

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



UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

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

MASTER EN AUTOMATIQUE

OPTION : AUTOMATIQUE

THEME

**COMMANDE PAR RETOUR D'ETAT LINEARISANT D'UNE MACHINE
ASYNCHRONE AVEC ET SANS DEFAUT**

Proposé et dirigé par :

Mr: BEDBOUDI Mohamed

Présenté par :

HAMADI Safi Allah

Année Universitaire : 2015 / 2016

N° d'ordre : AUT_190

Remerciements

*A l'issue de cette étude, je remercie **ALLAH** le clément le miséricordieux et le tout puissant qui m'a donné tant de courage, de volonté, de patience, de force et d'abnégation pour mener à terme ce mémoire.*

*C'est avec une profonde reconnaissance et considération particulière que je remercie mon encadreur Monsieur **BEDBOUDI Mohamed** pour avoir accepté de m'encadrer, pour son aide, Son soutien, ses conseils et ses encouragements.*

Mes sincères remerciements à l'ensemble des enseignants qui ont contribué à notre formation depuis la première classe du primaire jusqu'à aujourd'hui.

Mes remerciements vont aussi à tous les membres du jury qui ont accepté de juger ce travail.

Et enfin je tiens à remercier également tous mes amis et collègues de la promotion 2015-2016 pour leur aide inestimable.

Table des matières

Table des matières	I
Liste des figures	IV
Liste des notations et symboles	VI
Introduction générale	01

Chapitre I

Les pannes des machines asynchrones

I.1. Introduction	3
I.2. Définition de la machine asynchrone	3
I.3. Elément de constitution de la machine asynchrone	3
I.3.1. Le stator.....	4
I.3.2. Le rotor.....	5
I.3.3. les Paliers.....	6
I.4. Les défaillances de la machine asynchrone	6
I.4.1. Défaillances d'ordre électrique.....	7
I.4.1.1 Les défauts au stator.....	7
I.4.1.1.1. Court-circuit dans une phase.....	8
I.4.1.2 Les Défauts au rotor.....	8
I.4.1.2.1 Ruptures de barres.....	8
I.4.1.2.2 Ruptures d'anneaux.....	9
I.4.1.2.3 Excentricité dynamique et statique.....	9
I.4.2. Défaillances d'ordre mécanique.....	9
I.4.2.1 Défaillances du flasque.....	10
I.4.2.2 Défaillances de l'arbre.....	10
I.5. conclusion	10

Chapitre II

Modélisation de la MAS en présence de défauts statoriques

II.1. Introduction	11
II.2. Modèle triphasée d'une machine asynchrone équilibrée au stator	11
II.2.1 Les hypothèses simplificatrices pour la modélisation.....	11
II.2.2. Mise en équation de la machine asynchrone.....	11
II.2.2.1. Equations électriques.....	12

II.2.2.2. Equations magnétiques.....	13
II.2.3. Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone (Modèle biphasé).....	14
II.2.4. Définitions des différents référentiels.	18
A. Référence (α, β)	18
B. Référence (x, y)	19
C. Référence (d, q)	19
II.2.5. Représentation d'état du modèle de la MAS	20
II.2.6. Simulation du modèle de la machine asynchrone	21
II.2.6.1. Résultats de simulation de la machine asynchrone	21
II.2.6.2. Interprétation des résultats de simulation.....	24
II.3. Modèle triphasé d'une MAS déséquilibrée au stator	24
II.3.1 Définition d'une matrice de transformation	27
II.3.2 Transformation des équations du modèle triphasé.....	28
II.3.3 Expression sous forme d'équations d'état du nouveau modèle de machine asynchrone déséquilibrée au stator.....	30
II.3.4. Simulation de la machine dans l'état sain (sans présence de défaut)	31
II.3.4.1. Interprétation des résultats	32
II.3.5. Simulation de la machine en présence de défaut.....	32
II.3.5.1. Interprétation des résultats	35
II.4. Conclusion	35

Chapitre III

Théorie de la commande par retour d'état linéarisant

III.1. Introduction	36
III.2. linéarisation par retour d'état	36
III.2.1. Outils mathématiques	37
III.2.1.1. Gradient.....	38
III.2.1.2. Dérivée de Lie.....	38
III.2.1.3. Crochet de Lie.....	39
III.2.1.4. Difféomorphisme	39
III.2.1.5. Degré relatif	40
III.2.1.6. La loi de commande	42
III.2.2. Linéarisation par retour d'état des systèmes MIMO.	42
III.3. Conclusion	42

Chapitre IV

Application de la commande sur la MAS avec et sans défaut

IV.1. Introduction	46
IV.2. Modèle d'état du moteur asynchrone.	46
IV.3. Application de la machine asynchrone.	47
IV.3.1. les sorties régulées et les critères de commande.....	47
IV.3.2. Degré relatif.	48
IV.3.3. Degré relatif du couple.	48
IV.3.4. Degré relatif du flux.....	49
IV.3.5. forme normale et dynamiques-zero.	50
IV.3.6. Commande du flux et du couple de système linéarisé.....	52
IV.4. Modélisation et simulation de la partie puissance.	53
IV.4.1. Modélisation de l'alimentation.....	53
IV.4.2. Modélisation de l'onduleur de tension.	54
IV.4.3. Simulation de l'association convertisseur-MAS.	55
IV.5. Essais de simulation	57
IV.5.1. Schéma bloc de la commande par retour d'état linéarisant.....	58
IV.5.2. Simulation pour l'application de la commande sur le modèle biphasé de la machine(α,β)	59
A. Démarrage à vide avec introduction de la charge.	59
B. Test d'inversion de sens de rotation.....	60
C. Test de poursuite d'une trajectoire à flux constant	61
IV.5.3. Simulation pour l'application de la commande sur la machine (modèle triphasé)..	62
IV.6. Conclusion	64
Conclusion générale	65
Annexes	
Bibliographie	

Liste des figures

Chapitre I

Figure I.1. Elément de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.....	4
Figure I.2. Vue schématique en perspective du stator	5
Figure I.3. Vue schématique en perspective du rotor.	6
Figure I.4. Répartition des défauts.....	7
Figure I.5. Schématisation d'un court-circuit dans une phase statorique.....	8

Chapitre II

Figure II.1. Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée.	11
Figure II.2. Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique	14
Figure II.3. Représentation des enroulements fictifs d et q.	15
Figure II.4. Résultats de simulation d'un MAS alimenté directement au réseau à vide.	21
Figure II.5. Résultats de simulation d'un MAS alimenté directement au réseau et en appliquons un couple résistant.....	22
Figure II.6. Résultats de simulation d'un MAS alimenté directement au réseau et en inversions le sens de rotation à.....	22
Figure II.7. Résultats de simulation d'un démarrage directe de la MAS à vide alimenté en tension , suivie d'une application d'une perturbation	31
Figure II.8. Résultats de simulation pour un court-circuit entre 12.5% spire de phase	32
Figure II.9. Résultats de simulation pour un court-circuit entre 25% spire de phase.....	33

Chapitre III

Figure III.1. Schéma de principe de la linéarisation entrée sortie.....	34
Figure III.2. Représentation d'état d'un système linéaire.....	37
Figure III.3. Schéma bloc du système linéarisé.....	40

Chapitre IV

Figure IV.1. Commande par linéarisation entrée-sortie.....	47
Figure IV.2. Schéma d'ensemble convertisseur-machine.	47
Figure IV.3. Représentation schématique d'un onduleur de tension	48
Figure IV.4. Simulation de l'association convertisseur-machine avec application d'une charge	50
Figure IV.5. Régulation de couple fe référence.....	51
Figure IV.6. Schéma bloc de la commande par retour d'état linéarisant.	52
Figure IV.7. Résultats de simulation de la commande sur le modèle biphasée de la machine (α, β)	53
Figure IV.8. Test d'inversion du sens de rotation.	54

Figure IV.9. Test du poursuite d'une trajectoire.55
Figure IV.10. Résultats de simulation de la commande sur le modèle tiphasée (absence de défaut) ...56
Figure IV.11. Résultats de simulation de la commande sur le modèle tiphasée (défaut de court-circuit entre spire (12.5%) dans le stator).57
Figure IV.12. Résultats de simulation de la commande sur le modèle tiphasée (défaut de court-circuit entre spire (25%) dans le stator).58

Liste des notations et symboles

a, b, c	:Indices correspondent aux trois phases a, b, c
r, s	:Indices correspondants au rotor et au stator respectivement.
(α, β)	:Axes correspondant au référentiel lie au stator.
(d, q)	:Axes correspondant au référentiel lie au champ tournant.
(x, y)	:Indices indiquant le repère $x - y$ tournant avec rotor.
$p(\theta)$:Matrice de PARK.
$p(\theta)^{-1}$:Matrice de PARK inverse.
V_{sabc}, V_{rabc}	:Tensions des trois phases statorique et rotorique.
V_{sd}, V_{sq}	:Tensions statorique dans le repère $d - q$
$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$:Tensions statorique dans le repère $\alpha - \beta$
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	:Courants statoriques
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	:Courants rotoriques
i_{sd}, i_{sq}	:Courants statorique dans le repère $d - q$
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$:Courants statorique dans le repère $\alpha - \beta$
R_s	:Résistance statorique.
R_r	:Résistance rotorique.
M_s	: Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
M_r	:Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
M_0	:Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.
M	: Inductance mutuelle entre le stator et le rotor
θ	:Position angulaire du rotor par rapport au stator.
θ_s	:Angle électrique statorique.
θ_r	:Angle électrique rotorique.
L_s, L_r	:Inductance cyclique de la phase statorique et rotorique
ϕ_{sabc}, ϕ_{rabc}	:Flux crée par les trois phases statorique et rotorique
$\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$:Flux crée par le rotor dans le repère $\alpha - \beta$
$\phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}$:Flux crée par le stator dans le repère $\alpha - \beta$
ϕ_{sdq}	:Flux crée par le stator dans le repère $d - q$
ϕ_{rdq}	:Flux crée par le rotor dans le repère $d - q$
W_s	:pulsation électrique statorique.
W_r	: pulsation électrique rotorique.

p	: Nombre de paires de pôles.
P	: désigne l'opérateur différentiel d/dt.
Ω	: Vitesse mécanique rotorique.
σ	: Coefficient de dispersion.
T_r	: Constante de temps rotorique.
T_s	: Constante de temps statorique.
J	: Moment d'inertie de la partie tournante
f	: Coefficient de frottement visqueux
C_{em}	: Couple électromagnétique.
C_r	: Couple résistant.
V^*	: le vecteur tension de référence.
$L_f h$: opérateur de lie de la fonction h dans la direction f.
∇	: Gradient.
r_i	: Degré relatif.
n	: ordre du system.
$D(x)$: matrice de découplage.
k_p	: Facteur de proportionnalité.
k_i	: Facteur intégral.
L_{sc}, L_{sr}	: Inductance cyclique de la phase statorique et rotorique dans le modèle triphasé.
f_{sa}, f_{sb}, f_{sc}	: Les coefficients de court-circuit

Introduction Générale

Introduction Générale

Actuellement, les machines asynchrones sont considérées comme l'outil de conversion électromécanique le plus utilisé dans le milieu industriel [1]. Pour de nombreuses applications industrielles, la demande est de plus en plus croissante pour améliorer la fiabilité et la disponibilité des systèmes électriques. Pour atteindre des niveaux de fiabilité suffisants et assurer la longévité des chaînes de production, on se tourne inévitablement vers la machine électrique la plus robuste qui n'est autre que la machine asynchrone à cage d'écurieul [2].

La machine asynchrone à cage d'écurieul était réservée aux entraînements électriques à vitesse constante à cause de la difficulté de sa commande et de la difficulté du suivi de ses paramètres rotoriques. Cependant, cette machine présente également de nombreux avantages, tels que : sa robustesse, son coût de fabrication relativement faible et un système d'entretien minimum.

Toutes ces qualités justifient l'utilisation de cette machine dans l'industrie. De plus, le développement de l'électronique de puissance facilite la commande de cette machine rendant ainsi les machines à cage d'écurieul très utilisées dans le domaine industriel [3].

La machine asynchrone est utilisée dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, trains, automobiles électriques), dans l'industrie. Un certain nombre de contraintes de différentes natures (thermiques, électriques, mécaniques et d'environnement), peuvent atténuer la durée de vie de la machine en faisant apparaître des pannes dans le stator et le rotor ou autres. Ces pannes occasionnent des pertes économiques considérables [4].

Ces dernières années, le domaine d'application des machines à courant alternatif s'est considérablement étendu avec le développement de l'électronique de puissance. L'évolution technologique a permis aux machines alternatives, en particulier la machine asynchrone (MAS) à cage, de retrouver la souplesse de contrôle et les performances dynamiques désirées [5].

L'étude de la commande des machines électriques est une discipline transversale, nécessitant des connaissances de base en Electrotechnique, Electronique de Puissance et en Automatique.

C'est seulement que la théorie des systèmes non linéaires a connu un avancement considérable. La technique de linéarisation par retour d'état figure parmi les résultats les plus importants. Cette technique consiste à inverser le modèle non linéaire pour obtenir une relation entrées-sorties linéaire et appliquer les techniques de commande linéaire classiques [6].

L'objectif de ce mémoire est l'étude des techniques de la commande par retour d'état linéarisant d'une machine asynchrone avec et sans défaut.

pour cela, nous avons trouvé nécessaire de diviser notre travail en quatre chapitres comme suit:

➤ Le premier chapitre, nous situons la définition de la machine asynchrone et la constitution de la machine asynchrone et aussi leurs différentes défaillances qui peuvent se produire sur ce type de machine ainsi que les statistiques sur les défauts.

➤ Le deuxième 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, les modèles du comportement des machines asynchrones sont utilisés pour l'analyse de leur fonctionnement en présence des défauts statoriques (court-circuit entre spires d'une phase).

➤ Dans le troisième chapitre, nous rappellerons la théorie de la commande par retour d'état linéarisant. En se basant sur la géométrie différentielle, généralement cette linéarisation n'est que partielle, on parle toujours d'une dynamique interne rendue inobservable par le bouclage découplant et linéarisant.

➤ Le quatrième chapitre mettra en relief l'application de la commande par retour d'état linéarisant à la machine à induction, on utilisant un modèle en tension. L'application de la linéarisation entrée/sortie sur le modèle de la machine à induction entraînera un changement de variables par bouclage, avec une dynamique interne rendue inobservable. La commande sera testée par l'association de convertisseur. Les résultats de simulation refléteront la robustesse de commande pour assurer le découplage entre les variables de sortie.

➤ En finalement, on va terminer par une conclusion générale, en exposant les différents résultats obtenus, et en dégageant les perspectives à envisager.

Chapitre I

Les pannes des machines asynchrones

Les pannes des machines asynchrones

I.1. Introduction

Les moteurs à induction sont les moteurs les plus répandues dans l'industrie aujourd'hui, qui constituent plus de 85% de tous les moteurs industriels [13].

Le moteur asynchrone est la machine la plus utilisée dans le domaine des puissances supérieures à quelques kilowatts car il présente de nombreux avantages tels que sa puissance massique, sa robustesse, sa facilité de mise en œuvre, son faible coût, etc....

L'apparition dans les années 1980 des variateurs permettant de faire varier la fréquence de rotation dans une large gamme a grandement favorisé son développement. En effet, il entre dans la conception de nombreux procédés industriels associant des convertisseurs statiques et des machines électriques (traction électrique, laminoirs, levage, pompage, etc....) [14].

Bien que la machine asynchrone ait la réputation d'être robuste, elle peut présenter comme toute autre machine électrique, des défaillances d'ordre électrique ou mécanique [14].

I.2. Définition de la machine asynchrone

On appelle machine asynchrone toute machine, qui, ayant $(2p)$ pôles et étant reliée à un réseau de fréquence f_s , ne tourne pas exactement à la vitesse synchrone $\left(\frac{60f_s}{\pi}\right)$. On parle généralement de moteurs asynchrones car ces machines sont destinées à fournir de la puissance mécanique à partir du réseau électrique.

Parmi les machines asynchrones, on peut distinguer deux types :

- Les machines d'induction.
- Les machines à collecteur.

Le moteur d'induction est tellement plus utilisé que les autres que lorsqu'on parle de moteur asynchrone on sous-entend d'induction. La machine d'induction est caractérisée par une armature non alimentée (rotor), parcourue par des courants induits par l'autre armature qui est alimentée à partir d'un réseau de fréquence f_s (stator) [22].

I.3. Elément de constitution de la machine asynchrone

Les machines asynchrones triphasées peuvent se décomposer, du point de vue mécanique, en trois parties distinctes :

- le stator, partie fixe de la machine où est connectée l'alimentation électrique;
- le rotor, partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique;
- les paliers, partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre moteur [7].

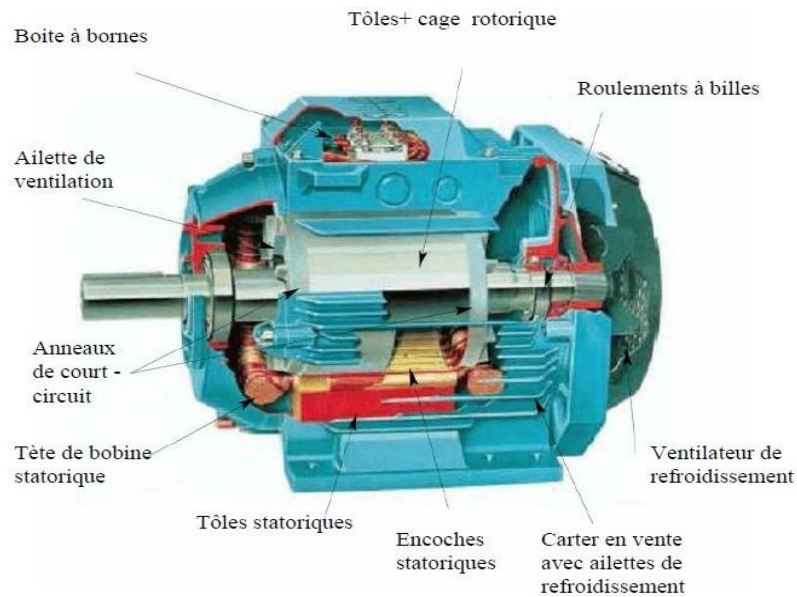


Figure I.1 Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil [1].

I.3.1. Le stator

Le stator de la machine asynchrone est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Pour les petites machines, ces tôles sont découpées en une seule pièce alors qu'elles sont découpées par section pour les machines de puissance plus importante. Ces tôles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault ; elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de rivets ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique.

Les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet. Ces enroulements peuvent être insérés de manières imbriquées, ondulées ou encore concentriques. L'enroulement concentrique est souvent utilisé lorsque le bobinage de la machine asynchrone est effectué mécaniquement. L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la machine asynchrone.

Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique. La figure I.1 présente les différentes parties de constitution du stator d'une machine asynchrone [7].

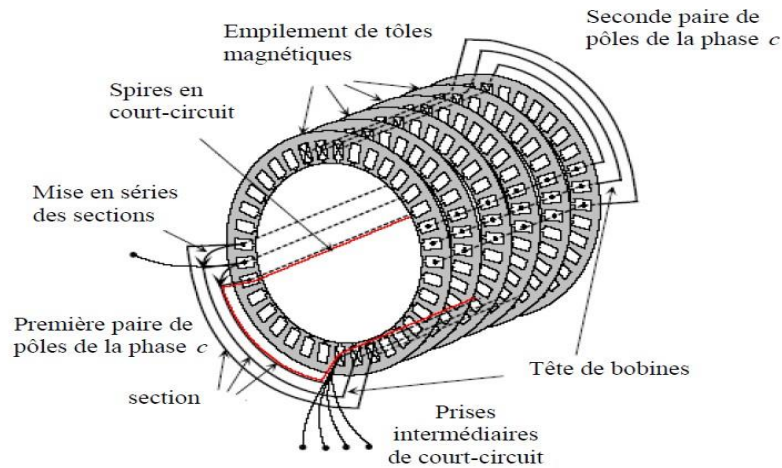


Figure I.2 vue schématique en perspective du stator [14].

I.3.2. Le rotor

le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général, de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Les rotors de machines asynchrones peuvent être de deux types : bobinés ou à cage d'écureuil.

Les rotors bobinés sont construits de la même manière que le bobinage statorique. Les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues-balais positionné sur l'arbre de la machine.

Concernant les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les moteurs de grand puissance ou d'aluminium pour les plus faibles puissances. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux de court-circuit, fabriqués en cuivre ou en aluminium. On présente à la la figure I.1 les différents de constitution d'un rotor à cage d'écureuil.

Dans le cas des rotor à cage d'écureuil (figure I.1), les conducteur sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium ou par des barres massives de cuivre préformées et frettées dans les tôles du rotor. Généralement il n'y a pas d'isolation entre les barres rotoriques et le circuit magnétique. Mais la résistivité de l'alliage utilisé pour la construction de cette cage est suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas à travers les tôles magnétiques, sauf lorsque la cage rotorique présente une rupture de barre [7].

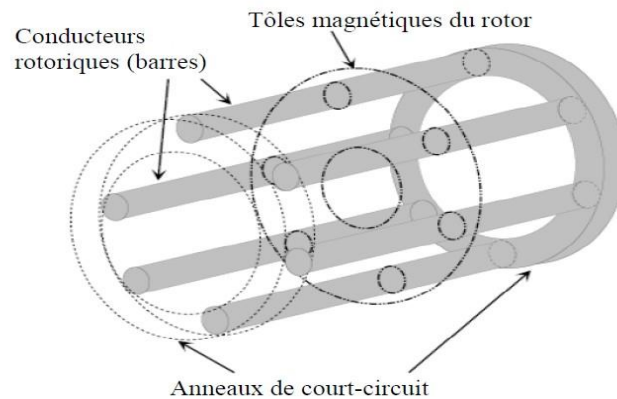


Figure I.3 vue schématique en perspective du rotor [14]

I.3.3. Les Paliers

Les paliers sont constitués de roulements à billes et de flasque. Les roulements à billes sont insérés à chaud sur l'arbre, permettant ainsi d'assurer le guidage en rotation de l'arbre. Les flasques, moulés en alliage de fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage comme le montre la figure I.1 L'ensemble ainsi établi constitue alors la machine asynchrone [7].

