



République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche Scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE MECANIQUE

Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Electromécanique

Spécialité : Electromécanique

Thème

Etude comparative entre la commande vectorielle en utilisant une fois un estimateur et une autre fois un observateur de flux

Présenté par :

- ACHOUR Abdallah
- BAHA Miloud
- MEHAOUA NourEddine
- SAHRAOUI Ilyass

Devant le jury composé de :

*Dr.GHERFI Youcef
Dr .ZIN Bachir
Dr.ZENINA Med Elaid
Dr. DJOUKHRAB Ala Eddine*

*Président
Examinateur
Examinateur
Encadreur*

Soutenu le :14/06/2022

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

﴿قُلْ هَلْ يَسْتَوِي الَّذِينَ يَعْلَمُونَ وَالَّذِينَ لَا

يَعْلَمُونَ إِنَّمَا يَتَذَكَّرُ أُولُو الْأَلْبَابِ﴾

﴿وَقُلْ رَبِّي زِدْنِي عِلْمًا﴾

صدق الله العظيم

Remerciements

C'est avec un réel plaisir que nous réservons ces lignes en signe de gratitude et de profonde reconnaissance à tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à la réalisation et à l'aboutissement de ce travail.

Avant tout, nous remercions Dieu tout puissant pour m'avoir aidé à réaliser ce modeste travail.

*Nous tiens tout d'abord à remercier : **Dr. DJOUKHRAB Ala Eddine** qui est eu l'amabilité de nous encadrer pour la réalisation de ce travail*

Et qui dirigé ce travail depuis les premiers instants .

*Nous la remercions pour son sérieux et ses efforts
Afin de nous aider, de nous conseiller et de nous orienter.*

Je remercie de même tous les enseignants de notre département qui ont énormément contribué à nous formation .

Enfin, je tiens également à remercier toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.



Dédicace

je dédie mon travail

.A mon paradis sur terre, à la source de la tendresse, ma chère mère

A mon idéal, ma force et mon soutien dans la vie, mon cher père.

*Au plus cher que j'ai, mon cher frère et mes belles sœurs, A mon grand-père, ma grand-mère et
toute ma chère famille.*

A ceux avec qui j'ai passé les meilleurs moments, mes chers compagnons et amis.

*A tous ceux qui m'ont enseigné de mes chers professeurs, à tous ceux qui ont contribué à la
réalisation de ce travail, à tous ceux dans*

mon cœur qui n'ont pas été mentionnés par ma plume.

Abdallah



Dedicaces

Je dédie ce modeste travail

A mon maître, mon pécheur, mon maire , Dr. Cheikh Sidi Mohammed El-Eaid El-Tidjani

El-Timacini, que Dieu le protège



A celle qui m'a ouvert les portails et m'a donné la tendresse et le courage

A celle qui endeuillée pour me rendre heureuse

A celle qui attend chaleureusement ce jour:

«Ma chère Mère»

A celui qui a fait des grands efforts pour mon bonheur

A celui qui a rêvé de voir cette journée

A celui qui m'a orienté et m'a pris les secrets de la vie

« Mon chère Père »

"A mes frères et A mes sœur et ma famille et tout personnes qu' ont le Nom de famille BAHA "

A tous les oncle et mon tante dans la vie éternelle Aussi

A tous mes amis, mes merveilleux frères et sœurs

A tous ceux m'ont aidé de prêt ou de loin.

A tous les êtres chers

Miloud



Dedicaces

Je dédie cette Thèse

A MA TRÈS CHÈRE MÈRE

Autant de phrases aussi expressives soient-elles ne sauraient montrer le degré d'amour et d'affection que j'éprouve pour toi. Tu n'as cessé de me soutenir et de m'encourager durant toutes les années de mes études. Puisse le tout puissant te donner santé, bonheur et longue vie afin que je puisse te combler à mon tour.

A MON TRÈS CHER PÈRE

Autant de phrases et d'expressions aussi éloquentes soit-elles ne sauraient exprimer ma gratitude et ma reconnaissance. que Dieu le tout puissant te préserve, t'accorde santé, bonheur, quiétude de l'esprit et te protège de tout mal.

*A tous mes amis et proches pour leur soutien tout au long de mon parcours universitaire
. Merci d'être toujours là pour moi.*

Noureddine





Dedicaces

Je dédie cette Thèse

*A mes chers parents, pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse, leur soutien
.et leurs prières tout au long de mes études*

*A mes chers frères et sœurs pour leurs encouragements permanents, et leur soutien
.moral*

.A toute ma famille pour leur soutien tout au long de mon parcours universitaire

Ilyass



Résumé

Le but de cette mémoire c'est l'application de la technologie de la commande vectoriel sur les entrées et les sorties de la machine asynchrone qui représente par un modèle de système des équations différentielles .

Cette stratégie est basée sur des théories différentielles, qui permettent la séparation entre le couple électromagnétique et le flux magnétique. Quant à la façon dont c'est fait, c'est une méthode distincte des pôles. Comparez avec les résultats obtenus une fois en utilisant l'estimateur et à une autre fois en utilisant l'observateur pour prouver l'efficacité technique et l'excellence.

Enfin, nous présentons une application de la technique de contrôle radial sans mesure directe, en fonction de la méthode d'observation dans le cas où la mesure n'est pas possible. , et nous présentons les résultats obtenus par simulation dans l'espace Matlab Simulink, et nous les discutons et les comparons entre eux.

Mots clé :

Commande vectorielle - Machine asynchrone – le Couple électromagnétique –le Flux magnétique -Découplage-Estimateur-Observateur.

المخلص

الهدف من هذه المذكرة ، هو تطبيق تقنية التحكم الشعاعي في المداخل و المخارج على الماكينة اللاتزامنية الممثل بنموذج جملة المعادلات التفاضلية. هذه الاستراتيجية تعتمد على النظريات التفاضلية والتي تسمح بالفصل بين العزم الكهرومغناطيسي و التدفق المغناطيسي. أما الطريقة التي تتم بها فهي طريقة فصل الأقطاب. ويتم عرض نتائج هذه التقنية بالتحاكي في فضاء Matlab Simulink و تقارن مع النتائج المتحصل عليها مرة باستعمال المقدر ومرة أخرى باستعمال الراصد لإثبات فعالية التقنية وامتيازها .

و في الأخير، نعرض تطبيقا لتقنية التحكم الشعاعي بدون قياس مباشر بالاعتماد على طريقة الرصد في حالة عدم إمكانية القياس، و نعرض النتائج المحصلة عليها بالمحاكاة في فضاء Matlab Simulink و مناقشتها ومقارنتها مع بعض.

الكلمات المفتاحية :

التحكم الشعاعي- الماكينة اللاتزامنية- العزم الكهرومغناطيسي- و التدفق المغناطيسي- فصل الأقطاب-المقدر-الراصد.

Abstract

The objective of this memory is to apply vector control technology in the inputs and outputs to the asynchronous machine represented by the system of differential equations model.

This strategy is based on differential theories, which allow the separation between electromagnetic moment and magnetic flux. As for the way it is done, it is a separate method the electrodes. The results of this technology are presented by simulation in Matlab Simulink and Compare with the results obtained once using the estimator and again using the observer to prove Technical efficiency and excellence.

Finally, we present an application of the radial control technology without direct measurement, depending on the observation method in the event that measurement is not possible, and we present some results with Simlab and Simulink as a result.

Keywords:

Vector control - Asynchronous machine - Electromagnetic torque - Magnetic flow - Separation of poles - Estimator – Observator.

Liste des Figures

Chapitre I :Modélisation De La Machine Asynchrone

<i>Fig (I-01) : représentation de la machine asynchrone avec le stator et le rotor</i>	04
<i>Fig (I-02) Le Modèle de la machine asynchrone dans le repère triphasé (a,b,c)</i>	05
<i>Fig(I-03) Représentation vectorielle de la MAS dans l'espace électrique</i>	09
<i>Fig(I-04) Représentation du stator et du rotor de la machine asynchrone</i>	10
<i>Fig(I-05) Représentation schématique de la MAS</i>	11
<i>Fig(I-06)les angles des transformation</i>	12
<i>Fig(I-07)Passage du système triphasé abc au système biphasé UV</i>	13
<i>Fig(I-08)Représentation de la machine asynchrone dans un repère (α,β)</i>	14
<i>Fig(I-09)Modèle de la machine asynchrone dans le repère biphasé(d,q,0)</i>	15
<i>Fig (I-10) : schéma –bloc de simulation</i>	20
<i>Fig(I-11): démarrage à vide avec une perturbation $C_r=25$ N.m à $t =0.8$sec</i>	21

Chapitre II :Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

<i>Fig (II-01) : Orientation du flux (rotorique, statorique, d'enterfer)</i>	24
<i>Fig (II-02): Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS</i>	26
<i>Fig (II-03) : Structure équivalente de l'onduleur de tension triphasé</i>	28
<i>Fig (II-04) : Schéma de Principe de la commande MLI sinusoidale</i>	29
<i>Fig (II-05) : Les tensions à la sortie de l'onduleur</i>	29
<i>Fig (II-06) : Réponse de la MAS alimentée par un onduleur de tension à commande MLI</i>	
<i>Fonctionnement à vide puis application d'une charge. $C_r= C_n$ à $t = 0.5$ s</i>	30
<i>Fig (II-07) : Schéma-bloc de découplage par flux orienté</i>	32
<i>Fig (II-08): Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}</i>	33
<i>Fig (II-09) : Bloc de défluxage</i>	34
<i>Fig(II-10):Shéma-bloc de la structure de la CV-OFR de la MAS alimenté en tension</i>	34
<i>Fig(II-11):Shéma-bloc de la structure de la CV-OFR de la MAS alimenté en tension</i>	35
<i>Fig(II-12): schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sd}</i>	36
<i>Fig(II-13): schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sd}</i>	37
<i>Fig(II- 14): schéma –bloc de régulation de vitesse</i>	38

<i>Fig(II-15): Schéma de simulation</i>	<i>39</i>
<i>Fig(II-16): Résultats de simulation de CV-OFR DE de la MAS alimentée en tension lors de démarrage à vide et en charge</i>	<i>40</i>
<i>Fig(II-17) : test de robustesse pour la variation de la vitesse</i>	<i>41</i>
<i>Fig(II-18): test de robustesse pour la variation de la charge</i>	<i>42</i>
<i>Fig (II-19) : test de robustesse pour l'inversion de vitesse</i>	<i>43</i>
<i>Fig (II-20) : résultats de robustesse pour la variation de la résistance rotorique</i>	<i>44</i>
<i>Chapitre III :Commande vectorielle de la MAS avec observateur de flux</i>	
<i>Fig. (III-1) typologie de l'observateur</i>	<i>46</i>
<i>Fig.(III-2) Schéma fonctionnel d'un observateur d'état</i>	<i>47</i>
<i>Fig (III-3) observateur de flux rotorique « improve Gopinath modelé »</i>	<i>50</i>
<i>Fig (III-4) schéma de simulation du modèle de la machine asynchrone et l'observateur en boucle fermée</i>	<i>51</i>
<i>Fig (III-5) Simulation avec la variation de la vitesse</i>	<i>51</i>
<i>Fig(III-6) Simulation avec l'inversion de vitesse</i>	<i>52</i>
<i>Fig (III-7) Simulation avec la variation de la charge</i>	<i>52</i>
<i>Fig (III-8) Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique</i>	<i>53</i>
<i>Chapitre IV :Étude comparative</i>	
<i>Fig(IV-1) Simulation avec la variation de la charge à $t = 2s$</i>	<i>56</i>
<i>Fig (IV-2) Simulations avec l'inversion de sens de rotation à $t = 3s$ avec $Cr = 25 N.m$ à $t = 1s$</i>	<i>57</i>
<i>Fig (IV-3) Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique Avec $Cr = 10 N.m$</i>	<i>57</i>

Liste des symboles

- MAS* : *Machine Asynchrone*
- FOC* : *Field oriented control.*
- S, R* : *Indices correspondants au stator et au rotor.*
- A, B, C* : *Indices correspondants au trois phases A, B, C.*
- θ_{obs} : *Angle d'observation de la matrice de PARK*
- θ : *Angle électrique rotorique.*
- θ_S : *Angle électrique statorique.*
- θ_r : *Angle électrique de glissement.*
- V* : *Tension.*
- I* : *Courant.*
- ψ : *Flux.*
- $R_S,$: *Résistance statorique*
- R_R : *Résistance rotorique*
- l_S : *Inductance propre statorique*
- l_R : *Inductance propre rotorique.*
- L_S, L_R : *Inductance cyclique statorique et rotorique par phase.*
- m_S, m_R : *Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du stator et rotor.*
- m_{SR} : *Inductance mutuelle maximale entre une phase de stator et une phase de rotor.*
- M* : *Inductance mutuelle cyclique.*
- C_e : *Couple électromagnétique.*
- C_r : *Couple résistant.*
- J* : *Moment d'inertie de la partie tournante.*
- f* : *Coefficient de frottement visqueux.*
- Ω : *Vitesse mécanique.*
- w : *Pulsation rotorique.*
- w_s : *Pulsation statorique.*

- w_r : Pulsation de glissement.
- P : Nombre de paires de pôles.
- T_S, T_R : Constante de temps statorique et rotorique.
- σ : Coefficient de dispersion de Blondel.
- $(\alpha \beta)$: Axes correspondant au référentiel lié au stator.
- $(d q)$: Axes correspondant au référentiel lié au champ tournant.
- $(U v)$: Axes du système biphasé.
- G : Gain de l'observateur.
- S : Opérateur dérivé de LAPLACE.
- $[p]$: Matrice de PARK.
- $[C]$: Matrice de CLARK.
- $[L_{ss}]$: Matrice des inductances statorique.
- $[L_{RR}]$: Matrice des inductances rotorique.
- $[L_{sR}]$: Matrice des inductances mutuelles du couplage stator rotor.
- $FTBO$: Fonction de transfert en boucle ouverte.
- $FTBF$: Fonction de transfert en boucle fermée.
- ζ : Coefficient d'amortissement.
- W_n : pulsation du système.
- ψ_{ref} : Flux de référence.
- Ω_{ref} : Vitesse de référence.
- $[A]$: matrice d'évolution d'état du système.
- $[B]$: matrice de système de commande.
- $[U]$: matrice de commande.
- K_p, K_i : coefficients de proportionnalité et d'intégration.

Sommaire

Introduction Générale	01
<i>Chapitre I : Modélisation De La Machine Asynchrone</i>	
Introduction	03
I.1. Description de la machine asynchrone	04
I.2. Hypothèses simplificatrices	04
I.3. Modèle triphasé de la machine asynchrone	05
I.3.1. Equations électriques	06
I.3.2. Equation magnétiques	07
I.3.3. Equations mécaniques	09
I.4. Transformation de PARK	10
I.5. Modèle de PARK de la machine asynchrone triphasé	11
I.5.1. Modèle de la machine asynchrone dans le repère($\alpha, \beta, 0$)	13
I.5.1.1. Equations électriques	13
I.5.1.2. Equations magnétiques	13
I.5.1.3. Equations mécaniques	14
I.5.2. Modèle de la machine asynchrone dans le repère($d, q, 0$)	14
I.5.2.1. Equations électriques	14
I.5.2.2. Equations magnétiques	15
I.5.2.3. Equations mécaniques	15
I.6. Choix d'un référentiel biphasé	15

I.6.1. Référentiel lié au stator (α,β)	16
I.6.2. Référentiel lié au champs tournant(d,q)	17
I.7. Modélisation sous forme d'état de la machine asynchrone	18
I.8. Montage de simulation	20
Conclusion	22

Chapitre II : Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Introduction	23
II.1. la commande vectorielle par orientation du flux	23
II.2. Principe de la commande vectorielle par orientation flux rotorique	24
II.2.1. commande vectorielle directe	26
II.2.2. commande vectorielle indirecte	26
II.2.3. Description de l'onduleur de tension	27
II.2.4. Alimentation par onduleur à MLI	28
II.2.5. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)	28
II.2.6. Interprétation	31
II.3. Structure de la Commande vectorielle par orientation du flux rotorique	31
II.3.1. Description	31
II.3.2. Système d'équations liées au flux rotorique	31

II.3.3. Découplage entré-sortie	32
II.3.3.1. Découplage par compensation	32
II.3.4. Bloc de défluxage	33
II.3.5. Principe de fonctionnement	34
II.3.6. Régulation	34
II.3.6.1. Conception des régulateurs	34
II.3.6.1.1. Action proportionnelle	35
II.3.6.1.2. Action intégrale	35
II.3.6.2. Caractéristiques des régulateurs	35
II.4. Calcul des régulateurs	36
II.4.1. Régulation de courant statorique i_{sd}	36
II.4.2. Régulation de courant statorique i_{sq}	37
II.4.3. Régulation de la vitesse	37
II.5. Présentation des résultats de simulation	39
II.5.1.-/ Essai à vide et en charge	40
II.5.2. Test de robustesse pour la variation de la vitesse	41
II.5.3. Test de robustesse pour la variation de la charge	42
II.5.4. Test de robustesse pour l'inversion de vitesse	43
II.5.5. Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique	43
Conclusion	45

Chapitre III : Commande vectorielle de la MAS avec observateur de flux

Introduction	46
III.1. Présentation des observateurs	46
III.1.1. Description	46
III.1.2. principe général sur les observateurs	47
III.1.3. Classification des observateurs	48
III.1.3.1. Les observateurs déterministes	48
III.1.3.2. Les observateurs stochastiques	48
III.2. observateur de flux propose	48
III.2.1. Modèle en tension	48
III.2.2. Modèle en courant	49
III.3. Résultats de simulation de la MAS avec association de l'observateur	50
III.4. Interprétation des résultats de simulation	53
Conclusion	54

Chapitre IV : Étude comparative

Introduction	55
IV.1. Simulation avec la variation de la charge	55
IV.2. simulations avec l'inversion de sens de rotation	55
IV.3. Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique	56
Conclusion	58

Conclusion Général	59
Bibliographie	60

Introduction Générale

Introduction générale

Les trois machines " à courant continu, synchrone et asynchrone " ont de tout temps servi les besoins de l'industrie .traditionnellement, ces machines électriques ont été commandées manuellement et les équipements pour ces opérations sont complexes et coûteux.

Le développement des convertisseurs et l'avancée rapides des semi-conducteurs ont permis durant ces trois derniers décennies une intense activité de recherche sur le développement de l'entraînement électrique à vitesse variable des machines électriques.

Comparés aux moteurs à courant continu et aux moteurs synchrones, les moteurs asynchrones sont de plus en plus utilisés dans le monde de l'industrie pour les différentes applications modernes telles que la robotique et le véhicule. Aussi ils sont à l'étude pour remplacer les actionneurs hydrauliques et pneumatiques dans différentes applications telles l'aérospatial, les ports de métro, etc..... Cela est dû à plusieurs facteurs tels que : coût de fabrication basse, robustesse et fiabilité. Contrairement aux deux moteurs cités plus hauts, les enroulements du moteur asynchrones sont court-circuités, et donc ne nécessitent pas d'alimentation externe.

L'absence du découplage naturel entre les différentes variables d'entrée et de sortie impose à la machine asynchrone un modèle non linéaire, fortement couplé au contraire a sa simplicité structurelle, ce qui conduit à une très grande difficulté de sa commande. Le problème de complexité de la commande de la machine asynchrone a ouvert la voie à plusieurs stratégies de commande, la plus populaire parmi elle est la commande vectorielle.

Dans les années 70, la commande vectorielle à été réalisée par Blaschke, dite commande vectorielle à flux orienté, (Field Oriented Control : FOC). Son principe consiste à éliminer le couplage entre l'inducteur et l'induit de la machine asynchrone, donc elle permet d'obtenir un fonctionnement comparable à celui d'une machine à courant continu. Cependant, l'expérience a montré les faiblesses de cette méthode face aux incertitudes des paramètres, qu'ils soient mesurés, comme la vitesse des moteurs, ou qu'ils varient en cours de fonctionnement, comme les résistances de rotor et du stator.

L'application de la commande vectorielle nécessite l'utilisation de régulateur de flux nécessite un capteur de flux, souvent très onéreux .son montage dans les systèmes d'entraînement est très délicat et demande beaucoup de précision pour aboutir à des résultats performants. Afin d'éliminer cet handicap, il est nécessaire d'appliquer les techniques de l'automatique, permettant la reconstruction de flux .ces procédés sont appelés l'estimateur ou l'observateur.

L'objectif principal de ce travail, est l'évaluation par simulation numérique des performances de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une MAS associée à un observateur de flux rotorique.

Ce mémoire est organisé de la manière suivante :

- Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension en vue de sa commande. en utilisant le formalisme d'état puis à la présentation des modèles sous forme de schéma-bloc. La simulation numérique permet la validation des modèles qui seront présentés.
- Le deuxième chapitre est consacré à l'application de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique, nous présenterons également le réglage de la vitesse de la machine asynchrone par le régulateur classique PI.
- Le troisième chapitre est consacré à la méthode de reconstruction d'état en utilisant l'observateur de flux « improve gopinath modele ».
- Enfin, et pour montrer l'efficacité et la robustesse de cet technique de reconstruction de flux, une étude comparative des résultats obtenus par les deux techniques (estimateur et l'observateur) à travers des simulations numériques sera exposée en quatrième chapitre.

