

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE

SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA

FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGENIEUR

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

THEME

COMMANDE DES MACHINES A INDUCTION EN TENANT
COMPTE DES DEFAUTS.

Proposé et dirigé par :

Dr. KHODJA Djalal Eddine

Présentés par :

HALLOUCHE Khaled

NEFNAF Youcef

Année Universitaire : 2007 / 2008

REMERCIEMENT

Avant tout, nous remercions dieu tout puissant qui nous a donné la foi, le courage et la patience afin d'accomplir ce modeste travail.

Nous exprimons notre plus grande reconnaissance et nos vifs remerciements à notre promoteur Dr KHODJA Djalal Eddine pour le temps, l'attention qu'il a consacré au bon déroulement de ce travail et pour tous les conseils et les encouragements qu'il nous a prodigué tout au long du projet.

Nous ne remercierons jamais assez Mr BENDJAIMA Bachir, chef de département de l'électrotechnique, pour son soutien et sa disponibilité tout au long de nos trois années de spécialité.

Nos sentiments de profonde gratitude vont à nos professeurs qui nous ont transmis leur savoir sans réserve, tout au long de notre cursus.

Nous exprimons nos remerciements aux membres de jury de nous avoir honoré en acceptant de juger notre travail.

Enfin, nous tenons à remercier tous nos amis et collègues pour leur soutien pendant la préparation de ce mémoire, ainsi que tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration du présent travail.



Dédicaces

JE TIENS A DEDIER CE MODESTE TRAVAIL :

*A mes chers parents,
qui ont toujours prié pour moi,
qui n'ont pas cessé de m'encourager et de me soutenir.*

A mes grands parents.

*A mes sœurs et mes frères, qui croient pleinement en moi,
pour leur amour et leur confiance pour que je puisse
réussir.*

A mes neveux

A toute ma famille.

A tout mes amis.

A toute la promotion 2008.

Youcef



Dédicaces

*Avec les sentiments de gratitude les plus profonds,
je dédie ce modeste travail aux êtres qui me sont les plus
chers ;
mes parents
qui n'ont pas cessé de prier pour moi et de m'encourager,
qui ont beaucoup sacrifié afin que rien n'entrave le
déroulement de mes études,
A tous mes frères, à toutes mes sœurs ainsi qu'à leurs
familles,
A tous mes amis.*

A toute la promotion 2008.

Khaled

;

SOMMAIRE

SOMMAIRE :

Introduction générale	01
Chapitre I : Etude de la machine asynchrone en présence des défauts =====	
I.1. Introduction	03
I.2. Défauts des systèmes électromécaniques	04
I.3. Analyse statistique des origines des défauts statoriques et rotoriques	06
I.4. Position du problème à résoudre	06
I.4 Conclusion	08
Chapitre II : Modélisation et commande de la machine asynchrone =====	
II.1. introduction	09
II.2 Généralités sur les machines asynchrones triphasées	09
II.2.1 Définition.....	09
II.2.2 Description du modèle.....	09
II.3 Modélisation du moteur asynchrone	10
II.3.1 Hypothèse simplificatrices.....	10
II.3.2 Equation générale de la machine non saturée.....	11
II.3.3 Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone triphasée.....	14
II.3.4 Equations mécaniques.....	19
II.3.5 Définition des différents référentiels	19
II.3.5.1 Référentiel fixe par rapport au stator	19
II.3.5.2 Référentiel fixe par rapport au rotor	20
II.3.5.3 Référentiel fixe par rapport au champ tournant	20
II.4 Modélisation de l'alimentation	21
II.4.1 Modélisation de l'onduleur de tension.....	21
II.5 Simulation et interprétation	24
II.5.1 Simulation d'un moteur asynchrone.....	24

II.5.2 Interprétations des résultats.....	27
II.6 La commande vectorielle.....	28
II.6.1 Principe de base de la commande vectorielle	28
II.6.2 Stratégie de commande	31
II.6.2.1 Commande vectorielle indirecte	32
II.6.2.2 Commande vectorielle directe.....	32
II.6.3 Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.....	32
II.6.3.1 Découplage	33
II.6.3.2 Régulation	35
II.6.3.2.1 Description.....	35
II.6.3.2.2 Régulation des courants ...	36
II.6.3.2.3 Régulation de vitesse	37
II.6.4 Simulation de l'association convertisseur-machine et commande	39
II.6.4.1 Résultats de simulation	39
II.6.4.2 Interprétations des résultats.....	40
II.7 Conclusion	40
 Chapitre III : Modélisation de la MAS en vue d'étudier les défauts statoriques =====	
III.1 Introduction.....	41
III.2. Modélisation de la machine asynchrone en régime normal	41
III.2.1 Modèle triphasé équivalent d'une machine asynchrone.....	41
III.2.2 Définitions de la matrice de transformation.....	42
III.2.3 Transformation des équations du modèle triphasé	43
III.2.4 Equations mécaniques	46

III.3 Simulation de la machine asynchrone dans le régime normal	46
III.3.1 Résultats de simulation	46
III.3.2 Interprétations des résultats	48
III.4 Comparaison entre le système biphasé (d-q) et le système triphasé	48
III.4.1 Résultats de simulation	48
III.4.2 Interprétations des résultats	49
III.5 Conclusion	49
Chapitre IV : Application de la commande sur la machine asynchrone en présence des défaillances =====	
IV.1 Introduction	50
IV.2 Défaillances des circuits électriques statoriques	50
IV.3 Modélisation de la machine en régime anormal	51
IV.3.1 Modèle triphasé équivalent d'une machine asynchrone déséquilibré au stator..	51
IV.3.2 Equations mécaniques	53
IV.4 Simulation de la machine asynchrone dans les régimes anormaux de fonctionnement	53
IV.4.1 Court-circuit entre spires d'une phase	53
IV.4.1.1 Résultats de simulation	54
a. Court-circuit entre 20 spires de la première phase	54
b. Court-circuit entre 40 spires de la première phase	55
IV.4.1.2 Interprétations des résultats	56
IV.5 Application de la commande	56
IV.5.1 Coupure d'une phase	56

IV.5.2 Court-circuit entre spires d'une phase	58
IV.5.3 Interprétations des résultats	59
a. Coupure d'une phase	59
b. Court-circuit entre spires	59
IV.6 Conclusion	60
Conclusion générale	61

LISTE DES FIGURES

Chapitre I : Etude de la machine asynchrone en présence des défauts

Figure(I.1) : Constitution d'un système électromécanique	03
Figure(I.2) : Défauts de la machine asynchrone présentés en pourcentage.....	05
Figure(I.3) : Répartition des types de défauts des machines asynchrones de moyenne puissance.	05

Chapitre II : Modélisation et commande de la machine asynchrone

Figure(II.1) :Modèle d'une machine asynchrone triphasée.....	11
Figure (II.2) : modèle d'une phase avec f.é.m.....	12
Figure(II.3) : Référentiel tournant d'axes (d– q).....	14
Figure(II.4) : Représentation des enroulements fictifs d'axes d et q	17
Figure(II.5) : Schéma d'ensemble convertisseur –machine.....	21
Figure(II.6) : Représentation schématique d'un onduleur de tension	22
Figure (II.7) : Simulation de l'association convertisseur –machine avec application d'une charge de (3.5N.m) à t =1s.....	26
Figure(II.8) : Référentiel lié au flux rotorique	29
Figure(II.9) : Principe de la commande découplée pour la MCC et la MAS.....	30
Figure(II.10) : Région de fonctionnement à toutes vitesses	31
Figure(II.11) :Régulation de vitesse par la commande vectorielleindirecte.....	33
Figure (II .12) : Modèle de la machine.	34
Figure(II.13) : Découplage par addition des termes compensation.....	35
Figure(II.14) : Boucle Iqs après découplage.....	35
Figure(II.15) : Boucle de régulation du courant Iqs.....	36
Figure (II .16) : Boucle de régulation de la vitesse, structure PI.....	37

Figure (II.17) : Résultats de simulation de la commande vectorielle sur convertisseur-machine avec variation de vitesse.....39

Chapitre III : Modélisation de la MAS en vue d'étudier les défauts statoriques

Figure(III.1) : Résultats de simulation convertisseur-machine (système triphasé).....47

Figure(III.2) : Résultats de simulation pour la comparaison des deux systèmes48

Chapitre IV : Application de la commande sur la machine asynchrone en présence des défaillances

Figure(IV.1): Schématisation d'un court-circuit dans une phase statorique.....52

Figure(IV.2) : Résultats de simulation pour un court-circuit entre 20 spires de la phase (a)...54

Figure(IV.3) : Résultats de simulation pour un court-circuit entre 40 spires de la phase (a)...55

Figure(IV.4) : Résultats de simulation pour l'application de la commande sur la machine en présence de défaut (coupure de la phase a).....57

Figure(IV.5) : Résultats de simulation pour l'application de la commande sur la machine en présence de défaut (court-circuit entre spires).....58

LISTE DES ACRONYMES

Liste des acronymes :

MAS : Machine ASynchrone

MCC : Machine à Courant Continu

MLI : Modulation Largeur Impulsion

DTC :Direct Torque Control

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction générale :

La fragilité du système balais collecteur a toujours été un inconvénient de la machine à courant continu, en effet, ce commutateur ne facilite pas son entretien, il limite son fonctionnement en puissance et en vitesse et ne permet pas son utilisation dans des milieux corrosifs et explosifs.

Les techniques modernes d'entraînement reposent sur une utilisation de plus en plus large du moteur asynchrone, cela est motivé par sa robustesse, sa fiabilité électromécanique, son faible coût et sa simplicité de conception et d'entretien. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor.

Multiples défaillances peuvent apparaître dans la machine asynchrone, elles peuvent être prévisibles ou intempestives (mécaniques, électriques ou magnétiques), leurs causes sont très variées.

L'étude des défauts des machines asynchrones a un double objectif :

- comprendre leur genèse de manière à prévoir leur gravité et leur développement.
- analyser leur impact sur le comportement de la machine et en déduire les signatures permettant, à posteriori, de remonter jusqu'à la cause de la défaillance.

Dans le premier chapitre nous allons étudier les différents défauts pouvant survenir dans la machine asynchrone.

Dans le deuxième chapitre de ce travail nous allons faire la modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park, à l'association de cette dernière à un onduleur de tension, puis à la commande vectorielle, qui permet d'envisager un découplage entre le couple et le flux de la machine, et d'aboutir à un contrôle comparable à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Le troisième chapitre, sera consacré à la modélisation triphasée de la machine asynchrone, une transformation mathématique est proposée et appliquée sur les équations du modèle triphasé équivalent de la machine, puis nous avons comparé entre le modèle triphasé de la machine et celui obtenu dans le chapitre deux (modèle biphasé).

Le quatrième chapitre a pour objectif de modéliser la machine asynchrone en présence de défaut statorique en utilisant le modèle de la machine asynchrone obtenu dans le chapitre trois, qui permet de prendre en compte les déséquilibres au niveau du stator qui se produisent en présence par exemple de court-circuit entre spires. Ensuite, nous avons appliqué la même

commande du chapitre deux sur ce modèle en vue d'analyser la commande vectorielle en présence des défauts de moins d'importance. Ce qui va nous permettre de contrôler la machine en mode dégradé. Chose qui va permettre d'assurer la continuité de fonctionnement des processus industriels.

CHAPITRE 01

ÉTUDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN PRÉSENCE DES DÉFAUTS

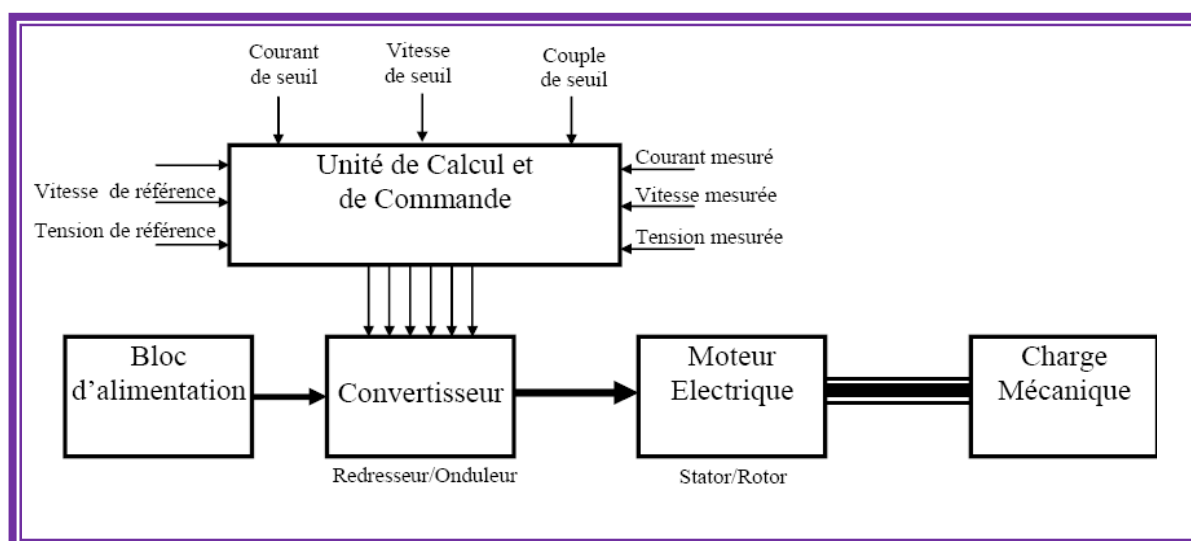
I.1. Introduction

Les arrêts forcés de production suite à des pannes de machines peuvent être coûteux et représenter une part importante de l'investissement initial. En plus, l'absence d'une stratégie de maintenance peut causer la perte des éléments d'un processus et provoquer une diminution de la sécurité, d'où son intérêt stratégique.

Il est aussi important de savoir qu'un défaut non traité peut entraîner des dégradations encore plus importantes. Ce qui engendre des conséquences non souhaitables (autant pour la production que pour le personnel), à savoir, entre autres :

- Arrêts fréquents du processus de production (d'où le manque à gagner) ;
- Augmentation des pertes d'énergie ;
- Augmentation des coûts de maintenance ;
- Augmentation des coûts de production ;
- Risque de mise hors service des équipements ;
- Danger pour la sécurité du personnel.

Par ailleurs, Un des composants essentiels des processus industriels actuels s'avère être le système électromécanique, qui est constitué d'un ensemble moteur, convertisseur-commande, et de la charge mécanique voir figure(I.1). Sa gamme de puissance étendue et sa souplesse d'utilisation liées aux progrès de l'électronique de puissance ont contribué à son application réussie dans différents domaines [1].



Figure(I.1) : Constitution d'un système électromécanique

En outre, les entraînements électriques utilisent de plus en plus les moteurs asynchrones à cause de leur robustesse, de leur puissance massique et de leur faible coût de construction. Cependant, il arrive que ces machines présentent des défauts électriques ou mécaniques. En effet, notre objectif est de faire fonctionner la machine malgré l'existence de ces défaillances en cours d'évolution et en cours d'apparition.

Par conséquent, on s'intéresse obligatoirement à la commande de la machine asynchrone en présence des défauts où la machine peut fonctionner en mode dégradé, chose qui représente une des moyens sûrs pour contribuer à améliorer la productivité et assurer la continuité de fonctionnement.

I.2. Défauts des systèmes électromécaniques :

Le moteur asynchrone triphasé est maintenant largement utilisé dans des applications nécessitant une vitesse variable. Il peut faire appel à une multitude commandes (commande scalaire, commande vectorielle et commande directe du couple...). Ces machines ont la réputation d'être robustes, et adaptées à des applications de large gamme de puissances. A cet effet, des études statistiques démontrent que certaines pannes sont plus fréquentes que d'autres, ce qui nous amène à axer notre étude sur les types de défauts les plus fréquents [2]; à savoir :

- Les défauts du stator résultant de la coupure ou du court-circuit d'une ou de plusieurs phases de l'enroulement statorique ;
- Les connexions anormales de l'enroulement statorique ;
- Les court-circuits dans l'enroulement rotorique ;
- Les défauts sur les roulements ;
- La cassure d'une barre du rotor ou le craquement de l'arbre de la machine ;
- Les irrégularités de l'entrefer ;
- L'inclinaison de l'axe du rotor (pouvant résulter d'un frottement entre le rotor et le stator).