I.4. Les défaillances de la machine asynchrone

La machine asynchrone est considérée comme robuste et également défaillante dans le cas de son emploi de longue durée et dans des conditions dures. Il est important que les mesures soient prises pour diagnostiquer l'état de la machine au fur et à mesure qu'elle entre dans le mode de défauts. Il est donc nécessaire de faire un contrôle continu, en ligne ou hors ligne, des variables de la machine. Les raisons derrière les défauts dans les machines électriques ont leur origine dans la conception, la tolérance de fabrication, l'installation, l'environnement de fonctionnement, la nature de la charge et le programme de la maintenance, le vieillissement.

Le moteur asynchrone, comme n'importe quelle autre machine électrique tournante, est soumis aux forces électromagnétiques et mécaniques. La conception du moteur est telle que l'interaction entre ces forces dans des conditions normales mène à un fonctionnement stable avec un bruit et des vibrations minimums. Quand le défaut a lieu, l'équilibre entre ces forces est perdu, aboutissant à un autre perfectionnement du défaut. Les défauts du moteur asynchrone peuvent être classés par catégorie dans deux types : mécanique et électrique [3].

Ces défauts peuvent être classés selon les statistiques suivantes :

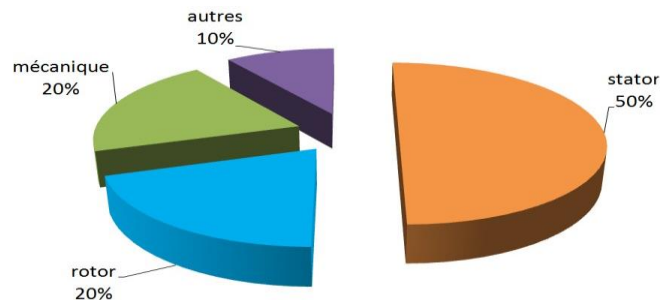


Figure I.4 Répartition des défauts [15]

Les sources des défauts du moteur peuvent être internes, externes, comme présenté à la figure I.4. Les défauts internes peuvent être classifiés concernant leurs origines c'est à dire électrique et mécanique. Habituellement, d'autres types de défauts de roulement et de refroidissement se rapportent aux défauts de rotor parce qu'ils appartiennent aux pièces mobiles. [3].

I.4.1. Défaillances d'ordre électrique

Les défaillances d'origine électrique peuvent, dans certains cas, causer l'arrêt définitif de la machine (au même titre que les défaillances d'ordre mécanique). Ces défaillances sont classées en deux catégories bien distinctes. On peut citer les défaillances qui apparaissent au niveau des circuits électriques statoriques et celles qui apparaissent au niveau des circuits électriques rotoriques [3].

I.4.1.1. Les défauts au stator

Des défauts dans le circuit du stator de machines à induction triphasés représentent un pourcentage important de défaut de moteur. Sont inclus dans cette catégorie sont les défauts dans les enroulements du stator, telles que des courts-circuits entre les spires, et dans le circuit magnétique. Dans le premier cas, l'asymétrie interne provoque la circulation des courants très élevés dans la partie de l'enroulement affecté par le défaut, ce qui contribue à la dégradation d'autres parties des enroulements [10].

I.4.1.1.1. Court-circuit dans une phase

Un court-circuit dans une phase est un des problèmes les plus difficiles à tolérer . Dans ce cas, la littérature présente la phase concernée comme perdue . Sur une machine triphasée avec un onduleur à 3 bras.

La conséquence la plus importante est l'apparition des courants de court-circuit, le principal problème étant l'échauffement important pouvant propager la faute. L'importance des courants de faute dépend directement du nombre de spires en court-circuit.

Il faut aussi prendre en compte le fait que des spires en court-circuit engendrent un couple résistant dû aux courants induits par le flux d'excitation circulant et les mutuelles de la machine en fonctionnement. Ce couple résistant est une valeur à caractériser pour en prévoir les conséquences sur le fonctionnement suite au défaut de la machine [11].

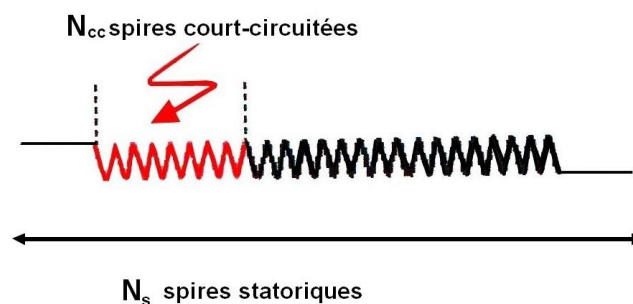


Figure I.5 Schématisation d'un court-circuit dans une phase statorique

I.4.1.2. Les Défaits au rotor

Les défauts rotoriques se situent au niveau de la cage ou au niveau de l'entrefer. Au niveau de la cage les défauts se résument à la rupture de barres de la cage ou à la rupture d'anneaux de court-circuit. Au niveau de l'entrefer les défauts se manifestent par une excentricité statique, dynamique ou mixte [11].

I.4.1.2.1. Ruptures de barres

La cassure ou la rupture de barre est l'une des défauts les plus fréquents au rotor. Elle peut se situer au niveau de son encoche soit à l'extrémité qui la relie à l'anneau rotorique. La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations, qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation. La grande amplitude de ces oscillations accélère la détérioration de la machine. Ainsi le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées induisant un effet cumulatif de la défaillance. L'effet d'une cassure de barre croît rapidement avec le nombre de barres cassées [11].

I.4.1.2.2. Ruptures d'anneaux

La rupture de portion d'anneau est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres. Ces ruptures sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux. Comme il est difficile de le détecter, ce défaut est généralement groupé, voir confondu, avec la rupture de barres dans les études statistiques. Ces portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. De ce fait, un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement (température, humidité,...) ou une surcharge de couple et donc de courants, peuvent entraîner leur cassure.

La rupture d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotoriques et de ce fait, engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques [11].

I.4.1.2.3. Excentricité dynamique et statique

La machine électrique peut être soumise à un décentrement du rotor, se traduisant par des oscillations de couple (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor). Ce phénomène est appelé excentricité (statique et dynamique) son origine peut être liée à un positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, à un défaut de roulement (usure), à un défaut de charge ou à un défaut de fabrication [7]. Trois cas d'excentricités sont généralement distingués :

- L'excentricité statique : le rotor est déplacé du centre de l'alésage mais tourne toujours autour de son axe.
- L'excentricité dynamique : le rotor est positionné au centre de l'alésage mais ne tourne plus autour de son axe.
- L'excentricité mixte : associant les deux cas, statique et dynamique.

Ce défaut modifie le comportement magnétique et mécanique de la machine. En effet, l'augmentation de l'excentricité dans l'entrefer induit une augmentation des forces électromotrices, ce qui agit directement sur le noyau statorique ainsi que l'enroulement correspondant, ce qui engendre une dégradation de son isolation. D'autre part, cette augmentation peut avoir comme conséquences des frottements entre le stator et le rotor en raison des forces d'attraction magnétique qui déséquilibrent le système. Ceci donne naissance à des niveaux de vibration considérables dans les enroulements [11].

I.4.2. Défaillances d'ordre mécanique

Les défaillances d'ordre mécanique sont, en général, les plus souvent rencontrées parmi tous les défauts que compte la machine asynchrone. Ces défauts peuvent apparaître au niveau des roulements à billes, des flasques ou encore de l'arbre moteur. On énumérera par la suite certains de ces défauts [9].

I.4.2.1. Défaillances du flasque

Les défauts créés par les flasques de la machine asynchrone sont le plus généralement causés à l'étape de fabrication. En effet, un mauvais positionnement des flasques provoque un désalignement des roulements à billes, ce qui induit une excentricité au niveau de l'arbre de la machine. Il est possible de détecter ce type de défaillance par une analyse vibratoire ou une analyse harmonique des courants absorbés par la machine [9].

I.4.2.2. Défaillances de l'arbre

L'arbre de la machine peut laisser apparaître une fissure due à l'utilisation d'un mauvais matériau lors de sa construction. A court ou long terme, cette fissure peut mener à une fracture nette de l'arbre provoquant ainsi un arrêt immédiat de la machine asynchrone. Les milieux corrosifs peuvent aussi affaiblir la robustesse de l'arbre de la machine. Par exemple, l'humidité peut provoquer des microfissures et conduire à une destruction complète de la machine. Une excentricité statique, dynamique ou mixte peut induire des efforts considérables sur l'arbre moteur, amenant ainsi à une fatigue supplémentaire. Une analyse vibratoire, une analyse par ultrason, une analyse fréquentielle des courants absorbés ou simplement une analyse visuelle de l'arbre de la machine permet de détecter ce type de défaillance [9].

I.5. Conclusion

Cette partie regroupe un ensemble d'information nous permettant de comprendre la genèse des défauts pouvant affecter la machine lors de sa durée de vie. En effet, compte tenu des différents types de défaillances dont elle peut être victime. notre intérêt c'est porté sur les défauts de court-circuit entre spires. De manière générale, lors de l'apparition d'un défaut de court-circuit entre spires.

Chapitre II

*Modélisation de la MAS en
présence de défauts statoriques*

Modélisation de la MAS en présence de défauts statoriques

II.1. Introduction

On peut modéliser les machines asynchrones selon différentes méthodes, en fonction des objectifs recherchés. Ci-après les modèles suivants qui peuvent être élaborés :

- Le modèle triphasé en abc, découlant des équations différentielles à coefficients périodiques régissant le fonctionnement de la machine; il est utilisé essentiellement pour l'étude des régimes permanents.
- Le modèle issu de la transformation triphasée – biphasée, utilisé couramment pour l'étude des régimes transitoires et l'élaboration des lois de commande.

L'objectif de ce chapitre est de donner un aperçu sur la modélisation de la machine asynchrone triphasée et son comportement quand elle subit un défaut statorique [11].

II.2. Modèle triphasée d'une machine asynchrone équilibrée au stator

II.2.1. Les hypothèses simplificatrices pour la modélisation

- L'entrefer constant.
- L'effet des encoches négligé.
- La distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Les pertes ferromagnétiques négligeables.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques, n'est pas prise en compte.
- L'additivité des flux.
- La constante des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques [16].

II.2.2. Mise en équation de la machine asynchrone

En considérant la figure (II.1), les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement par le stator avec l'indice (s) et le rotor avec l'indice (r).

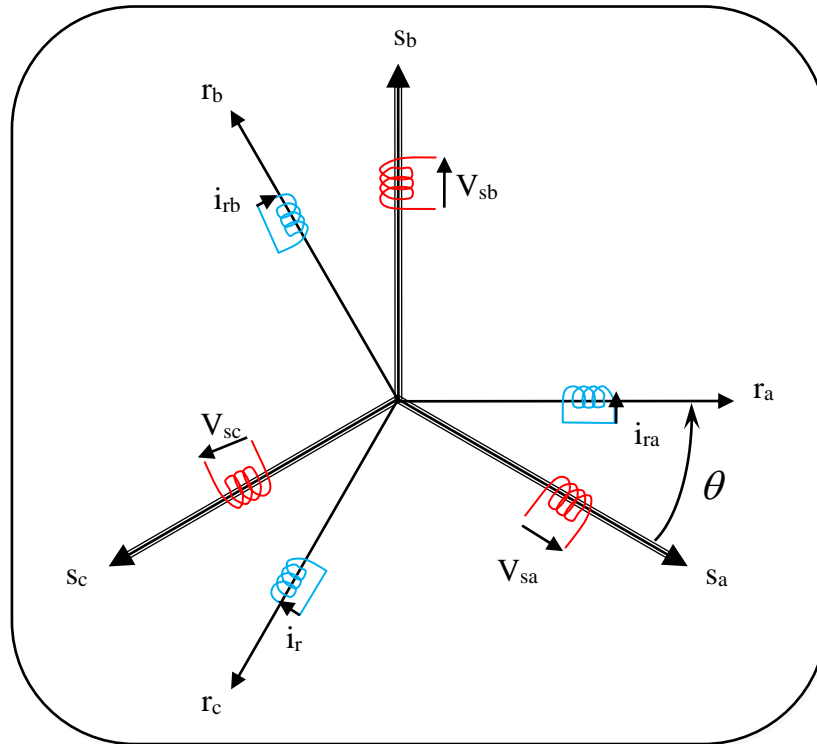


Figure II.1 Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée [26].

Application de la loi de faraday à la machine asynchrone [16].

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

II.2.2.1. Equations électriques [16]

Par application de loi de faraday à chaque enroulement de la machine représentée par la Figure (II.1) on déduit pour l'ensemble des phases ,

Statoriques :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{sabc}] \tag{II.2}$$

Ou :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \tag{II.3}$$

Et rotoriques :

Le rotor étant en court-circuit, ses tensions sont nulles.

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{rabc}] = [0] \quad (\text{II.4})$$

Ou :

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

Avec V , i et Φ sont respectivement la tension, le courant et le flux.

R_s et R_r sont respectivement la résistance du stator et du rotor [16].

II.2.2.2. Equations magnétiques.

Les hypothèses présentées précédemment, conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants s'écrivent comme suit [16].

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

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

$$[\Phi_{sabc}] = [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (\text{II.7})$$

$$[\Phi_{rabc}] = [M_{rs}][i_{sabc}] + [L_r][i_{rabc}] \quad (\text{II.8})$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

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

Avec :

l_s, l_r : Inductances propres d'une phase statorique et rotorique.

M_s, M_r : Inductances mutuelles entre deux phases statoriques et rotoriques.

$M_{1,2,3}$: Inductances mutuelles instantanées entre une phase statorique et une phase rotorique.

M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

On obtient finalement [16]:

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + [L_s] \cdot \frac{d}{dt} \{[i_{sabc}]\} + [M_{sr}] \cdot \frac{d}{dt} \{[i_{rabc}]\} \quad (\text{II.12})$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + [M_{rs}] \cdot \frac{d}{dt} \{[i_{sabc}]\} + [L_r] \cdot \frac{d}{dt} \{[i_{rabc}]\} \quad (\text{II.13})$$

II.2.3. Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone (Modèle biphasé)

Dans ce modèle, les enroulements des phases a, b et c de la machine sont considérés comme des enroulements équivalents disposés selon deux axes "d" et "q" soit homopolaire, direct et en quadrature respectivement. Une matrice unique de transformation $[P(\theta)]$ permet Le passage du système triphasé au système biphasé, ce sera appliquée aux courants, aux tensions, et aux flux du modèle triphasé- triphasé de la machine asynchrone [17]. Donc on peut avoir un système d'équations a coefficients constants[5].

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

La transformation inverse se fait par :

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

L'angle θ : prendra les valeurs de " θ_s " et " θ_r " pour la transformation au niveau des grandeurs statoriques et rotoriques respectivement [19].

La représentation de la machine asynchrone à cage dans le plan de Park est illustrée par la Figure II.2 [19].

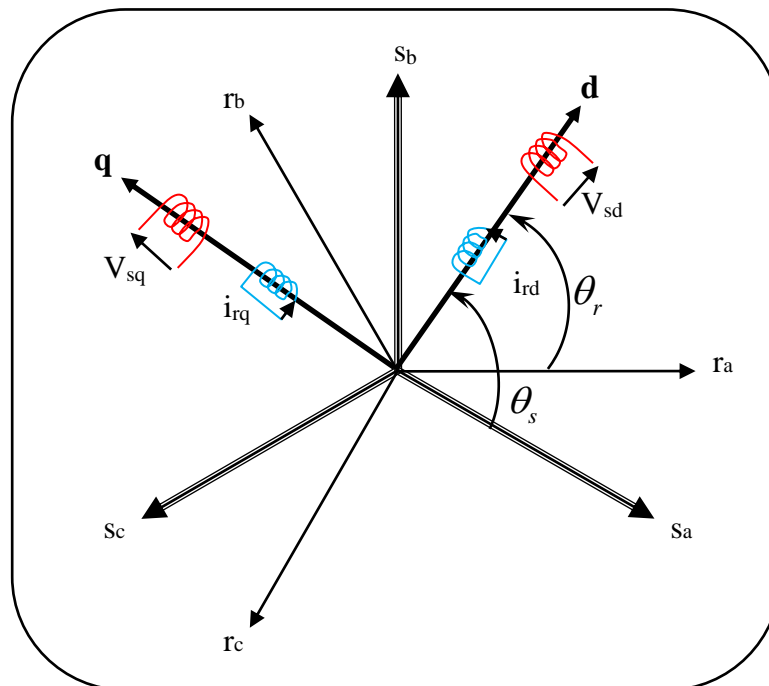


Figure II.2 Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique [26].

Par la suite, nous négligerons la composante homopolaire, définie par l'indice 'o', car nous considérons un système de tensions équilibrées.

L'utilisation de matrice $[P(\theta)]$ dans les équations de la machine asynchrone, nous donnera le développement suivant [17] :

$$[V_{sodq}] = [P(\theta)][V_{sabc}] \tag{II.15}$$

$$[i_{sodq}] = [P(\theta)][i_{sabc}] \tag{II.16}$$

$$[\Phi_{sodq}] = [P(\theta)][\Phi_{sabc}] \tag{II.17}$$

Les variables triphasées réelles sont obtenues à partir des variables biphasées (V_{sd}, V_{sq}) par la transformation inverse comme suit:

$$[V_{sabc}] = [P^{-1}(\theta)][V_{sodq}]$$

Les équations de système dans le repère biphasé (d,q) prennent la forme [16] :

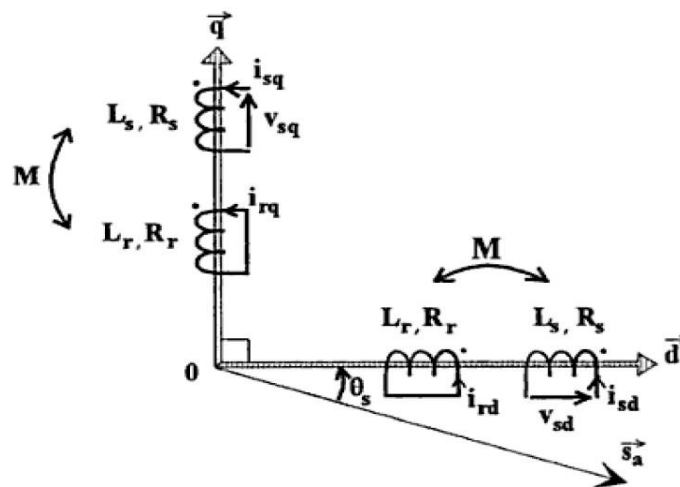


Figure II.3 Représentation des enroulements fictifs d'axes d et q [16].

Les équations électriques [5]:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{rq} = 0 \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{rd} = 0 \end{array} \right. \quad (\text{II.18})$$

Les équations magnétiques[14] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + M \cdot i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + M \cdot i_{sq} \end{array} \right. \quad (\text{II.19})$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$ et $L_r = l_r - M_r$: sont respectivement les inductances cycliques propres du stator et du rotor[14].

$M = \frac{3}{2} M_0$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor [5].

On remarque que les inductances sont constantes après l'application de la transformation.

En développant les flux en fonction des courants, on obtient les équations électriques de la machine asynchrone dans le repère d'axe (d,q) [5].

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} + M \frac{di_{rd}}{dt} - \omega_s L_s i_{sq} - \omega_s M i_{rq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + M \frac{di_{rq}}{dt} + \omega_s L_s i_{sd} + \omega_s M i_{rd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + M \frac{di_{sd}}{dt} + L_r \frac{di_{rd}}{dt} - \omega_r M i_{sq} - \omega_r L_r i_{rq} = 0 \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + M \frac{di_{sq}}{dt} + L_r \frac{di_{rq}}{dt} + \omega_r M i_{sd} + \omega_r L_r i_{rd} = 0 \end{array} \right. \quad (\text{II.20})$$

Avec: $\omega = \omega_s - \omega_r = \frac{d\theta}{dt}$

L'expressions du couple électromagnétique [5] :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \left[\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd} \right]$$

L'équation fondamentale de la mécanique [5]:

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega = C_e - C_r \quad (\text{II.22})$$

II.2.4. Définitions des différents référentiels

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe qui dépendent généralement des objectifs de l'application. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux.

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

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$: Vitesse électrique de rotation du repère lié au champ tournant.

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: Vitesse électrique de glissement.

$\omega = \frac{d\theta}{dt}$: Vitesse électrique de rotation du rotor par rapport au stator.

A. Référence (α, β)

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator (fixe par rapport au stator).

Dans ce cas :

$$\theta = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} d \rightarrow \alpha \\ q \rightarrow \beta \end{cases}$$

$$\text{et } \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad (\text{II.23})$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_r \\ -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

Ce système peut être utilisé pour régime de démarrage et freinage (dynamique) des machines asynchrones et des transformateurs.

B. Référence (x, y)

Ce système d'axe est immobile par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_r (fixe par rapport au rotor).

Dans ce cas:

$$\theta = \theta_r \Rightarrow \begin{cases} d \rightarrow x \\ q \rightarrow y \end{cases}$$

$$\text{et } \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = \omega \quad (\text{II.26})$$

Les équations électriques prennent la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

Ce système peut être utilisé pour étudier les processus dans les machines synchrones et asynchrones.

