

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur
et de la Recherche scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued
Faculté de Technologie

Mémoire de Fin d'Études
En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Machines Electriques

Thème

Commande Directe du Couple sans Capteur
Mécanique d'une Machine Asynchrone :
Application au Diagnostic des Défauts statoriques

Réalisé par :

ZELLOUMA Dalal

Encadré par :

Dr. KECHIDA Ridha

Soutenu en Juin 2019

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



REMERCIEMENTS

Qu'il me soit d'abord permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers **Allah**, qui m'a donné la patience et la volonté pour que je puisse continuer ce travail. Je tiens à remercier **Dr. R. KECHIDA** pour son encadrement de ce mémoire et surtout pour ces qualités scientifiques et humaines.

Je remercie également à tous membre de jury d'avoir accepté de juger de ce mémoire. d'avoir accepter d'honorer par leurs présences ma soutenance de master.

Je remercie également tous mes collègues pour leurs soutiens morales durant ce année de préparation de ce mémoire.





Dédicace

Je dédie ce modeste travail:

Avant tout, je tien à remercies le bon Dieu, et l'unique qui m'offre le courage et la volonté nécessaire pour affronter les différentes de la vie,

A ceux qui sont les plus chers du monde, ma mère et mon père, à qui je n'arriverai jamais à exprimer ma gratitude et ma reconnaissance, que dieu les protège. à toute ma famille et à mes amis,

DALAL





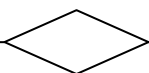
RÉSUMÉ

Le travail présenté dans ce mémoire concerne l'application de la commande directe du couple (DTC) à la machine asynchrone sans capteur mécanique en présence de défaut de court-circuit entre spires des phases statoriques. Pour ce la, en premier lieu, une description détaillée des différents défauts qui peuvent apparaître dans la machine. Leurs causes ainsi que les différentes méthodes de diagnostic sont présentés. En second lieu présenté un modèle simple de la machine asynchrone avec défaut en boucle ouverte.

Dans ce contexte; le diagnostic de défaut statorique s'effectue en considérant que la machine fonctionne en boucle fermée à travers l'utilisation de la technique de commande directe du couple, en utilisant de régulateur de vitesse de type PI.

En utilisant un observateur de *Luenberger*, ce qui va nous permettre de tester et d'évaluer les performances de l'observateur associé à la commande sans capteur du moteur asynchrone sain et avec défaut.

Mots clés : *Machine asynchrone, Diagnostic, court-circuit entre spires, commande sans capteur DTC, commande robuste, observateur Luenberger.*



المخلص

العمل المقدم في هذه المذكرة يتعلق بتطبيق التحكم المباشر (DTC) دون مستشعر ميكانيكي على آلة غير متزامنة مع وجود خلل الدارة القصيرة بين حلقات الأطوار الساكنة. من أجل ذلك في البدء قمنا بوصف مفصل لمختلف الأعطاب المختلفة التي تحدث للآلة ، أسبابها ومختلف طرق تشخيصها للأعطاب، مع وضع نموذج مبسط ومختصر للآلة اللامتزامنة في وجود عطب من نوع حلقة مفتوحة.

في هذا السياق ، تم إجراء تشخيص خلل في الجزء الثابت مع الأخذ بعين الاعتبار أن الآلة تعمل في حلقة مغلقة من خلال تطبيق تقنية التحكم المباشر لعزم الدوران، مع وجود منظمات السرعة من النوع PI.

مكننا استعمال مراقب *Luenberger*، من اختبار وتقييم أداءه المرتبط بالتحكم بدون مستشعر في الآلة اللامتزامنة في الحالة العادية وفي وجود خلل.

كلمات مفتاحيه: الآلة اللامتزامنة ، التشخيص ، دائرة قصيرة بين الحلقات ، تحكم مباشر ، التحكم بدون مستشعر ، مراقب *Luenberger* .

Liste des Figures

I.1	Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.....	4
I.2	Stator d'un moteur à induction.....	4
I.3	Représentation du rotor à cage.....	5
I.4	Flasque Palier.....	6
I.5	Causes des défauts externes de la machine asynchrone.....	8
I.6	Causes des défauts internes de la machine asynchrone.....	8
I.7	a: Différents courts-circuits, b: Court-circuit entre deux spires de la phase 'b'	10
I.8	Proportion des défauts 1988.....	11
I.9	Proportion des défauts 1995.....	11
I.10	Proportion des défauts 2008.....	12
I.11	Répartition des défauts liés au stator.....	12
II.1	Court-circuit de spires sur la phase b du stator.....	17
II.2	Schéma reprisant enroulements triphasés avec court-circuit.....	18
II.3	Modèle général de court-circuit dans le repère de Park.....	22
II.4	Simulation de la machine asynchrone saine en charge ($C_r=6.5$ N.m)	25
II.5	Caractéristique de la MAS avec défaut court-circuit entre spires (5%) de la phase 'a'.....	26
II.6	Caractéristique de la MAS avec défaut court-circuit entre spires (10%) de la phase 'a'.....	27
II.7	Caractéristique de la MAS avec défaut court-circuit entre spires (15%) de la phase 'a'.....	28
III.1	Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	32
III.2	Séquences de fonctionnement d'un onduleur.....	34
III.3	Evolution du flux statorique et le comportement du flux statorique	35
III.4	Choix du vecteur tension V_s selon la zone de fonctionnement.....	38
III.5	Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondantes..	39

III.6	Contrôle de couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux.....	40
III.8	Schéma de la structure générale du contrôle directe du couple.....	42
III.9	Réponse du système pour une DTC classique pour MAS.....	43
III.10	Réponse du inversion de vitesse et variation du couple du charge.....	44
III.11	Réponse basses de vitesse et variation du couple du charge.....	45
III.12	Caractéristique de la vitesse: (a) Variation de J , (b) Variation de R_s	46
III.13	Caractéristique de la MAS avec défaut court-circuit entre spires (10%) de la phase 'a'.....	47
IV.1	Conception générale d'un observateur.....	50
IV.2	Schéma fonctionnel d'un observateur.....	51
IV.3	Schéma fonctionnel d'un observateur Luenberger.....	52
IV.4	Schéma bloc de la DTC sans capteur de vitesse.....	58
IV.5	Grandeurs électriques et mécaniques estimées et réelles de la DTC sans capteur de vitesse.....	59
IV.6	Evolution inversion de vitesse de la DTC sans capteur de vitesse.....	60
IV.7	Test basses de vitesse et variation du couple du charge.....	61
IV.8	Caractéristique de la MAS avec défaut court-circuit entre spires (10%) de la phase 'a'.....	62

Liste des Tableaux

III.1 Table de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de 41
couple.....

Table des Acronymes

MAS	M achine A synchrone
FFT	T ransformée de F ourier R apide
MLI	M odulation de la L argeur d' I mpulsion
MOSFET	M etal O xide S emi C onductor F ield E ffect T ransistor
IGBT	I nsulated G ate B ipolar T ransistor
f.é.m	f orce é lectromotrice
PI	A ction P roportionnel I ntégral
DTC	D irect T orque C ontrol (Commande Directe du couple)

Nomenclature

U_0	Tension continu.
V_s	Valeur efficace de tension.
V	Tensions simples suivant V_{an} , V_{bn} et V_{cn} .
U_s	Tensions statoriques suivant les axes a_s , b_s et c_s .
U_{dqs}	composante d et q des tensions statoriques.
i_s	courants statoriques suivant les axes a_s , b_s et c_s .
i_{dqs}	composante d et q des courants statoriques.
i_r	courants rotoriques suivant les axes a_r , b_r et c_r .
i_{dqr}	composante d et q des courants rotoriques.
i_{dqm}	composante d et q des courants magnétisant
ϕ_s	flux statoriques suivant les axes a_s , b_s et c_s .
ϕ_{dqs}	composante d et q du flux statorique.
ϕ_r	flux rotoriques suivant les axes a_r , b_r et c_r .
ϕ_{dqr}	composante d et q du flux rotorique.
i_{cc}	courant de court-circuit dans les spires court-circuitées.
i_{dqcc}	composante d et q du courant court-circuit dans les spires court-circuitées.
ϕ_{cc}	flux de la bobine de court-circuit B_{cc} .
ϕ_{dqcc}	composante d et q du flux de la bobine de court-circuit B_{cc} .
R_{sx}	résistance propre d'une phase statorique.
R_{rx}	résistance propre d'une phase rotorique.
R_{cc}	résistance de la bobine de court-circuit B_{cc} .
L_{sx}	inductance propre d'une phase statorique.
L_{rx}	inductance propre d'une phase rotorique.
L_{cc}	inductance de la bobine de court-circuit B_{cc} .
L_{psx}	inductance principale d'une phase statorique.
L_{prx}	inductance principale d'une phase rotorique.
L_m	inductance magnétisante.
L_{fsx}	inductance de fuite statorique.
L_{frx}	inductance de fuite rotorique.
L_{sxy}	inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
L_{fry}	inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

$M_{sx,ry}$	inductance mutuelle entre une phase statorique x et une phase rotorique y.
M_{scc}	inductance mutuelle entre une phase statorique et la bobine de court-circuit B_{cc} .
M_{rcc}	inductance mutuelle entre une phase rotorique et la bobine de court-circuit B_{cc} .
Q_{cck}	quadripôle représentant un défaut de court-circuit sur la phase K.
$Q(\theta_{cck})$	matrice situant l'angle du bobinage en court-circuit sur la phase K.
η_{cc}	nombre de spires en court-circuit.
f	le coefficient de frottement.
θ	angle électrique de la position rotorique.
θ_{sr}	angle entre les vecteurs flux statorique et flux rotorique.
θ_{cc}	angle réparent la phase en défaut court-circuit B_{cc} .
ω_s	Pulsation d'alimentation.
ω_r	Vitesse rotation électrique (rad/s).
f_s	la fréquence d'alimentation en (Hz).
f_{cc}	fréquence de court-circuit (Hz).
P	représente le nombre de paire de pôles créés par le stator.
g	glissement d'une machine asynchrone.
J	Moment d'inertie de la partie tournante de la machine.
C_r	Couple résistant.
C_{em}	Couple électromagnétique.
σ	Coefficient de dispersion de Blondel.
$P(\theta)$	matrice de rotation d'angle θ .
$[R_s]$	matrice de résistance statorique.
$[R_r]$	matrice de résistance rotorique.
$[L_s]$	matrice de inductance statorique
$[L_r]$	matrice de inductance rotorique.
$[M_{sr}]$	matrice de inductance mutuelle.
$[P_s]$	Matrice de transformation de <i>PARK</i> .
T_s	Constante de temps statorique.
T_r	Constante de temps rotorique.
T_e	Période d'échantillonnage.
T_i et T_i'	interrupteurs transistors.
K_p	Facteur de proportionnalité.
K_i	Facteur intégral.
ε_y	L'erreur d'observation.

SOMMAIRE

SOMMAIRE

Liste des Figures	i
Liste des Tableaux	iii
Table des Acronymes	iv
Nomenclature	v
SOMMAIRE	vii
Introduction Générale	1

Chapitre I : Etat de l'art sur le diagnostic des défauts dans la MAS

I.1	Introduction.....	3
I.2	Constitution de la machine asynchrone.....	3
	I.2.1 Le stator.....	4
	I.2.2 Le rotor à cage.....	5
	I.2.3 Les organes mécaniques.....	5
I.3	Principe de fonctionnement de la machine asynchrone.....	6
I.4	Défauts internes et externes dans la machine asynchrone à cage	7
	I.4.1 Défaillances au stator.....	9
	I.4.2. Défaillances au rotor.....	10
	I.4.3 Défaillances aux roulements.....	10
I.5	Etude statistique des défaillances.....	11
I.6	Méthode de diagnostic de défaut.....	13
	I.6.1 diagnostic par les méthodes externes.....	13
	I.6.2 diagnostic par les méthodes internes.....	14
	I.6.3 Diagnostic par les méthodes inductives.....	15
	I.6.4 Diagnostic par les méthodes déductives.....	15
I.7	Conclusion.....	15

Chapitre II : Modélisation et simulation de la MAS avec défaut statorique

II.1	Introduction.....	16
II.2	Modèle de défaut statorique de la machine asynchrone.....	16
	II.2.1 Modélisation de la machine dans le repère triphasé.....	17
	II.2.2 Modélisation de la machine dans le repère de Park.....	22
II.3	Modèle d'état de la machine tenant compte du défaut statorique.....	23
II.4	Résultats de Simulation.....	24
	II.4.1 Machine saine.....	24
	II.4.2 Machine avec défaut.....	26
	II.4.2.1 Court-circuit entre spires de (5%)	26
	II.4.2.2 Court-circuit entre spires de (10%)	27
	II.4.2.3 Court-circuit entre spires de (15%).....	28
II.5	Conclusion.....	29

Chapitre III : Commande directe du couple de la MAS avec défaut statorique

II.1	Introduction.....	30
III.2	Principe de la commande directe du couple (DTC)	30
III.3	Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple	31
III.4	Modélisation de l'onduleur de tension.....	31
III.5	Stratégie de la commande DTC.....	34
	III .5.1 Contrôle du vecteur flux statorique.....	34
	III .5.2 Contrôle du couple électromagnétique.....	36
III.6	Description de la structure de contrôle	37
	III.6.1 Sélection du vecteur tension V_s	37
	III.6.2 Estimateurs.....	38
	III.6.2.1 Estimateur du flux statorique.....	38
	III .6.2.2 Estimation du couple électromagnétique	39
III.7	Elaboration du vecteur de commande.....	39
	III.7.1 Correcteur de flux.....	39
	III.7.2 Elaboration du correcteur de couple.....	40

III.7.3	Elaboration de la table de commande	41
III.8	Résultats de simulation.....	43
III.8.1	Machine saine.....	43
III.8.2	Machine avec défaut	46
III.9	Conclusion.....	47

Chapitre IV : Commande directe du couple sans capteur mécanique de la MAS

V.1	Introduction.....	48
IV.2	Les méthodes d'estimation de la vitesse rotorique	48
IV.2.1	Méthode d'estimation de la vitesse basée sur la saillance magnétique de la machine.....	48
IV.2.2	Méthode d'estimation de la vitesse rotorique basée sur le modèle de la machine	49
IV.3	Les méthodes de commande sans capteur de vitesse.....	49
IV.3.1	Méthodes à base d'estimateur	49
IV.3.2	Méthodes à base d'observateur.....	49
IV.4	Principe général d'un observateur	50
IV.5	Le principe d'un observateur de <i>Luenberger</i>	51
IV.6	Observabilité de la machine asynchrone.....	53
IV.6.1	Etude de l'observabilité du modèle du moteur asynchrone pour le cas linéaire	53
IV.6.2	Etude de l'observabilité de modèle du moteur asynchrone pour le cas non-linéaire.....	53
IV.7	Application de l'observateur de Luenberger	55
IV.8	Choix du gain de l'observateur	57
IV.9	Résultats de Simulation.....	58
IV.9.1	Machine saine.....	58
IV.9.2	Machine avec défaut.....	61
IV.10	Conclusion.....	62
	Conclusion Générale	63
	Annexe	64
	Bibliographie	67

Introduction Générale

Introduction Générale

La machine asynchrone à cage d'écurie est connue pour sa robustesse, sa simplicité de fonctionnement et ses faibles coûts d'achat et de maintenance. Cette machine est largement utilisée dans la plupart des entraînements électriques dans plusieurs domaines industriels, notamment pour des applications à vitesse variable.

La machine asynchrone présente avec le temps un défaut de fonctionnement électrique ou mécanique au niveau du stator comme le court-circuit entre spires de la même phase. Ce défaut est assez fréquent. Il a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Il entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique dans le cas des machines asynchrones. Ceci a pour conséquence une augmentation de la température au niveau du bobinage et, de ce fait, une dégradation accélérée des isolants, pouvant provoquer ainsi, un défaut en chaîne (apparition d'un deuxième court-circuit). Par contre, le couple électromagnétique moyen délivré par la machine reste sensiblement identique excepté une augmentation des oscillations de couple liées au déséquilibre des courants de phases engendré par le défaut.

Les derniers développements de commande pour le moteur asynchrone ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle vectorielle comme le contrôle directe du couple DTC. Cette stratégie de commande permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des seules grandeurs sans l'intervention de capteur mécanique.

En plus de cela le capteur de vitesse participe à l'augmentation du coût de l'installation et du degré de redondance des pannes. Par conséquent, sa suppression et l'utilisation des estimateurs (observateur) de vitesse peut améliorer nettement la robustesse du système et fait diminuer son coût.

