



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière :Electrotechnique

Option :Machines Electrique

Réf:.....

**Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:**

MASTER

Thème

Commande de La Machine Asynchrone

Présenté par :
**Rahmouni Houssam Eddine
Laiche Abderrhmane**

Devant le jury composé de :

Mrs **Khelili Fatiha**
Mrs **Laala Widad**
Mr **Chenofi Halim**

MCB
MCB
MCA

Président
Encadreur
Examineur

Année universitaire : 2019 / 2020

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



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière :Electrotechnique

Option :Machines Electrique

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

Commande de La Machine Asynchrone

Présenté par :

Rahmouni Houssam Eddine

Laiche Abderrhmane

Avis favorable de l'encadreur :

Nom Prénom

signature

Avis favorable du Président du Jury

Nom Prénom

Signature

Cachet et signature

Remerciements

Je remercie Dieu pour la force, la volonté et la patience qu'il m'a donnée pendant toutes ces longues années d'étude et pour réaliser ce modeste travail.

*Mes vifs remerciements s'adressent à mon aimable encadreur **Mrs Laala W** pour avoir dirigé ce travail, et pour ces conseils et l'intérêt de me suivre durant toute cette période.*

*Mes vifs remerciements vont aussi à président du jury **Mrs Khelili.F** et à membre du jury examinateur **Mr Chenoufi.H** qui me fait l'honneur de juger mon travail et pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce dernier*

Et enfin Je tiens à remercier tous les enseignants du département de génie électrique , et tous mes collègues.

Résumés

La commande des systèmes électriques est un important secteur de recherche englobant les systèmes électriques, leurs commandes ainsi que le contrôle des machines électriques. Ce domaine est à la base de tous les développements techniques majeurs récents grâce aux nouvelles méthodes ou aux nouvelles structures de commandes modernes utilisées et Les progrès réalisés en matière d'électronique de puissance et de circuits de commande ont Contribué à l'utilisation grandissante des machines asynchrones dans les systèmes d'entraînements électriques.

Le recours aux machines asynchrones est surtout lié à leur robustesse, leur puissance massive et à leur coût de fabrication ,donc l'objectif de ce travail est de présenter le modèle mathématique du moteur asynchrone et le principe de la commande vectorielle (indirect) avec l'orientation du flux rotorique appliquée à la machine asynchrone triphasé pour réaliser le découplage entre le flux et le couple et montre les résultats de cette commande après des tests robustesse et essais ont été effectués avec le logiciel MATLAB/Simulink.

المخلص

يعد التحكم في الأنظمة الكهربائية مجال بحث مهم يشمل الأنظمة الكهربائية ، وضوابطها وكذلك التحكم في الآلات الكهربائية هذا المجال هو أساس جميع التطورات التقنية الرئيسية الحديثة بفضل الأساليب الجديدة أو هياكل التحكم الحديثة المستخدمة ، وقد ساهم التقدم المحرز في إلكترونيات الطاقة ودوائر التحكم في زيادة استخدام الآلات غير متزامن في أنظمة القيادة الكهربائية

يرتبط استخدام الآلات غير المتزامنة بشكل أساسي بقوتها وصلابتها و تكلفة تصنيعها ، لذا فإن الهدف من هذا العمل هو تقديم النموذج الرياضي للمحرك غير المتزامن ومبدأ التحكم الشعاعي (غير المباشر) الموجه على الدوار لتحقيق الفصل بين التدفق والعزم وإظهار نتائج هذا التحكم بعد إجراء اختبارات المتانة والتجارب باستخدام برنامج MATLAB / Simulink

Liste Des tableaux

Chapitre I : Généralité et Modélisation de la Machine Asynchrone

Tableau I.1: les avantages et les inconvénients de moteur asynchrone.....	8
--	---

Liste Des Figures

Chapitre I : Généralité et Modélisation de la Machine Asynchrone

Figure I.1.a: Rotor bobiné.....	5
Figure I.1.b: Rotor à cage	5
Figure I.2 : Principe de fonctionnement de la MAS.....	6
Figure I.3 : Schéma équivalent de la machine asynchrone.....	6
Figure I.4: Schéma simplifié par phase de la machine asynchrone ramenée au stator.....	7
Figure I.5: Représentation spatial des enroulements de la MAS triphasé.....	10
Figure I.6: Modèle de Park de la Machine Asynchrone.....	12
Figure I.7: Représentation schématique de la transformation des enroulements réels en enroulements équivalents (transformation de <i>Park</i>).....	13
Figure I.8: Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.....	17
Figure I.9: Schéma bloc global de simulation de la MAS.....	19
Figure I.10: démarrage à vide d'un moteur asynchrone.....	20
Figure I.11: démarrage à vide suivi d'une charge à l'instant $t = 2$ s.....	21
Chapitre II : La Commande Vectorielle de MAS	
Figure II.1: schéma du principe de découplage pour la MAS par analogie avec MCC.....	26
Figure II.2: principe de la commande par orientation du flux rotorique.....	28
Figure II.3: Commande vectorielle indirecte d'une machine alimentée en tension.....	30
Figure II.4: Bloc de défluxage.....	31
Figure II.5 : Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse.....	31
Figure II.6: Schéma fonctionnel de la régulation du courant I_{sd}	32
Figure II.7: Schéma fonctionnel de la régulation du courant I_{sq}	32

Chapitre III : Simulation de CVI de la MAS alimentée par un Onduleur de tension

Figure. III.1: Schéma d'un onduleur triphasé.....	36
Figure III.2 : Détermination des instants de commutation.....	38
Figure.III.3: résultat de Simulation avec variation de la charge.....	40
Figure.III.4: résultat de Simulation Inversion du sens de rotation.....	42
Figure III.5: Test de variations de résistance + 50% R_r	43

Notation et Symboles

MAS: Machine Asynchrone

MCC: Machine a Courant Continue

CV-OF: Commande Vectorielle Orientation du flux

MLI: Modulation de Largeur d'Impulsion

PI : Proportionnel Intégrale

s, r : Indices respectifs du stator et du rotor.

P : Nombre de paires de pôles.

R_s, L_s : Résistance et inductance cyclique d'une phase statorique.

R_r, L_r : Résistance et inductance cyclique d'une phase rotorique.

M_{sr} : inductance mutuelle cyclique stator-rotor.

M_0 : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique

V_{as}, V_{bs}, V_{cs} : Tensions d'alimentation respectivement des phases as, bs, cs.

I_{as}, I_{bs}, I_{cs} : Courants statoriques respectivement des phases as, bs, cs.

I_{ar}, I_{br}, I_{cr} : Courants rotoriques respectivement des phases ar, br, cr.

$\Phi_{as}, \Phi_{bs}, \Phi_{cs}$: Flux statoriques.

$\Phi_{ar}, \Phi_{br}, \Phi_{cr}$: Flux rotoriques.

$\omega_s, \omega, \omega_{sl}$: pulsations statorique, rotorique, et de glissement

Ω : vitesse rotorique mécanique

n_s : vitesse synchrone de rotation du champ tournant en (tr/mn).

f_s : la fréquence du courant statorique

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant

J : moment d'inertie du rotor.

f : coefficient de frottements.

θ : Angle électrique entre a_s et a_r .

θ_{sl} : L'angle électrique entre a et d

τ : constante de temps associée au régulateur PI

ξ : amortissement critique

σ : Coefficient de dispersion.

K_p, K_i : gains des régulateurs

Sommaire

Dédicaces.....	i
Remerciements.....	ii
Résumés.....	iii
Liste des Tableaux.....	iv
Liste des Figures.....	v
Notations et symboles.....	vii
Sommaire.....	ix
Introduction Générale	1

Chapitre I : Généralité et Modélisation de la Machine

Asynchrone

I.1.Introduction.....	4
I.2. Généralité sur la machine asynchrone	4
I.2.1Définition	4
I.2.2 Constitution de la machine asynchrone	4
I.2.2.1 Le stator	4
I.2.2.2 Le rotor	4
I.2.2.3 Champ tournant	5
I.2.2.4 Entrefer	5
I.3. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone	5
I.3.1 Glissement	6
I.3.2 Schéma équivalent de la machine asynchrone.....	6
I.4 Puissance électromagnétique	7
I.4.1 Puissance transmise au rotor	7

I.4.2 Pertes joules au rotor	8
I.4.3 Puissance électromagnétique.....	8
I.4.4 Couple électromagnétique.....	8
I.5. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone.....	8
I.6. Modélisation de la machine asynchrone	9
I.6.1. Modèle dynamique de la Machine Asynchrone	9
I.6.2 Hypothèses simplificatrices	9
I.6.3.Modèle triphasé.....	9
I.6.3.1. Equations électriques.....	10
I.6.3.2 Equation magnétique.....	11
I.6.3.3 Equation mécanique.....	11
I.7 Modèle biphasé.....	12
I.7.1 Modèle de Park.....	12
I.7.2 Equations électriques de la machine dans le repère (d, q)	14
I.7.2.1 Equations des tensions.....	14
I.7.2.2 Expressions magnétiques dans le repère (d, q)	14
I.8 Représentation d'état et choix d'un référentiel d'estimation	15
I.8.1 Représentation d'état.....	15
I.8.2 Choix d'un référentiel d'estimation	16
I.8.3 la machine asynchrone alimentée en tension	17
I.8.4 Représentation d'état du modèle de la MAS dans le repère lié au stator.....	18
I.9 Simulation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau	19
I.9.1 Démarrage à vide	20
I.9.2 Fonctionnement en charge	21

I.9.3 Interprétation des résultats de simulation	22
Conclusion.....	23

Chapitre II : La Commande Vectorielle de MAS

II.1 Introduction	25
II.2 Théorie de la commande vectorielle	25
II.3 Principe La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF)	26
II.3.1 Choix d'orientation de flux	26
II.4 Différentes méthodes de commandes par orientation du flux	27
II.4.1 Méthode direct	27
II.4.2 Méthode indirect	27
II.5 la commande vectorielle par orientation du flux rotorique	27
II.5.1 Commande vectorielle indirecte.....	29
II.5.2 Bloc de défluxage	30
II.5.3 Calcul des régulateurs	31
II.5.3.1 Régulateur de vitesse	31
II.5.3.2. Régulateurs de courants.....	32
Conclusion	34

Chapitre III : Simulation de CVI de la MAS alimentée par un Onduleur de tension

III.1. Introduction	36
III.2. Modélisation de l'onduleur de tension	36
III.2.1 Etude de la commande de l'onduleur	38
III.2.2.Principe du la MLI sinus- triangulaire	38
III.3. la commande vectorielle indirecte.....	39

a. Démarrage à vide puis introduction du couple de charge	39
b. Inversion du sens de rotation	41
c. Impact de la variation de la résistance rotorique (R_r).....	42
Conclusion	44
Conclusion Générale	45
Annexe	
Bibliographie	

Introduction Générale

Au début des années 1960, la machine à courant continu occupe une place prépondérante dans le domaine des asservissements de vitesse et de position, de précision. Néanmoins, ce type d'actionneurs présente des inconvénients majeurs de par son coût élevé, ses limitations en puissances et en vitesse de rotation, ses difficultés de maintenance et son interruption de fonctionnement ..etc.

les objectifs des différentes structures industrielles sont toujours liés à l'augmentation de la qualité, la productivité et la rentabilité. la machine asynchrone à cage d'écureuil était réservée aux entraînements électriques à vitesse constant à cause de la difficulté de sa commande et de la connaissance de ses paramètres rotoriques. Cependant, cette machine présente également de nombreux avantages, de par sa construction la machine est la plus robuste et la moins chère du marché. les progrès réalisés en commande et les avancées technologiques considérables, tant dans le domaine de l'électronique de puissance que dans celui de la micro-électronique, ont rendu possible l'implantation de commandes performantes de cette machine faisant d'elle un concurrent redoutable dans les secteurs de la vitesse variable et du contrôle rapide du couple. En générale la commande de la machine asynchrone se divise en deux classes :

- Commande de faible coût et faible performance (commande scalaire)
- Commande à haute performance comme le contrôle direct du couple (DTC), et la commande vectorielle par orientation de flux rotorique qui assurent une bonne dynamique.

ces méthodes sont à l'origine de plusieurs réalisations industrielles dans les différents domaines comme la robotique, les machines-outils, traction électrique...etc.

le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire présente la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone en utilisant pour son alimentation un onduleur de tension à MLI

le travail présenté dans ce mémoire consiste à étudier la technique de commande vectorielle avec l'orientation du flux rotorique de la machine asynchrone [7]

Ainsi donc ce mémoire est organisé comme suit:

- Dans le premier chapitre, nous allons présenter la modélisation de la machine asynchrone ainsi que le principe de la transformation de Park. L'application de cette transformation à la MAS permettra d'avoir un modèle à deux axes représente l'image du modèle triphasée, puis en le formulant sous forme d'équation d'état et la simulation de MAS alimenté directement par le réseau sous MATLAB/SIMULINK.
- Le deuxième chapitre sera consacré à l'étude de la commande vectorielle avec l'orientation de flux rotorique méthode indirect en utilisant des régulateurs du courant et de vitesse de type PI
- Le troisième chapitre sera consacré à la modélisation de l'alimentation de la machine, en particulier l'onduleur de tension commandé par MLI, puis la simulation de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique, des tests sont faits pour examiner les performances de notre commande et on présenter la simulation et l'interprétation des résultats .