On terminera par conclusion générale et une bibliographie indiquant quelques sources d'informations utilisées.

Chapitre I :

Modélisation De La Machine Asynchrone

Introduction

Depuis l'invention de la machine asynchrone par Nikola Tesla en 1890, cet outil reste toujours favorable chez les industriels grâce à sa simplicité de construction, d'entretien, de robustesse, et sa Commandabilité. Ces avantages s'accompagnent toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor [01].

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation, celle-ci on permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement. On peut modéliser la machine asynchrone selon différentes méthodes, en fonction des objectifs recherchés. On développe dans ce chapitre les modèles suivants :

- Les modèles en abc, découlant des équations différentielles régissant le fonctionnement de la machine.
- Les modèles issus de la transformation de Park ou de Concordia, utilisés couramment pour l'étude la commande vectorielle des moteurs. [02].

On peut classer les machines asynchrones selon la conception à deux catégories :

- machines asynchrones à rotor bobiné.
- machines asynchrones à cage d'écureuil.

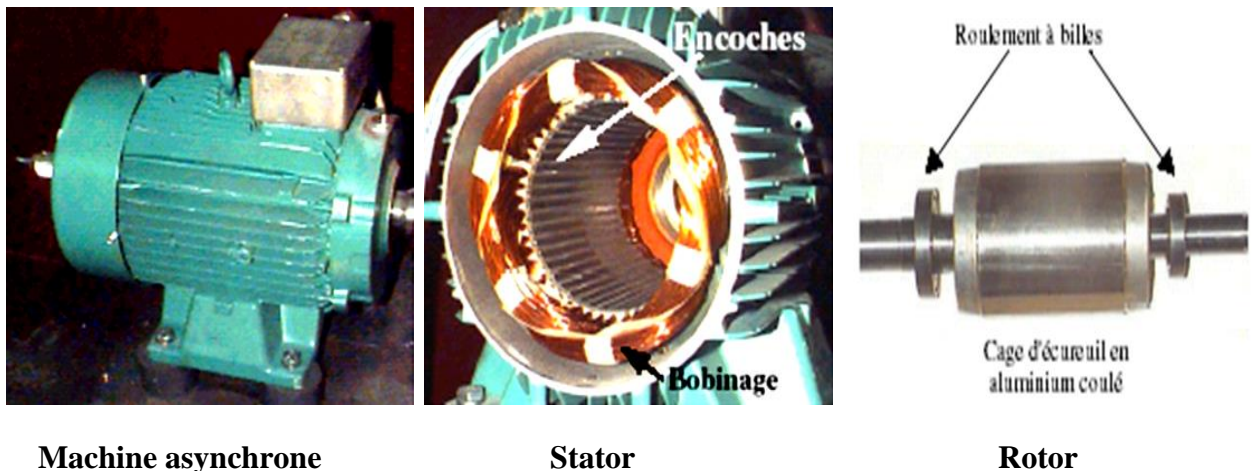
Ces deux modèles sont les modèles les plus connus dans le domaine industriel car ce sont accessibles facilement à partir de leur plaque à bornes. [03].

Dans ce chapitre, nous représentons la modélisation de la machine asynchrone et on utilise la transformation de PARK pour simplifier le système triphasé en système biphasé, et on a basé sur les hypothèses simplificatrices pour simplifier les calculs, nous trouvons les propriétés des repères et les équations mathématiques de de la machine asynchrone qui gèrent cette machine dans chaque repère. On fait une représentation d'état de la machine asynchrone moderne la plus adaptée pour la commande des machines électriques.

I.1.Description de la machine asynchrone

Les machines asynchrone, appelées également machine à induction sont des convertisseurs électromagnétiques tournants transformant l'énergie électrique en énergie mécanique, elles sont utilisées en moteur bien qu'elles puissent fonctionner en générateur. La machine asynchrone à cage est constituée de deux parties, le stator et le rotor.

Le stator représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinées par trois enroulements formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé des barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit [2]. Les photographies suivantes figure (I-01) présentent la machine asynchrone et ses principales composantes que sont le stator et le rotor.



Machine asynchrone

Stator

Rotor

Fig (I-01) : représentation de la machine asynchrone avec le stator et le rotor

I.2.Hypothèses simplificatrices

Afin de définir et simplifier le modèle de la machine asynchrone, certaines hypothèses simplificatrices sont à prendre en considération:

- Parfaite symétrie de construction.
- La force magnétomotrice créée par le bobinage à une forme sinusoïdale.

→ La saturation du circuit magnétique, hystérésis, courant de Foucault et l'effet de peau, sont négligeables.

→ les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.

→ Le stator est considéré comme lisse et l'entrefer constant (l'effet des encoches est négligé).

I.3.Modèle triphasé de la machine asynchrone

le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor. Les équations qui traduisent le fonctionnement de la machine asynchrone sont :

$$[V] = [R][I] + \frac{d}{dt} \{[L] \cdot [I]\} \Leftrightarrow [V] = [R][I] + \Omega \cdot \left\{ \frac{d}{d\theta_m} [L] \right\} \cdot [I] + [L] \left\{ \frac{d}{dt} [I] \right\} \tag{I-01}$$

$$[\psi] = [L][I] \tag{I-02}$$

Avec :

$$[V] = \begin{bmatrix} [V_s] \\ [0] \end{bmatrix}, [I] = \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_R] \end{bmatrix} \text{ de dimension } (m^+q^{+1}) \tag{I-03}$$

$$[R] = \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_R] \end{bmatrix}, [L] = \begin{bmatrix} [L_{SS}] & [L_{SR}] \\ [L_{RS}] & [L_{RR}] \end{bmatrix} \text{ de dimension } (m^+q^{+1}, m^+q^{+1}) \tag{I-04}$$

$\Omega = \frac{d\theta_m}{dt}$: la vitesse mécanique de rotation rotorique.

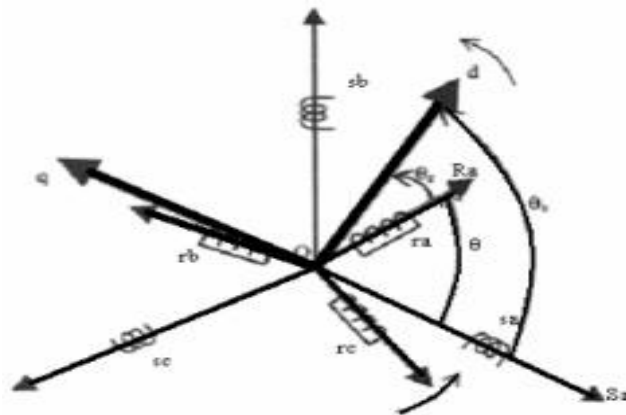


Fig (I-02) :Le Modèle de la machine asynchrone dans le repère triphasé (a,b,c)

Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont :

I. 3.1. Equations électriques :

les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques Sont : [21]

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d\psi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d\psi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d\psi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I-05})$$

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r I_{ra} + \frac{d\psi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = R_r I_{rb} + \frac{d\psi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = R_r I_{rc} + \frac{d\psi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I-06})$$

En désignant par :

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Tensions appliquées aux trois phases statoriques.

I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} : Courants qui traversent les trois phases statoriques.

$\psi_{sa}, \psi_{sb}, \psi_{sc}$: Flux totaux à travers ces enroulements.

V_{ra}, V_{rb}, V_{rc} : Tensions rotoriques.

I_{ra}, I_{rb}, I_{rc} : Courants rotoriques.

$\psi_{ra}, \psi_{rb}, \psi_{rc}$: Flux rotoriques.

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

Les équations (I-2) et (I-3) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-07})$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{s(abc)}] = [R_s][I_{s(abc)}] + \frac{d}{dt} [\psi_{s(abc)}] \quad (\text{I-08})$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \\ \psi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-09})$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{r(abc)}] = [R_r][I_{r(abc)}] + \frac{d}{dt} [\psi_{r(abc)}] \quad (\text{I-10})$$

I.3.2. Equation magnétiques :

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent matricielle ment comme suit :

[22]

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-11})$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \\ \psi_{rc} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-12})$$

Tel que :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t$$

On désigne par :

$[L_s]$: Matrice des inductances statoriques.

$[L_r]$: Matrice des inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles statoriques.

$[M_{rs}]$: Matrice des inductances mutuelles rotoriques.

Où :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{I-13})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-14})$$

Ainsi :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I-15})$$

Avec :

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

θ : Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes

statoriques et les axes rotoriques qui sont choisi comme axes des références.

M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase Correspondent du rotor.

I.3.3. Equations mécaniques :

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire du variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) : [23]

$$C_e = p [I_{S(abc)}]^t \frac{d}{dt} [M_{sr}] [I_{R(abc)}] \quad (\text{I-16})$$

Pour avoir un modèle complet de la machine il nécessite d'introduire l'équation du mouvement de la machine est exprimée comme suivant :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega_r \quad (\text{I-17})$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

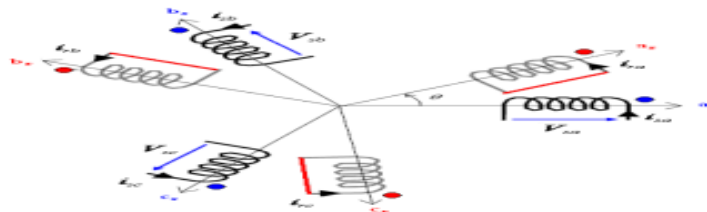
Ω_r : Vitesse rotorique.

C_e : Couple électromagnétique.

f : Coefficient de frottement visqueux.

Les équations (I.16) ainsi obtenus sont à coefficients variables entraînant la complexité de résolution du modèle défini par (I.17). Cela conduira à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre constant ces paramètres.

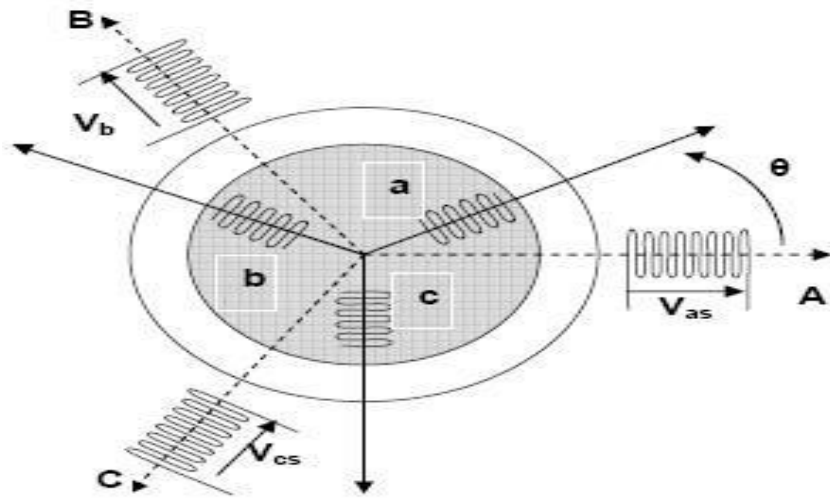
La figure ci-dessus présente la géométrie et la disposition des enroulements de la machine utilisée pour former les équations de la machine[11].



Fig(I-03) :Représentation vectorielle de la MAS dans l'espace électrique

I.4. Transformation de PARK

La machine asynchrone peut être représentée par trois bobines formant un enroulement triphasé au stator et trois bobines formant un enroulement triphasé au rotor[24].



Fig(I-04) : Représentation des enroulement du stator et du rotor de la machine asynchrone

Cette transformation est appelée souvent la transformation des deux axes, En effet elle fait correspondre aux variables réelles de la machine leurs composantes dites homopolaires (indice 0), d'axe direct(indice d), d'axe en quadrature (indice q).[24]

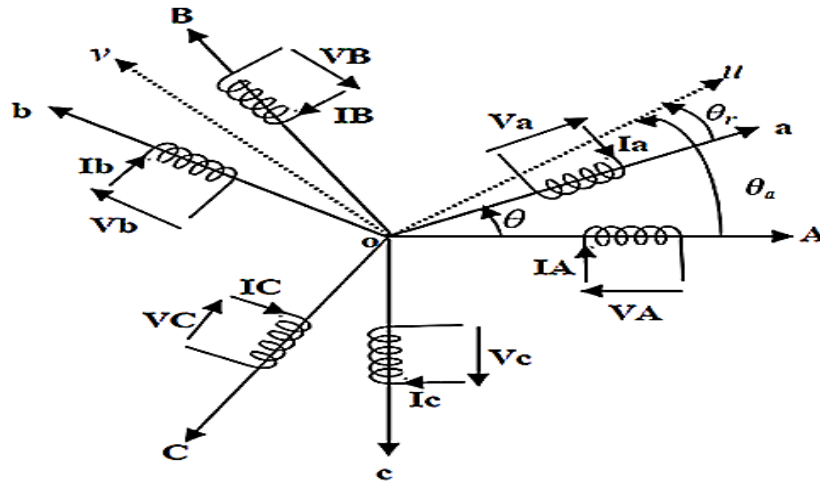
Soit, le système de tensions triphasées $[V_a, V_b, V_c]$. le transformé de ce système est un système de tensions composé par la composante homolaire (V_0) la composante (V_d) directe et la composante en quadrature (V_q) comme ce forme suivant [24]:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = [P(\theta_a)] \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} \tag{I-18}$$

Pour passer du système triphasé au système biphasé on utilise le matrice de PARK qu'est définie par suivant :

$$[P(\theta_a)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{I-19}$$

Le système d'équations obtenu est fort complexe et non linéaire, car les matrices des inductances contiennent des éléments variables avec l'angle de rotation θ . Pour rendre les coefficients de ce système d'équations indépendants de θ , on applique la transformation de Park. Cette transformation consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variables, permettant de décomposer les trois phases d'axes abc, sur deux axes perpendiculaires (d, q), comme le montre la figure . [16]



Fig(I-05) : Représentation schématique de la MAS

Et pour faire la transformation contraire de Park c'est-à-dire on transforme le système biphasé au système triphasé et ça pour trouve les valeurs réels des résultats de la machine ,on applique le matrice inverse de Park qui exprime de la matrice suivante :

$$[P(\theta_a)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-20)$$

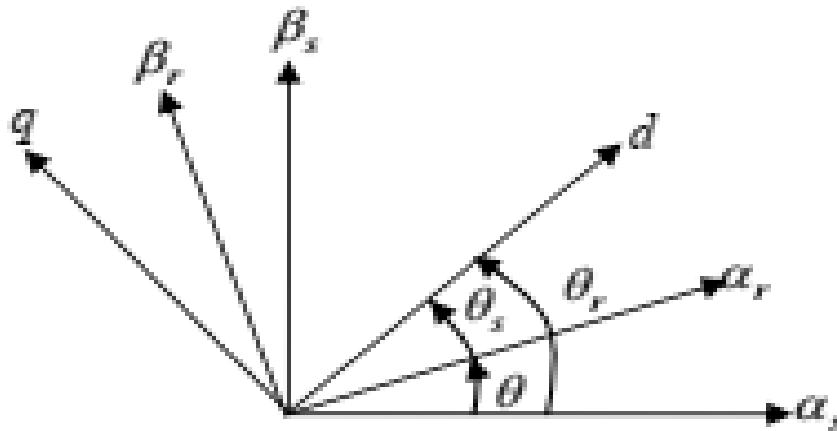
Par exemple, le système de tensions biphasées $[V_d, V_q, V_0]$. le transformé inverse de ce système est un système de tensions composé par la composante réels $[V_a, V_b, V_c]$ comme ce forme suivant :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = [P(\theta_a)]^{-1} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (I-21)$$

I.5.Modèle de PARK de la machine asynchrone triphasé

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée - diphasé suivie d'une rotation. La mise en équation des moteurs asynchrones triphasés aboutit à des équations différentielles

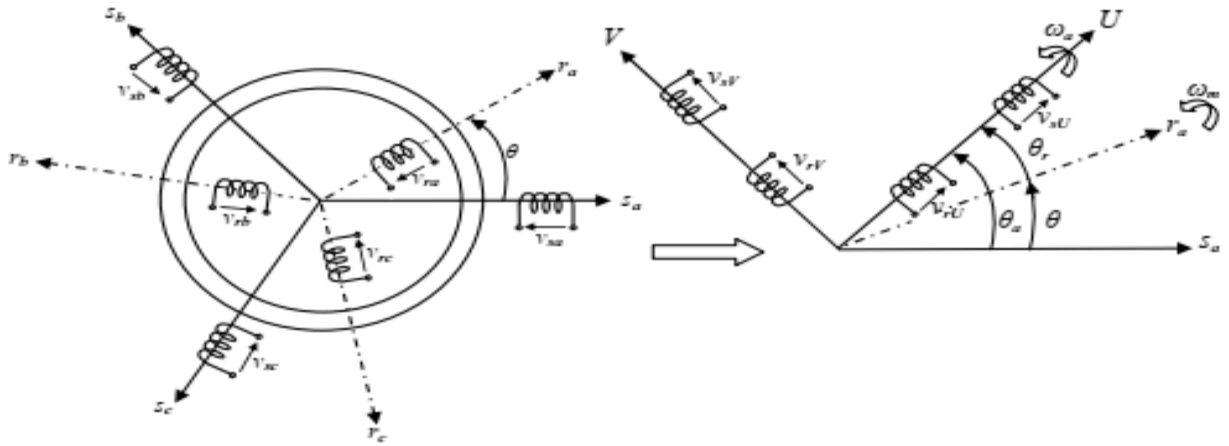
à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. En appliquant la transformation de *Park* au stator et au rotor, on peut exprimer l'ensemble de relations de la machine dans ce repère. Le repère de *Park* (d, q, o) est à priori quelconque, on peut ainsi considérer qu'il tourne à une vitesse arbitraire. Des choix plus ou moins pertinents peuvent être faits en fonction du repère auquel on lie la représentation de *Park*. Le repère dq est toujours fixe par rapport au repère abc figure (I-06), par contre le repère dq est mobile. Il forme avec le repère fixe $\alpha\beta$ un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park. Elle permet de passer du repère abc vers le repère $\alpha\beta$ puis vers le repère dq [15] [02] [25].



Fig(I-06) :les angles des transformation

Ces angles de transformation pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques). Si l'on note par θ_s (resp. par θ_r) l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (resp. rotoriques), il existe une relation qui les lie et qui simplifie les équations et par la même le modèle final est : $\theta_s = \theta + \theta_r$.

Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celles des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier les équations de la machine asynchrone.



Fig(I-07) :Passage du système triphasé abc au système biphasé UV

I.5.1.Modèle de la machine asynchrone dans le repère(α,β;o)

Cette transformation permet de reproduire l'état magnétique créé par le système triphasé au moyen d'un système biphasé équivalent. En effet, les grandeurs statoriques triphasées liées au repère (a_s, b_s, c_s) décalées de 120° , sont amenées vers les grandeurs biphasées équivalentes (α_s, β_s) en quadrature de phase. De même, les grandeurs rotorique triphasées liées à (a_r, b_r, c_r) , décalées de 120° sont ramenées vers les grandeurs biphasées équivalentes (α_r, β_r) en quadrature de phase. Le système (α_s, β_s) est décalé d'un angle θ par rapport à (α_r, β_r) . [15]

I.5.1.1.Equations électriques:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = R_r I_{r\alpha} + \frac{d\psi_{R\alpha}}{dt} + W_r \psi_{R\beta} = 0 \\ V_{r\beta} = R_r I_{r\beta} + \frac{d\psi_{R\beta}}{dt} - W_r \psi_{R\alpha} = 0 \end{cases} \quad (I-22)$$

I.5.1.2.Equations magnétiques :

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M. i_{r\alpha} \\ \psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M. i_{r\beta} \\ \psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M. i_{s\alpha} \\ \psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M. i_{s\beta} \end{cases} \quad (I-23)$$

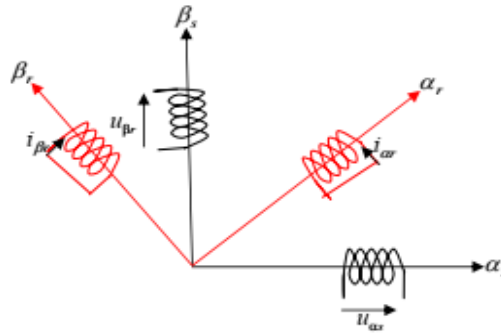
I.5.1.3. Equations mécaniques :

L'équation du mouvement:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{J} (C_{em} - C_r - f\omega_r) \tag{I-24}$$

Le couple électromécanique :

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{3pM_{sr}}{2L_r} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) \\ C_{em} = \frac{3}{2} p M_{sr} (I_{r\alpha} I_{s\beta} - I_{r\beta} I_{s\alpha}) \end{cases} \tag{I-25}$$



Fig(I-08) :Représentation de la machine asynchrone dans un repère (α,β)

I.5.2. Modèle de la machine asynchrone dans le repère(d,q,o)

I.5.2.1. Equations électriques:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_a \psi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_a \psi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_a - \omega) \psi_{rq} = 0 \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + (\omega_a - \omega) \psi_{rd} = 0 \end{cases} \tag{I-26}$$

I.5.2.2. Equations magnétiques :

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_s i_{sd} + M \cdot i_{rd} \\ \psi_{sq} = L_s i_{sq} + M \cdot i_{rq} \\ \psi_{rd} = L_r i_{rd} + M \cdot i_{sd} \\ \psi_{rq} = L_r i_{rq} + M \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (I-27)$$

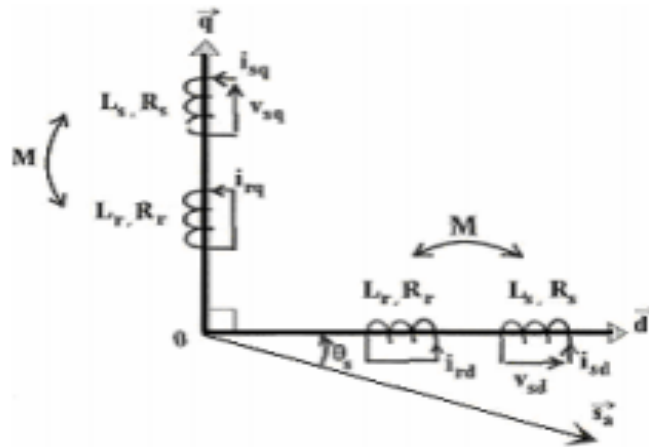
I.5.2.3. Equations mécaniques:

L'équation du mouvement:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega_r \quad (I-28)$$

Le couple électromécanique :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad \Leftrightarrow \quad C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rd} i_{sq}) \quad (I-29)$$



Fig(I-09) :Modèle de la machine asynchrone dans le repère biphasé(d,q,0)

I.6.Choix d'un référentiel biphasé

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère (dq) qui fait un angle électrique θ_s avec le stator et qui fait également un angle électrique θ_r avec le rotor, mais qui n'est pas défini par ailleurs c'est à dire qu'il est libre. Il existe trois choix important. On peut fixer le repère (dq) au stator au rotor ou au champ

tournant. Rappelons que le repère (dq) est le repère mobile c'est-à-dire qu'il nous appartient de calculer les angles des transformations de Park θ_s et θ_r afin d'effectuer les rotations.