Cette mémoire est structurée en quatre chapitres :

Le premier chapitre, est scindé en deux parties dont la première est consacrée à un rappel sur la construction de la machine asynchrone triphasée et le principe de fonctionnement de cette dernière, quant à la deuxième partie, est consacré à la description des différents défauts qui peuvent apparaître dans la machine asynchrone et leurs causes aussi que les différentes méthodes de diagnostic de défaut.

Le deuxième chapitre, nous allons présenter un modèle mathématique (modélisation) de la machine asynchrone à cage d'écurueil à présente un défaut statorique (court-circuit entre spires) affine de faire une simulation numérique et voire la différence entre le comportement des trois paramètres courant, couples et vitesse dans les deux cas sain et présence de défaut. L'outil informatique utilisé pour faire cette simulation est MATLAB/Simulink.

Le troisième chapitre, nous allons d'abord discuter les principes de la stratégie de commande directe du couple (DTC) de la machine asynchrone, où nous expliquerons le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique. Se basant sur le modèle de l'onduleur de tension à deux niveaux, le flux statorique étant obtenu à partir des équations électriques de la machine dans un repère lié au rotor. Le chapitre sera conclu par la présentation des résultats de simulation avec régulateur de la vitesse PI de la MAS saine et avec défaut statorique.

Dans le dernier chapitre, on présentera la commande directe du couple avec l'observateur *Luenberger*. Les performances statique et dynamique de cette commande sont illustrées par des résultats de simulation en cas de fonctionnement sain et avec défaut.

Enfin ce travail se terminera sur une conclusion générale et des perspectives pour la continuité de ce travail.

Chapitre I

*Etat de l'art sur le
diagnostic des défauts dans
la Machine Asynchrone*

Chapitre I

Etat de l'art sur le diagnostic des défauts dans la MAS

I.1 Introduction

Ce chapitre est reparti en deux parties. La première partie de ce chapitre fait un rappel sur la constitution du moteur asynchrone à cage d'écuréuil et le principe de son fonctionnement. La seconde partie traite les différentes défaillances de nature électrique et mécanique qui peuvent affecter le moteur asynchrone et certaines de leurs causes, Le diagnostic de défauts est aujourd'hui primordial pour la fiabilité, la disponibilité, la maintenabilité et l'efficacité des systèmes ainsi que pour la sécurité ou la protection de l'environnement. Le diagnostic est une partie de la surveillance qui a pour objectif de trouver la cause des dysfonctionnements.

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

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

I.2 Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone triphasée à cage d'écuréuil est connue également sous le terme de moteur à induction, comporte un inducteur fixe nommé stator et un induit mobile nommé rotor. C'est un transformateur à champ tournant dont le primaire est le stator et dont le secondaire mis en court-circuit et libre de tourner est le rotor. On définit deux types de rotor: bobiné ou à cage d'écuréuil. Les machines asynchrone 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.

Dans ce travail, nous intéressons à la machine asynchrone à cage d'écuréuil appelée aussi à rotor en court-circuit.

Les éléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écuréuil sont illustrés dans la figure (I.1).

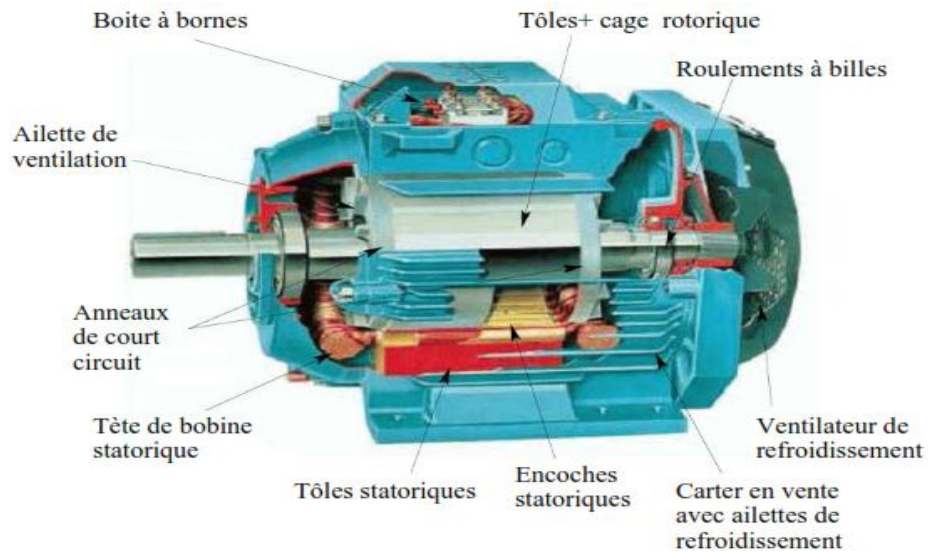
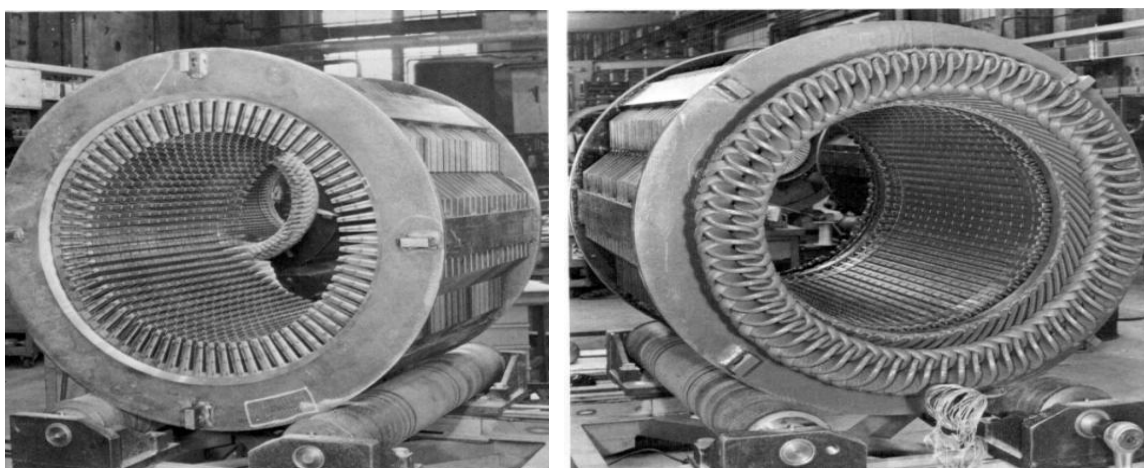


Fig. I.1: Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.

I.2.1 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 sections pour les machines de puissance plus portantes. Ces tôles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault; être insérées de manière imbriquées, ondulées ou encore concentriques. Les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet. Ces enroulements peuvent être insérés de manière imbriquée, ondulée ou encore concentrique [1].



a. Stator avant bobinage.

b. Stator après bobinage.

Fig. I.2: Stator d'un moteur à induction.

I.2.2 Le rotor à cage

Dans la machine asynchrone le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor la figure (I.3). Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées et frettés dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre [2].

Le moteur à cage d'écureuil est beaucoup plus simple à construire que le moteur à rotor bobiné et, de ce fait, son prix de revient est inférieur. De plus, il dispose d'une plus grande robustesse. Il constitue la plus grande partie du parc de moteurs asynchrones actuellement en service.

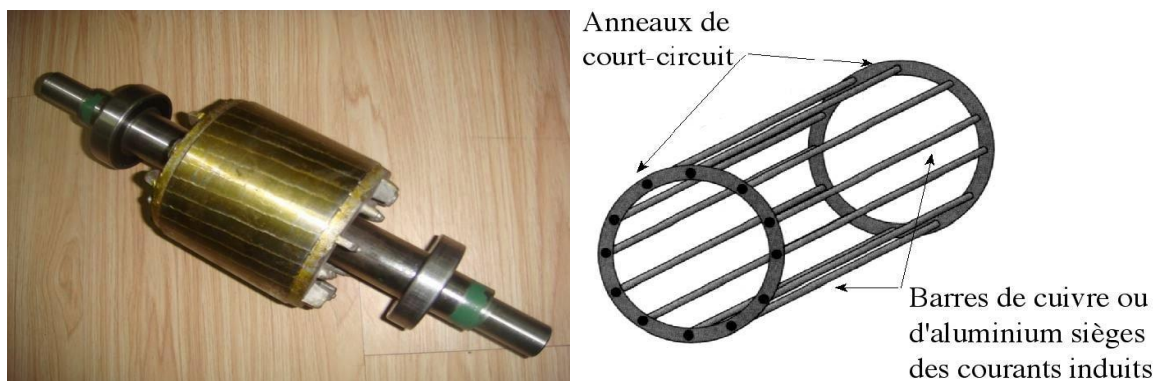


Fig. I.3: Représentation du rotor à cage.

I.2.3 Les organes mécaniques

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

▪ Les paliers

Les paliers sont constitués de roulements à billes et de flasques. 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.4).



Fig. I.4: Flasque Palier.

Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation. Le second palier est libre pour assurer les dilatations thermiques de l'arbre. Une isolation électrique de l'un des paliers assure l'élimination des courants dans l'arbre dû aux dissymétries des réluctances du circuit magnétique. Ils sont généralement à roulements pour les machines de petite et moyenne puissance. L'ensemble ainsi établi constitue alors la machine asynchrone.

I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Le principe de fonctionnement de la machine asynchrone est basé entièrement sur les lois de l'induction; la machine asynchrone est considérée comme un transformateur à champ magnétique tournant dont le stator étant comparable à l'enroulement primaire et le rotor à l'enroulement secondaire en court-circuit. Ce fonctionnement est reposé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant, créé par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique.

Lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant. Lorsque le rotor tourne à une vitesse N_s différente du synchronisme, l'application de la loi de *FARADAY* à un des roulements rotoriques montre que celui-ci devient le siège d'une force électromotrice qui étant court-circuité sur les enroulements va donner naissance à un courant dont l'intensité est limitée par l'impédance de ce dernier.

L'interaction entre ce courant et le champ glissant va donner naissance à des forces s'exerçant sur les brins du rotor dont le moment par rapport à l'axe de rotation constituera le couple de la machine. Lorsque le champ est sinusoïdal, sa vitesse de rotation est :

$$n_1 = \frac{f_s}{p} \quad (\text{I.1})$$

Où : f_s : est la fréquence d'alimentation en (Hz).

p : représente le nombre de paire de pôles créés par le stator.

L'interaction électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant (n_1) diffère de celle du rotor (n) c'est à dire lorsque $n \neq n_1$; car dans le cas contraire, c'est à dire lorsque $n = n_1$, le champ serait immobile par rapport au rotor et aucun courant ne serait induit dans l'enroulement rotorique. On appelle glissement d'un moteur asynchrone le rapport de la fréquence de glissement à la fréquence de synchronisme :

$$g = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (\text{I.2})$$

g : est appelé glissement d'une machine asynchrone [3].

I.4 Défauts internes et externes dans la machine asynchrone à cage

La machine asynchrone est considérée comme robuste mais peut être soumise à des contraintes au cours de son fonctionnement : langue durée, conditions dures, ce qui provoque sa défaillance. Les principaux défauts de la machine asynchrone peuvent être classés par catégories dans deux types : mécaniques et électriques. Les sources des défauts de la machine peuvent être externes ou dues à l'environnement. La figure (I.5).

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. La figure (I.6) présente l'arbre de défaut de la machine asynchrone où les défauts sont classifiés selon leur emplacement : rotorique et statorique [4].

Les causes des défauts au stator et au rotor sont multiples, les plus fréquentes d'entre eux sont énumérées ci-dessous:

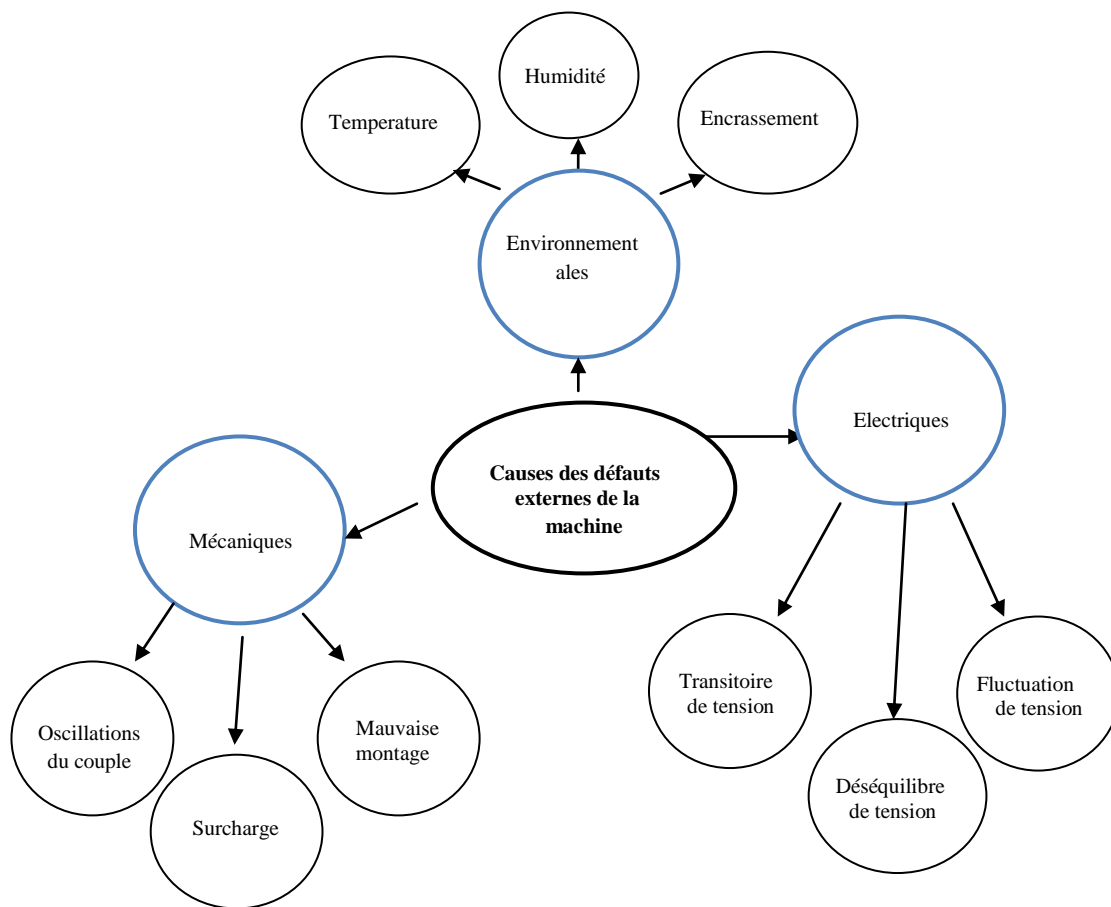


Fig. I.5: Causes des défauts externes de la machine asynchrone.

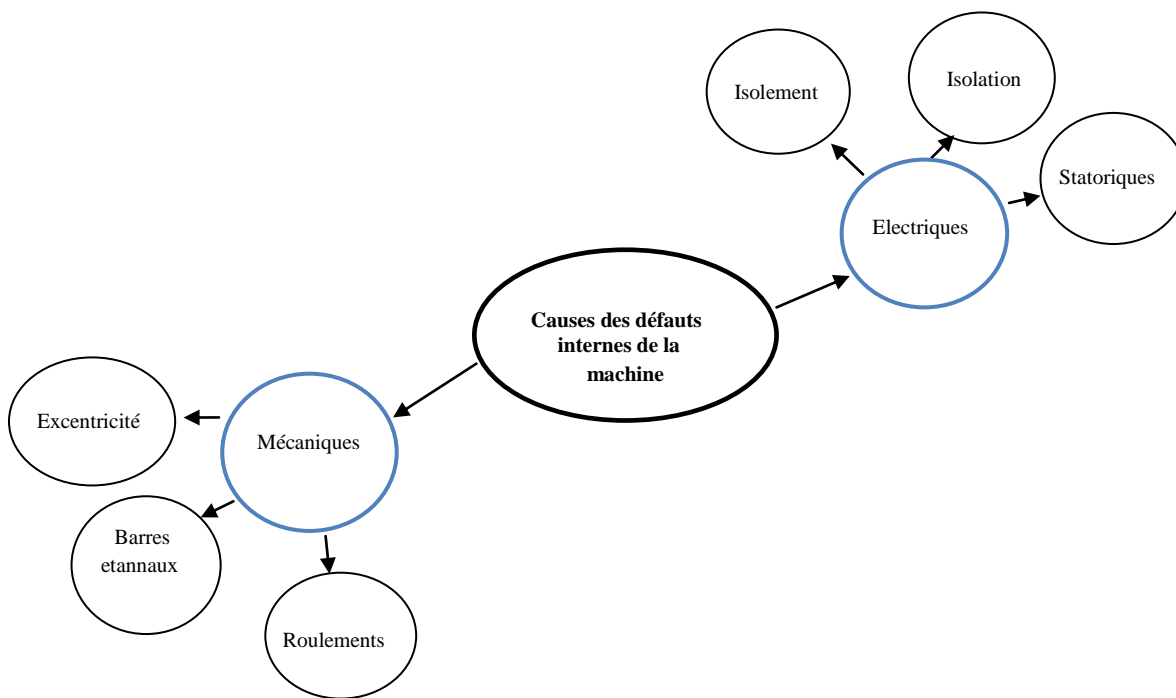


Fig. I.6: Causes des défauts internes de la machine asynchrone.