Enfinement une conclusion générale résumera tous les résultats obtenus dans ce mémoire.

Chapitre I
Généralité et Modélisation de la Machine
Asynchrone

I.1.Introduction

La machine asynchrone ou machine à induction est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, il tourne à vitesse peu différente de la vitesse synchrone; c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. IL permet aussi la réalisation d'entraînement à vitesse variable et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître. Le modèle mathématique d'une machine asynchrone (MAS) nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent.

Dans ce chapitre, nous présenterons la constitution et le principe de fonctionnement du moteur asynchrone aussi son modèle mathématique triphasé, sa transformation dans le système diphasé et la modélisation de son alimentation. Ensuite, nous donnerons les résultats de simulation du moteur asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé [1]

I.2. Généralité sur la machine asynchrone

I.2.1 Définition

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif, la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales à cause du glissement. Le rotor est toujours en retard par rapport au champ statorique, la machine asynchrone est dite (machine à induction) car l'énergie est transférée du stator au rotor ou inversement par induction électromagnétique [2]

I.2.2 Constitution de la machine asynchrone:

Le moteur asynchrone constituée par :

I.2.2.1 Le stator:

C'est la partie fixe, analogue à le stator d'une machine synchrone sous forme d'une carcasse ferromagnétique feuilletée comportant un enroulement triphasé Il peut être couplé en étoile ou en triangle alimenté par un système triphasé .[3]

I.2.2.2 Le rotor : C'est la partie tournante ,Le rotor d'une MAS se compose d'un cylindre feuilleté, dont la surface comporte des encoches, dans lesquelles sont logés des enroulements de deux genres différents a savoir le rotor bobiné et à cage. Il n'est relié à aucune alimentation et il tourne à une vitesse de rotation Ω . [3] [4]

Le rotor bobiné des machines asynchrones comporte un enroulement bobiné(bobinage analogue au stator) à l'intérieur d'un circuit magnétique qui est toujours couplé en étoile accessible de

l'extérieur grâce à un système de bagues et de balai , ce qui permet soit de le court-circuiter , soit de le relier à un circuit permettant d'agir sur les caractéristiques de la machine dans certains fonctionnements. [3] [5]

Le rotor cylindrique des moteurs asynchrones à cage d'écureuil est constitué d'un empilage de tôles minces en fer, découpées pour créer des encoches. Chaque encoche contient une barre conductrice, généralement en aluminium. Ces barres sont court-circuitées entre elles à chaque extrémité par un anneau de même matière, formant une sorte de cage. Un tel rotor ne comporte ni aimants permanents, ni collecteur ou bagues.[6]

Remarque : Les machines à « rotor bobinés » sont d'un prix de revient plus important que leurs homologues à « cage d'écureuil ».

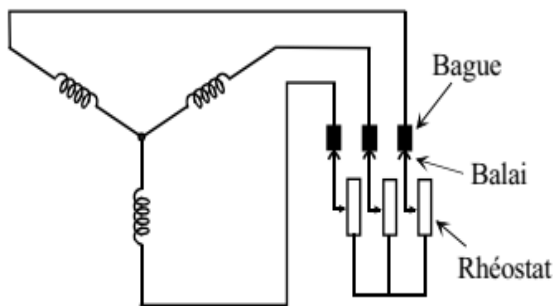


figure. (I.1).a Rotor bobiné

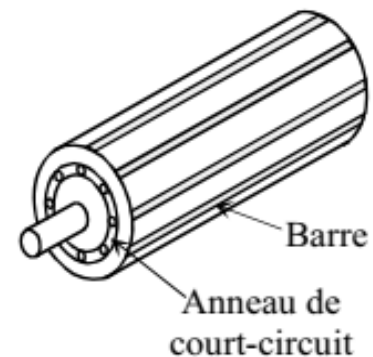


figure.(I.1).b Rotor à cage

I.2.2.3 Champ tournant [7]

Les courants alternatifs dans le stator créent un champ magnétique tournant à la vitesse de synchronisme:

$$n_s = 60 \frac{f_s}{p} \tag{I.1}$$

n_s : vitesse synchrone de rotation du champ tournant en (tr/mn).

f_s : la fréquence du courant statorique

p : nombre de paires de pôles

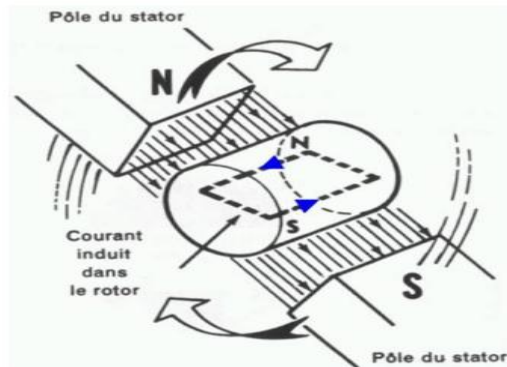
I.2.2.4 Entrefer

L'entrefer est l'espace entre le stator et le rotor

I.3. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Le principe de fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur l'interaction électromagnétique du champ tournant, créée par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs du rotor sont coupés par le champ tournant . Cette interaction électromagnétique du stator et du rotor de la machine n'est possible que

lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor. De cette façon, nous pouvons dire que, le fonctionnement d'une machine asynchrone est comparable à celui d'un transformateur dont l'enroulement secondaire est tournant [8]



Figure(I.2) Principe de fonctionnement de la MAS

I.3.1 Glissement: [7]

On appelle glissement g la différence relative entre la vitesse de rotation synchrone du champ magnétique dans le stator et la vitesse de rotation du rotor.

$$g = \frac{n_s - n_r}{n_s} \tag{I.2}$$

On désigne par n_s la vitesse de rotation de synchronisme du champ tournant (tr/s).

On désigne par n_r la vitesse de rotation du rotor (tr/s).

I.3.2 Schéma équivalent de la machine asynchrone: [7]

La machine asynchrone est présentée par plusieurs modèles. Son schéma équivalent à simple cage d'écurueil sans pertes fer le plus proche du modèle physique est celui du type transformateur ramené au stator dans lequel les fuites statoriques et rotoriques sont représentées séparément.

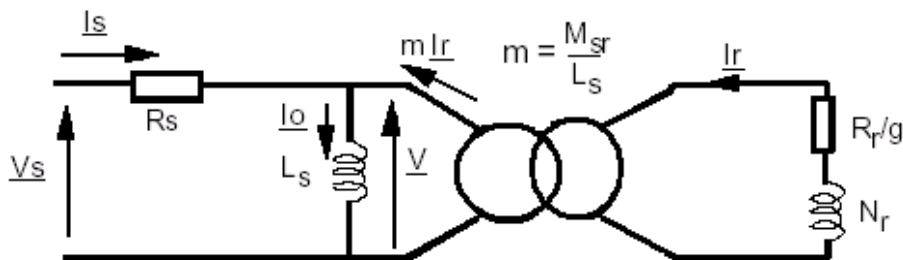


Figure (I.3) :Schéma équivalent de la machine asynchrone

L_s : inductance cyclique du stator.

M_{sr} : inductance mutuelle cyclique stator-rotor.

R_s : résistance des enroulements du stator.

ω_s : pulsation des courants statoriques.

R_r : résistance des enroulements du rotor.

ω_r : pulsation des courants rotoriques.

$N_r = L_r \cdot \sigma$: Inductance totale de fuite ramenée au rotor.

V_s et I_s représentent respectivement la tension simple et le courant pour une phase de la machine (schéma équivalent étoile).

Le courant I_o est appelé courant magnétisant, il est représentatif du flux statorique. Le courant I_r est un courant fictif de pulsation ω_s , Afin de simplifier encore plus le modèle (Fig. I.4), la résistance R_s est généralement négligée.

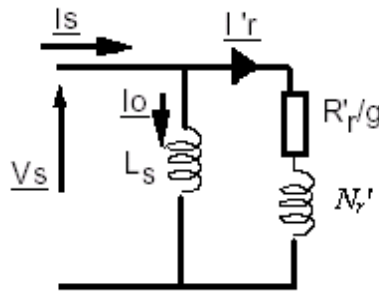


Figure (I.4): Schéma simplifié par phase de la machine asynchrone ramené au stator .

Les éléments R_r' et N_r' sont définis à partir du modèle de la figure (1.4) par les relations suivantes:

$$R_r' = \frac{R_r}{m^2} \tag{I.3}$$

$$N_r' = \frac{N_r}{m^2} \tag{I.4}$$

I.4 Puissance électromagnétique

I.4.1 Puissance transmise au rotor

Elle est donnée par:

$$P_{tr} = 3 \frac{R_r'}{g} (I_r')^2 \tag{I.5}$$

Avec :

$$I_r' = \frac{V_s}{\sqrt{\left(\frac{R_r'}{g}\right)^2 + (N_r' \cdot \omega_s)^2}} \quad (I.6)$$

I.4.2 Pertes joules au rotor

Elles se calculent par:

$$P_{jr} = 3R_r' \cdot (I_r')^2 = g \cdot P_{tr} \quad (I.7)$$

I.4.3 Puissance électromagnétique

$$P_e = P_{tr} - p_{jr} = P_{tr} \cdot (1 - g) \quad (I.8)$$

I.4.4 Couple électromagnétique

il est donné par :

$$C_e = \frac{P_e}{\Omega_r} = \frac{P_e}{\Omega_s(1-g)} = p \frac{P_e}{\omega_s(1-g)} = P \frac{p_{tr}}{\omega_s} \quad (I.9)$$

d'où:

$$C_e = 3p \frac{V_s^2}{\omega_s} \frac{\frac{R_r'}{g}}{\left(\frac{R_r'}{g}\right)^2 + (N_r' \omega_s)^2} \quad (I.10)$$

Ainsi, le couple électromagnétique peut s'exprimer par:

$$C_e = 3p \Phi_s^2 \frac{R_r' \omega_r}{R_r'^2 + (N_r' \omega_r)^2} \quad (I.11)$$

I.5. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone

Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone sont assez nombreux mais les principaux sont résumés dans le tableau suivant :

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> ✓ Structure simple. ✓ robuste et facile à construire. ✓ coût réduit. ✓ absence d'un système bagues balais 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Non découplage naturel. ✓ Non linéarités.

Tab. (I-1) : les avantages et les inconvénients de moteur asynchrone [9]

I.6. Modélisation de la machine asynchrone

I.6.1. Modèle dynamique de la Machine Asynchrone

Un modèle dynamique de la machine asynchrone, faisant l'objet de commande, doit être connu pour comprendre et élaborer la commande vectorielle. Dû au fait que chaque bonne commande doit faire face à n'importe quel changement possible dans le montage, on peut dire que le modèle dynamique de la MAS doit être une bonne approximation du modèle réel de plus, il doit contenir tous les effets dynamiques importants rencontrés durant les régimes permanent et transitoire, et il doit être valable pour n'importe quel changement au niveau de l'alimentation de l'onduleur tel que les tensions ou les courants.

Un tel modèle peut être obtenu au moyen de la théorie des deux axes des machines électriques. Pour ce faire, il est indispensable de poser certaines hypothèses qui ont pour but de faciliter la mise en équations des circuits électriques de la machine. [10]

I.6.2 Hypothèses simplificatrices

Les principales hypothèses classiques et simplificatrices adoptées pour modéliser la machine à induction sont :

- la parfaite symétrie de la machine.
- l'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique.
- l'effet de peau négligeable.
- la machine alimentée par un système de tensions triphasées sinusoïdales et équilibrées.
- l'entrefer d'épaisseur uniforme et effet d'encoche négligeable.
- l'induction dans l'entrefer à répartition sinusoïdale. [11]

I.6.3. Modèle triphasé

Le stator est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace, et séparés d'un angle électrique de 120° , les mêmes propos s'appliquent au rotor qu'il soit à cage d'écureuil ou formé de trois bobines

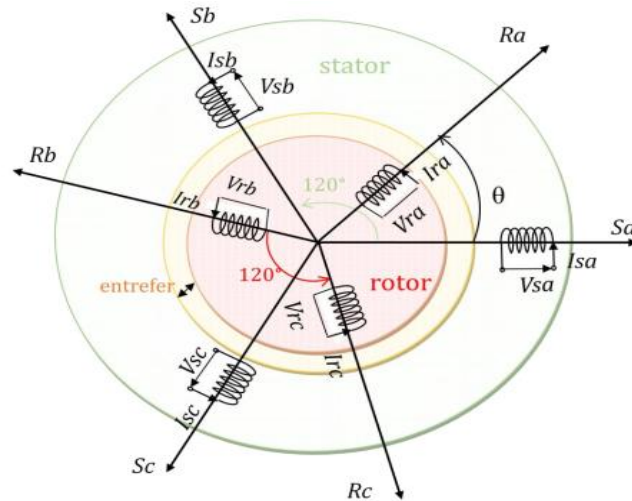


Figure (I.5) Représentation spatiale des enroulements de la MAS triphasé

Dans le repère triphasé. les trois vecteurs sa, sb, sc , sont orientés selon les axes des trois enroulements statoriques de la machine. Il est de même pour le rotor .