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe dq qui dépendent généralement des objectifs de l'application. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. [15].

Dans la mesure où une implémentation sur un système d'informatique industrielle est envisagée, il est important de considérer que la matrice de la vitesse du référentiel ω_a et de la vitesse électrique du rotor ω par rapport au stator est quasi stationnaire pendant une période d'échantillonnage T_e . Par conséquent, certains choix de référentiels sont plus intéressants que d'autres. [26]

Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux sont :

- Référentiel des axes (α, β) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta = 0$)
- Référentiel tournant des axes (d, q) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta = \theta_s$)
- Référentiel des axes (x, y) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta = \theta_r$)

Avec l'angle θ : est une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manières différente. [15].

Il y a Deux référentiels sont intéressants en pratique [17], [18], [27] :

I.6.1. Référentiel lié au stator (α, β)

Quand le système d'axe est immobile par rapport au stator.

$$\text{Donc : } \theta = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} d & \rightarrow & \alpha \\ q & \rightarrow & \beta \end{cases} \quad \omega_{\text{coor}} = \frac{d\theta_s}{dt} = 0$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = R_r I_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + W_r \psi_{r\beta} = 0 \\ V_{r\beta} = R_r I_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - W_r \psi_{r\alpha} = 0 \end{array} \right. \quad (\text{I-30})$$

Dont ce modèle les tensions, des grandeurs sinusoïdales et les courants des grandeurs réels. Ce système peut être utilisé pour régime de démarrage et freinage (dynamique) des machines asynchrones et des transformateurs.[15]

I.6.2. Référentiel lié au champs tournant(d,q)

Quand le système d'axes tourne avec la vitesse de champ électromagnétique ω_s créée par les enroulements du stator.

Donc :

$$\theta = \theta_s \Leftrightarrow \begin{cases} d & \rightarrow & d \\ q & \rightarrow & q \end{cases} \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_{coor} = \omega_s, \omega = \omega_{coor} - \omega_r = \omega_s - \omega_r$$

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_a \psi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_a \psi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_a - \omega) \psi_{rq} = 0 \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + (\omega_a - \omega) \psi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{I-31})$$

Ou le flux soit comme suivant :

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_s i_{sd} + M \cdot i_{rd} \\ \psi_{sq} = L_s i_{sq} + M \cdot i_{rq} \\ \psi_{rd} = L_r i_{rd} + M \cdot i_{sd} \\ \psi_{rq} = L_r i_{rq} + M \cdot i_{sd} \end{cases} \quad (\text{I-32})$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones, à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques dans les systèmes en boucle fermée où les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continus. Suite à l'application de la transformation de Park, les grandeurs physiques : flux, courant, tension, ne sont plus alternatives, mais elles deviennent continues. La description de l'état magnétique des machines à courant alternatif dans le référentiel (d, q) nous conduit à un modèle électromagnétique unifié valable pour toutes les machines standards: machine asynchrone à rotor bobiné ou à cage, machine synchrone à pôles lisses ou à pôles saillants, machines à aimant permanent et machine à réductance.[15].

I.7. Modélisation sous forme d'état de la machine asynchrone

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* (d,q,o) généralisé sera donné par les expressions suivantes[28],[27]:

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_a \psi_{sq} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_a \psi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_a - \omega) \psi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + (\omega_a - \omega) \psi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I-33})$$

On exprime les expressions des flux statoriques et rotoriques par suivantes :

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\ \psi_{rd} = L_s i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \psi_{rq} = L_s i_{rq} + L_m i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I-34})$$

Avec :

$L_s = L_{aa} - M_{ab}$:L'expression d' inductance propre du stator.

$L_r = L_{cc} - M_{cd}$: L'expression d'inductance propre du rotor.

$L_m = \frac{3}{2} M_0$:L'expression d' inductance mutuelle entre le stator et le rotor.

La représentation d'état est la représentation moderne la plus adaptée pour la commande des machines électriques.

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 :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{I-35})$$

Dans le référentiel de *Park* généralisé, avec le vecteur d'état x composé des composantes du flux, le vecteur d'entrée u est constitué des composantes de tensions u_{sd} , u_{sq} et le vecteur de sortie y est défini à partir des courants statoriques i_{sd} , i_{sq} . Il vient alors :[26]

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

On définit ce système par les matrices A,B et C comme suivant :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} & -\omega_a & \frac{L_m}{\sigma T_s L_r} & 0 \\ -\omega_a & -\frac{1}{\sigma T_s} & 0 & \frac{L_m}{\sigma T_s L_r} \\ \frac{L_m}{\sigma T_s L_r} & 0 & -\frac{1}{\sigma T_s} & -(\omega_a - \omega) \\ 0 & \frac{L_m}{\sigma T_s L_r} & -(\omega_a - \omega) & -\frac{1}{\sigma T_s} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} & 0 & \frac{L_m}{\sigma T_s L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma T_s} & 0 & \frac{L_m}{\sigma T_s L_r} \end{bmatrix}$$

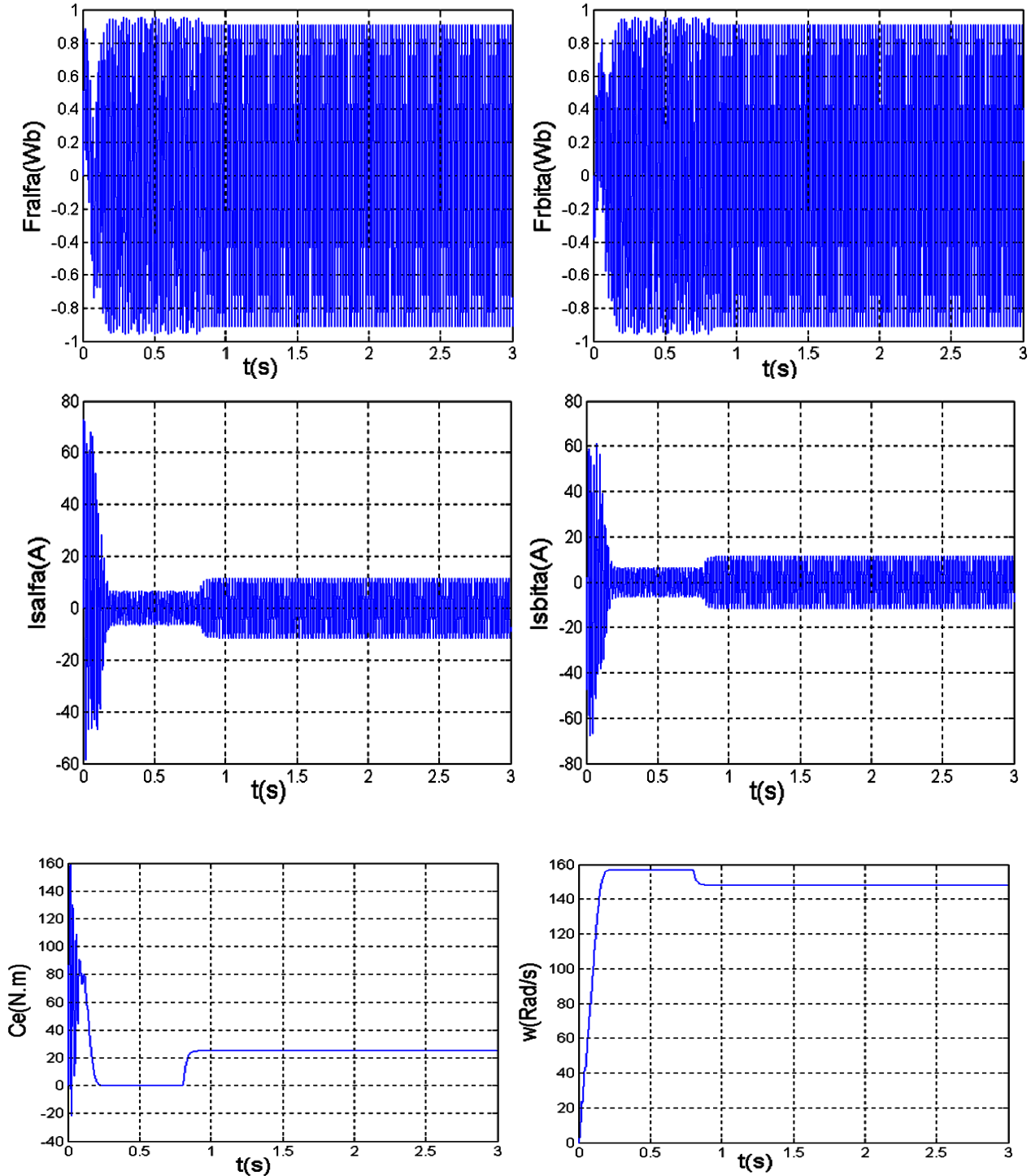
Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \quad T_s = \frac{L_s}{R_s}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

On peut constater que la matrice " A " du système dépend de la vitesse du référentiel ω_a et de la vitesse électrique du rotor ω par rapport au stator. La matrice " B " est a éléments constants et la matrice " C " dépend des différentes inductances de la machine. [26] Prenons maintenant un système d'état de la même machine défini aussi dans le référentiel de *Park* généralisé mais son vecteur d'état est constitué des courants statoriques i_{sd} , i_{sq} et du flux rotoriques ψ_{rd} , ψ_{rq} . Le vecteur d'entrée u et de sortie y restent les mêmes que précédemment. On obtient alors :

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

Le moteur est alimenté directement par le réseau 220/380V, 50HZ, puis nous avons appliqués un couple résistant ($C_r = 25 \text{ N.m}$) à $t = 0.8 \text{ sec}$. Les résultats de la simulation sont représentés dans la Fig (I-11).



Fig(I-11): démarrage à vide avec une perturbation $C_r=25 \text{ N.m}$ à $t=0.8\text{sec}$

A vide :

Les courant statorique présentent des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de (70 A) jusqu'à 20m s, après ce temps l'amplitude de ces oscillations est diminuée jusqu'a 10 A,

La courbe du couple C_e présente aux premiers instants du démarrage une pulsation très important, après 20m s le couple tend vers zéro.

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ 0.3sec la vitesse de rotation s'établit a une valeur proche de la vitesse de synchronisme.

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

En charge :

Avec $t \in [0.8 \ 3]$ s: nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ($C_r = C_n = 25 \text{ N.m}$) à l'instant ($t = 0.8 \text{ s}$) . Nous constatons que:

Le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant (25 N.m) appliqué. La diminution du flux durant l'application de la charge ce qui prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique. Les courants statorique évoluent selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous représentons la modélisation de la machine asynchrone en tenant compte des hypothèses simplificatrices. La présentation du modèle de la machine asynchrone sous forme de schéma bloc nous à permis de valider nos résultats pour passer à l'étape suivante. Enfin, nous remarquons dans ce chapitre le couplage existant entre les variables internes et les variables externes de la machine, et montre la complexité des lois de contrôle de cette machine et cela fait l'objet des prochains chapitres de ce mémoire.

Chapitre II :

Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Introduction

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandable. Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment et grâce à cette propriété, des hautes performances dynamiques peuvent être atteintes. Cependant la présence du système balais-collecteur limite ses domaines d'utilisation (puissance, vitesse).

L'absence du système balais-collecteur est l'un des avantages décisifs pour remplacer la machine à courant continu par celle à courant alternatif est précisément la machine asynchrone.

Toutefois cette machine possède une difficulté au niveau de la commande. C'est-à-dire que le couple et le flux sont des variables fortement couplés et que toute action sur l'une d'elle se répercute sur l'autre [30].

Pour aboutir à un contrôle du même type que celui de la machine à courant continu, Blaschke avait donné naissance en 1971 aux bases de la nouvelle théorie de commande des machines à courant alternatif dite commande par flux orienté ou commande vectorielle [31].

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

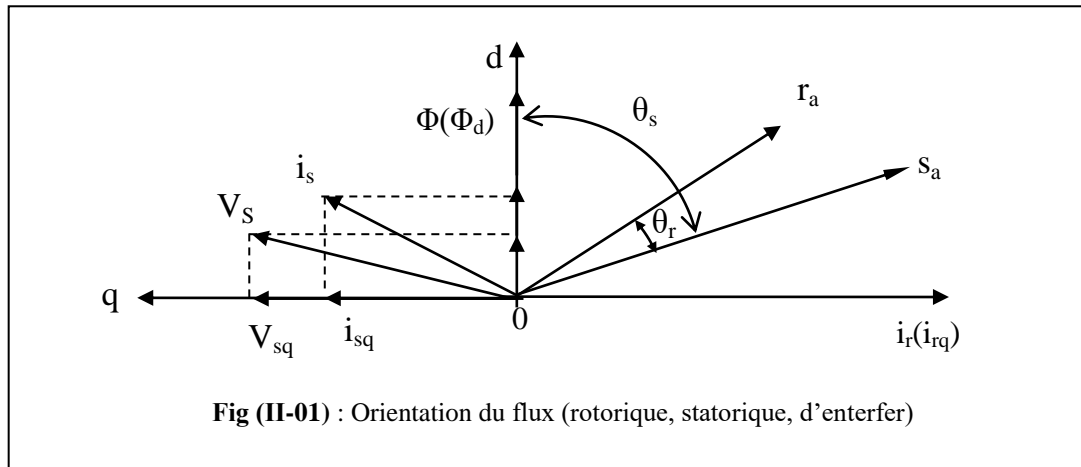
II.1. la commande vectorielle par orientation du flux

L'examen de l'expression de couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine.

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée [30].

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 comme l'indique dans la Figure (II-01).



Le flux (ψ) peut représenter:

- 1 Flux rotorique : $\psi_{rq} = 0$ et $\psi_r = \psi_{rd}$
- 2 Flux statorique : $\psi_{sd} = 0$ et $\psi_s = \psi_{sq}$
- 3 Flux d'entrefer : $\psi_{mq} = 0$ et $\psi_m = \psi_{md}$

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 [30].

Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue.

II.2. Principe de la commande vectorielle par orientation flux rotorique

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.
- L'axe d est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique.
- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant.

D'après ces propriétés on peut écrire:

$$\begin{cases} \psi_{rq} = 0 \\ \psi_{rd} = \psi_r = cst \\ i_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{II-01})$$

On remplace ce système dans le système (I-18) on obtient:

$$\begin{cases} \psi_{rq} = M i_{sd} \\ \psi_{rq} = l_r i_{rq} + M i_{sq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II-02})$$

À partir de la dernière équation de ce système on aura l'équation suivante :

$$i_{rq} = \frac{M}{l_r} i_{sq} \quad (\text{II-03})$$

On remplace le système (II-01) dans l'équation (I-26) on aura :

$$C_e = \frac{pM}{l_r} \psi_r i_{sq} \quad (\text{II-04})$$

Ou encore, le couple devient:

$$C_e = K_2 i_{sd} i_{sq} \quad (\text{II-05})$$

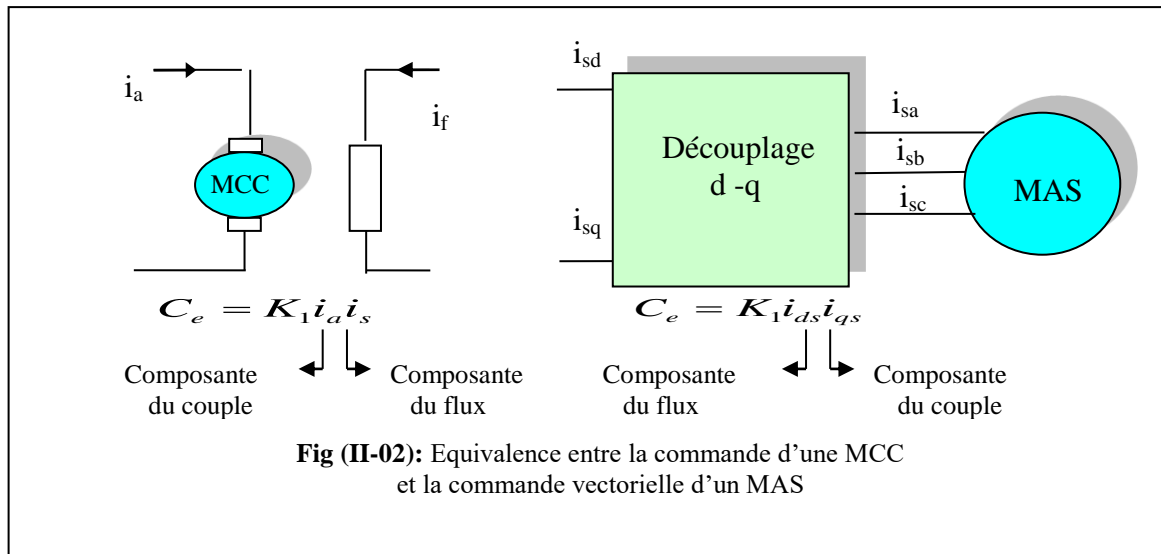
Avec:

$$K_2 = \frac{pM^2}{l_r}$$

La présente expression est analogue à celle des couples d'une machine à courant continu. La Fig (II-02) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplé classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone.

Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor .Telle que la relation suivante[32] :

$$\begin{cases} \omega_s = \omega_r + \omega_g = p\Omega_r + \omega_g \\ \theta_s = \int \omega_s dt \end{cases} \quad (\text{II-06})$$



Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes .la première appelée méthode directe qui à été développé par Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par Hasse.

II.2.1. commande vectorielle directe [33]

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué .Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système.

La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux .Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quel que soit le point de fonctionnement .Toute fois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente de considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes [31] :

1- La non fiabilité de la mesure du flux :

- problème de filtrage du signal mesuré.
- précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.

2- Le coût de production élevé (capteurs+filtre).

II.2.2. commande vectorielle indirecte [34]

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position. Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor .cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.

Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine dûe à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué.

Dans ce qui suit, on va employer la méthode indirecte de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimenté en tension (sans convertisseur).

II.2.3. Description de l'onduleur de tension

Un onduleur comporte six éléments commandable à l'allumage et à l'extinction, placés en antiparallèle avec une diode la Figure (II-03). L'onduleur est alimenté par une source de tension qui est un redresseur avec un circuit de filtrage, que nous symbolisons par deux points portés aux potentiels $E/2$ et $-E/2$ par rapport au point « O ». Le rotor de la machine est en court-circuit, et le stator est couplé en étoile sans neutre.

