République Algérienne Démocratique et Populaire

Minstère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

---

CENTRE UNIVERSITAIRE D'EL-OUED

INSTITUT DES SCIENCES ET TECHNOLOGIE

Mémoire de fin d'étude
Présenté pour l'obtention du diplôme de

LICENCE ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologie
Filière : Génie électrique et Electronique
Spécialité : Contrôle et Diagnostic des Systèmes Électriques

Thème

Commande vectorielle de la machine asynchrone

Propose et direge par:
LABBI YACINE

Presenté par :
NEGHMOUCHE NACER NADHIR
NAGOUDI ANOUAR

2010-2011

SOMMAIRE

Introduction général……1

Chapitre: I Généralité de la MAS

I.1. Introduction…….3

I.2. Définition de la machine asynchrone……..3

I.3. Structure de la machine asynchrone……...3

I.3.1. Le stator……..4

I.3.2. Le rotor……4

I.3.2.1. Le rotor bobiné……..5

I.3.2.2 . Le rotor en cage d'écureuil……...5

I.3.3. Les organes mécanique……...6

I.4. Les avantages et les inconvénients du machine asynchrone …… ……. 6

I.4.1. Les avantages du machine asynchrone……6

I.4.2. Les inconvénients du machine asynchrone……6

I.5. Conclusion…….….7

Chapitre: II Modélisation de la machine asynchrone

II.1.Introduction…….……..8

II.2. Hypothèses simplificatrices…….……8

II. 3.Les tensions statoriques……..…….8

II.3.1. Inductances mutuelles statorique et rotoriques……...……11

II.4. Modèle de Park……11

II.4.1. Présentation du modèle……..11

II.4.2. Application du modèle à la machine asynchrone triphasée……..12

II.5. Equations mécaniques……..…..13

II.6. Equations rotoriques……..…..…14

II.7.Bloc de simulation……..……..14

II.8.Résultats de simulation……..……..15

II.9.Conclusion……...….17

Chapitre: III Commande véctorielle de la MAS

III -1 introdcuction……..…..18

III -2 principe de base de la commande vectorielle…….…...18

III -3 choix de type d'orientation de flux……..……..21

III-4 strategie de commande……..…….21

III -4.1 Méthode de contrôle indirect du flux…….……..…..21

III -4.2 Méthode de contrôle directe du flux……..……22

III -5 structure de la commande vectorielle directe de la mas en tension……..22

III -6 organisation fonctionnelle de la commande…….…..24

III -7 estimation du flux rotorique…….…….…...25

III -8 calculs des régulateurs ……..…26

III -8-1 Calcul du régulateur de flux……..……..…27

III -8.2 Calcul du régulateur de couple ……....…….27

III -8.3 Calcul du régulateur de vitesse…….....28

III -9 modèle linéaire equivalent de la mas. obtenu par
orientation du flux rotorique……...…….…30

III -10 resultats de simulation……...…….....…..30

III -11 conclusion……..….……35

Conclusion général

REMERCIEMENTS

Avant tout remercie Dieu le tout puissant qui nous a donner le courage la patience,

l'aide et la volonté de réaliser ce modeste travail

Nous tenons à remercie vivement notre encadreur M :**LABBI YACINE** qui à

ménage un grand effort afin de nous permettre de mener à bien le présent travail et

à qui nous exprimons notre gratitude et notre respect.

Nous remerciement aux enseignants du département d'électrotechnique.

Nous remercions très vivement M : **Gaboussa Seddik**

Introduction générale

*L*e développement des systèmes utilisant les machines asynchrones fonctionnant à fréquence variable a été possible grâce, d'une part, à la facilité d'implantation des algorithmes complexes à temps réel dans les actuels systèmes d'informatique industriels, et d'autre part, aux semi-conducteurs de puissance de hautes performances qui constituent les convertisseurs statiques associés aux systèmes de commande. Le degré d'amélioration atteint pour ces systèmes permet d'augmenter leurs applications jour après jour, en remplaçant divers entraînements à courant continu, dans une grande plage de puissance [1].

Le moteur asynchrone ou moteur à induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répondu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Son domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes, le moteur asynchrone tourne à vitesse peu différente de la vitesse synchrone, c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Le moteur asynchrone permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il prend dans ce domaine ne cesse de croître [2].

Malgré tous les avantages cités précédemment, la commande des machines asynchrones pose des problèmes du fait que son modèle de base est non linéaire et fortement couplé, qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure. Aussi ce qui complique ce modèle, est que les paramètres du moteur asynchrone sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps (température), ainsi que la présence des incertitudes de modélisation les bruits de mesures.

Dans les années 70, la commande vectorielle à été réalisée par Blaschke, dite commande vectorielle à flux orienté, 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 de la machine à courant continu. Cependant, l'expérience a montré les faiblesses de cette méthode face aux incertitudes des paramètres, qu'ils soient mesurés, ou qu'ils varient au cours de fonctionnement, comme les résistances de rotor et du stator [3].

Ce mémoire est organisé de la façon suivante :

Dans le première chapitre, étudie la généralité de la machine asynchrone.

Dans le deuxième chapitre nous présenterons la modélisation de la machine en utilisent la transformation de PARK avec l'association machine et simulation de mas.

Le troisième chapitre sera consacré la commande vectorielle de la machine à induction par orientation du flux rotorique et l'implantation des régulateurs classiques pour sa commande.

Chapitre: I Généralité de la MAS

Figure I -1- : machine asynchrone…….3
Figure I -2- : stator d'une machine asynchrone……4
FigureI.3. Vue schématique en perspective du rotor……..…….5
FigureI.4. Le rotor à cage d'écureuil…….…….5

Chapitre: II Modélisation de la machine asynchrone

FigureII.1. circuit équivalent du stator…….……9
FigureII.2.les repères de la transformation de Park…….12
FigureII.3.Modèle SIMULINK d'un moteur asynchrone……...14
FigureII.4. Fonctionnement à vide et en charge de la MAS……..….15

Chapitre: III Commande véctorielle de la MAS

Fig.III-1 Référentiel lié au flux rotorique…….…..19
Fig.III-2 Principe de commande découplée pour la MCC. et la M.AS…....20
Fig.III-3 Région de fonctionnement à toutes vitesses……...……21
Fig.III-4 Reconstitution des tension V_{Sd} et V_{Sq} …….…….23
Fig.III-5 Commande découplée - Expressions de i_{Sd} et i_{Sq}……...…..23
Fig.III-6 Commande découplée - Expressions de Φ_R et C_{em}……...…24
Fig.III-7 Principe de commande par contrôle vectoriel direct de la M.AS en tension……24
Fig.III-8 Schéma fonctionnel de régulation de flux…….……..26
Fig.III-9 Schéma fonctionnel de régulation de couple……..……..…28
Fig.III-10 Schéma fonctionnel de régulation de vitesse…….……29
Fig.III-11 Schéma fonctionnel du modèle linéaire équivalent de laM.AS. par la commande vectorielle directe……...…30
Fig.III-12 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la M.AS. en charge nominale après un démarrage à vide……...32

Fig.III-13 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la M.AS en charge nominale avec inversion du sens de rotation…….33

Fig.III-14 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la M.AS. en charge nominale avec la variation de la résistance rotorique……....34

Liste des symboles

Mas: machine asynchrone

$[R_S]$: représente la résistance statorique, les résistances statoriques sont les mêmes pour toutes les phases.

I_{rj} : représente le courant circulant dans les enroulements rotoriques

$[L_s]$: est la matrice des inductances propres statorique de dimensions

l_{sp} : inductance propre statorique (inductance principale d'une phase statorique).

l_s : inductance de fuite statorique ; correspondant aux flux des harmoniques d'espace dans l'entrefer, flux de fuite d'encoches, flux de fuite de têtes de bobines.

e : longueur de l'entrefer.

L : longueur utile du stator.

R : rayon d'alésage du stator.

Fmm:foce magnétomotrice de circuit magnétique

Cr: couple résistant

p : nombre de paire de pôles.

Les vecteurs $[V_{3S}]$, $[i_{3s}]$ et $[\Phi_{3s}]$ représentent respectivement les vecteurs tensions simples, Courants de ligne et flux statorique.

M_{sr} : c'est la valeur maximale de la mutuelle inductance stator- rotor elle est donnée

θ_s : est l'angle électrique entre la référence de park et la première phase du stator

i_a , i_{Sq} : Composantes de couple.

i_f , i_{Sd} : Composantes de flux.

Φ_R^* : Flux rotorique de référence

$\Phi_{R\,nom}$: Flux rotorique nominal ;

Ω_{nom} : Vitesse nominale de rotation.

$k_{p\Phi}$ et $k_{i\Phi}$ Les gains

Chapitre : I

Modélisation de la machine asynchrone

I.1. Introduction.

Nous allons nous intéresser exclusivement aux machines asynchrones triphasées. Les moteurs monophasés surtout utilisés pour les applications domestiques représentent peu d'intérêt pour le diagnostic.

Afin de synthétiser la problématique du diagnostic, nous présenterons d'abord, à travers ce qui suit, la construction du moteur asynchrone triphasé de manière succincte et l'état de l'art dans ce domaine avec en prime d'une part les méthodes qui permettraient d'affiner le traitement des informations contenues dans les grandeurs représentants le moteur et d'autre part de trouver de quelles manières les défauts seront diagnostiqués [4].

I.2. Définition de la machine asynchrone.

La machine asynchrone, connue également sous le terme « anglo-saxon », la machine à induction, est une machine électrique à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor. Les machines possédant un rotor « en cage d'écureuil » sont aussi connues sous le nom de machines à cage ou machines à cage d'écureuil ou à rotor bobiné. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui les traversent.

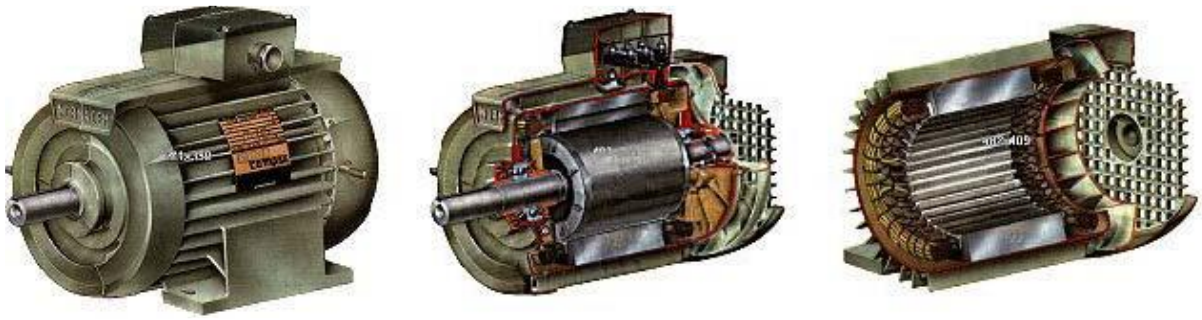


Figure I -1- : machine asynchrone

I.3. Structure de la machine asynchrone.

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction comprend un stator et un rotor, constitués de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans lesquelles on place les enroulements. Le stator est fixe ; on y trouve les enroulements reliés à la source.

Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieure ou sont fermés sur eux mêmes en permanence, et définit deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil.

I.3.1. Le stator.

Les différents types de moteurs asynchrones ne se distinguent que par le rotor ; dans tous les cas le stator reste, au moins dans son principe, le même. Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine.

Le biais d'un convertisseur d'énergie adapté pour permettre une variation de vitesse.

Les enroulements statoriques sont libres de couplage. Chacune est accessible par ses deux bornes de connexion.

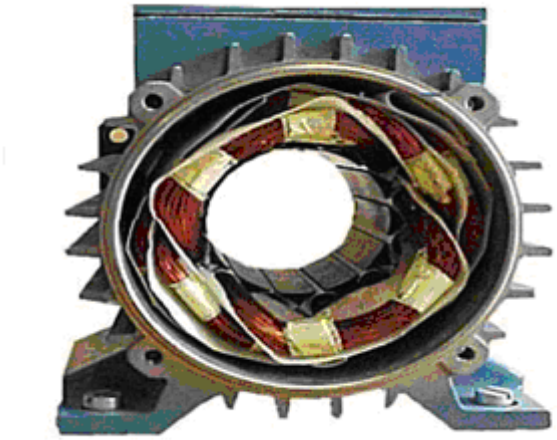


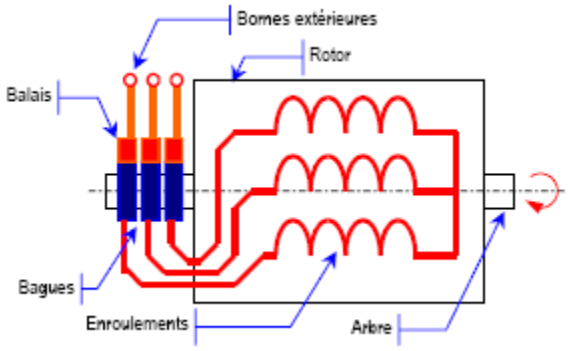
Figure I -2- : stator d'une machine asynchrone

I.3.2. Le rotor.