I.4.1 Défaillances au stator

Pour le stator, les défaillances sont principalement dues à un problème :

- thermique (surcharge,...);
- électrique (diélectrique,...);
- mécanique (bobinage,...);
- environnemental (agression,...).

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du stator, peuvent être définis comme suit :

- défaut d'isolant;
- court-circuit entre spires;
- court-circuit entre phases;
- déséquilibre d'alimentation.

Ces défauts. Ils sont connus comme des défauts phase-terre ou des défauts phase-phase. 30 à 40% de ces défauts de moteur asynchrone sont classés dans cette catégorie.

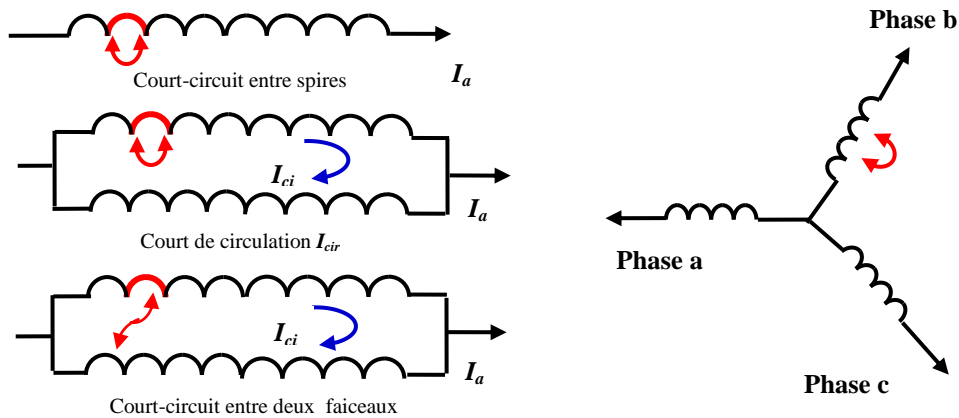


Fig. I.7: a. Différents courts-circuits. b. Court-circuit entre deux spires de la phase 'b'

Les fréquences à détecter dans la composante du flux axial sont données par la relation suivante:

$$f_{cc} = f_s \cdot \left(k \pm \frac{n(1-g)}{p} \right) \quad (I.3)$$

Où : f_{cc} : fréquence de court-circuit (Hz).

f_s : fréquence d'alimentation (Hz).

$n=1, 2, 3, \dots, n \in N$; p : nombre de pair de pôles.

g : glissement; $k = 1, 2, 3 \dots k \in N$.

I.4.2 Défaillances au rotor [5]

Pour le rotor, les défaillances sont essentiellement dues à un problème :

- thermique (surcharge,...);
- électromagnétique (force en $B^2(t)$,...);
- résiduel (déformation,...);
- dynamique (arbre de transmission,...);
- mécanique (roulement,...);
- environnemental (agression,...).

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du rotor, peuvent être définis comme suit :

- Rupture de barres;
- Rupture d'une portion d'anneau de court-circuit;
- Excentricités statique et dynamique.

I.4.3 Défaillances aux roulements

Les roulements à billes jouent le rôle d'interface électromécanique entre le stator et le rotor. En outre, ils représentent l'élément de maintien de l'axe de la machine permettant d'assurer une bonne rotation du rotor. Dans l'article [6], l'auteur présente la plupart des défauts survenant ans les roulements des moteurs à induction ainsi que les raisons de leur vieillissement. Comme il a été présenté précédemment, ce type de défaut est le plus fréquent sur les machines de fortes puissances. Il est généralement lié à l'usure du roulement et plus précisément une dégradation des billes, ou de la bande de roulement. Ses causes possibles sont:

- l'usure due au vieillissement;
- la température de fonctionnement élevée;
- l'huile contaminée (par des paillettes métalliques issues de la dégradation des billes ou de la bande de roulement);
- le défaut de montage.

Les conséquences directes de cette défaillance sur les roulements sont :

- des trous dans les gorges de roulement intérieures et extérieures;
- l'ondulation de leur surface de roulement;
- l'attaque des billes.

I.5 Etude statistique des défaillances

Une étude statistique, effectuée en 1988 par une compagnie d'assurance allemande de système industriels sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50 kW à 200kW) a donné les résultats suivants figure (I.8).

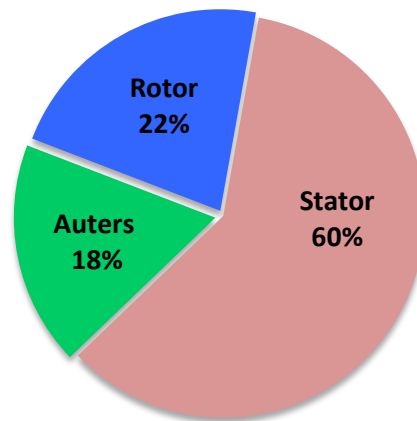


Fig. I.8: Proportion des défauts 1988.

Une autre étude statistique [7] faite en 1995 sur des machines de grande puissance (100kW à 1 MW) donne des résultats qui sont présentés la figure (I.9).

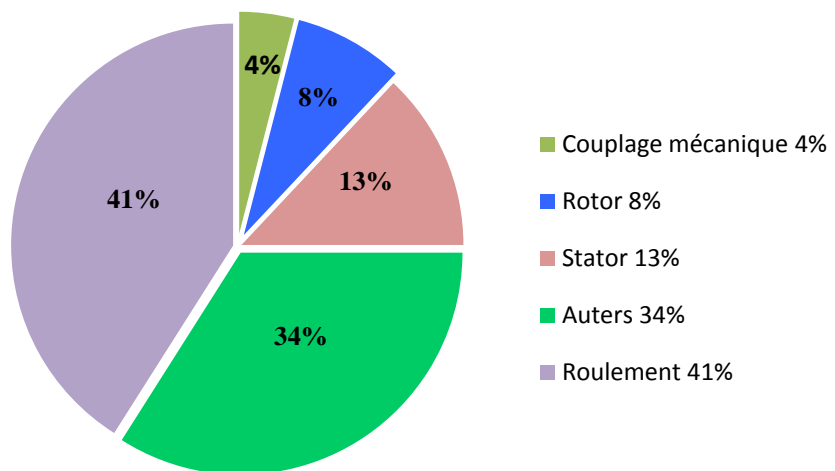


Fig. I.9: Proportion des défauts 1995

Une étude statistique menée par [8] sur les machines asynchrones à cage d'écureuil, exploitées dans le domaine de l'industrie pétrochimique, nous révèle que certaines défauts sont plus

fréquentes que d'autres comme exposé par le diagramme de la figure (I.6) en présentant le pourcentage de défauts susceptibles d'affecter ces machines de grande puissance.

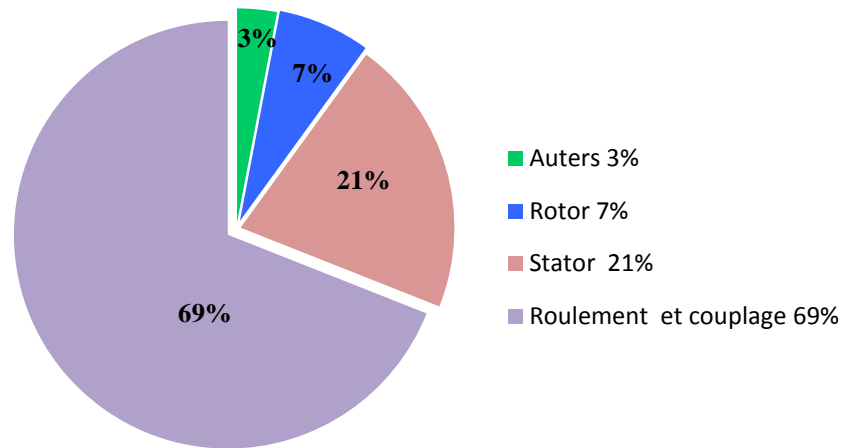


Fig. I.10: Proportion des défauts 2008.

D'après les études statistique de 2008; 1995 et de 1988, il est clair que les contraintes mécaniques sont plus grandes pour ces types de machines et en particulier pour celles de gros calibres. Ceci peut justifier le taux élevé des pannes suite aux dégradations des roulements, Par conséquent leur surveillance et leur maintenance s'avèrent indispensables.

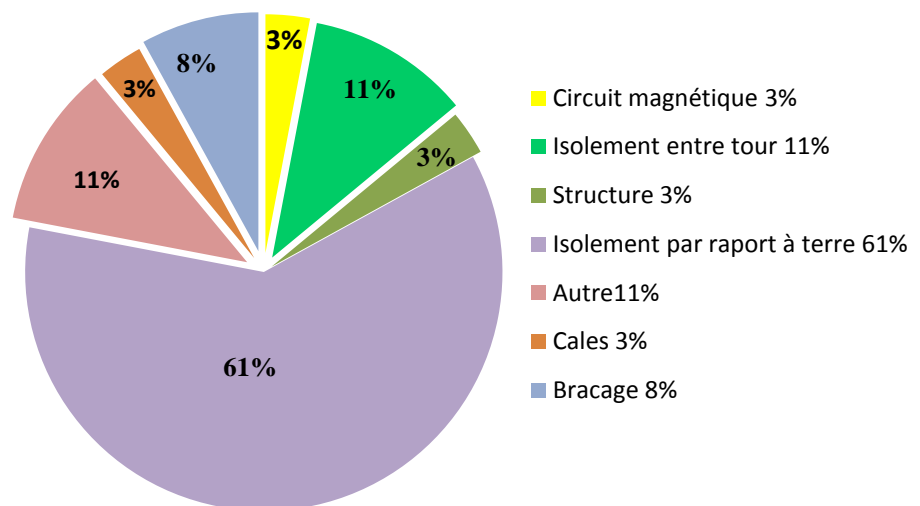


Fig. I.11: Répartition des défauts liés au stator.

I.6 Méthodes de diagnostic de défaut

Les méthodes de diagnostic sont nombreuses mais on peut les classer suivant deux axes:

- Les méthodes outils mathématiques qui permettent de modéliser les systèmes, les causes et les symptômes de défaillance, pour faciliter les démarches inductives et déductives, qui relèvent du domaine des méthodes de diagnostic interne.
- Les méthodes capables de reproduire sous forme informatique, les modes de raisonnement de l'homme. Ces derniers sont basés sur la discipline de l'intelligence artificielle et sont du domaine des méthodes de diagnostic externe.

On peut classer les méthodes de diagnostic en premier lieu dans les deux grandes Familles [9] :

- Les méthodes internes et externes.
- Les méthodes inductives et déductives

I.6.1 diagnostic par les méthodes externes

Les méthodes externes de diagnostic supposent qu'aucun modèle n'est disponible pour décrire les relations de cause à effet. La seule connaissance repose sur l'expertise humaine par apprentissage. Le module de reconnaissance utilise les observateurs issues du système, des entrées et des sorties, afin de trouver les relations de cause à effet. Dans ces méthodes de diagnostic le facteur déterminant est l'algorithme de classification.

❖ Méthodes basées sur l'analyse spectrale

Pour effectuer le diagnostic d'une installation industrielle, les opérateurs de la maintenance analysent un certain nombre de signaux issus de la machine. En effet, l'évolution temporelle et le contenu spectral de ces signaux peuvent être exploités pour détecter et localiser les anomalies qui affectent le bon fonctionnement de cette installation.

D'après la littérature, les principales techniques du diagnostic utilisées sont les suivantes :

▪ Diagnostic par mesure du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique développé dans les machines électriques, provient de l'interaction entre le champ statorique et celui rotorique. Par conséquent, tout défaut, soit au niveau du stator ou au rotor, affecte directement le couple électromagnétique [10]. L'analyse spectrale du signal du couple (mesuré ou estimé), donne des informations sur l'état de santé du moteur.

▪ Diagnostic par la mesure de la puissance instantanée

Il est clair que le niveau d'informations portées par le signal de la puissance est plus grand que celui donné par le courant d'une seule phase, ce qui représente l'avantage de cette méthode par rapport aux autres. Cette méthode est utilisée pour la détection des défauts mécaniques ou encore les défauts électriques tels que les courts-circuits entre spires statoriques [11].

▪ Diagnostic par l'analyse du courant statorique [12]

La mesure des signaux puis leurs traitements dans le domaine fréquentiel ne peuvent servir, que si les composantes fréquentielles définies pour chaque défaut sont connues. Il y a plusieurs techniques pour effectuer l'analyse des courants. La plus utilisée est de réaliser une analyse fréquentielle (FFT par exemple) directement sur les courants statoriques. Cette méthode, connue sous le nom de MCSA, est largement employée depuis ces dernières années.

I.6.2 diagnostic par les méthodes internes

Le diagnostic de défaillances par des méthodes internes requiert un modèle du système à surveiller, et s'il n'y en pas, on élabore un qui convienne (fiable et suffisamment précis). Ce modèle peut varier selon les objectifs. Il peut être plus ou moins agrégé, représentatif d'un modèle de bon fonctionnement ou de fonctionnement caractéristique d'une ou plusieurs défaillances. Habituellement un modèle est une description formelle (Mathématique) du système à surveiller. Mathématiquement on peut avoir plusieurs modèles du même système comme en automatique par exemple, peuvent être à temps continu ou discret, descriptibles au moyen d'équations différentielles ou d'équations aux différences. Un modèle peut aussi être très difficile à obtenir, de plus, il peut être plus ou moins approximatif [13]. Ces méthodes de diagnostic internes reposent sur la comparaison de mesures réelles sur le système à surveiller et des informations que fournit le modèle. Les écarts caractérisent le fonctionnement du système:

- à un écart nul, correspond un fonctionnement de type normal.
- à un écart non nul, correspond un fonctionnement de type défaillant.

Ces méthodes internes se classent en deux grandes catégories; les méthodes de redondance analytiques qui utilisent les techniques d'estimation d'état et les techniques d'estimations paramétriques qui ont pour but l'estimation des paramètres du modèle. Les méthodes internes de diagnostic se distinguent selon le modèle utilisé :

- Modèle de simulation
- Estimation paramétrique
- Modélisation des signaux

I.6.3 Diagnostic par les méthodes inductives

Ces méthodes de diagnostic correspondent à une approche montante ou recherche en vante. Il s'agit de trouver le défaut à partir de ses effets sur le système. Ces méthodes utilisent un mécanisme de raisonnement en avant qui a pour objectif d'interpréter les symptômes ainsi que leurs combinaisons afin de trouver le défaut.

I.6.4 Diagnostic par les méthodes déductives

Le raisonnement en arrière est la principale caractéristique de ces méthodes. Les méthodes déductives doivent trouver quels sont les effets dans les systèmes. Une vérification des «effets trouvés par rapport aux effets possibles» permet de confirmer ou d'infirmer l'existence du défaut. Le diagnostic peut utiliser soit un seul type de raisonnement (avant ou Arrière) soit une combinaison de raisonnements (avant et arrière). Dans ce dernier cas, le raisonnement est appelé raisonnement mixte ou avant arrière. La connaissance "à priori" de la cause " défaut " implique la connaissance de certains effets [14].

I.7 Conclusion

Ce chapitre a débuté par un rappel de la constitution de la machine asynchrone, nous sommes intéressés à répertorier (synthèse bibliographique) les principales défaillances qui peuvent affecter les différentes parties de la machine asynchrone. nous avons étudié les causes et les symptômes de défaillance, pour faciliter les démarches inductives et déductives, qui relèvent du domaine des méthodes de diagnostic interne et les méthodes capables de reproduire sous forme informatique, les modes de raisonnement de l'homme. Ces derniers sont basés sur la discipline de l'intelligence artificielle et sont du domaine des méthodes de diagnostic externe.