Chaque demi-bras de l'onduleur se compose de deux interrupteurs en série avec leur point commun relié par une diode au milieu de la source continue. Le sens de la diode dépend de la polarité du demi-bras.[15]

Une diode en inverse sur chaque interrupteur pour assurer la circulation du courant pendant la phase de roue libre. L'amplitude de la tension aux bornes de chaque semi-conducteur est limitée $E/2$ de la source majorée de la surtension due à la commutation des interrupteurs. Les potentiels des bornes 1, 2, 3 peuvent prendre les trois valeurs $+E$, 0 , $-E$ d'où l'appellation onduleur triphasé trois états. [15]

La Figure (II-03) présente une structure équivalente l'onduleur triphasé trois états dans laquelle les fonctions des semi-conducteurs sont symbolisées par des interrupteurs, dans ce cas, le schéma équivalent est constitué de six interrupteurs bidirectionnels. Les interrupteurs peuvent être réalisés, suivant la puissance à contrôler, avec des transistors MOS ou bipolaire, des IGBT ou des GTO associés à une diode en antiparallèle pour obtenir la réversibilité en courant.[15]

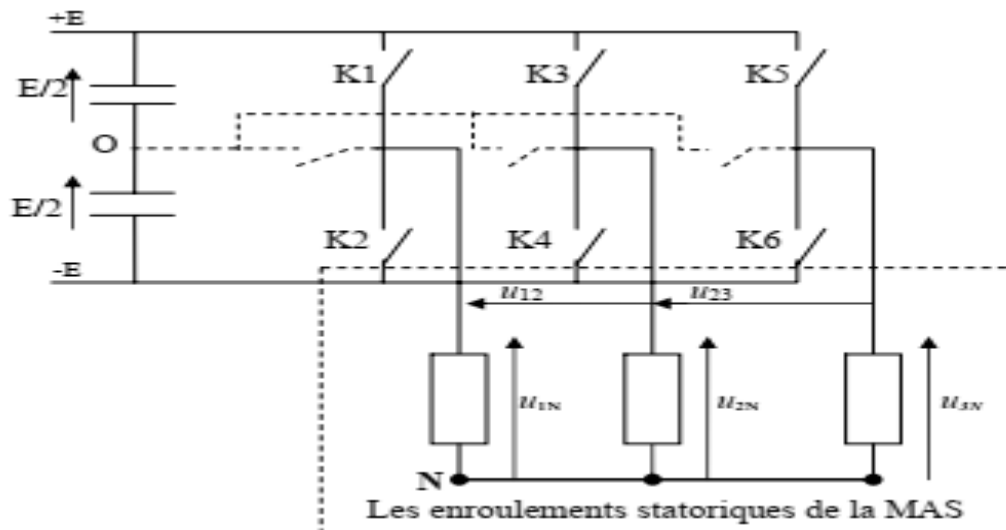


Fig (II-03) : Structure équivalente de l'onduleur de tension triphasé

II.2.4. Alimentation par onduleur à MLI

L'onduleur à MLI (modulation de largeurs d'impulsions) est un convertisseur statique qui assure la conversion de l'énergie électrique du continu vers l'alternatif, et via cet onduleur que notre moteur sera alimenté. C'est un onduleur triphasé en pont dont ses interrupteurs sont commandable d'une manière complémentaire afin d'assurer la continuité de l'alimentation.[15]

II.2.5. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Les impulsions de commande des interrupteurs sont engendrées à chaque intersection du signal triangulaire de haute fréquence appelé « porteuse » avec le signal de référence appelé « modulante » ces intersections déterminent en temps réel les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs.

L'intersection des droites à pentes positives de la porteuse avec la référence donne les instants d'ouverture des transistors du demi-bras supérieur.

L'intersection des droites à pentes négatives de la porteuse avec la référence donne les instants de fermeture des transistors du demi-bras supérieur.

Cette commande présente deux avantages importants :

- Elle repousse vers les fréquences plus élevées les harmoniques de la tension de sortie.
- Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.

La figure (II-04) suivante présente la stratégie de commande à modulation de largeur d'impulsion.

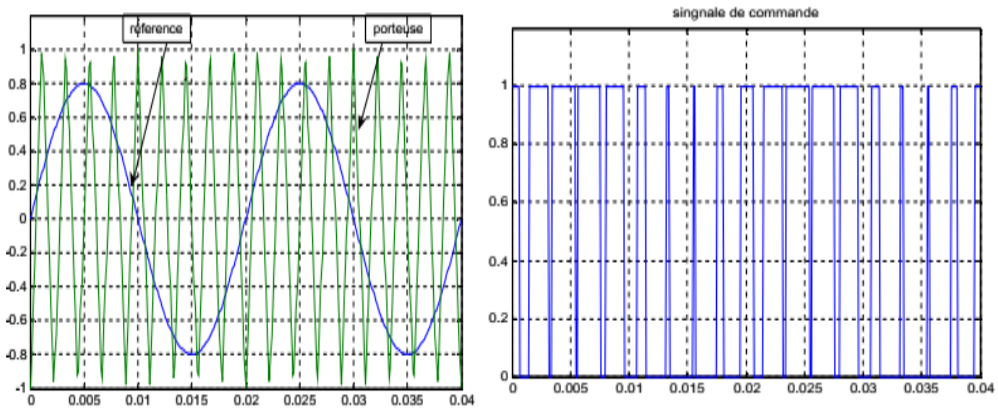


Fig (II-04) : Schéma de Principe de la commande MLI sinusoidale

Les résultats de simulation de l'association d'un onduleur de tension commandé par « MLI » à la machine asynchrone sont représentés par les figures (II-05), (II-06)

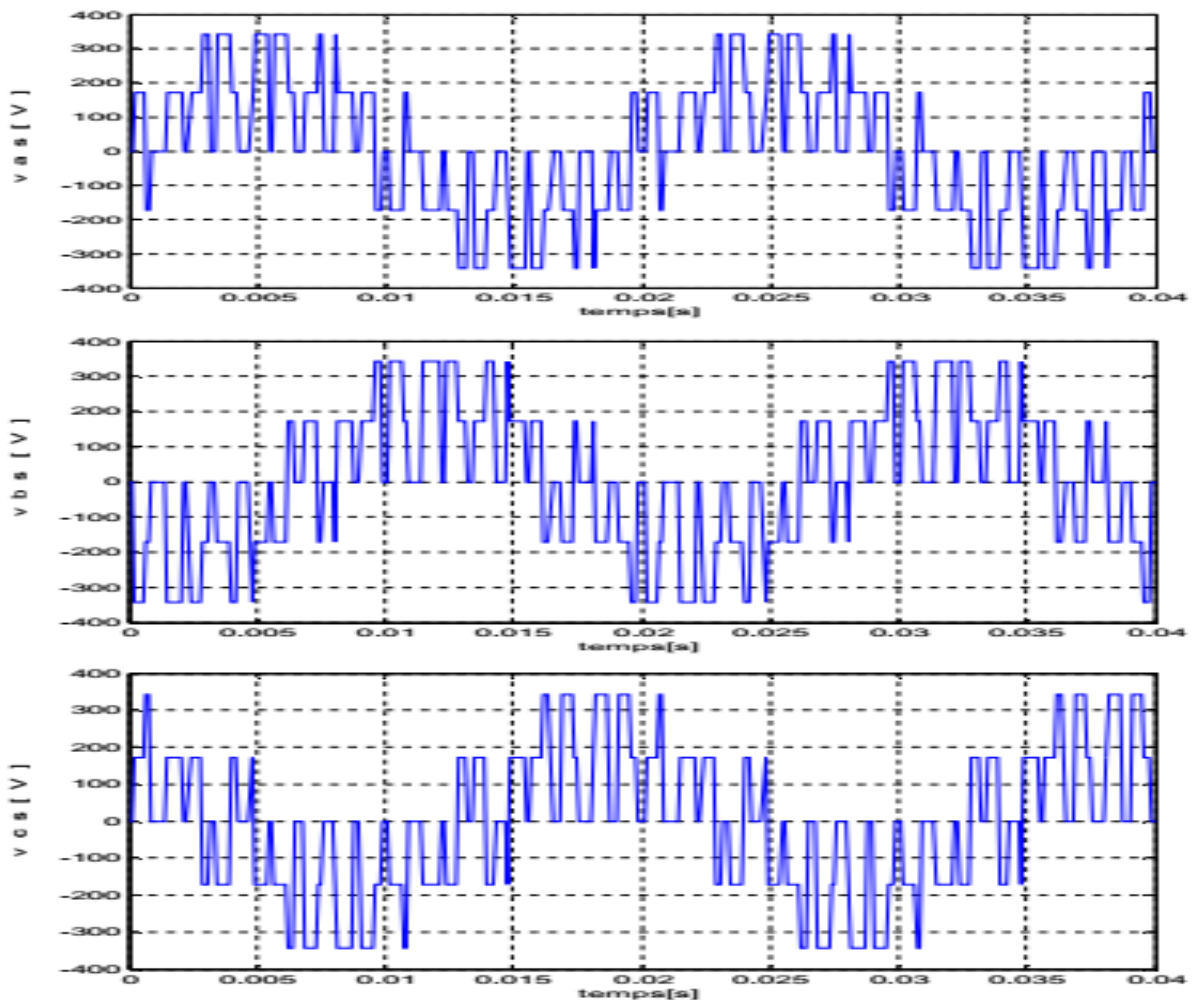


Fig (II-05) : Les tensions à la sortie de l'onduleur

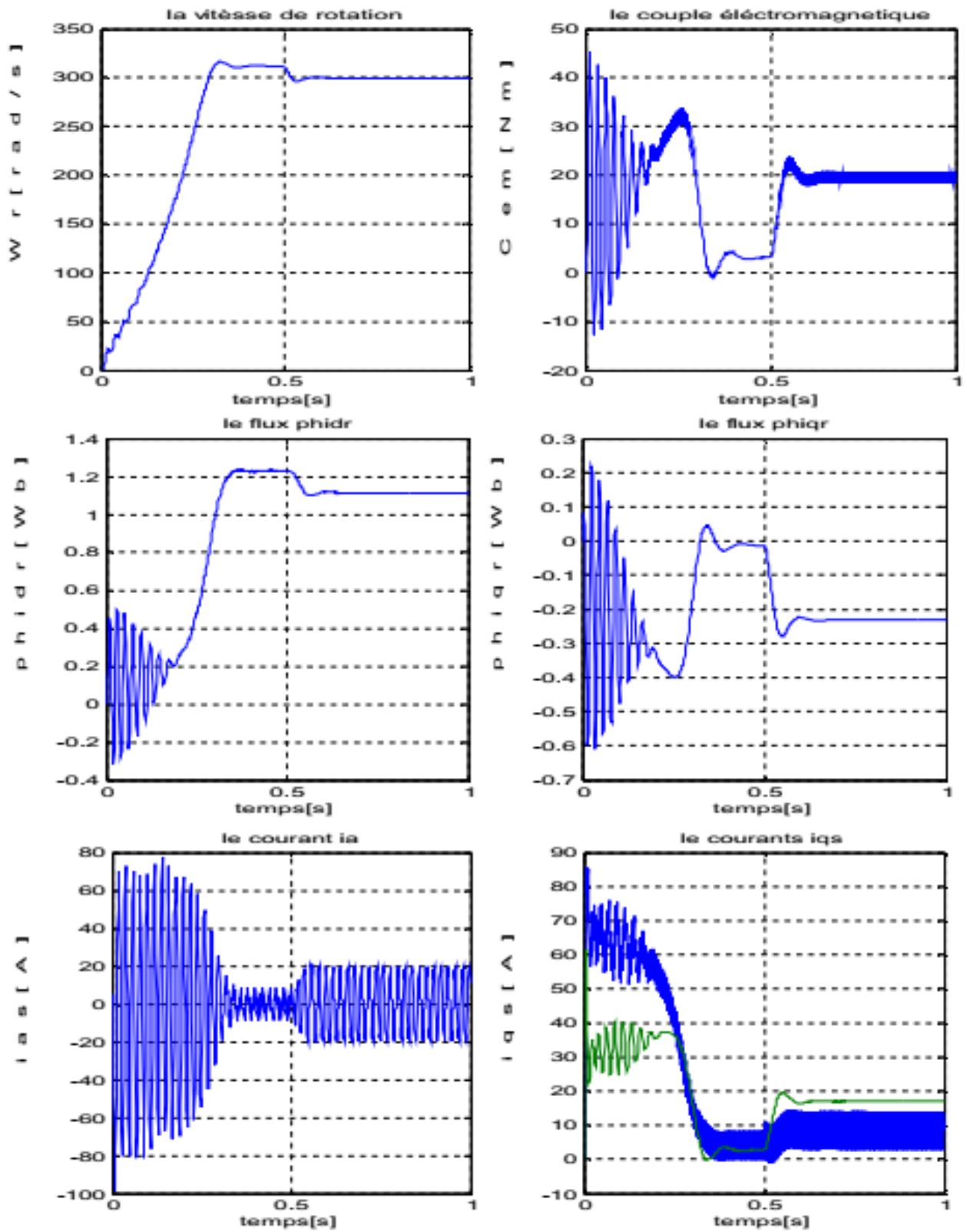


Fig (II-06) : Réponse de la MAS alimentée par un onduleur de tension à commande MLI
 Fonctionnement à vide puis application d'une charge. $C_r = C_n$ à $t = 0.5$ s.

II.2.6. Interprétation

Les résultats de simulation de l'association d'un onduleur à MLI au moteur asynchrone sont donnés dans les figures (II-05), (II-05). Pour un indice de modulation bien défini, la vitesse atteint son régime permanent pour un fonctionnement à vide à 0.4 s et elle a pour valeur 310 rad/s. On constate une différence qui réside dans la forme de la courbe qui se présente en créneaux pour cette dernière.

Concernant le couple électromagnétique, il atteint sa valeur maximale au démarrage qui est de 45 Nm puis, il oscille jusqu'à ce qu'il se stabilise à la valeur de 3.1 Nm à vide et qui augmente lorsque une charge est appliquée. Le couple présente des ondulations moins accentuées et qui s'atténuent de plus en plus qu'on augmente l'indice de modulation.

II.3. Structure de la Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

II.3.1. Description

Dans ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor. Les grandeurs de commande sont les tensions statoriques (V_{sd}, V_{sq}) et la vitesse du champ tournant (ω_s).

II.3.2. Système d'équations liées au flux rotorique

Les équations (I-17), (I-18), (I-26) et (I-38) munies de la contrainte ($\psi_{rq} = 0$) se simplifient:

$$V_{sd} = \sigma \cdot l_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_s + R_s \frac{M^2}{l_r^2} \right) i_{sd} - \omega_s \sigma \cdot l_s i_{sq} - \frac{M}{l_r^2} R_r \psi_r \quad (\text{II-07})$$

$$V_{sq} = \sigma \cdot l_s \frac{di_{sq}}{dt} + \left(R_s + R_s \frac{M^2}{l_r^2} \right) i_{sq} + \omega_s \sigma \cdot l_s i_{sd} + \omega_r \frac{M}{l_r} \psi_r \quad (\text{II-08})$$

$$\frac{d\psi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \psi_r \quad (\text{II-09})$$

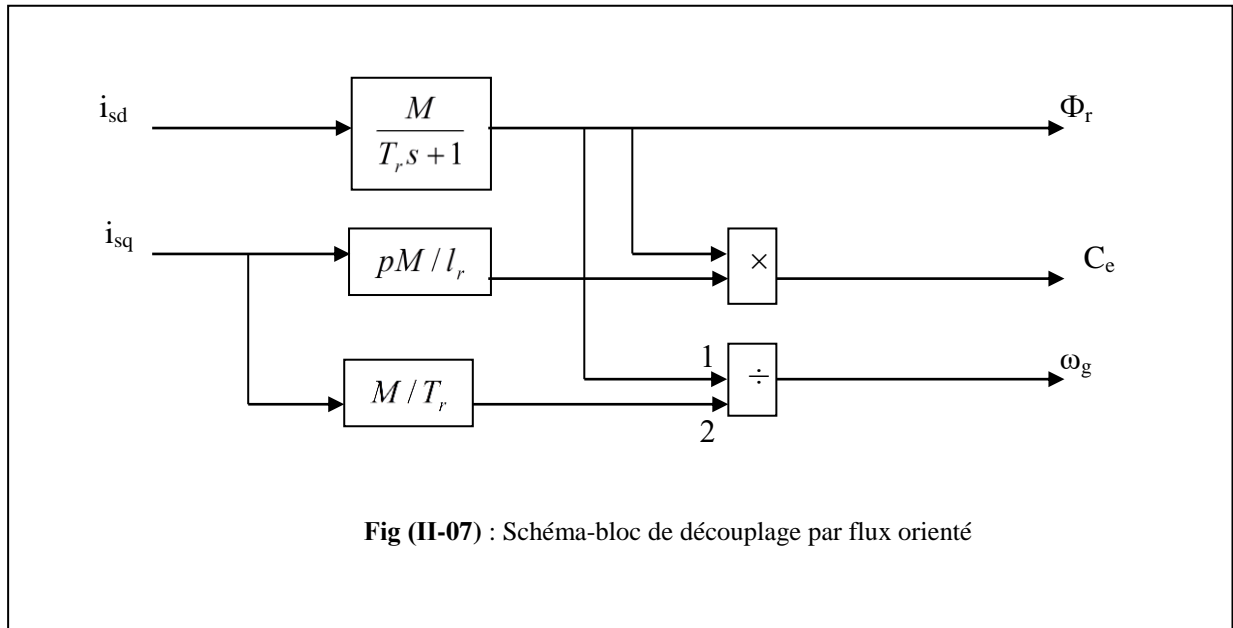
$$C_e = \frac{pM}{l_r} \psi_r i_{sq} \quad (\text{II-10})$$

$$\omega_g = \frac{M i_{sq}}{T_r \psi_r} \quad (\text{II-11})$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - J \Omega_r \quad (\text{II-12})$$

Les équations (II-09) et (II-10) mettant respectivement en évidence le courant producteur du flux i_{sd} , et le courant producteur du couple i_{sq} . Cela offre la possibilité de contrôler la machine asynchrone en découplant comme dans la machine à courant continu, le flux et le couple.

La structure de découplage est définie par les équations définies précédemment (II-09), (II-10) et (II-11) .Le schéma bloc de cette structure est représenté, par le montage de la figure (II-07).



II.3.3. Découplage entré-sortie

Les lois de commandes vectorielles des machines asynchrones alimentées en tension présentent des couplages entre les actions sur les axes d et q .Le flux et le couple dépendent simultanément des tensions V_{sd} et V_{sq} , donc il faut réaliser un découplage.

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie, nous pourrions alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle .les commandes sont alors non interactives

Différentes techniques existent: découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation, nous présentons le découplage par compensation.

II.3.3.1. Découplage par compensation

Définitions de deux nouvelles variable de commande V_{sd1} et V_{sq1} telles que:

$$V_{sd} = V_{sd1} - e_d \tag{II-13}$$

$$V_{sq} = V_{sq1} - e_q \tag{II-14}$$

Avec :

$$e_d = \omega_s \sigma \cdot l_s i_{sq} + \frac{M}{l_r^2} R_r \psi_r \tag{II-15}$$

$$e_q = -(\omega_s \sigma \cdot l_s i_{sq} + \frac{M}{l_r} \psi_r) \tag{II-16}$$

Les tension V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} (figure (II-08)).

Tel que:

$$V_{sd1} = \sigma \cdot l_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_s + R_s \frac{M^2}{l_r^2} \right) i_{sd} \quad (\text{II-17})$$

$$V_{sq1} = \sigma \cdot l_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma \cdot l_s i_{sq} \quad (\text{II-18})$$

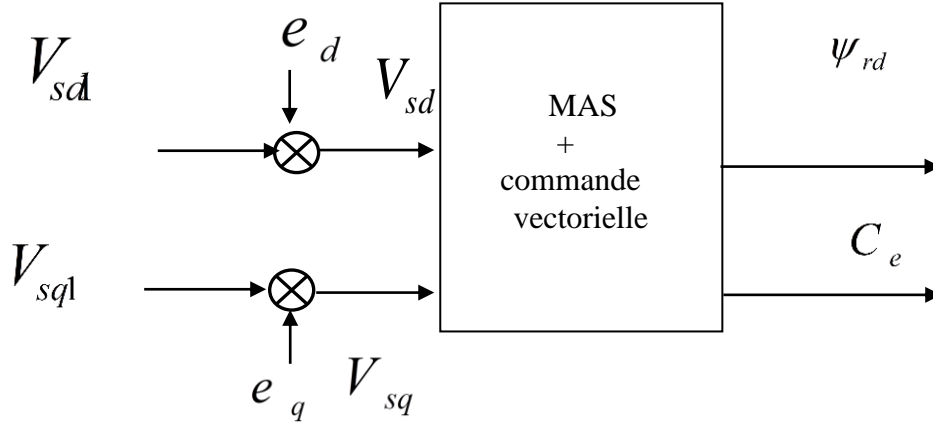


Fig (II-08): Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

II.3.4. Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale .Il est défini par la fonction non linéaire suivante [35]:

- sous-vitesse :

$$\psi_r = \psi_{r\ nom} \quad \text{si } |\Omega| \leq \Omega_{m\ nom}$$

- sur -vitesse :

$$\psi_r = \frac{\Omega_{r\ nom}}{|\Omega_r|} * \psi_{r\ nom} \quad \text{si } |\Omega| \geq \Omega_{m\ nom}$$

Avec :

$\Omega_{r\ nom}$: Vitesse de rotation nominale.

$\psi_{r\ nom}$: flux rotorique nominale .

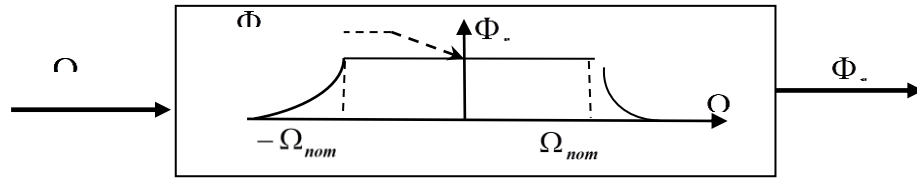


Fig (II-09) : Bloc de défluxage

II.3.5. Principe de fonctionnement

Le schéma bloc de la structure de commande vectorielle indirecte par orientation du flux d'une MAS alimenté en tension est représenté par la figure (II-10).