Le rotor n'est liée électriquement à aucune source d'énergie ce qui simplifie beaucoup sa construction. Il est constitué comme le stator de tôles empilées et habituellement du même matériau.

Dans les petits moteurs, les tôles sont découpées dans une seule pièce et assemblées sur un arbre.

Dans les plus gros moteurs, chaque laminage est constitué de plusieurs sections montées sur un noyau. Les enroulements rotoriques sont toujours en court-circuit, et ces derniers sont trouvés en deux types, rotor à cage et rotor bobiné.



FigureI.3. Vue schématique en perspective du rotor.

I.3.2.1. Le rotor bobiné.

Le rotor est bobiné de manière à obtenir aussi p pair de pôles. Mais à la différence du rotor à cage, le rotor est mis en court-circuit par l'extérieur à travers de trois bornes liées électriquement par des contacts glissants appelés bagues réalisées en laiton sur lesquelles s'appliquent des balais de graphite.

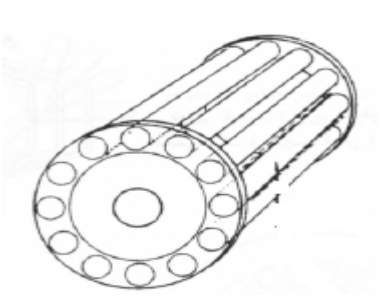
I.3.2.2 Le rotor en cage d'écureuil.

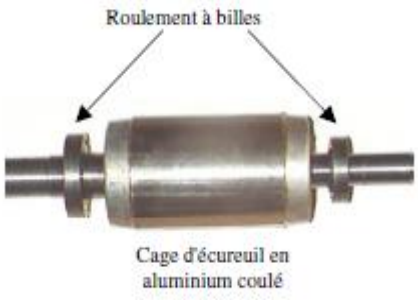
La partie électrique du rotor est constituée des barres conductrices en cuivre ou en aluminum placées dans les encoches rotoriques.

Elles sont mises en court circuit permanent par deux anneaux de court-circuite.

Dans le cas des rotors a cage d'écureuil, les encoches peuvent être semi-ouvertes ou fermées. Les enroulements sont constitués de barres court-circuitées par un anneau terminal placé à chaque extrémité du rotor. Les conducteurs sont généralement réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre où, à l'occasion, en laiton préformées et frettés dans les tôles du rotor.

Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques. Leur résistance et suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas dans les tôles, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre [5].





FigureI.4. Le rotor à cage d'écureuil.

I.3.3.Les organes mécaniques.

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé, son dimensionnement est fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc…), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges, des efforts de torsion (couple électromagnétique transmis en régime permanent, transitoire). Il est supporté par un ou plusieurs paliers.

Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation. Le second palier est libre pour assurer les dilatations thermiques de l'arbre.

Une isolation électrique de l'un des paliers assure l'élimination des courants dans l'arbre dû aux dissymétries des réluctances du circuit magnétique.

I.4. Les avantages et les inconvénients du machine asynchrone :

Si l'on compare le moteur asynchrone au moteur shunt à courant continu, on constate que les caractéristiques dans leurs parties stable, sont identiques, ce qui conduit aux mêmes applications industrielles. En ce qui concerne le chois d' un moteur pour une application donnée, il est intéressant de signaler les avantages et les inconvénients de ces deux moteurs.

I.4.1. Les avantages du machine asynchrone :

Comparé au moteur shunt, le moteur asynchrone a l'avantage d'être alimenté directement par le réseau triphasé. Son prix d'achet est moins élevé, il est beaucoup plus robuste car il ne nécessite pratiquement pas d'entretien.

Ses deux qualités fondamentales (prix et solidité) résulte du fait qu'il n'a pas de collecteur. En effet, le collecteur est un organe coûteux et fragile qui nécessite un entretien fréquent : changement des balais.

I.4.2. Les inconvénients du machine asynchrone :

A l'exception du démarrage et de l'inversion du sens de marche que l' on peut résoudre de façon satisfaisante, le moteur asynchrone a des performances très médiocres par rapport à celles du moteur shunt. En effet jusqu'à ces dernières années, l'entraînement idéal était réalisé par le léonard formé un moteur shunt alimenté par un convertisseur de tension.

I.5. Conclusion.

Dans ce chapitre on a donné un historique sur les machines asynchrone et nous Avons exposé une étude générale sur les moteurs asynchrones triphasés plus on a donné utilisation de ce type de moteur, et ses avantages et ses inconvénients.

Dans le chapitre suivant on donne une étude sur les moteurs asynchrone triphasé à cage et le rotor bobiné.

Chapitre : II

Commande vectorielle par orientation de flux rotorique

II.1.Introduction.

La machine asynchrone, malgré ses qualités, peut présenter des défauts structurels parmi lesquels la rupture de barre ou d'anneaux – dans notre travail nous nous intéresserons aux courts-circuits statoriques. Pour ce fait, il convient de développer un modèle qui tient compte de la structure du rotor.

La modélisation décrite dans ce chapitre a pour objet de permettre la présentation d'une manière précise. Dans cette perspective, le développement du modèle est basé sur les circuits maillés ce qui facilitera la simulation.

II.2. Hypothèses simplificatrices.

Pour cette mise en équations, on considère que la machine est triphasée au stator et symétrique et on admet que le rotor à cage est formé de (N_b) barres.

la machine est supposée en régime linéaire (non saturé), sans perte fer ni effet de peau Nous supposant que le bobinage est répartie de manière a donné une (fmm) sinusoïdale .s'il est alimenté par des courant sinusoïdaux.

Nous supposons aussi que nous travaillant en régime non saturé, nous négligeront le phénomène d'hystérésis, les courant de Foucault et l'effet de peau.

On considère chaque enroulement séparément ; et on traite le courant dans chaque barre de rotor comme variables indépendante. On néglige l'effet d'encochage.

On admettra de plus que la force électromotrice, engendrée par les enroulements statoriques et rotoriques, est a répartition sinusoïdale le long de l'entrefer. Cette hypothèse, jointe à la constance de la perméance de l'entrefer, conduit à des expressions assez simples des valeurs des inductances de la machine en fonction des paramètres de celle-ci (longueur, rayon, etc.).

Enfin le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié.

II. 3.Les tensions statoriques.

La loi de faraday permet d'écrire :

$V=RI + d\Phi/dt$ …….(II.1)

Nous pouvons donc écrire les équations des tensions statorique sous la forme vectorielle suivante:

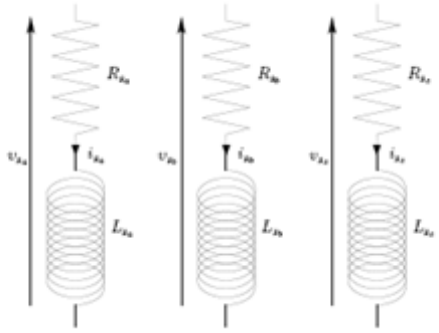
$$[V_{3S}] = [R_S].[i_{3s}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{3s}] \quad \text{(II.2)}$$

Ou:

$[R_S]$: représente la résistance statorique, les résistances statoriques sont les mêmes pour toutes les phases.

Et le flux au stator est donné par :

$$[\Phi_{3s}] = [L_s].[i_{3s}] + [M_{sr}].[I_{3r}] \quad \text{(II.3)}$$



FigureII.1. circuit équivalent du stator.

Le couplage entre le rotor et le stator intervient dans les équations des flux, en effet chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne.

Avec : $[I_{3r}] = [Ira \;\; I_{rb} \;\; I_{rc}]^t$

I_{rj} : représente le courant circulant dans les enroulements rotoriques.

Et :

$$L_s = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} m_{ab} m_{ac} \\ m_{ba} L_{bb} m_{bc} \\ m_{ca} m_{cb} L_{cc} \end{bmatrix}$$

[L_s]: est la matrice des inductances propres statorique de dimensions (3.3) dont les paramètres sont les inductances propres de chaque phase ($L_{ii}=L_S$) et les mutuelles entre phases statoriques ($m_{ij}=M_S$)

Ou :

$$L_S = l_{sp} + l_s = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\mu_0}{e} \cdot \frac{N_s^2}{p^2} \cdot L \cdot R + l_s \quad \text{……..……. (II.4)}$$

$$M_S = -\frac{l_{sp}}{2} \quad \text{…….(II.5)}$$

Avec :

l_{sp} : inductance propre statorique (inductance principale d'une phase statorique).

l_s : inductance de fuite statorique ; correspondant aux flux des harmoniques d'espace dans l'entrefer, flux de fuite d'encoches, flux de fuite de têtes de bobines.

e : longueur de l'entrefer.

L : longueur utile du stator.

R : rayon d'alésage du stator.

p : nombre de paire de pôles.

Les vecteurs [V_{3S}], [i_{3s}] et [Φ_{3s}] représentent respectivement les vecteurs tensions simples, Courants de ligne et flux statorique.

$L_{aa}=L_{sp}+L_{fs}$ ……...…..…(II.6)

Les enroulements statoriques étant décalés d'un angle électrique ($2\pi/3$), d'où on obtient les inductances mutuelles entre enroulements statorique par les expressions suivantes :

$m_{ab}= L_a \cos(2\pi/3) = - L_a/2$ ……..……..(II.7.1)

$m_{ac} = L_a \cos(2\pi/3) = - L_a/2$……..(II.7.2)

$m_{bc} = L_a \cos(2\pi/3) = - L_a/2$……..(II.7.3)

II.3.1. Inductances mutuelles statorique et rotoriques.

L'inductance mutuelle entre l'enroulement statorique et les mailles rotoriques est une matrice de 3×3, en fonction de (θ) : l'écart angulaire entre l'axe du rotor et l'axe de référence du stator.

$$[M_{sr}] = M_{sr}\cdot\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta+\alpha) & \dots & \cos(\theta+k\alpha) & \dots \\ \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta+\alpha-2\pi/3) & \dots & \cos(\theta+k\alpha-2\pi/3) & \dots \\ \cos(\theta+2\pi/3) & \cos(\theta+\alpha+2\pi/3) & \dots & \cos(\theta+k\alpha+2\pi/3) & \dots \end{bmatrix} \quad \text{..... (II.8)}$$

M_{sr} : c'est la valeur maximale de la mutuelle inductance stator- rotor elle est donnée par :

$$M_{sr} = \frac{4\cdot\mu_0\cdot N_s\cdot r\cdot l}{\pi\cdot e\cdot p^2}\cdot\sin(\frac{\pi\cdot p}{n}) \quad \text{.....(II.9)}$$

Ou la matrice [Mrs] est la transposée de [M_{sr}]

II.4. Modèle de Park.

II.4.1. Présentation du modèle.

La représentation de Park. Ou représentation vectorielle qui est ancienne (1929), représente la projection des trois phases de la machine sur un repère biphasé orthogonal, l'équation de cette transformation est sous la forme suivante :

$$[X_{sodq}] = [X_{so} \quad X_{sd} \quad Xsq]^t = [P_3(\theta_s)]\cdot[X_{3s}]$$

Ce passage est réalisé en utilisant la matrice de transformation [$P_3(\theta_s)$] de Park. Représentée ci dessous qui repose sur la conservation des forces magnétomotrices :

$$P_3(\theta_s) = \begin{pmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta_s - 2\pi/3) & -\sin(\theta_s - 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta_s + 2\pi/3) & -\sin(\theta_s + 2\pi/3) \end{pmatrix} \quad \text{.....(II.10)}$$

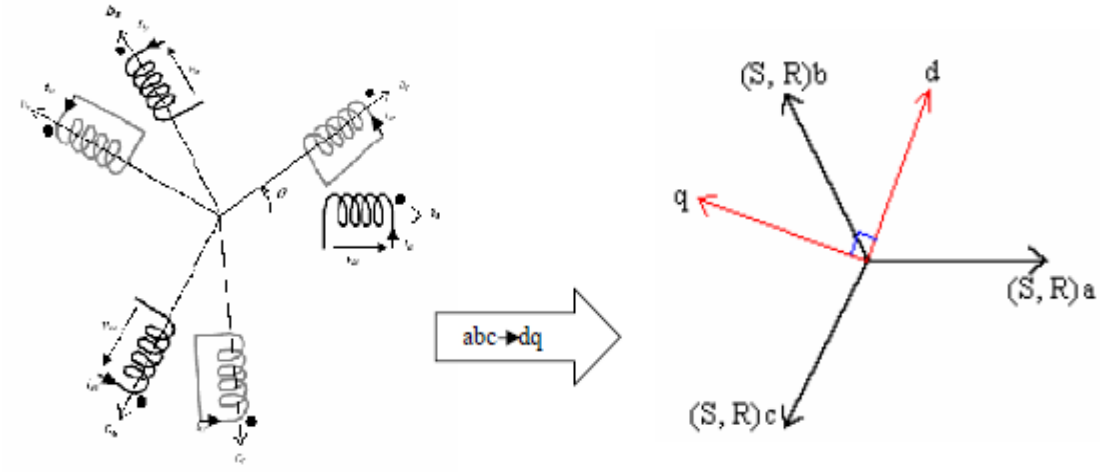
θ_s : est l'angle électrique entre la référence de park et la première phase du stator

Cette transformation est orthonormée, ce qui implique que son inverse est égale à sa transposée, elle conserve la puissance instantanée

La composante homopolaire s'annule si la machine est supposée équilibrée ou si le couplage est en étoile sans neutre relié.