Comme le travail dans cette mémoire est consacré à l'étude et à la simulation de défaut type court-circuit entre spires au stator de la machine asynchrone à l'état sain et avec défaut sera présenté, ce qui fera l'objet du deuxième chapitre.

Chapitre II

*Modélisation et simulation de
la Machine Asynchrone avec
défaut statorique*

Chapitre II

Modélisation et simulation de la MAS avec défaut statorique

II.1 Introduction

La machine asynchrone à cage est connue par sa robustesse, mais elle peut avoir des défauts rotorique (cassure de barre, excentricité) ou statorique (court-circuit), des nombres des techniques sont connues pour détecter ces défauts avant arrêt le fonctionnement, plus des techniques détections ces défauts analyse spectrale de courant statorique.

Un court-circuit entre spires peut causer un déséquilibre d'impédance entre les trois phases statoriques, se traduisant par une inégalité des résistances et/ou des inductances des enroulements statoriques.

Pour cela nous utilisons le modèle de la machine asynchrone en défaut type de court-circuit entre spires dans le repère de Park. Pour analyser le comportement du moteur asynchrone pendant le défaut court-circuit, la machine asynchrone est simulé dans l'environnement MATLAB/Simulink lors que des régimes de fonctionnement (sain et avec défaut).

II.2 Modèle de défaut statorique de la machine asynchrone

Il s'agit de modéliser une machine active équivalente dont le stator et le rotor sont toujours constituées de trois phases identiques parcourues par des courants triphasés. Pour prendre en compte l'existence de spires en court-circuit au stator de la machine asynchrone, on introduit une bobine supplémentaire court-circuitée dont le nombre de spires η_{cc} est égal au nombre de spires en défaut dans la machine [15].

Ainsi, en présence d'un déséquilibre statorique, la machine comporte, en plus des bobinages triphasés statoriques d'axes (a_s, b_s, c_s) et rotoriques d'axes (a_r, b_r, c_r) , un bobinage court-circuité à l'origine du champ stationnaire par rapport au stator, créé en situation de défaut.

La figure (II.1) illustre le stator d'une machine asynchrone à une paire de pôles avec court-circuit sur la phase b_s du stator. On peut constater que le défaut fait apparaître dans la machine un nouveau bobinage " B_{cc} ", dont le nombre de spires est égal au nombre de spires en court-

circuit et la direction égale à $(2\pi/3)$ (direction de la phase b_s). Afin de définir ce défaut, il est nécessaire d'introduire deux paramètres :

- L'angle électrique, notée θ_{cc} , repérant le bobinage en court-circuit par rapport à l'axe de référence de la phase a_s . Ce paramètre permet la localisation du bobinage en défaut et ne peut prendre que les trois valeurs ($0, 2\pi/3$ ou $-2\pi/3$), correspondant respectivement à un court-circuit sur les phases (a_s, b_s ou c_s).
- Le rapport de court-circuit notée η_{cc} égal au rapport du nombre de spires en court-circuit sur le nombre total de spires dans une phase statorique sans défaut. Ce paramètre permet de quantifier le déséquilibre et d'obtenir le nombre de spires en court-circuit [16].

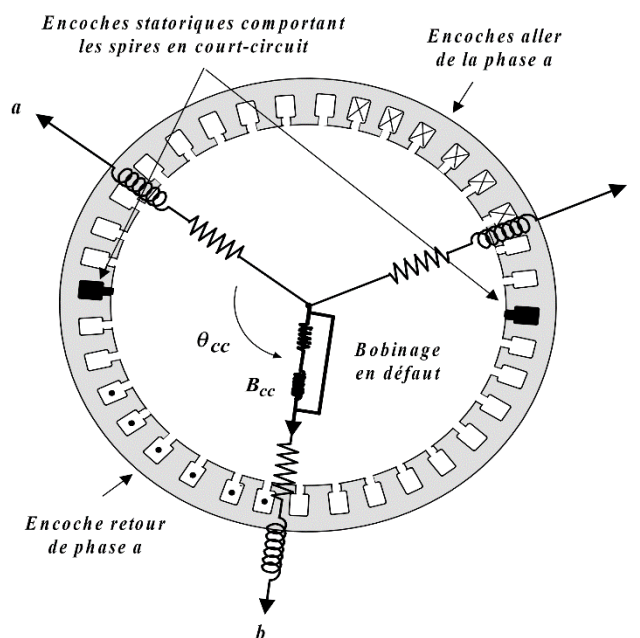


Fig. II.1: Court-circuit de spires sur la phase b du stator.

Nous allons maintenant exprimer les différentes équations de tensions et de flux de la machine asynchrone en présence d'un défaut statorique de type court-circuit, en introduisant les paramètres électriques de la bobine en court-circuit " B_{cc} ".

II.2.1 Modélisation de la machine dans le repère triphasé

Les équations électriques des trois phases statoriques et rotoriques servent de point de départ à l'élaboration du modèle dynamique de la machine asynchrone à cage. Une machine asynchrone

triphasée à cage d'écurieil est constituée au stator de trois bobines alimentées par une source triphasée et au rotor, de trois bobines actives équivalentes en court-circuit [17].

On définit les vecteurs des tensions et courants statoriques par \underline{U}_s et \underline{i}_s ainsi que le vecteur des courants rotoriques par \underline{i}_r sur les trois bobinages triphasés au stator et au rotor :

$$\underline{U}_s = \begin{pmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{pmatrix}, \quad \underline{i}_s = \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix}, \quad \underline{i}_r = \begin{pmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{pmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Lorsqu'un court-circuit de spires apparaît, l'application du théorème d'Ampère montre qu'il se crée en plus du champ tournant, une excitation magnétique stationnaire notée H_{cc} de pulsation due au nouveau bobinage court-circuité B_{cc} parcouru par un courant de court-circuit i_{cc} la figure (II.2) [16].

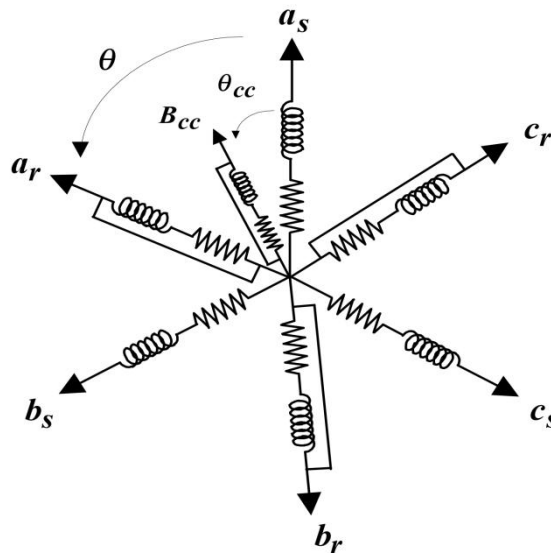


Fig. II.2: Schéma reprisant enroulements triphasés avec court-circuit.

Le modèle dynamique de la machine asynchrone est établi en tenant compte des hypothèses de base suivantes :

- La machine est symétrique à entrefer constant;
- La répartition dans l'entrefer de la force magnétomotrice et du flux est sinusoïdale;
- Le circuit magnétique n'est pas saturé et a une perméabilité constante;
- Les pertes fer par hystérésis et courants de Foucault, l'effet de peau et les effets de dentures sont négligés;

- La réduction de spires qui intervient dans une phase à la suite d'un court-circuit est négligeable.

En utilisant l'hypothèse de la linéarité, cette situation est donc équivalente à un fonctionnement «commun» produisant un champ tournant, et d'un fonctionnement «différentiel» à l'origine d'un champ supplémentaire orienté selon l'axe de la bobine en défaut [18]. Les équations de tensions et de flux de la machine asynchrone en défaut de court-circuit s'écrivent alors :

$$\begin{cases} \underline{U}_s = [R_s] \underline{i}_s + \frac{d}{dt} \overline{\phi}_s \\ 0 = [R_r] \underline{i}_r + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_r \\ 0 = R_{cc} \cdot i_{cc} + \frac{d}{dt} \phi_{cc} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

$$\begin{cases} \underline{\phi}_s = [L_s] \underline{i}_s + [M_{sr}] \underline{i}_r + [M_{sc}] i_{cc} \\ \underline{\phi}_r = [M_{rs}] \underline{i}_s + [L_r] \underline{i}_r + [M_{rc}] i_{cc} \\ \underline{\phi}_{cc} = [M_{cs}] \underline{i}_s + [M_{cr}] \underline{i}_r + L_{cc} i_{cc} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

les matrices de résistances statoriques $[R_s]$ et rotoriques $[R_r]$ sont définies par :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc} \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & R_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rc} \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances statoriques est :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{psa} + L_{fsa} & -\frac{L_{sab}}{2} & -\frac{L_{sac}}{2} \\ -\frac{L_{sab}}{2} & L_{psb} + L_{fsb} & -\frac{L_{sbc}}{2} \\ -\frac{L_{sac}}{2} & -\frac{L_{sbc}}{2} & L_{psc} + L_{fsc} \end{bmatrix}$$

Et celle des inductances rotoriques est :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{pra} + L_{fra} & -\frac{L_{rab}}{2} & -\frac{L_{rac}}{2} \\ -\frac{L_{rab}}{2} & L_{prb} + L_{frb} & -\frac{L_{rbc}}{2} \\ -\frac{L_{rac}}{2} & -\frac{L_{rbc}}{2} & L_{prc} + L_{frc} \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances mutuelles est exprimée selon l'expression suivante :

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{sara} \cos(\theta) & M_{sarb} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M_{sarc} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_{sbra} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{sbrb} \cos(\theta) & M_{sbrc} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ M_{scra} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M_{scrib} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{scrc} \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

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

Ainsi, l'ensemble de ces hypothèses permet d'écrire :

$$\begin{cases} R_{sx} = R_s \\ R_{ry} = R_r \\ L_{psx} = L_{pry} = L_{sxy} = L_{rxy} = M_{sxy} = L_p \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

La machine décrite précédemment part du principe que les fuites magnétiques sont réparties à la fois au stator et au rotor. Cette répartition est purement arbitraire et il existe une infinité de solutions pouvant donner le même comportement dynamique entrée-sortie [19]. Dans un souci de simplification du modèle de la machine asynchrone, on choisit de totaliser les fuites magnétiques au stator [20].

Ceci va nous permettre de réduire le nombre de paramètres régissant la dynamique de la machine. Ainsi, on peut écrire:

$$\begin{cases} L_{fry} = 0 \\ L_{fsx} = L_f \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Aussi, on peut aisément écrire les différentes mutuelles inductances sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{cases} M_{sr}(\theta) = \frac{3}{2} L_p T_{32} P(\theta) T_{23} \\ M_{rs}(\theta) = M_{rs}(\theta)^T = \frac{3}{2} L_p T_{32} P(-\theta) T_{23} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

avec:

$$T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}; T_{32} = T_{23}^T$$

et :

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{\pi}{2}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} : \text{matrice de rotation d'angle } \theta$$

Les résistances étant directement proportionnelles au nombre de spires, la résistance R_{cc} de la bobine B_{cc} s'écrit simplement en fonction de la résistance R_s des trois phases statoriques sont défaut:

$$R_{cs} = \eta_{cc} R_s \quad (\text{II.7})$$

avec :

$$\eta_{cc} = \frac{n_{cc}}{n_s} = \frac{\text{Nombre de spires en court-circuit}}{\text{Nombre de spires sur une phase saine}} \quad (\text{II.8})$$

Le circuit magnétique emprunté par les lignes de champ coupant la bobine B_{cc} en court-circuit est identique à celui emprunté par les lignes de champ coupant la phase statorique en défaut (reluctance identique). Ainsi, on peut écrire les différentes inductances et mutuelles inductances de la bobine B_{cc} par rapport aux phases statoriques et rotoriques de la machine :

- Inductance de court-circuit

$$L_{cc} = \eta_{cc}^2 (L_p + L_f) \quad (\text{II.9})$$

- Mutuelle entre phase de court-circuit et les phases statoriques

$$\begin{cases} [M_{ccs}] = \eta_{cc} L_p \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) & \cos(\theta_{cc} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{cc} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \\ = \sqrt{\frac{3}{2}} \eta_{cc} L_p [\cos(\theta_{cc}) \quad \sin(\theta_{cc})] T_{23} \end{cases}$$

- Mutuelle entre phases statoriques et phase de court-circuit

$$[M_{scc}] = [M_{ccs}]^T = \eta_{cc} L_p T_{32} [\cos(\theta_{cc}) \quad \sin(\theta_{cc})]^T \quad (\text{II.10})$$

- Mutuelle entre phases rotoriques et phase de court-circuit

$$\begin{cases} [M_{ccr}] = \eta_{cc} L_p \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc} - \theta) & \cos(\theta_{cc} - \theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{cc} - \theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \\ = \sqrt{\frac{3}{2}} \eta_{cc} L_p [\cos(\theta_{cc}) & \sin(\theta_{cc})] P(\theta) T_{23} \end{cases}$$

- Mutuelle entre phases statoriques et phase de court-circuit

$$[M_{rcc}] = [M_{ccr}]^T = \eta_{cc} L_p T_{32} P(-\theta) [\cos(\theta_{cc}) \quad \sin(\theta_{cc})]^T \quad (II.11)$$

II.2.2 Modélisation de la machine dans le repère de Park

Ce modèle comporte des quadripôles de courts circuits pour expliquer un éventuel défaut sur plusieurs phases. La transformation triphasé-biphasé aboutit à des grandeurs électriques ramenées au stator par les relations:

$$x_{dq_{s,r}} = P(-\theta) T_{23} x_{s,r} \quad (II.12)$$

La transformation triphasée-biphasée est effectuée uniquement sur les grandeurs du régime sain. Le principe d'élaboration du modèle de défaut est de découpler le mode commun (modèle triphasé équilibré) du mode différentiel correspondant à la bobine en défaut, le déséquilibre agit uniquement sur ce dernier. Ainsi, en présence d'un court-circuit, la machine devient certes non équilibrée, du fait de la présence d'un champ supplémentaire au stator mais ce déséquilibre est directement traduit par le bobinage de défaut B_{cc} [21].

La figure (II.3) illustre le schéma électrique équivalent de la machine asynchrone dans le repère de Park en régime transitoire, en tenant compte d'un éventuel défaut de court-circuit et avec les fuites totalisées au stator.

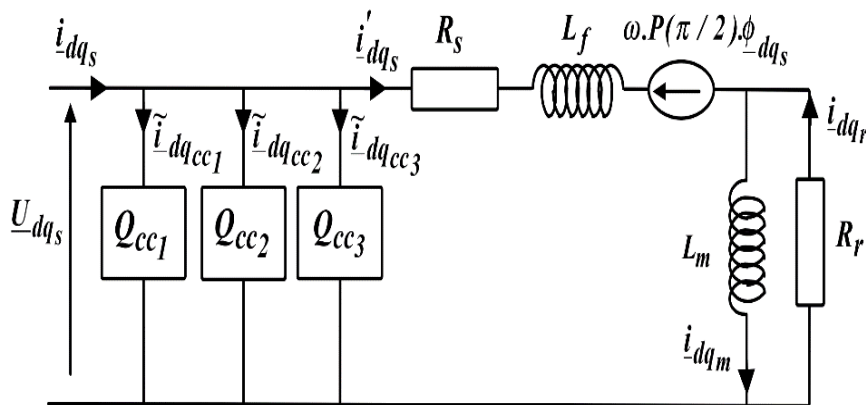


Fig. II.3: Modèle général de court-circuit dans le repère de Park.