En tenant compte des hypothèses mentionnées précédemment les équations électriques des tensions statoriques et rotoriques peuvent s'écrire sous forme matricielle en appliquant la loi d'Ohm comme suit [12] :

I.6.3.1. Equations électriques

On écrit Sous forme matricielle:

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \\ [V_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \end{cases} \quad (I.12)$$

Les matrices de tension, de courant, des flux, des résistances statoriques et rotoriques sont données par:

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad [i_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix}$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} \quad [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}$$

I.6.3.2 Equation magnétique

A partir des hypothèses simplificatrices, on trouve les expressions linéaires des flux statoriques et rotoriques:

Les matrices des inductances s'écrivent :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}] [i_s] + [M_{sr}] [i_r] \\ [\Phi_r] = [L_{rr}] [i_r] + [M_{rs}] [i_s] \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

M_s : L'inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_0 : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique

I.6.3.3 Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

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

avec :

C_{em} : le couple électromagnétique.

C_r : le couple résistante.

f : coefficient de frottements.

J : moment d'inertie du rotor.

Ω : vitesse rotorique mécanique

Cette présentation de la modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application; les matrices $[M_{rs}]$ et $[M_{sr}]$ dépendent de l'angle de rotation mécanique θ et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage. Pour remédier à ce problème, on effectue des transformations. [2]

I.7 Modèle biphasé

La résolution des équations obtenues à partir du modèle de la figure (I.5) et qui sont données par les équations (I.13) est complexe, pour cela on effectue des transformations qui nous permettent de transformer les enroulements de la machine originale en deux enroulements équivalents, appelée transformation de *Park*. [2]

I.7.1 Modèle de Park

La transformation de Park est ancienne (1929), 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. [13]

La transformation de *Park*, souvent appelée transformation des deux axes, fait correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaires (indice 0), d'axe direct (Indice d) et d'axe en quadrature (indice q). [7] comme la montre la figure (I.6)

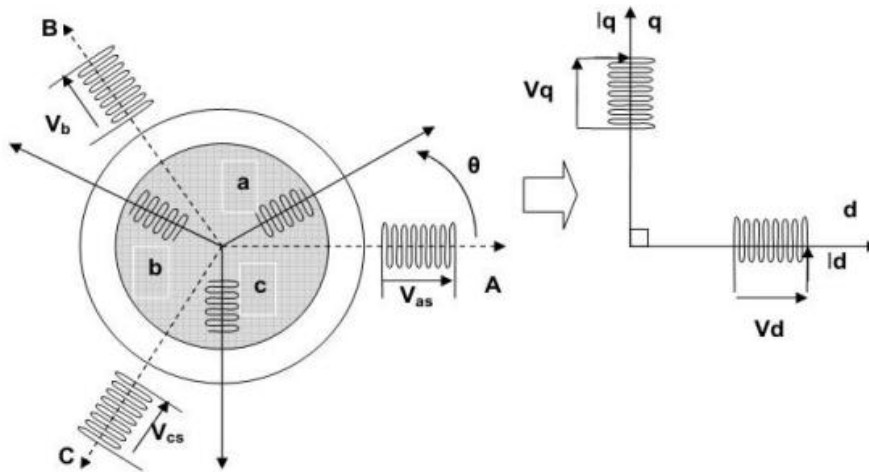


Figure (I.6) Modèle de Park de la Machine Asynchrone

Cette transformation s'écrit:

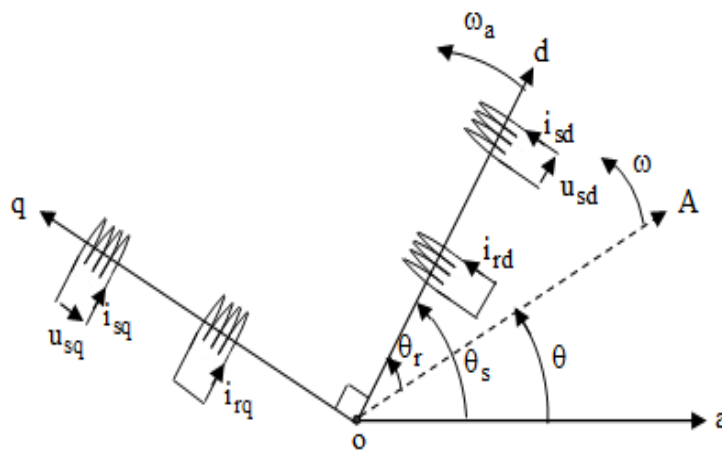
$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = P^{-1}(\theta) \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

La variable x peut être une tension, un courant ou un flux.

La matrice de transformation $P(\theta)$ et son inverse sont données par:

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$



Figure(I.7) Représentation schématique de la transformation des enroulements réels en enroulements équivalents (transformation de *Park*)

Nous avons : $(oa, od) = \theta_s$, $(oA, od) = \theta_r$, $(oa, oA) = \theta_s - \theta_r = \theta$

Sur la figure (I.7), ω_a désigne la vitesse angulaire électrique du système d'axes (d, q), l'angle θ caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator, d'où la vitesse angulaire (pour une machine bipolaire) :

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{I.19})$$

Nous utiliserons la transformation de *Park* plutôt que celle de *Park* normée pour passer des grandeurs triphasées (a, b, c) aux grandeurs diphasées (d, q). Ce choix de matrice de passage non normée est bien pratique en commande où l'on traite des grandeurs en (d, q). En effet, cela nous permet, par exemple, d'apprécier directement le module du courant qui est absorbé par le moteur, sans avoir à passer par un coefficient multiplicateur [7]

I.7.2 Equations électriques de la machine dans le repère (d, q)

Dans le cas où le neutre de la machine n'est pas relié, les composantes homopolaires sont nulles. Après avoir effectué les transformations précédentes, le modèle de la machine asynchrone triphasée dans le référentiel de *Park* généralisé sera donné par les expressions suivantes. [7]

I.7.2.1 Equations des tensions

Elles sont données par:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \Phi_{ds} \\ V_{dr} = 0 = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I.20)$$

I.7.2.2 Expressions magnétiques dans le repère (d, q) [7]

Les composantes des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par les expressions

$$\text{suivantes :} \quad \text{pour le stator} \quad \begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (I.21)$$

$$\text{pour le rotor} \quad \begin{cases} \Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (I.22)$$

Avec:

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique.

$M = \frac{3}{2} M_0$: Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator.

Le couple électromagnétique développé par le champ tournant est exprimé par la relation:

$$C_e = \frac{3pL_m}{2L_r} (\Phi_{rd} \cdot i_{sq} - \Phi_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (I.23)$$

Afin de concevoir le modèle complet en ajoute aux expressions électriques (I.20), l'équation mécanique suivante :

$$C_e - C_r = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (I.24)$$

où le couple électromagnétique doit équilibrer à tout instant l'action résultante exercée sur l'arbre du rotor par :

- le couple résistant (statique) imposé par la charge mécanique ($C_r = C_r(\Omega)$),
- le couple des frottements visqueux ($f \cdot \Omega$),
- le couple d'inertie des masses tournantes rapporté au diamètre du rotor ($J \frac{d\Omega}{dt}$).

Selon le choix de la vitesse angulaire ω_a dans les équations électriques du référentiel de *Park* généralisé (I.19), on obtient les trois référentiels suivants :

- référentiel lié au stator en posant $\omega_a = 0$. Il correspond aux axes (α, β) . La transformation correspondante est souvent nommée transformation de *Clarke*,
- référentiel lié au rotor en posant $\omega_a = \omega$. Il correspond aux axes (x, y) ,
- référentiel lié au champ magnétique tournant en posant $\omega_a = \omega_s$. Il correspond aux axes (d, q) ; d'où la transformation correspondante appelée transformation de *Park*.

I.8 Représentation d'état et choix d'un référentiel d'estimation [7]

I.8.1 Représentation d'état

La représentation d'état est la représentation moderne la plus adaptée pour la commande des machines électriques. La présence de la vitesse mécanique dans les expressions électriques conduit à un système de cinq équations différentielles non linéaires. Si l'on suppose que la vitesse est un paramètre lentement variable vis-à-vis des grandeurs électriques, on obtient un modèle d'état d'ordre quatre, linéaire mais non stationnaire.

Il existe plusieurs représentations de la machine asynchrone. Elles se différencient entre elles par un choix du vecteur définissant les variables d'états du système et par un choix du référentiel dans lequel la modélisation est faite. La forme générale de l'équation d'état du système est uniforme et s'écrit de la façon suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (I.25)$$

Dans le référentiel de *Park* généralisé, avec le vecteur d'état x composé des composantes du flux rotoriques et des courants statorique i_{sd} , i_{sq} , le vecteur d'entrée u est constitué des composantes de tensions u_{sd} et u_{sq} et le vecteur de sortie y est défini à partir des courants statoriques i_{sd} et i_{sq} . Il vient alors :

$$x = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \Phi_{rd} \quad \Phi_{rq}]^t, \quad u = [u_{sd} \quad u_{sq}]^t, \quad y = [i_{sd} \quad i_{sq}]^t$$

$$x = \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} & \Phi_{rd} & \Phi_{rq} \end{bmatrix}^t$$

Dans ce cas, la représentation d'état est définie par un autre triplet A, B, C, s'écrivant de la manière suivante :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{L_m^2}{L_r}) & \omega_a & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} T_r & \frac{p L_m}{\sigma L_s L_r} \Omega \\ -\omega_a & -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{L_m^2}{L_r}) & -\frac{p L_m}{\sigma L_s L_r} \Omega & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} T_r \\ L_m T_r & 0 & -T_r & (\omega_a - p \Omega) \\ 0 & L_m T_r & -(\omega_a - p \Omega) & -T_r \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

$$\text{avec : } \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}; \quad T_s = \frac{L_s}{R_s}; \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (I.27)$$

Il est à noter qu'ici la matrice "A" dépend toujours de la vitesse du référentiel ω_a et de la vitesse électrique du rotor ω par rapport au stator. On remarque également que la matrice "B" dépend des paramètres inductifs de la machine. Par contre, la matrice de sortie "C" est indépendante de tous les paramètres et est constituée d'éléments constants. En effet, cette représentation se verra particulièrement bien adaptée aux différentes structures d'observateurs. Dans ce travail, on la choisit donc pour faciliter l'implémentation des algorithmes d'estimation.

I.8.2 Choix d'un référentiel d'estimation

Dans la mesure où une implémentation sur un système d'informatique industrielle est envisagée, il est important de considérer que la matrice "A" est quasi stationnaire pendant une période d'échantillonnage T_e . Par conséquent, certains choix de référentiels sont plus intéressants que d'autres.

Deux référentiels sont intéressants en pratique:

référentiel lié au stator : on peut constater que la matrice " A " ne dépend que de la vitesse électrique du rotor.

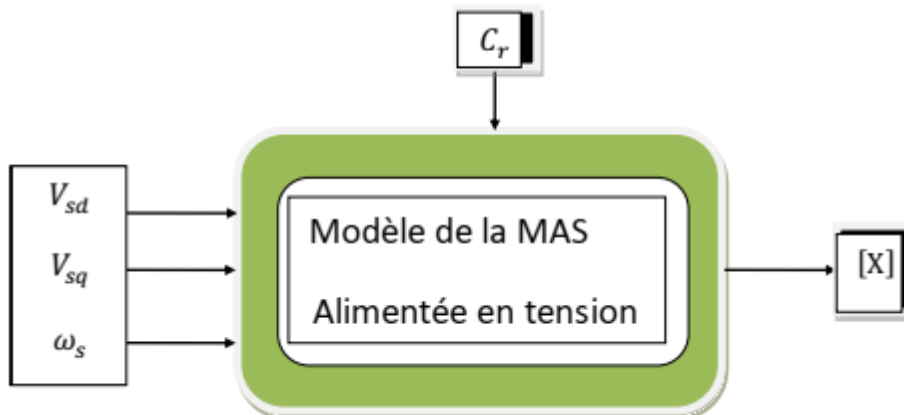
référentiel lié au champs tournant : on constate, de façon générale, que ce référentiel n'introduit pas de simplifications dans la formulation de la matrice d'état. Il est souvent avantageux puisque les différentes grandeurs du système sont continues. Ce référentiel est utilisé pour obtenir les lois de la commande vectorielle.

Pour notre étude, le modèle de la machine asynchrone triphasée à cage est établi dans une représentation d'état où le vecteur d'état est composé des deux courants statoriques et des deux flux rotoriques avec un choix basé sur le référentiel lié au stator. Ce choix permet de réduire le nombre de grandeurs dont on a besoin de connaître pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine. En effet, seules les valeurs instantanées des tensions statoriques et du couple résistant doivent être déterminées pour les imposer à la machine. On n'a pas donc besoin de savoir ce que vaut la pulsation statorique ou le glissement comme dans le cas du modèle dont les expressions électriques sont écrites dans le référentiel tournant au synchronisme.