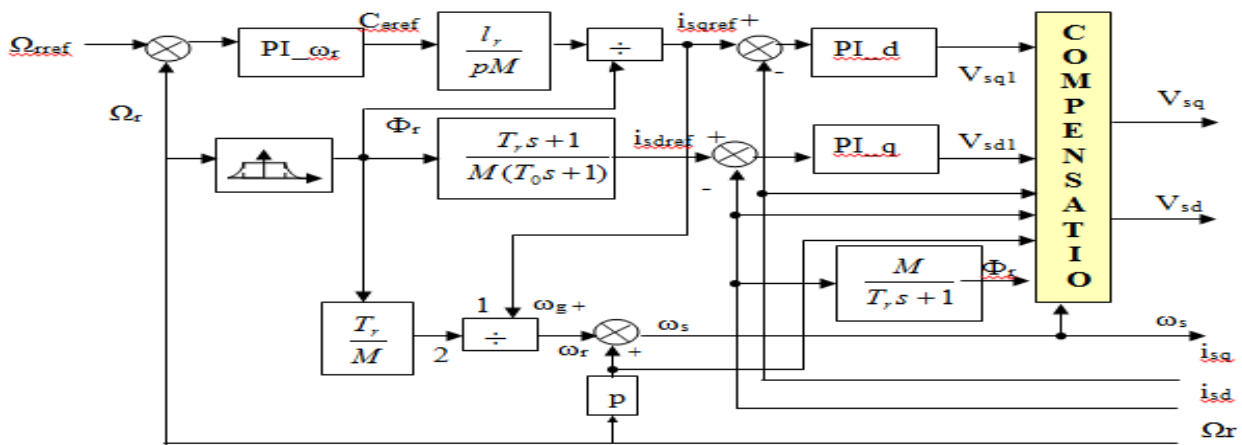


Fig (II-10): Schéma-bloc de la structure de la CV-OFR de la MAS alimenté en tension

La vitesse est aisément asservie (régulée) par un boucle à contre réaction en utilisant un régulateur PI. par contre, le flux rotorique est difficile à mesurer, donc son contrôle, le plus simple, est du type réaction le signal d'erreur de vitesse, une fois traité par le régulateur PI, fournit la référence de courant de couple i_{sqref} , qui même réglé par une boucle avec un régulateur PI pour générer la composante directe de la commande de la machine.

Le pôle supplémentaire $(-1/T_0)$ est introduit dans le but de limiter la bande passante pour compenser la dérivation du flux, ainsi le filtre soit réalisable physiquement. T_0 doit être très inférieur à T_r .

II.3.6. Régulation

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle (PI).

II.3.6.1. Conception des régulateurs

Soit $Y^*(t)$ le signale à pour suivre, et $y(t)$ le signale de sortie du système à contrôler.

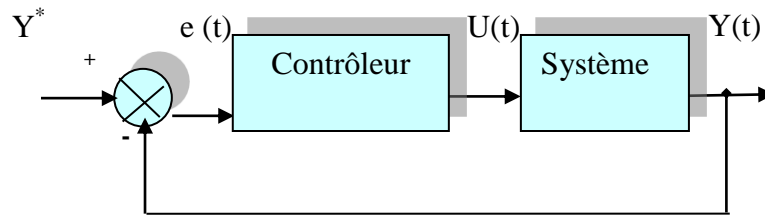


Fig (II-11) : Représentation de la commande par PI

La loi de commande est :

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) \quad (\text{II-19})$$

II.3.6.1.1. Action proportionnelle

- Si K_p est grand, la correction est rapide .Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît
- Si K_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

II.3.6.1.2. Action intégrale

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste l'action $U(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

II.3.6.2. Caractéristiques des régulateurs

a- Stabilité

Un système bouclé doit être stable .Si seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger [31].

Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité [36].

b- précision

En régulation, la précision obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

c- Rapidité

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement au variation de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation) [31] .Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus [36].

II.4. Calcul des régulateurs

II.4.1. Régulation de courant statorique i_{sd}

Le schéma bloc de la régulation de la composante directe du courant statorique i_{sd} est représenté par la figure (II-12).

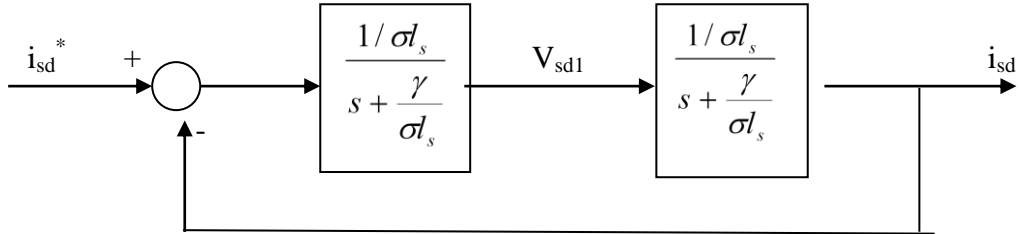


Fig (II- 12): schéma bloc de la régulation du courant statorique isd

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit :

$$F i_{sd} = \frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = K_{p1} \frac{s + \frac{K_{i1}}{K_{p1}}}{s} \cdot \frac{1}{s + \frac{\gamma}{\sigma \cdot l_s}} \quad (\text{II-20})$$

Compensons le pôle $s + \frac{K_{i1}}{K_{p1}}$ par $s + \frac{\gamma}{\sigma \cdot l_s}$, ce qui se traduit par la condition

$$\frac{K_{i1}}{K_{p1}} = \frac{\gamma}{\sigma \cdot l_s} \quad (\text{II-21})$$

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

$$F i_{sd} = \frac{K_{p1}}{s \cdot \sigma \cdot l_s} \quad (\text{II-22})$$

la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G i_{sd} = \frac{F i_{sd}}{1 + F i_{sd}} = \frac{1}{\frac{\sigma \cdot l_s}{K_{p1}} + 1} \quad (\text{II-23})$$

Nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre de constante de temps : $\tau_1 = \frac{\sigma \cdot l_s}{K_{p1}}$

Pour un temps de réponse imposé $t_{rep1(5\%)}$, nous obtenons la condition suivante:

$$\begin{aligned} 3\tau_1 &= t_{rep1(5\%)} \\ 3 \frac{\sigma \cdot l_s}{K_{p1}} &= t_{rep1(5\%)} \end{aligned}$$

Donc:

$$K_{p1} = \frac{3\sigma.l_s}{t_{rep1(5\%)}} \quad (\text{II-24})$$

Et, d'après l'équation (II-21):

$$K_{i1} = \frac{3\gamma}{t_{rep1(5\%)}} \quad (\text{II-25})$$

Avec :

$$\gamma = R_s + \frac{M^2}{T_r l_r}$$

II.4.2. Régulation de courant statorique i_{sq}

Le schéma bloc de la régulation de la composante inverse du courant statorique est représenté par la Fig (II-14) .

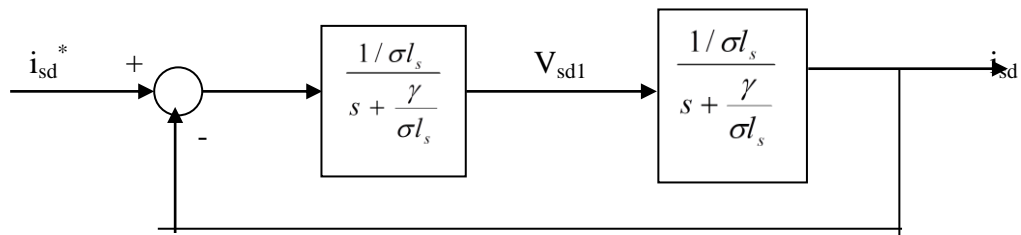


Fig (II-13): schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sd}

On remarque que le courant i_{sq} à la même dynamique que le courant i_{sd} , on trouve alors les même paramètre que précédemment

$$K_{p2} = \frac{3\sigma.l_s}{t_{rep2(5\%)}} \quad (\text{II-26})$$

$$K_{i2} = \frac{3\gamma}{t_{rep2(5\%)}} \quad (\text{II-27})$$

II.4.3. Régulation de la vitesse

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure (II-14).

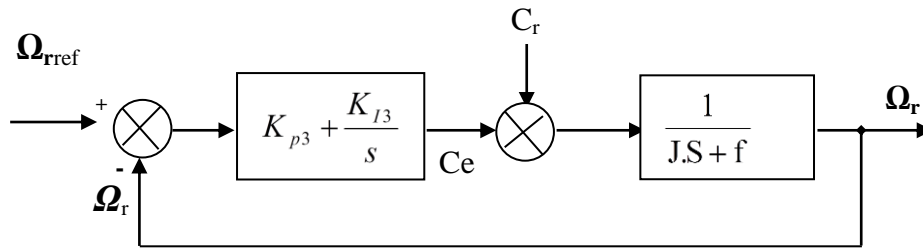


Fig (II- 14): schéma –bloc de régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle ouvert avec un couple résistant nul est donnée par :

$$F_{\Omega_r} = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{K_{p3}s + K_{i3}}{s(Js + f)} \quad (\text{II-28})$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G_{\Omega_r} = \frac{K_{p3}s + K_{i3}}{Js^2 + (K_{p3} + f)s + K_{i3}} \quad (\text{II-29})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{ème} ordre, dont la forme canonique

$$\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\zeta}{\omega_n}s + 1} \quad (\text{II-30})$$

Par comparaison on obtient alors :

$$\frac{J}{K_{i3}} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (\text{II-31})$$

$$\frac{2\zeta}{\omega_n} = \frac{K_{p3} + f}{K_{i3}} \quad (\text{II-32})$$

Pour un coefficient d'amortissement $\zeta = 1$ et une pulsation ω_n donnée, on obtient:

$$K_{i3} = J\omega_n^2 \quad (\text{II-33})$$

$$K_{p3} = 2J\omega_n - f \quad (\text{II-34})$$

Afin d'éviter la dépassement en vitesse on ajoute un filtre de premier ordre de constante de temps τ .

II.5. Présentation des résultats de simulation

Avant de présenter les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte en tension de la machine asynchrone, nous devons signaler que la simulation est effectuée dans les conditions suivantes:

$$T_0 = \frac{T_r}{10} \quad \tau_1 = \frac{L_s}{R_s} = 0.0565$$

$$\psi_r = 1 \text{ wb,}$$

$$K_{p1} = 46.5985 \quad , \quad K_{i1} = 12335$$

$$K_{p2} = 26.6277 \quad , \quad K_{i2} = 7048.8$$

$$K_{p3} = 1.549 \quad , \quad K_{i3} = 19.3750$$

Le schéma-bloc de la simulation est représenté par la Fig (II-15).

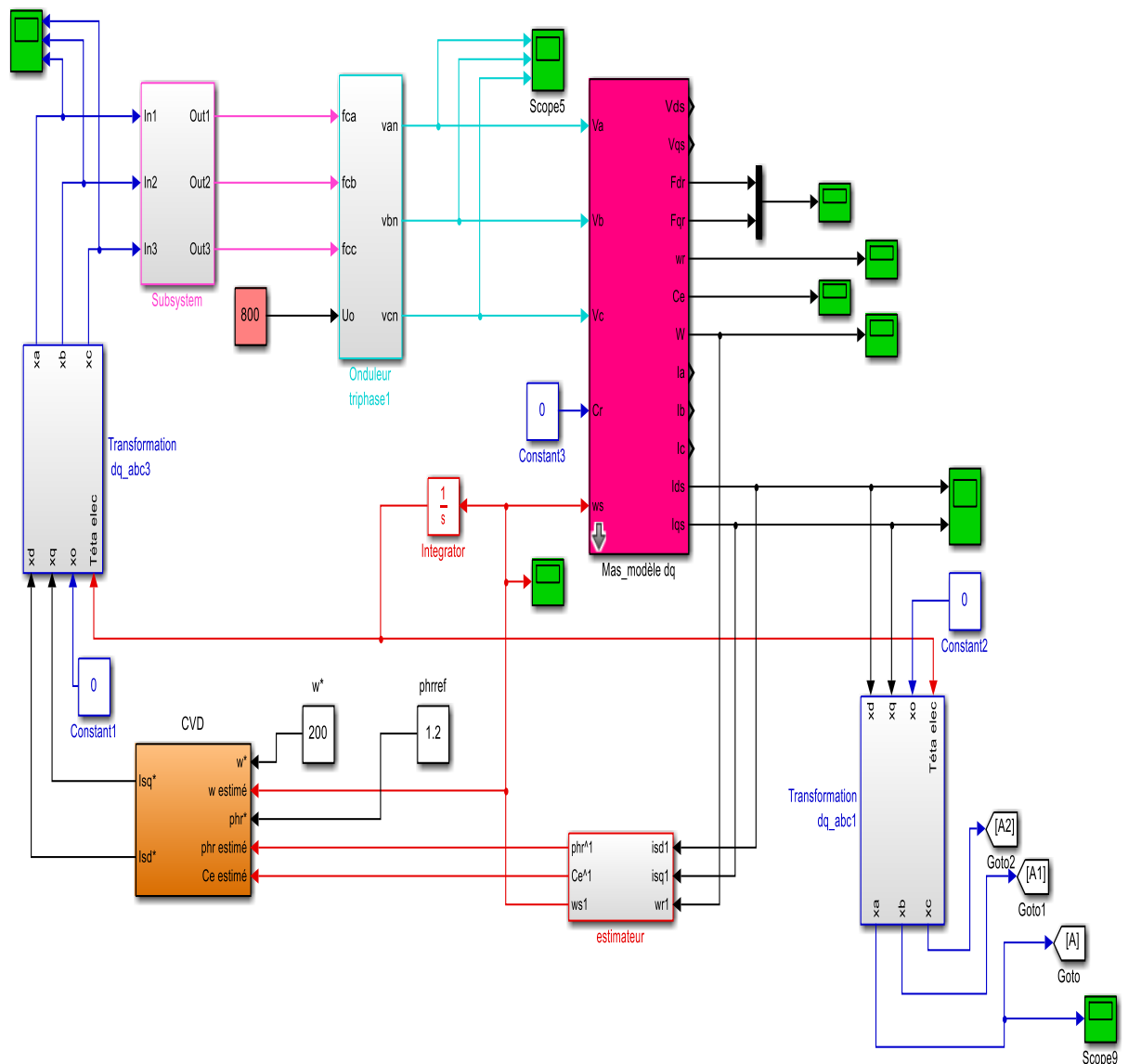


Fig (II-15): Schéma de simulation

II.5.1. Essai à vide et en charge

La Fig (II-16) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge, cette figure montre avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire stabilise par la valeur de vitesse de référence .Après l'application de charge ($C_r = 5N.m$ à $t = 1.5$ s), la courbe présente une chute dans sa valeur puis stabilise à sa valeur de référence (100 rad/s), le courant statorique suit la variation de la charge.

Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteinte la valeur de couple résistant avant et après l'application de charge.

Les composantes du flux rotorique subit une chute au moment de l'application de la charge puis stabilisent à la valeur désiré,

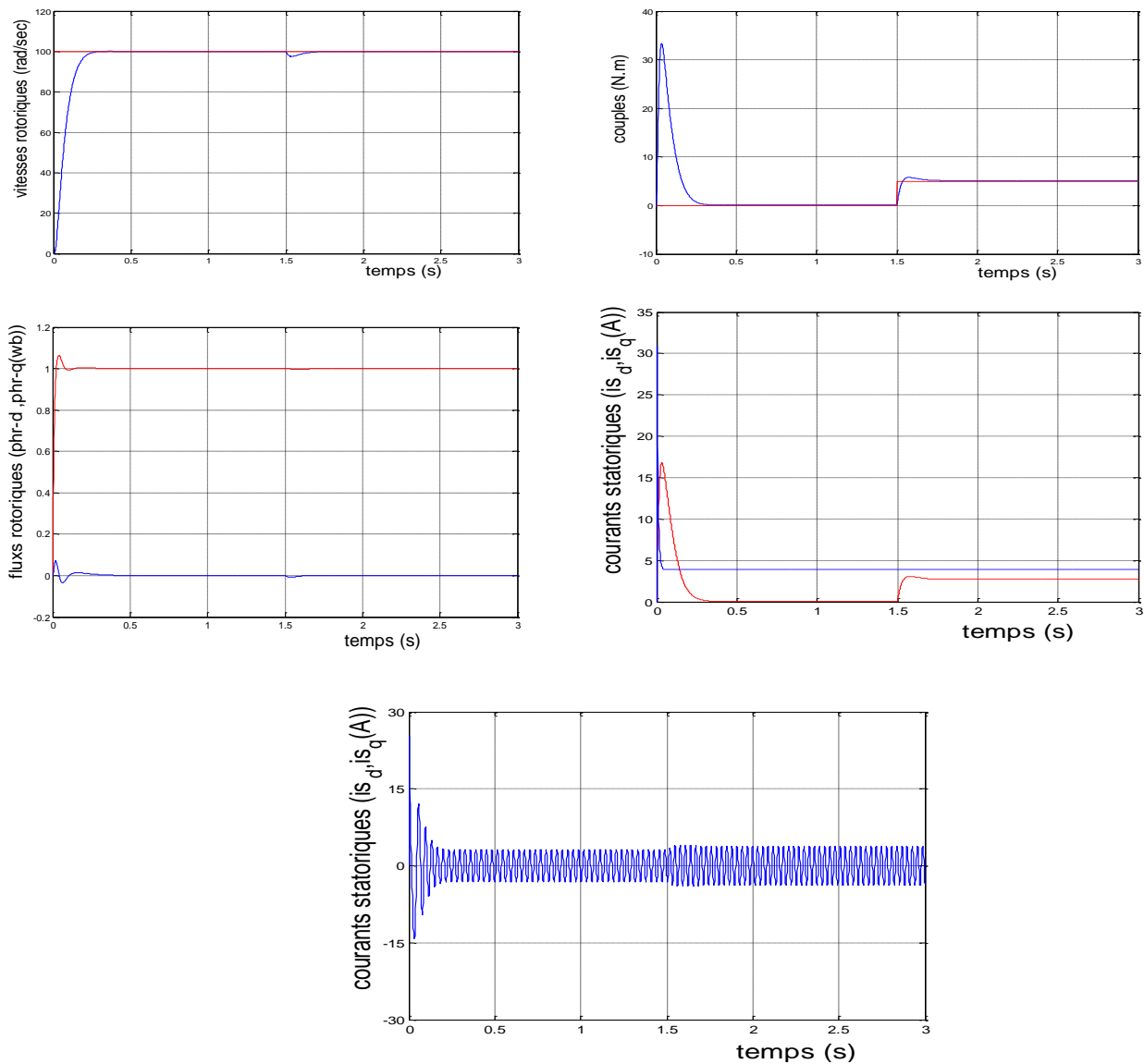


Fig (II-16): Résultats de simulation de CV-OFR DE de la MAS alimentée en tension lors de démarrage à vide et en charge

Et afin de juger l'efficacité (robustesse) de la commande vectorielle, différents tests ont été effectués, variation de vitesse, variation de la charge, variation de la résistance rotorique.

II.5.2. Test de robustesse pour la variation de la vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse ($\Omega_{ref} = 100, 160$ et 100 rad/s) de la Fig (II-17) montre que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux et le couple.

On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence, le couple subit un pic de transaction lors du passage d'un mode à l'autre, puis rejoint sa valeur avec une petite erreur.

Aussi on remarque une variation en module des composantes du flux rotorique, le découplage existe toujours, donc la régulation est robuste de point de vue contrôle de vitesse.