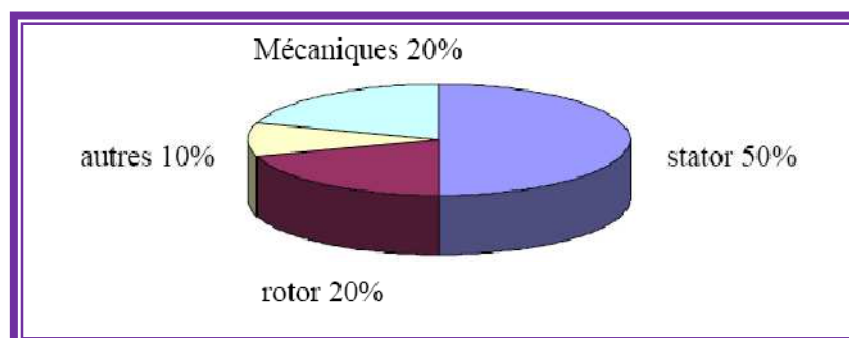
Le fonctionnement à vitesse variable de la machine asynchrone nécessite le contrôle de l'énergie par un convertisseur statique, et par un circuit de commande (qui est en général en boucle fermée). Par conséquent, on peut envisager d'autres types de défauts potentiels qui peuvent surgir sur la partie puissance et commande ; à savoir [1] :

- La défaillance d'un bras d'onduleur: un des composants électroniques (transistor ou thyristor) est maintenu ouvert ;
- L'un des composants (Transistor ou Thyristor) est maintenu fermé;

- La défaillance d'un capteur: la valeur mesurée n'est pas transmise au circuit de commande (défaut sur la commande);
- La défaillance partielle du capteur de vitesse (offset sur le capteur).

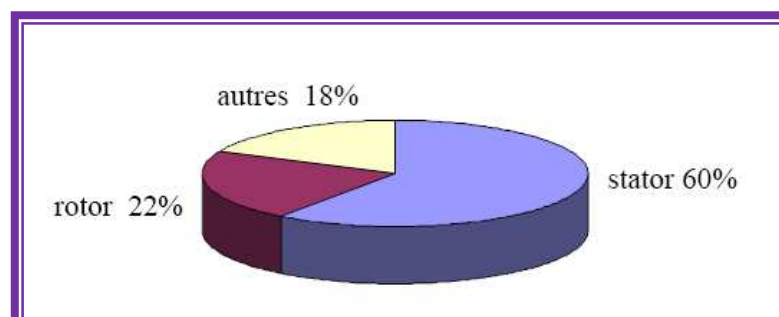
Par ailleurs, Les défauts qui se produisent au niveau du stator et du rotor ont des effets importants sur les paramètres de la machine asynchrone: électriques (courant, couple, flux), mécaniques (vibration) et chimiques (modification de la composition de l'huile des paliers).

Par ailleurs, certaines études statistiques [2] indiquent les quotes-parts des défauts qui se produisent au niveau de la machine asynchrone voir figure(I.2).



Figure(I.2) : Défauts de la machine asynchrone présentés en pourcentage.

Une autre étude statistique effectuée en 1988 par une compagnie allemande d'assurance de systèmes industriels [2] sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50 kW à 200 kW) a montré que 50% des défauts sont des défauts statoriques et seulement 22% sont des défauts rotoriques voir figure(I.3).



Figure(I.3) : Répartition des types de défauts des machines asynchrones de moyenne puissance.

Par conséquent, dans la suite de ce travail les défauts qui seront étudiés sont les défauts électriques (statoriques et rotoriques).

I.3. Analyse statistique des origines des défauts statoriques et rotoriques [2,3]

Les causes des défauts sont multiples. Elles peuvent être classées en trois groupes :

- Les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts :

Pour les défaillances statoriques sont principalement dues à un problème :

- thermique (surcharge sur l'arbre du moteur);
- électrique (diélectrique, bobinage);
- environnemental (agression).

Par ailleurs, pour le rotor, les effets sont essentiellement dus à un problème :

- thermique (surcharge);
- électromagnétique (Force);
- résiduel (déformation);
- dynamique (arbre de transmission);
- mécanique (roulement);
- environnemental (agression).

- Les amplificateurs de défauts :

Surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, alimentation perturbée (instabilité de la tension ou de la fréquence), échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement.

- Les vices de fabrication et les erreurs humaines :

défauts de fabrication, défektivité des composants, protection inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine.

I.4. Position du problème à résoudre :

D'après l'étude bibliographique, il a été constaté que:

- Les machines asynchrones (qui représentent 98% des moteurs utilisés) sont les parties les plus importantes des systèmes électromécaniques.
- Les études statistiques effectuées ont démontrées que les défauts les plus fréquents sont les défauts électriques (statoriques et rotoriques) qui représentent environ 70% des défauts.

Par ailleurs, les défauts dans les machines électriques se répartissent selon le degré d'importance en deux catégories : les défauts importants et ceux qui ont un degré moins

important. Les défauts de la première catégorie qui provoquent en conséquence des défaillances voire des pannes, ce qui nécessitent tout un système du diagnostic pour l'identification de ces défauts et leurs éliminations. En ce qui concerne les défauts les moins importants (c'est-à-dire ceux qui n'influent pas d'une façon considérable sur le fonctionnement de la machine) ne nécessitent pas un diagnostic approfondi car la machine peut fonctionner normalement en présences de ces défauts.

A cet effet, notre étude est restreinte aux défauts qui ont un faible degré (ceux qui ne nécessitent pas l'arrêt de la machine) à savoir les défauts électriques statorique et rotorique (court-circuit dans une phase, cassure de barres) avec lesquels la machine asynchrone peut fonctionner normalement sans arrêter le fonctionnement. Toutefois, ces défauts doivent être tenus en compte pendant la conception de la commande de la machine asynchrone, surtout si cette machine fait partie d'une grande chaîne de production qui a des fonctions requises à accomplir.

Par conséquent, le présent travail sera consacré à l'élaboration d'une commande de la machine asynchrone en présence des défauts statoriques.

I.5. Conclusion :

Dans le présent chapitre ont été exposées les différentes défaillances qui peuvent apparaître sur les machines asynchrones. Elles peuvent être électriques, mécaniques ou magnétiques. Leurs causes sont très variées et qui peuvent survenir tant au stator qu'au rotor de la machine, citons leurs conséquences sur le comportement de la machine.

Afin de mieux situer notre travail, nous donnerons par la suite, un clin sur une commande tolérante pour la machine asynchrone défaillante, qui est considérée comme une résolution des problèmes de moins d'importance.

En effet, le chapitre suivant sera consacré à la commande vectorielle, qui nécessite la connaissance au préalable du modèle de la machine asynchrone.

CHAPITRE 02

MODÉLISATION ET COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

II.1. introduction :

En générale les machines réelles sont connues par leurs enroulements et leurs géométries propres trop complexe, pour se prêter à une analyse tenant compte de leurs configurations exactes, on doit donc développer pour chaque type un modèle dont le comportement soit le plus proche possible du modèle réel [4].

La modélisation des machines électriques est une phase primordiale pour l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part pour l'élaboration des lois de commande [5].

Pour obtenir le modèle d'un système, trois tâches doivent être accomplies [6]:

- Choisir le modèle.
- Déterminer ses paramètres.
- Et en fin vérifier sa validité.

Ce chapitre comportera deux parties, dans la première on donnera un modèle mathématique de la machine asynchrone à cage dans le plan triphasé puis biphasé selon la transformation de Park. L'alimentation de la machine est également modélisée, il s'agit d'un onduleur de tension commandé par la technique MLI. D'autre part, la deuxième partie sera consacrée à la commande vectorielle.

II.2. Généralités sur les machines asynchrones triphasées**II.2.1. Définition**

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique.

II.2.2. Description du modèle :

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, leurs axes sont distants entre eux d'un angle

électrique égale à $(2\pi/3)$. La structure du rotor peut être réalisée soit par un système triphasé à rotor bobiné ou à cage d'écurueil.

II.3. Modélisation du moteur asynchrone

II.3.1. Hypothèse simplificatrices

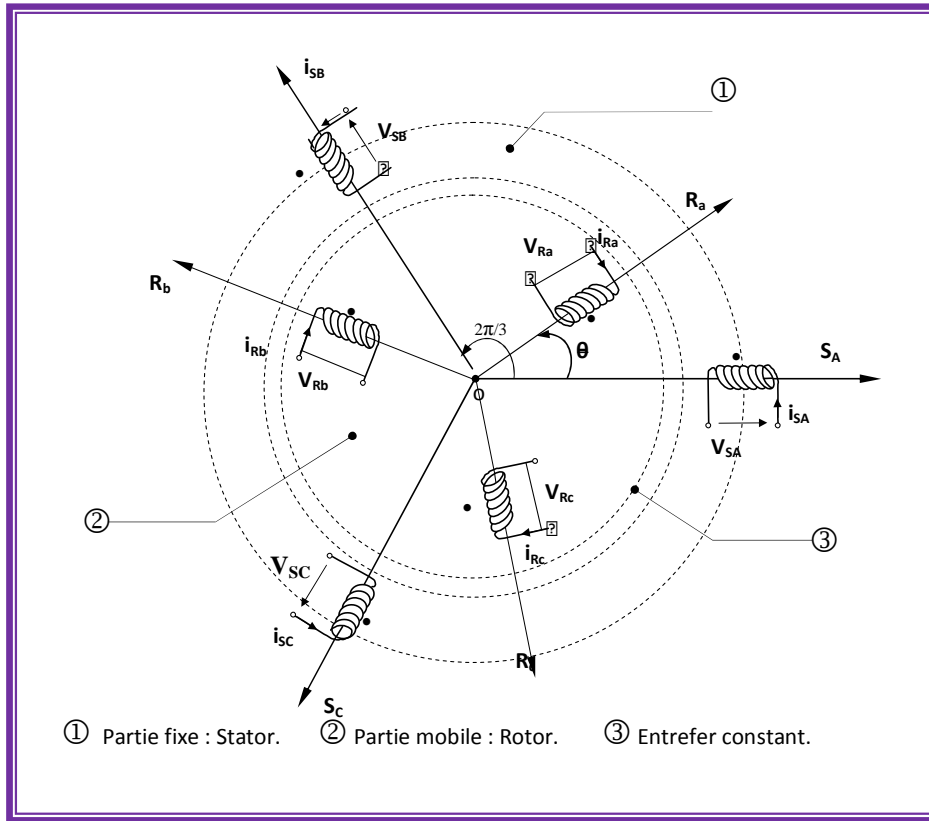
La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [7] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encochage est négligeable.
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

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

- L'additivité du flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques.

La machine est représentée à la figure (II.1) par ces six enroulements dans l'espace électrique, l'angle (θ) repère de l'axe de la phase rotorique de référence ($\vec{R}\bar{a}$) par rapport à l'axe fixe de la phase statorique de références ($\vec{S}\bar{a}$). Les flux sont comptés positivement selon les axes des phases.



Figure(II.1):Modèle d'une machine asynchrone triphasée.

II.3.2. Equation générale de la machine non saturée:

D'après les lois de Lenz et Faraday on déduit les équations électriques de la machine.

$$V=RI+\frac{d\Phi}{dt} \tag{II.1}$$

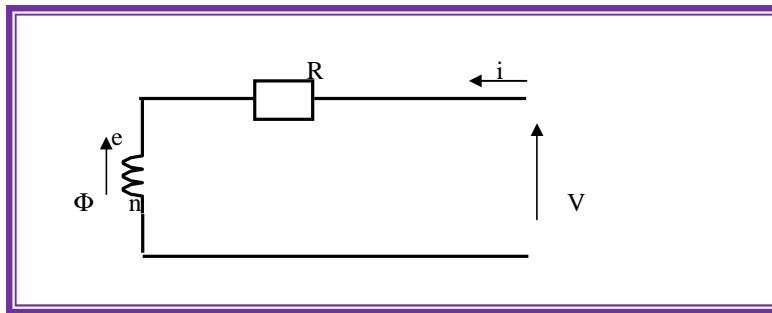


Figure (II.2) : modèle d'une phase avec f.é.m.

On déduit pour l'ensemble des phases statoriques :

$$[V_{sabc}] = [R_s] [I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (\text{II.2})$$

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Et pour les phases rotoriques:

$$[V_{rabc}] = [R_r] [I_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] \quad (\text{II.4})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Une matrice des inductances $[L(\theta)]$ établit la relation entre les flux et les courants; elle comporte 36 coefficients non nuls dont la moitié dépend du temps, par l'intermédiaire de θ (position du rotor).

Soit:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Où :

$$M_1 = M_{sr} \cos(\theta)$$

$$M_2 = M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3)$$

$$M_3 = M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3)$$

La matrice des flux réels fait apparaître quatre sous matrices d'inductances :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sabc} \\ \Phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sabc} \\ I_{rabc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

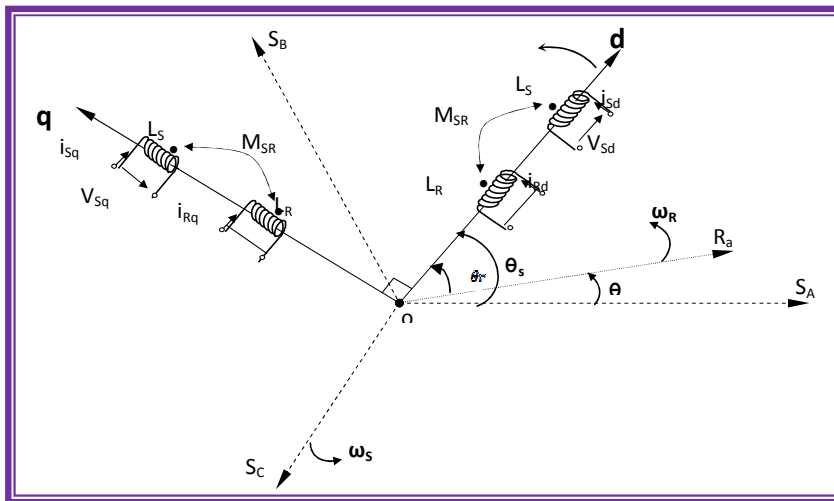
$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Finalement les tensions statoriques et rotoriques seront écrites sous la forme suivante:

$$\begin{cases} [Vsabc] = [Rs][Isabc] + \frac{d}{dt} \{ [Ls][Isabc] + [Msr][Iracb] \} \\ [Vrabc] = [Rr][Iracb] + \frac{d}{dt} \{ [Msr]^t [Isabc] + [Lr][Iracb] \} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

II.3.3. Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone triphasée:

La transformation de Park consiste à transformer un système triphasé (abc) en un système biphasé équivalent (dq), comme le montre la figure(II.3)



Figure(II.3): Référentiel tournant d'axes (d- q).

On a :

$$[Vabc] = [R] [Iabc] + \frac{d}{dt} [\Phi abc] \quad (\text{II.12})$$

$$R = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

La transformation linéaire $[p]$ est appliquée à l'équation précédente

$$[p]^{-1}[Vdqo]=[R][p]^{-1}[Idqo]+\frac{d}{dt}[[p]^{-1}[\Phi dqo]] \quad (\text{II.14})$$

Avec :

$$[p]=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta-\frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta+\frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta-\frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta+\frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Cette matrice est orthogonal, c'est-à-dire $[p(\theta)]^t = [p(\theta)]^{-1}$. La transformation de Park peut être appliquée sur les tensions, les courants et les flux.

En multipliant (II.14) par $[p]$:

$$[Vdqo]=[R][Idqo]+\frac{d}{dt}[\Phi dqo]+[p](\frac{d}{dt}[p]^{-1})[\Phi dqo] \quad (\text{II.16})$$

On démontre que :

$$[p](\frac{d}{dt}[p]^{-1})=\begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}\frac{d\theta}{dt} \quad (\text{II.17})$$

On obtient finalement le système des équations de Park. Qui constitue ainsi un modèle électrique dynamique pour l'enroulement diphasé équivalent :

$$\begin{cases} Vd = RId + \left(\frac{d\Phi d}{dt}\right) - \left(\frac{d\theta}{dt}\right)\Phi q \\ Vq = RIq + \left(\frac{d\Phi q}{dt}\right) + \left(\frac{d\theta}{dt}\right)\Phi d \\ Vo = RIo + \left(\frac{d\Phi o}{dt}\right) \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Pour la réduction de la matrice des inductances les transformations proposées établissent les relations entre les flux d'axe d, q, o et les flux d'axes a, b, c :

$$[\Phi_{sdqo}] = [p(\theta_s)] [\Phi_{sabc}] \text{ et } [\Phi_{rdqo}] = [p(\theta_r)] [\Phi_{rabc}] \quad (\text{II.19})$$

En développant les expressions des flux, elles deviennent :

a- au stator :

$$[\Phi_{sdqo}] = [p(\theta_s)] \left[[L_s] [Isabc] + [Msr] [Iracb] \right] \quad (\text{II.20})$$

Soit:

$$[\Phi_{sdqo}] = [p(\theta_s)] [L_s] [p(\theta_s)]^{-1} [Isdqo] + [p(\theta_s)] [Msr] [p(\theta_r)]^{-1} [Irdqo] \quad (\text{II.21})$$

b- au rotor :

$$[\Phi_{rdqo}] = [p(\theta_r)] \left[[Msr] [Isabc] + [Lr] [Iracb] \right] \quad (\text{II.22})$$

Soit:

$$[\Phi_{rdqo}] = [p(\theta_r)] [Msr] [p(\theta_s)]^{-1} [Isdqo] + [p(\theta_r)] [Lr] [p(\theta_r)]^{-1} [Irdqo] \quad (\text{II.23})$$

Après le calcul, on trouve :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{os} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r + 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Ids \\ Iqs \\ Ios \\ Idr \\ Iqr \\ Ior \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

$L_s = l_s - M_s$: Inductances cycliques statorique.