Ce choix offre donc des propriétés intéressantes aux problèmes d'estimations en temps réel (réduction du nombre d'éléments de la matrice " A ", stationnarité de la matrice de sortie"

I.8.3 la machine asynchrone alimentée en tension [16]

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, si on considère le courant statorique i_s et le flux rotorique ϕ_r comme variables d'état et la pulsation ω_s et les tensions V_{sd} , V_{sq} , comme grandeur de commande et le couple C_r comme une perturbation, on aura le schéma bloc suivant:



Figure(I.8) Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.

Le vecteur de sortie[X], peut avoir une des formes des différentes expressions:

$$[X] = \begin{bmatrix} isd \\ isq \\ ird \\ irq \end{bmatrix} \text{ ou } [X] = \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix}, [X] = \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ ird \\ irq \end{bmatrix}, [X] = \begin{bmatrix} isd \\ isq \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix}$$

I.8.4 Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère lié au stator. [7]

Dans ce repère, la représentation d'état est donnée par (I.28).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) & 0 & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{p L_m}{\sigma L_s L_r} \Omega \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) & -\frac{p L_m}{\sigma L_s L_r} \Omega & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{L_m}{T_r} & -p\Omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & p\Omega & -\frac{L_m}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

En ajoutant l'équation mécanique (I.24), l'expression du couple électromagnétique s'écrit:

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\Phi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (I.29)$$

Remarque

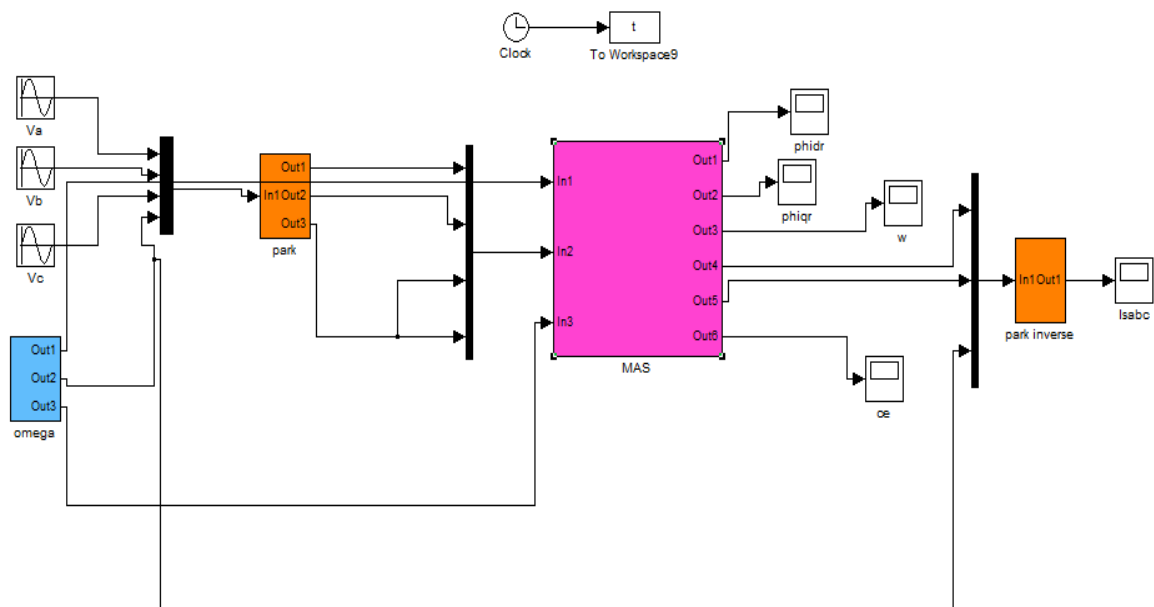
Les composantes de *Park* (d, q), exprimées dans un référentiel lié au champ tournant, peuvent être obtenues à partir des composantes de *Clarke* (α, β), exprimées dans un référentiel lié au stator, en faisant une rotation de l'angle θ_a . Le passage des composantes de *Clarke* à celles de *Park* est le même pour les courants, les tensions et les flux. Il s'écrit pour les courants, par exemple:

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = P(\theta_a) \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad P(\theta_a) = \begin{bmatrix} \cos \theta_a & \sin \theta_a \\ -\sin \theta_a & \cos \theta_a \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

I.9 Simulation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau

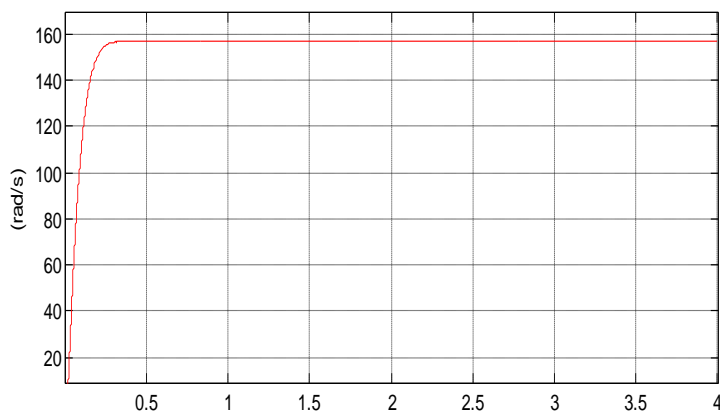
La figure (I.9) présente le schéma bloc de simulation à l'aide du logiciel *SIMULINK* sous *MATLAB* de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé (220/380V, 50Hz). Les paramètres de la machine asynchrone one utilisée dans ce travail sont donnés en Annexe

Nous avons effectué deux tests différents, le premier concerne le démarrage à vide de la machine, et le deuxième, l'application d'une charge (5 N.m) à l'instant $t=2s$

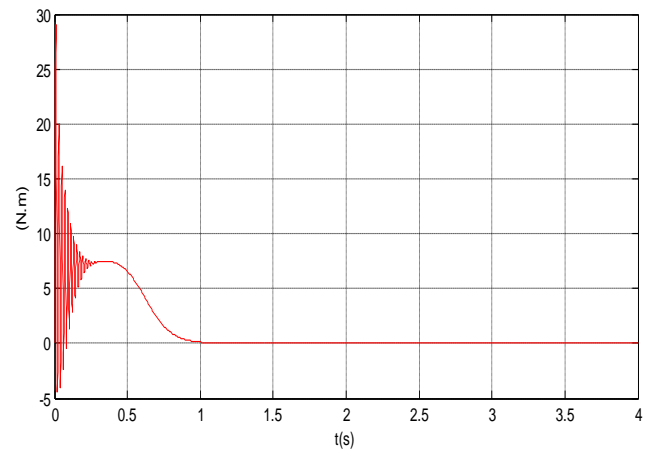


Figure(I.9):Schéma bloc global de simulation de la MAS

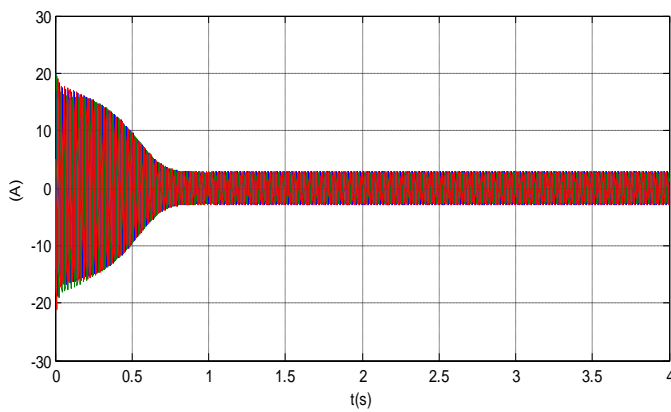
I.9.1 Démarrage à vide



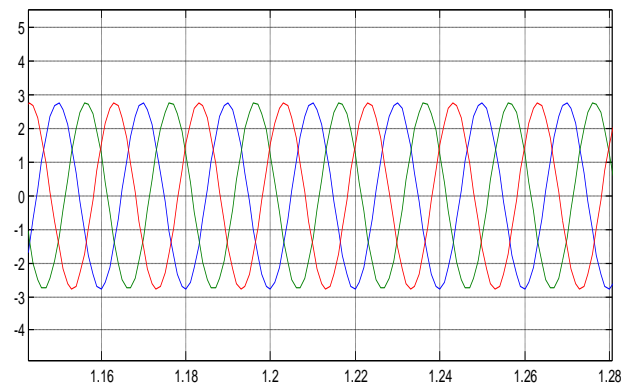
a) Vitesse de rotation



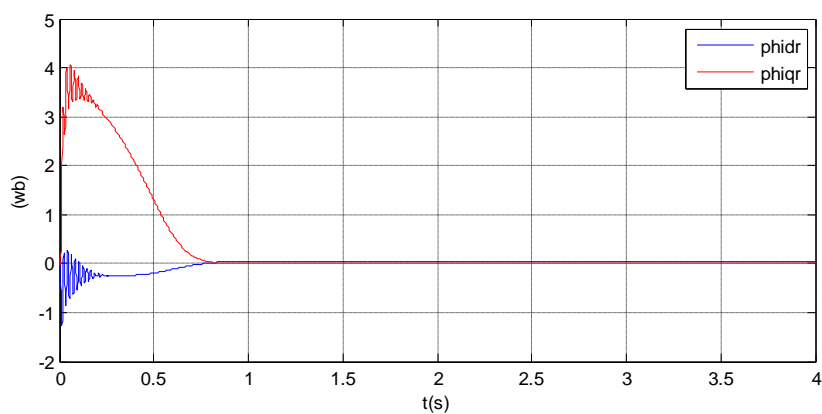
b) Couple électromagnétique



c) les Courant des phases statoriques



d) Zoom du courants statorique



e) Composants du flux rotorique selon les axes d et q

Figure (1.10): démarrage à vide d'un moteur asynchrone

I.9.2 Fonctionnement en charge

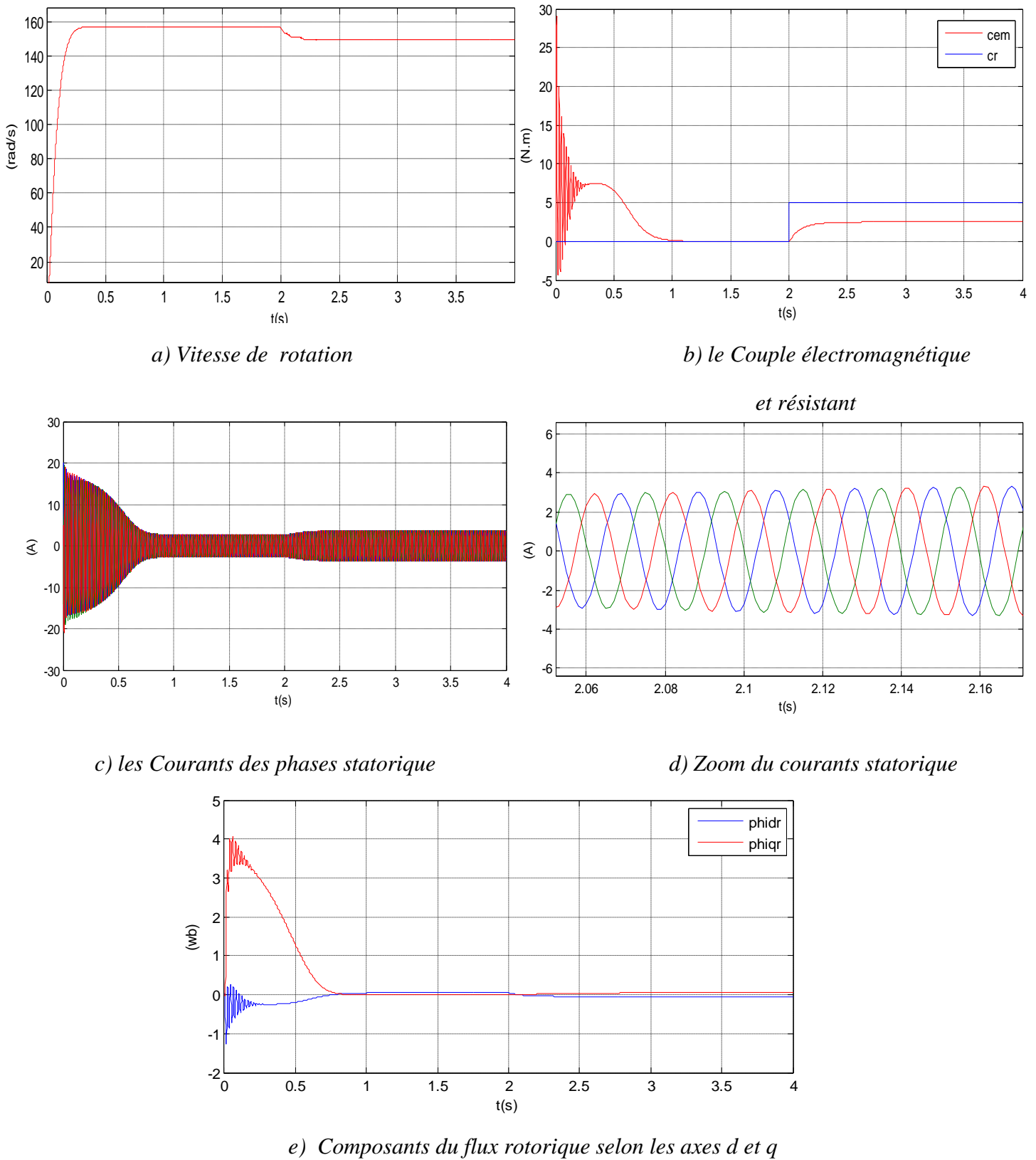


Figure (I.11): démarrage à vide suivi d'une charge à l'instant $t=2$ s

I.9.3 Interprétation des résultats de simulation :

A. à vide

- L'allure de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire, puis se stabilise à une valeur de synchronisme 157 rad/sec (régime permanent) .
- Au premier instant du démarrage, le couple électromagnétique est fortement pulsatoire à cause du moment d'inertie Après disparition du régime transitoire, il tend vers la valeur correspondante à la charge nulle.
- On remarque dans le courbe du courant statorique des oscillations et dépassements excessifs induisant de forts appels de courants atteint valeur maximale (20 A) , Cette valeur de courant dû au régime transitoire disparaissent au bout de quelques alternances afin d'obtenir une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

B. en charge:

- Quand on applique une charge donnée $C_r = 5 \text{ Nm}$ à $t = 2 \text{ s}$ la vitesse diminue pendant un moment puis se stabilise à la valeur 148 rad/sec et Le couple électromagnétique tend vers la valeur du couple résistant avec une réponse quasiment instantanée.
- Les flux rotoriques réagissent aussi à cette charge et nous pouvons voir le couplage avec le couple, les courants statoriques augmentent à l'application de la charge se qui est évidant pour compenser le couple résistant.