Pour un référentiel noté (x) tournant à une vitesse ω_{rep} par rapport au stator, l'ensemble des équations électriques de la machine asynchrone en défaut de court-circuit statorique s'écrivent :

$$\begin{cases} \underline{u}_{dqs} = R_s \underline{i}_{dqs}^{(x)} + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{dqs}^{(x)} + \omega_{rep} P\left(\frac{\pi}{2}\right) \underline{\phi}_{dqs}^{(x)} \\ 0 = R_r \underline{i}_{dqr}^{(x)} + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{dqr}^{(x)} + (\omega_{rep} - \omega_r) P\left(\frac{\pi}{2}\right) \underline{\phi}_{dqr}^{(x)} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

$$\begin{cases} \underline{\phi}_{dqs}^{(x)} = (L_f + L_m) \underline{i}_{dqs}^{(x)} + L_m \underline{i}_{dqr}^{(x)} \\ \underline{\phi}_{dqr}^{(x)} = L_m (\underline{i}_{dqs}^{(x)} + \underline{i}_{dqr}^{(x)}) \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

avec :

$$- \frac{d\theta_{rep}}{dt} = \omega_{rep};$$

– le rapport de court-circuit $\eta_{cc_k} = \frac{\eta_{cc_k}}{\eta_s}$ est égal au rapport du nombre de spires en court-circuit de la $k^{ème}$ phase sur le nombre total de spires dans une phase statorique sans défaut. Ce paramètre permet de quantifier le déséquilibre et d'obtenir le nombre de spires en court-circuit;

– le courant $\tilde{\underline{i}}_{dqcc_k}^{(x)}$ correspond au courant de court-circuit de la $k^{ème}$ phase;

– l'angle électrique θ_{cc_k} , repère le bobinage en court-circuit par rapport à l'axe de référence de la phase a_s . Ce paramètre permet la localisation du bobinage en défaut et ne peut prendre que les trois valeurs 0 , $\frac{2\pi}{3}$ ou, $-\frac{2\pi}{3}$ correspondant respectivement à un court-circuit sur les phases a_s, b_s ou c_s ;

– la matrice $Q(\theta_{cc_k})$ permet de situer l'angle du bobinage en court-circuit.

$$Q(\theta_{cc_k}) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc_k})^2 & \cos(\theta_{cc_k})\sin(\theta_{cc_k}) \\ \cos(\theta_{cc_k})\sin(\theta_{cc_k}) & \sin(\theta_{cc_k})^2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

II.3 Modèle d'état de la machine tenant compte du défaut statorique

En choisissant un référentiel lié au rotor, après simplifications, on obtient un modèle de la machine asynchrone tenant compte du défaut statorique dont le système d'équation s'écrit par :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(\omega)x(t) + B u(t) \\ Y = C x(t) + D u(t) \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

avec:

$$x = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \phi_{dr} \quad \phi_{qr}]^T : \text{vecteur d'état}$$

$$u = [U_{ds} \quad U_{qs}]^T : \text{entrée la machine asynchrone}$$

$$Y = [i_{ds} \quad i_{qs}]^T : \text{sortie de la machine asynchrone}$$

$$A(\omega) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s + R_r}{L_f} & \omega & \frac{R_r}{L_m \cdot L_f} & \frac{\omega}{L_f} \\ -\omega & -\frac{R_s + R_r}{L_f} & -\frac{\omega}{L_f} & \frac{R_r}{L_m \cdot L_f} \\ R_r & 0 & -\frac{R_r}{L_m} & 0 \\ 0 & R_r & 0 & -\frac{R_r}{L_m} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$D = \sum_{k=1}^3 \frac{2}{3} \frac{\eta_{cc_k}}{R_s} p(-\theta) Q(\theta_{cc_k}) P(\theta)$$

- L'équation électromécanique de la machine :

$$C_{em}(t) - C_r = J \frac{d\Omega(t)}{dx} + f\Omega(t) \quad (\text{II.17})$$

- L'expression du couple :

$$C_{em} = p(i_{qs}\phi_{dr} - i_{ds}\phi_{qr}) \quad (\text{II.18})$$

II.4 Résultats de Simulation

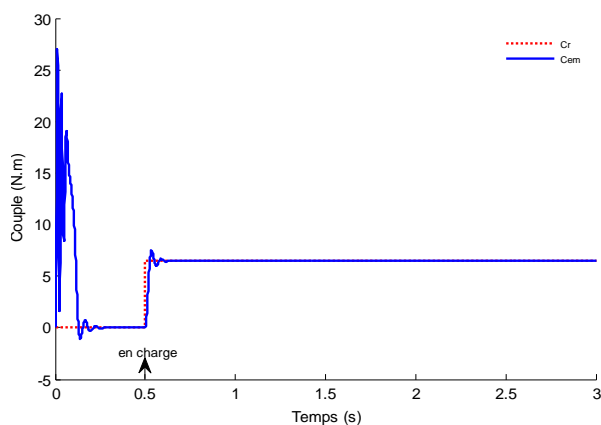
Une fois le modèle de la machine asynchrone à cage établi, nous pouvons aborder l'aspect lié à la simulation de celle-ci en utilisant *MATLAB/Simulink*. On a présenté les résultats de simulation d'un moteur asynchrone triphasé à cage, pour différents régimes de fonctionnement sain et avec défaut.

II.4.1 Machine saine

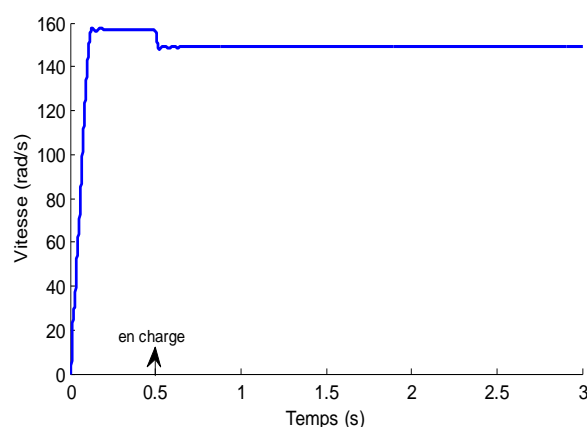
Les paramètres du moteur asynchrone (sont présentés dans l'annexe A), utilisé en simulation, pour un couple résistant égale 6.5 N.m est appliqué à la machine à l'instant t=0.5s.

Pour illustrer le comportement du modèle simulé, un couple nominal de 6.5 Nm est appliqué à la machine à l'instant $t=0.5s$. La simulation du modèle du moteur asynchrone avec un stator sain donne, pour le couple électromagnétique la courbe de la figure (II.4.a). La vitesse, est présentée à la figure (II.4.b). Les courants statoriques est représenté sur la figure (II.4.c). Toutes ces courbes correspondent bien à un fonctionnement normal d'un moteur asynchrone, sous une tension nominale avec une alimentation sinusoïdale équilibrée.

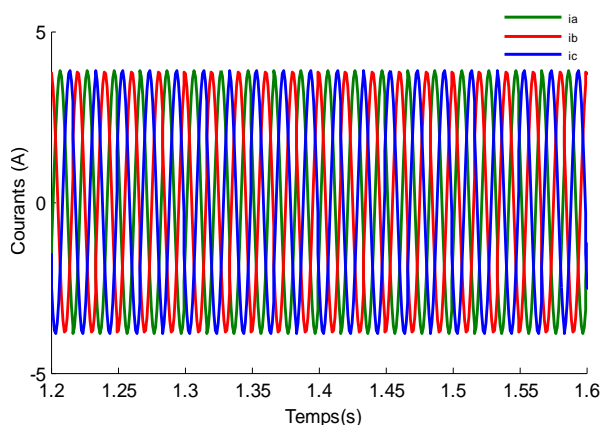
Les formes des graphes montrent qu'en phase de démarrage le moteur subit un allongement du régime transitoire. A titre d'exemple, La courbe du couple électromagnétique. Cette dernière comprend au début une série d'oscillations d'amplitude élevées qui s'amortissent au cours de l'accélération du moteur, à la fin du régime de démarrage 0.2s, la figure (II 4.a). Le couple atteint sa valeur maximale, puis s'atténue pour atteindre la valeur du couple résistant.



a. Couple électromagnétique (N.m)



b. Vitesse de rotation (rad/s)



c. Courants statorique (A)

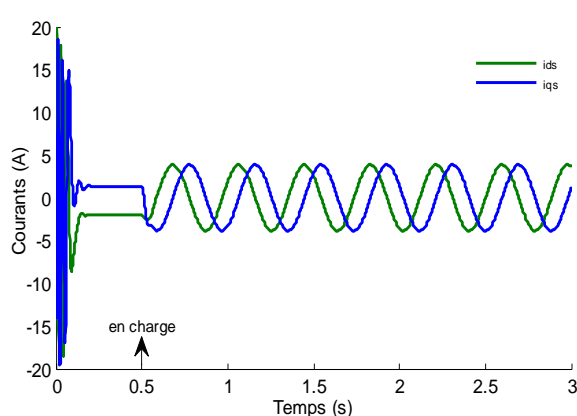
d. Courants i_{ds} i_{qs} (A)

Fig. II.4: Simulation de la machine asynchrone saine en charge ($C_r=6.5$ N.m).

II.4.2 Machine avec défaut

II.4.2.1 Court-circuit entre spires de (5%)

La figure (II.5) montre l'évolution du couple électromagnétique ainsi que la vitesse de rotation et le courants statorique, sous une tension nominale avec une alimentation sinusoidal équilibrée est présence un défaut pour un couple résistant égale 6.5 Nm est appliqué à la machine à l'instant $t=0.5s$. En régime établi, on introduit à l'instant $t=1.5s$ un défaut de type court-circuit entre spires de 5% sur la phase 'a' (chaque phase étant constituée de 464 spires).

Pour le couple électromagnétique, la courbe de la figure (II.5.a) montre que le couple à des perturbations après le moment de défaut 1.5s. Cette variation de couple sera la cause de la variation de la vitesse est présenté à la figure (II.5.b). Les courants statoriques est représenté sur la figure (II.5.c).

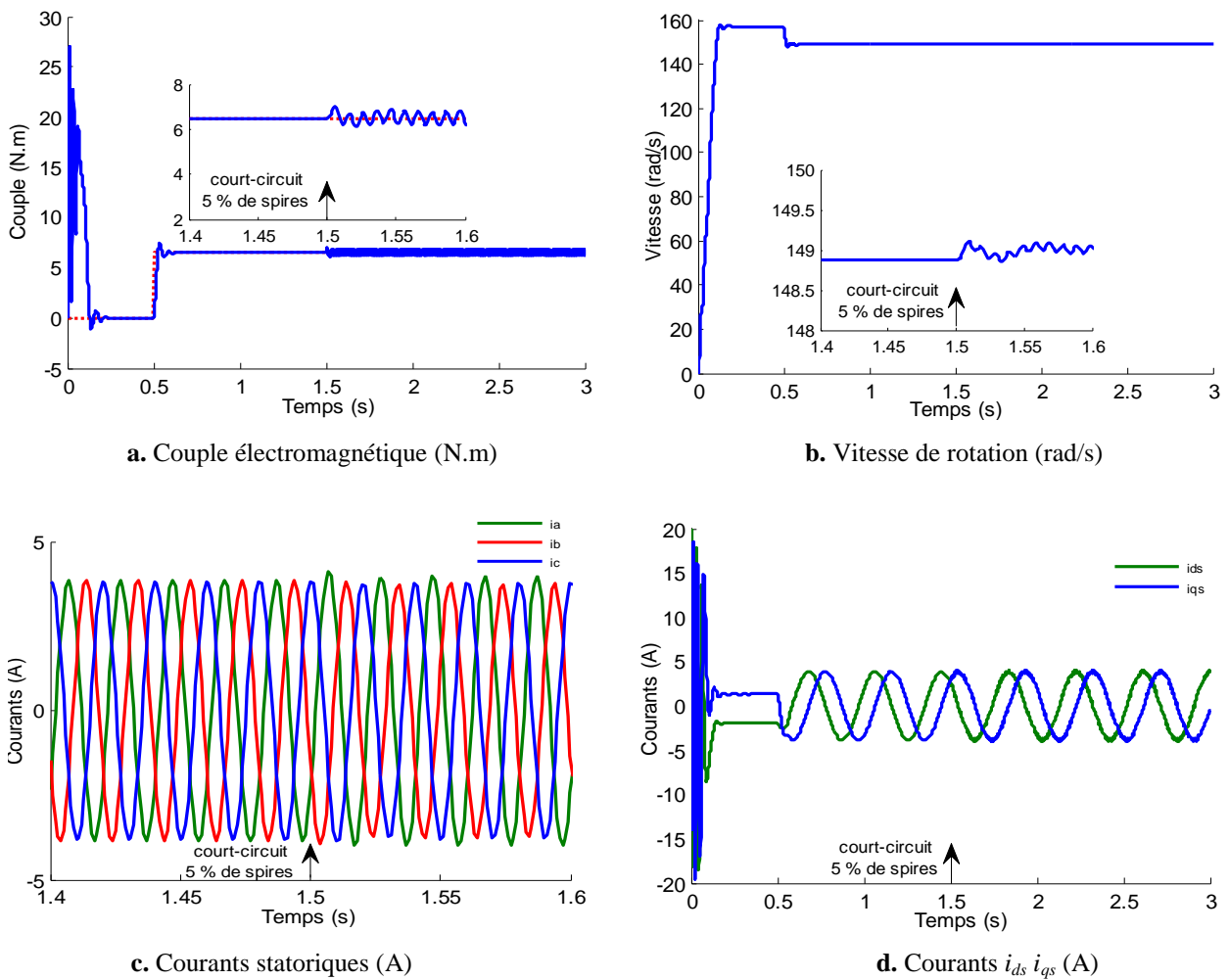


Fig. II.5: Caractéristique de la MAS avec défaut de court-circuit entre spires (5%) de la phase 'a'.

II.4.2.2 Court-circuit entre spires de (10%)

La figure (II.6) montre l'allure de différentes grandeurs de la machine lorsqu'on applique le défaut statorique à l'instant 1.5s.

La figure (II.6.a) montre l'évolution du couple électromagnétique en situation de défaut de court-circuit statoriques à une valeur augmenté par rapport au régime normal.

Pour la figure (II.6.c), on remarque que ces amplitudes des courants ne sont pas égales. L'augmentation de l'amplitude des courants statoriques est présence d'un défaut qu'il faut caractériser selon sa signature; le court-circuit fait augmenter le courant dans la phase 'a' en défaut. la figure (II.6.d), montré les courants i_{ds} i_{qs} après le défaut on remarque ondulation dans les amplitudes.

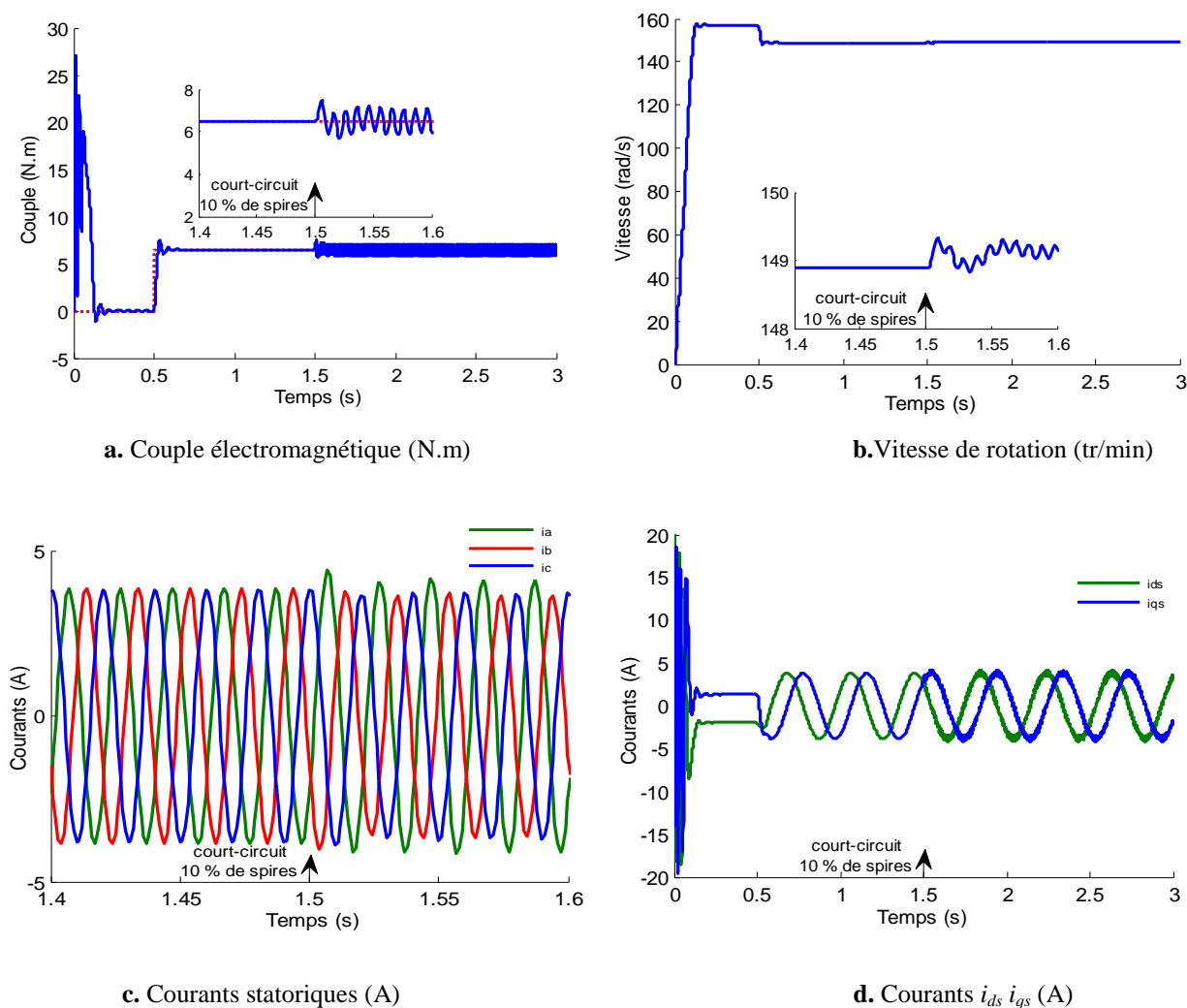


Fig. II.6: Caractéristique de la MAS avec défaut de court-circuit entre spires (10%) de la phase 'a'.