II.4.2. Application du modèle à la machine asynchrone triphasée.

La mise en équation des machines à induction triphasées a aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement de la machine est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables .on utilise alors la transformation de Park qui permet de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficient constants et ce en éliminant l'angle (θ) des flux statoriques (ou rotoriques) et par la même exprimé ceux-ci en fonction de leurs propres courants statoriques (ou rotoriques) respectivement.



FigureII.2.les repères de la transformation de Park.

Le choix des angles de transformation pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques) .si l'on note par θs (par θr) l'angle de la transformation de park des grandeurs statorique (rotorique) il existe une relation qui les lie et qui simplifie les équations et par la méme le modèle final. Les repères de la transformation de park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier ces équations .ceci ce fait en liant les angles θs et θr par la relation :

$\theta_s = \theta + \theta_r$

Donc à partir de l'équation des tensions et on utilisant la transformation de park on obtient :

$$[P_3(\theta_s)]\cdot[V_{sodq}] = [R_s]\cdot[P_3(\theta_s)]\cdot[i_{sodq}] + \frac{d}{dt}\left([P_3(\theta_s)]\cdot[\psi_{sodq}]\right) \quad \text{..... (II.11)}$$

Ainsi :

$$\left[V_{sodq}\right]=\left[R_s\right]\cdot\left[i_{sodq}\right]+\frac{d}{dt}\left[\psi_{sodq}\right]+\frac{d\theta_s}{dt}\begin{bmatrix}0&0&0\\0&0&-1\\0&1&0\end{bmatrix}\cdot\left[\psi_{sodq}\right] \quad \text{…….(II.12)}$$

L'interprétation de la transformation de Park devient simple .si on laisse de coté la composante homopolaire étant donné que la somme des composantes (odq) est nulle, d'où la troisième équation, toujours vérifiée car identiquement nulle, devient inutile.

II.5. Equations mécaniques.

L'équation mécanique du mouvement dépend des caractéristiques de la charge qui peut différer largement d'une application a une autre .nous supposerons ici pour simplifier, que le couple qui s'oppose a celui produit par la machine consiste seulement en un couple dû a l'inertie du rotor et un couple externe de charge qui est connu explicitement dans le cas de l'équation mécanique du mouvement.

$$J\frac{d\omega_r}{dt}=C_{em}-C_r-f\omega_r \qquad \text{(II,13)}$$

et $\frac{d\theta_r}{dt}=\omega_r$

Où θ_r l'angle de déplacement du rotor. J représente le moment d'inertie de la machine étudiée, wr sa vitesse rotorique, Cem son couple électromagnétique, f son frottement visqueux et Cr son couple de charge.

Le couple électromagnétique est déduit de la co-énergie magnétique W_{co} à l'aide de l'équation suivante:

$$C_{em}=\left[\frac{\partial W_{co}}{\partial\theta_r}\right]_{(I_s,I_r constants)} \qquad \text{(II,14)}$$

II.6. Equations rotoriques.

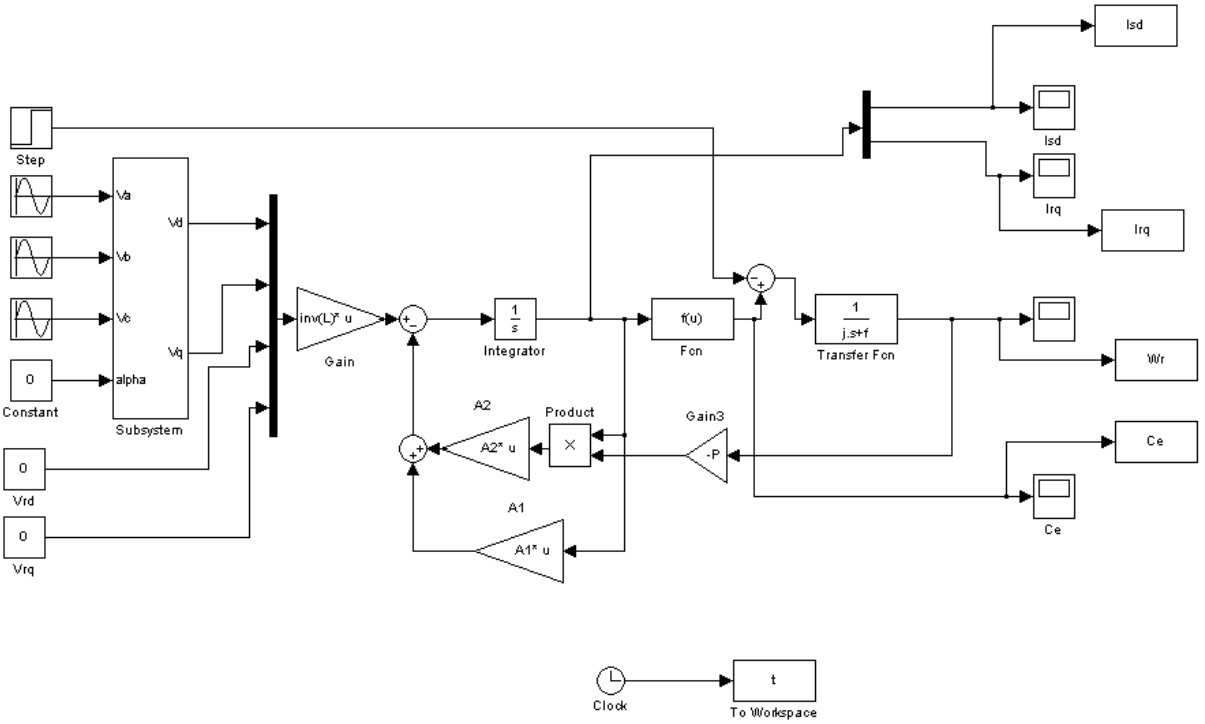
Pour le rotor et de même manière que le stator, on écrit :

$$\left[V_r\right]=0=\left[R_r\right]\left[I_r\right]+\frac{d}{dt}\left[\Phi_r\right]\text{……(II.15)}$$

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \dfrac{d}{dt}\Phi_{sd} - \omega_s.\Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \dfrac{d}{dt}\Phi_{sq} + \omega_s.\Phi_{sd} \\ 0 = R_r I_{rd} + \dfrac{d}{dt}\Phi_{rd} - (\omega_s - \omega).\Phi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \dfrac{d}{dt}\Phi_{rq} + (\omega_s - \omega).\Phi_{rd} \end{cases} \quad \text{……(II.16)}$$

II.7.Bloc de simulation.

Pour réaliser cette simulation nous traduisons le modèle représenté par les équations précédentes sous forme de structure en schéma–bloc que nous présentons par la figure (2.6)



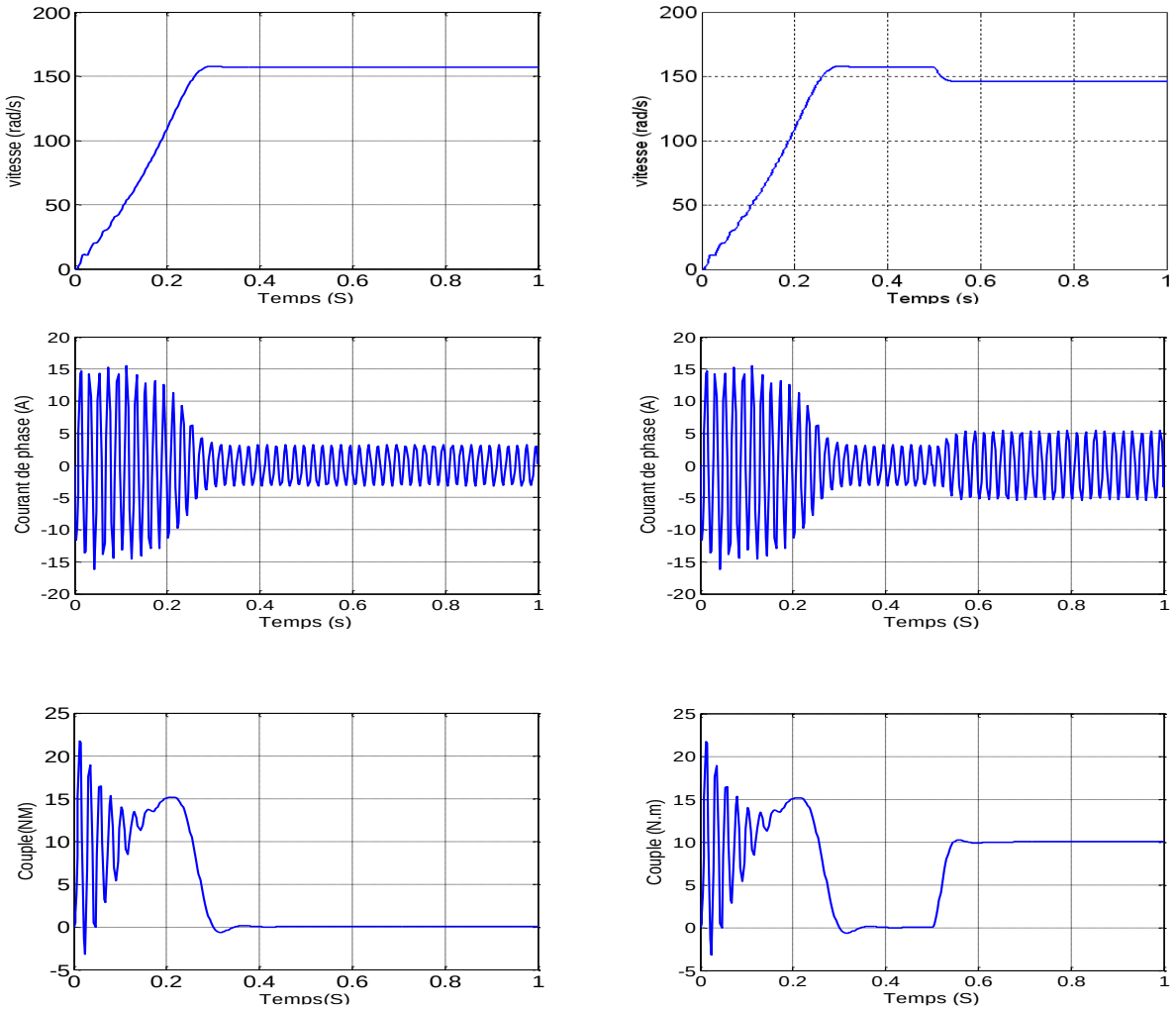
FigureII.3. Modèle SIMULINK d'un moteur asynchrone

II.8.Résultats de simulation.

Les figures suivantes illustrent les simulations effectuées sur une MAS dont les paramètres sont donnés en annexe. Ces figures présentent les principales caractéristiques de la MAS pour un fonctionnement à vide, puis en charge.

Démarrage à vide $C_r = 0$ N.m

Démarrage en charge $C_r = 5$ N.m



FigureII.4. Fonctionnement à vide et en charge de la MAS.

La figure (II.4) présente les résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau standard « 220/380V ,50HZ ». Dans un premier lieu sans l'application de perturbation et un autre essai avec l'application de la perturbation.

L'examen des courbes permet de constater que le démarrage à vide avec une tension nominale nous donne :

L'allure de la caractéristique de vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, puis se stabilise à la valeur désirée. Après un temps d'environs 0.6 s la vitesse de rotation s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatif, présent au premier instant de démarrage, des battements importants suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro.

Les courants statoriques présentent des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de (12A) jusqu'à 0.6 s. Après ce temps l'amplitude de ces oscillations est diminuée jusqu'à 3A.