C. Référence (d, q)

Ce système d'axe tourne avec la vitesse de champ électromagnétique ω_s créée par les enroulements du stator. (fixe par rapport au champ tournant).

Dans ce cas:

$$\theta = \theta_s \Rightarrow \begin{cases} d \rightarrow d \\ q \rightarrow q \end{cases}$$

$$\text{et } \omega = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{Avec } \omega_s - \omega_r = \omega \quad (\text{II.29})$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

Cette dernière représentation fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent[24].

II.2.5. Représentation d'état du modèle de la MAS

Le modèle de Park du moteur asynchrone prend la forme:

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U \end{bmatrix}$$

Le modèle utilisé dans ce chapitre est un modèle de park classique pour lequel nous exprimons les grandeurs électriques dans un repère dit << repère fixe lié au stator >> ; le modèle d'état de la machine asynchrone, dans ce référentiel est une représentation non linéaire de la forme :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u$$

Avec :

$X = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \phi_{r\alpha} \ \phi_{r\beta} \ \Omega]^t$: vecteur d'état ;

$u = [u_{s\alpha} \ u_{s\beta}]^t$: vecteur de commande .

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma i_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \phi_{r\alpha} + pK \Omega \phi_{r\beta} \\ -\gamma i_{s\beta} + \frac{K}{T_r} \phi_{r\beta} - pK \Omega \phi_{r\alpha} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - p\Omega \phi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} + p\Omega \phi_{r\alpha} \\ \frac{pM}{JL_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{1}{J} (C_r + f \Omega) \end{bmatrix} \quad g(x) = (g_1, g_2) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \sigma L_s & 1 \\ 0 & \sigma L_s \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

II.2.6. Simulation du modèle de la machine asynchrone

La simulation des modèles des machines électriques permet d'analyser les résultats des systèmes avec beaucoup de précision.

Dans notre cas, toutes les simulations sont effectuées par le logiciel «**SIMULINK**» sous «**MATLAB**» de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé, nous avons obtenu les courbes représentant le comportement du moteur asynchrone triphasé.

II.2.6.1. Résultats de simulation de la machine asynchrone

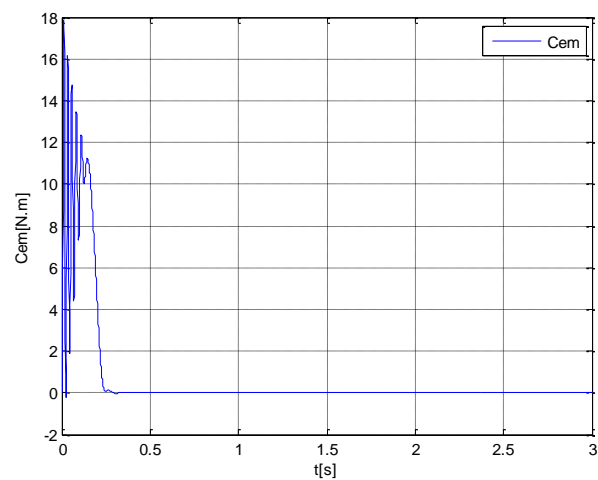
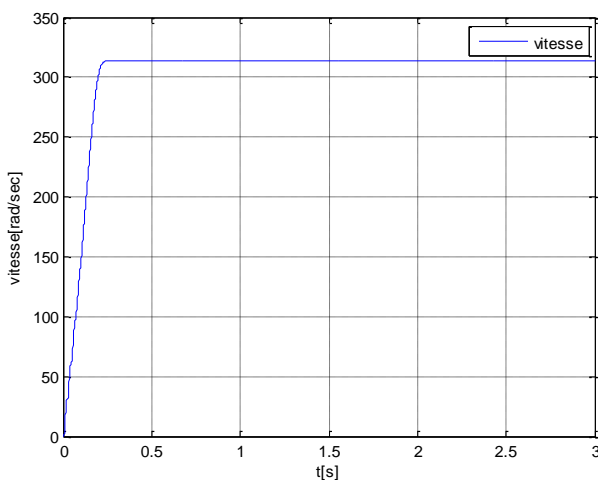
Les paramètres de la MAS utilisée dans ce travail sont donnés en Annexe.

La simulation sera faite dans le référentiel $(\alpha - \beta)$. Pour un essai à vide et en charge nominale après un démarrage à vide, et inversion du sens de rotation.

Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitudes égales et constantes, elles peuvent être présentées comme suite :

$$\begin{cases} v_{sa} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t) \\ v_{bs} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - 2\pi / 3) \\ v_{cs} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t + 2\pi / 3) \end{cases}$$

* démarrage à vide ($C_r = 0$ N.m) :



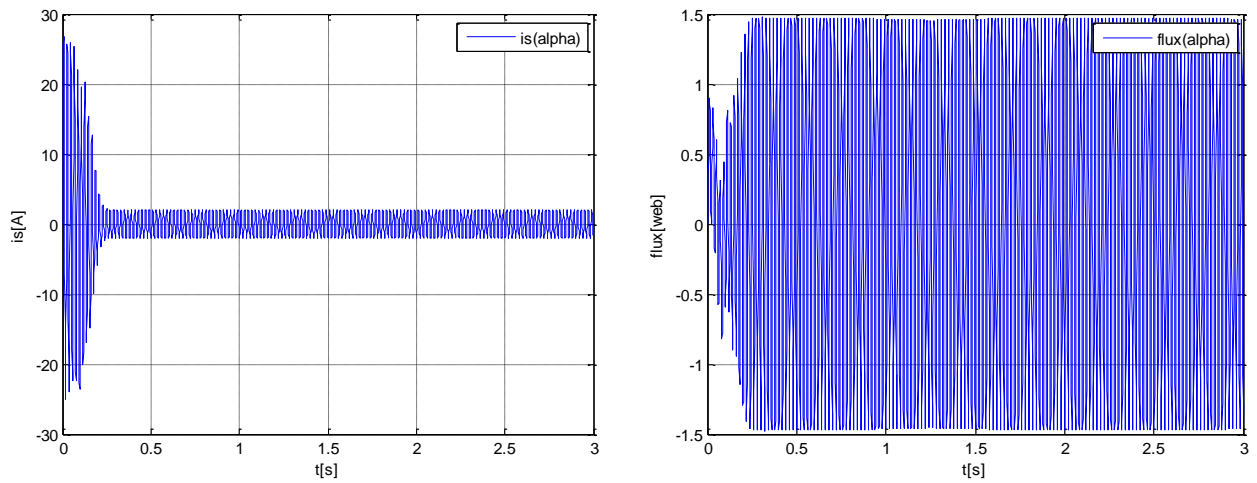
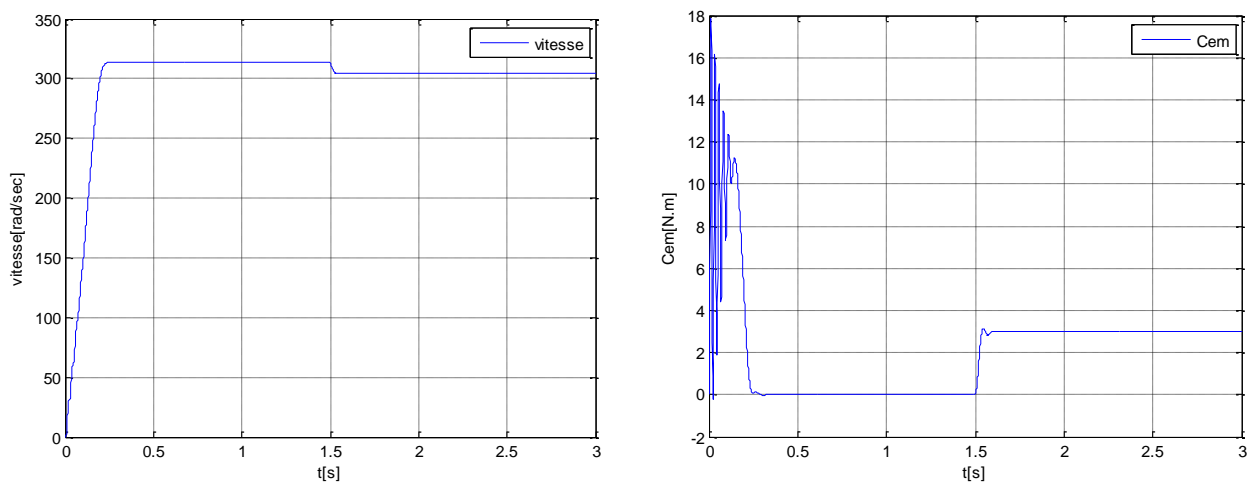


Figure II.4. Résultats de simulation d'un MAS alimenté directement au réseau à vide ($C_r = 0 \text{ Nm}$).

* démarrage à vide avec application d'une charge à $t = 1.5s$: $C_r = 3 \text{ Nm}$.



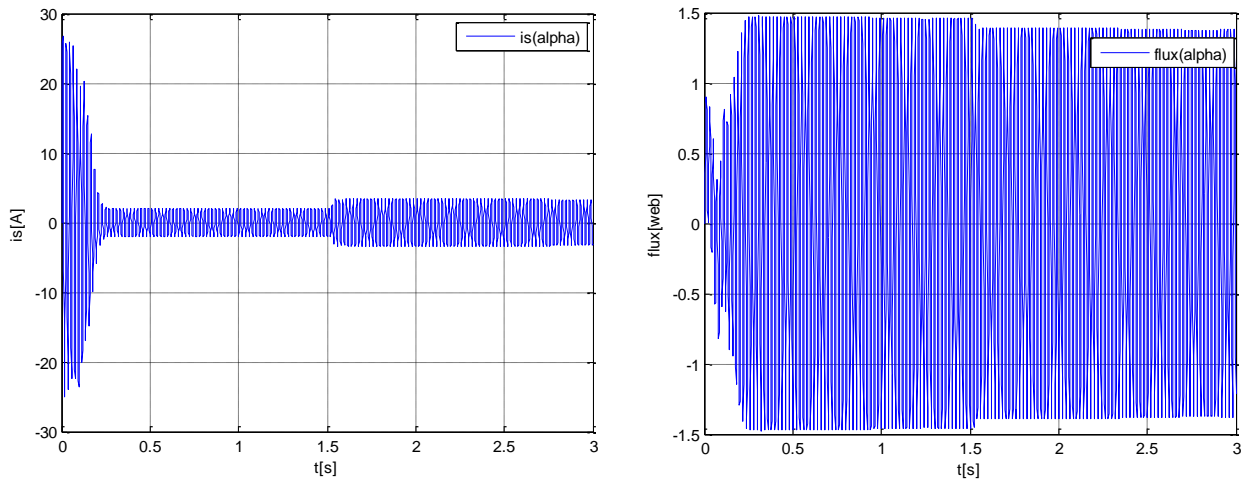


Figure II.5. Résultats de simulation d'un MAS alimenté directement au réseau et en appliquons un couple résistant ($C_r = 3 \text{ Nm}$) à $t=1.5\text{s}$.

* inversion du sens de rotation :

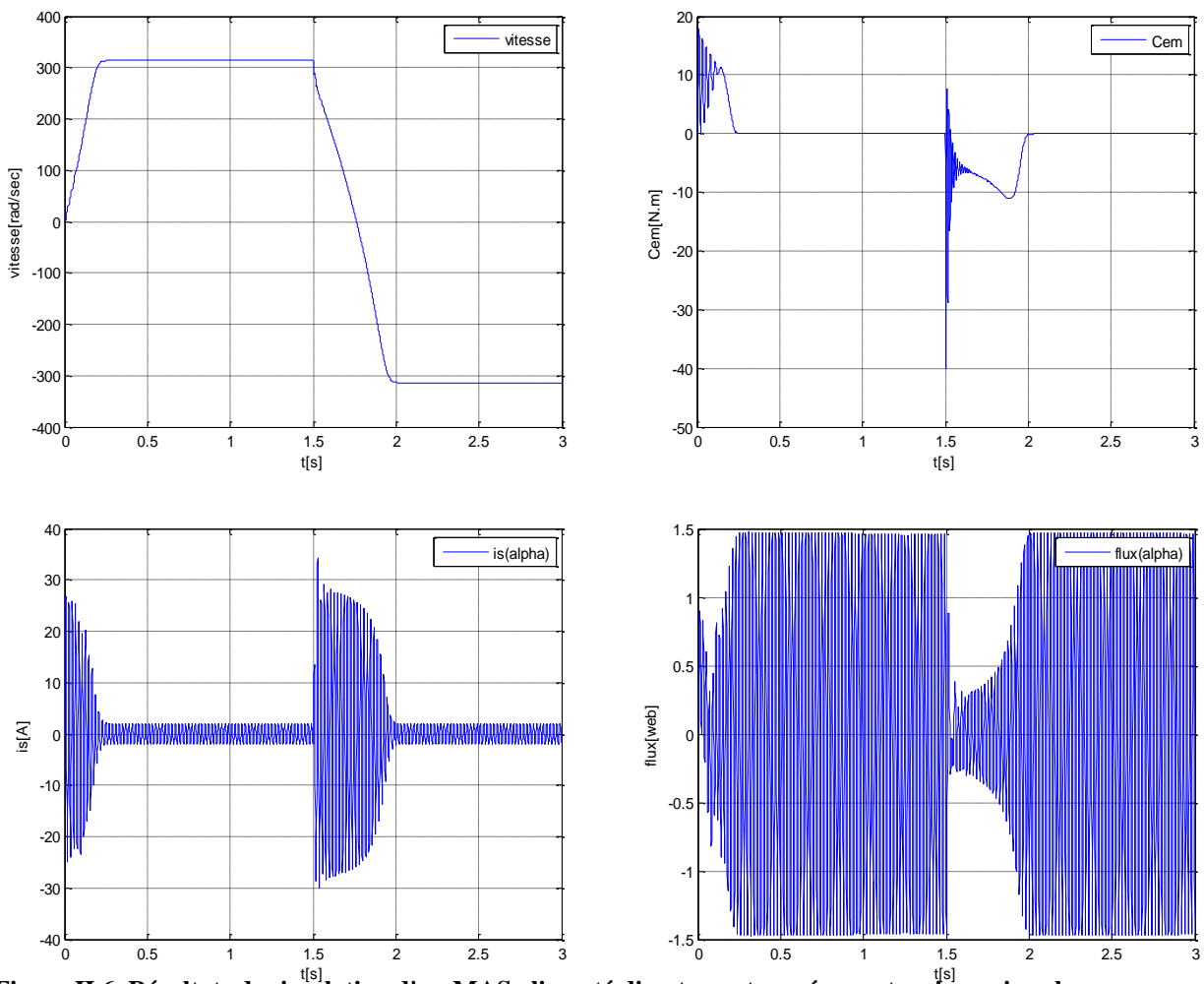


Figure II.6. Résultats de simulation d'un MAS alimenté directement au réseau et en inversions le sens de rotation à $t=1.5\text{s}$.

II.2.6.2. Interprétation des résultats de simulation

- ❖ En première étape on a simulé numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau standard 220/380V, 50HZ et sans application de perturbation $C_r = 0 Nm$.

L'examen des courbes de la figure (II-4) permet de constater que le démarrage à vide avec une tension nominale permet d'avoir :

Aux premiers instants, les courants statorique présentent des oscillations successives autour de zéro, mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances (environs de 0.25s à 0.35s), le régime permanent est atteint, ces oscillations peut être à l'origine de la destruction de la machine par échauffement en cas de répétitions successives.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présentes aux premier instants de démarrage des battements importants suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro.

Après le régime transitoire les flux rotoriques prennent des formes sinusoïdales avec des valeurs maximales de (1.5 Web).

- ❖ En deuxième étape, une perturbation du couple ($C_r = 3N.m$) est appliquée à l'arbre du moteur à l'instant ($t=1.5s$) et Les résultats de simulation sont présentés dans la figure (II-5) :

Lors de l'application de la charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée. Avant de se stabiliser à la valeur du couple résistant, on constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par le glissement très fort. Les courants statorique évoluant selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

- ❖ En troisième étape, maintenant la simulation est effectuée pour un changement de rotation à partir de $t=1.5s$ tel qu'on passe d'une vitesse de (314 rad/sec) à une vitesse de (-314 rad/sec), les résultats obtenus sont donnée par la figure (II.6).

Le couple électromagnétique présente un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro, le courant prend des oscillations avec une amplitude plus importante puis garde la même forme sinusoïdale au début, le flux est diminué puis garde la même forme au début.

II.3. Modèle triphasé d'une MAS déséquilibrée au stator

La modélisation classique d'une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor (si la machine est à cage, on peut considérer le bobinage triphasé équivalent), repose sur les mêmes hypothèses classiques suivantes [12] :

- L'angle entre deux phases du stator (rotor) est égale à $\frac{2\pi}{3}$.
- La distribution du flux magnétique est sinusoïdale dans l'entrefer.
- Les tensions et les courants sont sinusoïdaux.
- Les influences des encoches et des dents sont négligeables.

- L'effet de peau est négligé.
- Tous les flux magnétiques mutuels parcourant le même circuit magnétique.
- La machine ne fonctionne pas en saturation.

Sous ces hypothèses, la machine asynchrone peut être modélisée par les équations suivantes [12]:

$$[U_s] = [R_s][I_s] + [p\Phi_s] \quad (\text{II.33})$$

$$[0] = [R_r][I_r] + [p\Phi_r] \quad (\text{II.34})$$

$$[\Phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (\text{II.35})$$

$$[\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + [M_r][I_r] \quad (\text{II.36})$$

Où

- P désigne l'opérateur différentiel d/dt
- 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 respectivement 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.

- $[R_s]$ (resp. $[R_r]$) représente la matrice de résistances des bobinages du stator (resp. rotor).
- $[M_{sr}]$ (resp. $[M_{rs}]$) désigne la matrice d'inductances mutuelles entre le stator et le rotor (resp. entre le rotor et le stator). Ces matrices vérifient $[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$
- $[M_s]$ (resp. $[M_r]$) est la matrice d'inductance propre du stator (resp. rotor).

$$\text{On a } [M_s] = [L_{sc}] + [M_{ss}] \text{ et } [M_r] = [L_{rc}] + [M_{rr}] ,$$

Où

- $[L_{sc}]$ (resp. $[L_{rs}]$) est la matrice d'inductance cyclique du stator (resp. rotor)
- $[M_{ss}]$ (resp. $[M_{rr}]$) désigne la matrice des inductances mutuelles entre les trois enroulements du stator (resp. rotor).

Les matrices $[R_s]$, $[R_r]$, $[L_{sc}]$, $[L_{rc}]$, $[M_{ss}]$ et $[M_{rr}]$ sont des matrices constantes. Les valeurs des paramètres dépendent du nombre de spires des bobinages considérés. Par contre les matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ sont des matrices à coefficients variant dans le temps. Les coefficients sont fonctions de la position relative θ entre le stator et le rotor. Cette position est définie de la manière suivante :
Soit θ l'angle entre la phase A du stator et la phase A du rotor, on a

$$\theta = \int \Omega dt$$

$$\Omega' = (1-s)\Omega$$

Où $S = (\Omega - \Omega') / \Omega$: est le coefficient de glissement. Ω est la vitesse du champ tournant, Ω' est la vitesse mécanique du rotor.

Si on suppose que le rotor est équilibré, on a

$$[R_r] = R_r [I_{3 \times 3}], [L_{rc}] = L_{rc} [I_{3 \times 3}]$$

$$[M_{rr}] = \begin{bmatrix} M_r & -M_r/2 & -M_r/2 \\ -M_r/2 & M_r & -M_r/2 \\ -M_r/2 & -M_r/2 & M_r \end{bmatrix}$$

Soient f_{sa} , f_{sb} , f_{sc} les pourcentages de réduction du nombre de spires aux phases a, b et c du stator. Soit les coefficients :

$$f_{sa}^* = 1 - f_{sa}$$

$$f_{sb}^* = 1 - f_{sb}$$

$$f_{sc}^* = 1 - f_{sc}$$

Les matrices $[R_s]$, $[L_{sc}]$, $[M_{ss}]$, $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dépendent des trois coefficients f_{sa}^* , f_{sb}^* et f_{sc}^* on montre, à partir des expressions des paramètres en fonction du nombre de spires des phases considérées, que l'on a [12]:

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} f_{sa}^* & 0 & 0 \\ 0 & f_{sb}^* & 0 \\ 0 & 0 & f_{sc}^* \end{bmatrix}, [L_{sc}] = \begin{bmatrix} f_{sa}^{*2} L_{sc} & L_0 & L_0 \\ L_0 & f_{sb}^{*2} L_{sc} & L_0 \\ L_0 & L_0 & f_{sc}^{*2} L_{sc} \end{bmatrix}$$

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

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

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

Remarque 1 : dans le cas où les enroulements du stator sont tous identiques, c'est-à-dire lorsque la machine est équilibrée, les coefficients f_{sa}^* , f_{sb}^* et f_{sc}^* sont égaux à 1. On retrouve alors le modèle triphasé équivalent classique [12].

Remarque 2 : R_r , L_r , M_r , R_s , L_s et M_s sont des paramètres constants. Leurs valeurs peuvent être déterminées soit en connaissant les caractéristiques physiques de la machine équilibrée (données constructeur), soit par des essais expérimentaux, soit encore par des procédures d'identification.

Lorsque le rotor est en rotation, les coefficients des matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ ne sont pas constants. Ils varient en fonction de θ , position angulaire entre le rotor et le stator [12].