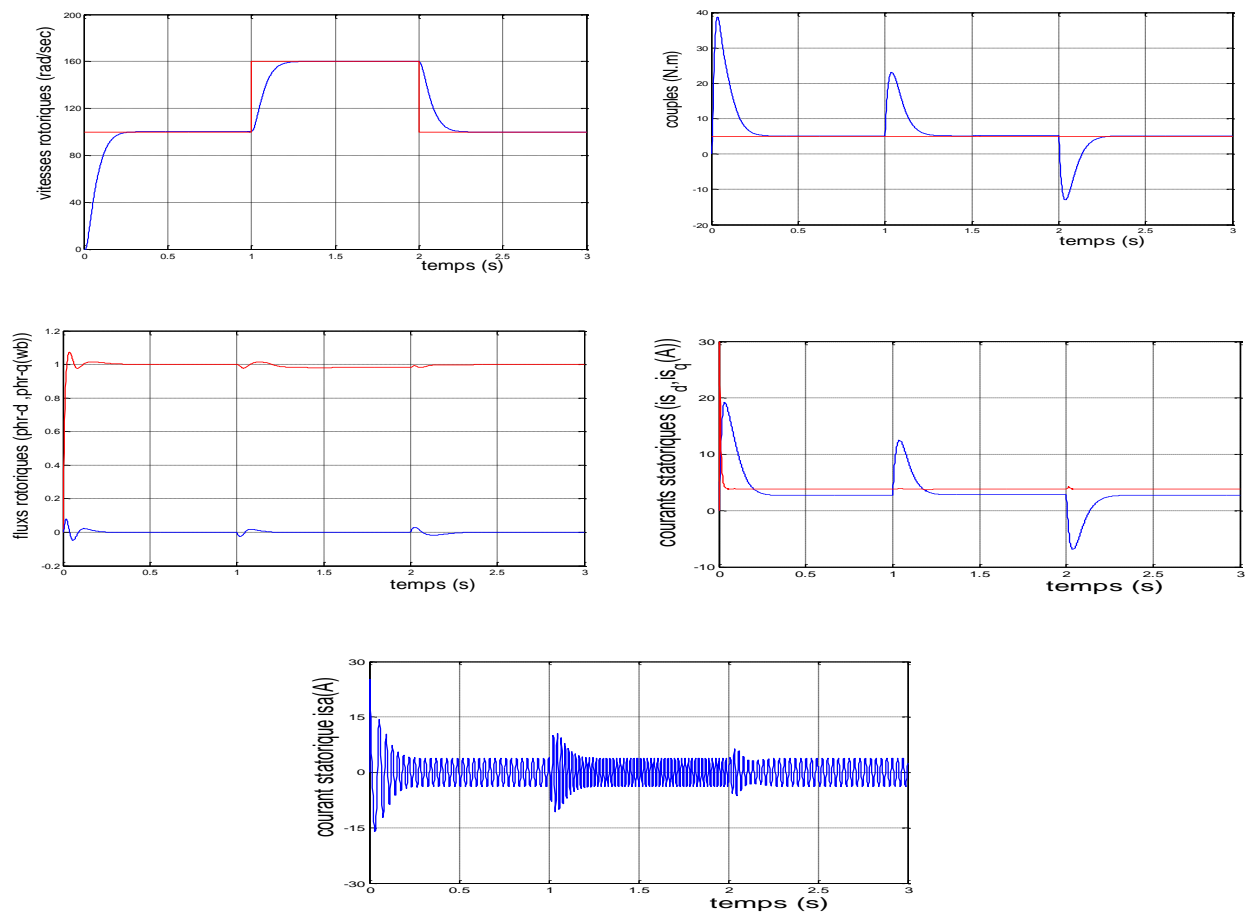


Fig (II-17) : test de robustesse pour la variation de la vitesse

II.5.3. Test de robustesse pour la variation de la charge

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la charge ($C_r=5$ N.m, 10 N.m et 5 N.m) de la Fig (II-18) montrent que les grandeurs telle que la vitesse, le couple, les flux et les courants sont influés par cette variation.

La figure (II-18) montre également un découplage entre le couple électromagnétique (C_e) et le flux rotorique (ψ_r), et l'orientation du flux rotorique suivant l'axe «d» est vérifié.

Le couple électromagnétique à la même allure que le courant i_{sq} à une coefficient près ce qui prouve le découplage est parfaitement réalisé ($\psi_{rq}=0$).

Nous constatons également que le couple suit les consignes .le courant de phase suit la variation de la charge, donc on peut dire que la commande est robuste de point de vue variation de la charge.

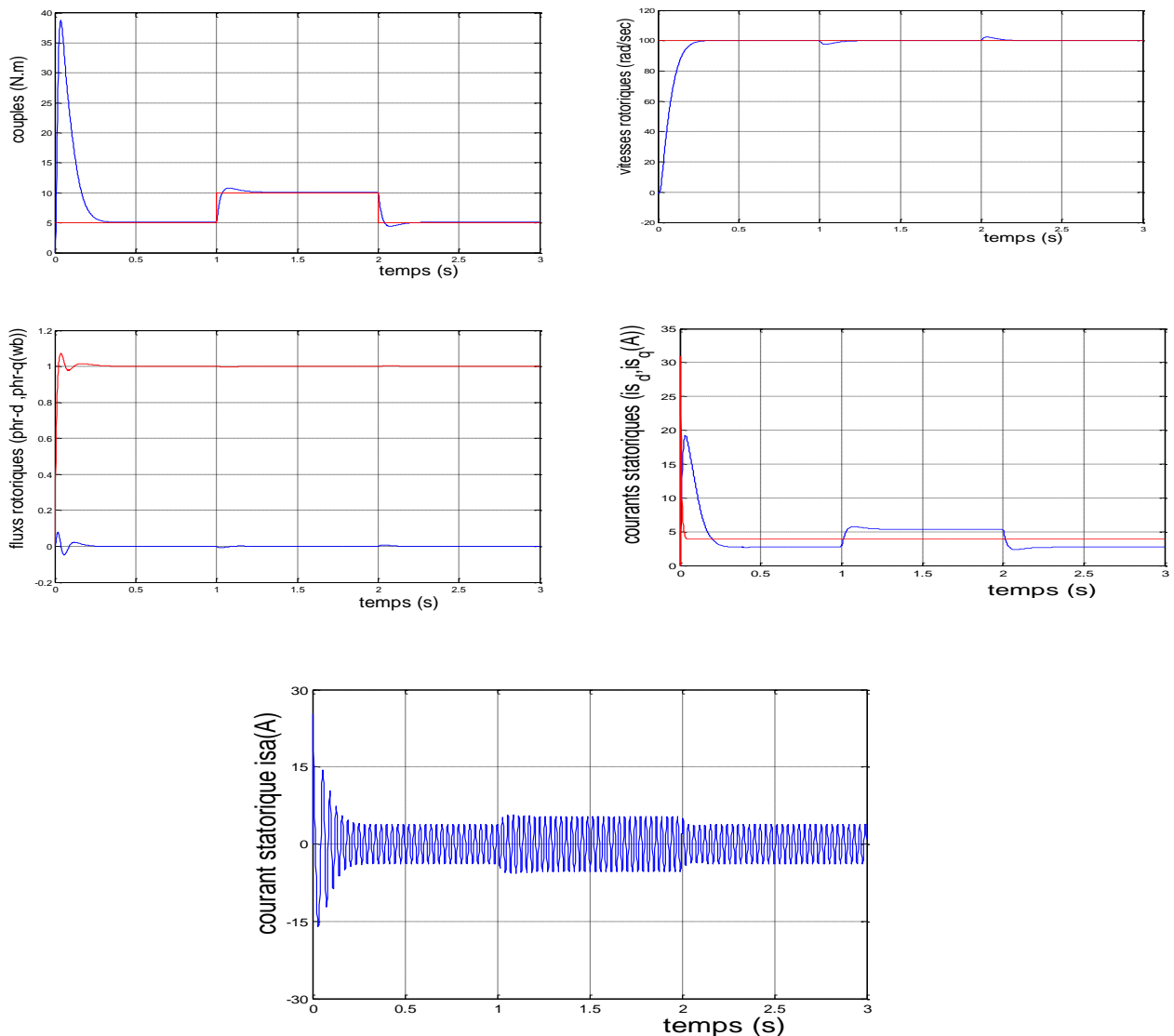


Fig (II-18): test de robustesse pour la variation de la charge

II.5.4. Test de robustesse pour l'inversion de vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour l'inversion de la vitesse (100rad/s à -100rad/s) de la Fig(II-19), montre que la réponse en vitesse suit parfaitement la consigne avec une mêmes temps de réponse avec une erreur négligeable.

L'allure du couple et du courant i_{sq} présente des pics lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à la valeur désirée.

Au moment de l'inversion de la vitesse une variation au niveau des composantes rotorique du flux, le découplage est effectuée.

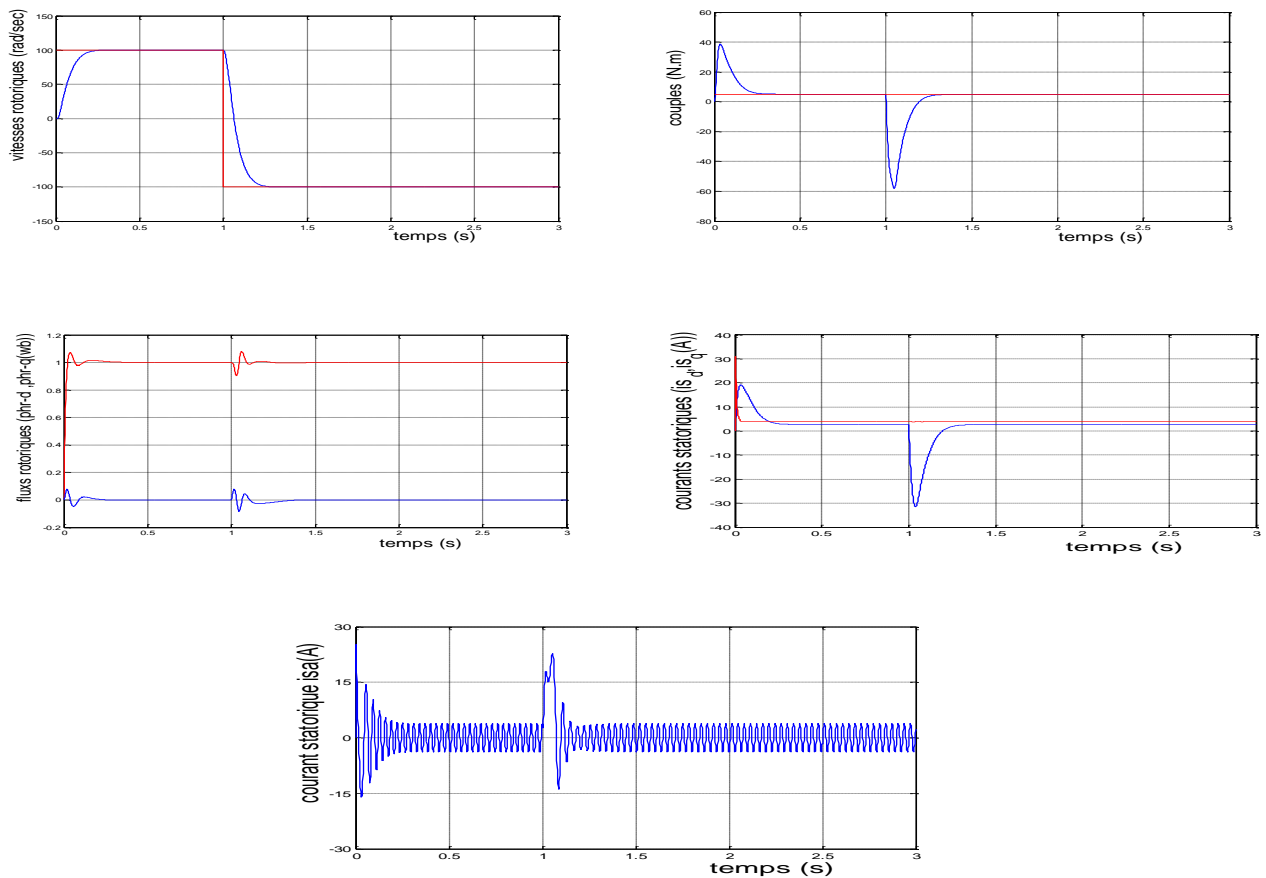


Fig (II-19) : test de robustesse pour l'inversion de vitesse

II.5.5. Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique

D'après les résultats présentent dans la Fig (II-20), on remarque au moment de variation de la résistance rotorique de 50 % et 100 % de la résistance nominale dû à l'échauffement de la machine.

Les résultats montrent qu'avant l'instant ($t = 1s$) c'est-à-dire à l'instant de variation de la résistance de 50%, aucune variation sur les courbes de vitesse, couple, courants et flux.

A partir de l'instant de variation de la résistance, on constate le découplage est touché, donc la commande est sensible à la variation de la résistance rotorique.

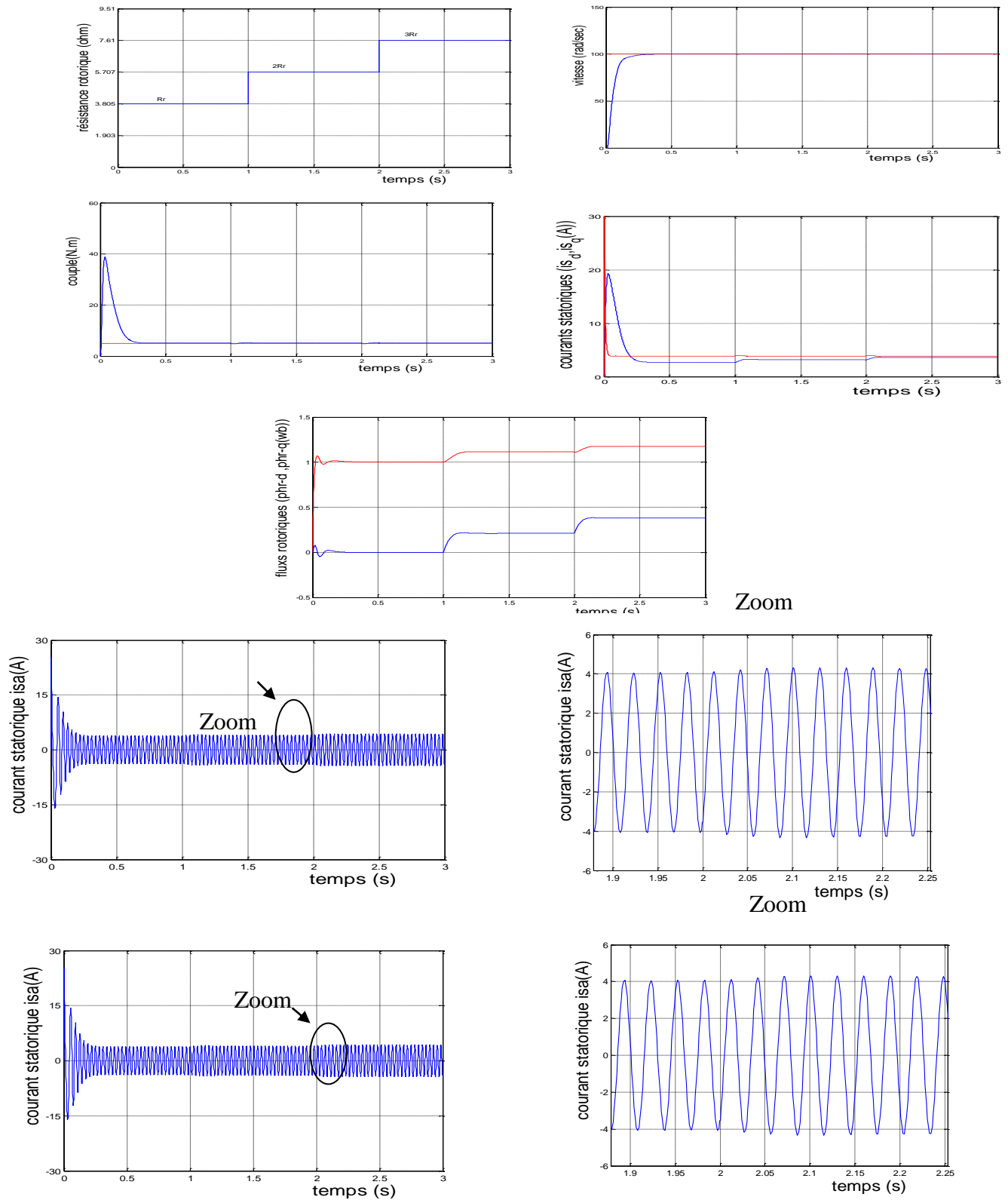


Fig (II-20) résultats de robustesse pour la variation de la résistance rotorique

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les concepts de base de la commande vectorielle et plus particulièrement la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, cette commande assure le découplage nécessaire, permettant de séparer la commande du flux et celle du couple. On a commencé par montrer comment calculer les différents régulateurs, puis on a effectué le test de robustesse pour la variation de vitesse, la charge et la variation de résistance rotorique. Les résultats montrent que la commande vectorielle est sensible à la variation paramétrique (résistance rotorique).

Chapitre III :

Commande vectorielle de la MAS avec observateur de flux

Introduction

Dans la commande vectorielle directe, la mesure directe du flux permet de connaître exactement la position et la norme du flux, ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement, toutefois elle nécessite l'utilisation d'un moteur équipé de capteur de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation.

Dans la grande majorité des cas, on ne dispose pas de capteur de flux et on fait donc utiliser un estimateur de flux. Cet estimateur dépend des paramètres de la machine et plus spécialement de la résistance rotorique qui varie fortement avec la température (évolution de la résistance rotorique). Alors une erreur sur ce paramètre se traduit par une orientation incorrecte du repère (d, q) conduisant à une erreur sur la phase et l'amplitude du vecteur ψ_r , Cette structure est donc peu robuste par rapport à la variation paramétrique ce qui nécessite l'emploi d'une adaptation paramétrique de la résistance rotorique pour éviter une dégradation de contrôle vectorielle.

On peut améliorer la robustesse de cette commande en faisant appel à des observateurs d'état dont les estimates sont peu sensibles aux variations paramétriques.

Dans ce chapitre nous présentons les observateurs d'état avec l'application de l'observateur du flux rotorique associé à la commande vectorielle directe.

III.1. Présentation des observateurs

III.1.1. Description

Un observateur est un développement mathématique qui permet de reconstituer les états internes d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est-à-dire les entrées imposées et les sorties mesurées.

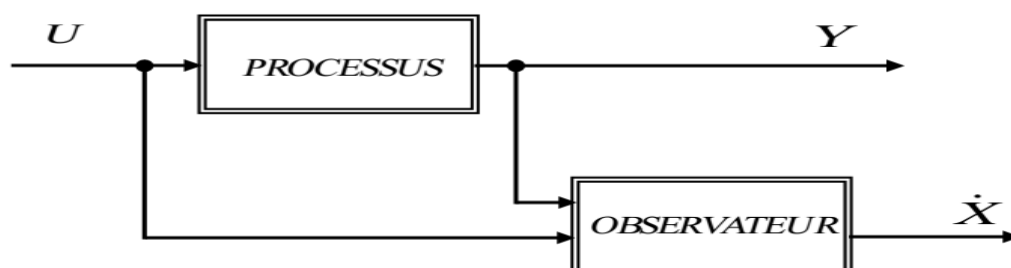


Fig. (III-1): typologie de l'observateur

L'observateur se fait en deux phases ; la première est une étape d'estimation et la seconde est une étape de correction [37].

III.1.2. principe général sur les observateurs

La structure d'un observateur d'état est indiquée sur la figure (III-2). Elle est basée sur un modèle du système, appelé l'estimateur ou prédicateur, fonctionnant en boucle ouverte.

La structure complète de l'observateur inclut une boucle de contre-réaction permettant de corriger l'erreur entre la sortie du système et celle du modèle. L'observateur fonctionne donc en boucle fermée. Le gain de la boucle de retour est représenté par une matrice de gains, notée G . Le dimensionnement de cette matrice est effectué de telle sorte à assurer la convergence la plus rapidement possible entre le modèle ou l'estimateur et le système réel.

Le vecteur de sortie Y est comparé au vecteur équivalent \hat{Y} , donné par l'observateur, pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Ainsi on définit une nouvelle variable, l'erreur d'observation (e). Celle-ci est multipliée par une matrice de gains (G) et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés (\hat{X}). Ainsi, par un choix judicieux de la matrice de gains (G), on peut modifier la dynamique de l'observateur et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro.

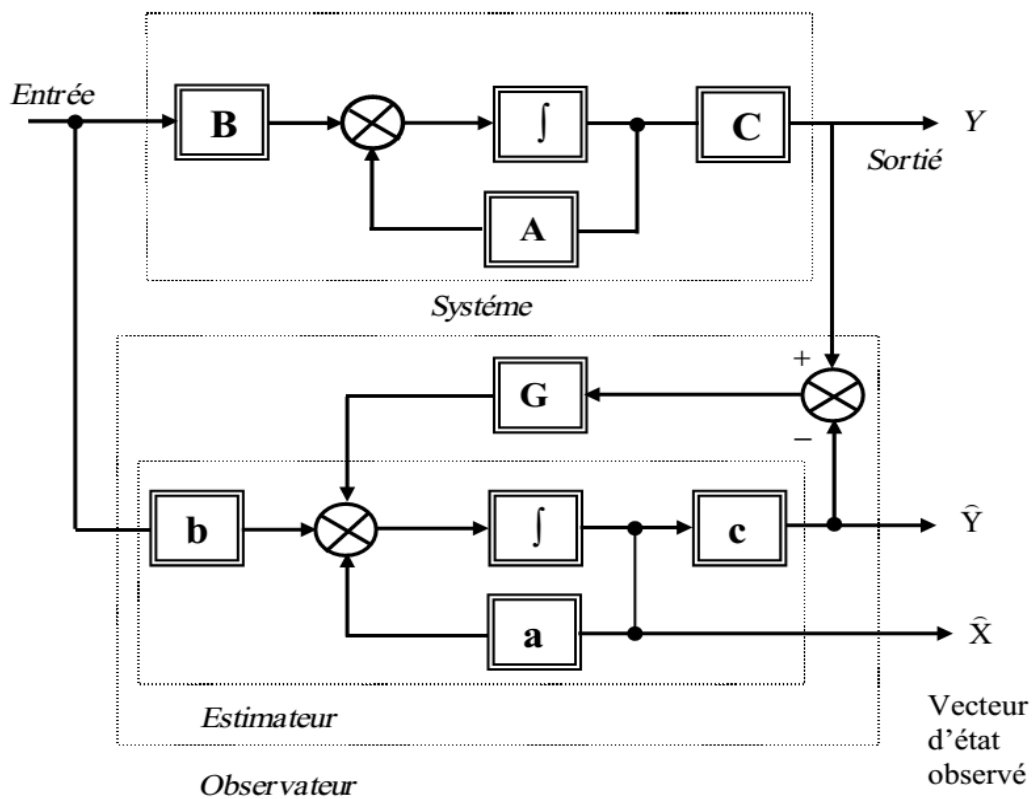


Fig.(III-2) :Schéma fonctionnel d'un observateur d'état

Alors ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur, donc son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états.