Pour, une perturbation de couple (Cr=5N.m) appliquée à l'arbre du moteur, les résultats de simulation correspondants sont regroupées également dans la même figure (II.4)

Lors de l'application de charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée. Avant de se stabiliser à la valeur du couple résistant nominal.

On constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par un glissement. Ce qu'est un résultat évident (la vitesse augmente pour les sous charge et diminue pour les sur charge en fonctionnement en BO)

Les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

II.9.Conclusion.

Dans ce chapitre, on a introduit les hypothèses de travail et la transformation de Park. Ce qui nous a permet de donner le modèle de la machine asynchrone disponible dans la littérature.

C'est le modèle électrique basé sur le circuit électrique équivalent de la machine asynchrone.

Ce chapitre nous a permet aussi de valider le modèle établi et de vérifier que les simulations effectuées par le logiciel MATLAB sont valables.

Toute fois, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes maintenances.

III.1.Introduction.

La simplicité de commander le moteur à courant continu (MCC.) a permis à ce dernier d'être par exélence le meilleur variateur de vitesse. Toutefois sa structure et par la présence du collecteur mécanique nécessite une maintenance souvent trop coûteuse pour les performances requises. Par conséquent les recherches ont été orientées vers la commande des machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statique à fréquence variable.

La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait que son modèle mathématique dans la configuration de Park est non-linéaire, multivariable et fortement couplé, c.à.d qu'il existe un couplage complexe entre les deux armatures : stator et rotor. Les commandes qui consistent à contrôler le couple électromagnétique par la pulsation rotorique et le flux par le rapport (tension/fréquence) n'ont pas pu répondre aux exigences des cahiers de charge et donnent donc des performances dynamiques appréciables. Ce n'est que vers les années 70 que des solutions aux problèmes cités au-dessus ont vu le jour grâce à BLACSHKE et HUASSE qui ont réalisé la première commande découplée de la machine asynchrone pour obtenir une situation équivalente à celle d'un moteur à courant continue [6].

Dans ce chapitre, il sera sujet d'étudier la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone alimentée en tension et de présenter les résultats de simulation de cette commande avec des régulateurs classiques.

III.2.Principe de base de la commande vectorielle.

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) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux. L'expression du couple de la M.AS. est donnée par :

$$C_{em} = p\frac{M}{L_R}(\Phi_{Rd} i_{Sq} - \Phi_{Rq} i_{Sd}) \qquad \text{(III-1)}$$

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'un repère lié au champ tournant, «**FigIII-1**»:

$$\begin{cases} \Phi_{Rd} = \Phi_R \\ \Phi_{Rq} = 0 \end{cases} \qquad \text{(III-2)}$$

Le couple devient :

$$C_{em} = p\frac{M}{L_R}(\Phi_{Rd} i_{Sq}) \qquad \text{(III-3)}$$

ou encore moyennant une constante K_t prés, C_{em} devient.

$$\begin{aligned} C_{em} &= K_t'.\Phi_{Rd}.i_{Sq} \\ K_t' &= P\frac{M}{L_R} \end{aligned} \qquad \text{(III-4)}$$

La présente expression est analogue à celle de couple d'une machine à courant continue (M.C.C).

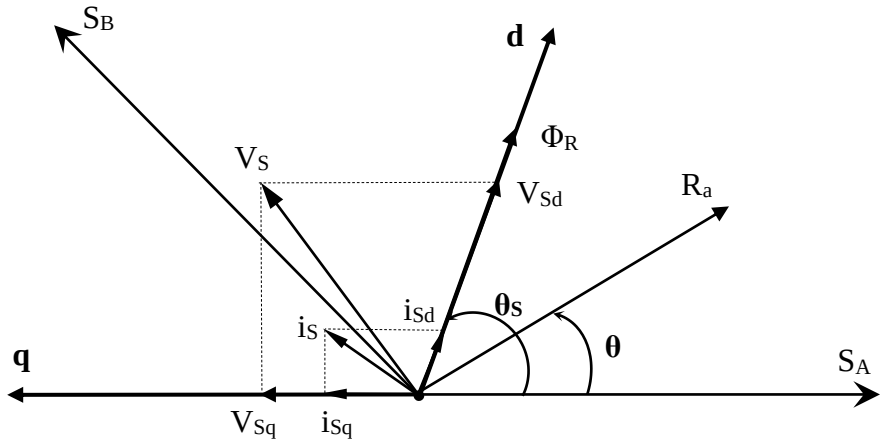


Fig.III-1 Référentiel lié au flux rotorique.

La théorie de cette commande permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu à excitation séparée. La figure«**Fig.III-2**» illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle réalisée sur une machine à induction.

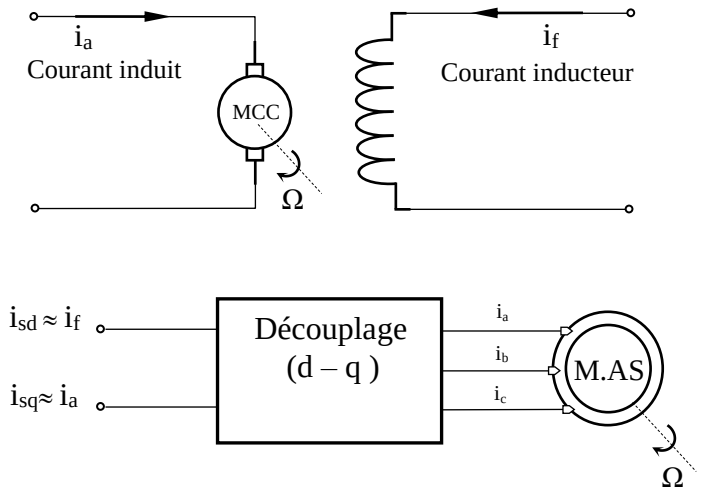


Fig.III-2 Principe de commande découplée pour la MCC. et la M.AS.

$C_e = K_t \cdot i_a \cdot i_f$ (III-5)

$C_e = K_t \cdot i_{sq} \cdot i_{sd}$ (III-6)

i_a , i_{Sq} : Composantes de couple.

i_f , i_{Sd} : Composantes de flux.

En effet, à partir de ces principes de base, de nombreuses variantes ont été présentées que l'on peut classifier de la façon suivante :

✓ Selon la source d'énergie, on a la commande en tension ou la commande en courant ;

✓ Selon l'orientation du repère (d – q), à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux magnétisant ;

✓ Selon la détermination de la position du flux, commande directe par mesure ou observation du vecteur flux, ou commande indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

La commande vectorielle avec orientation du flux rotorique nécessite la condition (II-2), dans ce sens, et pour avoir un fonctionnement à flux rotorique constant on a recours à un bloc non linéaire dit bloc de défluxage**,** «**Fig.II-3**», ce dernier est défini par la fonction non-linéaire suivante :

$$\begin{cases} \Phi_R^* = \Phi_{R\ nom} & \text{Pour :} \quad |\Omega| \le \Omega_{nom}. \\ \Phi_R = \dfrac{\Phi_{R\ nom}.\Omega_{\ nom}}{\Omega} & \text{Pour :} \quad |\Omega| > \Omega_{nom}. \end{cases} \qquad \text{(III-7)}$$

avec :

$\Phi_R{}^*$: Flux rotorique de référence ;

$\Phi_{R\,nom}$: Flux rotorique nominal ;

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

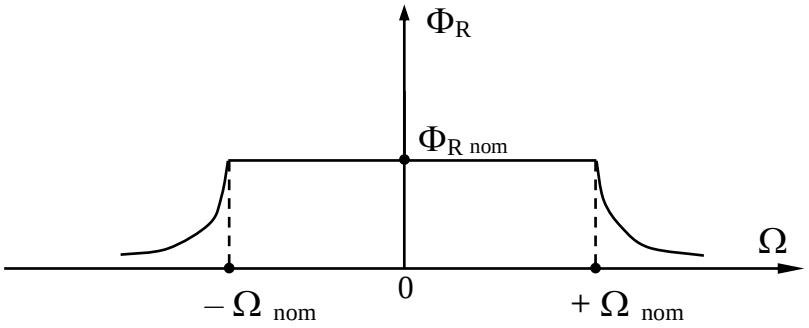


Fig.III-3 Région de fonctionnement à toutes vitesses.

Le flux de commande est obtenu à partir d'un bloc de défluxage, permettant un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part, et d'autre part ce bloc permette en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse pour des fonctionnements à puissances constantes lorsque la vitesse excédée de la vitesse nominale, c'est le cas des fonctionnements hyper-synchrones, [7].

III.3. Choix de type d'orientation de flux.

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine, à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux magnétisant.
Le degré de découplage est déterminé selon ce choix. Dans la majorité des cas, le référentiel d'orientation est choisi selon le flux rotorique [8], ce choix reste vrai aussi bien pour la machine alimentée en tension que celle alimentée en courant.

III.4Strategie de commande.

La principale difficulté de la commande vectorielle du moteur asynchrone réside dans le contrôle du flux. Différentes approches de la commande ont été envisagées, elles diffèrent principalement par la méthode du contrôle du flux [9]. En générale, deux sortes de commande sont utilisées ; celle dite indirecte et celle dite directe.

III-4.1 Méthode de contrôle indirect du flux

Dans cette méthode, le flux rotorique n'est pas réguler, donc on n'a pas besoin ni de capteur, ni d'estimateur ou d'observateur de flux. La position du flux doit être connue pour

effectuer les changements des coordonnées, ceci exige la présence d'un capteur de position du rotor.

Le contrôle indirect du flux est très sensible aux variations des paramètres de la machine. En effet, si la constante de temps rotorique utilisée dans le calcul de $(\omega_S - \omega)$ est différente de la valeur réelle de T_R, on obtient une erreur sur la phase du flux par apport au stator ce qui introduit un couplage supplémentaire entre le flux et le couple [10].

III-4.2 Méthode de contrôle directe du flux

La méthode de contrôle directe du flux nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celle-ci doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire considéré. La précision de la définition du flux dépend des paramètres inductifs affectés par la saturation du circuit magnétique, et ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quelque soit le point de fonctionnement. Ainsi la commande directe doit être réalisée par la mesure directe du flux, d'où la nécessité d'utiliser des capteurs de flux [11].

III-5 Structure de la commande vectorielle directe de la M.A.S en tension:

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe d du repère lié au champ tournant ($\Phi_{Rd} = \Phi_R$ et $\Phi_{Rq} = 0$), comme illustré sur la «**Fig.III-1**», on a alors :

- l'évolution du flux est donnée par :

$$\Phi_R + T_R \frac{d\Phi_R}{dt} = M\, i_{Sd} \tag{III-8}$$

- la pulsation ω_g est estimée par:

$$\omega_g = \frac{M R_R\, i_{Sq}}{L_R\, \Phi_R^*} \tag{III-9}$$

Pour une MAS alimentée en tension, V_{Sd} et V_{Sq} représentent les variables de commande. L'orientation du flux rotorique appliquée au système (I.26) permet d'écrire:

$$\left\| \begin{array}{l} V_{Sd} = \left(\sigma L_S \dfrac{d}{dt} + R_t\right) i_{Sd} - \left(\omega_S \sigma L_S\, i_{Sq} + \dfrac{M}{L_R^2} R_R \Phi_R\right) \\ V_{Sq} = \left(\sigma L_S \dfrac{d}{dt} + R_t\right) i_{Sq} + \omega_S \sigma L_S\, i_{Sd} + \dfrac{M}{L_R} \omega_S \Phi_R - \dfrac{M^2}{L_R T_R} i_{Sq} \end{array} \right. \tag{III-10}$$

Dans la mesure du possible de limiter l'effet d'une entée à une seule sortie, nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de système mono-variables évoluant en parallèle, les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent, telles que le découplage par recteur d'état ou le découplage par compensation, nous utilisons donc une loi de

découplage par compensation «**Fig.III-5**», en introduisons de nouvelles variables de commande U_{Sd} et U_{Sq}, le système (III.10) devient :

$$\begin{cases} V_{Sd} = U_{Sd} - f.e.m_d \\ V_{Sq} = U_{Sq} - f.e.m_q \end{cases} \qquad \text{(III-11)}$$

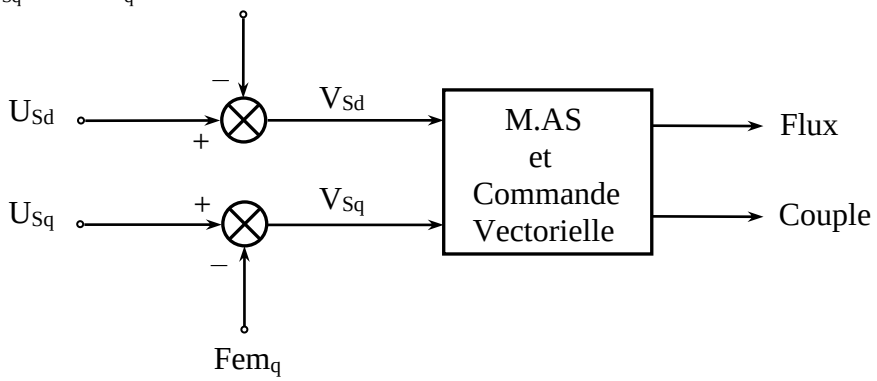


Fig.III-4 Reconstitution des tension V_{Sd} et V_{Sq} .