II.3.1. Définition d'une matrice de transformation

Les paramètres du modèle triphasé ne sont pas tous calculables en ligne car les équations du modèle (équation. (II.33) - (II.36)) sont exprimées dans deux systèmes de coordonnées différents. Les variables $[I_r]$ et $[\Phi_r]$ sont exprimés dans un référentiel lié au rotor tandis que les variables $[I_s]$, $[U_s]$ et $[\Phi_s]$ sont exprimés dans un référentiel lié au stator. 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 au rotor peut être vu comme un champ magnétique créé par un courant statorique fictif. La relation entre ce courant fictif du stator et le courant rotorique est donnée 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 donnée par la matrice [12] :

$$[T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) + \frac{1}{2} & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} \\ \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} & \cos(\theta) + \frac{1}{2} & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} \\ \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} & \cos(\theta) + \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

On montre facilement que cette matrice est orthogonale :

$$[T]^{-1} = [T]^T \quad (\text{II.38})$$

II.3.2. Transformation des équations du modèle triphasé

Considérons l'équation (II.35) en introduisant la matrice [T] comme suit [12] :

$$[\Phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] = [M_s][I_s] + [M_{sr}][T]^{-1}[T][I_r] \quad (\text{II.39})$$

Ceci amène à

$$[\Phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}^s][I_r^s] \quad (\text{II.40})$$

Où

$$\begin{cases} [M_{sr}^s] = [M_{sr}][T]^{-1} \\ [I_r^s] = [T][I_r] \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

Avec

$$[M_{sr}^s] = \begin{bmatrix} f_{sa}^* M & -f_{sa}^* M / 2 & -f_{sa}^* M / 2 \\ -f_{sb}^* M / 2 & f_{sb}^* M & -f_{sb}^* M / 2 \\ -f_{sc}^* M / 2 & -f_{sc}^* M / 2 & f_{sc}^* M \end{bmatrix} \quad (\text{II.42})$$

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

$$[T][\Phi_r] = [T][M_{rs}][I_s] + [T][M_r][T]^{-1}[T][I_r] \quad (\text{II.43})$$

qui peut être réécrit

$$[\Phi_r^s] = [M_{rs}^s][I_s] + [M_r^s][I_r^s] \quad (\text{II.44})$$

Où

$$\begin{cases} [M_{rs}^s] = [T][M_{rs}] \\ [M_r^s] = [T][M_r][T]^{-1} \\ [\Phi_r^s] = [T][\Phi_r] \\ [I_r^s] = [T][I_r] \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

On peut facilement montrer que les deux propriétés suivantes sont satisfaites

$$[M_{rs}^s] = [M_{sr}^s]^T \quad (\text{II.46})$$

$$[M_r^s] = [M_r] \quad (\text{II.47})$$

Considérons maintenant l'équation (II.34)

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

De manière équivalente, on a

$$[0] = [R_r][T]^{-1} [T][I_r] + P([T]^{-1}[T][\Phi_r]) \quad (\text{II.48})$$

On multipliant à gauche par [T] on obtient

$$[0] = [T][R_r][T]^{-1}[T][I_r] + [T]P([T]^{-1}[T][\Phi_r]) \quad (\text{II.49})$$

qui est équivalent à

$$[0] = [R_r][I_r^s] + [T]P([T]^{-1}[\Phi_r^s]) + P[\Phi_r^s] \quad (\text{II.50})$$

Puisque

$$[R_r] = [T][R_r][T]^{-1}$$

L'équation (II.50) peut alors être réécrite sous la forme :

$$[0] = [R_r][I_r^s] + (1-s)\Omega[k_{rs}^{sp}][\Phi_r^s] + P[\Phi_r^s] \quad (\text{II.51})$$

Où

$$[k_{rs}^{sp}] = \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3}/3 & -\sqrt{3}/3 \\ -\sqrt{3}/3 & 0 & \sqrt{3}/3 \\ \sqrt{3}/3 & -\sqrt{3}/3 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.52})$$

II.3.3. Expression sous forme d'équations d'état du nouveau modèle de la machine asynchrone déséquilibrée au stator

Les équations (II.33), (II.51), (II.40) et (III.44) représentent un nouveau modèle triphasé dans lequel tous les paramètres peuvent être calculés en-ligne. Dans cette section, ce nouveau modèle est exprimé sous forme d'équations d'état [12].

$$\begin{aligned} [U_s] &= [R_s][I_s] + [p\Phi_s] \\ [0] &= [R_r][I_r^s] + (1-s)\Omega[K_{rs}^{sp}][\Phi_r^s] + p[\Phi_r^s] \\ [\Phi_s] &= [M_s][I_s] + [K_{sr}^s][I_r^s] \\ [\Phi_r^s] &= [M_{rs}^s][I_s] + [M_r^s][I_r^s] \end{aligned}$$

Puisque $[M_r^s]$ est une matrice de rang plein, elle est inversible. A partir de (II.44) nous obtenons

$$[I_r^s] = [M_r^s]^{-1} ([\Phi_r^s] - [M_{rs}^s][I_s]) \quad (\text{II.53})$$

En substituant cette expression de $[I_r^s]$ dans l'équation (II.51), on obtient

$$[0] = [R_r][M_r^s]^{-1} ([\Phi_r^s] - [M_{rs}^s][I_s]) + (1-s)\Omega[k_{rs}^{sp}][\Phi_r^s] + P[\Phi_r^s] \quad (\text{II.54})$$

Ce qui équivaut à

$$[0] = ([R_r][M_r^s]^{-1} + (1-s)\Omega[k_{rs}^{sp}]) [\Phi_r^s] - [R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s][I_s] + P[\Phi_r^s] \quad (\text{II.55})$$

En substituant l'expression de $[I_r^s]$ (eq. II.53) dans l'équation (II.41), on obtient

$$[\Phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([\Phi_r^s] - [M_{rs}^s][I_s]) \quad (\text{II.56})$$

Qui est équivalent à

$$[\Phi_s] = ([M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[\Phi_r^s] \quad (\text{II.57})$$

En utilisant (II.57) et (II.33), il vient

$$[U_s] = [R_s][I_s] + p([M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s] + p[M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[\Phi_r^s] \quad (\text{II.58})$$

Ce qui donne

$$[U_s] = [R_s][I_s] + ([M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])p[I_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}P[\Phi_r^s] \quad (\text{II.59})$$

A partir de (II.55), on obtient

$$P[\Phi_r^s] = [R_r] [M_r^s]^{-1} [M_r^s] [I_s] - ([R_r] [M_r^s]^{-1} + (1-s)\Omega[k_{rs}^{sp}]) [\Phi_r^s] \quad (\text{II.60})$$

Ce qui donne en utilisant (II.60) et (II.59)

$$\begin{aligned} [U_s] &= [R_s] [I_s] + ([M_s] - [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s]) P[I_s] \\ &+ [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} ([R_r] [M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s] [I_s]) - [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} ([R_r] [M_r^s]^{-1} \\ &+ (1-s)\Omega[k_{rs}^{sp}]) [\Phi_r^s] \end{aligned} \quad (\text{II.61})$$

Qui conduit à

$$\begin{aligned} \Gamma P[I_s] &= [U_s] - ([R_s] + [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} [R_r] [M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s]) [I_s] + \\ &[M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} ([R_r] [M_r^s]^{-1} + (1-s)\Omega[k_{rs}^{sp}]) [\Phi_r^s] \end{aligned} \quad (\text{II.62})$$

Avec

$$\Gamma = ([M_s] - [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s]) \quad (\text{II.63})$$

Finalement, nous obtenons

$$\begin{aligned} P[I_s] &= \Gamma^{-1} ([U_s] - ([R_s] + [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} [R_r] [M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s]) [I_s]) \\ &+ \Gamma^{-1} [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} ([R_r] [M_r^s]^{-1} + (1-s)\Omega[k_{rs}^{sp}]) [\Phi_r^s] \end{aligned} \quad (\text{II.64})$$

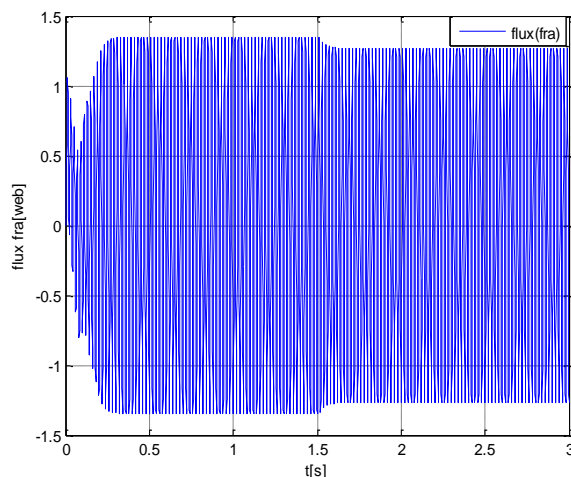
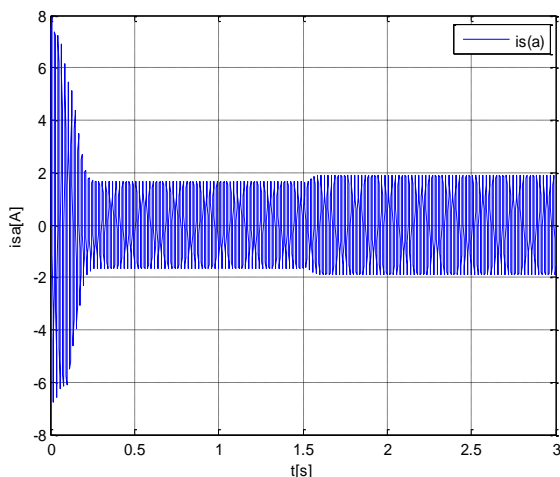
Les équations (II.60) (II.64) représentent le modèle d'état de la machine asynchrone en présence de défaillances au stator [12].

Simulation de la machine dans l'état sain (sans présence de défaut)

A l'instant $t=1.5s$ nous avons appliqué un couple résistant $C_r = 3Nm$.

II.3.4. Simulation de la machine dans l'état sain (sans présence de défaut)

A l'instant $t= 1.5s$ nous avons appliqué un couple résistant $C_r = 3Nm$.



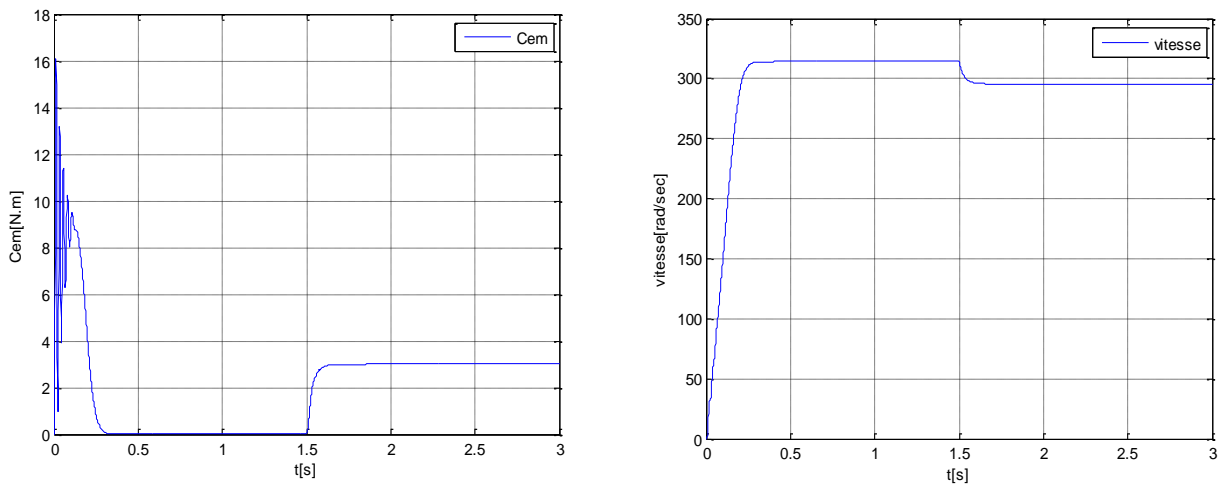


Figure II.7. Résultats de simulation d'un démarrage direct de la MAS à vide alimentée en tension, suivie d'une application d'une perturbation de ($C_r = 3 \text{ Nm}$) à $t=1.5\text{s}$.

II.3.4.1 Interprétation 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, ($C_r = 3 \text{ Nm}$) provoque une diminution de la vitesse de rotation de même pour le flux rotorique.

II.3.5. Simulation de la machine en présence de défaut

A l'instant $t= 1.5\text{s}$ nous avons appliqué un couple résistant $C_r = 3 \text{ Nm}$. suivie par défaut de court-circuit à $t= 2.2\text{s}$.

a) Court-circuit entre spire (12.5%) de la première phase :

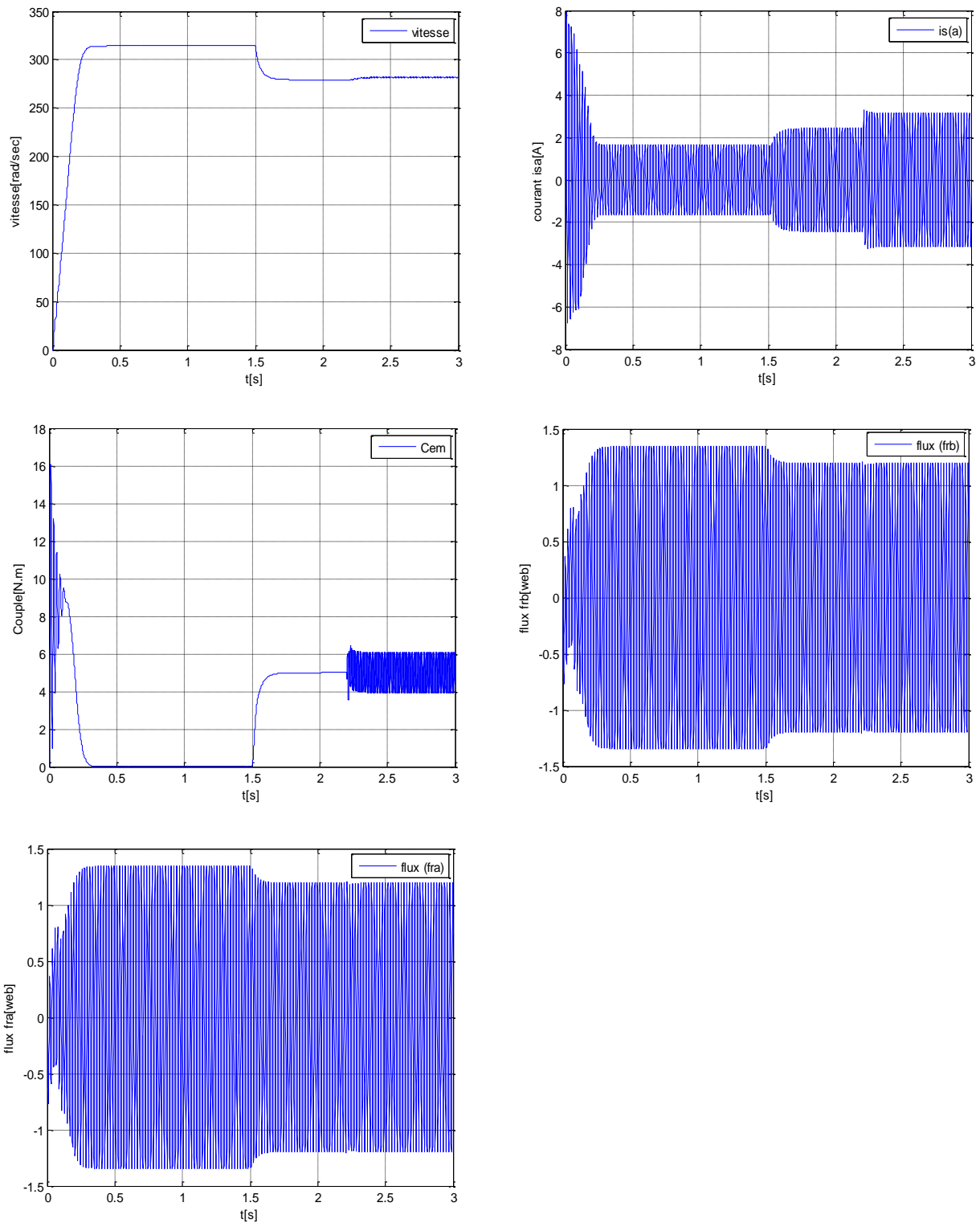


Figure II.8. Résultats de simulation pour un court-circuit entre 12.5% spires de la phase.

b) Court-circuit entre spire (25%) de la première phase :

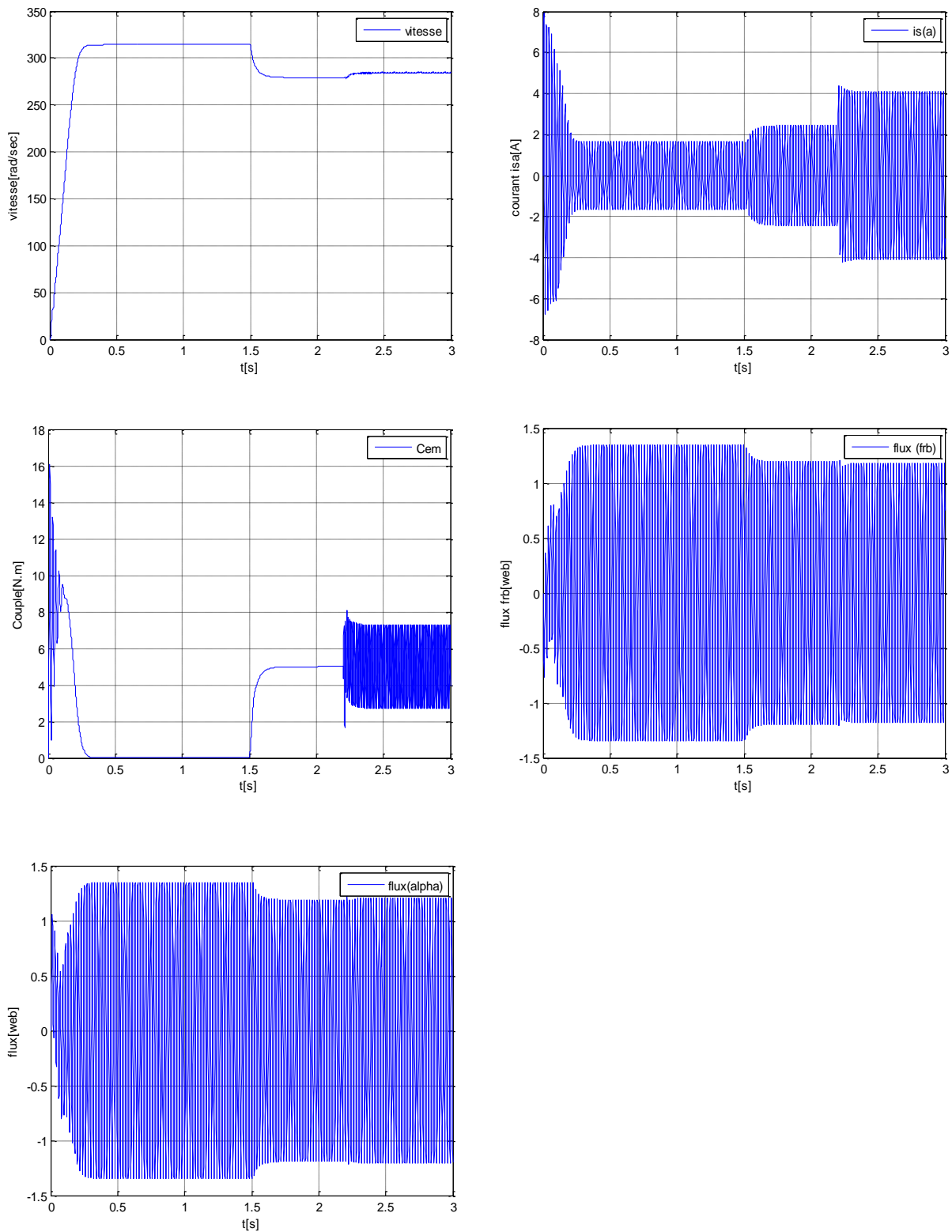


Figure II.9. Résultats de simulation pour un court-circuit entre 25% spires de la phase.

II.3.5.1 Interprétation 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 2.2 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 augmenté par rapport au régime normal. On constate aussi une légère augmentation de la vitesse des 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 l'augmentation des oscillations de la vitesse et du couple.

II.4. Conclusion

Dans ce chapitre, le modèle triphasé de la machine asynchrone sous sa forme classique a été obtenus. Chose qui permet de représenter le comportement de la machines asynchrone que le stator soit équilibré ou pas et de simuler les défauts statoriques tel que les court-circuit entre spire 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. Enfin, le chapitre suivant sera consacré à l'étude de Théorie de la commande par retour d'état linéarisant qui sera appliquée à ce modèle triphasé de la machine.

Chapitre III

*Théorie de la commande par
retour d'état linéarisant*

Théorie de la commande par retour d'état linéarisant

III.1. Introduction

Le souci pour améliorer les performances des systèmes commandés conduit à des modélisations de plus en plus précises. De tels modèles rendent compte du comportement de systèmes dans une large plage de fonctionnement mais ils sont malheureusement non linéaire. De ce fait, commander un système non linéaire est une tâche très difficile à réaliser à priori, car les modèles mathématiques qui sont censés représenter la réalité sont complexes à analyser. Il en résulte une détermination et une mise en œuvre difficile de la commande [18].

Le souci de linéariser un système non linéaire est assez légitime pour les ingénieurs dès lors qu'il est possible, après, d'utiliser l'arsenal de la théorie linéaire qui est maintenant assez complète et bien maîtrisée. Ces dernières années, la théorie de la commande des systèmes non linéaires a soulevé un très grand intérêt. Parmi les méthodes développées, on peut citer tout particulièrement la linéarisation entrée-sortie. Cette technique permet un découplage entrée-sortie impliquant une détermination plus aisée du système globale de commande [18].

La linéarisation par retour d'état (linéarisation par bouclage) est une approche de conception de commande non-Linéaire, qui a attiré les chercheurs ces dernières années.