$L_r = l_r - M_r$: Inductances cycliques rotorique.

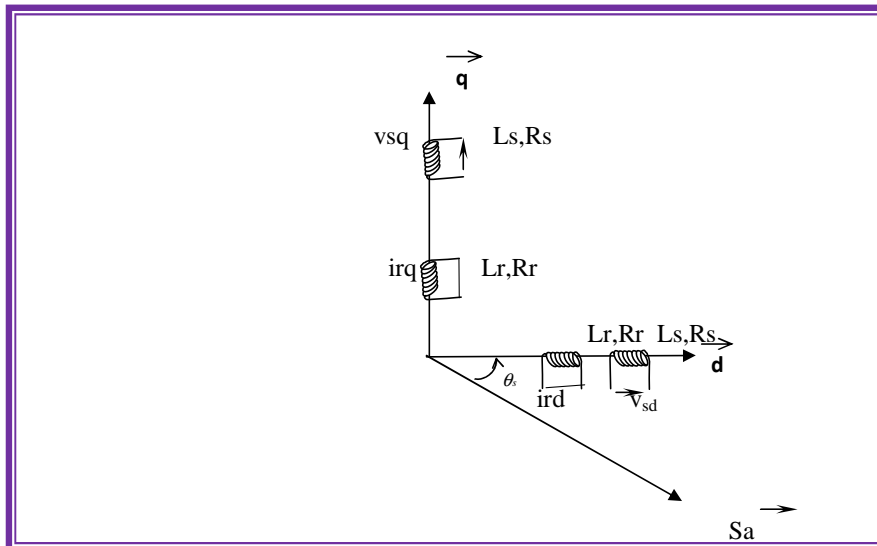
$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

Le mode habituel d'alimentation du stator et la structure des enroulements rotoriques conférant la nullité aux sommes des courants statoriques et de courants rotoriques, les composantes d'indice (o) sont nulles.

Dans ces conditions de fonctionnement en mode non dégradé, les flux d'axes d et q sont simplement définis par les trois paramètres constants L_s, L_r, M et reliés aux courants par la relation (II.25) :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

La substitution des enroulements fictifs S_d, S_q, R_d, R_q aux enroulements triphasés permet, par interprétation de leur représentation à la figure (II.4), une écriture rapide de l'équation (II.25).



Figure(II.4) : Représentation des enroulements fictifs d'axes d et q

Les équations de Park des tensions statoriques et rotoriques s'écrivent :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{dr} = 0 \end{array} \right. \quad (\text{II.26})$$

Dans le repère de Park (dq) tournant à la vitesse angulaire $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ l'équation (II.26) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \end{array} \right. \quad (\text{II.27})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (\text{II.28})$$

Avec les flux :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \end{array} \right. \quad (\text{II.29})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{II.30})$$

Nous avons exprimé les équations de la machine, mais il reste également le couple électromagnétique. Ce dernier peut être dérivé de l'expression de la co-énergie ou obtenu à l'aide d'un bilan de puissance.

II.3.4. Equations mécaniques [8] :

L'équation du couple et celle du mouvement s'écrivent :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad (\text{II.31})$$

$$\frac{J}{p} \frac{dW}{dt} = C_e - C_r - \frac{f}{P} W \quad (\text{II.32})$$

II.3.5. Définition des différents référentiels :

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axes d, q qui dépendent généralement des objectifs de l'application.

II.3.5.1. Référentiel fixe par rapport au stator :

Il se traduit par les conditions : $W_s = 0$; $W_r = -W$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + W \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - W \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (\text{II.33})$$

Ce référentiel est souvent nécessaire lors des études des variations importantes de la vitesse de rotation, d'une manière générale ; il est choisi pour étudier le régime transitoire du rotor [8].

II.3.5.2. Référentiel fixe par rapport au rotor :

Il se traduit par les conditions : $\omega_r = 0$; $\omega_s = \omega$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{II.34})$$

Ce référentiel est choisi de préférence en vue d'étudier des variations des grandeurs statoriques [8].

II.3.5.3. Référentiel fixe par rapport au champ tournant :

Il se traduit par la condition : $\omega_r = \omega_s - \omega$

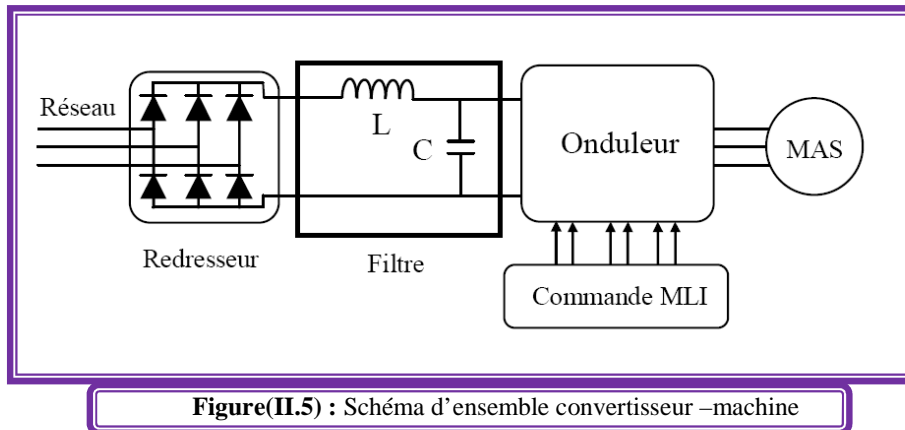
Les équations électriques prennent la forme :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_r \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_r \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (\text{II.35})$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduise pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent ; raison pour laquelle ce référentiel est utilisé en commande [8].

II.4. Modélisation de l'alimentation

La machine asynchrone est alimentée par onduleur de tension à modulation de la largeur d'impulsion (M.L.I.). L'alimentation continue de l'onduleur est fournie à partir du secteur (220V/380V) via un redresseur à diodes et un filtre LC figure (II.5).



Figure(II.5) : Schéma d'ensemble convertisseur –machine

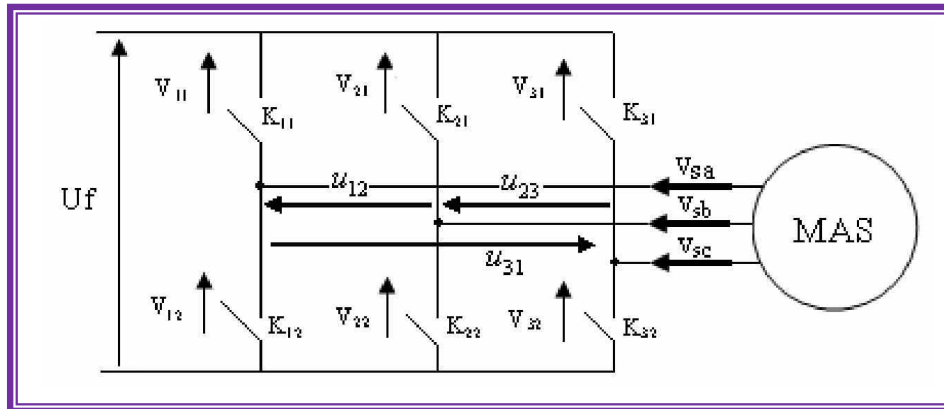
II.4.1. Modélisation de l'onduleur de tension

Le réglage de la vitesse du rotor d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et la tension statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et fréquence réglable en valeur instantanée.

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances.

Le principe de fonctionnement s'exprime par le séquençage imposé aux interrupteurs statiques qui réalisent la modulation de largeur des impulsions de tension appliquées aux enroulements statoriques de la machine.

Les trois cellules de commutation formant un onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant dans l'hypothèse réaliste de la conduction continue, on montre que chaque groupe transistor-diode, assemblés en parallèle forme un interrupteur (demi bras) bicommandable (commandé à l'ouverture et à la fermeture) chaque demi bras possède son complémentaire figure (II.6) [9].



Figure(II.6) : Représentation schématique d'un onduleur de tension

Fonction de connexion :

Chaque interrupteur K_{ci} ($c \in \{1,2,3\}; i \in \{1,2\}$) supposé idéaliser introduit une fonction de connexion.

f_{ci} : Le courant i_{ci} qui le traverse et la tension v_{ci} à ses bornes ont respectivement pour expression :

$$i_{ci} = f_{ci} i_{ci} \text{ Et } v_{ci} = (1 - f_{ci}) v_f$$

Avec :

$f_{ci} = 0$ Interrupteur ouvert.

$f_{ci} = 1$ Interrupteur fermé.

i_c : Courant commuté.

v_{ci} : Tension commuté.

Le courant i_c correspond aux courant dans la charge i_1, i_2 où i_3 et v_c à la tension U_f d'alimentation réalisée.

Chaque cellule est formé de deux interrupteurs, comme la considérée toujours continue, à un instant donné un seul de ces interrupteurs est fermé de sorte qu'il en résulte une liaison rigide entre leurs fonctions de connexion soit : $f_{c1} + f_{c2} = 1$

A partir des notations de la figure (II.6), on déduit aisément les expressions des tensions composées [9] :

$$u_{12} = v_{sa} - v_{sb} = v_{21} - v_{11}$$

$$u_{23} = v_{sb} - v_{sc} = v_{31} - v_{21} \quad (\text{II.36})$$

$$u_{31} = v_{sc} - v_{sa} = v_{11} - v_{31}$$

En introduisant les fonctions de connexion relative à chacun d'entre eux, il vient :

$$\begin{bmatrix} u_{12} \\ u_{23} \\ u_{31} \end{bmatrix} = \frac{U_f}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

Si on admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré, il on découle:

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \frac{U_f}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

II.5. Simulation et interprétation :**II.5.1. Simulation d'un moteur asynchrone:**

Pour le référentiel lié au stator on a l'équation (II.33):

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega \Phi_{dr} \end{cases}$$

A partir de (II.29) et (II.30) on a:

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{\Phi_{dr}}{L_r} - \frac{M}{L_r} I_{ds} \\ I_{qr} = \frac{\Phi_{qr}}{L_r} - \frac{M}{L_r} I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = \sigma L_s I_{ds} + \frac{M}{L_r} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qs} = \sigma L_s I_{qs} + \frac{M}{L_r} \Phi_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

On remplace (II.39) et (II.40) dans (II.33) on trouve

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \left(\sigma L_s I_{ds} + \frac{M}{L_r} \Phi_{dr} \right) \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \left(\sigma L_s I_{qs} + \frac{M}{L_r} \Phi_{qr} \right) \\ 0 = R_r \left(\frac{\Phi_{dr}}{L_r} - \frac{M}{L_r} I_{qs} \right) - \omega_r \Phi_{qr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r \left(\frac{\Phi_{qr}}{L_r} - \frac{M}{L_r} I_{ds} \right) + \omega_r \Phi_{dr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

Après arrangement on obtient:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{-R_t}{\sigma L_s} I_{ds} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \Phi_{dr} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} W_r \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{-R_t}{\sigma L_s} I_{qs} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} W_r \Phi_{dr} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} - W_r \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{qs} + W_r \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \end{array} \right. \quad (\text{II.42})$$

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad (\text{II.43})$$

$$\frac{dW}{dt} = \frac{p}{j} (C_e - C_r) - \frac{f}{j} W \quad (\text{II.44})$$

On note que :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad : \text{Coefficient de dispersion}$$

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

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad : \text{Constante de temps statorique}$$

$$R_t = R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}$$

La figure (II.7) présente les résultats de simulation, le moteur est alimenté par un système de tension délivrée par l'onduleur. Celui-ci est commandé par la technique MLI. A l'instant $t=1$ s nous avons appliqué un couple résistant $C_r = 3.5$ N.m. (les paramètres de la machine voir l'annexe A).

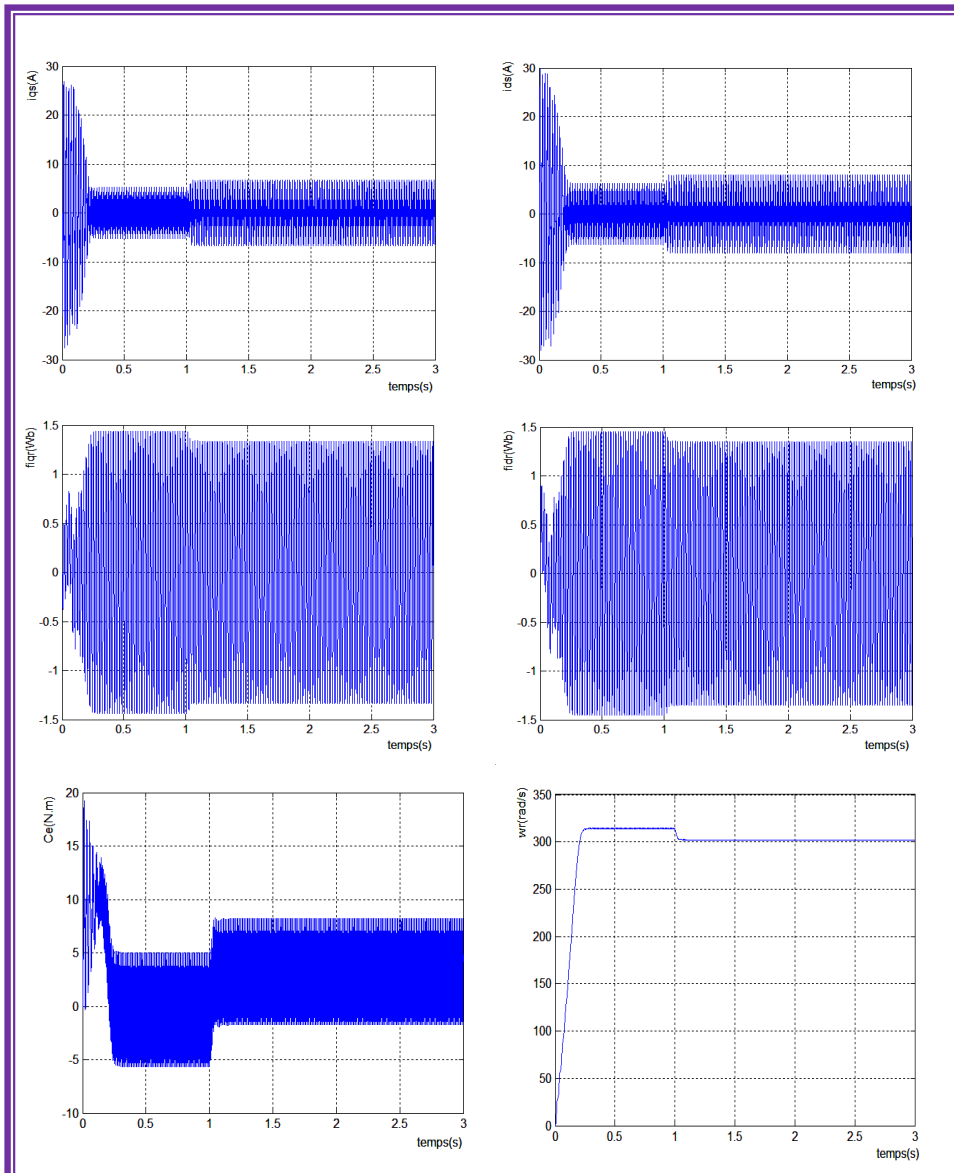


Figure (II.7): Simulation de l'association convertisseur-machine avec application d'une charge de (3.5N.m) à $t=1$ s.

II.5.2. Interprétation des résultats:**A vide :**

Les courants statoriques présentent des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de 25.7A jusqu'à 0.2s, après ce temps l'amplitude de ces oscillations est diminuée jusqu'à 2A.

La courbe du couple se présente aux premiers instants du démarrage une pulsation très importante, après 0.2s le couple tend vers zéro.

La courbe de vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ 0.25s la vitesse de rotation s'établit à 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 1.5wb.