A partir du système d'équations (III-11), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés comme des perturbations [12].

$$\begin{cases} f.e.m_d = \omega_S \sigma L_S i_{Sq} + \dfrac{M}{L_R^2} R_R \Phi_R \\ f.e.m_q = -\omega_S \sigma L_S i_{Sd} - \dfrac{M}{L_R} \omega_S \Phi_R + \dfrac{M^2}{L_R T_R} i_{Sq} \end{cases} \qquad \text{(III-12)}$$

Si la compensation est bien réalisée en temps réel, nous définissons ainsi un nouveau système«**Fig.III-6**», pour lequel :

$$\begin{cases} U_{Sd} = \sigma . L_S \dfrac{d}{dt} i_{Sd} + (R_S + R_R \dfrac{M^2}{L_R^2}) i_{Sd} \\ U_{Sq} = \sigma . L_S \dfrac{d}{dt} i_{Sq} + (R_S + R_R \dfrac{M^2}{L_R^2}) i_{Sq} \end{cases} \qquad \text{(III-13)}$$

Les actions sur les axes d et q sont découplées.

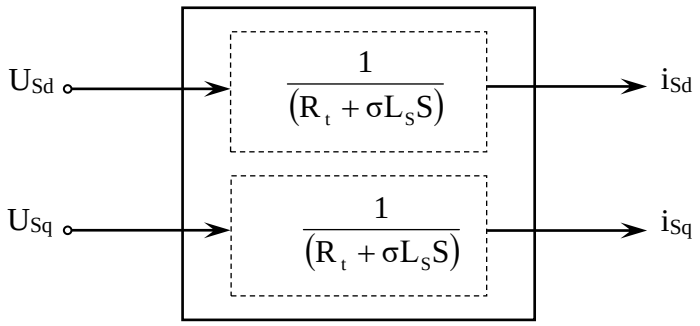


Fig.III-5 Commande découplée - Expressions de i_{Sd} et i_{Sq}.

En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple, nous obtenons :

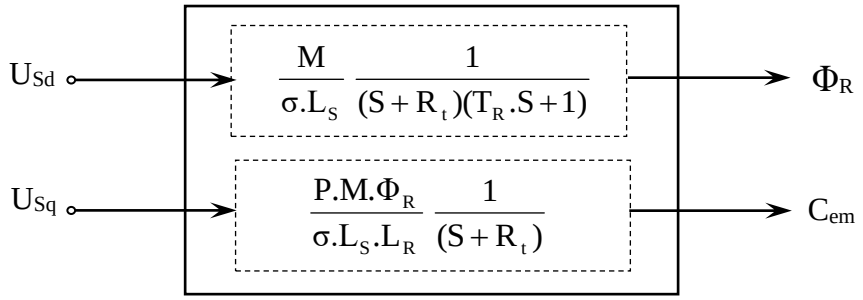


Fig.III-6 Commande découplée - Expressions de Φ_R et C_{em}.

III-6 Organisation fonctionnelle de la commande:

L'organisation fonctionnelle de la commande issue des principes précédemment évoqués est donnée par «**Fig.III-7**», dans ce schéma de commande, le flux rotorique est régulé, donc il faut alors l'estimer ou plus rarement le mesurer [13].

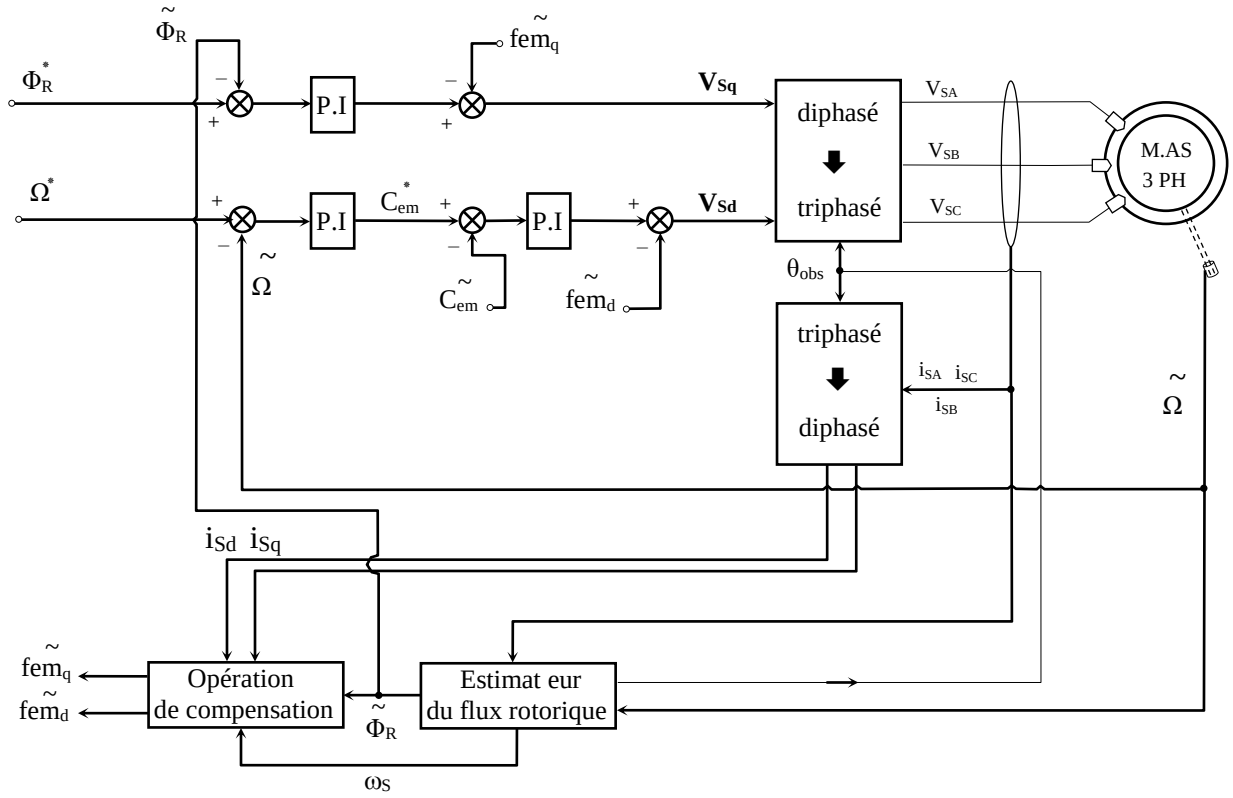


Fig.III-7 Principe de commande par contrôle vectoriel direct de la M.AS en tension.

23

III-7 Estimation du flux rotorique:

L'importance capitale pour la commande vectorielle directe (F.O.C) est de donner des informations précises sur l'amplitude du flux rotorique, et cela est déterminé moyennant une mesure directe du flux par des capteurs. Devant la complexité posée par l'installation des capteurs, une autre technique favorisée par le développement des microprocesseurs consiste à estimer le flux à partir des grandeurs plus faciles à acquérir (vitesse, courant, tension) [14].
Dans ce cas le flux peut être régulé par une contre réaction. Les estimateurs ou observateurs du flux sont construits à partir du modèle de la machine.

Un estimateur simple du vecteur flux établi dans le repère (α, β) à partir du système d'équations (I-27) est décrit par :

$$\begin{cases} \dfrac{d\Phi_{R\alpha}}{dt} = \dfrac{M}{T_R} i_{S\alpha} - \dfrac{1}{T_R}\Phi_{R\alpha} - \omega\Phi_{R\beta} \\ \dfrac{d\Phi_{R\beta}}{dt} = \dfrac{M}{T_R} i_{S\beta} - \dfrac{1}{T_R}\Phi_{R\beta} - \omega\Phi_{R\alpha} \end{cases} \qquad \text{(III-14)}$$

Le modèle du flux est donné par:

$$\left\| \Phi_R \right\| = \sqrt{\Phi_{R\alpha}^2 + \Phi_{R\beta}^2} \qquad \text{(III-15)}$$

$$\theta_S = arctg\left(\frac{\Phi_{R\beta}}{\Phi_{R\alpha}}\right) \qquad \text{(III-16)}$$

III-8 Calculs des regulateurs:

Les différents régulateurs utilisés dans les boucles de régulation sont de type proportionnel – Intégral (PI). On a choisi ce dernier car les grandeurs à réguler sont des grandeurs continues.

Nous avons vu précédemment qu'un découplage parfait entre les axes d et q conduit à transformer notre système multivariable en deux systèmes mono-variables. Ceci permet d'étudier séparément les boucles de régulation du flux et du couple.

III-8-1 Calcul du régulateur de flux

Pour assurer un contrôle correct du couple, il fait maintenir le flux constant lors des changements de consigne de vitesse ou lors des applications de la charge perturbatrice.

Le découplage proposé, voir figure «**Fig.III-6**»,, permet d'écrire :

$$\Phi_R = \frac{M}{(\sigma L_S S + R_t)(T_R S + 1)} U_{Sd} = \frac{\frac{M}{R_t}}{(T_{cs} S + 1)(T_R S + 1)} U_{Sd} \quad \text{(III-17)}$$

avec : $T_{CS} = \frac{\sigma L_S}{R_t}$

Soit un régulateur proportionnel intégral classique de type :

$$PI(S) = k_{p\Phi} + \frac{k_{i\Phi}}{S} = k_{i\Phi} \frac{1 + \tau_\Phi S}{S} \quad \text{(III-18)}$$

avec : $\tau_\Phi = \frac{k_{p\Phi}}{k_{i\Phi}}$

Le schéma de bloc de la régulation de flux rotorique est donné par la Figure«**Fig.III-7**»:

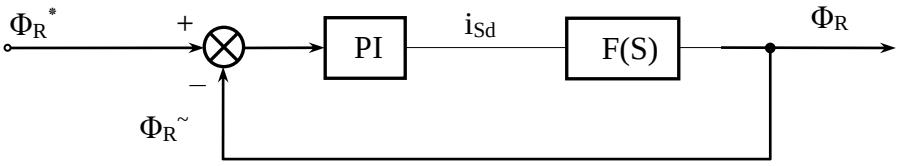


Fig.III-8 Schéma fonctionnel de régulation de flux.

Compensons le pôle le plus lent par le numérateur de la fonction de transfert du régulateur, soit $\tau_\Phi = T_R$.

Après compensation, la fonction de transfert en boucle ouverte s'écrira alors :

$$FTBO(S) = \frac{\frac{k_{i\Phi} M}{R_t}}{S(T_{cs} S + 1)} \qquad \text{(III-19)}$$

L'équation caractéristique du système en boucle fermé est la suivante :

$$\frac{T_{cs} R_t}{k_{i\Phi} M} S^2 + \frac{R_t}{k_{i\Phi} M} S + 1 = 0 \qquad \text{(III-20)}$$

L'équation caractéristique peut se mettre sous forme fondamentale telles que :

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_n^2} = \frac{R_t T_{CS}}{K_{i\Phi} M} \\ \frac{R_t}{K_{i\Phi} M} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \qquad \text{(III-21)}$$

Les gains $k_{p\Phi}$ et $k_{i\Phi}$ sont donnés par :

$$k_{i\Phi} = \frac{R_t}{T_{cs} M 4\xi^2} \quad \text{et} \quad k_{p\Phi} = \frac{R_t T_R}{T_{cs} M 4\xi^2} \qquad \text{(III-22)}$$

Numériquement : on choisit $\xi = 1$, d'où les gains du régulateur $k_{i\Phi} = 1134{,}9$ et $k_{p\Phi} = 98{,}86$

III-8.2 Calcul du régulateur de couple :

De même, les équations de découplage proposées, Figure «**Fig.II-6**»,, permettent d'exprimer C_{em} comme suit :

$$C_{em} = \frac{\frac{k_c}{R_t}}{1 + T_{cs} S} \qquad \text{(III-23)}$$

avec : $k_c = \frac{pM}{L_R} \Phi_{Rn}$

$$PI(s) = k_{ic} \frac{1 + \tau_c S}{S} \qquad \text{(III-24)}$$

avec : $\tau_c = \dfrac{k_{pc}}{k_{ic}}$

Le schéma fonctionnel de bloc de la régulation de couple est présenté par la Figure «**Fig.III-9**»,:

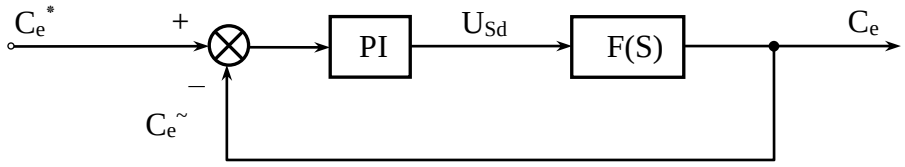


Fig.III-9 Schéma fonctionnel de régulation de couple.