Conclusion:

Dans le premier chapitre, on a présenté la modélisation et du moteur asynchrone triphasée et établir un modèle mathématique dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. En appliquant la transformation de Park permet de passer du système triphasé vers le système biphasé de Park.

Aussi nous avons fait une simulation de la moteur asynchrone par le logiciel MATLAB/SIMULINK. Les résultats de simulation obtenus montrent bien le comportement électrique et magnétique de la machine asynchrone lors du démarrage à vide et en charge. Toutefois, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable, elle doit être associée à une commande externe qui fera l'objet du second chapitre. On introduit dans le prochain chapitre la commande vectorielle.

Chapitre II

La Commande Vectorielle de MAS

II.1 Introduction

Dans la machine asynchrone, le couple électromagnétique est le résultat d'une interaction entre les courants imposés dans les enroulements du stator, et les courants induits dans le rotor en court-circuit. Ainsi toute variation du couple par variation des courants statoriques se traduit aussi par une évolution du flux induit dans le rotor. Donc pour obtenir un contrôle dynamique performant du couple, il faut, par un système de commande extérieur à la machine, réaliser un découplage des réglages du couple et du flux .

Au cours de ces dernières années, des méthodes ont été mises au point, permettant d'assurer le découplage entre les commandes de flux, et du couple de la machine asynchrone. Le découplage peut être alors réalisé par plusieurs variantes, par orientation du flux statorique ou du flux dans l'entrefer, ou du flux rotorique.

Actuellement la méthode la plus utilisée, est donnée par la théorie de commande par flux orienté. Cette dernière a été proposée en 1972 par 'BLASCHKE', elle consiste à séparer la commande du flux de celle du couple par orientation d'un flux selon l'axe (d) du repère choisi. Cela permet d'obtenir une structure de commande découplée. [14]

Ce chapitre sera consacré à l'étude de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté .

II.2 Théorie de la commande vectorielle:

L'intérêt de la commande vectorielle est de rapprocher de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée qui offre comme principale avantage d'être facilement commandable, le couple et le flux sont découplés et contrôlable indépendamment. Le flux est contrôlé de l'inducteur et le couple par le courant induit.

Cependant pour la machine asynchrone le flux et le couple ne sont pas naturellement découplés. La commande vectorielle vient de régler ce problème de découplage entre le réglage du flux et celui du couple. [15]

k : constant

I_a : Courant d'induit

I_f : le courant d'excitation

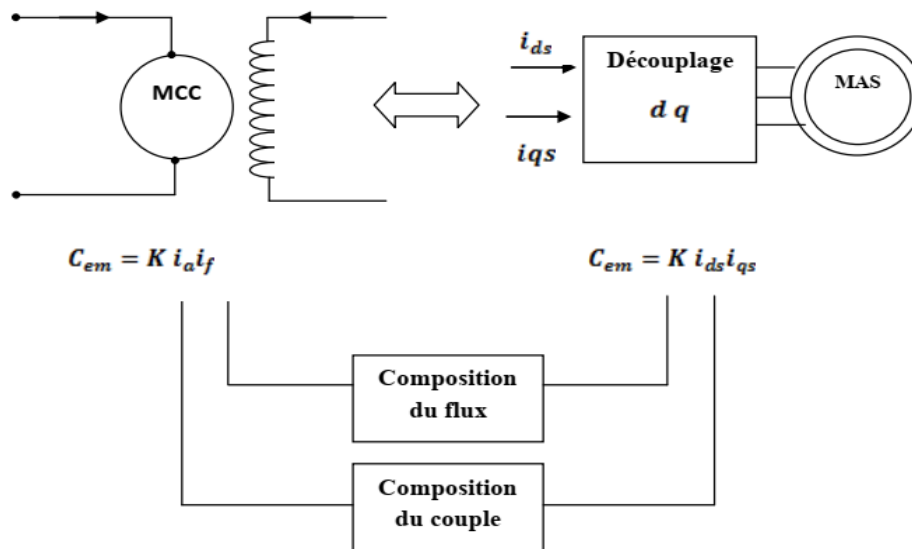


Figure (II.1) : schéma du principe de découplage pour la MAS par analogie avec MCC

II.3 Principe La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF) [9]

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe «d, q». Un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère «d,q» entraîne l'alignement de l'axe «d» sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux

II.3.1 Choix d'orientation de flux [9]

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine à savoir le flux rotorique, statorique ou d'entrefer

$$\Phi_r = \Phi_{dr} \quad \Phi_{qr} = 0 \quad \text{orientation de flux rotorique}$$

$$\Phi_r = \Phi_{ds} \quad \Phi_{qs} = 0 \quad \text{orientation de flux statorique}$$

$$\Phi_m = \Phi_{dm} \quad \Phi_{qm} = 0 \quad \text{orientation de flux d'entrefer}$$

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

Dans ce travail, nous intéressons à la commande à flux rotorique orienté.

II.4 Différentes méthodes de commandes par orientation du flux :[16]

II.4.1 Méthode direct

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase, qui doit être vérifiée en ligne et de manière plus précise possible tous au long du fonctionnement de notre système. cependant comme ces deux grandeurs ne sont pas directement mesurable et que la connaissance de la position de flux est fondamentale pour les changements de coordonnée , celle du module du flux et pour contrôler le régime dynamique de la machine il est donc nécessaire de procéder à une série de calculs au sein du processus.

par conséquent deux méthodes de mesure existent à savoir:

- L'utilisation d'un estimateur de flux
- L'utilisation d'un capteur de flux

Ces deux méthodes de mesures rendent cette technique de commande moins utilisé car dans ce cas l'estimateur et/ou le capteur devraient être installé au moment de la fabrication de la machine faisant de celle-ci une machine spéciale. En effet, leur utilisation nécessitent pour les traitement de signaux des appareils très fragiles et assez couteux, et de ce fait les avantage du moteur asynchrone qui se résumant en sa simplicité de construction et robustesse, ainsi que son faible cout seront alors perdus .

II.4.2 Méthode indirect

Cette méthode se base sur le contrôle de la pulsation de glissement afin de pouvoir aligner l'axe (o-d) du repère (d-q) avec le vecteur flux rotorique par conséquent, nous auront pas besoin de connaître l'amplitude de flux, mais seulement sa position qui est calculée à partir des grandeurs de référence (flux-couple) et de vitesse de rotation mesurée

II.5 la commande vectorielle par orientation du flux rotorique [9]

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe «d» d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse (ω_s), donc on peut remarquer les propriétés suivantes:

- La composante transversale du flux rotorique est nulle. $\Phi_{qr} = 0$
- L'axe «d» est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique $\Phi_r = \Phi_{dr}$
- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant. $\Phi_r = cst , i_{dr} = 0$

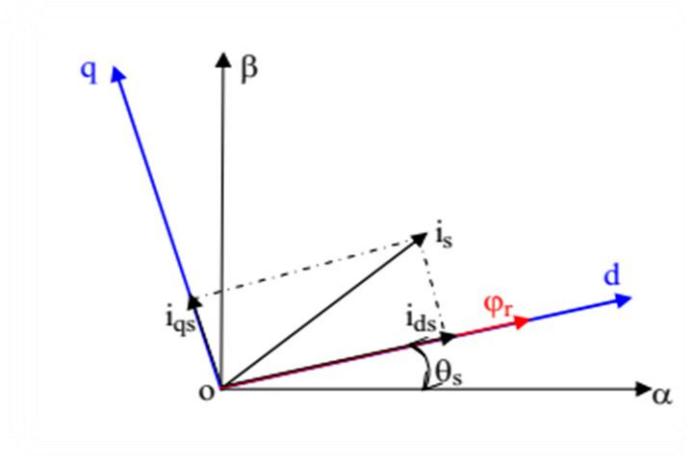


Figure (II.2) principe de la commande par orientation du flux rotorique

le flux devient :

$$\text{A partir de : } \Phi_{rd} = \Phi_r = L_r \cdot I_{rd} + L_m \cdot I_{sd} \quad (\text{II.1})$$

$$\text{On obtient : } \Phi_r = -\tau_r \frac{d\Phi_r}{dt} + L_m \cdot I_{sd} \quad (\text{II.2})$$

$$\text{Après la transformation de la place : } \Phi_r = \frac{L_m}{1+s\tau_r} I_{sd}$$

les tensions statoriques :

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{d\Phi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \\ u_{sq} = R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Après la transformation de la place:

$$\begin{cases} u_{sd} = (R_s + \sigma L_s) I_{sd} + s \frac{L_m}{L_r} \Phi_r - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \\ u_{sq} = (R_s + \sigma L_s) I_{sq} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

La pulsation et la position du flux par rapport au stator sont calculées par les formules suivantes :

$$\omega_s = P \Omega + \frac{L_m}{\tau_r \Phi_r} \cdot I_{sq} \quad (\text{II.5})$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (\text{II.6})$$

on obtient la pulsation de glissement :

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = \frac{L_m}{\tau_r \Phi_r} \cdot I_{sq} \quad (\text{II.7})$$

Nous avons vu que le couple en régime quelconque s'exprime dans le repère d.q comme un produit croisé de courants ou de flux :

$$C_e = \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{II.8})$$

Donc si le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'un repère lié au champ tournant alors le couple devient :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_r I_{sq}) \quad (\text{II.9})$$

A l'examen de ces dernières relations, on constate que : [11]

- 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.

On retrouve à partir de (II.9) la configuration des machines à courant continu, constituant la base de la commande à flux rotorique orienté.

II.5.1 Commande vectorielle indirecte :

Nous allons aborder le schéma de commande indirecte par orientation du flux rotorique. la vitesse est mesuré, donc il est facile de faire sa régulation par contre-réaction ,par contre le flux ne peut être mesuré directement et son contrôle le plus simple est de type réaction (la figure II.3) la méthode indirecte est facile à implanter mais elle est fortement dépendante aux variation des paramètre de la machine et en particulier la résistance rotorique qui change avec la température. [16]

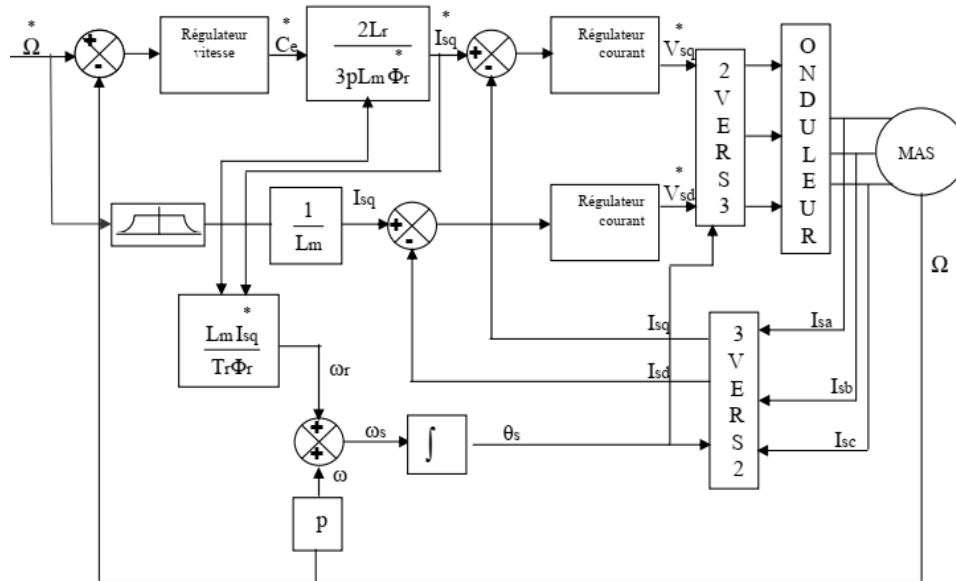


Figure (II.3) Commande vectorielle indirecte d'une machine alimentée en tension

le régulateur PI utilisé pour la régulation de la vitesse est calculé suivant l'approche analytique développée.

la constante de temps associée au régulateur PI ($\tau = K_p/K_i$) est choisie en tant compte de la constant de temps statorique (L_s/R_s) qui caractériser la dynamique du courant d'alimentation .