La linéarisation par retour d'état peut être utilisée dans le développement des robustes contrôleurs, aussi elle est utilisée avec succès pour adresser des problèmes de commande dans la pratique y comprendre le control des hélicoptères, des avions à hautes performances, robots industriels et des appareils médicaux [19].

III.2. linéarisation par retour d'état

L'idée de la linéarisation par retour d'état, signifiant l'élimination de la non-Linéarité et l'imposition de la dynamique linéaire désirée, peut être appliquée seulement à la classe de systèmes non- Linéaire décrit par la forme canonique de contrôlabilité. La dynamique du système d'une telle forme est représentée par [5]:

$$\dot{x}(n) = f(X) + b(X)u \quad (\text{III-1})$$

Où :

u est l'entrée de commande, x est la sortie et $X = [x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}]^T$ représente le vecteur d'état et $f(x)$ une fonction non linéaire d'états.

Cette forme est unique dans le contexte que malgré la présence des dérivés de x au sein de l'équation, aucune dérivée de u n'y existe. A noter que dans la représentation dans l'espace d'état, l'équation (III-1) peut être écrite comme :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dots \\ \dot{x}_{n-1} \\ \dot{x}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2 \\ \dots \\ x_n \\ f(x) + b(x)u \end{bmatrix} \quad (\text{III-2})$$

Pour les systèmes qui peuvent être exprimés sous la forme canonique de contrôlabilité, l'utilisation de l'entrée de commande (pour $b \neq 0$)

$$u(t) = \frac{1}{b} [v(t) - f(t)] \quad (\text{III-3})$$

peut éliminer les non-linéarités et obtenir la relation simple entrée-sortie (forme d'intégrateurs multiples) :

$$x^{(n)} = v \quad (\text{III-4})$$

Où v représente l'entrée équivalente de système Ainsi, la loi de commande est définie par :

$$v = -k_1 x - k_2 x_2 - \dots - k_{n-1} x^{(n-1)} \quad (\text{III-5})$$

Avec les coefficients k_i choisis de sorte que le polynôme $s^{(n)} + k_{n-1}s^{(n-1)} + \dots + k_1$ soit stable pour obtenir une dynamique exponentiellement stable :

$$x^{(n)} + k_{n-1}x^{(n-1)} + \dots + k_1 x = 0 \quad (\text{III-6})$$

Pour des considérations comprenant la poursuite d'une sortie désirée $x_d(t)$ et avec $e = x(t) - x_d(t)$ désignant l'erreur de poursuite, la loi de commande est définie par :

$$u = x_d^{(n)} - k_1 e - k_2 e \cdot - \dots - k_{n-1} e^{(n-1)} \quad (\text{III-7})$$

conduit à une poursuite convergente exponentiellement.

Des résultats similaires peuvent être obtenus, si le scalaire b par une matrice carré réversible [14].

III.2.1. Outils mathématiques

La classe des systèmes non linéaires multi- entrées multi- sorties auxquels on s'intéresse se présente sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x) + g(x)u(t) \\ y(t) = h(x) \end{cases} \quad (\text{III-8})$$

où u et y sont respectivement le vecteur de commande (d'entrée) et le vecteur de sortie avec les entiers de f , g et h sont des fonctions.

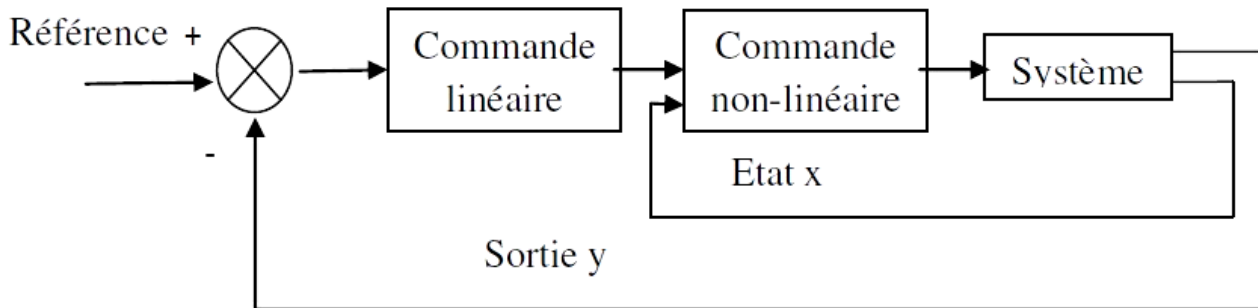


Figure III.1. Schéma de principe de la linéarisation entrée sortie [20].

III.2.1.1. Gradient

On définit le gradient d'une fonction scalaire $h(x)$ par rapport au vecteur x , par le vecteur ligne, $\nabla h(x)$ définie par : $\nabla h(x)_i = \frac{\partial h}{\partial x_i}$ (III-9)

D'une façon similaire, le gradient d'un champ de vecteur $f(x)$ est défini par le **Jacobien** de f (matrice de $(n \times n)$ éléments) comme suit [20]:

$$\nabla f(x)_{ij} = \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \tag{III-10}$$

III.2.1.2. Dérivée de Lie :

Dérivée de Lie : Pour une fonction scalaire $h : x \rightarrow h(x)$ et un champ de vecteur $f(x)$, la dérivée de Lie est définie par [21] :

$$L_f h = \sum_{i=1}^n f_i(x) \frac{\partial h}{\partial x_i} = \nabla h f = \begin{bmatrix} \frac{\partial h}{\partial x_1} & \frac{\partial h}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial h}{\partial x_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \dots \\ f_n \end{bmatrix} \tag{III-11}$$

Avec

$$L_f^i h = L_f(L_f^{i-1}h) = \nabla(L_f^{i-1}h)f, \quad L_f^1 h = L_f h, \quad L_f^0 h = h$$

De plus, si g est un autre champ de vecteurs alors la fonction scalaire $L_g L_f h(x)$ est donnée par[21]:

$$L_g L_f h(x) = \nabla(L_f h)g \quad (\text{III-12})$$

III.2.1.3. Crochet de Lie :

Soit f et g deux champs de vecteurs. Le crochet de Lie de f et g est un champ de vecteur défini par :

$$[f, g] = \nabla g f - \nabla f g \quad (\text{III-13})$$

où ∇g et ∇f représentent respectivement les gradients de g et f par rapport à x . Le crochet de Lie est représenté souvent par $ad_f g$ [6]

$$[f, g](x) = ad_f g(x) = \frac{\partial g}{\partial x} f(x) - \frac{\partial f}{\partial x} g(x) \quad (\text{III-14})$$

On définit aussi,

$$ad_f^0 g(x) = g(x) \dots\dots ad_f^i g(x) = [f, ad_f^{i-1} g](x) \quad \text{pour } i=1, 2, \dots \quad (\text{III-15})$$

Les crochets de Lie ont les propriétés suivantes [6]:

$$1\text{-asymétrie } [f, g] = -[g, f]$$

$$2\text{-}[\alpha f_1 + \beta f_2, g] = \alpha[f_1, g] + \beta[f_2, g]$$

$$3\text{- identité de jacobini } [f_1, [f_2, f_3]] + [f_2, [f_3, f_1]] + [f_3, [f_1, f_2]] = 0$$

III.2.1.4. Difféomorphisme

La fonction différentielle $\Phi: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ définie dans une région $\Omega \subset \mathbb{R}^n$ est appelée difféomorphisme si elle vérifie les deux conditions suivantes :

✓ Φ : est inversible, c'est-à-dire, il existe une fonction Φ^{-1} telle que :

$$\Phi^{-1}(\Phi(x)) = x$$

Pour tout $x \in \Omega \subset \mathbb{R}^n$ et

✓ Φ^{-1} et Φ sont des fonctions lisses.

le difféomorphisme est utilisé pour transformer un système non linéaire en un autre système linéaire en effectuant un changement de variables de la forme :

$$z = \Phi(x) \quad (\text{III-16})$$

Où $\Phi(x)$ représentent les variables :

$$\Phi(x) = \begin{bmatrix} \Phi_1(x) \\ \Phi_2(x) \\ \dots \\ \Phi_n(x) \end{bmatrix}, \quad x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_n \end{bmatrix} \quad (\text{III-17})$$

A noter que si $\Phi(z)^{-1}$ (transformation inverse) existe pour tout $z \in \mathfrak{R}^n$, le difféomorphisme est dite global. Dans le cas contraire, le difféomorphisme est appelé local et on doit le considérer seulement autour de la région $\Omega \subset \mathfrak{R}^n$.

Lorsque cette transformation existe, elle permet en particulier de stabiliser le système exactement comme s'il s'agissait d'un système linéaire, en utilisant les méthodes classiques des systèmes linéaires [5].

III.2.1.5. Degré relatif

D'après [25] Le degré relatif (r) de la sortie y , est le nombre de fois qu'il faut dériver y par rapport au temps pour faire apparaître explicitement l'entrée u dans les dérivés de y . d'après cette définition on peut dire que :

Le système (II-8) est dit de degré relatif (r) dans un région Ω au voisinage d'un point x_0 si :

$$L_g L_f^i h(x) = 0 \text{ tel que : } 0 \leq i \leq r-2$$

$$L_g L_f^{r-1} h(x) \neq 0$$

En effet, si on applique cette définition au système (II-8), nous obtenons :

$$\dot{y} = \frac{dy}{dt} = \frac{dy}{dx} \frac{dx}{dt} = \frac{dh}{dx} \dot{x}$$

$$\dot{y} = \frac{dh(x)}{dx} (f(x) + g(x)u)$$

$$\dot{y} = L_f h(x) + L_g h(x)u \quad (\text{III-18})$$

Si $L_g h(x) = 0$, nous continuons la dérivation de sortie y pour la deuxième fois, pour tout x au voisinage de x_0 , donc :

$$\ddot{y} = \frac{d(L_f h(x))}{dx} \frac{dx}{dt} = \frac{d(L_f h(x))}{dx} (f(x) + g(x)u) \quad (\text{III-19})$$

$$\ddot{y} = L_f^2 h + L_g (L_f^1 h)u = L_f^2 h \text{ si } L_g (L_f^1 h) = 0 \text{ pour un degré relatif } r > 2.$$

Nous continuons la dérivation de la sortie y jusqu'à l'apparition de u pour la première fois, pour un degré relatif égale à r , nous obtenons :

$$\begin{aligned} y &= h(x) = L_f h \\ \dot{y} &= L_f^1 h + L_g (L_f^0 h) = L_f^1 h \quad \text{avec } L_g (L_f^0 h) = 0 \\ \ddot{y} &= L_f^2 h + L_g (L_f^1 h) = L_f^2 h \quad \text{avec } L_g (L_f^1 h) = 0 \\ &\vdots \\ &\vdots \\ &\vdots \\ y^{(r)} &= L_f^r h + L_g (L_f^{(r-1)} h)u \quad \text{avec } L_g (L_f^{(r-1)} h) \neq 0 \end{aligned} \tag{III-20}$$

Donc r est le plus petit nombre entier pour lequel le coefficient de u n'est pas nul sur l'espace ou nous voulons contrôler le système.

soient :

$$\begin{aligned} \alpha(x) &= L_f^r (h) \\ \beta(x) &= L_g (L_f^{(r-1)} (h)) \end{aligned}$$

Donc :

$$y^{(r)} = L_f^r h + L_g (L_f^{(r-1)} h)u = \alpha(x) + \beta(x)u = v(x) \quad \text{ou } \beta \neq 0. \tag{III-21}$$

Où $v(x)$ est appelée l'entrée synthétique ou contrôle synthétique.

Donc pour $y^{(r)} = v(x)$, nous avons r intégrateurs, donc on obtient un système linéaire de la forme :

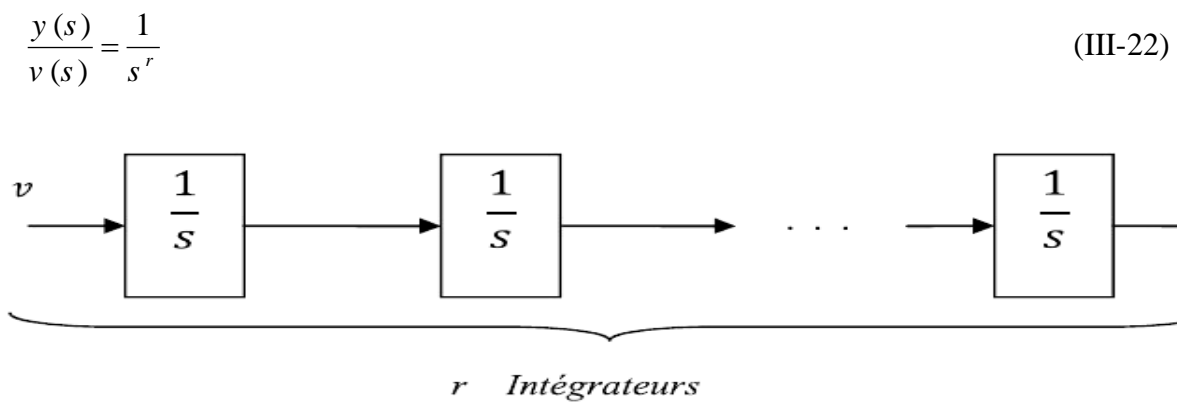


Figure III.2. Représentation d'état d'un système linéaire [25].

III.2.1.6 La loi de commande :

La loi de commande est définie par :

$$v = -\sum_{i=0}^{r-1} K_i L_f^i(h) = -K_0 y - K_1 \dot{y} - K_2 \ddot{y} - \dots - K_{(r-1)} y^{(r-1)} \quad (\text{III-23})$$

Le choix des K_j est basé sur la stabilité du polynôme caractéristique donné par $S^{(r)} + K_{(r-1)} S^{(r-1)} + \dots + K_0$ (polynôme stable), en utilisant la définition de Hurwitz, c'est-à-dire, que toutes ses racines soient situées strictement dans la partie gauche du plan de La place.

$$u = \frac{1}{L_g L_f^{(r-1)} h(x)} \left[-L_f^{(r)} h(x) - K_{(r-1)} y^{(r-1)} - \dots - K_1 \dot{y} - K_0 y \right] \quad (\text{III-24})$$

Par ailleurs, le point zéro ne présente pas toujours le seul point d'équilibre pour un système non linéaire. Généralement les systèmes possèdent des trajectoires de référence à poursuivre, et c'est à la commande de forcer le système (référence), l'erreur de poursuite e_p est donné par :

$$e_p = y - y_d \quad (\text{III-25})$$

Donc la loi de commande est donnée par :

$$v = \dot{y}_d^{(r)} - K_{(n-1)} e_p^{r-1} - \dots - K_2 \dot{e}_p - K_1 e_p \quad (\text{III-26})$$

III.2.2 Linéarisation par retour d'état des systèmes MIMO

Les concepts utilisés pour les systèmes SISO peuvent être tendus au cas des systèmes MIMO.

On considère le système carré présenté sous la forme suivante [5]:

$$\begin{aligned} \dot{X} &= f(X) + g_1(X)U_1 + \dots + g_m(X)U_m \\ y_1 &= h_1(X) \\ &\dots \\ y_m &= h_m(X) \end{aligned} \quad (\text{III-27})$$

Où,

X c'est le vecteur d'état, $u_i (i = 1, \dots, m)$ sont les entrées de commande, $y_j (j = 1, \dots, m)$ sont les sorties, f et g_i sont les vecteurs champs et h_j sont des fonctions scalaires.

Si on rassemble les entrées de commande u_i dans le vecteur U , les vecteurs g_i dans la matrice G , et les sorties y_j dans le vecteur Y , le système peut être écrit comme

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = f(X) + G(X)U(t) \\ Y(t) = h(X) \end{cases} \quad (\text{III-29})$$

L'approche pour obtenir la linéarisation entrée-sortie pour les MIMO systèmes est toujours la différenciation des sorties des systèmes jusqu'à l'apparition des entrées analogiquement comme dans le cas des systèmes SISO.

Commençons par [5]:

$$\dot{y}_j = L_f h_j + \sum_{i=1}^m (L_{g_i} h_j) u_i \quad (\text{III-30})$$

Si $L_{g_i} h_j(X) = 0$ pour tout i , donc les entrées n'apparaissent pas et on doit dériver une autre fois. Supposons que r_j est le plus petit entier assurant que, au moins, l'une des entrées des $y_j^{(r_j)}$, donc

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_j + \sum_{i=1}^m L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j u_i \quad (\text{III-31})$$

Avec $L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j(x) \neq 0$, si on exécute cette procédure pour chaque sortie y_j , on obtient m équations sous la forme suivante [5]:

$$\begin{bmatrix} y_1^{(r_1)} \\ \dots \\ y_m^{(r_m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \dots \\ L_f^{r_m} h_m(x) \end{bmatrix} + \beta(x) \begin{bmatrix} u_1 \\ \dots \\ u_m \end{bmatrix} \quad (\text{III-32})$$

Où la matrice carré $\beta(x)$ est définie par

$$\beta(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1 & \dots & \dots & L_{g_m} L_f^{r_1-1} h_1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_m-1} h_m & \dots & \dots & L_{g_m} L_f^{r_m-1} h_m \end{bmatrix} \tag{III-33}$$

La matrice $E(X)$ est dite matrice de découplage pour le système MIMO. Si la matrice de découplage est non singulière, donc la transformation de l'entrée

$$u = -\beta^{-1} \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \dots \\ \dots \\ L_f^{r_m} h_m(x) \end{bmatrix} + \beta^{-1} \begin{bmatrix} V_1 \\ \dots \\ \dots \\ V_m \end{bmatrix} \tag{III-34}$$

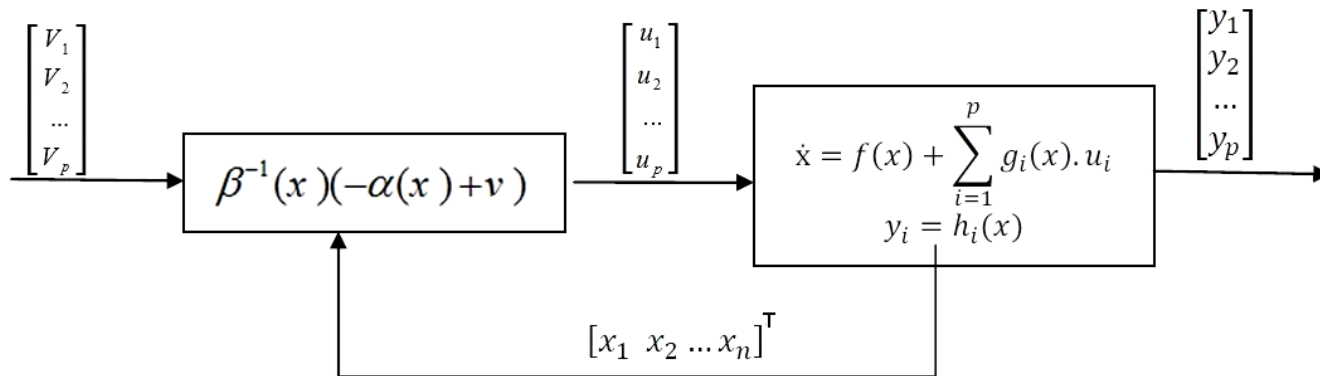


Figure III.3 schéma bloc du système linéarisé [20].

produit une relation différentielle linéaire entre la sortie Y et l'entrée V

$$\begin{bmatrix} y_1^{(r_1)} \\ \dots \\ \dots \\ y_m^{(r_m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \\ \dots \\ \dots \\ V_m \end{bmatrix} \tag{III-35}$$

Notons que la relation précédente entrée-sortie est découplée, en plus d'être linéaire lorsque V_i agit uniquement sur la sortie correspondante y_i et pas sur les autres, la loi de commande est dite loi de commande découplée, ou loi de commande non- interactive. Comme résultat de découplage, on peut appliquer la conception du système SISO pour chaque canal $y - v$ dans la dynamique découplée pour construire des régulateurs de poursuite ou ceux stabilisation [14].

III.3. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre la théorie de commande par retour d'état linéarisant et son application de la technique pour la commande du moteur asynchrone avant et après le défaut de court-circuit entre spires.

Chapitre IV

*Application de la commande sur
la MAS avec et sans défaut*

Application de la commande sur la MAS avec et sans défaut

IV.1. Introduction

Nous avons présenté la méthode de linéarisation entrée-sortie pour une classe de systèmes non linéaires. Elle permet de ramener le comportement d'un système non linéaire au comportement d'un système linéaire et découplé. Dans la section suivante nous allons appliquer ces techniques au modèle du moteur asynchrone présenté dans le chapitre I.

IV.2. Modèle d'état du moteur asynchrone

Le modèle utilisé dans ce chapitre est un modèle de Park classique pour lequel nous exprimons les grandeurs électriques dans un repère dit « repère fixe lié au stator (α, β) » ; Le modèle d'état de la machine asynchrone, dans ce référentiel est une représentation non linéaire de la forme :

$$\dot{X}(t) = F(x) + g(x)u(t) \quad (\text{IV-1})$$

$x = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \phi_{r\alpha} \ \phi_{r\beta} \ \Omega]^t$ vecteur d'état ;
 $u = [v_{s\alpha} \ v_{s\beta}]$ vecteur de commande.

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma i_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \phi_{r\alpha} + pK \Omega \phi_{r\beta} \\ -\gamma i_{s\beta} + \frac{K}{T_r} \phi_{r\beta} - pK \Omega \phi_{r\alpha} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - p\Omega \phi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} + p\Omega \phi_{r\alpha} \\ \frac{pM}{JL_r} (\phi_{r\alpha} \dot{i}_{s\beta} - \phi_{r\beta} \dot{i}_{s\alpha}) - \frac{1}{J} (C_r + f \Omega) \end{bmatrix} \quad g(x) = (g_1, g_2) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV-2})$$

Avec :

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

$R_t = \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right)$; $k = \frac{M}{\sigma L_s L_r}$; $\gamma = \frac{R_t}{\sigma L_s}$.

