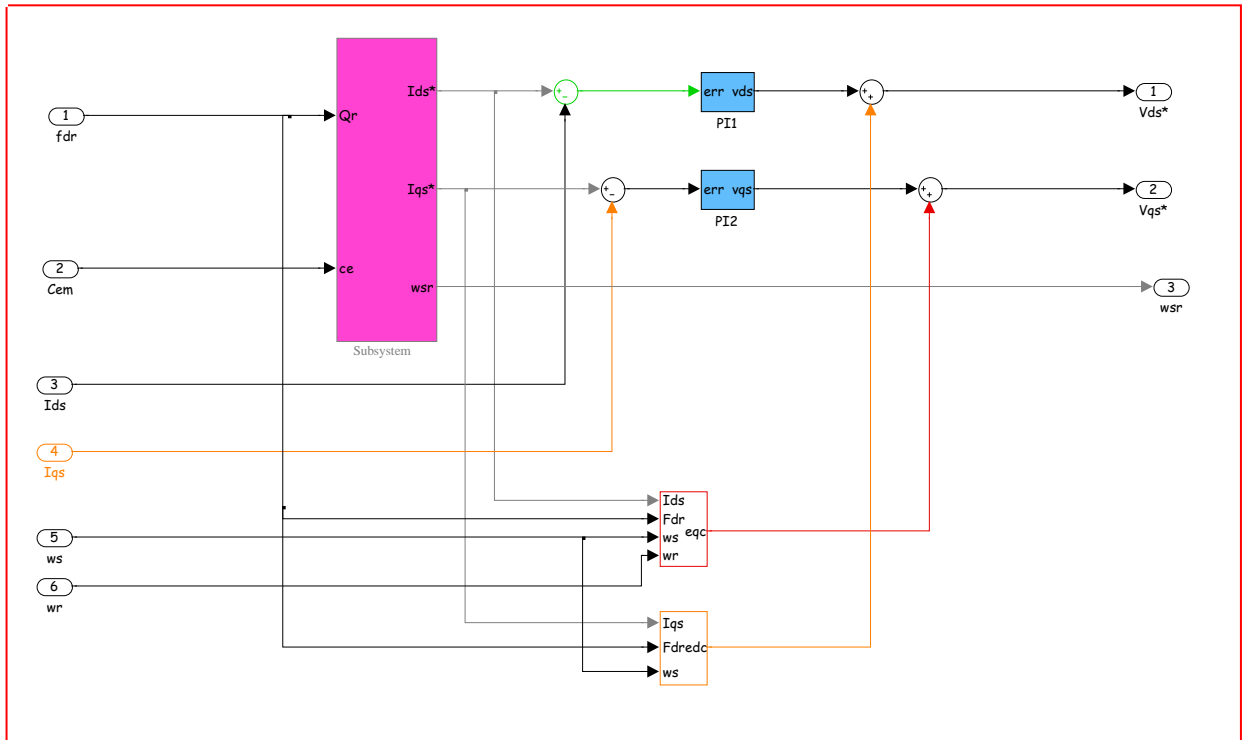
Filtre de vitesse



Régulateur PI



FOC



Bibliographie :