II.5.2 Bloc de défluxage: [7]

Le flux de référence Φ_r^* est déduit de la vitesse de rotation à partir du bloc de défluxage. Le "défluxage" permet à la machine d'atteindre des vitesses supérieures à la vitesse nominale. Dans ce fonctionnement, le couple maximal que l'on peut imposer devient faible. Le procédé de défluxage est utilisé en particulier en traction électrique où l'on a besoin d'un fort couple pendant la phase de démarrage et d'un couple plus faible (qui ne sert qu'à compenser les frottements) pendant la marche normale

Alors, le "défluxage" permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine en sous-vitesse ($\Omega < \Omega_{nom}$) et en sur-vitesse ($\Omega > \Omega_{nom}$)

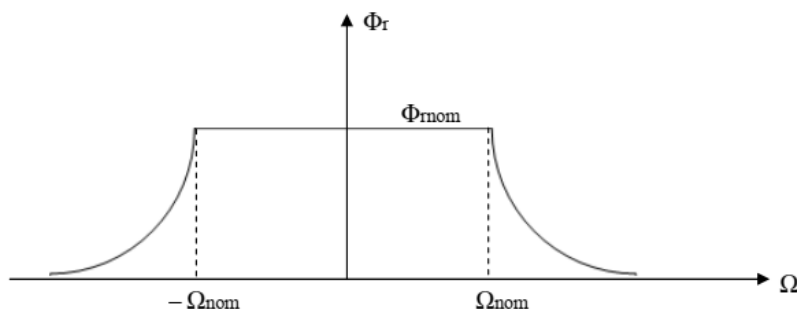


Figure (II.4) Bloc de défluxage

Il est défini par la relation non linéaire suivante:

$$\begin{cases} \Phi_r^* = \Phi_{rnom} & \text{si } \Omega < \Omega_{nom} \\ \Phi_r^* = \frac{\Phi_{rnom}}{\Omega} \Omega_{nom} & \text{si } \Omega > \Omega_{nom} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

II.5.3 Calcul des régulateurs: [11]

Les différents régulateurs utilisés dans les boucles de régulation seront du type proportionnel et intégral (PI), car les grandeurs à réguler sont des grandeurs continues. A fin de contrôler le couple électromagnétique et effectuer la régulation de la vitesse.

II.5.3.1 Régulateur de vitesse :

la dynamique de la machine en vitesse est donnée par l'équation mécanique, donc la régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant:

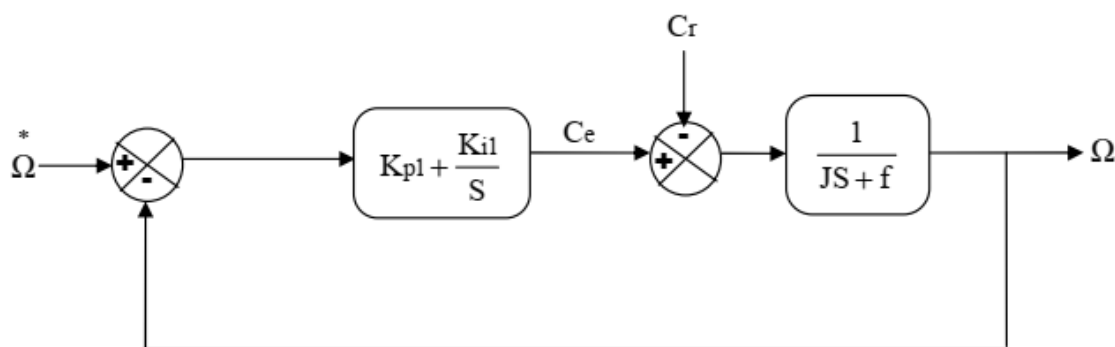


Figure (II.5) Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse

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

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega(s)^*} = \frac{\left(\frac{1}{Js+f}\right)\left(Kp + \frac{Ki}{s}\right)}{1 + \left(\frac{1}{Js+f}\right)\left(Kp + \frac{Ki}{s}\right)} = \frac{1 + \tau_1 s}{1 + \left(\tau_1 + \frac{f}{Ki}\right)s + \left(\frac{J}{Ki}\right)s^2} \quad (\text{II.11})$$

Avec :

$$\tau_1 = \frac{K_{p1}}{K_{i1}} \quad (\text{II.12})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2^{eme} ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique, nous avons à résoudre le système d'équation suivant :

$$\frac{J}{K_{i1}} = \frac{1}{\omega^2_0} \quad \frac{2\xi}{\omega_0} = \tau_1 + \frac{f}{K_{i1}} \quad (\text{II.13})$$

Pour un amortissement critique $\xi = 1$ on obtient :

$$\begin{cases} K_{p1} = \tau_1 K_{i1} \\ K_{i1} = \frac{4J}{\tau^2_1} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

II.5.3.2. Régulateurs de courants:

Pour s'assurer que les courants réels suivent les courants de consigne, des régulateurs de courants agissant sur les tensions de commande sont indispensables, nous nous intéressons au dimensionnement des régulateurs. Donc les deux régulateurs sont identiques. La boucle de régulation du courant I_{sd} (respectivement I_{sq}) peut être représentée par la figure (II.6) et la figure (II.7) :

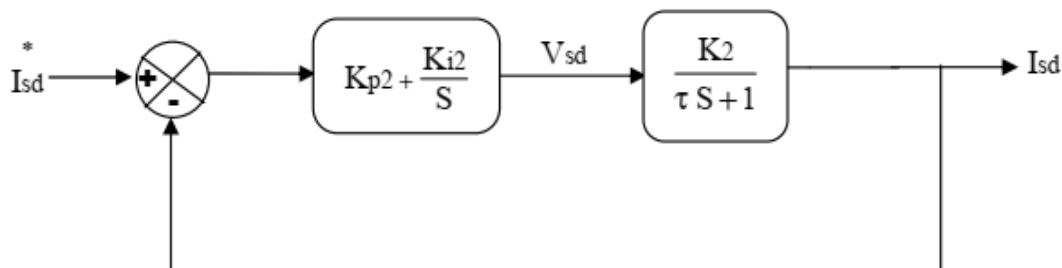


Figure (II.6) Schéma fonctionnel de la régulation du courant I_{sd}

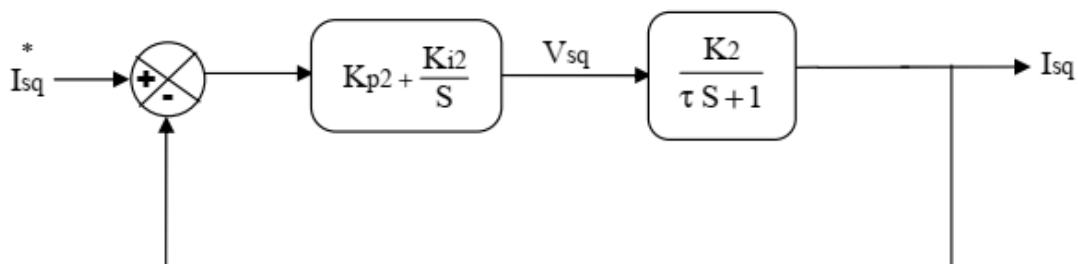


Figure (II.7) Schéma fonctionnel de la régulation du courant I_{sq}

Avec :

$$K_2 = \frac{1}{R_s + \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 R_r} \quad (\text{II.15})$$

$$\tau = \frac{\sigma L_s}{R_s + \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 R_r} \quad (\text{II.16})$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera donc :

$$\frac{I_{sd}^*}{I_{sd}} = \frac{\left(K_p 2 + \frac{K_i 2}{s}\right) \left(\frac{K_2}{\tau s + 1}\right)}{1 + \left(K_p 2 + \frac{K_i 2}{s}\right) \left(\frac{K_2}{\tau s + 1}\right)} = \frac{\left(\frac{K_p 2 K_2}{\tau}\right) s + \frac{K_i 2 K_2}{\tau}}{s^2 + \left(\frac{K_p 2 K_2 + 1}{\tau}\right) s + \frac{K_i 2 K_2}{\tau}} \quad (\text{II.17})$$

D'où l'équation caractéristique en boucle fermée est de la forme suivante :

$$S^2 + 2\xi\omega_0 S + \omega_0^2 = 0 \quad (\text{II.18})$$

L'équation terme à terme des deux équations (II.17) et (II.18) entraîne que:

$$\begin{cases} 2\xi\omega_0 = \frac{K_p 2 K_2 + 1}{\tau} \\ \omega_0^2 = \frac{K_i 2 K_2}{\tau} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Donc, les paramètres du régulateur sont :

$$\begin{cases} k_{p2} = \frac{2\xi\omega_0\tau - 1}{K_2} \\ k_{i2} = \frac{\omega_0^2\tau}{K_2} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre le principe de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté. cette commande qui assuré le découplage nécessaire permettant de séparer la commande du flux et celle du couple et montrer comment calculer les différents régulateurs

Dans le chapitre suivant en va faire une simulation de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté et interpréter les résultats.

Chapitre III

Simulation de CVI de la MAS alimentée par un Onduleur de tension

III.1. Introduction :

Le but de ce chapitre est de présenter les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté pour une machine alimentée en tension.

Cette machine doit donc être alimentée par des sources adéquates, elles-mêmes pilotées de façon judicieuse et c'est pour ça qu'on a utilisé un onduleur de tension contrôlé par la technique de modulation à largeur d'impulsion MLI.

III.2. Modélisation de l'onduleur de tension [2]

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et à fréquences variables à partir d'un réseau standard (220/380V, 50Hz) après redressement, la tension filtrée U_0 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.

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne suivante:

- $S_{a,b,c} = 1$ Interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) fermé.
- $S_{a,b,c}^- = 0$ Interrupteur du demi-bras bas (a, b ou c) ouvert.

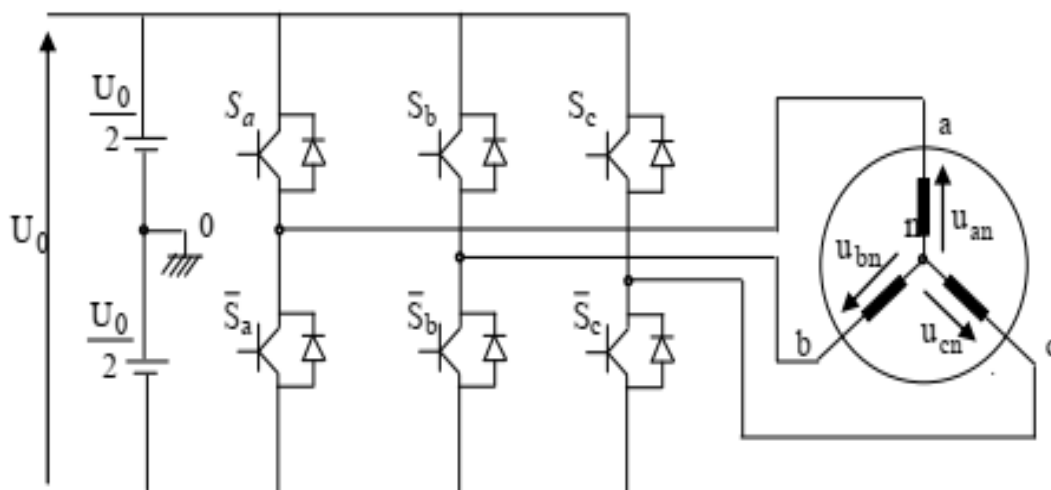


Figure (III.1) Schéma d'un onduleur triphasé

Pour simplifier l'étude de l'onduleur, 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 neutre isolé

Les tensions composées à la sortie du pont de l'onduleur triphasée figure (III.1) sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (\text{III. 1})$$

U_{ao} , U_{bo} , U_{co} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continue) Soit "n" l'indice du point neutre du coté alternatif, on a :

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} - U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} - U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} - U_{no} \end{cases} \quad (\text{III. 2})$$

U_{an} , U_{bn} , U_{cn} sont les tensions simple de la machine et U_{no} est la tensions entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est considérée équilibrée et le neutre isolé alors:

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (\text{III.3})$$

La substitution de (I.34) dans (I.33) aboutit à :

$$U_{no} = \frac{1}{3} (U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (\text{III.4})$$