En charge :

Avec $t \in [1\ 3]s$: nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant $C_r=3.5N.m$ à l'instant $t=1s$. Nous constatons que :

Le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant 3.5N.m appliqué.

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

La diminution du flux durant l'application de la charge ce qui prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.

Dans la première partie du chapitre, nous avons pu établir le modèle mathématique de la machine asynchrone avec son alimentation.

D'autre part nous avons constaté que lorsque le moteur est chargé sa vitesse de rotation chute, considérablement. Ceci nécessite sa régulation en particulier lorsqu'il s'agit d'un processus industriel exigeant une vitesse constante indépendamment de la variation de la charge.

Dans la partie suivante, nous allons exploiter le modèle établi précédemment pour étudier la régulation de vitesse de la machine asynchrone en utilisant la technique de la commande vectorielle.

II.6. La commande vectorielle :

La difficulté majeure rencontrée dans la commande de la machine asynchrone réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une d'elles se répercute sur l'autre. Par contre dans la machine à courant continu à excitation séparée, ces deux variables sont naturellement découplées, ce qui explique la relative simplicité de la commande de cette machine.[10]

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 continu [11].

Dans cette partie du 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.

II.6.1. 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 machine asynchrone est donnée par (II.43):

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds})$$

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'un repère lié au champ tournant, figure(II.8):

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II-45})$$

Le couple devient :

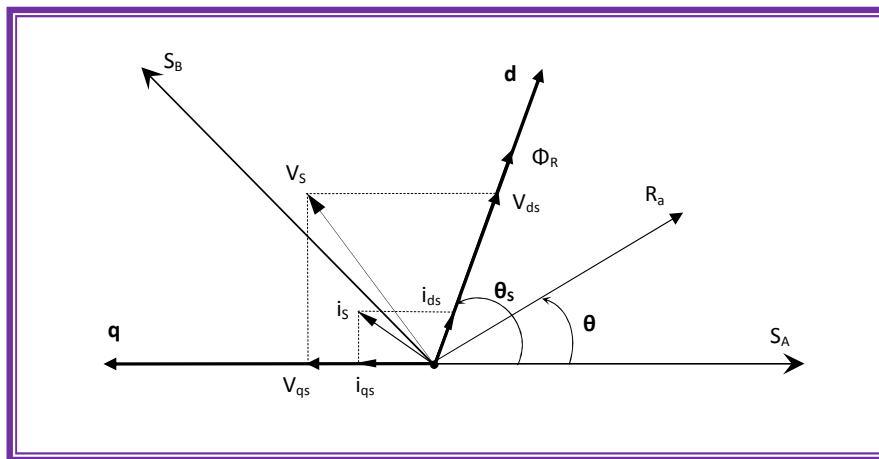
$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs}) \quad (\text{II-46})$$

Ou encore moyennant une constante K_t prés, C_e devient.

$$C_e = K_t' \cdot \Phi_{dr} \cdot I_{qs} \quad (\text{II-47})$$

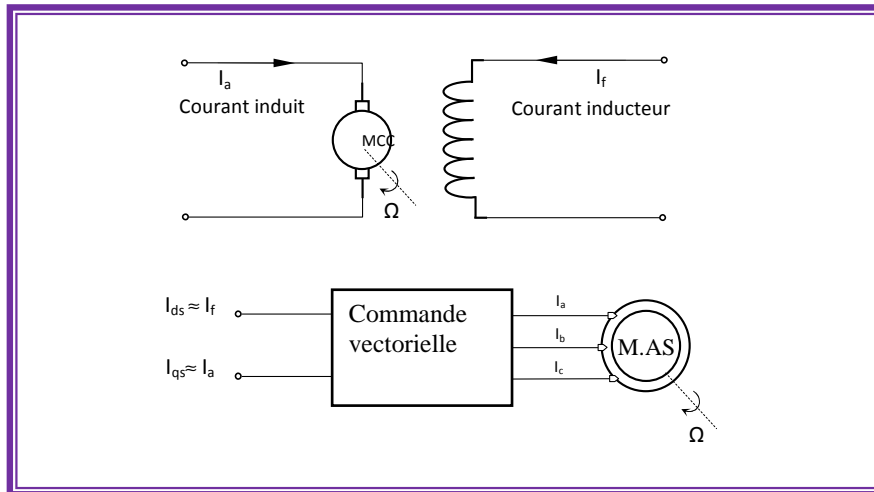
$$K_t' = p \frac{M}{L_r}$$

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



Figure(II.8) : 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 (II.9) 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.



Figure(II.9) : Principe de la commande découplée pour la MCC et la MAS

$$C_e = K_t \cdot I_a \cdot I_f \quad (\text{II-48})$$

$$C_e = K_t \cdot I_{qs} \cdot I_{ds} \quad (\text{II-49})$$

I_a , I_{qs} : Composantes de couple.

I_f , I_{ds} : Composantes de flux.

En effet, à partir de ces principes de base, de nombreuses variantes ont été présentées que l'on peut classer 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-46) dans ce sens, et pour avoir un fonctionnement à flux rotorique constant on a recours à un bloc

non linéaire dit bloc de défluxage, figure(II.10), ce dernier est défini par la fonction non-linéaire suivante :

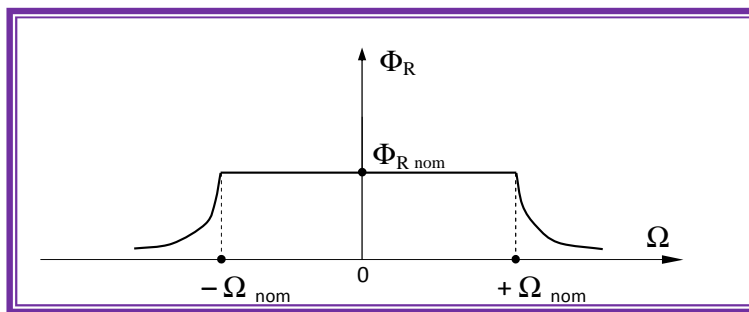
$$\begin{cases} \Phi_R^* = \Phi_{R \text{ nom}} & \text{Pour : } |\Omega| \leq \Omega_{\text{nom}} \cdot \\ \Phi_R = \frac{\Phi_{R \text{ nom}} \cdot \Omega_{\text{nom}}}{\Omega} & \text{Pour : } |\Omega| > \Omega_{\text{nom}} \cdot \end{cases} \quad (\text{II.50})$$

avec

Φ_R^* : Flux rotorique de référence ;

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

Ω_{nom} : Vitesse nominale de rotation.



Figure(II.10) : 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 [12].

II.6.2. Stratégie 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 [13]. En générale, deux sortes de commande sont utilisées ; celle dite indirecte et celle dite directe.

II.6.2.1. Commande vectorielle indirecte

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 [14].

II.6.2.2. Commande vectorielle directe

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 [12].

II.6.3. Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique :

La commande vectorielle utilisé dans cette partie de chapitre est une commande indirecte par orientation de flux rotorique.

Par rapport au schéma figure (II.11), il est intéressant d'ajouter des termes de découplage afin de rendre les axes d et q complètement indépendants. les performances qu'apporte ce découplage additionnel ont été montrées dans [15] et [16]. Ce découplage permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer les coefficients des régulateurs.

Nous pouvons alors représenter la machine par le schéma bloc suivant :

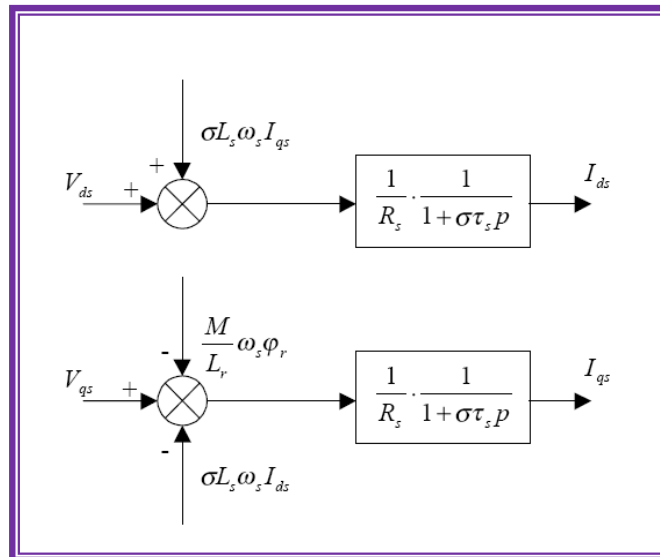
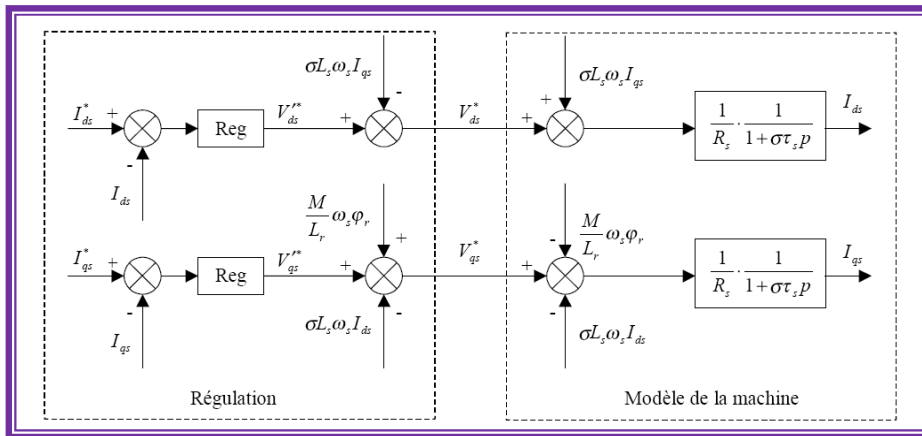


Figure (II .12) :Modèle de la machine

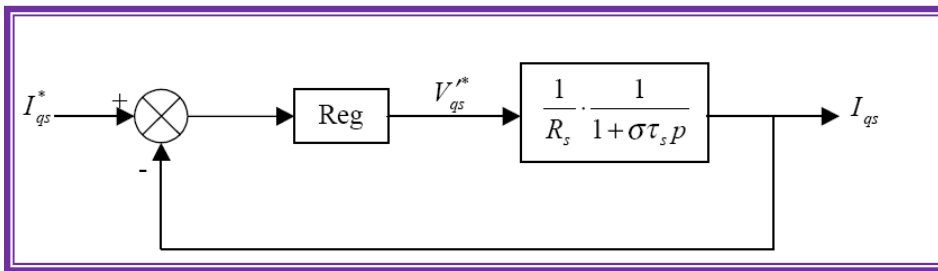
Les termes $\sigma L_s \omega_s I_{qs}$, $\sigma L_s \omega_s I_{ds}$ et $\frac{M}{L_r} \omega_s \phi_r$ correspondent aux termes de couplage entre les axes d- q.

Une solution consiste à ajouter des tensions identiques mais de signes opposés à la sortie des régulateurs de courant de manière à séparer les boucles de régulation d'axe d et q comme le montre la figure(II.13)



Figure(II.13) :Découplage par addition des termes compensation

On aboutit alors au schéma bloc simple et identique pour les deux axes :



Figure(II.14) :Boucle Iqs après découplage

Ce type de découplage est dit statique par opposition à un découplage dynamique qui introduit une matrice de découplage à la sortie des régulateurs.

II.6.3.2. Régulation :

II.6.3.2.1. Description :

Pour les réglages industriels, quelques structures de base sont introduites, comme le réglage classique, le réglage d'état, le réglage par mode glissement et le réglage en cascade.

Dans le cas de notre étude nous représentons le réglage classique avec des régulateur proportionnel-intégral (PI). Il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne.

II.6.3.2.2. Régulation des courants :

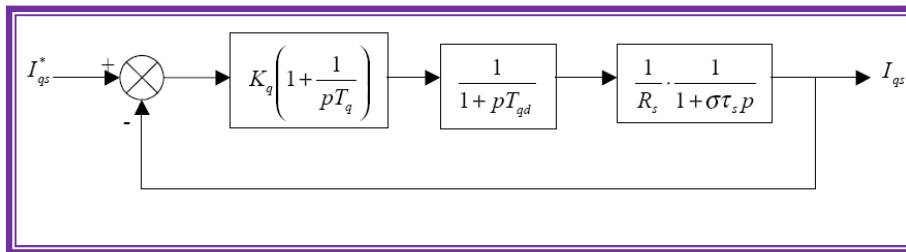
Nous représentons les retards des convertisseurs statique (onduleur MLI), de la boucle de régulation et du temps de conversion analogique/digitale par un retard pur : $e^{-pT_{qd}}$

T_{qd} représente le délai sur l'axe q ; $T_{qd}=T_{MLI}+T_{Reg-Iqs}$.

Ce retard sera approximé par une fonction de transfert du premier ordre :

$$e^{-pT_{qd}} \approx \frac{1}{1+pT_{qd}}, \text{ généralement } T_{qd}=300\mu\text{s.}$$

Le schéma bloc devient :



Figure(II.15) :Boucle de régulation du courant Iqs

La fonction de transfert en boucle ouverte (B.O) est :

$$G_{oi} = K_q \frac{1+pT_q}{pT_q} \cdot \frac{1}{1+pT_{qd}} \cdot \frac{1/R_s}{1+p\sigma\tau_s} \quad (\text{II.56})$$

On peut utiliser T_q pour éliminer le pôle le plus lent, puis calculer K_q selon le critère sur la réponse harmonique méplate [17]. Cela permet d'avoir une réponse rapide avec un minimum de dépassement et une bonne stabilité du système.

$$T_q = \sigma\tau_s$$

$$G_{oi} = \frac{K_q}{R_s} \cdot \frac{1}{p\sigma\tau_s(1+pT_{qd})} \quad (\text{II.57})$$

La fonction de transfert en boucle fermée (B.F) devient :

$$G_{fi} = \frac{K_q}{R_s \sigma \tau_s T_{qd}} \cdot \frac{1}{p^2 + 2p \frac{1}{2T_{qd}} + \frac{K_q}{R_s \sigma \tau_s T_{qd}}} = \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2p\xi\omega_0 + \omega_0^2} \quad (\text{II.58})$$

Avec :

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_s \sigma \tau_s}{K_q T_{qd}}}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{K_q}{R_s \sigma \tau_s T_{qd}}}$$

Pour un amortissement $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$, lors d'un échelon sur la consigne, on a un dépassement de 4.3%.

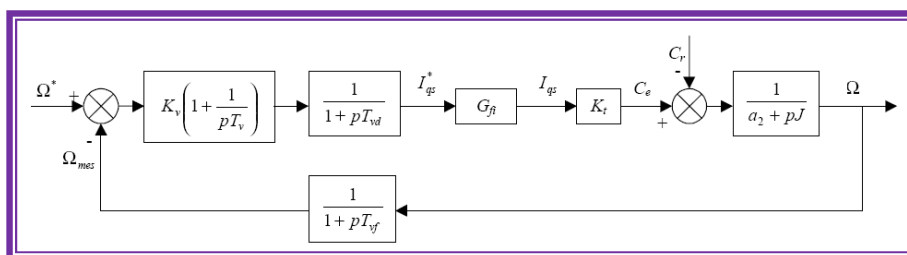
D'où :

$$K_q = \frac{R_s \sigma \tau_s}{2T_{qd}} = \frac{\sigma L_s}{2T_{qd}}$$

$$T_q = \sigma \tau_s = \frac{\sigma L_s}{R_s}$$

II.6.3.2.3. Régulation de vitesse :

Le schéma bloc de régulation de vitesse est le suivant :



Figure(II .16) :Boucle de régulation de la vitesse, structure PI

Avec :

K_v, T_v : coefficients du PI.

T_{vd} : délai dans la boucle de vitesse.

T_{vf} : délai introduit par le filtrage de la vitesse.

$K_t = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} \Phi_r^*$: constante du couple électromagnétique.