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

Le vecteur d'état x est représenté par quatre grandeurs électriques deux composantes du flux Rotorique $\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$ et deux composantes du courant statorique $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ et une équation mécanique qui gouverne la vitesse de rotation.

IV.3. Application de la machine asynchrone

IV.3.1. Les sorties régulées et les critères de commande

Le critère de choix des commandes est de pouvoir imposer des dynamiques arbitraires sur chaque sortie y_1, y_2 . En vue de trouver une relation différentielle linéaire entre les sorties y_1 et y_2 et des entrées de commande v_1 et v_2 choisies, il faut trouver un retour d'état $u = \alpha(x) + \beta(x)v$, de telle manière que le système en boucle fermée soit découplé. Pour ce faire, on va suivre les étapes de linéarisation décrites dans le chapitre III, tel que :

Il faut dériver les fonctions de sortie $h_1(x)$ et $h_2(x)$; r_1 et r_2 fois jusqu'à faire apparaître des équations différentielles où interviennent les commandes. Par dérivation successive nous pouvons écrire:

$$\begin{cases} \frac{d^{r_1} y_1}{dt} = L_f^{r_1} h_1(x) + L_g L_f^{r_1-1} h_1(x) u \\ \frac{d^{r_2} y_2}{dt} = L_f^{r_2} h_2(x) + L_g L_f^{r_2-1} h_2(x) u \end{cases} \quad (\text{IV-3})$$

Le moteur est commandé par les deux composantes de tension statorique $u_{s\alpha}$ et $u_{s\beta}$. Le système à contrôler, doit être de type carré.

Les variables à contrôler dans ce travail, par une loi de commande par linéarisation, sont le couple et la norme du flux rotorique au carré comme sorties du procédé. Le choix de la norme au carré est dû au fait que cette forme permet de simplifier le calcul différentiel.

Donc :

$$y(x) = \begin{bmatrix} y_1(x) \\ y_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_e \\ \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 = \psi_r \end{bmatrix} \quad (\text{IV-4})$$

La condition de linéarisation permettant de vérifier si un système non linéaire admet une linéarisation entrée/sortie est l'ordre de degré relatif de système.

IV.3.2. Degré relatif

Le degré relatif d'une sortie est le nombre de fois qu'il faut dériver pour faire apparaître l'entre U.

La dérive de Lie des sorties y_i du système par rapport au temps s'exprime alors par la relations suivante:

$$\dot{y}_i = L_f h_i + \sum_{j=1}^p (L_{g_j} h_i) u_j \quad (\text{IV-5})$$

p : nombre de sorties

En appliquant la procédure dans le cas de moteur asynchrone, on obtient les résultats suivants :

IV.3.3. Degré relatif du couple (Ce)

La dérivée de Lie pour le couple électromagnétique est donnée par :

$$\dot{h}_1(x) = L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x) u_\alpha + L_{g_2} h_1(x) u_\beta \quad (\text{IV-6})$$

A partir de l'équation mécanique

$$C_e = j \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega - Cr \quad (\text{IV-7})$$

On a

$$\dot{C}_e = j \frac{d^2\Omega}{dt^2} + f \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{IV-8})$$

$$h_1 = C_e = \frac{pM}{L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{IV-9})$$

$$L_f h_1 = p \frac{M}{L_r} \left[\left(\gamma + \frac{1}{T_r} \right) (\phi_{r\beta} i_{s\alpha} - \phi_{r\alpha} i_{s\beta}) - pK\Omega(\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) - p\Omega(\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) \right] \quad (\text{IV-10})$$

$$L_{g_1} h_1 = -p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_{r\beta} \quad ; \quad L_{g_2} h_1 = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_{r\alpha} .$$

Par dérivation successive de la première sortie (le couple électromagnétique). Nous obtiendrons un degré relatif égale $r_1 = 1$.

IV.3.4. Degré relatif du flux

La dérivée de Lie pour la norme de flux au carré est donnée par :

$$\dot{h}_2(x) = L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x) u_\alpha + L_{g_2} h_2(x) u_\beta \quad (\text{IV-11})$$

$$\ddot{h}_2(x) = L_f^2 h_2(x) + L_{g_1} L_f h_2(x) u_\alpha + L_{g_2} L_f h_2(x) u_\beta \quad (\text{IV-12})$$

$$h_2 = (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \quad (\text{IV-13})$$

$$L_f h_2 = \frac{2M}{T_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{2}{T_r} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \quad (\text{IV-14})$$

$$L_f^2 h_2 = \left[\begin{array}{l} -\frac{2M}{T_r} \left(\gamma + \frac{3}{T_r} \right) (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{2pM}{T_r} \Omega (\phi_{r\beta} i_{s\alpha} - \phi_{r\alpha} i_{s\beta}) \\ + \frac{4 + 2MK}{T_r^2} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) + \frac{2M^2}{T_r^2} (i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2) \end{array} \right] \quad (\text{IV-15})$$

$$L_{g_1} L_f h_2 = \frac{2M}{\sigma L_s T_r} \phi_{r\alpha} ; L_{g_2} L_f h_2 = \frac{2M}{\sigma L_s T_r} \phi_{r\beta}.$$

Par dérivation successive de la deuxième sortie (la norme du flux). Nous obtiendrons un degré relative égale $r_2 = 2$.

Après avoir dériver les deux sorties choisies, nous disposons d'un système d'équations différentielles où interviennent les commandes. Dans ces conditions le modèle dynamique de la machine est constitué des deux équations différentielles (IV-10) et (IV-15) que nous écrivons:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_f h_1 = p \frac{M}{L_r} \left[\left(\gamma + \frac{1}{T_r} \right) (\phi_{r\beta} i_{s\alpha} - \phi_{r\alpha} i_{s\beta}) - pK \Omega (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) - p \Omega (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) \right] \\ L_f^2 h_2 = \left[\begin{array}{l} -\frac{2M}{T_r} \left(\gamma + \frac{3}{T_r} \right) (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{2pM}{T_r} \Omega (\phi_{r\beta} i_{s\alpha} - \phi_{r\alpha} i_{s\beta}) \\ + \frac{4 + 2MK}{T_r^2} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) + \frac{2M^2}{T_r^2} (i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2) \end{array} \right] \end{array} \right. \quad (\text{IV-16})$$

IV.3.5. Forme normale et dynamiques-zéro

Le système entrée-sortie linéaire donné par l'équation (IV-16) est visiblement du troisième ordre $r = r_1 + r_2 = 1 + 2 = 3$ alors que le système non-linéaire de départ est du cinquième ordre ($n = 5$). Il y a donc une dynamique interne de dimension $(n - r) = 2$ dont la stabilité asymptotique doit être vérifiée. En utilisant les propriétés données au chapitre III, il est facile de trouver les $n-r$ fonctions Φ telles que:

$$L_g \Phi_i(x) = 0 ; 1 \leq i \leq 2 \quad (\text{IV-17})$$

et de telle manière que la transformation globale soit non singulière.

La dynamique du système est donc séparée en deux parties:

- 1) La dynamique externe qui est donnée par la relation linéaire entre h et u .
- 2) La dynamique interne non observable donnée par Φ_i .

Par utilisation de la propriété du système dynamique-zéro qui est donnée par la dynamique interne quand l'entrée de commande maintient la sortie à zéro. Il apparaît évident si la fonction Φ est indépendante de $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ elle serait une solution triviale au système d'équation (IV-17)

Les choix possibles sont l'angle du flux et la vitesse de rotation :

$$z_4 = \arctg\left(\frac{\varphi_\beta}{\varphi_\alpha}\right) \quad (\text{IV-18})$$

Et

$$z_5 = \Omega \quad (\text{IV-19})$$

Les nouvelles coordonnées du système (II-39) sont :

$$\begin{cases} z_1 = h_1(x) \\ z_2 = h_2(x) \\ z_3 = L_f h_2(x) \\ z_4 = \arctg\left(\frac{\varphi_{r\beta}}{\varphi_{r\alpha}}\right) \\ z_5 = \Omega \end{cases} \quad (\text{IV-20})$$

Finalement sous la forme canonique le système est décrit par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{z}_1 = v_1 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \dot{z}_3 = v_2 \\ \dot{z}_4 = w_r + \frac{R_r z_1}{p z_2} \\ \dot{z}_5 = -\frac{1}{j} (z_3 - C_r - f z_5) \end{array} \right. \quad (\text{IV-21})$$

La matrice définissant la relation entre les entrées physiques (u) et les dérivées des sorties ($\dot{y}(x)$) est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^1 h_1 \\ L_f^2 h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{g1} h_1 & L_{g2} h_1 \\ L_{g1} L_f h_2 & L_{g2} L_f h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{IV-22})$$

Elle est sous la forme :

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = A(x) + D(x) \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{IV-23})$$

D'après cette formule, on donne la matrice de découplage par :

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g1} h_1 & L_{g2} h_1 \\ L_{g1} L_f h_2 & L_{g2} L_f h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{pM}{\sigma L_s L_r} \phi_{r\beta} & \frac{pM}{\sigma L_s L_r} \phi_{r\alpha} \\ \frac{2M}{\sigma L_s T_r} \phi_{r\alpha} & \frac{2M}{\sigma L_s T_r} \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-24})$$

Si on considère le système d'équations précédentes, les commandes u_α et u_β peuvent être déterminées si la matrice de découplage n'est pas singulière, veut dire que :

$$\det [D(x)] = -\frac{2pM^2}{\sigma^2 L_s^2 L_r T_r} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \neq 0$$

Pour $\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 \neq 0$, la matrice $D(x)$ est inversible sauf quand le moteur est à l'arrêt, il faudra par conséquent prévoir une procédure spéciale pour le démarrage (ce qui peut être évité en choisissant des conditions initiales non nulles dans l'observation du flux). donc par extension du cas mono variable, de linéariser la dynamique entrée-sortie et de la rendre équivalente à un double intégrateur entre h_1 et v_1 , et un simple intégrateur entre h_2 et v_1 .

On définit la commande non-linéaire :

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = D^{-1}(x) \begin{bmatrix} v_1 - L_f^1 h_1(x) \\ v_2 - L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} \quad (\text{IV-25})$$

avec

$$D^{-1}(x) = \begin{bmatrix} -\frac{\sigma L_s L_r}{pM (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2)} \phi_{r\beta} & \frac{\sigma L_s T_r}{2M (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2)} \phi_{r\alpha} \\ \frac{\sigma L_s L_r}{pM (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2)} \phi_{r\alpha} & \frac{\sigma L_s T_r}{2M (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2)} \phi_{r\beta} \end{bmatrix}$$

Cette transformation non –linéaire appliquée au système bouclé permet aux sorties h_1 et h_2 d'être linéaires et découplées et vu des nouvelles commandes v_1 et v_2 .

Le vecteur $\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}$ représente une consigne externe du système linéarisé.

IV.3.6. Commande du flux et du couple du système linéarisé

Les entrées internes (V_1, V_2) sont définies de la façon suivante :

$$\begin{aligned} v_1 &= a(c_{e_{ref}} - c_e) + \frac{dc_{e_{ref}}}{dt} \\ v_2 &= \frac{d^2}{dt^2} \Phi_{ref} + b \left(\frac{d}{dt} \Phi_{ref} - \frac{d}{dt} \Phi_r \right) + c (\Phi_{ref} - \Phi) \end{aligned} \quad (\text{IV-26})$$

En boucle fermée l'erreur de poursuite est :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 + a e_1 = 0 \\ \ddot{e}_2 + b \dot{e}_2 + c e_2 = 0 \end{cases} \quad (\text{IV-27})$$

Avec :

$$e_1 = c_{ref} - c_e ; e_2 = \Phi_{ref} - \Phi$$

La dynamique ci-dessus sera stable si les polynômes en e_1 et e_2 ont leurs racines sur le côté gauche de plan complexe, la détermination des paramètres a , b et c peut se faire de différentes manières, Nous citons par exemple la méthode par placement des pôles. Tel que on choisit les pôles et on détermine par suite les paramètres, ou bien en fixant les performances désirées (déplacement, temps de réponse,.....) dans un cahier de charges

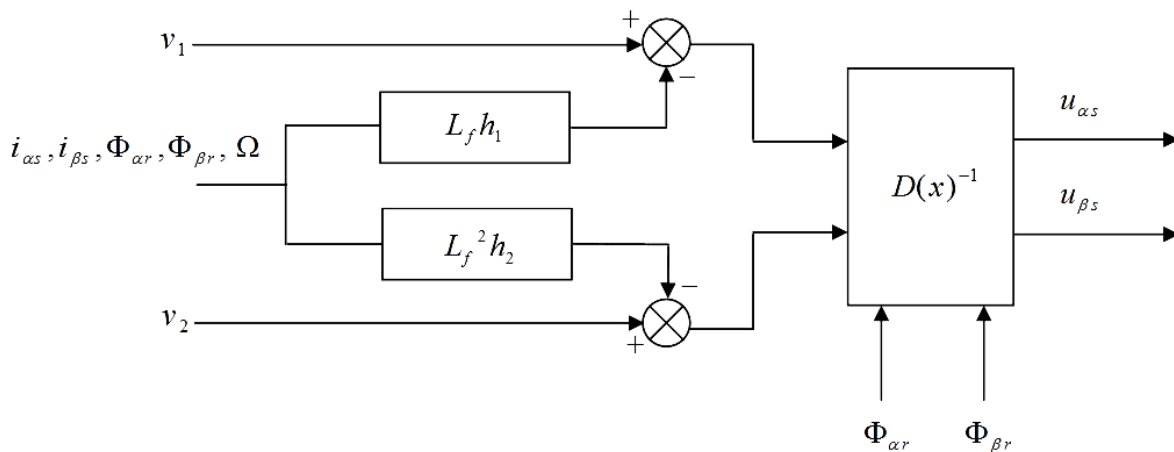


Figure IV.1. commande par linéarisation entrée-sortie [26].

IV.4. Modélisation et simulation de la partie puissance

IV.4.1. 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 IV.2).

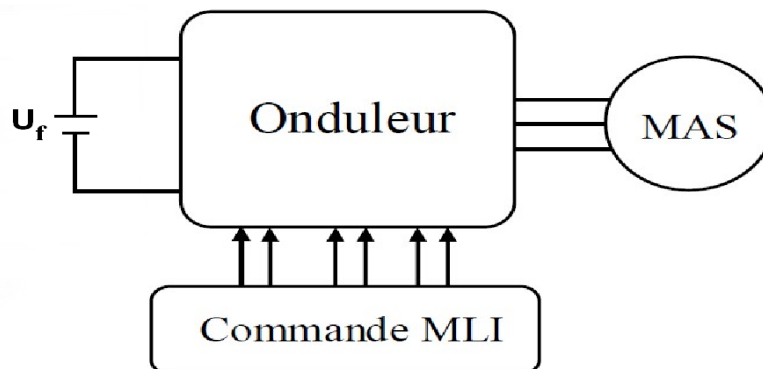


Figure IV.2. Schéma d'ensemble convertisseur –machine.

IV.4.2. 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 interruptions 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.IV.3) [27].

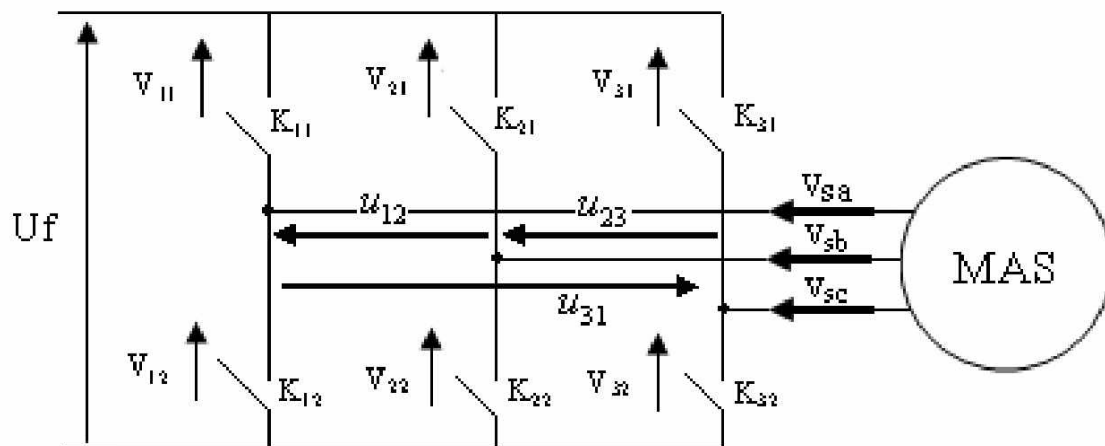


Figure IV.3. Représentation schématique d'un onduleur de tension [27].

◆ Fonction de connexion :

Chaque interrupteur K_{ci} ($c \in \{1, 2, 3\}; i \in \{1, 2\}$) supposé idéalisé 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

:

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

Avec :

$f_{ci} = 0$ Interrupteur ouvert.

$f_{ci} = 1$ Interrupteur fermé.

i_c : Courant commuté.

v_c : 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 (IV.3), on déduit aisément les expressions des tensions composées

$$\begin{aligned} u_{12} &= v_{sa} - v_{sb} = v_{21} - v_{11} \\ u_{23} &= v_{sb} - v_{sc} = v_{31} - v_{21} \\ u_{31} &= v_{sc} - v_{sa} = v_{11} - v_{31} \end{aligned} \quad (\text{IV-28})$$

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

$$\begin{bmatrix} u_{12} \\ u_{23} \\ u_{31} \end{bmatrix} = \frac{u_f}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-29})$$

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

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \frac{u_f}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-30})$$

IV.4.3. Simulation de l'association convertisseur-MAS

Le schéma de l'association convertisseur-machine est celui présenté sur la figure (IV.3). La machine est alimentée par un système de tension délivrée par l'onduleur. Celui-ci est commandé par la technique MLI naturelle.

Les résultats de simulations de l'association convertisseur statique-machine asynchrone sont représentés sur la figure (IV.4).

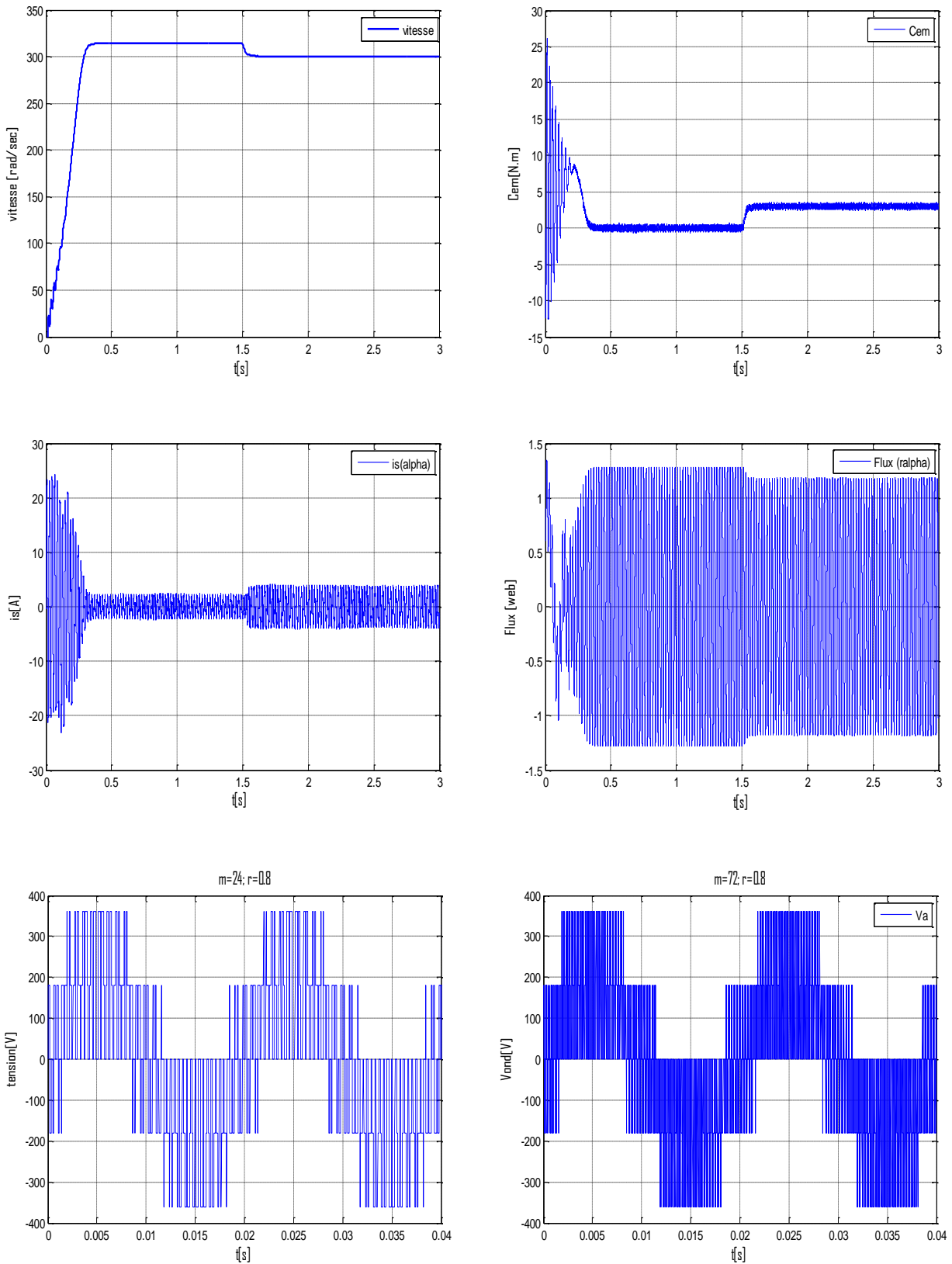


Figure IV.4. Simulation de l'association convertisseur –machine avec application d'une charge de (3N.m) à t=1.5 seconde.