III.1.3. Classification des observateurs

Nous dénombrons des observateurs déterministes et stochastiques, nous allons brièvement présenter les différentes catégories des observateurs tout en citant les observateurs les plus utilisés.

III.1.3.1. Les observateurs déterministes

Ces observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état : l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur de Lanberger dans le cas de modèles linéaires ou l'observateur par modes glissants.

III.1.3.2. Les observateurs stochastiques :

Ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence de bruit dans le système ce qui est souvent le cas. Nous pouvons citer l'observateur grand gain et le filtre de Kalman étendu.

III.2. observateur de flux proposé

Pour réaliser une commande vectorielle performante relativement insensible à la variation paramétrique, on utilise un observateur de flux rotorique « improve Gopinath modèle ». Cet observateur a été présenté par P-L-JANSEN et R- D- LORENZ en 1994. L'observateur « improve Gopinath modèle » basé sur la résolution séparée des équations du rotor et du stator, décrites dans le référentiel du stator ($\alpha \beta$), deux estimateurs du flux rotorique peuvent être utilisés, le premier « modèle en courant » il est obtenu par la résolution des équations du rotor et en utilisant les courants mesurés des stator [38].

De la même manière les équations du stator peuvent être arrangées pour obtenir le second estimateur « modèle en tension » et en utilisant les valeurs mesurées des tensions et des courants statoriques.

III.2.1. Modèle en tension

En peut représenter les équations électriques sous forme complexe comme suit :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\psi_s}{dt} \\ \bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \frac{d\psi_r}{dt} - j\omega \bar{\psi}_r \end{cases} \quad \text{(III-01)}$$

Avec :

$$\begin{cases} \bar{\psi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \\ \bar{\psi}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \end{cases} \quad (\text{III-02})$$

Où les grandeurs surlignées représentent les quantités complexes, avec :

$$\begin{cases} \bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \\ \bar{I}_r = I_{r\alpha} + jI_{r\beta} \\ \bar{\psi}_s = \psi_{s\alpha} + j\psi_{s\beta} \\ \bar{\psi}_r = \psi_{r\alpha} + j\psi_{r\beta} \\ \bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \\ \bar{V}_r = V_{r\alpha} + jV_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{III-03})$$

A Partir du système d'équations (III-1) et (III-2) en trouve :

$$\frac{d\bar{\psi}_r}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s - \sigma \cdot L_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} \right) \quad (\text{III-04})$$

L'équation (III-4) représente le modèle en tension.

III.2.2. Modèle en courant

A partir de l'équation d'état ($\dot{X} = AX + BU$) on trouve Le modèle en courant comme suit :

$$\frac{d\bar{\psi}_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \bar{\psi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{I}_s + j\omega \bar{\psi}_r \quad (\text{III-05})$$

L'équation (III-5) présente un estimateur simple mais cause des erreurs en haute vitesse, l'estimateur donné par (III-4) présente une intégration en boucle ouverte et imprécision en basse vitesse [9]. Une solution hybride étant réalisé par la combinaison de ces deux estimateurs. L'observateur du flux est illustré par la figure (III-3).

L'erreur ξ entre les deux estimateurs du flux rotorique est calculée à partir de la relation (III-5) et la relation (III-6) suivante :

$$\bar{\psi}_r = \frac{L_r}{M} (\bar{\psi}_s - \sigma \cdot L_s \bar{I}_s) \quad (\text{III-06})$$

L'erreur ξ est appliquée au correcteur **PI**, dont la sortie V_ξ obtenu est utilisée dans l'estimateur de flux statorique, ce dernier est estimé par :

$$\frac{d\bar{\psi}_r}{dt} = \bar{V}_s - R_s \bar{I}_s - \bar{V}_\xi \quad (\text{III-07})$$

La bonde passante du contrôleur produit une transition lisse entre le modèle en courant et le modèle en tension [38].

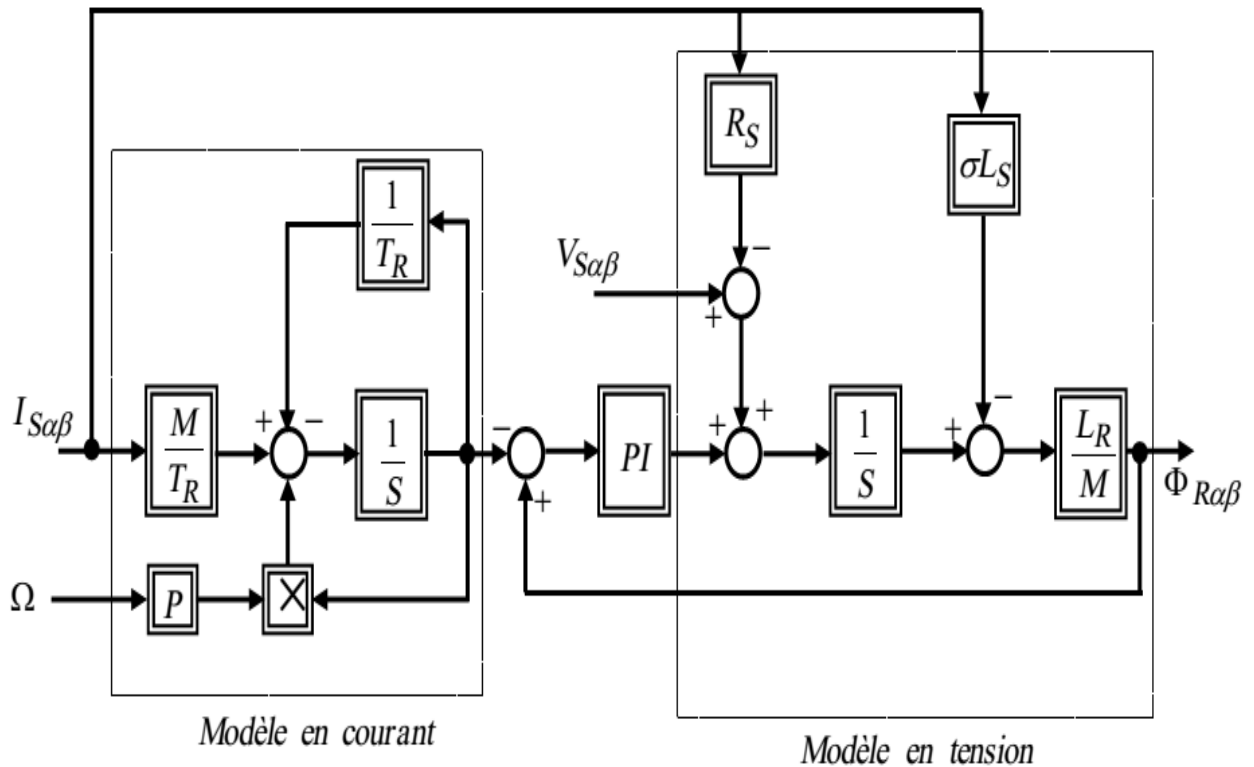


Fig (III-3) : observateur de flux rotorique « improve Gopinath modelé »

III.3. Résultats de simulation de la MAS avec association de l'observateur

Les résultats de simulation suivantes ont été obtenu pour $K_i=5.10^{-3}$, $K_p=10^{-8}$

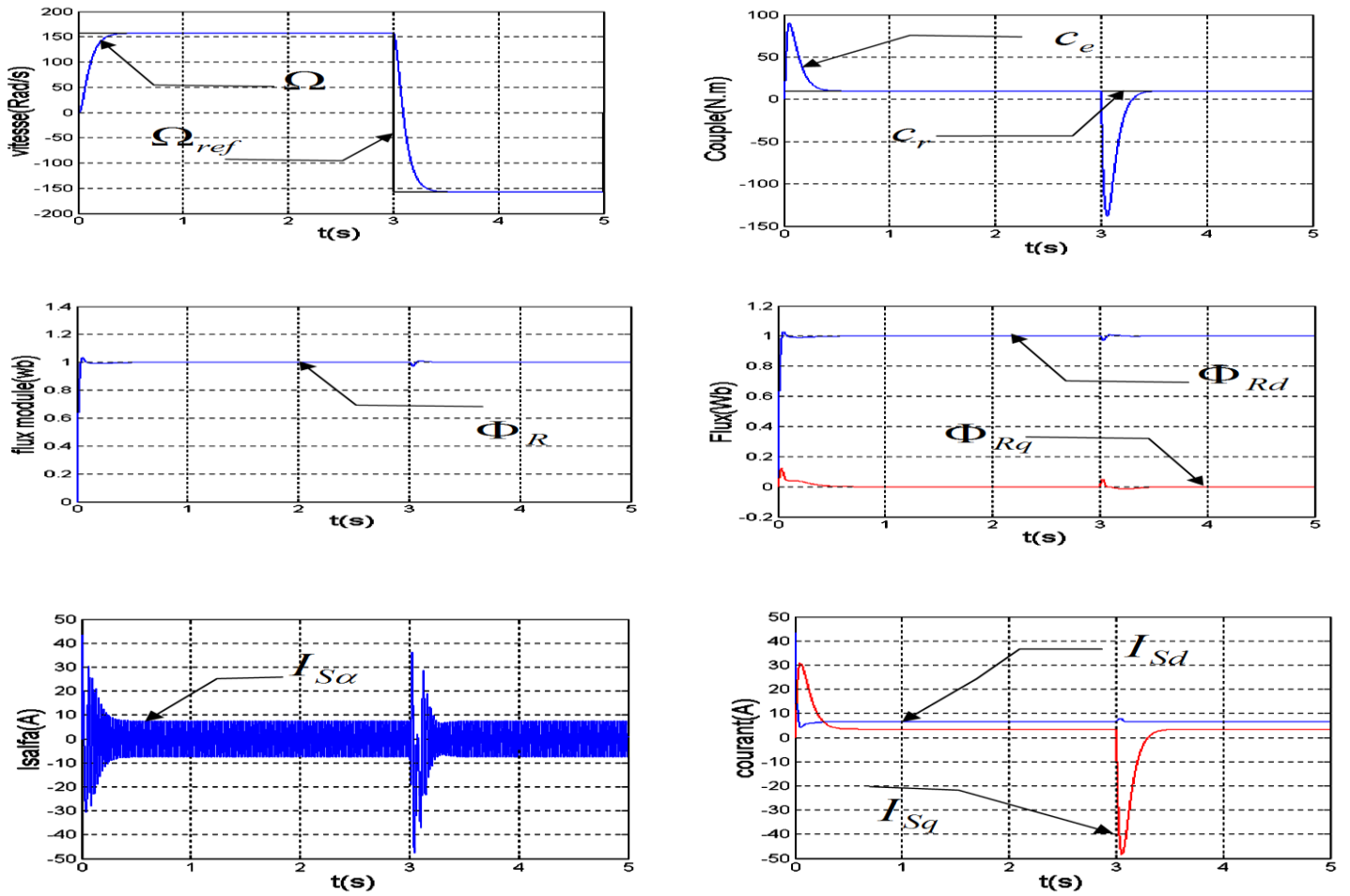
La Fig(III-4) représente le schéma de simulation du modèle de la machine asynchrone et l'observateur en boucle fermé :

Les tests qu'on a effectué pour valider notre observateur sont :

- Simulation avec variation de la vitesse.
- Simulation avec l'inversion de vitesse.
- Simulation avec variation de la charge.

Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique.

Les résultats de simulation sont donnés par les figures (III-5), (III- 6), (III-7) et (III-8).



Fig(III-6) :Simulation avec l'inversion de vitesse

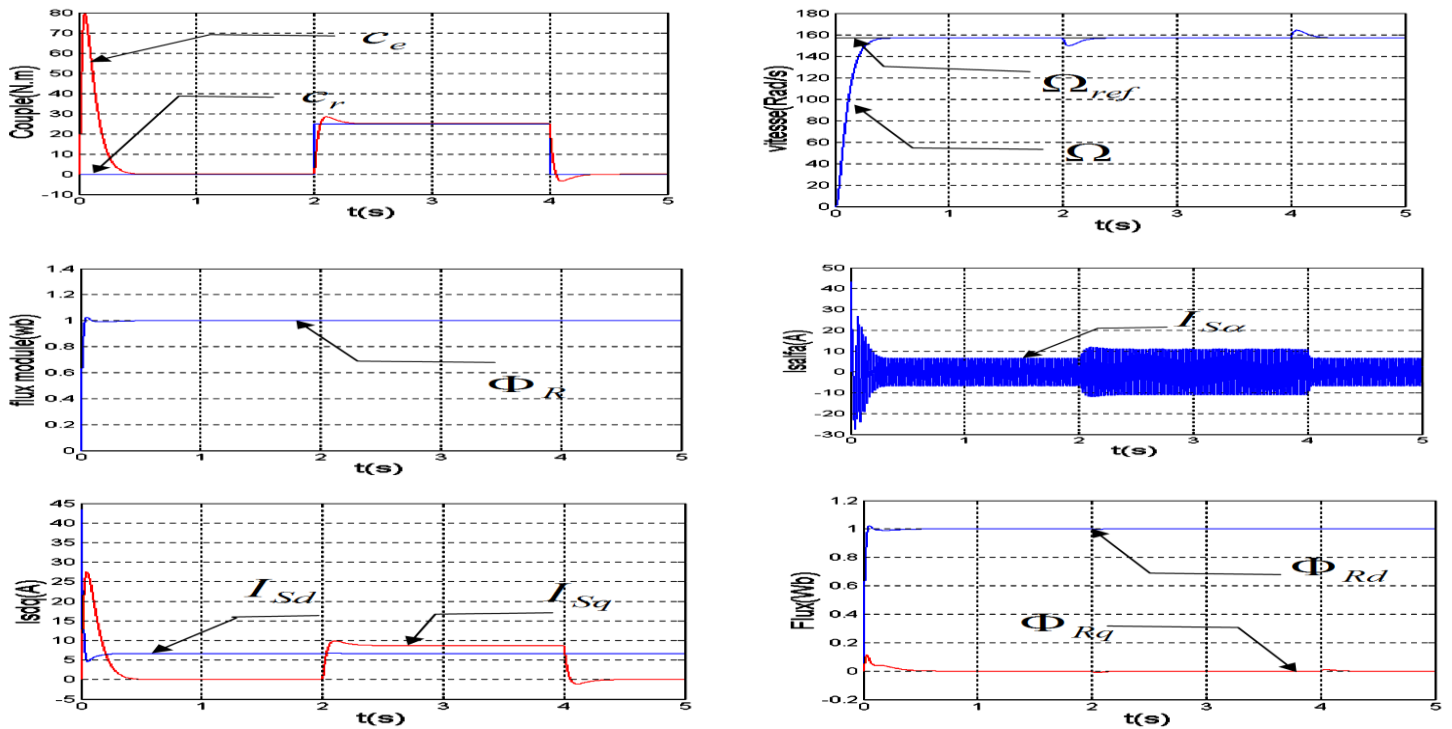


Fig (III-7) :Simulation avec la variation de la charge

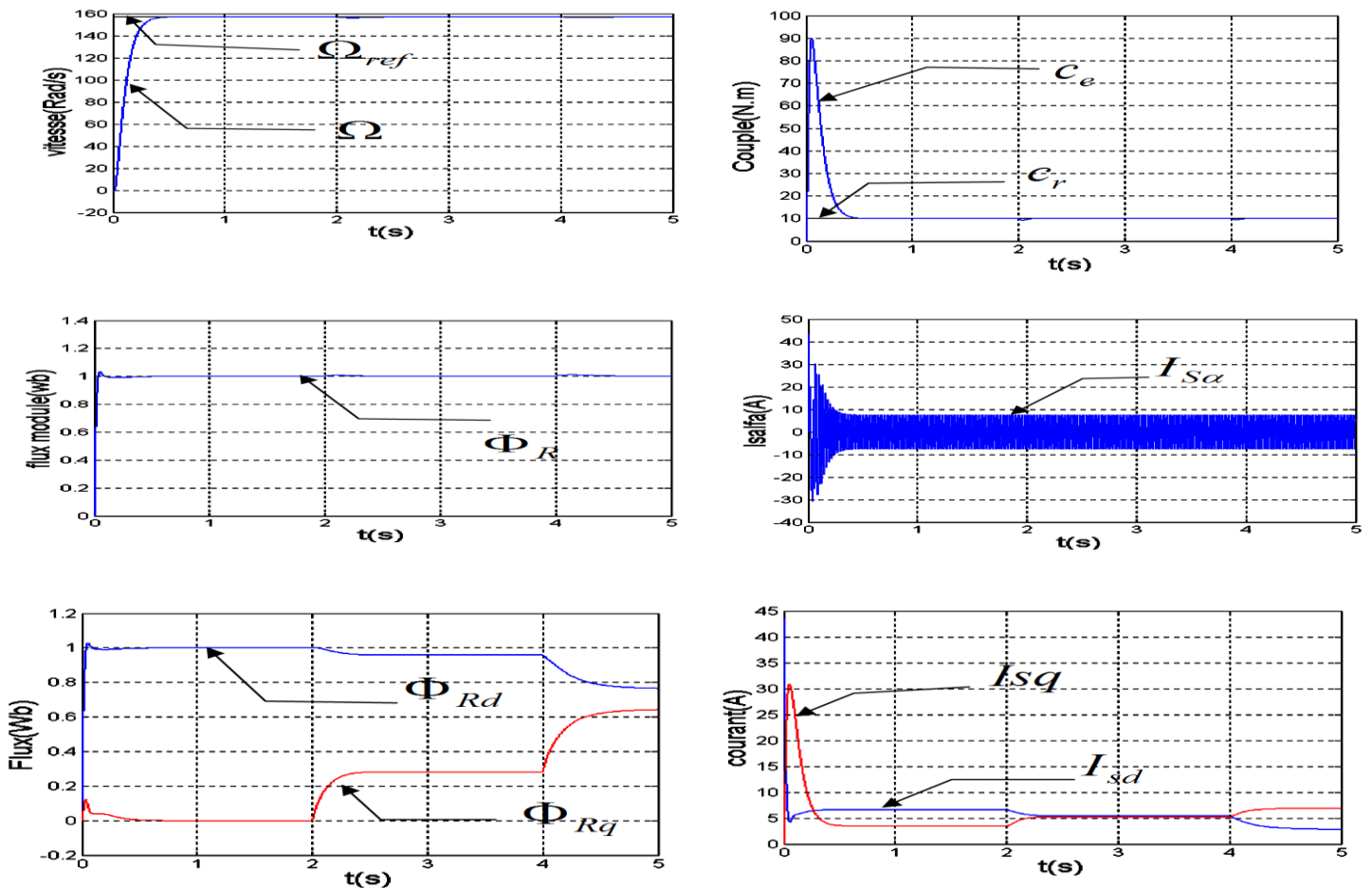


Fig (III-8) :Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique

III.4. Interprétation des résultats de simulation

Les résultats de simulation avec la variation de la vitesse, l'inversion de vitesse et la variation de charge montre que :

- La vitesse suit parfaitement sa consigne.
- Le couple suit la valeur de charge imposée avec certains pics lors du passage d'un mode à l'autre.
- Le courant de phase statorique suit parfaitement la variation de la charge et présente des pics au moment des variations de vitesse.
- La courbe des flux montre également un découplage entre le couple électromagnétique C_e et le flux rotorique ψ_r .

Dans le test de robustesse nous avons augmenté la résistance au premier lieu à 50% dans l'intervalle [2, 4] s, puis à 100 % dans l'intervalle [4, 5] s, dans ces cas on constate que les résultats de simulation montrent l'insensibilité de la commande avec l'association de l'observateur –MAS au variation de résistance rotorique. On note cependant que le système perd l'orientation du flux rotorique

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présente en premier lieu une présentation sur les observateurs d'états et nous avons présenté l'observateur proposé "improve Gopinath modelé" pour reconstruction le flux rotorique. En, effet les résultats avec l'association de "improve Gopinath modelé" présentent de bonne performance et une robustesses soit en régime dynamique ou permanent.

Chapitre IV :
Étude comparative

Introduction

Les résultats obtenus dans les chapitres deux et trois par simulation numérique du moteur asynchrone, nous permettent d'effectuer une comparaison entre l'estimateur et l'observateur du flux rotorique dans la commande vectorielle directe d'une machine asynchrone. L'interprétation des résultats se fait dans le but de montrer l'efficacité et la robustesse de chaque technique de reconstruction du flux rotorique. Les structures sont alors simulées en mode de variateur de vitesse pour différentes perturbations sur le couple et la résistance rotorique. Pour les tâches qu'on va suivre, on signale que cette comparaison est réalisée pour une même vitesse de consigne (157 rad/s), un même couple de charge statique (25 N.m), et un même flux rotorique (1 Wb).

IV.1. Simulation avec la variation de la charge

Ce test est représenté par la figure (IV-1) où on applique un couple résistant de (25 N.m) entre $t_1=2s$ et $t_2=4s$.