La fonction de transfert en boucle ouverte par rapport à la consigne :

$$G_{ov} = K_v \frac{1+pT_v}{pT_v} \cdot \frac{1}{1+pT_{vd}} \cdot \frac{\omega_0^2}{p^2+2p\xi\omega_0+\omega_0^2} \cdot \frac{1}{1+pT_{vf}} \cdot \frac{K_t}{a_2+pJ} \quad (\text{II.59})$$

Et en boucle fermée :

$$G_{vf} = (1 + pT_{vf}) \cdot \frac{G_{ov}}{1+G_{ov}} \quad (\text{II.60})$$

[On trouve les coefficients de régulateur de vitesse dans le référence \[17\]](#)

Mis en forme : Couleur de police :
Automatique

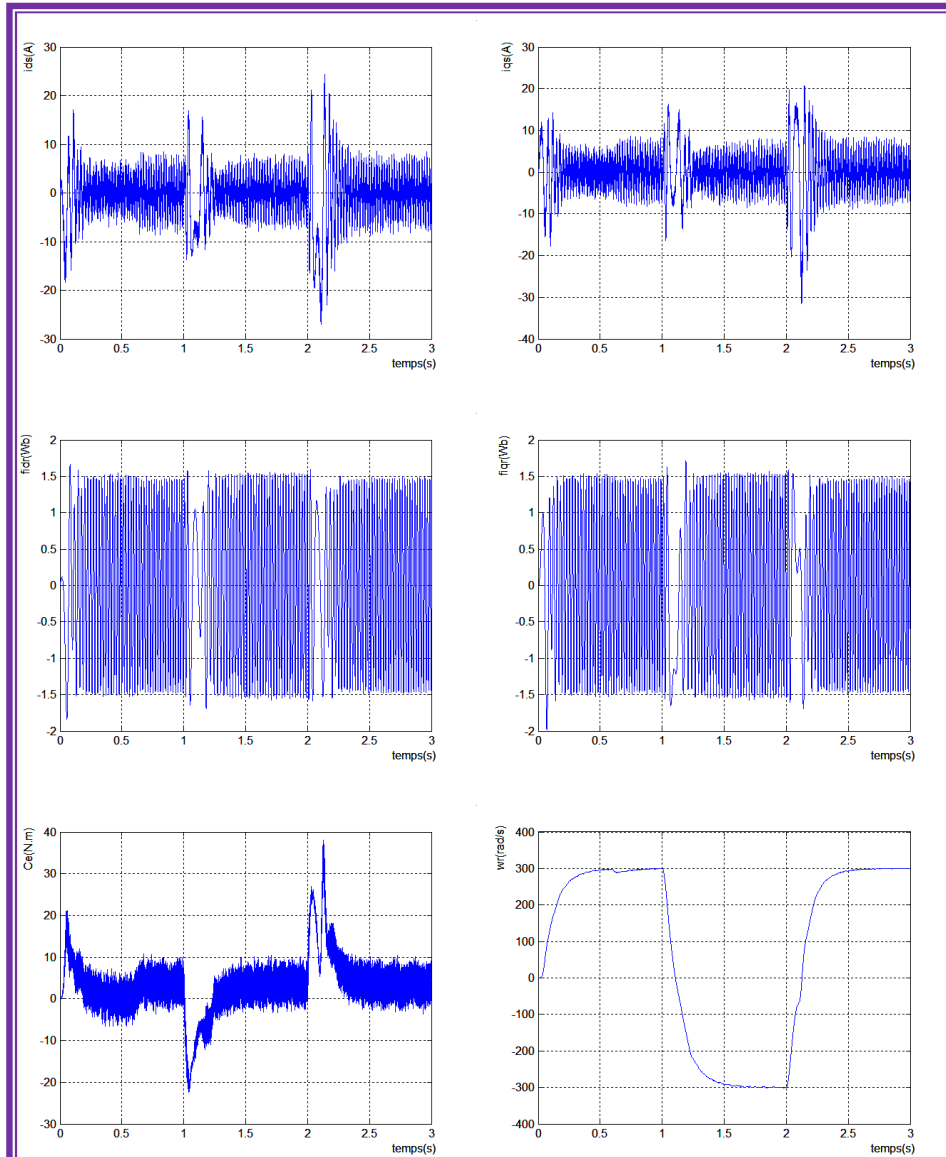
II.6.4. Simulation de l'association convertisseur-machine et commande :**II.6.4.1. Résultats de simulation :**

Figure (II.17) : Résultats de simulation de la commande vectorielle sur convertisseur-machine avec variation de vitesse.

II.6.4.2. Interprétations des résultats :

La figure (II.17) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge avec variation de vitesse, cette figure montre avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire stabilisée par la valeur de vitesse de référence.

Après l'application de charge ($C_r = 3.5 \text{ N.m}$ à $t = 0.6 \text{ s}$), la courbe présente une chute dans sa valeur puis se stabilise à sa valeur de référence (300 rad/s), le courant statorique suit la variation de la charge.

Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis tend vers zéro après l'application de la charge, il atteint la valeur de couple résistant.

Pour la variation de la vitesse dans la même figure, qui est le test de l'inversion du sens de rotation avec une charge, les résultats montrent que la réponse en vitesse suit parfaitement la consigne avec un même temps de réponse et une erreur nulle. Cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux, et le couple électromagnétique.

On remarque que le système répond positivement à ce test, La vitesse suit sa nouvelle référence, le couple subit un pic de transition lors de passage au mode des sous vitesses puis regagne sa valeur sans erreur.

II.7. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone dans le système d-q (modèle de Park). Ensuite, nous avons appliqué sur cette machine la commande vectorielle indirecte. Cette dernière sera appliquée encore sur la même machine mais en présence des défauts. En effet, le chapitre suivant sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone dans le système classique (triphase) en vue d'étudier les défauts statoriques de cette dernière.

CHAPITRE 03

MODÉLISATION DE LA MAS EN VUE D'ÉTUDE DES DÉFAUTS STATISTIQUES

III.1. Introduction

Dans ce chapitre nous allons présenter une autre méthode de modélisation de la machine asynchrone, cette méthode prend en considération les défauts statoriques de la machine. Un système d'équations différentielles décrivant la machine asynchrone tel quelle(système triphasé).

Cette modélisation nécessite une étude précise et rigoureuse des signatures des défauts de la machine asynchrone.

L'objectif de ce chapitre est de développer un modèle triphasé qui sera capable de prédire les performances de la machine asynchrone en régime de défauts.

III.2. Modélisation de la machine asynchrone en régime normal [18] :

III.2.1. Modèle triphasé équivalent d'une machine asynchrone :

La modélisation classique d'une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor bobiné (si la machine est à cage, on peut considérer le bobinage triphasé équivalent), repose sur les hypothèses classiques mentionnées dans le deuxième chapitre.

Sous ces hypothèses ; la machine peut être modélisée par les équations suivantes :

$$\begin{cases} [Us] = [Rs][Is] + [P\Phi_s] & \text{(III.1)} \\ [0] = [Rr][Ir] + [P\Phi_r] & \text{(III.2)} \end{cases}$$

$$\begin{cases} [\Phi_s] = ([M_{ss}] + [L_{sf}])[Is] + [M_{sr}][Ir] & \text{(III.3)} \\ [\Phi_r] = [M_{rs}][Is] + ([M_{rr}] + [L_{rf}])[I_r^s] & \text{(III.4)} \end{cases}$$

Où

- P désigne l'opérateur différentiel

Les variables $[Us] = \begin{bmatrix} U_{sa} \\ U_{sb} \\ U_{sc} \end{bmatrix}$, $[Is] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}$, $[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix}$ représentent les tensions, les courant, et les flux au stator.

Les variables $[Ir] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}$, $[\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$ représentent les courants et les flux au rotor.

Les inductances sont données par les expressions suivantes :

$$[L_{sf}] = \begin{bmatrix} L_{sf} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sf} & 0 \\ 0 & 0 & L_{sf} \end{bmatrix}$$

$$[M_{ss}] = M_s \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ -1/2 & 1 & -1/2 \\ -1/2 & -1/2 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

Avec :

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

La résistance de chaque phase statorique est proportionnelle au nombre de spires utiles. On écrit alors :

La matrice des résistances statoriques $[R_s]$ est donnée par :

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Lorsque le moteur tourne, les coefficients des matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ ne sont pas constants, ils varient en fonction de l'angle θ , position angulaire entre le rotor et le stator. Ceci rend le modèle triphasé équivalent difficilement utilisable tant en commande qu'en surveillance, dans l'approche qui suit une transformation mathématique est appliquée sur les équations du modèle précédent afin de rendre l'ensemble calculable en ligne.

III.2.2. Définitions de la matrice de transformation:

Le champ magnétique créé par le courant circulant au rotor a la même pulsation que celui créé par le courant circulant au stator. Ainsi, le champ magnétique créé par un courant statorique fictif. La relation entre ce courant fictif et le courant rotorique est donné par une transformation mathématique. En utilisant cette transformation l'ensemble des variables du rotor (flux et courants) peuvent être changées en nouvelles variables ayant la

même pulsation que les variables du stator. Ainsi, tous les paramètres du modèle seront indépendants de la position angulaire θ la transformation est donné par la matrice suivante :

$$[T] = \begin{bmatrix} \cos \theta + \frac{1}{2} & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} \\ \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} & \cos \theta + \frac{1}{2} & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} \\ \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} & \cos \theta + \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

On montre facilement que cette matrice est orthogonale :

$$[T]^{-1} = [T]^T \quad (\text{III.6})$$

III.2.3. Transformation des équations du modèle triphasé [18]

Considérant l'équation (III.3) en introduisant la matrice T comme suit:

$$[\Phi_s] = [M][I_s] + [M_{sr}][I_r] = [M][I_s] + [M_{sr}][T^{-1}][T][I_r] \quad (\text{III.7})$$

Ceci conduit à :

$$[\Phi_s] = [M][I_s] + [M_{sr}^s][I_r^s] \quad (\text{III.8})$$

$$\text{Où } [M_{sr}^s] = [M_{sr}][T]^{-1}$$

$$[I_r^s] = [T][I_r] \quad (\text{III.9})$$

Avec :

$$[M_{sr}^s] = \begin{bmatrix} M & -M/2 & -M/2 \\ -M/2 & M & -M/2 \\ -M/2 & -M/2 & M \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

En multipliant à gauche par $[T]$ l'équation (III.4) on obtient :

$$[T][\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + [T][M_r][T]^{-1}[T][I_r] \quad (\text{III.11})$$

Qui peut être réécrit :

$$[\Phi_r^s] = [M_{rs}^s][I_s] + [M_r^s][I_r^s] \quad (\text{III.12})$$

Où

$$\left\{ \begin{array}{l} [M_{rs}^s] = [M_{rs}][T] \\ [M_r^s] = [T]^{-1}[M_r][T] \\ [\Phi_r^s] = [\Phi_r][T] \\ [I_r^s] = [I_r][T] \end{array} \right. \quad (\text{III.13})$$

On peut facilement montrer que les deux propriétés suivantes satisfaites

$$[M_{rs}^s] = [M_{sr}^s]^T \quad (\text{III.14})$$

$$[M_r^s] = [M_r] \quad (\text{III.15})$$

Considérant maintenant l'équation (III.2)

$$[0] = [R_r][I_r] + P[\Phi_r]$$

De manière équivalent, on à

$$[0] = [R_r][T]^{-1}[T][I_r] + P([T][T]^{-1}[\Phi_r]) \quad (\text{III.16})$$

En multipliant à gauche par $[T]$ on obtient

$$[0] = [R_r][T]^{-1}[I_r][T] + [T]P([T][T]^{-1}[\Phi_r]) \quad (\text{III.17})$$

$$[0] = [R_r][I_r^s] + [T]P([T]^{-1})[\Phi_r^s] + P[\Phi_r^s] \quad (\text{III.18})$$

Cette équation peut être écrite sous la forme

$$[0] = [R_r][I_r^s] + (1 - s)w_N[K_{rs}^{sp}] + P[\Phi_r^s] \quad (\text{III.19})$$

Où

$$[K_{rs}^{sp}] = \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3}/3 & -\sqrt{3}/3 \\ -\sqrt{3}/3 & 0 & \sqrt{3}/3 \\ \sqrt{3}/3 & -\sqrt{3}/3 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.20})$$

Les équations (III.1), (III.19), (III.8), (III.12) représentent un nouveau modèle triphasé dans lequel tous les paramètres peuvent être calculés en ligne.

$$[U_s] = [R_s][I_s] + [P\Phi_s]$$

$$[0] = [R_r][I_r^s] + (1 - s)w_N[K_{rs}^{sp}][\Phi_r^s] + P[\Phi_r^s]$$

$$[\Phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}^s][I_r^s]$$

$$[\Phi_r^s] = [M_{rs}^s][I_s] + [M_r^s][I_r^s]$$

Puisque $[M_r^s]$ est une matrice de rang plein, elle est inversible. A partir de (III.12) nous obtenons

$$[I_r^s] = [M_r^s]^{-1}([Φ_r^s] - [M_{rs}^s][I_s]) \quad (III.21)$$

En substituant cette expression dans l'équation (III.19), on obtient

$$[0] = [R_r][M_r^s]^{-1}([Φ_r^s] - [M_{rs}^s][I_s]) + (1 - s)w_N[K_{rs}^{sp}][Φ_r^s] + P[Φ_r^s] \quad (III.22)$$

Ce qui est équivalent

$$[0] = ([R_r][M_r^s]^{-1} + (1 - s)w_N[K_{rs}^{sp}])[Φ_r^s] - [R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s][I_s] + P[Φ_r^s] \quad (III.23)$$

En substituant l'expression de l'équation (III.21) dans l'équation (III.8), on obtient

$$[Φ_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([Φ_r^s] - [M_{rs}^s][I_s]) \quad (III.24)$$

Qui est équivalent à

$$[Φ_s] = ([M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[Φ_r^s] \quad (III.25)$$

En utilisant (III.25) et (III.1) il vient:

$$[U_s] = [R_s][I_s] + P([M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s] + P[M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[Φ_r^s] \quad (III.26)$$

Ce qui donne

$$[U_s] = [R_s][I_s] + ([M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])P[I_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}P[Φ_r^s] \quad (III.27)$$

A partir de (III.23) on obtient:

$$P[Φ_r^s] = [R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s][I_s] + ([R_r][M_r^s]^{-1}(1 - s)w_N[K_{rs}^{sp}])[Φ_r^s] \quad (III.28)$$

Ce qui donne en utilisant (III.28) et (III.27)

$$[U_s] = [R_s][I_s] + ([M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])P[I_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s][I_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1}(1 - s)w_N[K_{rs}^{sp}])[Φ_r^s]) \quad (III.29)$$

Ce qui conduit à :

$$\Gamma P[I_s] = [U_s] - ([R_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1} + (1-s)w_N[K_{rs}^{sp}])[\Phi_r^s] \quad (III.30)$$

Avec

$$\Gamma = [M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s] \quad (III.31)$$

Finalement; nous obtenons

$$P[I_s] = \Gamma^{-1}([U_s] - ([R_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s]) + \Gamma^{-1}[M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1} + (1-s)w_N[K_{rs}^{sp}])[\Phi_r^s] \quad (III.32)$$

Les équations (III.28) et (III.32) représentent le modèle triphasé de la machine asynchrone.