IV.5. Essais de simulation

Avant de présenter les essais de simulation effectuées, et d'après Von Raumer la commande du couple est étendue vers la commande de vitesse, par l'utilisation d'un régulateur PI, dont la représentation est donnée par le schéma synoptique suivant [24]:

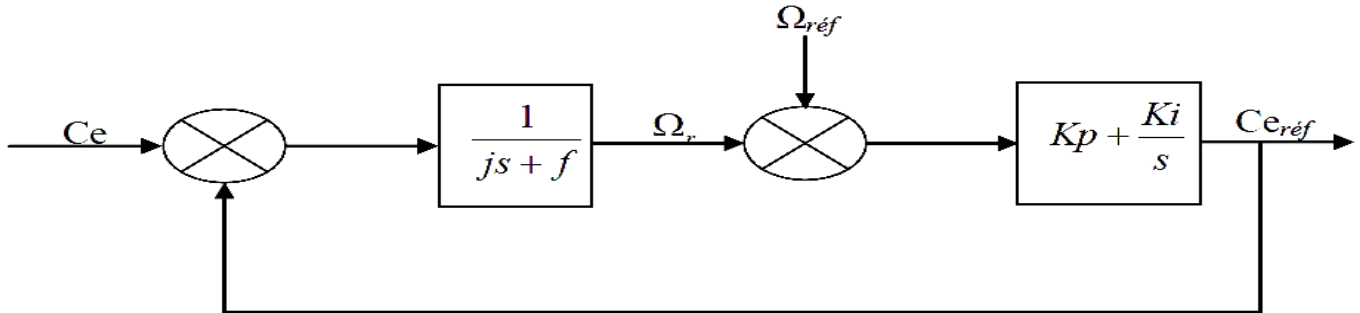


Figure IV.5. Régulation de couple de référence [24].

La figure (IV.5) montre que la trajectoire de couple de référence est liée à la trajectoire de vitesse de référence. Nous calculons maintenant les valeurs de ce régulateur.

En boucle ouverte on a :

$$c_{ref} = \frac{1}{Js + f} \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) c_e \quad (IV-31)$$

En boucle fermée on a :

$$c_{ref} = \frac{\frac{1}{Js + f} \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) c_e}{1 + \frac{1}{Js + f} \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) c_e}$$

$$c_{ref} = \frac{k_p \cdot s + k_i}{Js^2 + fs + k_p \cdot s + k_i}$$

$$c_{ref} = \frac{\frac{k_i}{J} \left(1 + \frac{k_p}{k_i} \cdot s \right)}{s^2 + \frac{(f + k_p)}{J} \cdot s + \frac{k_i}{J}} \quad (IV-32)$$

L'équation caractéristique pour la fonction de transfert est donnée par :

Par simplification de l'expression, on a :

$$s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 = \frac{k_i}{J} + \frac{f + k_p}{J} s + s^2 \tag{IV-33}$$

Avec :

$$2\xi\omega_n = \frac{(f + k_p)}{J}, \quad \omega_n^2 = \frac{k_i}{J} \quad \text{donc}$$

$$k_p = 2\xi\omega_n J - f \quad \text{et} \quad k_i = J\omega_n^2 \tag{IV-34}$$

On choisi les paramètres ξ et ω_n et par conséquence k_p et k_i de manière à imposer la forme convenable de la réponse indicielle de la vitesse.

Pour compenser le zéro de la fonction de transfert (IV-32) et atténuer les dépassements de la vitesse, on introduit un filtre du premier ordre pour la vitesse de référence :

$$\frac{\omega_{ref}'}{\omega_{ref}} = \frac{1}{1 + T_f s} \tag{IV-35}$$

IV.5.1. Schéma bloc de la commande par retour d'état linéarisant

Le schéma bloc de la commande est présenté dans la Figure (IV.6).

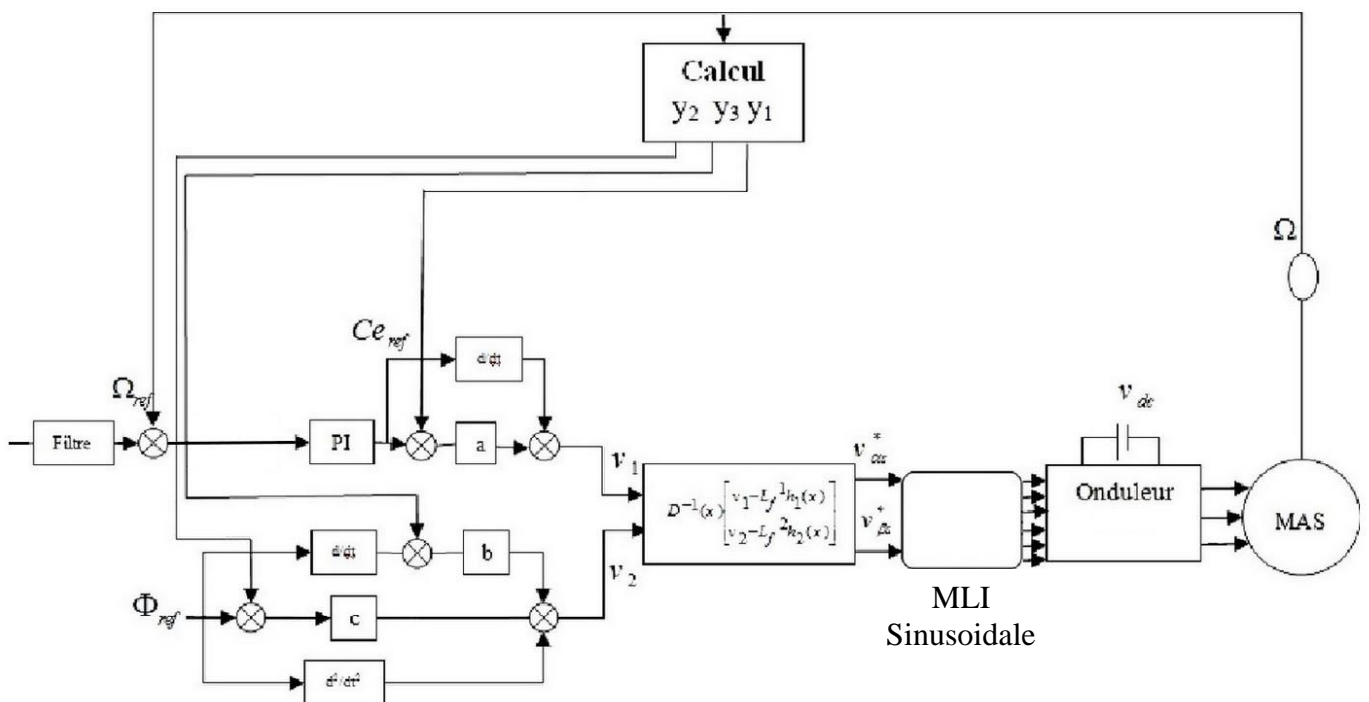


Figure IV.6. Schéma bloc de la commande par retour d'état linéarisant [26].

IV.5.2. Simulation pour l'application de la commande sur le modèle biphasé de la machine (α, β)

Nous effectuons une série de tests suivants afin de tester la robustesse de la commande développée.

Les performances statique et dynamique de la commande par retour d'état linéarisant sont analysées à partir des tests de simulation des trois modes de fonctionnement suivants :

- * Test de démarrage à vide avec insertion de la charge.
- * Test d'inversion de sens de rotation.
- * Test de poursuite d'une trajectoire.

A. Démarrage à vide avec introduction de la charge

La simulation effectuée pour un démarrage à vide suivi d'une insertion d'une charge de 3Nm à $t=1.5s$, les résultats de simulation sont représentés dans la Figure (IV.7).

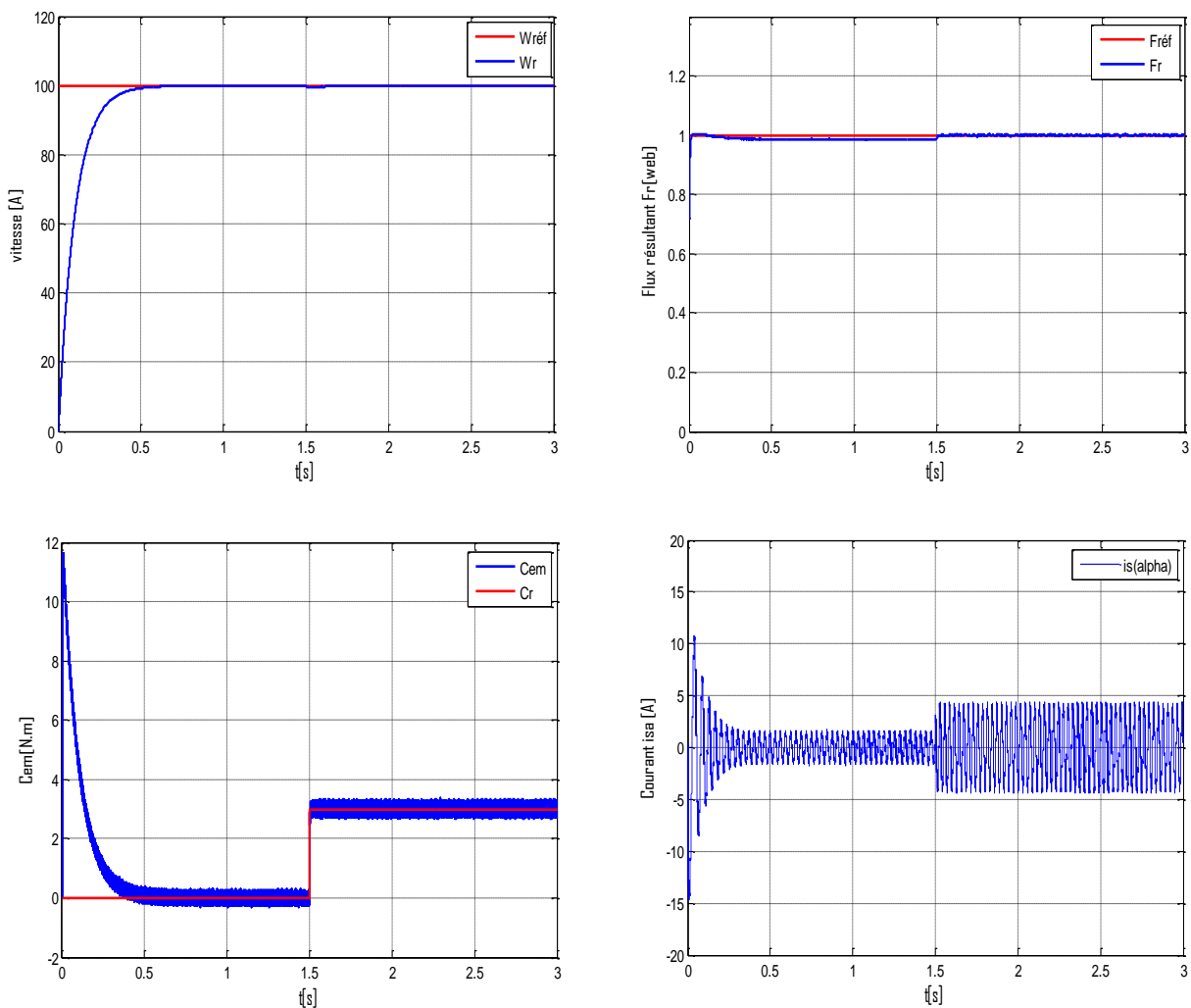


Figure IV.7. Résultats de simulation de la commande sur le modèle biphasé de la machine (α, β).

La vitesse atteint la référence après un régime transitoire, pour se stabiliser à 100 rad/s, malgré une petite chute de 10% due à l'introduction de la charge, la vitesse revient pour suivre la trajectoire imposé. Après un régime transitoire, le flux reste constant d'amplitude égale 1 web (la valeur de référence). Le couple électromagnétique s'annule après un régime transitoire, à $t=1s$ moment d'introduction de la charge, le couple tend vers la valeur du couple de charge 3N.m pour le compense. Les courants ont les mêmes comportements que le couple, après un régime transitoire, les courants prennent la forme sinusoïdale d'amplitude variable en fonction de la charge.

B. Test d'inversion de sens de rotation

Comme la machine peut fonctionner dans un sens, elle peut changer son sens selon le besoin pour cela nous testons la robustesse de la commande à l'inversion du sens de rotation, tel que, nous passons d'une vitesse de 100 rad/s à une vitesse de -100rad/s.

Et nous obtiendrons les résultats présentés dans la Figure (IV.8).

Les résultats obtenus montrent que la vitesse est inverse

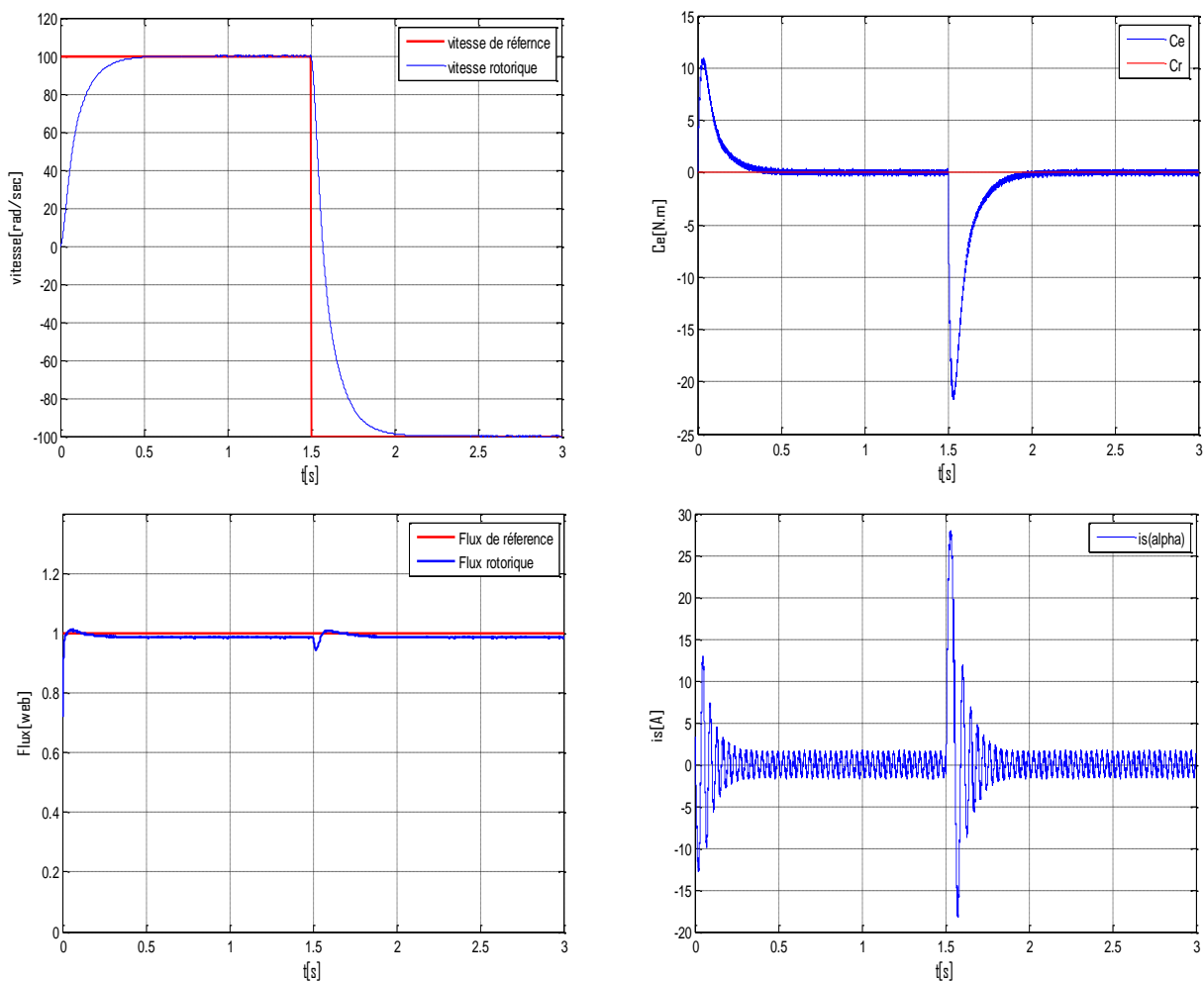


Figure IV.8. Test d'inversion du sens de rotation

C. Test de poursuite d'une trajectoire à flux constant

Afin de tester sa robustesse vis-à-vis la poursuite d'une trajectoire, la machine est simulé pour un mode de fonctionnement accélération et décélération à flux constant égale à 1web et sans charger la machine. Les résultats obtenus sont représentés dans la Figure (IV.9).

Les résultats obtenus montrent que la machine suit la trajectoire en maintenant le découplage sans influencer la norme de flux.

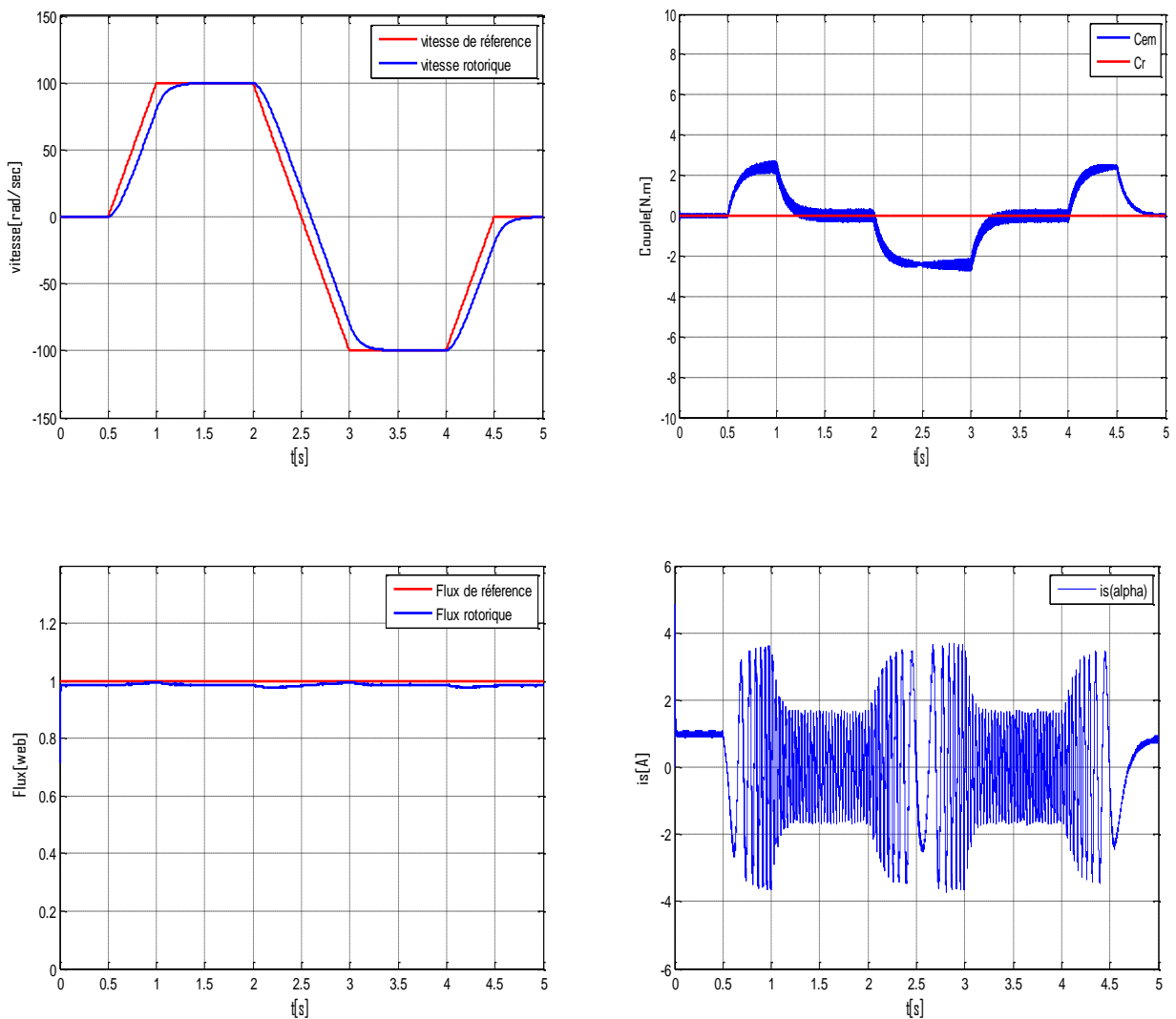


Figure IV.9. Test du poursuite d'une trajectoire.

IV.5.3. Simulation pour l'application de la commande sur la machine (modèle triphasé)

A $t=1.5$ sec on introduit un couple de charge $C_r=3$ N.m.