En remplaçant (I.35) dans (I.33), on obtient :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3} U_{ao} - \frac{1}{2} U_{bo} - \frac{1}{3} U_{co} \\ U_{bn} = -\frac{2}{3} U_{ao} + \frac{2}{3} U_{bo} - \frac{1}{3} U_{co} \\ U_{cn} = -\frac{1}{3} U_{ao} - \frac{1}{3} U_{bo} + \frac{2}{3} U_{co} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

On peut écrire le système d'équation (I.36), on utilisant les variables booliennes de l'état des interrupteur on a :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_0}{3} (2.S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_0}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_0}{3} (-S_a - S_b - 2.S_c) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

III.2.1 Etude de la commande de l'onduleur [11]

Le choix d'une technique de commande dépend du type de machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme

Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix. Les critères de performances permettent d'évaluer et de comparer les qualités des différentes techniques de MLI

L'utilisation de techniques de commande à fréquences de découpage supérieures permet de repousser les harmoniques de tension à des fréquences plus élevées et plus faciles à filtrer, ce qui permet un spectre de la tension de sortie de meilleure qualité et faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie

III.2.2.Principe du la MLI sinus- triangulaire

Le principe de cette technique consiste à comparer un signal triangulaire d'amplitude fixe et de fréquence nettement supérieure appelée porteuse, au trois signaux sinusoïdaux d'amplitude variable et de fréquence f appelée référence

L'intersection de ces deux signaux donne les instants de commutation des interrupteurs comme montre la figure (II.9)

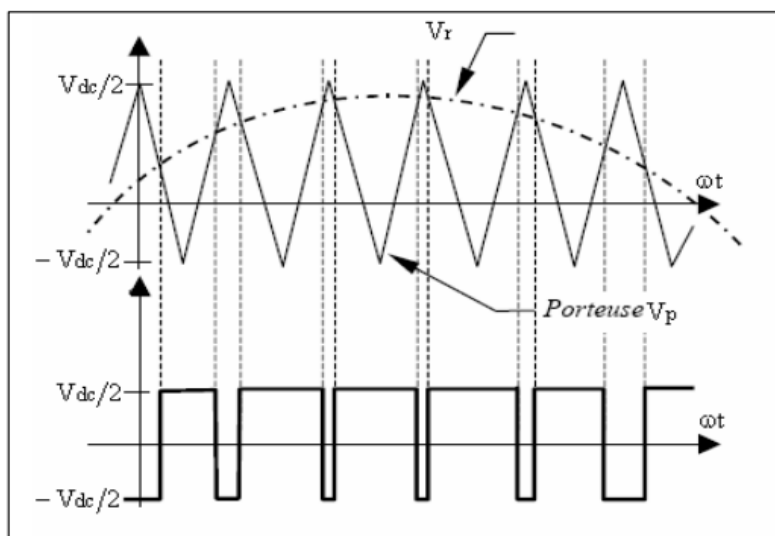


Figure (III.2) Détermination des instants de commutation

Les caractéristiques de la modulation sinusoïdale sont :

- L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f_r de la référence $m = f_p / f_r$
- Le coefficient de réglage en tension r égale au rapport de l'amplitude A_r de la référence à tension crête V_p de la porteuse : $r = V_r / V_p$.

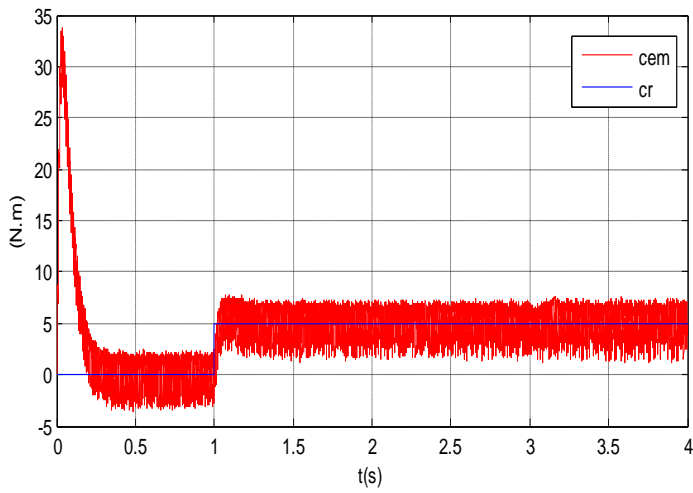
III.3. la commande vectorielle indirecte :

Les simulations présentées dans cette partie sont réalisées sur une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension à commande *MLI* et on va illustrer les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté pour trois modes de fonctionnement suivants :

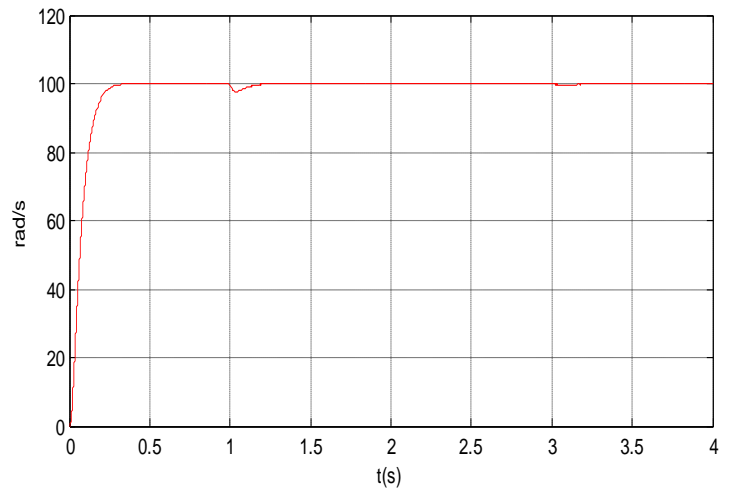
- Démarrage à vide puis introduction du couple de charge
- Inversion du sens de rotation
- Impact de la variation de la résistance rotorique (R_r)

a. Démarrage à vide puis introduction du couple de charge

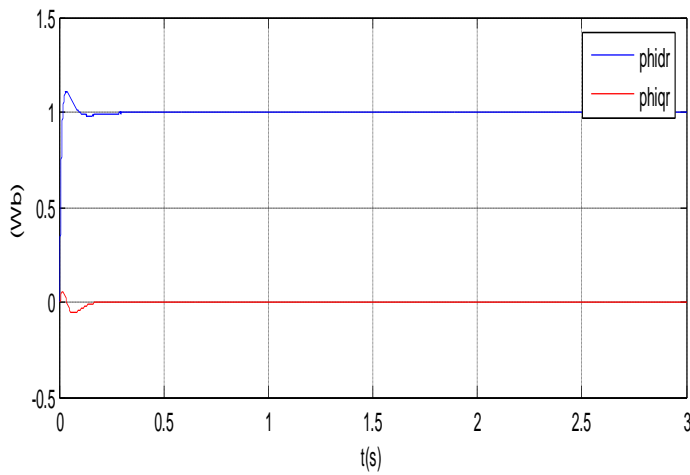
Les résultats de simulation exposés sur la figure (III.3) lors d'un démarrage à vide suivi d'une introduction d'un couple de charge $C_r = 5 \text{ Nm}$ à l'instant $t = 1 \text{ s}$. Nous remarquons que la vitesse est obtenue sans grand dépassement le système répond bien au test de la variation du couple de charge et le couple électromagnétique suivi le couple de charge instantanément et montrent que la commande vectorielle indirecte est robuste vis-à-vis de la variation de la charge.



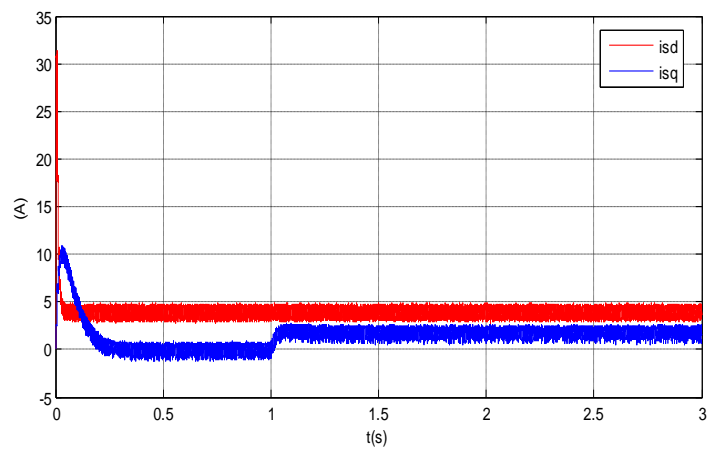
a) réponses du couple



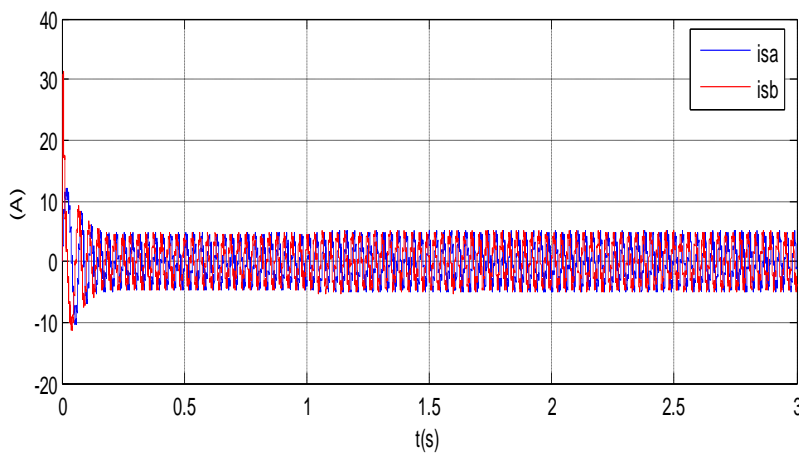
b) réponse de la vitesse



c) Composants du flux rotorique
selon les axes d et q



d) Les courants statoriques
selon les axes d et q



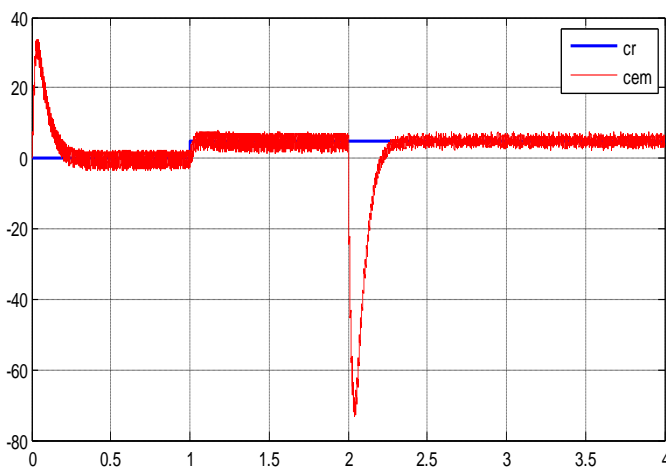
e) courant statorique isa, isb

Figure (III.3) résultat de Simulation avec variation de la charge

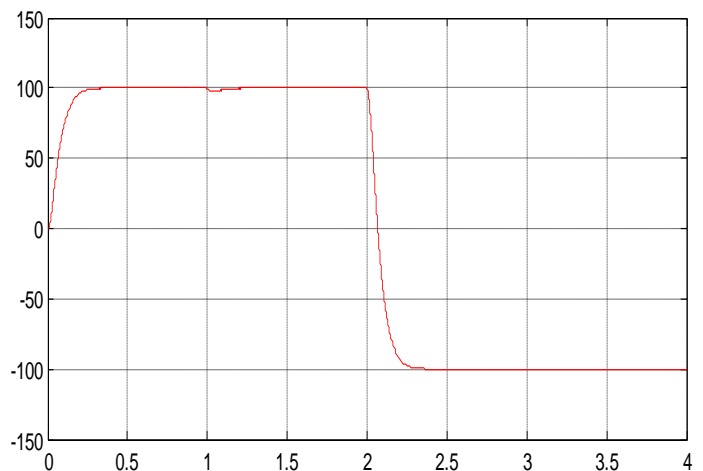
b. Inversion du sens de rotation

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la CV indirecte à la variation de la vitesse, en appliquant un couple de charge $C_r=5 \text{ N.m}$ à $t=1\text{s}$ puis l'inversion du sens de rotation (100 rad/s à -100 rad/s) à l'instante $t=2\text{s}$.