II.4.2.3 Court-circuit entre spires de (15%)

La simulation numérique est effectuée en régime établi du fonctionnement de la machine afin de pouvoir remarquer clairement le comportement est appliqué défaut 1.5s de type court-circuit entre spires de 15% sur la phase 'a'.

La figure (II.7) montre l'allure de différentes grandeurs de la machine lorsqu'on applique le défaut statorique à l'instant 1.5s. Les figures (II.7.a) et (II.7.b) montrent à leur l'existence de grandes ondulations dans les allures du couple électromagnétique et de la vitesse. Ceci sous-entend d'intenses vibrations mécaniques. La figure (II.7.c) représente les trois courants statoriques pour de défaut. On remarque un déséquilibre se manifeste sous forme d'une augmentation importante au niveau du courant de la phase 'a' ou s'est produit de défaut et d'une moins importante pour les deux autres phase 'b' et 'c'.

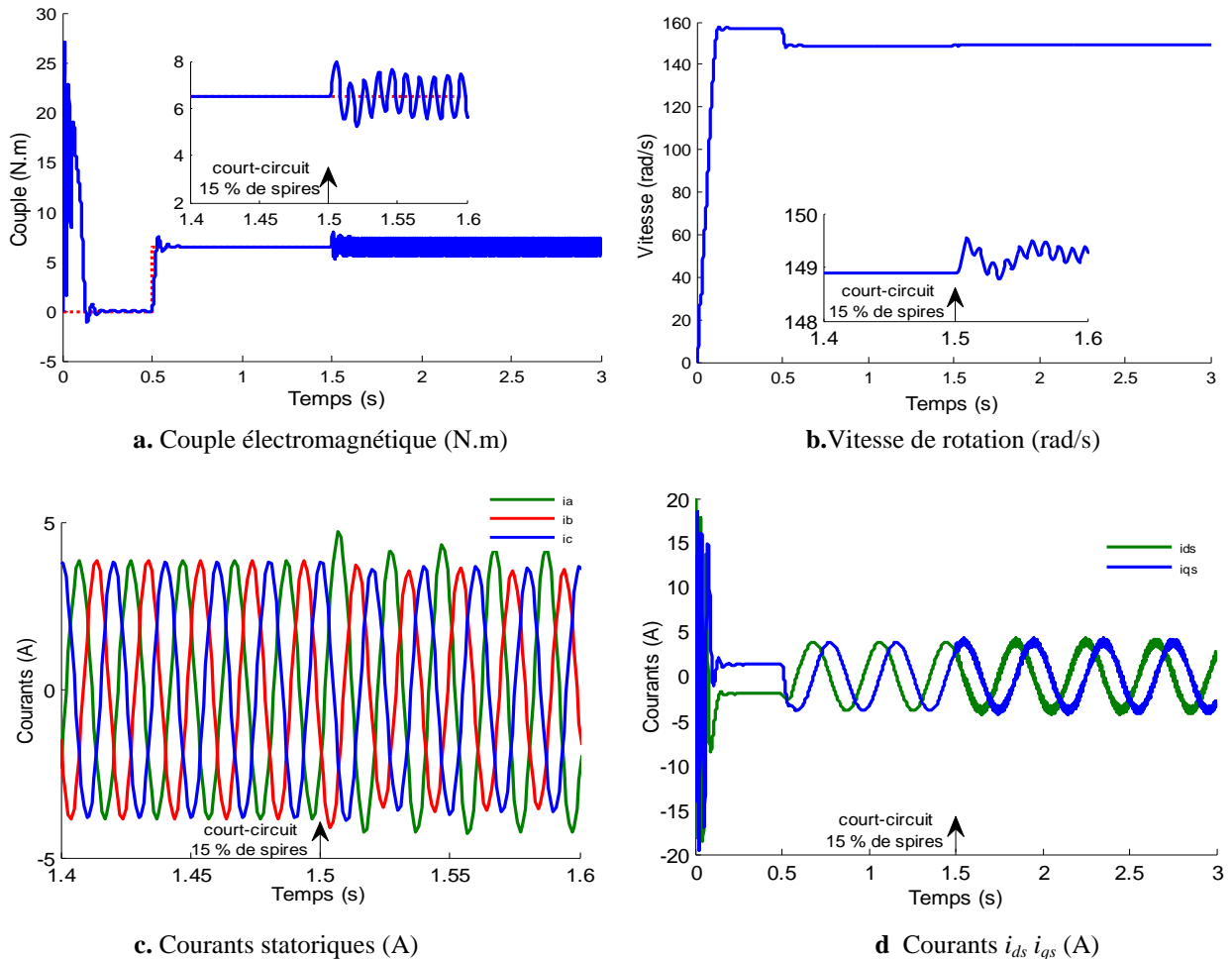


Fig. II.7: Caractéristique de la MAS avec défaut de court-circuit entre spires (15%) de la phase 'a'.

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté le modèle de la machine asynchrone avec défaut statorique de type court-circuit entre spires. Le passage à un modèle diphasé équivalent en utilisant une transformation généralisée nous a permis la réduction de l'ordre du système. Nous avons utilisé le modèle de la machine asynchrone dans la repère lié au rotor. Ce modèle a été utilisé pour simuler le défaut de court-circuit en trois pourcentages différents de défaut. Les résultats des simulations obtenus ont montré la machine asynchrone à l'état sain et avec défaut de court-circuit entre spires statorique sur une seule phase affecte bien l'ensemble des trois phases de la machine.

Enfin, le prochain chapitre sera consacré à l'étude la commande direct du couple de la machine asynchrone en absence et en présence de défaut statorique.

Chapitre III

*Commande directe du couple
de la Machine Asynchrone
avec défaut statorique*

Chapitre III

Commande directe du couple de la MAS avec défaut statorique

III.1 Introduction

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou « DTC ») est introduite en 1985 par *TAKAHASHI*. Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche. Elle permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques [22], [23].

Les méthodes de commande directe du couple « DTC » consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple. Les changements d'états des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. La commande des interrupteurs a pour but de donner au vecteur représentant le flux statorique la direction déterminée par les valeurs de consigne [24].

Dans ce chapitre, sera présenté en premier lieu, le principe du contrôle direct du couple pour une MAS. Se basant sur les modèles respectifs de l'onduleur de tension et de la machine précédemment illustrés, nous allons expliquer le principe du contrôle du couple du moteur asynchrone indépendamment de celui flux qui lui sera soumis à une consigne. Le contrôle de la vitesse quant à elle sera assuré par une boucle de commande incorporant un régulateur PI classique. En deuxième lieu, Les résultats des simulations viendront illustrés clairement les performances de la technique étudiée pour la machine saine et avec défaut statorique.

III.2 Principe de la commande directe du couple (DTC)

Les techniques DTC sont basées sur l'accélération ou la décélération du champ à l'intérieur de la machine par l'application d'une séquence appropriée à l'onduleur pour générer un vecteur tension statorique allant vers l'ordre désiré pour augmenter ou diminuer le flux l'accélérer ou le décélérer. Le choix de la séquence appropriée est orchestré par les régulateurs à hystérésis dont la fonction première est d'asservir le flux et le couple de la machine.

Pour connaître l'état électromagnétique du moteur afin de déterminer la commande des interrupteurs de l'onduleur, il faut disposer d'un modèle approprié de la machine. A partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants statoriques, le modèle donne à chaque instant [25] :

- Le flux statorique réel de la machine;
- Le couple réel qu'elle développe;
- La vitesse de rotation.

Ce type de stratégie se classe dans la catégorie des commandes en amplitude, par opposition aux lois de commandes en durées plus classiques et basées sur un réglage de la valeur moyenne du vecteur tension par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

A l'origine, les commandes DTC étaient fortement basées sur le "sens physique" et sur une approche relativement empirique de la variation des états (couple, flux) sur un intervalle de temps très court (intervalle entre deux commutation)

III.3 Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple

- La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur [26];
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine;
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales;
- Une réponse dynamique de la machine très rapide;
- L'existence des oscillations du couple qui dépend, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis;
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.

III.4 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistor (MOSFET ou IGBT) ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Le principe de fonctionnement s'exprime par le séquençage imposé aux interrupteurs statiques qui réalisent la modulation de largeur des impulsions des tensions appliquées aux enroulements statoriques de la machine [27].

Les trois cellules de commutation formant un onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant. Dans l'hypothèse de la conduction continue, on montre que chaque groupe transistor diode, assemblés en parallèle, forme un interrupteur (demi-bras) commandé à l'ouverture et à la

fermeture chaque (demi-bras) possède son complémentaire. Pour modéliser l'onduleur de tension, voir la figure (III.1), on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée être constituée de deux générateurs de *f.é.m* égale à $U_0/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 [28], [29].

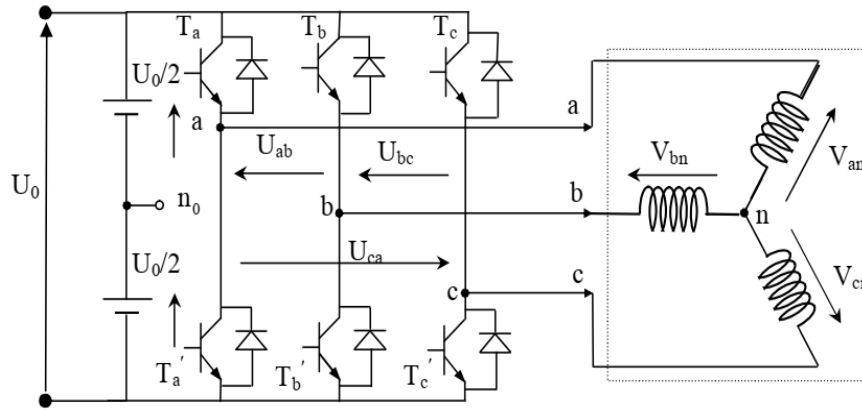


Fig. III.1: Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an} , V_{bn} et V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T'_i les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a [30]:

- si $S_i = 1$, alors T_i est passant et T'_i est ouvert;
- si $S_i = 0$, alors T_i est ouvert et T'_i est passant.

avec : $i = a, b, c$

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases}$$

(III.1)

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc:

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3}[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3}[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (III.2)$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0 .

$$\begin{cases} V_{an0} = V_{an} + V_{nn0} \\ V_{bn0} = V_{bn} + V_{nn0} \\ V_{cn0} = V_{cn} + V_{nn0} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn0} = \frac{1}{3} [V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (\text{III.4})$$

L'état des interrupteurs, supposées parfaites peuvent être défini par trois grandeurs booléennes de commande S_i ($i = abc$) [31].

- Si le transistor supérieur est en conduction, les variables $S_i = 1$;
- Si le transistor inférieur est en conduction, les variables $S_i = 0$.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions de phase V_{ino} fonction des signaux de commande

$$S_i : V_{ino} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2}$$

$$\text{On a donc : } \begin{cases} V_{an0} = (S_a - 0.5) U_0 \\ V_{bn0} = (S_b - 0.5) U_0 \\ V_{cn0} = (S_c - 0.5) U_0 \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

En remplaçant, on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3} V_{an0} - \frac{1}{3} V_{bn0} - \frac{1}{3} V_{cn0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3} V_{an0} + \frac{2}{3} V_{bn0} - \frac{1}{3} V_{cn0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3} V_{an0} - \frac{1}{3} V_{bn0} + \frac{2}{3} V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

En remplaçant, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

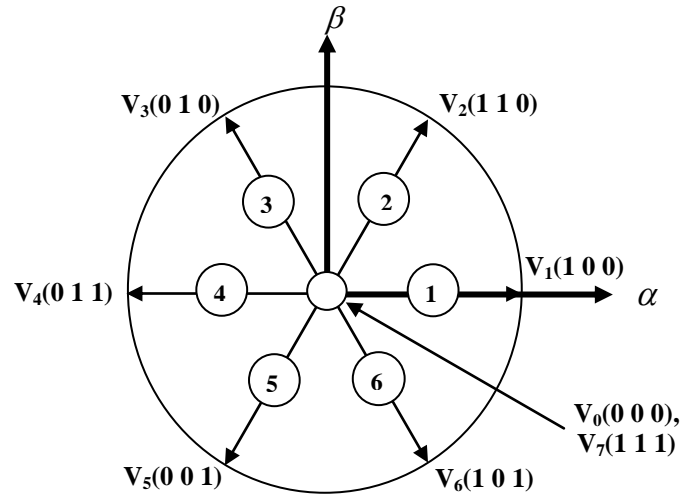


Fig. III.2: Séquences de fonctionnement d'un onduleur

III.5 Stratégie de la commande DTC

La stratégie de commande de couple et de flux qui a été proposée par "Takahashi" est basée sur l'algorithme suivant :

- le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e réduites ($T_e \leq 50 \mu s$);
- pour chaque instant, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase du MAS;
- on reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique;
- on estime le couple électromagnétique du MAS, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes;
- on détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce qui suit [32].

Pour un contrôle efficace du couple de la machine asynchrone, il est tout d'abord impératif de régler correctement le flux [33].

III.5.1 Contrôle du vecteur flux statorique

A partir de l'expression de la tension statorique et du modèle de la machine asynchrone dans un repère lié au stator, le flux statorique est exprimé de la façon suivante [34].

$$\phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt + \phi_{s0} \quad (\text{III.8})$$

Sur un intervalle périodique de contrôle $[0, T_e]$, correspondant à une période d'échantillonnage T_e , l'expression (III.9) peut écrire comme suit:

$$\phi_s(t) = \phi_s(0) + V_s T_e - \int_0^t R_s I_s dt \quad (III.9)$$

Ou: ϕ_{s0} est le vecteur flux à $t=0$,

Pour des raisons simplifiatrice, on considère le terme $(R_s I_s)$ comme négligeable par rapport à la tension V_s ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée. A partir de l'équation (III.10) on trouve:

$$\frac{d\phi_s}{dt} \approx \int_0^t V_s dt \quad (III.10)$$

donc: $\Delta\phi = \phi_s - \phi_{s0} = V_s T_e$

Cette équation implique que l'extrémité du vecteur flux statorique $\phi_s(t)$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliquée V_s , comme il est illustré par la figure (III.3).

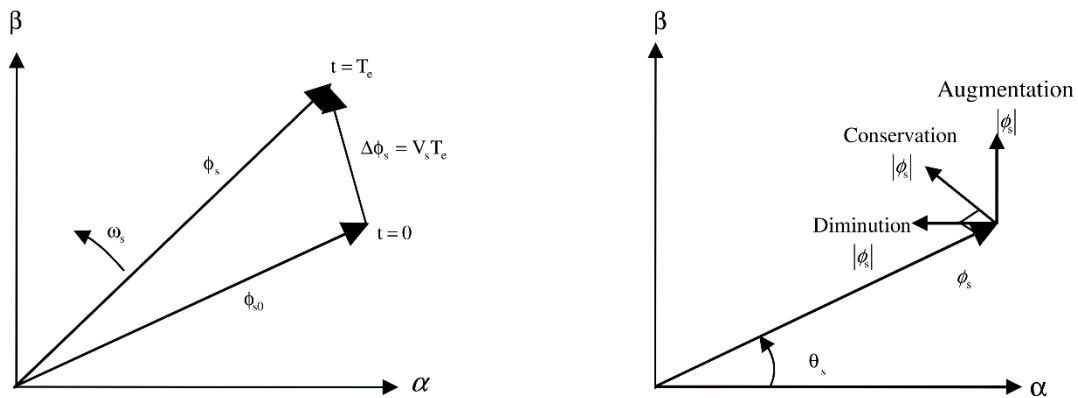


Fig. III.3: Evolution du flux statorique et le comportement du flux statorique

La "composante du flux" du vecteur tension (composante radiale) fait varier l'amplitude de ϕ_s et sa "composante du couple" (composante tangentielle) fait varier la position ϕ_s .