III.2.4. Equations mécaniques :

L'équation de mouvement est donnée par:

$$\frac{dw}{dt} = \frac{p}{j}(C_e - C_r) - \frac{f}{j}w \quad (III.33)$$

Le couple est donné par l'expression suivante :

$$[C_e] = P \frac{M_{sr}}{L_r} ([I_s] \wedge [\Phi_r])$$

$$C_e = P \frac{M_{sr}}{L_r} [(i_{sb}\Phi_{rc} - i_{sc}\Phi_{rb}) - (i_{sa}\Phi_{rc} - i_{sc}\Phi_{ra}) + (i_{sa}\Phi_{rb} - i_{sb}\Phi_{ra})] \quad (III.34)$$

III.3. Simulation de la machine asynchrone dans le régime normal :

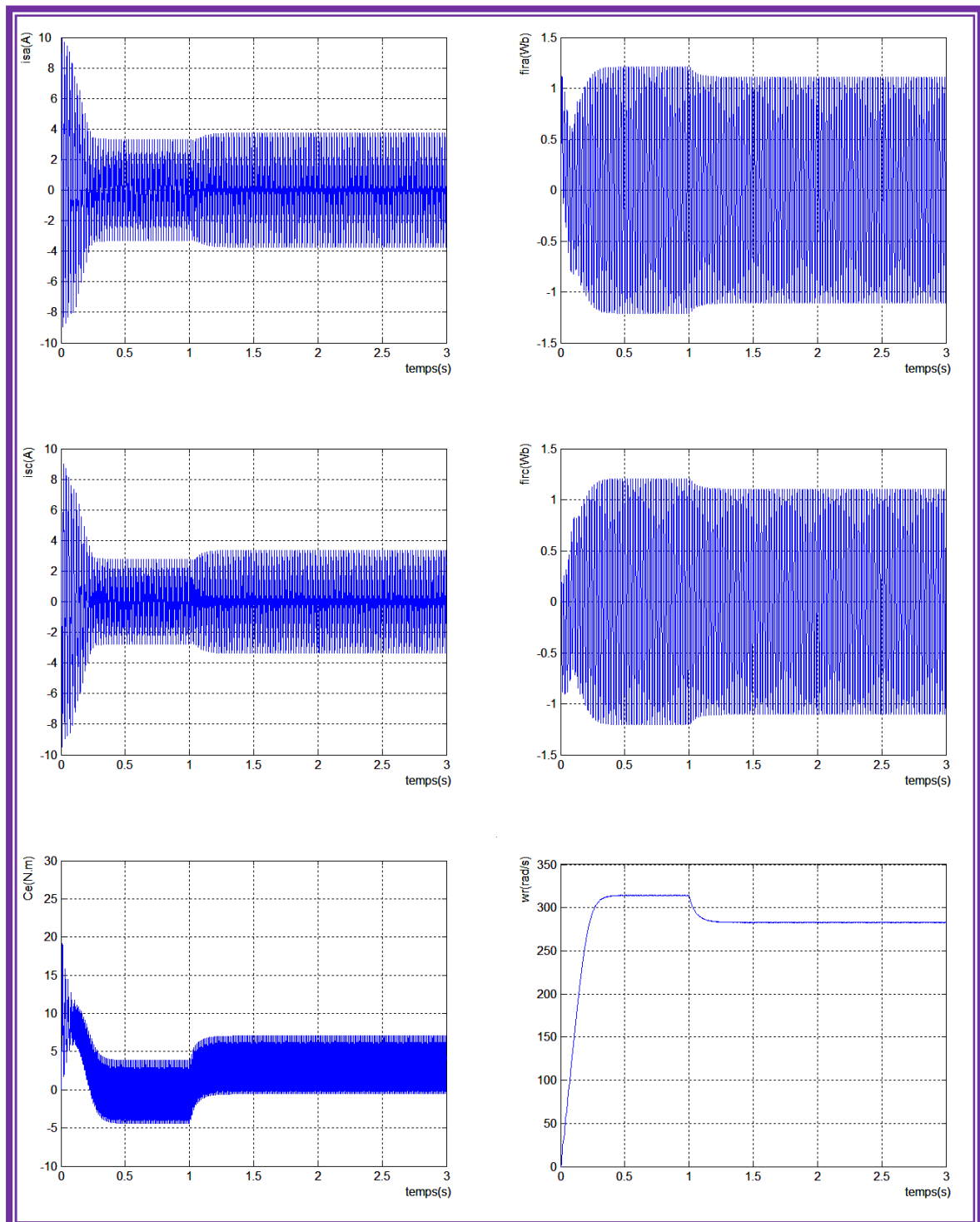
Le modèle utilisé est celui représenté par les équations (III.28), (III.32), (III.33) et (III.34) (machine représentée par les courants statoriques, la vitesse et le couple électromécanique).

Les équations de ce modèle sont représentées dans l'annexe (B).

III.3.1. Résultats de simulation :

Dans la figure (III.1) qui suit on présente les résultats de la simulation, où on a associé l'onduleur avec la machine.

A l'instant $t = 1$ s nous avons appliqué un couple résistant $C_r = 3.5$ N.m



Figure(III.1) : Résultats de simulation convertisseur-machine (système triphasé).

III.3.2. Interprétations des résultats :

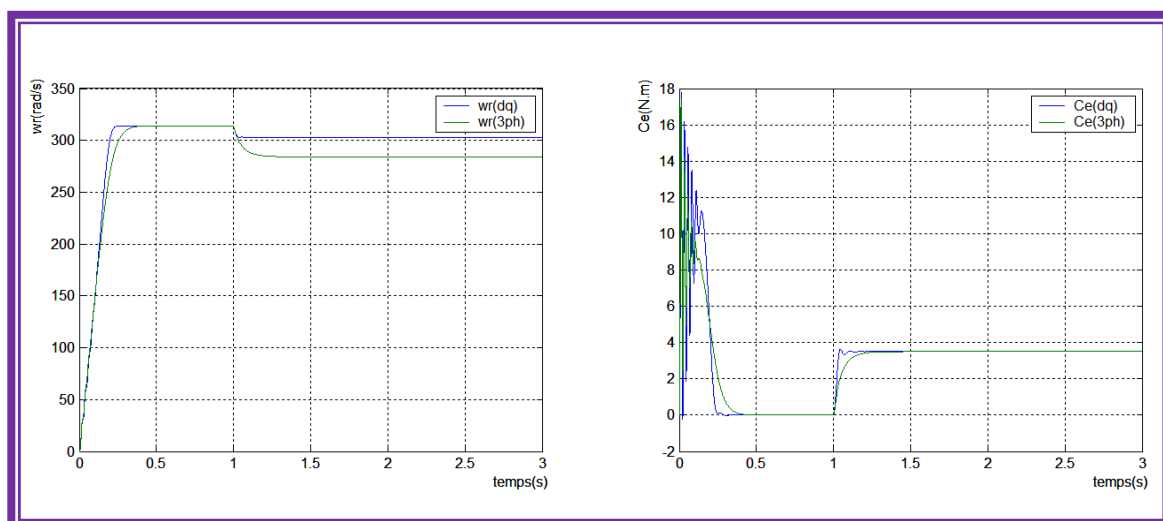
Lors de démarrage, un fort appel de courant ou il présente des dépassements excessifs mais il disparaît rapidement au bout de quelques alternances pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante, après l'application de la charge on constate une légère augmentation du courant. Ce dernier est nécessaire à développer un fort couple aux premiers instants de démarrage. Ce couple tend vers zéro, après l'application de la charge, il atteint la valeur de couple résistant. On constate qu'au démarrage, il y a un accroissement presque linéaire de l'allure de la vitesse, celle-ci tend vers un régime établi. L'application de la charge, ($C_r = 3.5 \text{ N.m}$) provoque une diminution de la vitesse de rotation de même pour le flux rotorique.

III.4. Comparaison entre le système biphasé (d-q) et le système triphasé :

Dans cette partie du chapitre, nous avons fait une comparaison entre le modèle triphasé et celui obtenu dans le deuxième chapitre (modèle biphasé). Afin d'obtenir des résultats moins oscillantes, nous avons alimenté la machine par le réseau directement dans les deux modèles, ce qui permet d'observer clairement la différence entre les deux cas.

Nous avons comparé entre le couple et la vitesse du modèle biphasé et les mêmes du modèle triphasé.

III.4.1. Résultats de simulation :



Figure(III.2) : Résultats de simulation pour la comparaison des deux systèmes.

III.4.2. Interprétations des résultats :

Les résultats de simulation de couple et de la vitesse du modèle biphasé sont presque similaires à ceux du modèle triphasé.

A vide :

La vitesse du modèle biphasé atteint sa valeur de synchronisme plus rapide que celle du modèle triphasé.

Pour le couple électromagnétique on constate que dans le modèle d-q se stabilise plus rapide que celui du modèle triphasé.

En charge :

Légère diminution de la vitesse du modèle biphasé et un peu plus de celle du modèle triphasé.

Le couple électromagnétique du modèle biphasé compense plus rapide le couple résistant.

III.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, le modèle triphasé sous sa forme classique de la machine asynchrone a été obtenu. Chose qui permet de représenter le comportement des machines asynchrone que le stator soit équilibré ou pas et de simuler les défauts statoriques tels que la coupure d'une phase et les court-circuits entre spires d'une même phase. Par contre pour le modèle biphasé même s'il est plus rapide à cause de la simplicité de ses équations on ne peut pas simuler les défauts qui apparaissent dans le stator.

Par conséquent, dans le chapitre suivant on aura la possibilité d'appliquer la commande vectorielle (utilisée dans le chapitre précédent) en présence des défauts statorique en utilisant le modèle obtenu dans ce chapitre (c'est-à-dire le bloc de commande qui a été utilisé sur la machine dans le système biphasé, est le même qui va être appliqué sur la machine dans le système triphasé, mais cette fois-ci en présence des défauts statoriques).

CHAPITRE 04

APPLICATION DE LA COMMANDE SUR LA MAS EN PRÉSENCE DES DÉFAILLANCES

IV.1. Introduction :

Une défaillance dans la machine peut causer des dégâts considérables dans l'unité de production. Cependant, de nombreux travaux ont été publiés sur les différents défauts de la machine asynchrone. Actuellement, la disponibilité d'un modèle de simulation de la machine asynchrone en situation de défauts est devenue quelque chose de très intéressant.

D'après les résultats obtenus dans les chapitres précédents, il a été constaté que les modèles obtenus (dans le système d-q et le système classique) se comportent de la même manière. Ainsi que les changements externes de la machine influent de la même manière sur les deux modèles obtenus. A cet effet, dans ce chapitre nous allons appliquer la commande vectorielle (qui a été utilisée pour le modèle d-q dans le deuxième chapitre) sur le modèle triphasé obtenu dans le troisième chapitre. Toutefois, dans cette partie nous allons tout d'abord modéliser la machine en présence des défauts statoriques.

IV.2. Défaillances des circuits électriques statoriques :

L'apparition d'un défaut au niveau des circuits électriques statoriques de la machine asynchrone peut avoir des origines diverses. Nous pouvons citer, par exemple, les défauts de type courts-circuits inter-spores qui apparaissent à l'intérieur des encoches statoriques. Ce type de défaut peut être causé par une dégradation des isolants des spores du bobinage statorique. Nous pouvons citer aussi les courts-circuits apparaissant entre une phase et le neutre, entre une phase et la carcasse métallique de la machine ou encore entre deux phases statoriques. Ces défauts ont le plus souvent une origine mécanique. En effet, des vibrations excessives peuvent mener à un desserrement des boulons de la plaque à bornes de la machine créant ainsi le court-circuit. Une cosse mal serrée à la jonction du câble d'alimentation et des bornes de la machine peut être à l'origine d'une ouverture de phase. Le défaut le plus couramment rencontré reste encore la fusion d'un fusible de protection.[19]

Même si les vibrations des conducteurs d'encoches et les divers frottements qui en résultent, suite à de grandes sollicitations de la machine, accélèrent l'usure des isolants, il reste que le facteur principal de vieillissement est l'échauffement anormal des bobinages. En effet, pour les machines fonctionnant en milieu hostile, poussière et humidité viennent se déposer : pour les machines fermées entre les ailettes extérieures, et pour les machines ouvertes au niveau des têtes de bobines, affaiblissant ainsi l'isolation électrique et court-circuitant du fait les conducteurs.

Le court-circuit de spires est donc le défaut le plus nuisible et le plus fréquemment rencontré au stator, même si les risques d'ouverture de phase (conducteur coupé) demeurent physiquement réalisables. L'augmentation de la température qui s'en suit entraîne la destruction en cascade des isolants et par effet cumulatif, la destruction complète de la machine. [20]

IV.3. Modélisation de la machine en régime anormal :[18]

IV.3.1. Modèle triphasé équivalent d'une machine asynchrone déséquilibré au stator :

$$\begin{cases} [U_s] = [R_s][I_s] + [P\Phi_s] \\ [0] = [R_r][I_r] + [P\Phi_r] \end{cases}$$

$$\begin{cases} [\Phi_s] = ([M_{ss}] + [L_{sf}])[I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + ([M_{rr}] + [L_{rf}])[I_r] \end{cases}$$

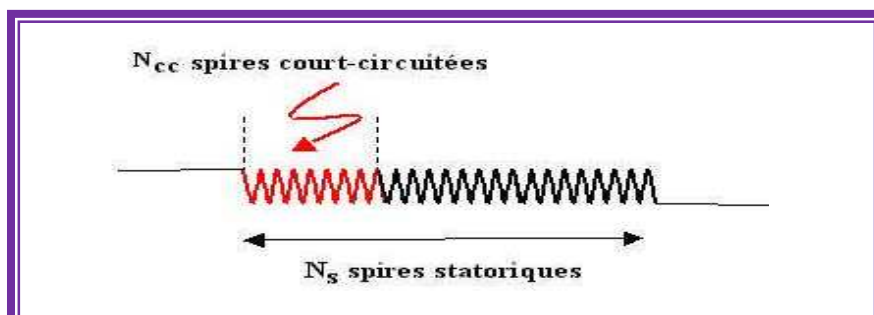
Où

- P désigne l'opérateur différentiel

Les variables $[U_s] = \begin{bmatrix} U_{sa} \\ U_{sb} \\ U_{sc} \end{bmatrix}$, $[I_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}$, $[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix}$ représentent les tensions, les courants, et les flux au stator.

Les variables $[I_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}$, $[\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$ représentent les courants et les flux au rotor.

Soit N_s le nombre de spires en régime sain de la machine asynchrone. Un court-circuit statorique conduira à une diminution dans le nombre de spires de chaque phase statorique.



Figure(IV.1): Schématisation d'un court-circuit dans une phase statorique.

On définit les coefficients de court –circuit suivants :

Coefficient de court –circuit relatif à la 1^{ère} phase statorique : $K_{sa} = \frac{N_{cc1}}{N_s}$

Coefficient de court –circuit relatif à la 2^{ème} phase statorique : $K_{sb} = \frac{N_{cc2}}{N_s}$

Coefficient de court –circuit relatif à la 3^{ème} phase statorique : $K_{sc} = \frac{N_{cc3}}{N_s}$

Le nombre de spires en court –circuit : $cc N$

Le nombre de spires utiles pour les trois phases statoriques, est alors donné par :

$$N_1 = N_s - N_{cc1} = (1 - K_{sa})N_s = f_{sa}N_s$$

$$N_2 = N_s - N_{cc2} = (1 - K_{sb})N_s = f_{sb}N_s$$

$$N_3 = N_s - N_{cc3} = (1 - K_{sc})N_s = f_{sc}N_s$$

Les matrices $[R_s]$, $[L_{sf}]$, $[M_{ss}]$, $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dépendent des trois coefficients f_{sa} , f_{sb} , f_{sc} .

Les inductances sont données par les expressions suivantes :

$$[L_{sf}] = \begin{bmatrix} f_{sa}^2 L_{sf} & 0 & 0 \\ 0 & f_{sb}^2 L_{sf} & 0 \\ 0 & 0 & f_{sc}^2 L_{sf} \end{bmatrix}$$

$$[M_{ss}] = M_s \begin{bmatrix} f_{sa}^2 & -f_{sa}f_{sb}/2 & -f_{sa}f_{sc}/2 \\ -f_{sa}f_{sb}/2 & f_{sb}^2 & -f_{sc}f_{sb}/2 \\ -f_{sa}f_{sc}/2 & -f_{sc}f_{sb}/2 & f_{sc}^2 \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} f_{sa} \cos \theta & f_{sa} \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) & f_{sa} \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ f_{sb} \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & f_{sb} \cos \theta & f_{sb} \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ f_{sc} \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) & f_{sc} \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & f_{sc} \cos \theta \end{bmatrix}$$

Avec $[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$

La matrice des résistances statoriques $[R_s]$ est donnée par :

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} f_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & f_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & f_{sc} \end{bmatrix}$$

On remplace les matrices $[R_s]$, $[L_{sf}]$, $[M_{ss}]$, $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dans le modèle triphasé de la machine asynchrone (III.28), (III.32), (III.33) et (III.34) obtenu dans le troisième chapitre on obtient :

$$P[\Phi_r^s] = [R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s][I_s] + ([R_r][M_r^s]^{-1}(1-s)w_N[K_{rs}^{sp}])[\Phi_r^s] \quad (IV.1)$$

$$P[I_s] = \Gamma^{-1}([U_s] - ([R_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s]) + \Gamma^{-1}[M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1} + (1-s)w_N[K_{rs}^{sp}])[\Phi_r^s] \quad (IV.2)$$

IV.3.2. Equations mécaniques :

L'équation de mouvement est donnée par:

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (IV.3)$$

Le couple est donné par l'expression suivante :

$$[C_e] = P \frac{M_{sr}}{L_r} ([I_s] \wedge [\Phi_r]) \quad (IV.4)$$

Les équations (IV.1), (IV.2), (IV.3) et (IV.4) représentent le modèle de la machine asynchrone en présence de défaillances au stator. (Voir annexe B)

IV.4. Simulation de la machine asynchrone dans les régimes anormaux de fonctionnement :

Les figures (IV.2) et (IV.3) représentent les résultats de simulation pour l'ensemble convertisseur-machine en présence des défauts.