Compensons le pôle, soit $\tau_c = T_{cs}$, la fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit :

$$FTBO(S) = \frac{\dfrac{k_c k_{ic}}{R_t}}{S} \qquad \text{(III-25)}$$

En boucle fermée, on obtient une réponse de type 1er ordre de constants de temps $\dfrac{R_t}{k_c k_{ic}}$.

Pour un temps de réponse imposé $\tau = \dfrac{R_t}{k_c k_{ic}} = \dfrac{T_{cs}}{n}$, où $n \in \Re,\ n \geq 1$, n choisira le degré de rapidité ciblé, on obtient :

$$k_{ic} = \frac{R_t n}{k_c T_{cs}} \quad \text{et} \quad k_{pc} = k_{ic} T_{cs} \qquad \text{(III-26)}$$

Numériquement, on a : n =1, k_{pc} = 1,488 et k_{ic} = 355,91.

III-8.3 Calcul du régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La dynamique de la vitesse est donnée par l'équation mécanique suivante :

$$C_{em} - C_r = J\frac{d\Omega}{dt} + f\,\Omega \quad \Rightarrow \quad \Omega = \frac{C_{em} - C_r}{JS + f} \qquad \text{(III-27)}$$

Le schéma fonctionnel simplifié du système de contrôle avec régulateur PI. est donné par la Figure «**Fig.III-10**»,

27

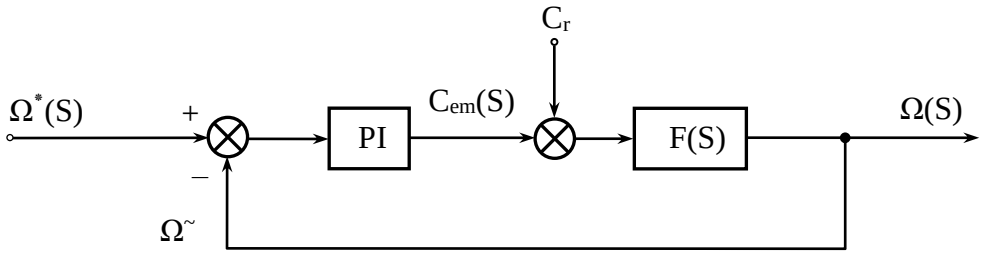


Fig.III-10 Schéma fonctionnel de régulation de vitesse.

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$\Omega(s) = \frac{k_{i\Omega}\left(1+\tau_{\Omega}S\right)}{S\left(JS+f\right)}\left(\Omega^{*}-\Omega\right)-\frac{1}{\left(JS+f\right)}C_{r} \qquad \text{(III-28)}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\Omega = \frac{k_{i\Omega}\left(\tau_{\Omega}S+1\right)}{JS^{2}+\left(f+k_{i\Omega}\tau_{\Omega}\right)S+k_{i\Omega}}\Omega^{*}-\frac{S}{JS^{2}+\left(f+k_{i\Omega}\tau_{\Omega}\right)S+k_{i\Omega}}C_{r} \qquad \text{(III-29)}$$

Par identification avec l'équation caractéristique de second ordre fondamental, on trouve :

$$\begin{cases} \dfrac{J}{k_{i\Omega}} = \dfrac{1}{\omega_{n}^{2}} \\ \dfrac{f+k_{i\Omega}\tau_{\Omega}}{k_{i\Omega}} = \dfrac{2\xi}{\omega_{n}} \end{cases} \qquad \text{(III-30)}$$

$$k_{i\Omega} = \frac{4\xi^{2}J}{\tau_{\Omega}} \qquad \text{et} \qquad k_{p\Omega} = k_{i\Omega}\tau_{\Omega}$$

Pour un amortissement critique, on aura pour $\tau_{\Omega} = 0.1s$,

Numériquement, on a : $k_{p\Omega} = 2.26$ et $k_{i\Omega} = 22.62$

III-9 Modèle linéaire equivalent de la MAS obtenu par orientation du flux rotorique :

A l'aide de la figure «**Fig.III-6**», représentant la commande découplée (expression de Φ_R et C_{em} et l'équation mécanique (II-27), on peut élaborer le schéma fonctionnel de la machine asynchrone avec orientation du flux rotorique sur un modèle linéaire simplifié, montré dans la Figure«**Fig.III-10**», associé à des régulateurs du type PI.

Si le flux se stabilise rapidement à sa valeur de référence, le découplage sera parfaitement réalisé entre les deux axes de commande. Ainsi, on obtient un modèle linéaire découplé du moteur, ce modèle sera utilisé ultérieurement dans la synthèse du régulateur par mode de glissement.

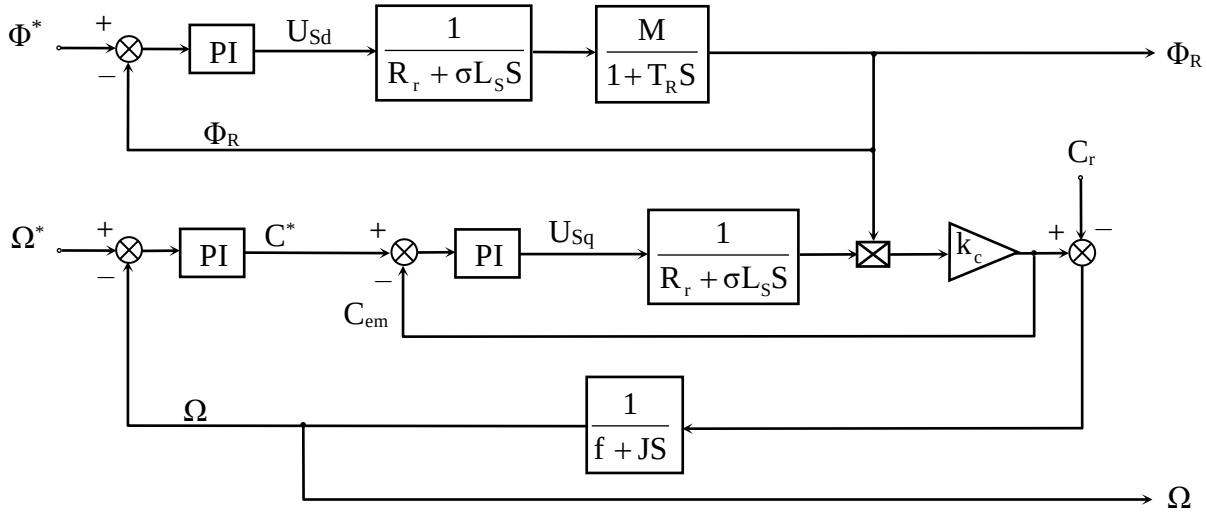


Fig.III-11 Schéma fonctionnel du modèle linéaire équivalent de la M.AS. par la commande vectorielle directe.

III-10 Résultats de simulation:

Les résultats de simulation de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone en tension sont illustrés par les figures «**Fig.III-12**», «**Fig.III-13**»et«**Fig.III-14**», Le système est soumis aux tests de suivi de la consigne à la variation de la charge, à l'inversion du sens de rotation et la variation vis-à-vis de la résistance rotorique.

- ***Essai en charge nominale après un démarrage à vide***.

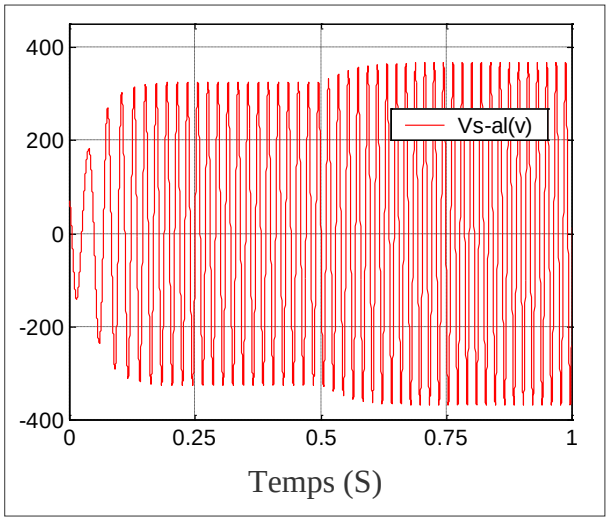
Avec une consigne du flux rotorique constante, on a obtenu un découplage idéal vis-à-vis du couple, la vitesse est obtenue sans dépassement et sa poursuite est faite naturellement selon la dynamique exigée par la partie mécanique. Le rejet de la perturbation est aussi bien réalisé avec un retour à la consigne de vitesse. Le couple électromagnétique a la même allure que le courant i_{sq} à un coefficient prés.

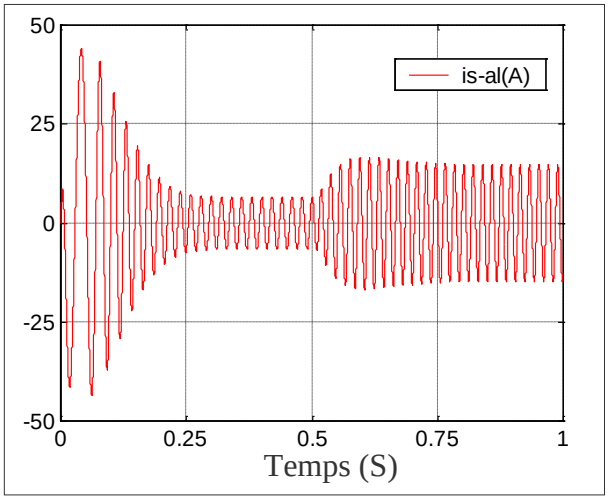
- ***Essai d'inversion du sens de rotation***.

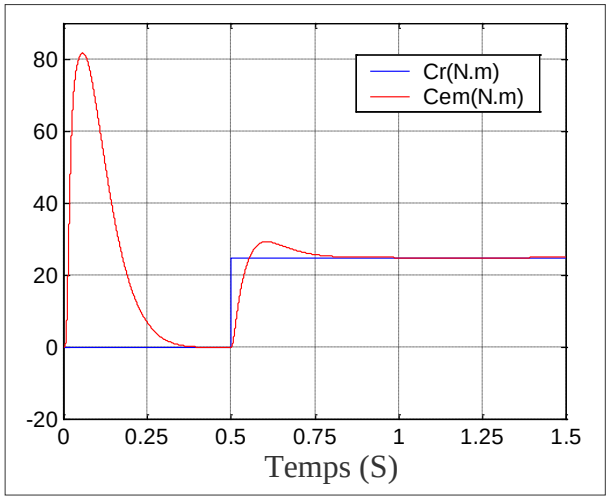
La régulation est testée suivant ce test de l'inversion du sens de rotation, les résultats montrent que le transitoire lors de ce test est relativement important en particulier au niveau du courant. Le couple électromagnétique subit un pic puis suit la référence sans erreur statique.
Du point de vu commande, on peut conclure que les variables illustrées sont influées positivement par la variation de la vitesse d'où le système est parfaitement commandé.

- ***Essai de variation de la résistance rotorique***.

Les performances du contrôle vectoriel direct de la machine asynchrone contre les dérives paramétriques sont testées pour une variation de la résistance rotorique. Cependant une augmentation de 50% de la résistance R_R fait engendrer des transitoires au niveau de toutes les grandeurs qui se stabilisent à leurs valeurs permanentes, ce qui confirme la dépendance de la loi de commande de la FOC de la résistance rotorique, donc cette technique est non robuste vis à vis des variations paramétriques internes.