- On constate également que la vitesse suit sa nouvelle référence avec des perturbations dans les deux types de reconstruction de flux rotorique.
- on remarque également que le couple électromagnétique en charge suit parfaitement sa référence dans les deux techniques mais dans le cas de l'observateur le pic de régime transitoire soit inférieur à celui présenté dans le cas de l'estimateur
- Les deux courbes de flux prennent la valeur 1 et restent toujours constantes quel que soit les variations appliquées mais dans le cas de l'observateur le temps de réponse est très court et le dépassement est faible amplitude.
- Les courbes des courants présentent des oscillations lors de régime transitoire.

IV.2. simulations avec l'inversion de sens de rotation

Les résultats montrent que la vitesse suit parfaitement la consigne avec le même temps de réponse dans les deux techniques. Les deux courbes de flux prennent la valeur 1 avec un temps de réponse plus court dans l'intervalle de l'inversion du sens de rotation (cela est dans le cas de l'observateur).

Ce temps de réponse peut être expliqué par la rapidité de la commande avec l'association de l'observateur. Le courant statorique présente des oscillations à l'instant de l'inversion du sens de rotation avec une amplitude inférieure dans le cas de l'observateur.

IV.3. Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique

la résistance rotorique sera augmentée de 50% à l'instant $t = 2s$ et à l'instant $t = 3s$ sera augmentée de 100%.

les résultats sont présentés sur la figure (IV-4).

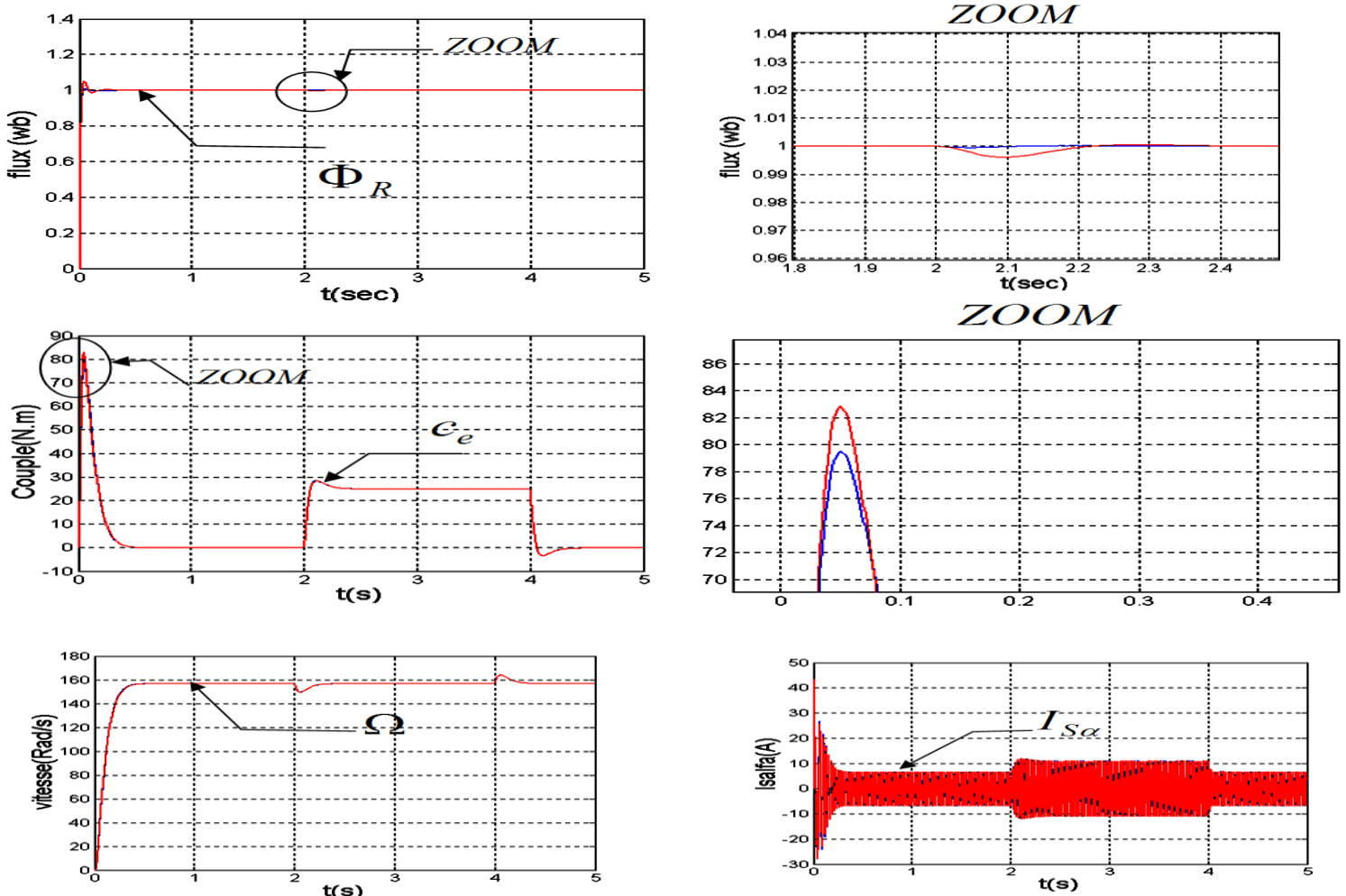
-La vitesse et le couple dans les deux courbes suivent parfaitement leurs références

-Les résultats montrent qu'avant l'instant ($t = 2s$) c'est-à-dire à l'instant de variation de résistance rotorique ($RR = 1.8 \Omega$) aucunes variation sur les courbes des flux dans les deux cas (le découplage est parfaitement réalisé), A $t = 2s$, la résistance devient $1.5RR$

A partir de cet instant, on constate la divergence des courbes de flux ainsi le découplage est touché par cette variation dans le cas de l'estimateur mais dans le cas de l'observateur le découplage réalisé.

— : Avec l'observateur

— : Avec l'estimateur



Fig(IV-1) :Simulation avec la variation de la charge à $t = 2s$

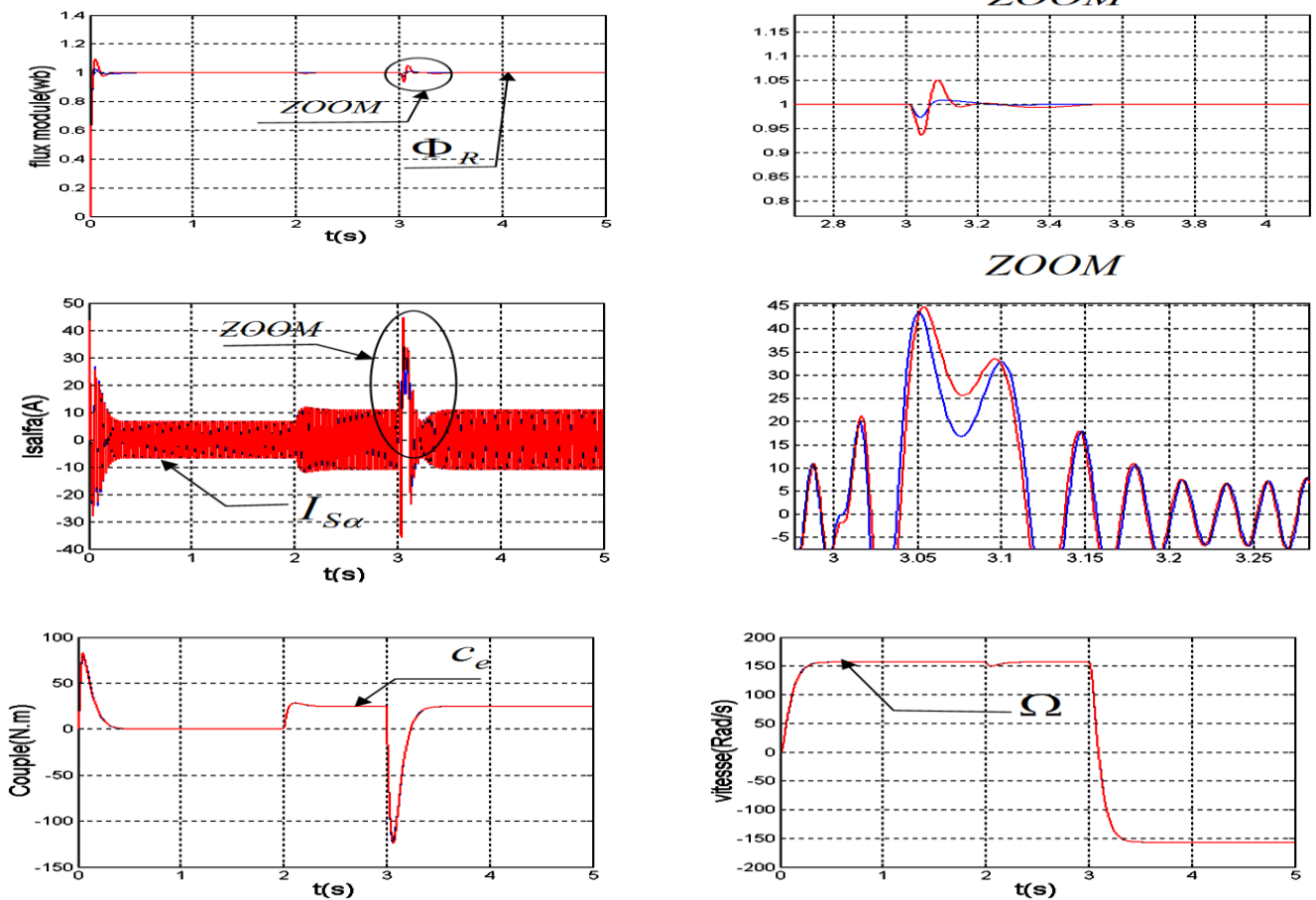


Fig (IV-2) : Simulations avec l'inversion de sens de rotation à $t = 3$ s avec $C_r = 25$ N.m à $t = 1$ s

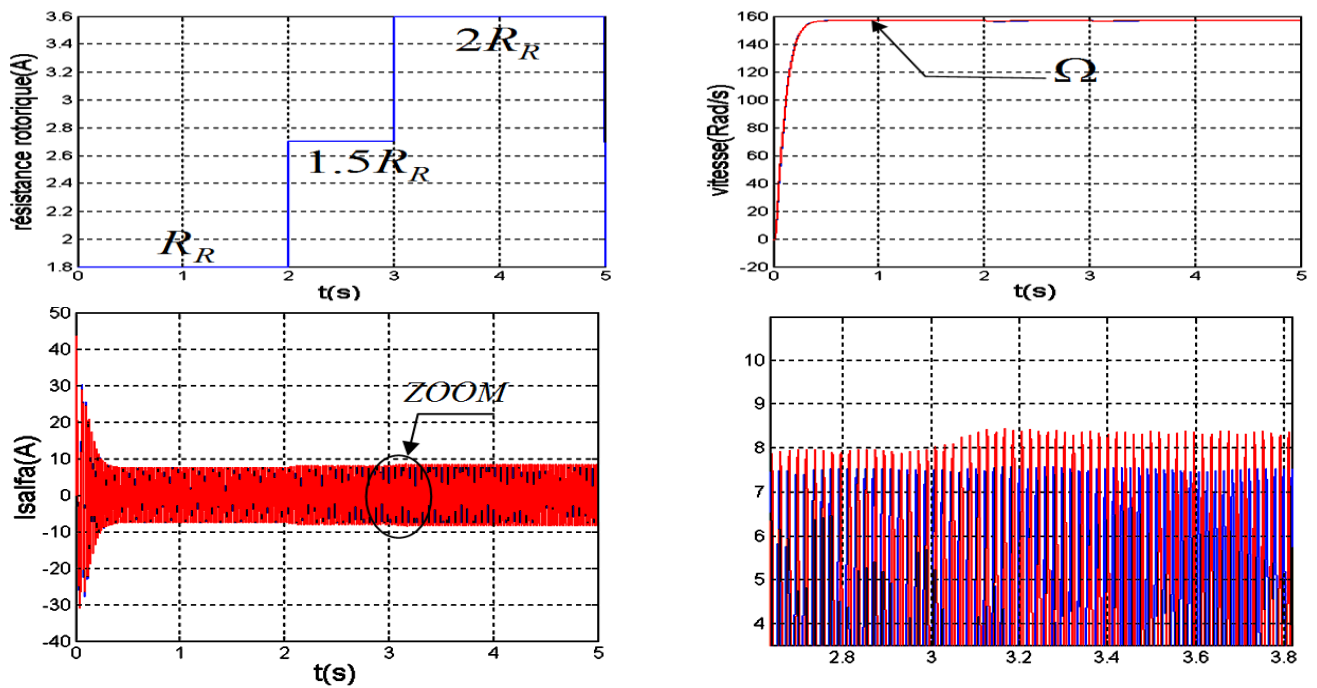


Fig (IV-3) : Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique Avec $C_r = 10$ N.m

Conclusion

Dans ce chapitre nous somme faire une étude comparative des résultats obtenus par les deux techniques (estimateur et l'observateur) de reconstruction de flux. Les résultats de simulation montrent que l'utilisation de l'observateur est importante dans la commande vectorielle de machine asynchrone, le régime transitoire est court et l'erreur d'estimation tend vers zéro dans le régime permanent, les tests de l'observateur sont vérifiés. Finalement on peut conclure que l'utilisation de l'observateur apporte une amélioration à la structure bouclée mais d'un autre côté, il nécessite la connaissance de la vitesse de rotation du rotor de la machine.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Le travail présenté propose la synthèse d'une commande vectorielle directe conventionnelle du moteur asynchrone triphasé (moteur à induction) commandé en tension basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique. Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase, il faut donc procéder à une série de mesures aux bornes du système. Le but de ce travail est de réaliser une commande vectorielle plus performante et moins sensible aux variations paramétriques en utilisant une technique de reconstruction du flux rotorique.

Dans le premier chapitre nous avons présenté le modèle de la machine asynchrone pour montrer que ce modèle est compliqué, comprend des non linéarités et un fort taux de couplage. Afin de réduire cette complexité on a utilisé la transformation de PARK. À cet effet nous avons traité le cas de la commande en tension.

Dans le deuxième chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande vectorielle, méthode répandue dans les publications internationales qui a l'avantage de découpler le couple et le flux et permet de ramener la structure de la machine asynchrone à une structure similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée. Nous avons présenté la méthode directe dans le cas de l'orientation du flux rotorique avec un simple estimateur de flux.

Dans le troisième chapitre nous avons présenté théoriquement les observateurs d'états et on a proposé l'observateur "improvement gopinath model", cet observateur basé sur la résolution séparée des équations du stator et du rotor.

Les résultats des simulations de la commande vectorielle directe avec l'observateur de flux proposé montrent que l'utilisation de ce dernier est importante dans la commande : le régime transitoire est court, l'erreur d'estimation tend vers zéro dans le régime permanent et le découplage est vérifié malgré que l'orientation du flux rotorique est perdue. Une étude comparative dans le quatrième chapitre permet de montrer que la commande avec l'association de l'observateur donne des résultats plus performants. Cependant des améliorations à notre travail peuvent être apportées dans le futur, on suggère pour cela l'utilisation d'autres observateurs plus performants tels que le filtre de Kalman.

Bibliographie

Bibliographie

- [01] A. BOUSCAYROL, «Structures d'alimentation et stratégies de commande pour des systèmes multi-machines asynchrones», Thèse de doctorat, INPT, Toulouse, 1995.
- [02] GUY. S. EDDIE S. « modélisation et commande des moteurs triphasés » ellipses Edition Marketing S.A., 2000
- [03]« Commande vectorielle avec observateur d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur multi-niveaux »/ UNIVERSITE DE M'SILA FACULTE DE TECHNOLOGIE DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE / MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE. 2011.
- [04] BOUBACAR Housseini, « Prototypage rapide à base de FPGA d'un algorithme de contrôle avancé pour le moteur à induction ». Mémoire Majester. Université du Québec à Trois-Rivières, 2010.
- [05] Jean Paul Hautier « Les régimes transitoires des machines électriques ». Éditions technip. Paris.
- [06]Jean Chattelain « Traité d'électricité ». Éditions Dunod. Paris, 1984
- [07]Guy Sturtzer et Eddie Smigiel « Modélisation et commande des moteurs triphasés » Éditions Ellipses. Paris, 2000.
- [08]Phillipe Barret « Les régimes transitoires des machines tournantes électriques ». Editions Eyrolles. Paris, 1987.
- [09] H alleg, N chaouche « identification des paramètres et commande vectorielle d'une machine asynchrone ». Mémoire d'ingénieur, Université Mouloud Mammeri de tizi ouzou 2004.
- [10]36 Didier G. ``Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances` Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, 2004
- [11] Abdelghani Chahmi. Identification paramétrique de la machine asynchrone dédiée au diagnostic. Energie électrique. université des sciences et technologie d'Oran -MB 2017. Français.tel-01658902
- [12] Adel M.`` Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone``, thèse doctorat, université du Québec, Mai 2007
- [13] E. Schaeffer, `` Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection des défauts `` Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Nantes, 1999.

- [14] J.P. Caron, J.P. Hautier, "Modélisation et commande de la machine Asynchrone", Edition Technip Paris 1995
- [15] Bakhouche Lemnouer Ingénieur d'état en électrotechnique « commande par linéarisation entrées-sorties du couple et du flux de la machine asynchrone » Mémoire de Magister En Electrotechnique / Université de FERHAT ABBAS – SETIF/Faculté des sciences de l'ingénieur Département d'Electrotechnique. 2009
- [16] CARON Jean-Pierre & JEAN-PAUL Hautier, « Modélisation et commande de la machine asynchrone ». Paris: éditions Techni, 1995.
- [17] Séguier. G, J. Lesenne, F. Notelet, « Introduction à l'électrotechnique approfondie ». Technique et documentation. 1981
- [18] Chatelin. J, « Machines électriques » traité d'électricité, d'électronique et d'électrotechnique, tome 1 et 2, Dunod, 1989
- [19] FRANCK M. « Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones », Thèse EEA, Lyon, INSA de Lyon, 2005. 188 p.
- [20] LESENNE. J. NOTELET. F., G. SEGUIR, « Introduction A L'électrotechnique Approfondie », Technique Et Documentation. 11, Rue Lavoisier, Paris, 1981.
- [21] Tchiali Fouad, Maghraoui Noura " Modélisation et Commande des Onduleurs Multi niveaux Asymétriques ", PFE. Dép. d'électrotechnique, U.S.T.H.B 2004.
- [22] Benyahia. M, "commande non linéaire et prédictive application à la machine asynchrone " thèse de magister , Université de Batna 2001.
- [23] R. Mohamed, "Simulation et réalisation d'un onduleur de tension monophasé à trois niveau". Mémoire de fin d'étude, institut d'électrotechnique, université de Batna 2002.
- [24] Lotfi Ben Amor. « Étude Des Lois de Commande Par Retour D'État Optimale au Sens d'un Critère Quadratique et Par Régulateur PI: Application à la Commande de Vitesse D'Une Machine Asynchrone Alimentée Par Un Commutateur de Courant. » MÉMOIRE PRÉSENTÉ à L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES. COMME EXIGENCE PARTIELLE DE LA MAITRISE EN ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE. Janvier 1991
- [25] LESENNE. J. NOTELET. F., G. SEGUIR, « Introduction A L'électrotechnique Approfondie », Technique Et Documentation. 11, Rue Lavoisier, Paris, 1981.
- [26] « Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé » Mémoire de Magister nouveau régime en Electrotechnique/Yahia Khaled/Université MOHAMMED KHIDER de Biskra faculté de science et des science de l'ingénieur département d'électrotechnique /.2004/2005

- [27] Canudas. C, " *Commande Des Moteurs Asynchrones 2 : Optimisation, Discrétisation et Observateurs*". Volume 2.Paris Hermes Science Publication, 2000.
- [28] Barret. P, " *Régimes transitoires des machines tournantes électriques*"2e édition, éditions eyrolles 1987.
- [29] Canudas. C, " *Commande Des Moteurs Asynchrones 1 : Modélisation, Control Vectoriel et DTC*". Volume 1.Paris Hermes Science Publication, 2000.
- [30] :D. SIHAM « *Commande vectorielle de la M.A.S et introduction aux convertisseurs matricielles* » Mémoire d'ingénieur université de Batna [2004].
- [31] : C.HALIME « *Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant* » Mémoire d'ingénieur université de Batna [2001].
- [32] : B. TARK « *Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST* » Mémoire d'ingénieur, université de Batna [2003].
- [33] : C.KAMEL et B.MOHAMED « *Application de la technique de linéarisation par rotateur d'état à la commande d'une machine asynchrone* » Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, [2004].
- [34] : L.FADILA et G. HAKIMA « *Etude comparative de la commande par mode glissant et la Commande vectorielle d'un machine asynchrone* » Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, [2004]
- [35] : M. HAMATA OMAR et M. LOUCHEN NOURDINE « *Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation* » Mémoire d'ingénieur, université de Batna [2003].
- [36] : R.ABDELHAMIDE et F.MOUSTAPHA « *Contrôle directe du couple de la machine asynchrone* » Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, [2004]
- [37] Frank Morand " *technique d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machine asynchrones* "thèse de doctorat, école doctorale : électronique, électrotechnique, automatique de Lyon 2005.
- [38] Eric. Carter, Alberto Bellini, Dustin Murdock ,and Robert D.lorenz. " *Comparative evaluation of flux observers in a high performance Drives testbed*" University of Parma, Parco area delle scienze, 181/A, Italy.