En choisissant une séquence adéquate des vecteurs V_s , sur les périodes de commande T_e il est, donc, possible de fonctionner avec un module de flux ϕ_s pratiquement constant, en faisant suivre à l'extrémité de ϕ_s une trajectoire presque circulaire, si la période T_e est très faible devant la période de rotation du flux statorique.

Lorsque le vecteur de tension V_s sélectionné est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité de ϕ_s est donnée par sa dérivée $d\phi_s/dt$, Ainsi la vitesse de déplacement de l'extrémité de ϕ_s .

On néglige le terme $(R_s I_s)$, est donnée par $\bar{V}_s = d\bar{\phi}_s/dt$. La vitesse de rotation de ϕ_s dépend fortement du choix de V_s ; elle est maximale pour un vecteur V_s perpendiculaire à la direction de ϕ_s , et nul si on appliqué un vecteur nul. Elle peut aussi être négative.

III.5.2 Contrôle du couple électromagnétique

Parmi les différentes formes utilisées pour représenter la machine asynchrone, celle qui utilise le flux et le courant statorique, et la vitesse de rotation, comme variable d'état; sa présentation dans le référentiel rotorique ($d-q$) est généralement celle qui est retenue pour implanter la DTC. Ce modèle est donné par le système d'équations suivant [35] :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \\ \bar{V}_r = \bar{0} = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} - j\omega \bar{\phi}_r \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

A partir des expressions des flux, on peut écrire :

$$\begin{cases} \bar{\phi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \\ \bar{\phi}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

$$\bar{I}_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\bar{\phi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r L_s} \bar{\phi}_s \right) \quad (\text{III.13})$$

avec: $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ étant le coefficient de dispersion, d'où (III.14) dévient

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \\ \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma T_r} - j\omega \right) \bar{\phi}_r = \frac{M}{L_s} \frac{1}{\sigma T_r} \bar{\phi}_s \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

avec : $T_r = \frac{L_r}{R_r}$

On peut contrôler le vecteur $\bar{\phi}_s$ à partir du vecteur \bar{V}_s , aux chutes de tension $(R_s \bar{I}_s)$ près, Le flux $\bar{\phi}_r$ suit les variations de $\bar{\phi}_s$ avec une constante de temps σT_r . Le rotor agit comme un filtre de constante de temps σT_r entre les flux $\bar{\phi}_s$ et $\bar{\phi}_r$. Ceci traduit l'action d'un filtre passe-bas qui existe entre les deux flux.

Cette constante de temps détermine aussi la rapidité de variation de l'angle θ_{sr} entre les deux flux statorique et rotorique. $\bar{\phi}_r$ s'exprime par:

$$\bar{\phi}_r = \frac{M}{L_s} \frac{\bar{\phi}_s}{1 + j\omega\sigma T_r} \quad (\text{III.15})$$

Si on reporte dans l'expression du couple électromagnétique, en posant l'angle $\theta_{sr} = (\bar{\phi}_s \bar{\phi}_r)$.

Le couple s'exprime par :

$$C_{em} = K(\phi_s * \phi_r) = K \|\phi_s\| * \|\phi_r\| \sin \theta_{sr}$$

avec : $K = \frac{p \cdot M}{L_r L_s} = p \left(\frac{1 - \sigma}{\sigma M} \right)$

- $\|\bar{\phi}_s\|$: module du vecteur flux statorique;
- $\|\bar{\phi}_r\|$: module du vecteur flux rotorique;
- θ_{sr} : angle entre les vecteurs flux statorique et flux rotorique.

Le couple dépend, donc, de l'amplitude des deux vecteurs $\bar{\phi}_s$ et $\bar{\phi}_r$ et de leur position relative, si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\bar{\phi}_s$ (à partir de \bar{V}_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de $\bar{\phi}_s$ et $\bar{\phi}_r$, donc le couple. Ceci est bien sur possible si la période de commande T_c de la tension \bar{V}_s est telle que $T_c \ll \sigma T_r$ [36].

III.6 Description de la structure de contrôle

III.6.1 Sélection du vecteur tension V_s

Le choix de la vectrice tension V_s , dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique $\bar{\phi}_s$ de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution $\bar{\phi}_s$ de dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles, [37]. La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes.

Lorsque le vecteur flux $\bar{\phi}_s$ se trouve dans une zone numérotée $N = i$; ($i = 1, 2, \dots, 6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivante[38]:

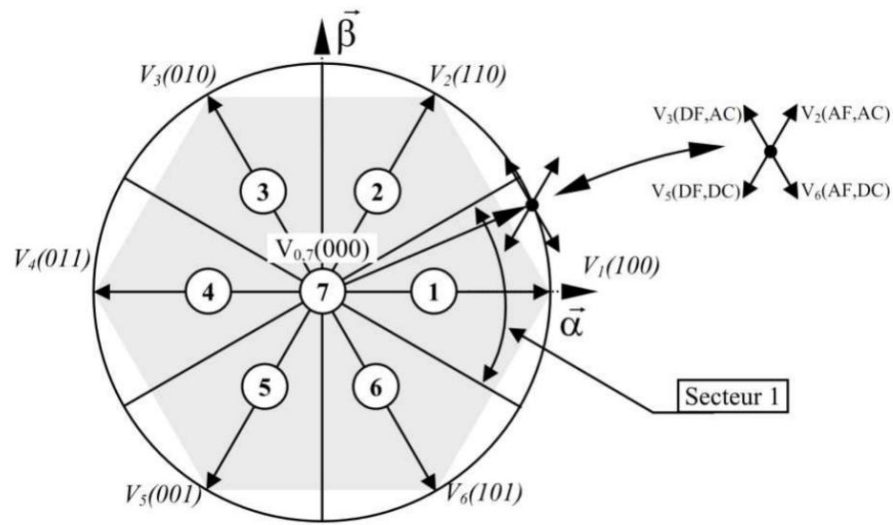


Fig. III.4 : Choix du vecteur tension V_s selon la zone de fonctionnement.

AF : Augmenter le Flux DF : Diminuer le Flux

AC : Augmenter le Couple DC : Diminuer le Couple

- Si V_2 est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ croît et C_{em} croît.
- Si V_6 est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ croît et C_{em} décroît.
- Si V_3 est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ décroît et C_{em} croît.
- Si V_5 est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ décroît et C_{em} décroît.

Si V_0 et V_7 est sélectionné alors la rotation du flux $\bar{\phi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du vecteur $\bar{\phi}_s$ reste inchangé.

Cependant l'application des vecteurs tensions V_s dépend de la position du vecteur flux de la zone N, en début de la zone $N=1$, les vecteurs V_2 et V_5 , sont perpendiculaires au vecteur flux $\bar{\phi}_s$, ce qui signifie que le changement du couple est très rapide, mais l'amplitude du flux ne change pas considérablement et pour les deux vecteurs V_6 et V_3 , correspond un composant du couple très petit. Les variations des flux sont importantes. Le vecteur de tension V_s à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts du couple et du flux estimés par rapport à leur référence, ce que nécessite un estimateur de module et de position du flux statorique et un estimateur de couple.

III.6.2 Estimateurs

III.6.2.1 Estimateur du flux statorique

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courants et tension de la machine à partir de l'équation :

$$\overline{\phi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \tag{III.16}$$

La projection de l'expression du flux statorique exprimé dans l'équation (III.17) sur l'axe $(\alpha - \beta)$ est donnée par l'équation suivante [39] :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \tag{III.17}$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{\alpha s}^2 + \phi_{\beta s}^2}$$

III .6.2.2 Estimation du couple électromagnétique

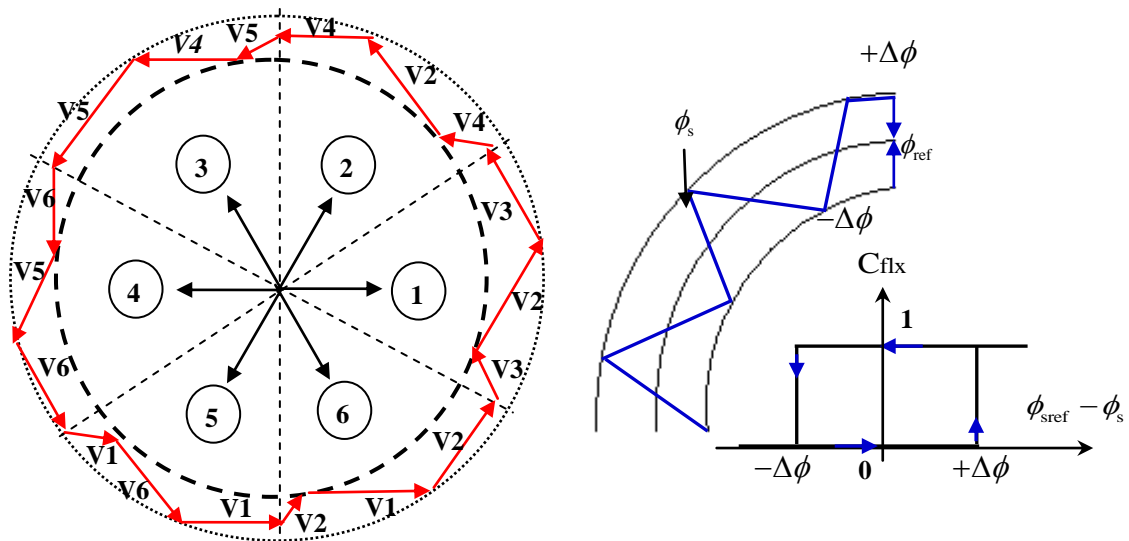
Le couple électromagnétique peut se mettre sous la forme suivante [40] :

$$C_{em} = p(i_{\beta s} \phi_{\alpha s} - i_{\alpha s} \phi_{\beta s}) \tag{III.18}$$

A partir de cette équation, on remarque l'estimateur du couple utilise seulement des grandeurs statoriques, flux $\phi_{\alpha s}$ et $\phi_{\beta s}$ et courants statoriques $i_{\alpha s}$ et $i_{\beta s}$.

III.7 Elaboration du vecteur de commande

III.7.1 Correcteur de flux



a) Sélection des tensions V_i pour contrôler le flux b) Comparateur à hystérésis à deux niveaux

Fig. III.5: Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondantes.

L'objectif de cette correction est de conserver l'amplitude du flux statorique dans une bande et de maintenir ainsi l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire comme le montre la figure (III.5). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module du flux. Les deux seuils du comparateur sont choisis suivant l'ondulation tolérée par le flux statorique.

On peut écrire alors :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \Delta\phi_s > \varepsilon_\phi & \text{alors } C_{flx} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi & \text{et } d\Delta\phi_s / dt > 0 \text{ alors } C_{flx} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi & \text{et } d\Delta\phi_s / dt < 0 \text{ alors } C_{flx} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s < -\varepsilon_\phi & \text{alors } C_{flx} = 0 \end{array} \right.$$

Ce régulateur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement pour avoir des bonnes performances dynamiques.

III.7.2 Elaboration du correcteur de couple

Celui-ci peut être réalisé selon deux types :

- 1-Un comparateur à hystérésis à 2 niveaux, pour un seul sens de rotation. Pour diminuer le couple, la séquence nulle de tension est appliquée. L'inversion de la rotation de la machine est obtenue par croisement de deux phases.
- 2-Un comparateur à hystérésis à 3 niveaux, pour un fonctionnement dans les deux sens de rotation, comme il est indiqué sur la figure (III.6).

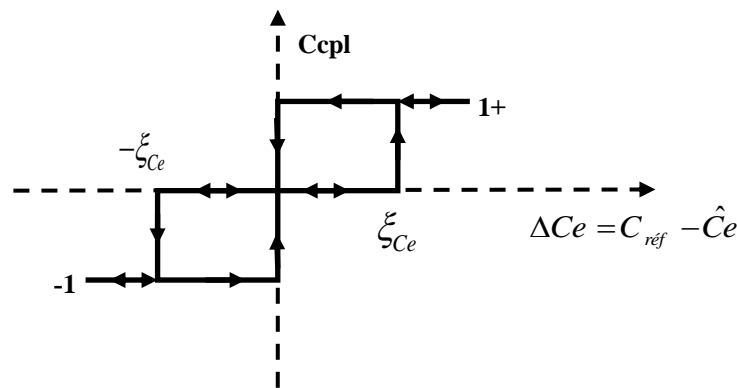


Fig. III.6: Contrôle de couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

Le choix judicieux des largeurs de bande à hystérésis des deux régulateurs de flux et du couple constitue l'essentiel pour la réalisation des performances intéressantes de la DTC. En effet, une bande assez large donne lieu à de fortes pulsations sur la grandeur à contrôler; d'autre

part, une largeur de bande assez étroite (fréquence élevée) sera contraignante pour les interrupteurs de puissance, voire la machine. En outre, même si l'écart sur les grandeurs contrôlées (flux ou couple), dépasse la bonde permise, un changement de séquence ne peut avoir lieu jusqu' à ce que l'ordre se fasse détecter par le correcteur dans la prochaine période d'échantillonnage. On peut écrire alors :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \Delta C_e > \varepsilon_{C_e} & \text{alors } C_{cpl} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \quad \text{et } d\Delta C_e / dt > 0 & \text{alors } C_{cpl} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \quad \text{et } d\Delta C_e / dt < 0 & \text{alors } C_{cpl} = 1 \\ \text{si } \Delta C_e < -\varepsilon_{C_e} & \text{alors } C_{cpl} = -1 \\ \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 \quad \text{et } d\Delta C_e / dt > 0 & \text{alors } C_{cpl} = 0 \\ \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 \quad \text{et } d\Delta C_e / dt < 0 & \text{alors } C_{cpl} = -1 \end{array} \right.$$

III.7.3 Elaboration de la table de commande

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables C_{flx} , C_{cpl} et la zone N qui définit la position du vecteur flux statorique $\bar{\phi}_s$. Plusieurs tables de commutation peuvent être utilisées pour contrôler le couple et le flux statorique.

Tableaux III.1 : Table de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de couple.

N		1	2	3	4	5	6	Comparateur	
Flux	Couple								
$C_{flx} = 1$	$C_{cpl}=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 niveaux	
	$C_{cpl}=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0		
	$C_{cpl}=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3niveaux	
$C_{flx} = 0$	$C_{cpl}=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2niveaux	
	$C_{cpl}=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7		
	$C_{cpl}=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 niveaux	

On sélectionne l'un des vecteurs nuls V_0 ou V_7 . La rotation du flux est arrêtée est cela entraîne une décroissance du couple C_e . On choisit alternativement V_0 et V_7 de manière à diminuer le nombre de commutations de l'onduleur.

La figure (III.8) représente la stratégie de commande directe de couple d'une machine asynchrone. Le choix judicieux des largeurs de bande des hystérésis des comparateurs de flux et du couple reste l'essentiel pour la réalisation des performances de la DTC.