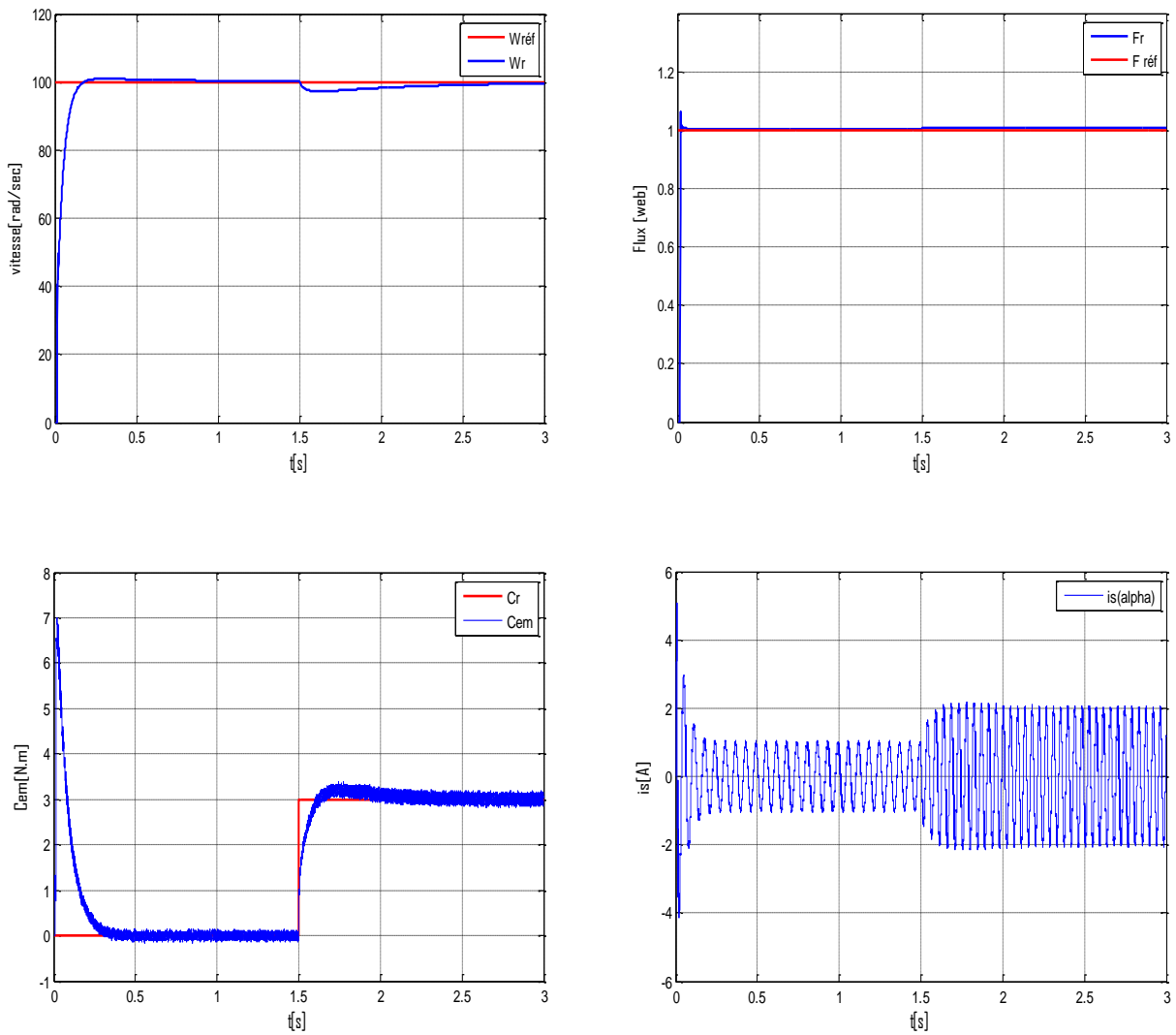


Figure IV.10. Résultats de simulation de la commande sur le modèle triphasé, (Absence de défaut).

A $t=1.5$ sec on introduit un couple de charge ($C_r=3$ N.m) puis à $t=2.3$ s un court-circuit entre spire (12.5%) dans le stator (phase a).

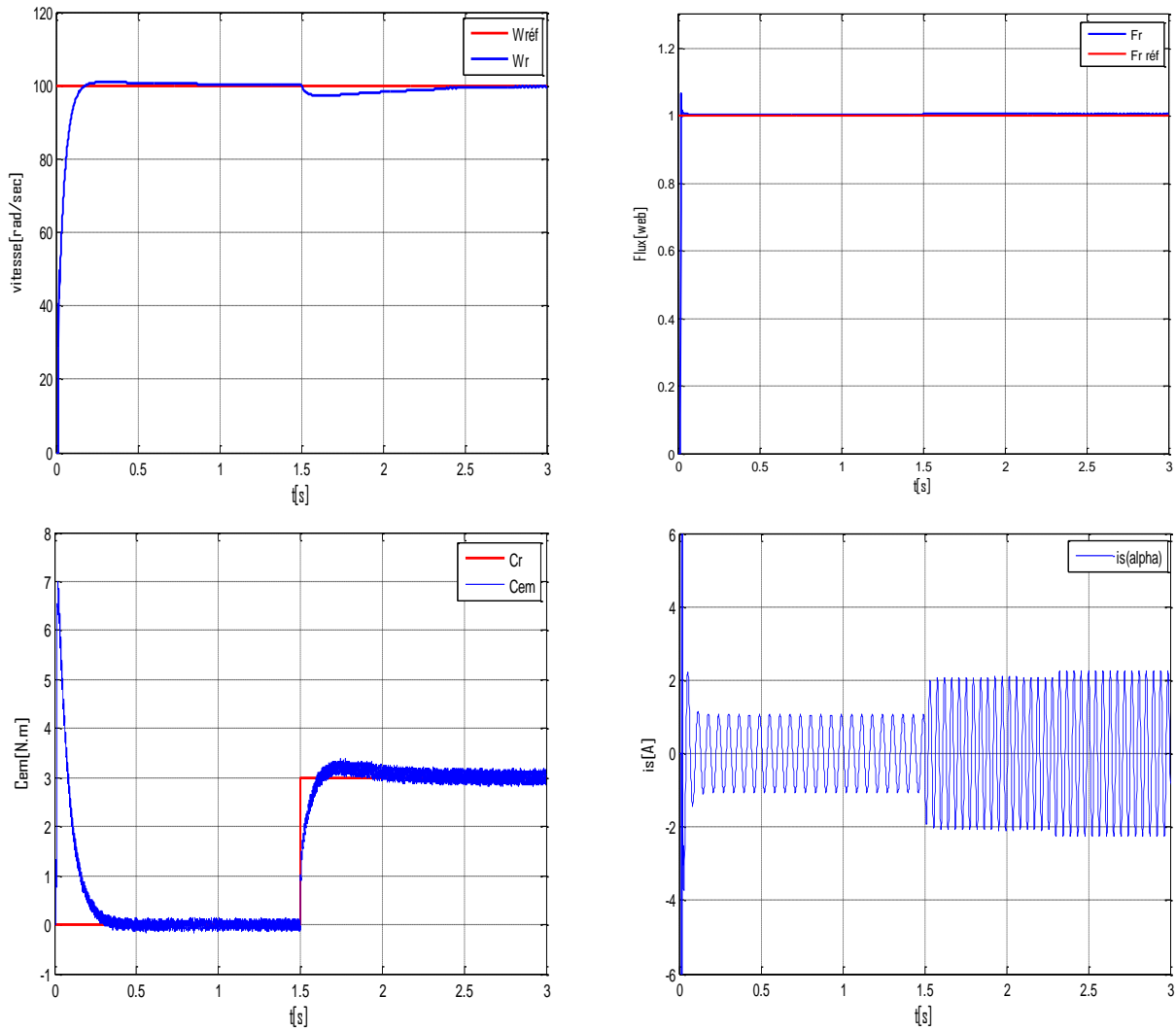
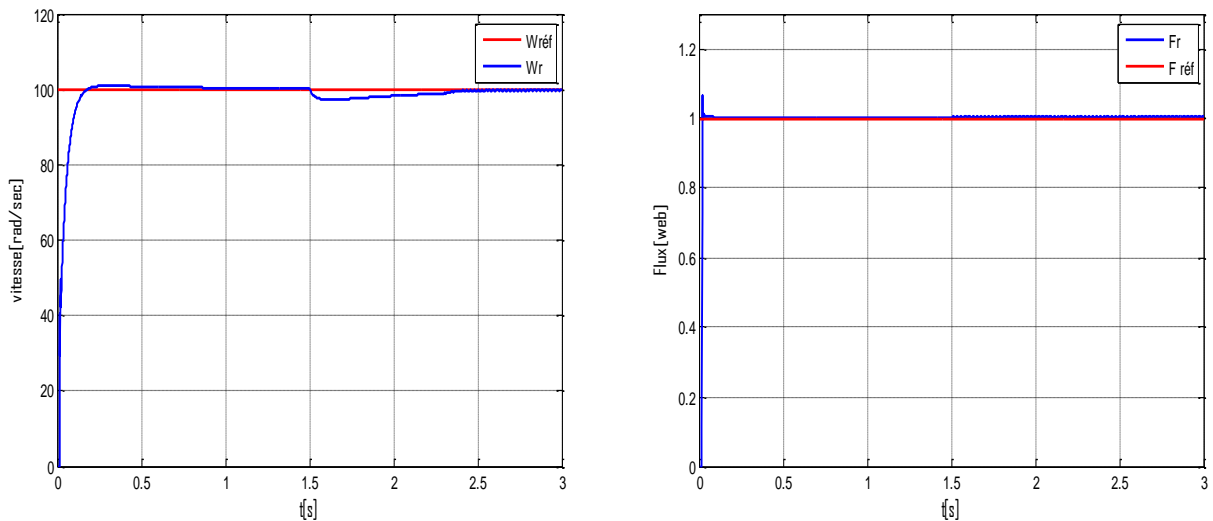


Figure IV.11. Résultats de simulation de la commande sur le modèle triphasé, (défaut de court-circuit entre spire (12.5%) dans le stator).

A $t=1.5$ sec on introduit un couple de charge ($C_r=3$ N.m) puis à $t=2.3$ s un court-circuit entre spire (25%) dans le stator (phase a).



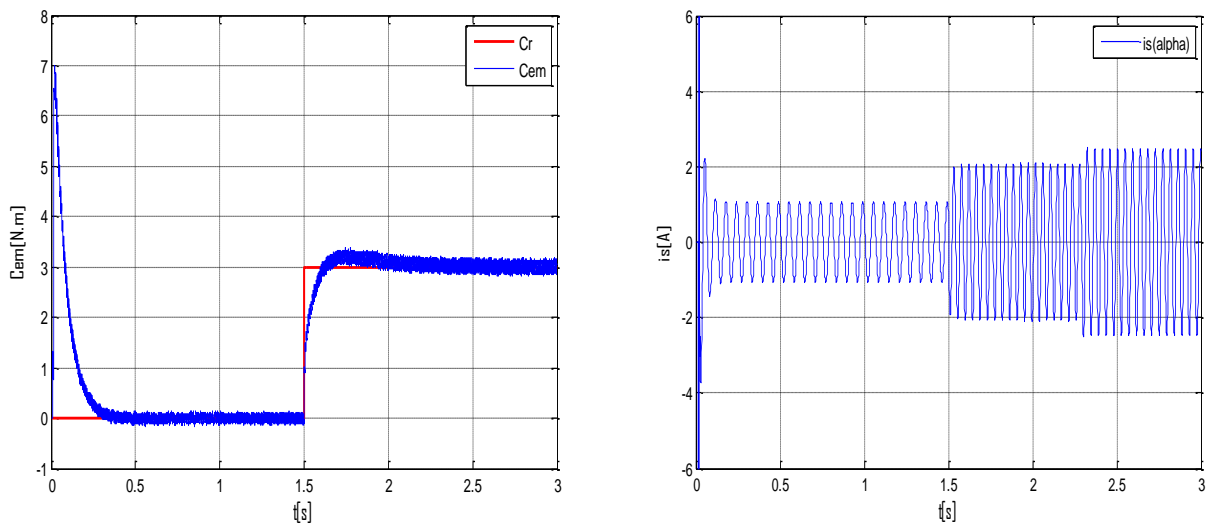


Figure IV.12. Résultats de simulation de la commande sur le modèle triphasé,(défaut de court-circuit entre spire (25%) dans le stator).

IV.6. Conclusion

L'application de la technique de commande par linéarisation entrée-sortie au modèle non linéaire de la machine asynchrone dans le repère fixe lié au stator a montré des performances très intéressantes au profile de découplage flux/couple.

L'application de la technique de linéarisation nous a permis d'élaborer un modèle linéaire et une commande par retour d'état, qui permet de commander les deux sorties séparément.

Les testes effectués pour les différents modes de fonctionnement ont montré que la commande par linéarisation entrées-sorties garde la propriété de découplage parfait entre le flux et le couple, donc la commande d'une seule sortie à partir une seule entrée. Mais la commande reste toujours sensible aux variations paramétriques de la machine. cette dernière grantie une bonne insensibilité au défaut de court-circuit entre spires.

Conclusion générale

Conclusion générale

Ce projet de fin d'étude nous a permis d'étudier un problème fréquemment rencontré : le court-circuit entre spires d'une phase statorique. La commande par retour d'état linéarisant est une commande robuste. Elle permet le contrôle du moteur même en présence de cette panne statorique. L'étude théorique de la commande par retour d'état linéarisant a montré la possibilité de résoudre le problème de poursuite des trajectoires prédéterminées pour un moteur asynchrone avec de bonnes performances.

Nous avons commencé par rappeler sur les principaux éléments de constitution de la machine asynchrone à cage. Puis nous avons présenté les différents défauts qui peuvent apparaître dans les machines asynchrones,

Le second chapitre est consacré pour la modélisation de la machine asynchrone. La structure symétrique et équilibrée de la machine nous a permis le passage d'une représentation triphasée à une représentation biphasée équivalente, réduisant ainsi considérablement la complexité du modèle en vue de la commande. Toutes les grandeurs électromagnétiques soit statoriques ou rotoriques sont ramenées sur un seul repère lié au stator en s'appuyant sur certaines hypothèses simplificatrices. Le modèle d'état de la machine asynchrone obtenu est un modèle non linéaire. La simulation de la machine asynchrone montre l'existence d'un fort couplage entre le couple électromagnétique et les flux rotoriques. Les résultats de simulation du chapitre II valident le modèle utilisé pour l'étude des court-circuits entre spires. Ce dernier apporte des modifications nuisibles à la machine : oscillation de la vitesse, perturbation au niveau du couple et fort appel de courant. L'alimentation de la machine est assurée par une association convertisseur-MAS, Nous avons détaillé dans le chapitre IV le principe de la technique MLI naturelle.

Le second chapitre présente les notions de la théorie de commande non linéaire, en terme de la linéarisation par bouclage et exploite certains concepts relatifs à la géométrie différentielle, généralement cette linéarisation est que partielle, on parle souvent d'une dynamique interne qui peut être rendue inobservable par le bouclage découplant et linéarisant.

En suite nous avons présentés la technique de commande non linéaire qui permet de découpler et linéariser le comportement entrée-sortie d'un système non linéaire. Nous avons cité les conditions d'application de ce type de commande aussi bien pour des systèmes multi-entrées multi-sorties. Puis nous avons appliqué la technique de la commande par retour d'état linéarisant à la machine asynchrone. Avec le choix du couple et du flux comme sorties. Les résultats obtenus montrent des bonnes performances dynamiques.

La commande par linéarisation entrées-sorties est obtenue par l'approche de linéarisation basée sur la théorie de la géométrie différentielle. L'application de cette technique de commande permet d'obtenir un système linéaire et parfaitement découplé et nous assure la commande de couple et du flux séparément.

Les coefficients de retour d'état ont été choisis de manière à assurer la stabilité du système de commande. Cette commande permet de faire fonctionner la machine avec des bonnes performances. Les résultats de simulation obtenus montrent que le découplage est maintenu, la dynamique de poursuite de consigne est satisfaisante et le rejet de perturbations est efficace.

Comme perspectives de ce travail, nous citons :

- La réalisation pratique de cette commande ;
- L'étude d'autres types de défauts qui peuvent être nuisibles pour la machine.
- L'application d'autres techniques de commande récentes telle que la commande adaptative floue, la commande adaptative neuro-floue, ... etc.

Annexe

Les Paramètres de la machine asynchrone

Puissance nominale	1.1 KW
vitesse nominale	2850 tr/min
Résistance statorique	7.828 Ω
Résistance rotorique	6.3 Ω
Inductance cyclique statorique	0.5887 H
Inductance cyclique rotorique	0.9135 H
Inductance mutuelle	0.7153 H
Nombre de paires de pôles	1
Moment de d'inertie	0.006093 $kg.m^2$
Coefficient de frottement visqueux	0 N.n.s.rad

Références bibliographiques

- [1] Medoued, A, « Surveillance et diagnostic des défauts des machines électriques : applications aux moteur asynchrones », Thèse de Doctorat, Université du 20 Août 1955-Skikda, 2012.
- [2] ACHOUR, T, « Diagnostic de défauts électriques et mécaniques de la machine asynchrone à simple cage d'écureuil », mémoire de magister, école nationale polytechnique d'Alger, 2008.
- [3] Bouzida, A, « Diagnostic de défauts de la machine asynchrone à cage», mémoire de magister, école nationale polytechnique d'Alger, 2008.
- [4] Bounama, M, « Classification des défauts de la machines asynchrone par les Modèles de Markov Caché », mémoire de magister, Université du 20 Août 1955-Skikda, 2012.
- [5] Zaidi, S, « Commande non linéaire du moteur à induction », mémoire de magister, Université de Batna, 2012.
- [6] Ben amor, L, « commande non linéaire d'un moteur à réluctance variable », Thèse de Doctorat, Université de montréal, France, 1996.
- [7] Jean claude, T, « Diagnostic des machines électriques », 2011.
- [8] Bazine , S, « Conception et implémentation d'un Méta-modèle de machines asynchrones en défaut », Thèse de doctorat, Université de Poitiers-Tunis, 2009.
- [9] Aouabdi, S, « Diagnostic & détection des cassures des barres du rotor d'une machine asynchrone a cage par l'analyse en ondelettes », mémoire de magister, Université Badji-Mokhtar, Annaba , 2009.
- [10] Sérgio, M, « Multiple Reference Frames Theory: A New Method for the Diagnosis of Stator Faults in Three-Phase Induction Motors », IEEE Transactions on energy conversion , Vol 20, No. 3, 2005.
- [11] Belbeche, A, « Modélisation, Diagnostic et Commande d'une Machine Asynchrone avec Rupture d'une Phase », mémoire de magister, Université de Batna, 2013.
- [12] C. Xiarong., C. Vincent., C. Cyrille., « Modélisation de la machine asynchrone en présence des pannes stator » , université Lille I France, Nantes, 2002.
- [13] Konstantinos, N.G, Dionysios, V.S, Joya, C.K, Epaminondas, D.M, « A Novel Approach of Broken Bar Fault Diagnosis in Induction Motors Through Torque Monitoring », IEEE transactions on energy conversion, Vol 28, No. 2, 2013.
- [14] Bouguerne, A, « Diagnostic automatique des défauts des moteurs asynchrones », mémoire de magister, Université Mentouri-Constantine, 2009.

- [15] Belhamdi, S, « Diagnostic Des Défaits de la machine asynchrone contrôlée par différentes techniques de commande » Thèse de doctorat, , Université de Mohamed khider-Biskra, 2014.
- [16] caron , j.-p., Hautier , j.-p, « Modélisation et commande de la machine asynchrone » livre, Electrotechnique, Edition technip , paris, 1995
- [17] Merabet, H, « Surveillance et détection de défauts d'une machine à induction » mémoire de magister, Université Badji-Mokhtar, Annaba , 2009.
- [18] Ho, E.Y.Y., Sen, P.C, « Decoupling control of induction motor drives », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 35, No. 2, 1988.
- [19] Slotine.E.J.J, Li.W, « Applied non linear control », Prentice-Hall International Editions, 1991.
- [20] Sahraoui, M, « Commandes non linéaires de la machine asynchrone », mémoire de Master, Université de Mohamed Boudiaf-Msila, 2013.
- [21] Boulkaibet, I, « une étude en simulation de stratégies de commande non linéaire », mémoire de magister, Université Mentouri-Constantine, 2007
- [22] Abdelli, R, « Perturbations singulières appliquées au modèle de machine asynchrone avec défauts au stator et au rotor », mémoire de magister, école nationale polytechnique d'Alger, 2007.
- [23] Makouf, A.S, « Commande Robuste d'un Variateur de Vitesse Pour La machine Asynchrone», Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2003.
- [24] Bakhouch, L, « Commande par linéarisation entrées-sorties du couple et flux de La machine Asynchrone », mémoire de magister, Université Ferhat Abbas-Setif, 2009.
- [25] Kenniche, H, « Commande par linéarisation entrées-sorties d'une machine Asynchrone avec un estimateur d'état du flux rotorique », mémoire de master, Université Kasdi-Merbah.ouargla, 08 juin 2015.
- [26] Yocefa, A, « Commande non linéaire d'une machine a induction avec observateur d'état», mémoire de master, Université de Mohamed Boudiaf-M'sila , 2012.
- [27] Benhamidi, R, Brahim, N , « Commande vectorielle d'un système mono-onduleur bi-machines asynchrone », mémoire d'ingénieur d'état, Université Mohamed Boudiaf-M'sila , 2006.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME

MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : AUTOMATIQUE

Proposé et dirigé par : **Mr. BEDBOUDI Mohamed**

Présenté par : **HAMADI Safi Allah**

Thème

Commande par retour d'état linéarisant d'une machine asynchrone avec et sans défaut

Résumé

Le travail présenté dans ce projet concerne l'application d'une technique de la commande par retour d'état linéarisant à la machine asynchrone en présence de défaut de court-circuit entre spires. Après présentation de la modélisation de la machine asynchrone, nous avons élaboré le modèle mathématique de la machine en présence de défaut.

Ensuite, une commande par retour d'état a été appliquée à la machine dans le régime sain et dans le cas du régime dégradé (en présence de défaut) afin de compenser infiniment les effets de ce défaut.

Mots clés :

Machine Asynchrone, Modèle mathématique, Défaut Statorique, Court-circuit entre spires, Commande par retour d'état linéarisant, onduleur de tension, MLI naturelle.

N° d'ordre : AUT_190