- [01] :S. MOULAHOUIM *«contribution à la modélisation de la machine asynchrone avec prise en compte de la saturation et des pertes fer : application à la commande vectorielle avec et sans capteur mécanique»*, thèse de doctorat, USTHB, Algérie, Mai, 2006.
- [02] :L. FADILA et G.HAKIM*« étude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle de la machine asynchrone »*, thèse d'ingénieur, université de MOUHAMED BOUDIAF M'SILA ,2004
- [03] : PATRIK BRUNET*« introduction à la commande vectorielle des machines asynchrone»*, LTEG HENRI BRISSON.25 Avenu HENRI BRISSON.18108VIERZON.
- [04] : TAMRABET HANENE, *«Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimal d'une machine asynchrone»* .Thèse de magister, UHL, BATNA 2006
- [05] : KROURE ABDELKADER, CHILI Ali *«Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à MLI»*PFE, UDL, SBA2001/ 2002
- [06] : F.MORAD *«Technique d'observation Sans Capteur de vitesse on Vue de la commande des Machine asynchrones»*, Thèse de doctorat, Ecole doctoral électronique, électrotechnique Automatique de Lyon 2005.
- [07] : Haddad Salah, Cherif Mourad *«une étude comparative de commandes (commande vectorielle par orientation de flux rotorique) et la commande par mode de glissement»*, mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en génie électrotechnique, université Mohamed Boudiaf M'SILA2005/2006.
- [08] : A.BOUGHABA. *« La commande Vectorielle Sans capteur d'une Machine Asynchrone»*, Mémoire fin d'étude pour l'obtention de l'ingénieur université de M'SILA 2002.
- [09] C. CANUDAS, *« Commande des moteurs asynchrones : Modélisation Contrôle vectoriel et DTC »*, Vol. 1, Hermès Science publications, Paris, 2000.
- [10] : *«optimisation discrétisation et observation Commande des moteurs asynchrones»* Vol 2 Sous la direction de Carlos Canadas Edition Hermas Science Europe 2000.
- [11] : J.-P Caron, J.-P HAUTIER, *« Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone»*, Edition TECHNIP, Paris 1995.
- [12] : C. Carlos, *«Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, commande des moteurs asynchronesI»*, Edition HARMES Science Europe 2000.
- [13] : G. Guy, C. Guy, *« Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande»*, Edition Eyrolles, 2000.
- [14]: J. Holtz, *« The Representation of AC Machine Dynamics by Complex Signal Flow Graphs»*, IEEE Trans. Inde. Electroniques, Vol 42, No. 3, Jaune 1995, pp. 263-271.

- [15] : Nait-Saïd, M, S. « *Contribution à la Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone à Cage d'Ecureuil : Robustesse Contre les Dérives Paramétriques, Amélioration des Performances Energétiques* ». Thèse de doctorat d'état, université de Batna 1999.
- [16]: J. Holtz, « *Sensorless Speed and Position Control of Induction Motors* », IEEE Trans. Ind. Electroniques, 2001, pp. 1547-1562.
- [17] : S. KHEFA, « *Commande Vectorielle D'une Machine à Induction ; Impact de : La Saturation De La Machine, La Modulation Du Convertisseur* », Thèse De Magister, Université de Batna, 2001.
- [19] : C. Richard, « *Simulation Des Machines Electriques en Régime Dynamique A L'aide du Logiciel Simulink™* », Cours polycopier de l'EINEV, France 1993.
- [20] : C. Carlos, « *Optimisation, discrétisation et observateurs, commande des moteurs asynchrones2* », Edition Hermes Science Europe 2000.
- [21] : R. Peñaeguiluz, « *Commande Algorithmique d'un système Mono-onduleur Bi machine Asynchrone destiné à la Traction Ferroviaire* », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2002.
- [22] : Nadji fouad et Yousfi yacine « *Commande vectorielle de la machine à induction avec observateur de flux* », Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, 2005.
- [23] : BENTAALAH Abderrahmane « *Linéarisation entrée sortie et réglage flou d'une machine asynchrone avec pilotage vectoriel et observateur à mode glissant* », Thèse de magister, UDL, SBA 2005
- [24] :A.A.PUJOL, « *Improvisent in Direct Torque Control of Induction Motors* », Thèse de Doctorat de l'Université Polytechnique de Catalogne, Espagne, 2000.
- [25] : G .Grellet, G .Clerc, « *Actionneurs Electriques, principe, modèles, commande* », collection Electrotechnique. Edition Eyrolles2000.
- [26] : B.Mokhtari, « *Implantation de la DTFC par des techniques de l'intelligence artificielle Neurone-Flou : Application à la machine asynchrone alimentée par des onduleurs de tension à deux et à trois niveaux* », Thèse de magistère, Batna 24-11-2004.
- [27] : GAID Attou HAOUARI Noureddine « *Commande Par Mode Glissant D'une Machine Asynchrone* », Mémoire fin d'étude pour l'obtention de l'ingénieur UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI BEL-ABBES 2006 /2007
- [28] : MATI ABDERRAHMANE, BENYAHIA BACHIR « *Commande sans capteur de vitesse d'une machine à induction* », Mémoire fin d'étude pour l'obtention de l'ingénieur D'état en génie électrotechnique, UNIVERSITE DE M'SILA 2006/2007.