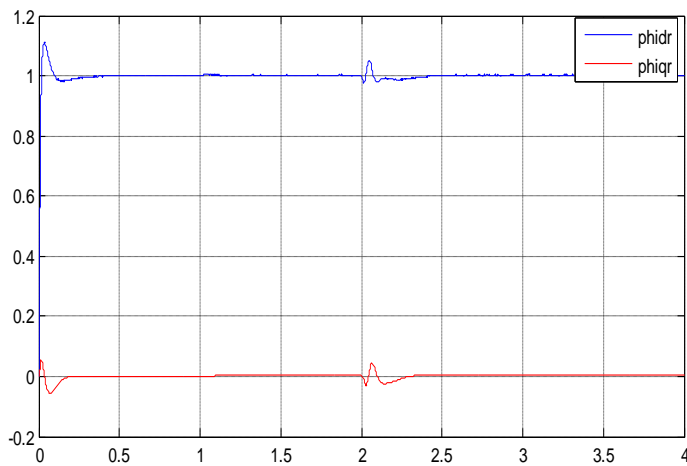
la figure (III.4) montre que la réponse de la vitesse suit parfaitement la consigne sans dépassement, Le couple électromagnétique et le courant I_{sq} ont la même allure et le couple suit la valeur de charge imposée avec certains pics lors du passage d'un mode à l'autre. Le découplage entre le flux et le couple est intact lors de ce test.



a) réponses du couple

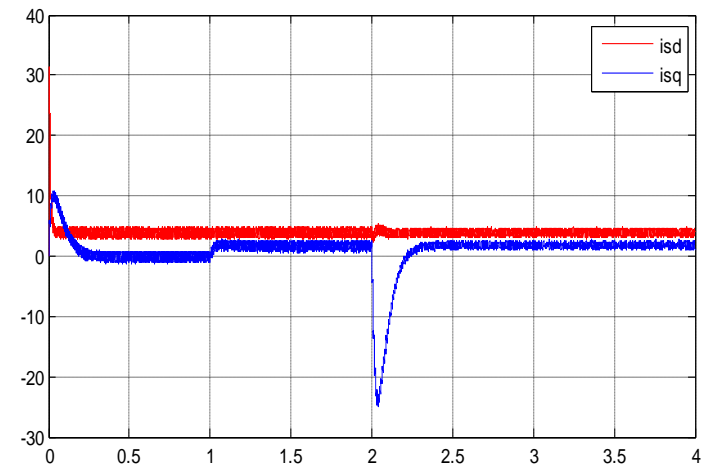


b) réponse de la vitesse



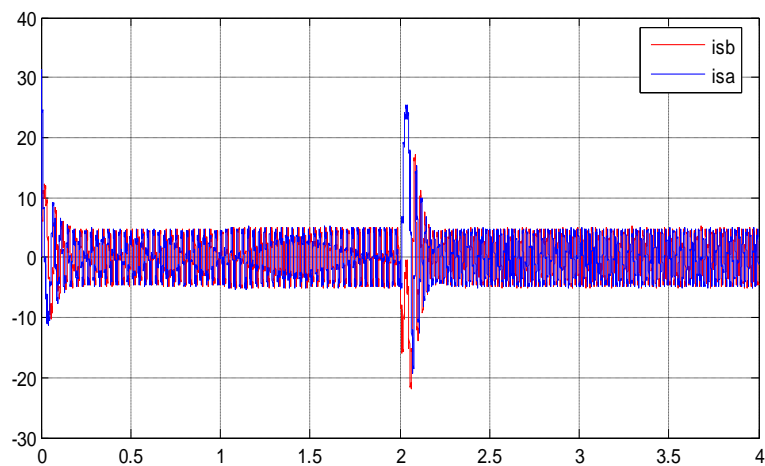
c) Composants du flux rotorique

selon les axes d et q



d) Les courants statoriques

selon les axes d et q



e) courant statorique i_{sa}, i_{sb}

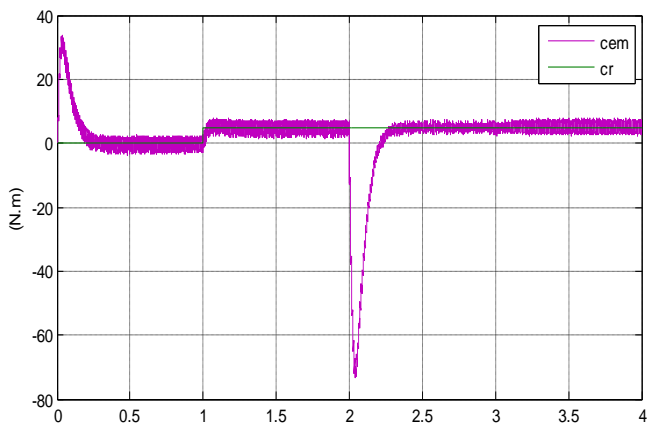
Figure (III.4) résultat de Simulation Inversion du sens de rotation

C. Impact de la variation de la résistance rotorique (R_r)

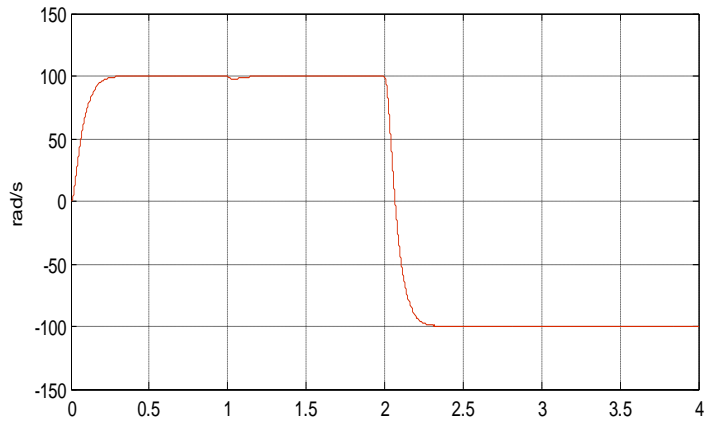
Maintenant on va tester la robustesse des méthodes étudiées pour une éventuelle variation de la résistance rotorique de l'ordre de 50% de sa valeur nominale et ce à l'instant $t=3$ s

la figure (III.5) montre que la variation de la résistance rotorique affecte la composante ϕ_{qr} du flux rotorique qui devient non nul d'où une mauvaise orientation du flux et par conséquent une perte de découplage, pour les autres grandeurs vitesse, couple et courant on remarque pas une grande influence

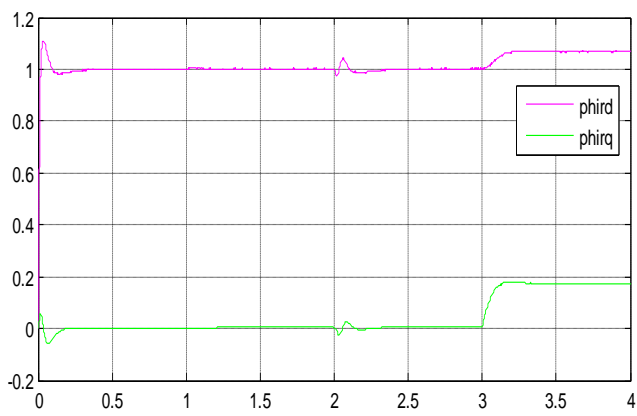
donc le découplage entre le flux et le couple est touché et ne sera plus parfait on peut dire la commande est sensible à la variation de la résistance rotorique.



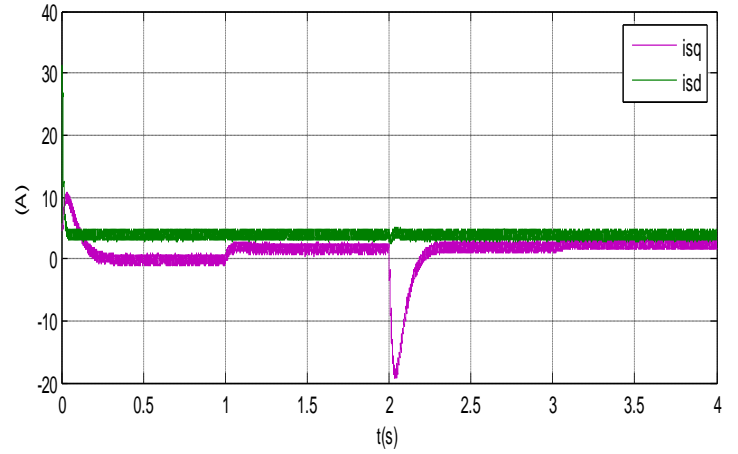
a) réponses du couple



b) réponse de la vitesse



c) Composants du flux rotorique
selon les axes d et q



d) Les courants statoriques
selon les axes d et q

Figure (III.5) Test de variations de résistance + 50% Rr

Conclusion :

A travers ce chapitre, nous avons établi la technique de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de méthode indirecte on a effectue des tests du robustesse pour la variation de la charge, la sens de vitesse, et la variation de résistance rotorique.

cette commande assure le découplage nécessaire, permettant de séparer la commande du flux et celle du couple. Cependant, cette commande est sensible à la variations paramétriques particulièrement la variation de résistance rotorique.

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone. Cette commande, qui permet d'avoir des performances similaires à celles de la machine à courant continu à excitation séparée.

En premier lieu nous avons exposé en détail le modèle de la machine asynchrone triphasé, La modélisation de la machine asynchrone est basée sur la transformation de Park, ce qui permet de simplifier les équations de la machine électrique, puis Nous avons fait une simulation de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau.

Ensuite, nous avons donné les principes de bases la commande vectorielle indirect par orientation de flux rotorique et L'utilisation des régulateurs qui permet d'obtenir de très bonnes performances dynamiques du couple et de vitesse

Le troisième chapitre est consacré pour la modélisation l'onduleur de tension, commandé par MLI , après on montrer les résultats de simulation de la commande vectorielle indirect ,différents tests on été effectués Afin de connaître le degré de robustesse offert par ce type de commande

Finalement, les résultats de simulation montrent bien le découplage entre le couple et le flux et présente une dynamique très performante D'autre part, ces résultats montrent aussi que ce type de commande est affecté par les variations des paramètres de la machine (résistance rotorique).

Annexe

les paramètres de la machine qui a été testé expérimentalement dans [17] et que nous avons utilisé dans nos simulations

➤ Puissance nominale	1.5 KW
➤ Tension nominale	220/380 V
➤ Fréquence nominale	50 Hz
➤ Nombre de paires de pôle	2
➤ Résistance statorique	4.85 Ω
➤ Résistance rotorique	3.085 Ω
➤ Inductance de stator	0.274 H
➤ Inductance de rotor	0.274 H
➤ Inductance mutuelle	0.258 H
➤ Moment d'inertie de la machine	0.31
➤ Coefficient de frottement	0

Bibliographie

- [1] **Dr. DJERIRI Y, Pr. MEROUFEL A** «*Techniques de Commande Electrique* » Fascicule de Travaux Pratiques, Université de Sidi Bel-Abbès,2019
- [2] **TAMMA E, ZERIG A** «*Amélioration des performances de la commande directe du couple de la machine asynchrone* » Mémoire de Master, Université de El oued,2017
- [3] **GUY .CHATEIGNER, , D. BOUIX , J. VAILLANT , D. VERKINDERE** « *Manuel de Génie Électrique*», Edition Dunod, Paris 2006
- [4] **M. JEANRENAUD** , « *Electrotechnique* » , Editions ANDRE DELCOURT, 1887
- [5] **P. MAYE** , « *Aide - mémoire Electrotechnique* » , Edition Dunod 2000
- [6] **B. SCHNEIDER & A. BEURET** , « *L'électricité au service des machines* » , Yverdon-les-Bains, Octobre 2006.
- [7] **BEN AKECHA . M** « *commande vectorielle de la MAS alimenté par un onduleur de tension à SVM*» Mémoire de Master , Université de Biskra,2013
- [8] **S.CHAOUCH** « *Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse* » Thèse de doctorat, Université Batna, 2005.
- [9] **CHEKIMA Dj**, «*Commande d'un Moteur Asynchrone par Logique Floue*» Mémoire de Master, Université de El oued,2014
- [10] **R. ACHOURI & M. HIDOUCHE** « *Commande vectorielle de la Machine Asynchrone*» Projet de fin d'études, Ecole Nationale Polytechnique, 2007.
- [11] **MESBAHI. N** «*Etude comparative de la commande vectorielle directe et indirecte d'une machine asynchrone* » , Mémoire de Magister, Université de Annaba,2007
- [12] **REZGUIS EDDINE** «*Commande De Machine Electrique En Environnement Matlab/Simulink et Temps Réel* » Mémoire de Magister, Université Mentouri de Constantine 2009
- [13] **CONILH C.** « *Commande d'une machine asynchrone dédiée à la traction des chariots de manutention électrique* » , Thèse de doctorat, INP de TOULOUSE, 2007

[14] **CHAIBET.A , BRAHIMI Adb El Kader** « *Etude de la commande vectorielle à flux rotorique orienté Application à la machine asynchrone triphasée*», Mémoire d'ingénieur, UMMTO, 2008

[15] **CHEBBAT. H, GANIF** «*Etudes et simulation de la machine asynchrone et à double alimentation* », Mémoire d'ingénieur, UMMTO, 2009

[16] **MAKHLOFI. H** « *Commande Vectorielle D'une Machine Asynchrone Par régulateur Classique PI* », Mémoire de Master, Université de Biskra,2015

[17] **BAGHLIM , BOUDIA .O** «*Commande D'un Moteur Asynchrone Triphasé Basée Sur L'approche Des Modes Glissants Avec Observateurs De Flux Et De Vitesse* » Mémoire de Master, Université de Tlemcen, 2013