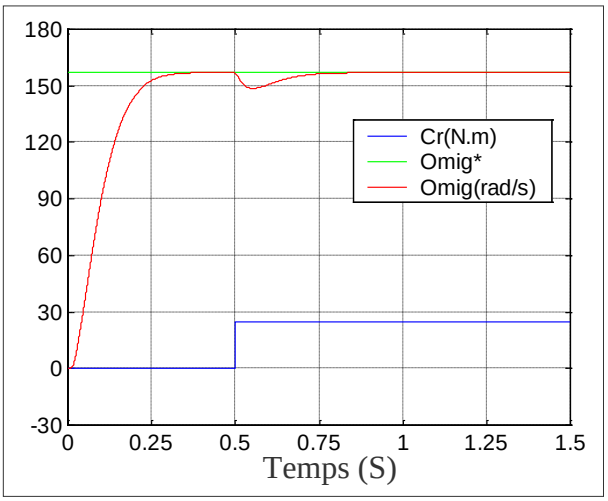
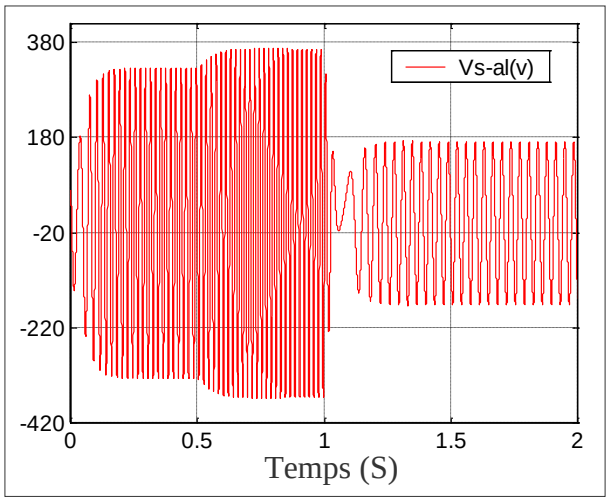
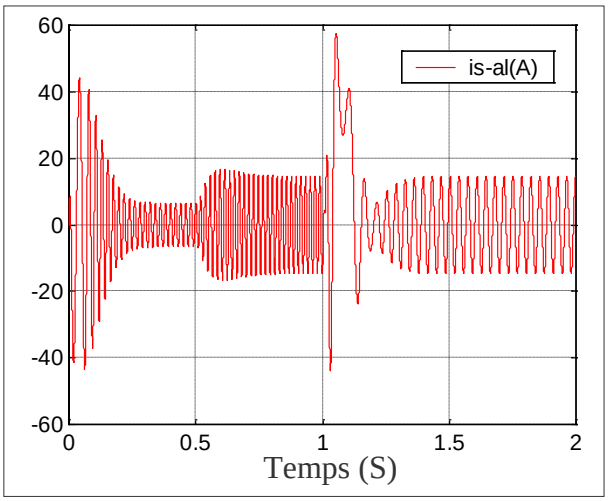
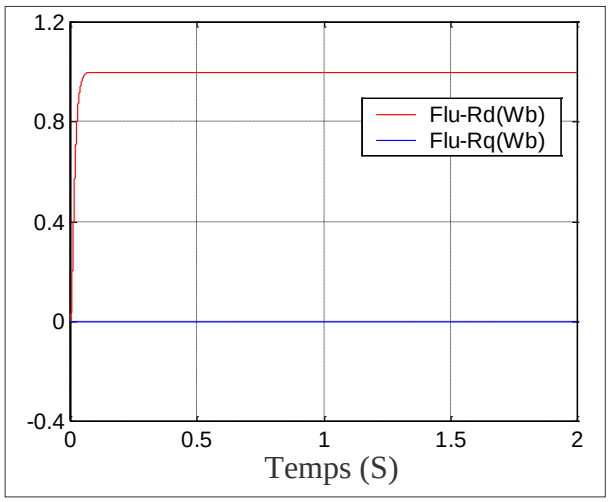


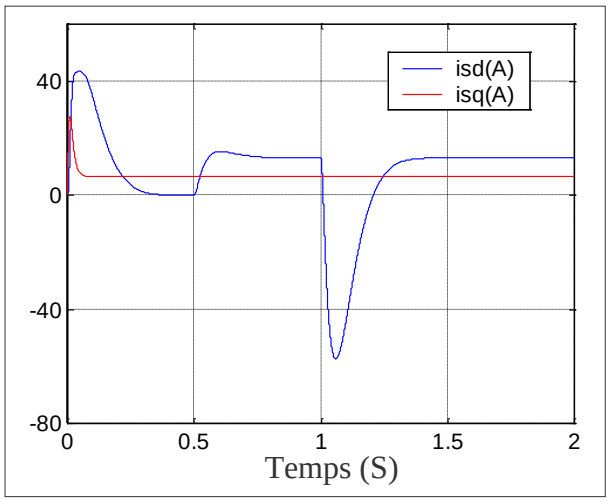
Fig.III-12 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la M.AS. en charge nominale après un démarrage à vide.

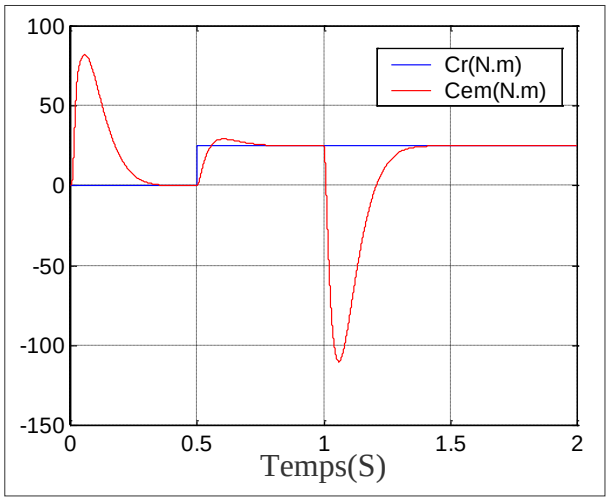




31







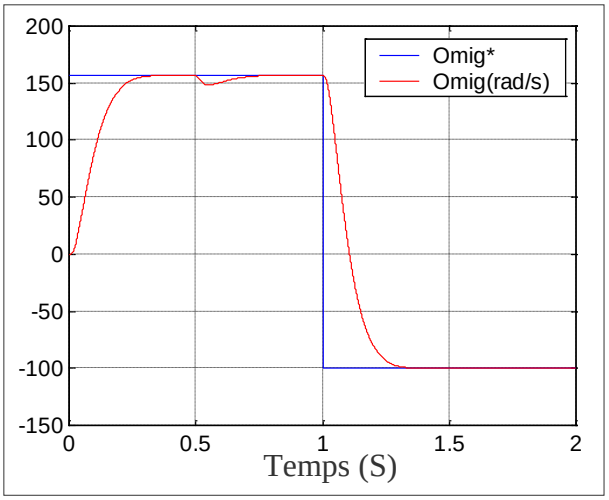


Fig.III-13 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la M.AS.

en charge nominale avec inversion du sens de rotation.

32

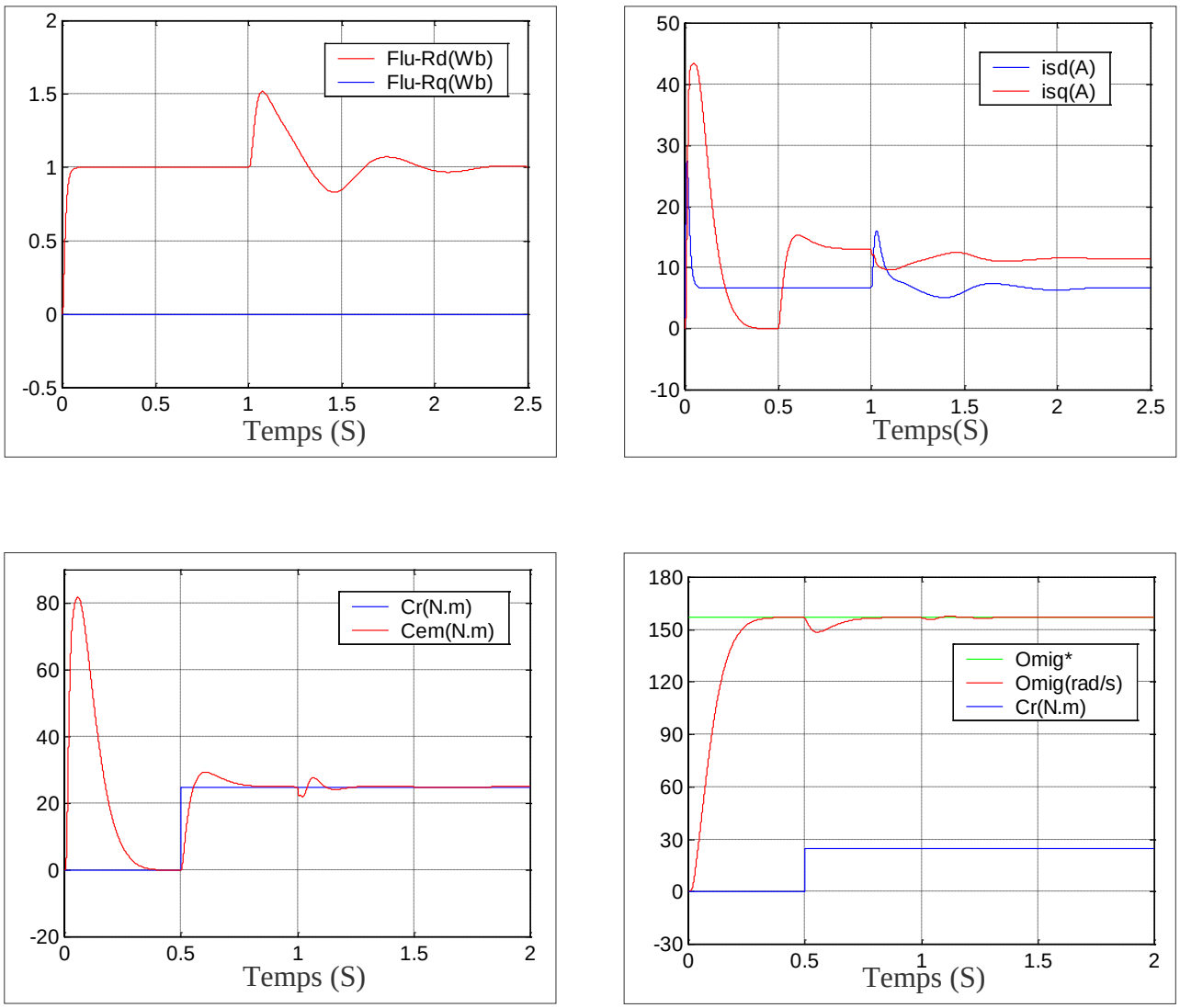


Fig.III-14 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la M.AS. en charge nominale avec la variation de la résistance rotorique.

33

III-11 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté en premier lieu une étude théorique concernant la commande vectorielle, il existe trois types d'orientation du flux, à savoir le flux rotorique, le flux statorique et le flux magnétisant. Ainsi on a choisi l'orientation du flux rotorique car cette dernière permet d'obtenir un découplage total entre le flux et le couple.

Aussi, on peut noter que la structure de la commande vectorielle directe du flux, qui consiste à déterminer directement le flux considéré par une mesure ou par estimation, pouvait s'exprimer comme une commande découplant.

Cette technique de commande possède un inconvénient majeur, car le comportement de la machine et de sa commande vectorielle est fortement dégradée par la variation des paramètres liés à la température, à la fréquence et à la saturation. Pour palier à ce problème, on propose dans le chapitre suivant une technique de la commande de la M.AS. qui se traduit par les modes de glissement. Elle s'appuie sur le modèle linéaire équivalent obtenu.

34

Conclusion général

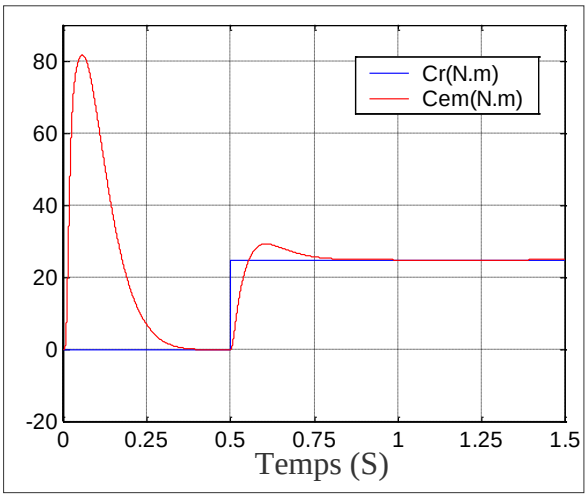
Après l'étude accomplit dans ce mémoire concernant la commande vectorielle de la machine asynchrone en utilisant SIMULINK / MATLAB, on peut conclure que le travail que nous avons effectué consiste à la modélisation et la commande de la machine asynchrone.