IV.4.1. Court-circuit entre spires d'une phase :

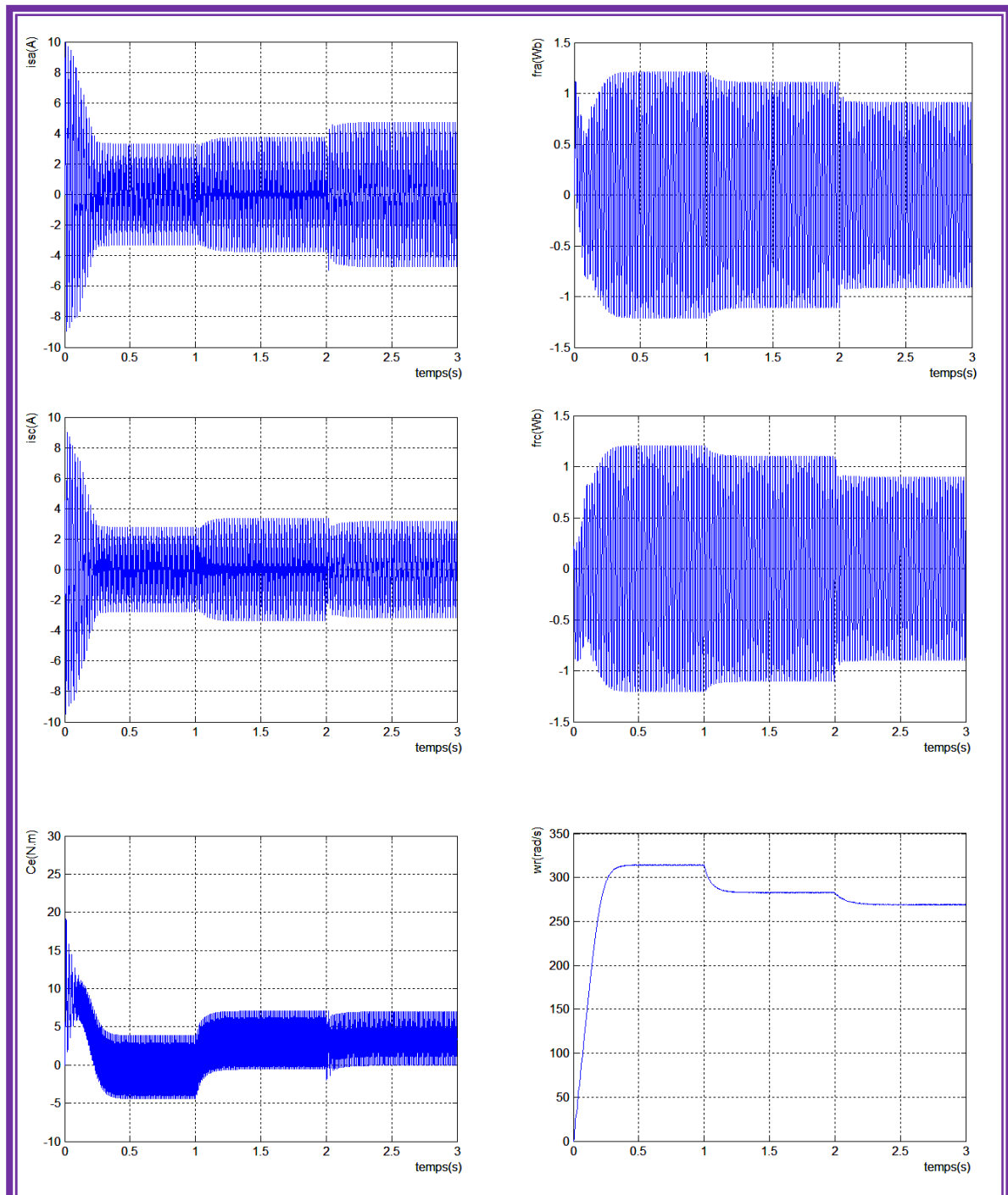
Nous avons étudié deux cas de court-circuit entre spires dans la même phase :

- court-circuit entre 20 spires (12.5 %).
- court-circuit entre 40 spires (25%).

IV.4.1.1 Résultats de simulation :

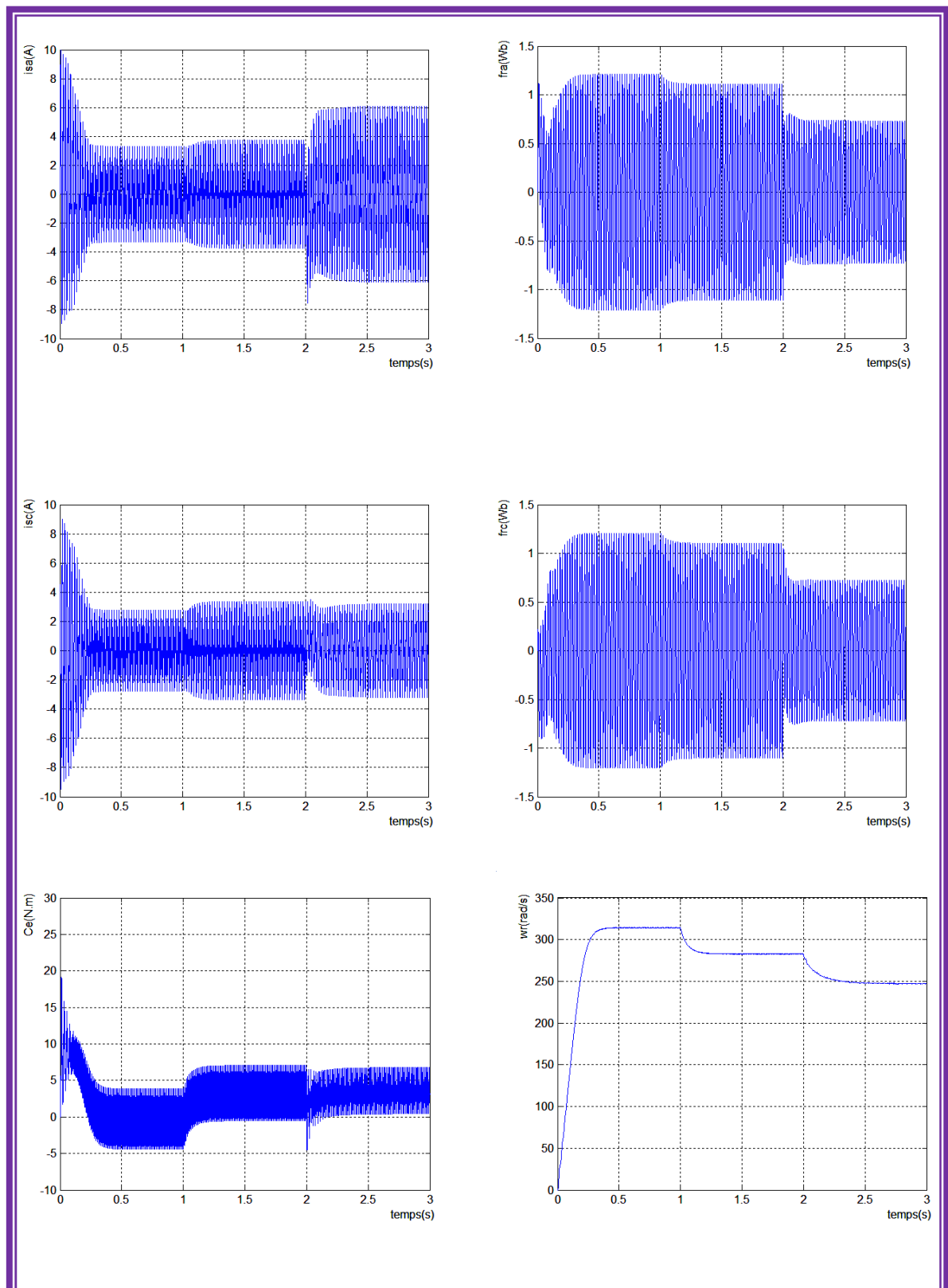
A l'instant $t=1s$ on a appliqué un couple résistant ($3.5N.m$), suivi par un défaut de court-circuit à $t=2s$.

a. Court-circuit entre 20 spires de la première phase :



Figure(IV.2) : Résultats de simulation pour un court-circuit entre 20 spires de la phase (a).

b. Court-circuit entre 40 spires de la première phase :



Figure(IV.3) : Résultats de simulation pour un court-circuit entre 40 spires de la phase (a).

IV.4.1.2. Interprétations des résultats :

Pendant les régimes anormaux, les grandeurs électriques sont caractérisées par rapport au régime normal par une variation brusque au moment d'apparition du défaut, dans notre cas le défaut est créé à l'instant 2 s. On constate également que l'amplitude du courant dans la phase infectée est plus grande que celles des autres phases.

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone en situation de défauts de court – circuit statoriques a une valeur sensiblement égale à celle en régime normal. Toutefois, on remarque que ce signal est bruité dès l'apparition du défaut. On constate aussi une diminution de la vitesse dès qu'on applique un défaut.

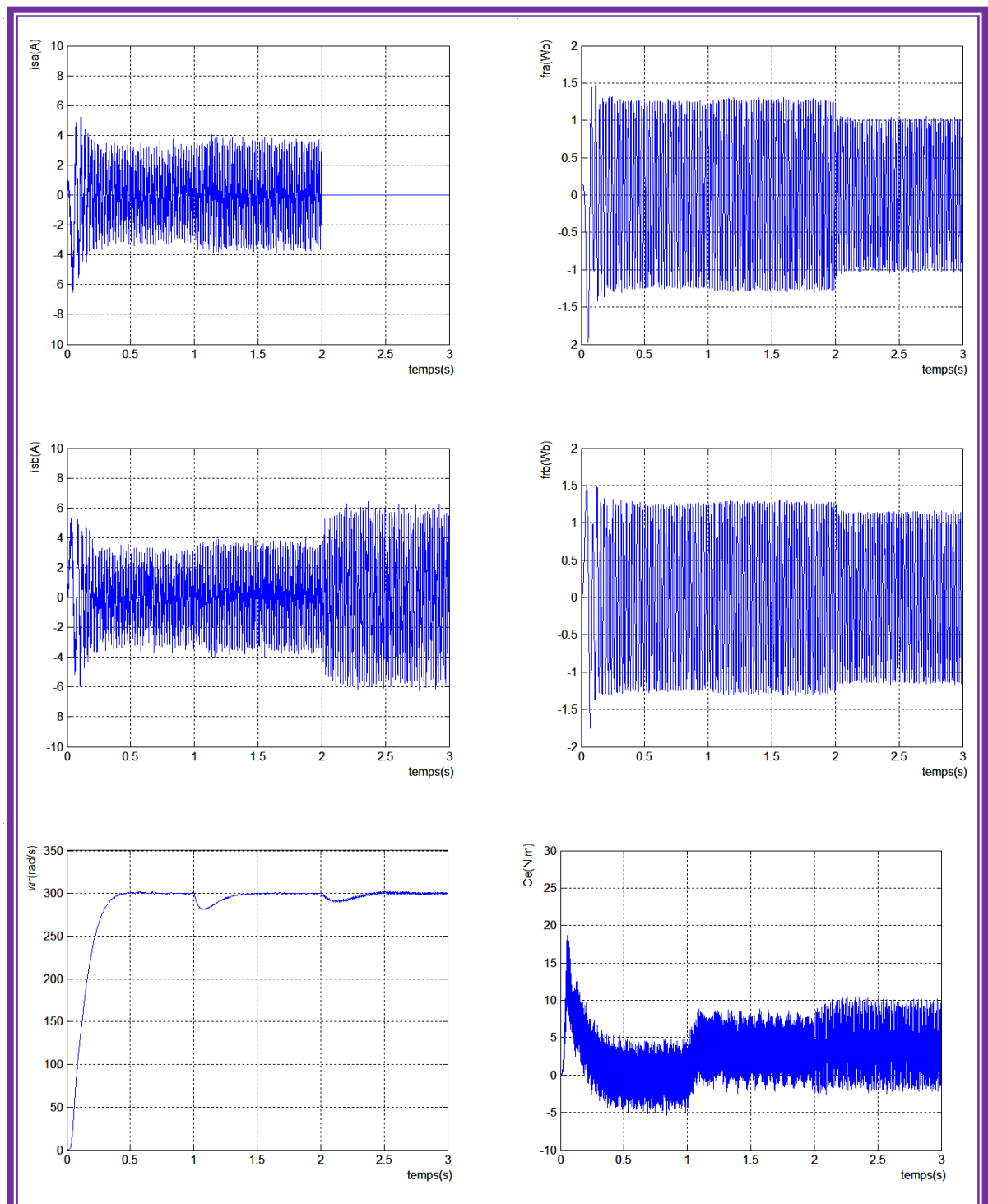
Quand il y a des spires en court-circuit, l'inductance propre d'une phase statorique infectée change, et par conséquent les autres courants de phases changent à cause du couplage magnétique. Plus le nombre de spires en court – circuit est important, plus l'augmentation du courant est plus significative. Ainsi la diminution de la vitesse.

IV.5. Application de la commande sur le modèle triphasé en présence des défauts :

Nous présentons dans cette partie, l'influence des défauts statoriques (coupure d'une phase et court-circuit entre spires) sur la marche de la machine asynchrone commandée par la technique du flux orienté.

IV.5.1. Coupure d'une phase :

La figure (IV.4) représente les résultats de simulation, où nous avons appliqué la commande vectorielle sur convertisseur-machine en présence d'une coupure d'une phase à l'instant $t=2s$ précédé par l'application de la charge ($t=1s$).



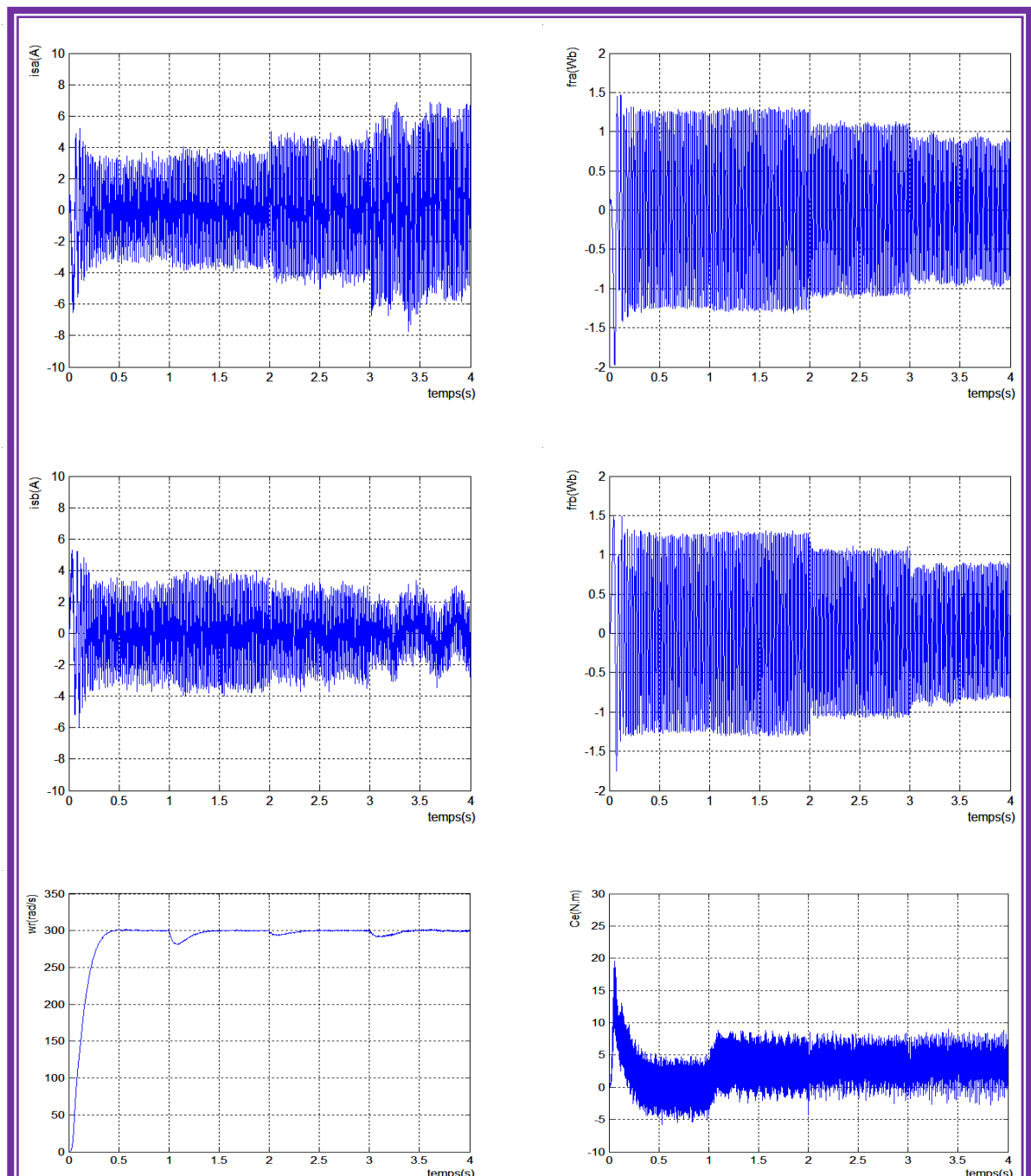
Figure(IV.4) : Résultats de simulation pour l'application de la commande sur la machine

en présence de défaut (coupure de la phase a).