- [29] : Mouna DEBBI, Sarah BAKHTI « *commande vectorielle d'une machine asynchrone à cage en présence des défauts rotoriques* », mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en génie électrotechnique, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA 2005/2006
- [30] : F .Berroubi- O.Kharchi « *technique de commande d'un onduleur MLI associée à une machine asynchrone* », université de M'sila 2005-2006
- [31] : H.FOC, T.MEYNAR, « *onduleur de tension : structure principes et application* », Technique de l'ingénieur, Traité Génie Electrique, D3176.1994.
- [32] : Toual Belkacem, « *modélisation et commande floue optimisée d'une génératrice asynchrone à double alimentation, application à un système éolien à vitesse variable* », mémoire de magister, université de Batna, 2010.
- [33] : A. Meroufel, Y. Djeriri, A. Massoum et A. Hammoumi, « *commande vectorielle par les réseaux de neurones artificiels de l'énergie d'une MADA intégrée à un système éolien* » Revue des Energies Renouvelables Vol. 13 N°4 (2010) 669 – 682, 2010.
- [34] : R.M.HAROUN, « *power électrique, circuit, devises and application* », Prentice Hall ,Inc 1988.
- [35] : F.LABRIQUE, G.SEGUIER et R.BAUSIERE, « *Les convertisseurs de l'électronique de puissance* », Editions Lavoisier.
- [36] : G. Grellet and G. Clerc, « *Actionneurs électriques-Principes Modèles Commande* », Edition Eyrolles, Paris 1997.
- [37]: A. ESSADKI, A.OUKASSI, M.MAAROUFI & M.CHERKAOUI « *Orientation de flux d'une machine asynchrone à cage alimentée en courant estimation du flux rotorique* », IEEE-2000 mémoire de Batna.
- [38]: BAZI .Smail, « *Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension* », mémoire ingénieur d'état, Université de Batna -1995.
- [39] : Med. BALA ET BAZI « *Commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine à induction alimentée en tension : étude et simulation* ».Thèse d'ingénieur en électrotechnique. Option : Réseaux électriques. Université de Batna 1995.
- [40]:H. OMAR et L.NOUREDINE « *Commande vectorielle d'un moteur asynchrone* » Thèse d'ingénieur en électronique. Option : Commutation. Université de Batna 1997.
- [41] : F. ZIDANI « *Etude comparative par simulation numérique d'un pilotage vectoriel et scalaire d'une machine à induction alimentée par un onduleur à modulation de largeur d'impulsion* » Université de Batna 1996.
- [42] : DERBAL ET Med .MERDAOUI « *La commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée En tension* » Thèse d'ingénieur en électronique. Université de Batna 1995.