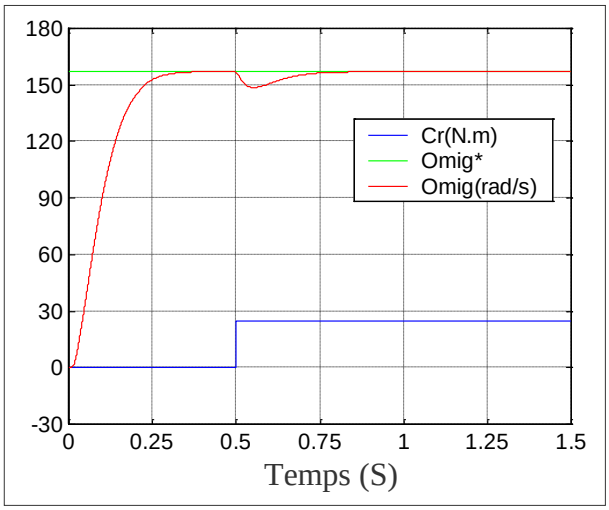
La formulation d'un modèle mathématique convenable de la machine asynchrone décrivant d'une façon suffisante les relations entre les différentes grandeurs de la machine asynchrone, puis la spécification des paramètres de la machine est un pas très essentiel dans la simulation des problèmes de la machine électrique.

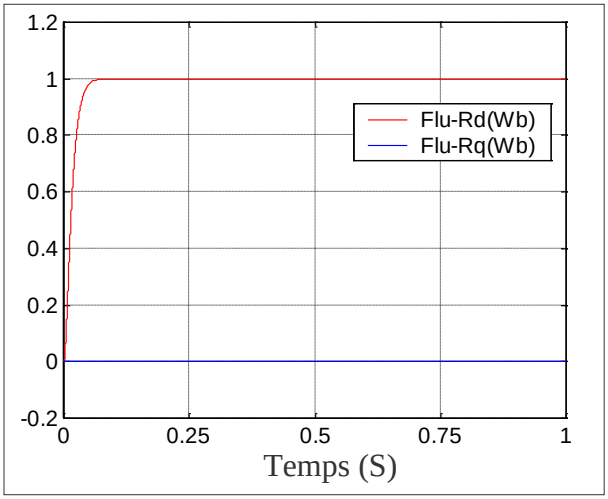
Du point de vue de la modélisation, le modèle d'état de la machine asynchrone est un modèle non linéaire, fortement couplé et pour linéariser ce modèle, il faut donc découpler pour maitriser les grandeurs a contrôler (le flux rotorique et la vitesse mécanique). Nous avons utilisé pour cela la commande vectorielle, cette dernière basée sur l'orientation du flux rotorique, et c'est une technique de commande permettant d'acquérir des performances dynamiques comparables a celle obtenues par la machine a courant continu a excitation séparé.

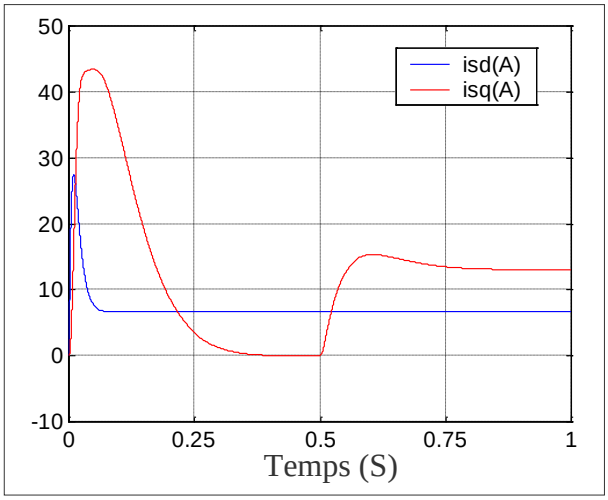
La logiciel SIMULINK / MATLAB permet d'effectuer les simulations les plus demandées dans l'étude des machine électriques, à savoir, le démarrage et la commande de la machine.

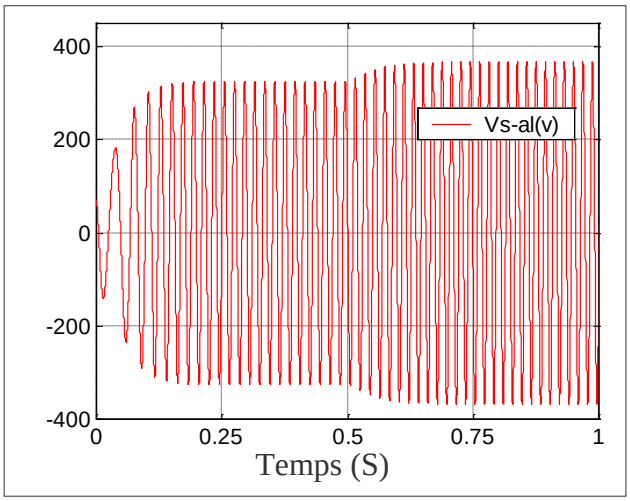
Nôtres programmes peut aussi être utilisé à de flux pédagogiques et il est même prévu de l'utiliser pour de travaux pratiques en graduation dans les années à venir.











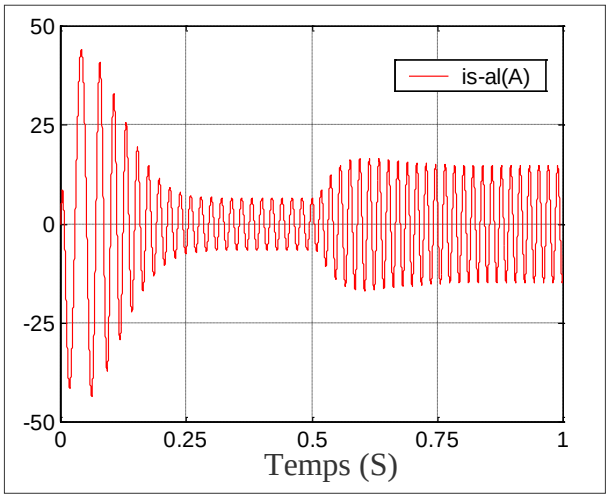


Figure.III .12 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la M.AS. en charge nominale après un démarrage à vide**.**

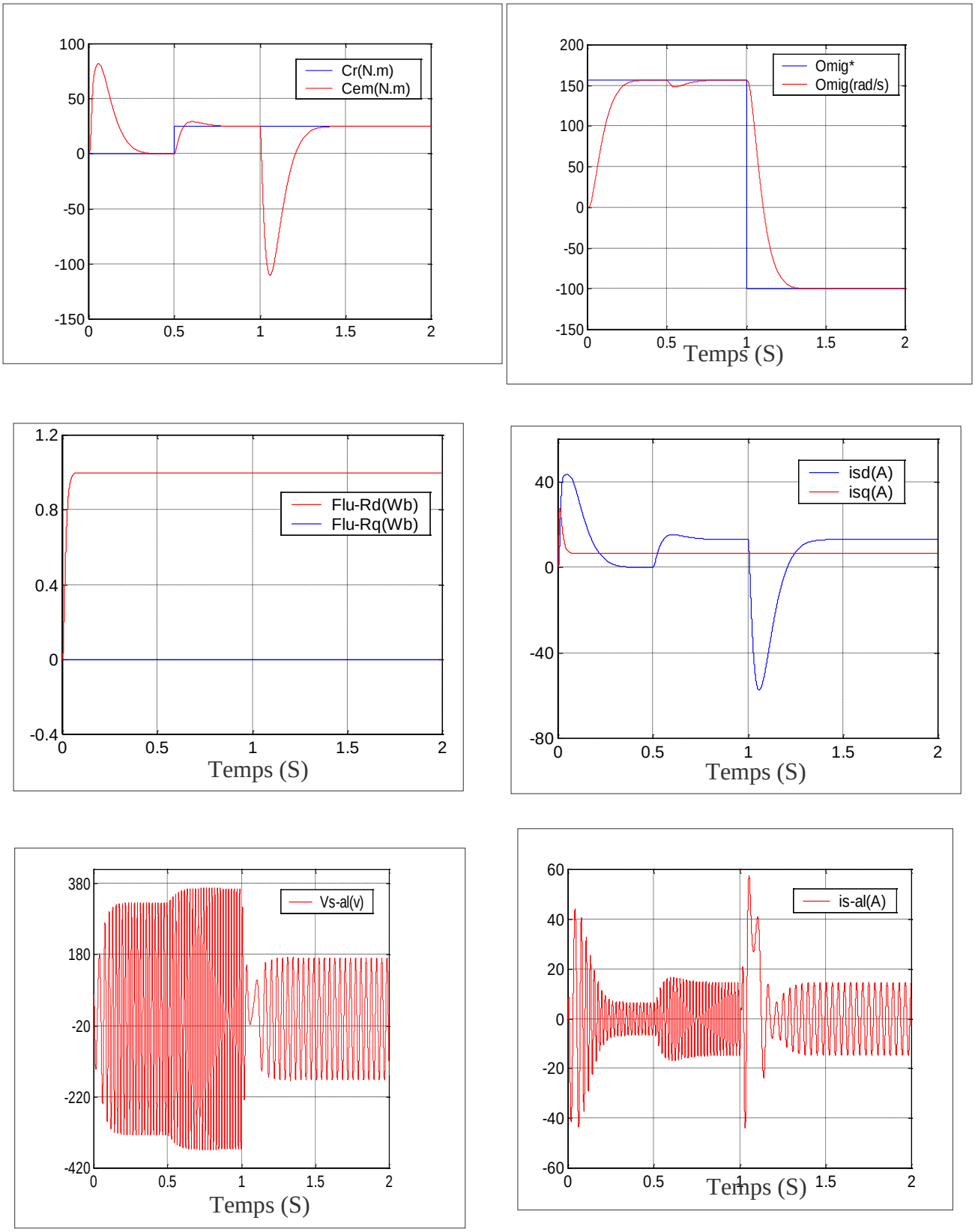


Figure.III.13 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la M.AS.

en charge nominale avec inversion du sens de rotation.

[1] R. P. Eguiluz, « Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bi-machine asynchrone destiné à la traction ferroviaire », Thèse de doctorat, INPT, TOULOUSE .2002.

[2] L. Mutrel, « Le moteur asynchrone «Régime statique et dynamique», Ellipses édition. 1999.

[3] D. W. Novotny, T. A. Lipo, «Vector control and dynamics of AC drives», Clarendon press, OXFORD. 1999.

[4] : Smail BACHIR ,"contribution au diagnostic des machines asynchrones par estimation paramétrique», Thèse Présentée à l'université Pour l'obtention du garde de Docteur de l'université de poitiers 2002.

[5] : Bessous Noureddine,"contribution au diagnostic des machines asynchrones " Mémoire de Magister , Université Mentouri de Constantine

[6] K. Benchaiba ''Commande de la machine asynchrone par mode de glissement ; Apport de la logique pour la réduction du phénomène « Chattering » '' Thèse de magister en électrotechnique , ingénieur d'état en électrotechnique . Univ. Batna , 2003.

[7] J. P. Caron et J.P. Hautier, ''Modélisation et commande de la machine asynchrone''. Editions Technip, Paris, 1995.

[8] BOULLAGE. L, MERADI .M **''**La commande vectorielle indirecte & directe d'une machine asynchrone alimentée en tension **''** Mémoire d'ingénieur. Option : Réseaux électriques. (Univ. Batna), 2001.

[9] LAIEB FADILA,GERROUCHE HAKIMA '' Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'une machine asynchrone**''**. Univ. M'sila , 2004.

[10] BACHIR B.R **''**Synthèse commande équivalente par mode du glissement par orientation du champ **''**. Génie électrique, Ecole national polytechnique d'Alger, 1994.

[11] C. Canudas, ''Commande des moteurs asynchrones : Modélisation Contrôle vectoriel et DTC''. Vol. 1, Hermès Science publications, Paris, 2000.

[12] H. Bühler, ''Réglage par mode de glissement''. Première édition, Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1986.

[13] GRELLET G, CLERC G ''Actionneurs électrique, principes modèles commande '' Editions eyrolles-2000.

[14] THESE D'ETAT M. SAID N. SAID, ''Contribution à la commande vectorielle d'une machine asynchrone '' soutenue en juillet 1999 à Batna

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE LICENCE LMD EN ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COTROLE ET DIAGNOSTIC DES SYSTEMES ELECTRIQUES

Proposé et dirigé par :

1- LABBI YACINE

Etudié par:

1 –Neghmouche nacer nadhir

2- Nagoudi anouar

Thème:

Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone

Résumé:

La machine asynchrone, connue également sous le terme "anglo-saxon", la machine à induction , est une machine électrique à courant alternatif sans connexion entre le stator . les machines possédant un rotor " en cage d'écureuil " sont aussi connues sous le nom de machine à cage ou machine à cage d'écureuil ou à rotor bobiné . le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui les traversent .

Ce présent travail est consacré à l'étude la commande vectorielle de la machine asynchrone

Mots clés :

La Machine Asynchrone, l'étude la Commande vectorielle de la Machine Asynchrone.