IV.5.2 Court-circuit entre spires d'une phase :

La figure (IV.5) illustre les résultats de simulation, lors de l'application de la commande sur convertisseur-machine en présence des défauts de court-circuit entre spires. A $t=2s$: application d'un court-circuit entre 20 spires dans la phase (a).

$t=3s$: ajoute d'un autre court-circuit de 20 spires dans la même phase.



Figure(IV.5): Résultats de simulation pour l'application de la commande sur la machine en présence de défaut (court-circuit entre spires).

IV.5.3. Interprétations des résultats :**a. Coupure d'une phase :**

La vitesse atteint sa valeur de référence (300rad/s), lors de l'application d'une charge ($t=1s$) ainsi qu'après une chute due à la coupure d'une phase à l'instant $t=2s$.

Pour le couple électromagnétique, atteint au démarrage une valeur (20N.m), puis compense le couple de charge (3.5N.m) et augmente à l'instant où on applique une coupure de la première phase.

On remarque aussi une augmentation de l'amplitude des deux courants i_{sb} , i_{sc} lors de la coupure de la première phase.

b. Court-circuit entre spires :

Un échelon de couple de 3.5 N.m est appliqué à $t =1s$ nous observons une chute momentanée de la vitesse. Le régime ainsi établi, à $t =2s$ nous avons appliqué un premier défaut de court-circuit entre 20spires. Dans ce cas, on constate une chute de la vitesse, puis elle se stabilise à la valeur de référence (300rad/s), de même pour le cas d'application du deuxième défaut (court-circuit entre 40 spires) à l'instant $t=3s$.

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone en situation de défauts de court – circuit statoriques a une valeur presque similaire à celle en régime normal.

On constate une augmentation pour le courant i_{sa} lors de l'application des deux courts-circuits.

IV.6. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté les effets de différents défauts, en montrant leurs similitudes et leurs différences, et ainsi identifier les signatures les plus significatives à partir de résultats obtenus par la simulation.

L'apparition d'un court-circuit dans le bobinage statorique engendre une augmentation des courants dans les phases affectées et modifie le facteur de puissance due à la modification des inductances propres des bobinages. Mais le couple électromagnétique moyen délivré par la machine reste sensiblement identique hormis une augmentation des oscillations proportionnelle au défaut.

La commande vectorielle permet le bon fonctionnement de la machine même en existence des défauts de faible degré à savoir, coupure d'une phase statorique et court-circuit entre spires. Chose qui permet à la machine de fonctionner dans le mode dégradé afin d'assurer la continuité de fonctionnement des processus industriels.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion générale :

Dans ce travail on a étudié la commande vectorielle de la machine asynchrone en présence des défauts.

Au début de ce travail, nous avons présenté de manière générale les différents défauts qui peuvent altérer le bon fonctionnement de la machine asynchrone. Nous avons cité des défauts qui se produisent au niveau du stator (courts-circuits statoriques).

Nous avons modélisés la machine asynchrone, qui s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Afin de simuler l'association de la machine avec le convertisseur nous avons développé un modèle (d, q) pour réduire la complexité du modèle.

L'alimentation de la machine asynchrone faite par un convertisseur, qui contient un onduleur de tension commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI, montre le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique. Ceci, nous a conduit à introduire une commande qui assure le découplage entre la commande du flux et celle du couple électromagnétique. Il s'agit de la commande par orientation du flux rotorique (commande vectorielle), qui permet aussi de réguler la chute de la vitesse lors de l'application d'une charge et qui assure le fonctionnement requis en présence des défauts statoriques.

Afin d'appliquer cette commande obtenu précédemment sur la machine en états normaux et anormaux, pour représenter ensuite le comportement de cette dernière et éviter le mauvais fonctionnement de cette dernière, nous avons développé un modèle triphasé qui tient compte des défauts statoriques. Cette étude nous a permis de constater que la commande vectorielle peut tolérer quelques défauts de moins d'importances tels que : les courts-circuits entre spires et la coupure d'une phase. Chose qui permet d'assurer le fonctionnement de la machine même dans le mode dégradé (c-à-d en présence de certains défauts). Ce qui va nous permettre d'éviter les arrêts fréquents de processus industriels.

ANNEXE

Annexe A :

Paramètres et caractéristiques de la M.AS utilisée en simulation :

Plaque signalétique :

$$P_n = 1.1 \text{ KW}$$

$$U = 220/380 \text{ V}$$

$$I_n = 4.5/2.6 \text{ A}$$

$$\Omega_n = 2850 \text{ tr/mn}$$

Les paramètres de la machine utilisée :

$$R_s = 7.828 \ \Omega$$

$$R_r = 6.3 \ \Omega$$

$$L_s = 0.5887 \text{H}$$

$$L_r = 0.9135 \text{H}$$

$$M = 0.7153 \text{H}$$

$$J = 0.006093 \text{ Kg.m}^2$$

$$p = 1$$

$$f = 0 \text{ Nm s/rd}$$

$$N_s = 160$$

Annexe B :

Equations des courants statoriques :

$$\begin{aligned} \diamond \frac{di_{sa}}{dt} &= d_1 f_{sb}^2 f_{sc}^2 u_{sa} + d_2 f_{sa} f_{sb} f_{sc}^2 u_{sb} + d_2 f_{sa} f_{sc} f_{sb}^2 u_{sc} - \left(\frac{3}{2}(d_1 + d_2) T f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc}^2 + R_s d_1 f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^2\right) i_{sa} - \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2}\right) T f_{sa} f_{sb}^3 f_{sc}^2 + R_s d_2 f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^2\right) i_{sb} \\ &\quad - \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2}\right) T f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^3 + R_s d_2 f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^2\right) i_{sc} + K f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^2 \left(G \Phi_{ra} + \left(\frac{\sqrt{3}}{2} w_r - \frac{G}{2}\right) \Phi_{rb} - \left(\frac{\sqrt{3}}{2} w_r + \frac{G}{2}\right) \Phi_{rc}\right) \end{aligned}$$
$$\begin{aligned} \diamond \frac{di_{sb}}{dt} &= d_2 f_{sa} f_{sb} f_{sc}^2 u_{sa} + d_1 f_{sa}^2 f_{sc}^2 u_{sb} + d_2 f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc} u_{sc} - \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2}\right) T f_{sa}^3 f_{sb} f_{sc}^2 + R_s d_2 f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc}^2\right) i_{sa} - \left(\frac{3}{2}(d_1 + d_2) T f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc}^2 + R_s d_1 f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc}^2\right) i_{sb} \\ &\quad - \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2}\right) T f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc}^3 + R_s d_2 f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc}^2\right) i_{sc} + K f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc}^2 \left(\left(\frac{\sqrt{3}}{2} w_r + \frac{G}{2}\right) \Phi_{ra} + G \Phi_{rb} + \left(\frac{\sqrt{3}}{2} w_r - \frac{G}{2}\right) \Phi_{rc}\right) \end{aligned}$$
$$\begin{aligned} \diamond \frac{di_{sc}}{dt} &= d_2 f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc} u_{sa} + d_2 f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc} u_{sb} + d_1 f_{sa}^2 f_{sb}^2 u_{sc} - \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2}\right) T f_{sa}^3 f_{sb}^2 f_{sc} + R_s d_2 f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc}\right) i_{sa} - \left(\frac{3}{2} \left(\frac{d_1 + 3d_2}{2}\right) T f_{sa}^2 f_{sb}^3 f_{sc} + R_s d_2 f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc}\right) i_{sb} \\ &\quad - \left(\frac{3}{2}(d_1 + d_2) T f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc}^2 + R_s d_1 f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc}\right) i_{sc} + K f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc} \left(\left(\frac{\sqrt{3}}{2} w_r - \frac{G}{2}\right) \Phi_{ra} - \left(\frac{\sqrt{3}}{2} w_r + \frac{G}{2}\right) \Phi_{rb} + G \Phi_{rc}\right) \end{aligned}$$

Equations des flux :

$$\diamond \frac{d\Phi_{ra}}{dt} = \partial \left(f_{sa} i_{sa} - \frac{f_{sb}}{2} i_{sb} - \frac{f_{sc}}{2} i_{sc} \right) - \frac{R_r A}{C} \Phi_{ra} - \left(\frac{R_r B}{C} + \frac{\sqrt{3}}{3} W_r \right) \Phi_{rb} - \left(\frac{R_r B}{C} - \frac{\sqrt{3}}{3} W_r \right) \Phi_{rc}$$

$$\diamond \frac{d\Phi_{rb}}{dt} = \partial \left(-\frac{f_{sa}}{2} i_{sa} + f_{sb} i_{sb} - \frac{f_{sc}}{2} i_{sc} \right) - \left(\frac{R_r B}{C} - \frac{\sqrt{3}}{3} W_r \right) \Phi_{ra} - \frac{R_r A}{C} \Phi_{rb} - \left(\frac{R_r B}{C} + \frac{\sqrt{3}}{3} W_r \right) \Phi_{rc}$$

$$\diamond \frac{d\Phi_{rc}}{dt} = \partial \left(-\frac{f_{sa}}{2} i_{sa} - \frac{f_{sb}}{2} i_{sb} + f_{sc} i_{sc} \right) - \left(\frac{R_r B}{C} + \frac{\sqrt{3}}{3} W_r \right) \Phi_{ra} - \left(\frac{R_r B}{C} - \frac{\sqrt{3}}{3} W_r \right) \Phi_{rb} - \frac{R_r A}{C} \Phi_{rc}$$

Les constants :

$$\diamond A = (L_{rf} + M_r)^2 - \frac{M_r^2}{4}$$

$$\diamond B = \frac{M_r L_{rf}}{2} + \frac{3M_r^2}{4}$$

$$\diamond C = L_{rf}^3 + 3L_{rf}^2 M_r + \frac{9}{4} M_r^2 L_{rf}$$

$$\diamond \partial = \frac{M_{sr} R_r (A-B)}{C}$$

$$\diamond T = \frac{M_{sr}^2 R_r (A-B)^2}{C^2}$$

$$\diamond z = M_s - \frac{3M_{sr}^2 (A-B)}{2C}$$

$$\diamond \lambda = z + L_{sf}$$

$$\begin{aligned}
& \diamond H = \lambda^2 - \frac{z\lambda}{2} - \frac{z^2}{2} \\
& \diamond |\Gamma| = f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc}^2 \left(\lambda^3 - \frac{3z^2\lambda}{4} - \frac{z^4}{4} \right) \\
& \diamond d_1 = (z + L_{sf})^2 - \frac{z^2}{4} \\
& \diamond d_2 = \frac{z(z+L_{sf})}{2} + \frac{z^2}{4} \\
& \diamond K = \frac{M_{sr}H(A-B)}{C|\Gamma|} \\
& \diamond G = \frac{R_r(A-B)}{C}
\end{aligned}$$

Dans le régime normal :

$$f_{sa} = f_{sb} = f_{sc} = 1$$

SYMBOLE SIGNIFICATION UNITE :

s, r	: indices stator et rotor respectivement.
N_s	: Nombre de spires statoriques par phase.
N_{cc}	: nombres de spires en court-circuit.
f_s	: Fréquence d'alimentation [Hz].
B_s	: Induction magnétique créée dans l'entrefer par le courant statorique [T].
L_{sf}	: Inductance de fuite statorique [H].
L_{rf}	: Inductance de fuite rotorique [H].
I_a, I_b, I_c	: Courants des phases statorique [A].
V_a, V_b, V_c	: Les tensions statorique [V].
$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: Les flux statorique [wb] .
$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$: Les flux rotorique [wb].
f_{sa}, f_{sb}, f_{sc}	: les coefficients de courts-circuits.
θ_r	: Position du rotor [rad].
R_r	: Résistance de l'enroulement rotorique [Ω].
R_s	: Résistance de l'enroulement statorique [Ω].
d, q	: Indices pour les composantes de PARK directe et quadrature, respectivement
I_{ds}, I_{qs}	: composantes biphasées du courant statorique direct et en quadrature [A] .
w_r	: Vitesse de rotation mécanique [rad/s].
F	: Coefficient de frottement.
P_n	: puissance nominale [W].
P	: Opérateur de Laplace.
p	: Nombre de paires de pôles.
g	: Glissement.
L_s	: Est l'inductance propre d'une phase statorique [H].

- L_r : l'inductance propre d'une phase rotorique [H].
- M_s : l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques [H].
- M_r : l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques [H].
- M_{sr} : le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique [H].
- j : Moment d'inertie du rotor [Kg.m²].
- C_e : Couple électromagnétique [N.m].
- C_r : Couple résistant [N.m].
- T_s : Constante de temps statorique.
- σ : Coefficient de dispersion
- T_r : Constante de temps rotorique.
- ω_s : Pulsation électrique statorique.
- ω_r : Pulsation électrique rotorique.
- k_p, k_i : Paramètres du régulateur PI.



BIBLIOGRAPHIE

[1] **BENNA .A, KHELIF .S et AOUICHAT .M**«Detection des défauts de l'association convertisseur-moteur asynchrone a double stator par l'application des reseaux de neurones artificiels» Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, [2007]

[2] **H. Razik et G. Didier**, «Notes de cours sur le diagnostic de la machine asynchrone», Université Henry Poincaré, Nancy 1, 7 Janvier 2003.

[3] **BOUMAGOURA.T**« Recherche de signature électromagnétique que des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateur en vue du diagnostique», Ecole doctorale électronique, électrotechnique, automatique de Lyon 2001.

[4] : **HALIME.C** « Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant » Mémoire d'ingénieur université de Batna [2001].

[5] : **KAFIA.B** « Commande de la machine asynchrone par mode de glissement, apport de la logique floue pour la réduction du phénomène «chattering » Thèse de magister, université de Batna [2003].

[6] : **FADILA.L et HAKIMA.G**« 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]

[7] : **ABDELHAMIDE .R et MOUSTAPHA .F**« Contrôle directe du couple de la machine asynchrone» Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, [2004]

[8] : **Boughaba .A** « Contribution à l'étude du contrôle d'une machine à induction :analyse d'algorithme de la commande vectorielle», thèse de magister, Université de Batna, 1998.

[9] : **Caron .J.P et Hautier .J.P** « Modélisation et commande de la machine asynchrone», Editions Technip, Paris, 1995.

[10] **DASS .D, BENBOUALIA** "commande vectorielle d'une machine asynchrone " Mémoire d'ingénieur; école militaire polytechnique ,UER.electrotechnique ,1999.

[11] : **Benchaiba.D** « 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

[13] : **Canudas.C** « Commande des moteurs asynchrones : Modélisation Contrôle vectoriel et DTC. » Vol. 1, Hermès Science publications, Paris, 2000.

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

[15]: **Dakhouche, K.; Roye, D.**, « Digital vector control of induction machine using a PWM inverter » in Proc. EPE'91, pp. 2.227-2.230.

[16] : **Bühler, H.**, « Conception des systèmes automatiques, Complément du traité de l'électricité » Presses Polytechniques Romandes, 1988, 542p.

[17]: **Baghli, L; Razik, H; Rezzoug, A** « A field oriented control method using decoupling terms for induction motors," in Proc. 2nd EPE Chapter symposium on electric drive design and applications » Nancy, 4-6 June 1996, pp.147-151

[18] : **Cocquempot.V, Chang .X , Christophe .C** « Modélisation de la machine asynchrone en presence de pannes stator »Université Lille 1,France 2003

[19] : **Didier 2004 décrypte** « Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances» l'Université Henri Pointcaré, Nancy-I 29 Octobre 2004

[20] : **Smail.B** « Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique »Université de Poitier 20 mars 1992.

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE**

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

Proposé et dirigé par : Dr. KHODJA Djalal Eddine

Présenté par : HALLOUCHE Khaled & NEFNAF Youcef

Thème :

**COMMANDE DES MACHINES A INDUCTION EN TENANT
COMPTE DES DEFAUTS.**

Résumé :

Les entraînements électriques utilisent de plus en plus les machines asynchrones à cause de leur robustesse, leur puissance massique et coût de fabrication, mais leurs vitesses de rotation dépendent fortement de la charge appliquée.

Notre objectif est l'élaboration d'une commande tolérante qui contrôle la vitesse et assure le bon fonctionnement de la machine asynchrone en présence des défauts d'ordre électrique (court-circuit entre spires).

L'application de cette commande nécessite un nouveau modèle qui tient compte de ces défauts.

Mots clés :

Machines asynchrones, modélisation, système triphasé, déséquilibre, défauts statoriques
Commande vectorielle.