- [43] : D. SIHAM « *Commande vectorielle de la M.A.S et introduction aux convertisseurs matricielles* », Mémoire d'ingénieur. Université de Batna 2004.
- [44] : J-Pierre, J-Paul Hautier, J-Faucher, « *Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone* », Electrotechnique, France, Octobre 1995.
- [45] : Carlos Canudas de wit « *Commande des Moteur Asynchrones. Volume 1, Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC* » Paris, Hermès Science publications, 2000.
- [46]: Khoudir ABED, Khalil NABTI, Hocine BENALLA « *A Fuzzy IRFOC Application Based Speed Sensorless Control of IM Using a speed and load Torque Observer* » International Journal of Electronic and power Engineering (IJEPE), 2(3). 179 - 184, 2008.
- [47]: G. Grellet, G. Clerc « *Actionneurs électriques* », Editions Eyrolles, 1997.
- [48]: Souad Chaouch « *Commande Vectorielle Robuste d'une Machine à Induction sans Capteur de Vitesse* », Thèse de doctorat en science en électrotechnique l'université de Batna 03 Décembre 2005.
- [49]: Pedro Ponce Cruz. Jaime J. Rodriguez Rivas « *Induction Motor Space Vector Control Using Adaptive Reference Model Direct and Indirect Methods Industrial Electronics* », Proceedings IEEE International Symposium, Issue, 2000 Page(s): 300 - 305 vol.1
- [50]: In-Joong Ha, and Sang-Hoon Lee « *Online Identification Method for Both Stator and Rotor Resistances of Induction Motors without Rotational Transducers* », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 4, August 2000.
- [51] : D. Roye « *Modélisation, contrôle vectoriel et DTC* », HERMES Science Europe Ltd, 2000, sous la direction de Carlos Canudas de Wit, Page(s): 81 -132 vol.1.
- [52] : Chady El Moucary, Eduardo Mendes, and Adel Razek « *Decoupled Direct Control for PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives* », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 38, No.5, September/October 2002.
- [53]: Scott Wade, Matthew W. Dunnigan, and Barry W. Williams « *Modeling and Simulation of Induction Machine Vector Control with Rotor Resistance Identification* », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, N°. 3, May 1997.
- [54] : Davide Aguglia « *Identification des Paramètres du Moteur à Induction Triphasé en vue de sa Commande Vectorielle* », Mémoire, Maître Ès Sciences, Université Laval Québec, Canada. Décembre 2004.
- [55]: Rong-Jong Wai , Jeng-Dao Lee and Kuo-Min Lin, « *Robust Decoupled Control of DirectField- Oriented Induction Motor Drive Industrial Electronics* », IEEE Transactions on Volume 52, Issue 3, June 2005 Page(s): 837 – 854

Projet de fin d'étude présenté en vue de l'obtention du diplôme de LICENCE

Domaine : Science et Technologie

Filière : Génie Electrique

Spécialité : Maintenance en instrumentation industriel

Proposé et dirigé par : Mr. R. SADOUNI

Présenté par : S.LAHLAH et H.BOUNIA

Thème : Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone

Résumé :

Le travail présenté dans ce mémoire, propose l'étude de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée en tension utilisant le logiciel MATLAB /Simulink. Nous avons commencé en premier lieu par une modélisation de la machine asynchrone à cage en utilisant la transformation de Park. Ensuite, on a fait la modélisation de l'alimentation de la machine à savoir : le réseau électrique, le redresseur, le filtre RLC et l'onduleur de tension commandé par la technique MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion). On a passé par la suite à la commande vectorielle de la MAS par orientation de flux rotorique, avec un référentiel d-q liée au champ tournant. Les résultats de simulation obtenus montrent la robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis la variations de la vitesse et de la charge. Ce mémoire a été finalisé par une conclusion générale qui synthétisera les points les plus marquants de ce mémoire et récapitulera ainsi en gros le travail abordé.

Mots clés: MAS, Commande Vectorielle, Redresseur, Filtre RLC, Onduleur_MLI

ملخص :

العمل المقدم في هذه المذكرة يقترح دراسة تقنية التحكم الشعاعي الغير مباشرة للآلة اللاتزامنية توترية التغذية باستخدام برنامج "ماتلاب/محاكاة". في البداية قمنا بعمل نمذجة للآلة اللاتزامنية ذات قفص باستخدام تحويل "بارك"، بعدها قمنا بنمذجة نظام تغذية الآلة و الذي يتكون من : الشبكة الكهربائية، المقوم، الترشيح، و أخيرا المموج التوتري المتحكم فيه بتقنية "تعديل عرض الذبذبات". انتقلنا بعدها لتقنية التحكم الشعاعي للآلة اللاتزامنية بطريقة توجيه التدق الدوراني مع اختيار المرجع d-q المرتبط بالحقل الدوار. نتائج المحاكاة المحصل عليها تبين صلابة و متانة تقنية التحكم المقترحة إزاء تغيرات السرعة و الحمولة. انتهت هذه المذكرة مناهة بخاتمة عامة، تحوي النقاط الأكثر أهمية، كما تلخص بصفة عامة العمل المنجز.

الكلمات المفتاحية : الآلة اللاتزامنية، التحكم الشعاعي، المقوم، مصفاة م.ذ.س، المموج