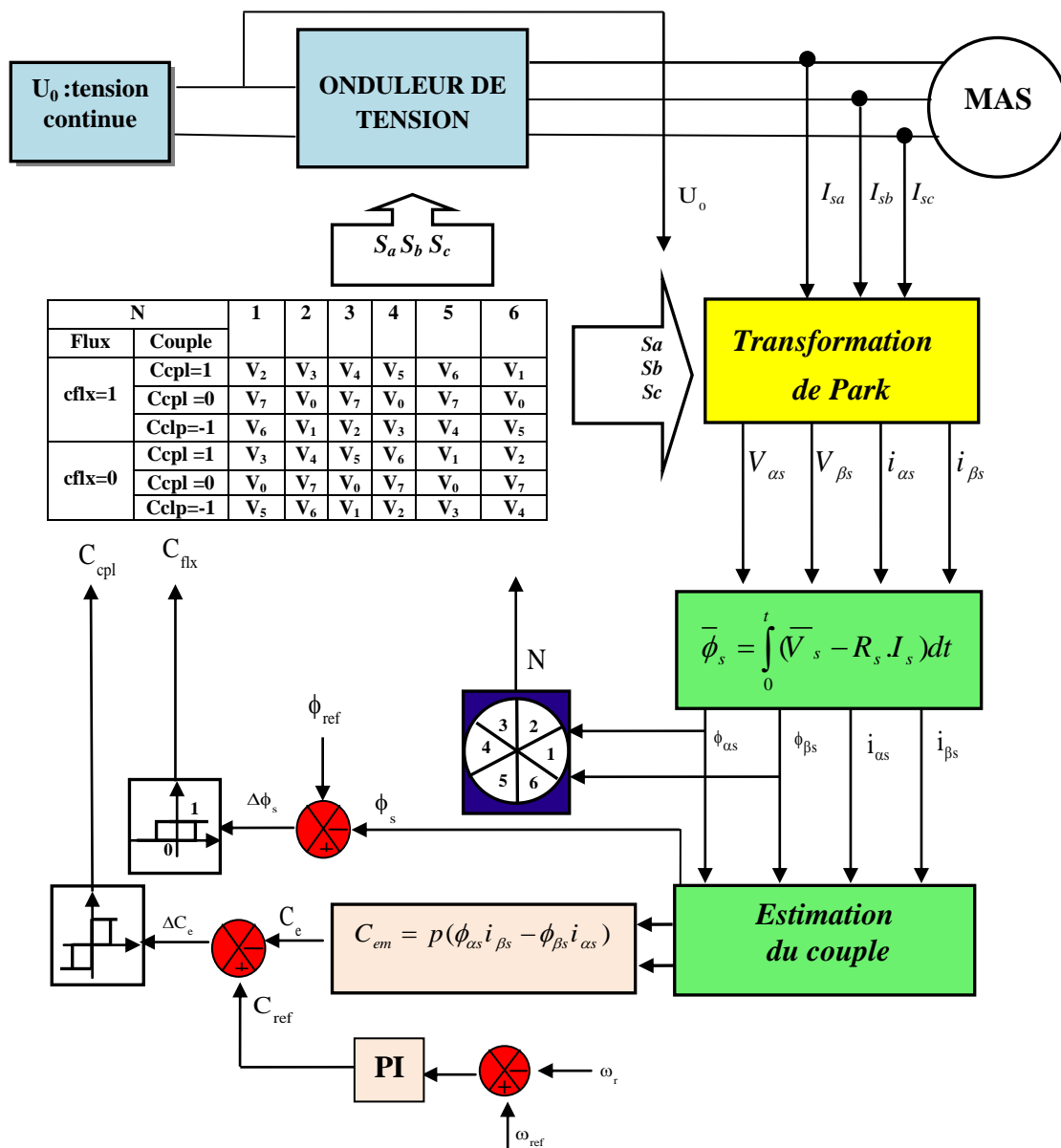


Fig. III.8: Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.

La boucle de régulation de vitesse comprend un régulateur classique de type PI, les paramètres de la détermination du régulateur dans l'annexe B

III.8 Résultats de simulation

III.8.1 Machine saine

Les résultats à présenter ont été obtenus à l'aide d'un programme de simulation d'une machine asynchrone dont ses paramètres sont récapitulés dans l'annexe A et l'outil utilisé est l'environnement MATLAB/Simulink.

▪ Démarrage à vide et introduction du couple de charge

Pour tester robustesse de la régulation, nous avons simulé démarrage à vide pour une vitesse de référence 100 rad/s, et introduction du couple de charge $C_r=6.5\text{N.m}$ est appliqué à l'instant $t=0.5\text{s}$. Les résultats de simulation sont représentés par la figure (III.9).

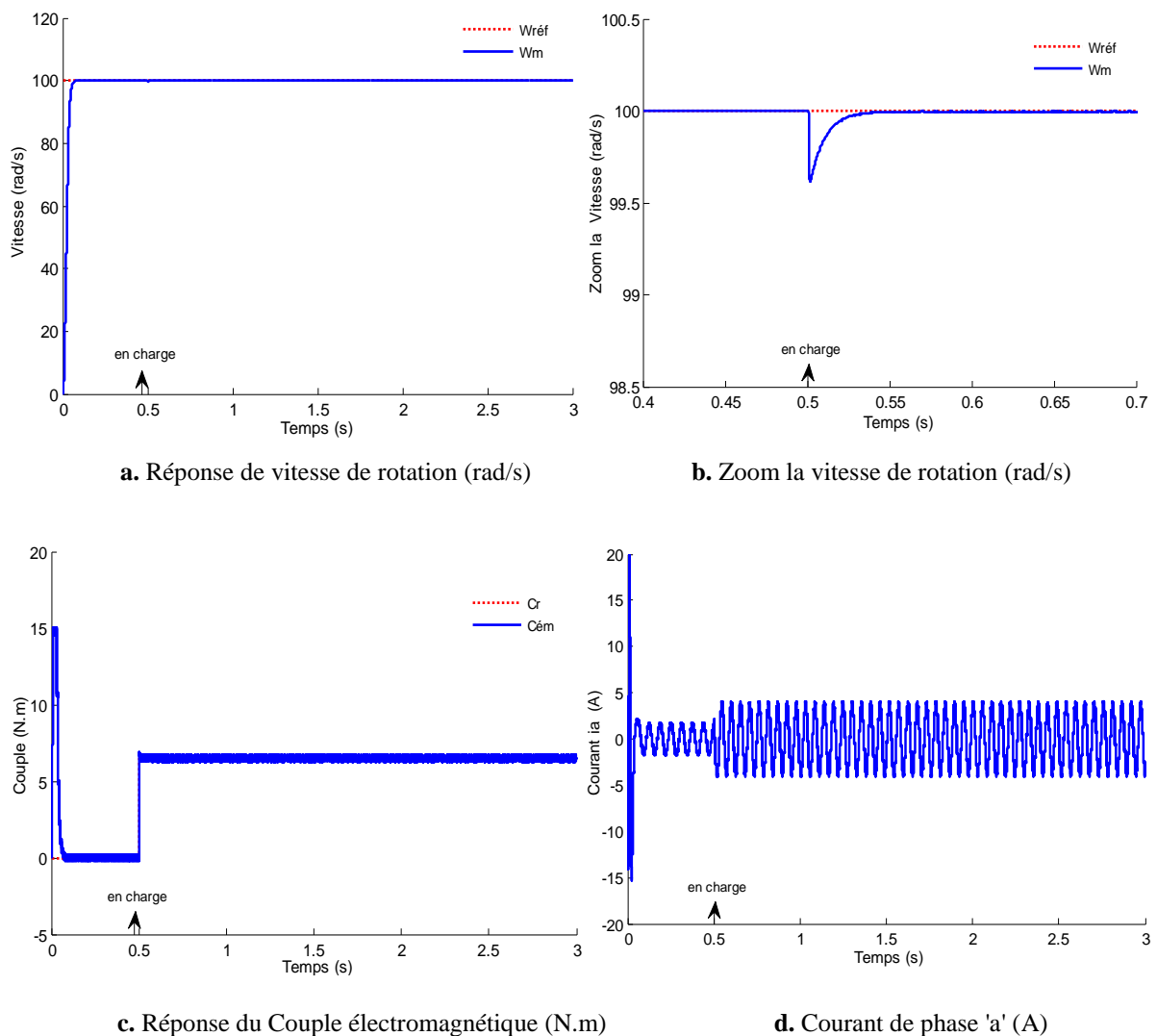


Fig. III.9: Réponse du système pour une DTC classique pour MAS.

La figure (III.9.a) illustre l'évolution temporelle de la vitesse de rotation. La montée en vitesse est quasi linéaire au début du démarrage, la vitesse atteinte est proche de 100 rad/s. La figure (III.9.b) zoom de la vitesse dans l'instant ($t=0.5$ et $C_r = 6.5$ N.m) on remarque déviation de la vitesse référence. La figure (III.9.c) présente le couple électromagnétique un régime transitoire rapide et des oscillations importantes au niveau de son amplitude autour de sa valeur de référence 6.5N.m. La figure (III.9.d) est présente la courant dans la phase 'a'.

▪ Inversion de sens de rotation de vitesse

Afin de tester la robustesse de la commande, pour une vitesse de référence de 100 rad/s puis on inversion de consigne de vitesse de 100 rad/s à -100 rad/s à l'instant $t=1.5$ s et applique un couple du charge 6.5 N.m à l'instant $t= 0.5$ s. Les résultats de simulation sont représentés par la figure (III.10):

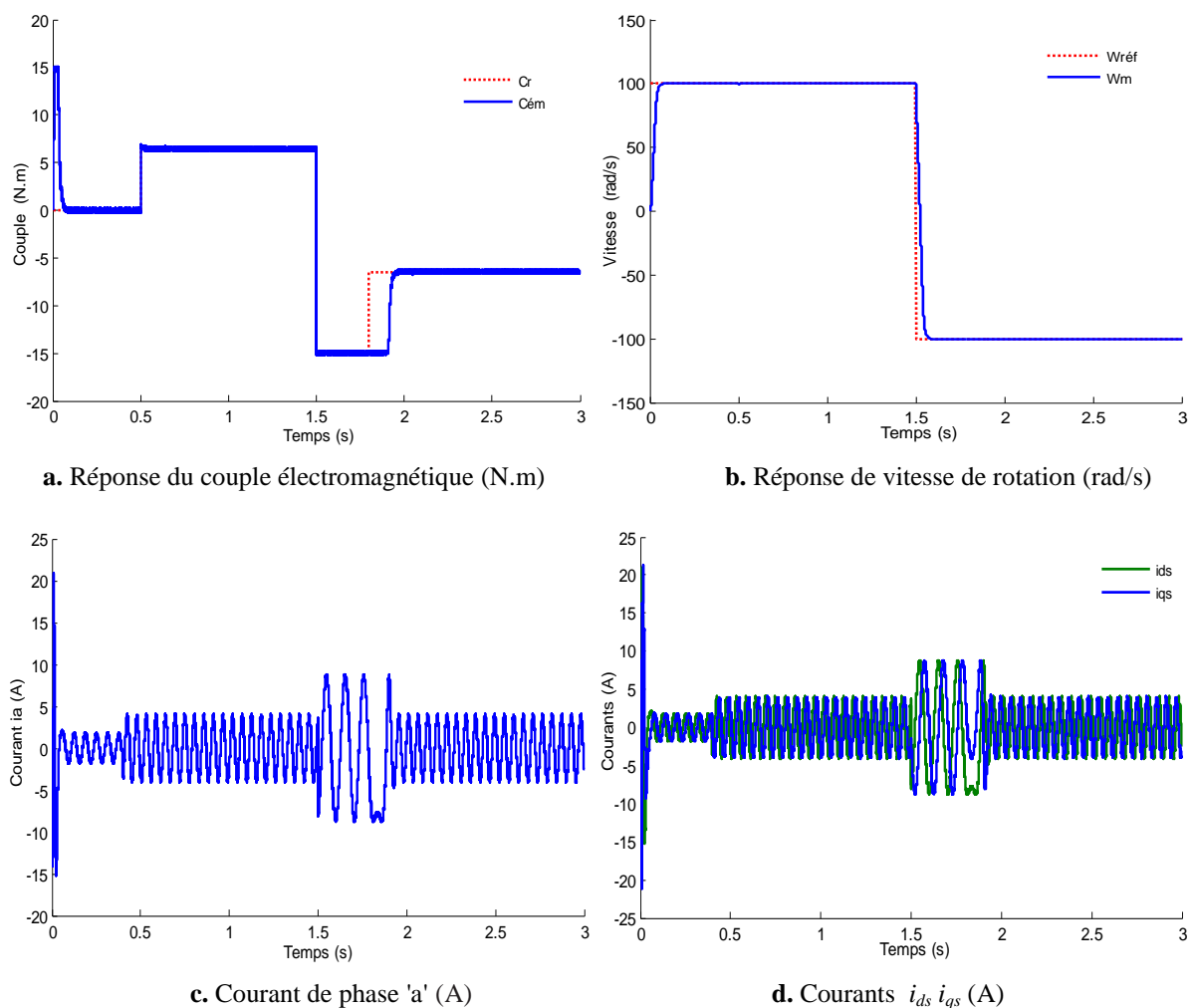


Fig. III.10:Réponse du inversion de vitesse et variation du couple du charge.

▪ DTC à basses vitesses

Les simulations sont effectuées en fonctionnement à basse vitesse en considérant la consigne de vitesse de +40 rad/s à -40 rad/s à $t=1.5s$, le couple de charge égale 6.5N.m est appliqué à l'instant $t=0.5s$

Les résultats montrent les bonnes performances ainsi une dynamique acceptable des variables contrôlées, le temps de réponse de la vitesse rapide.

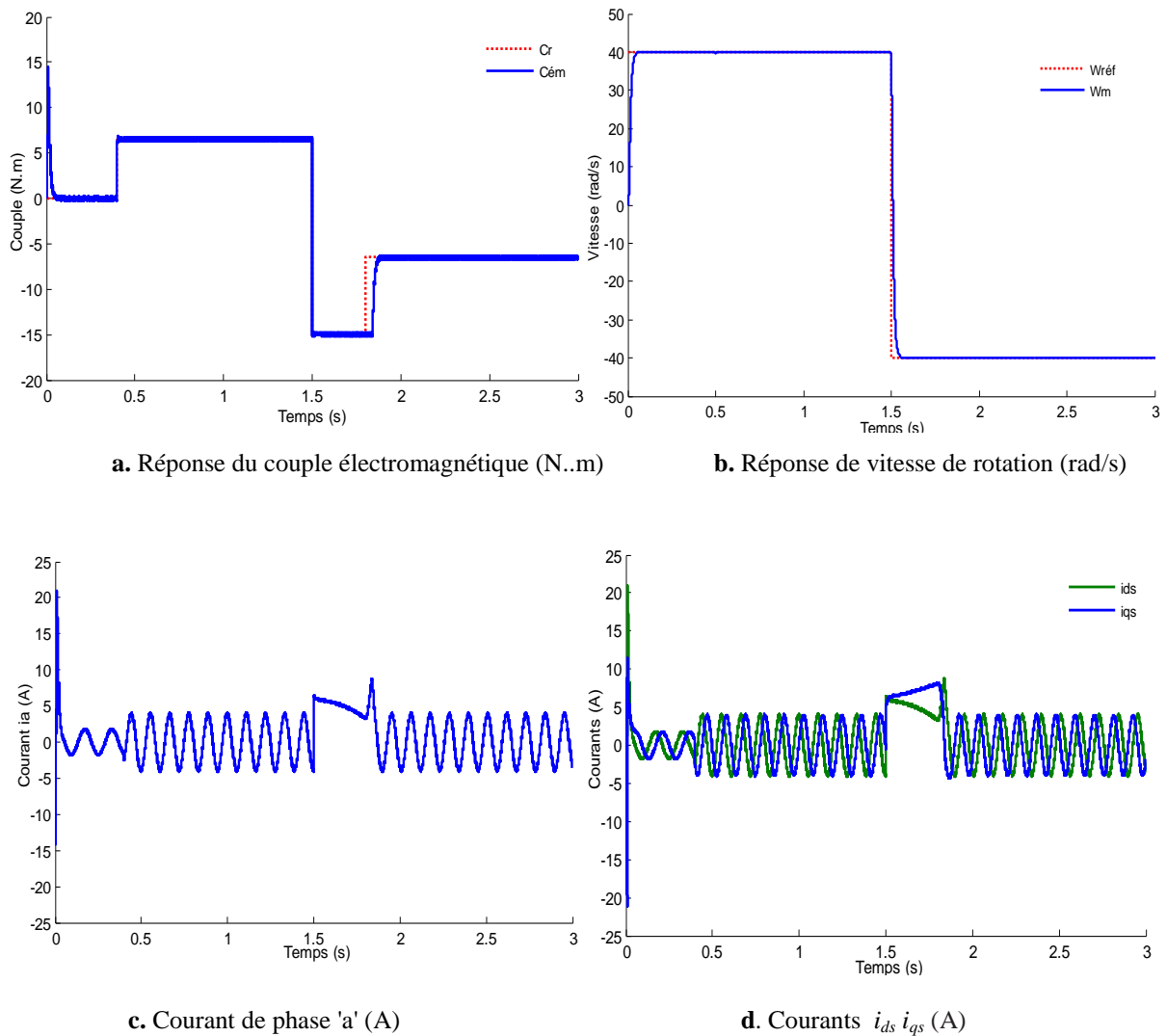


Fig. III.11: Réponse basses de vitesse et variation du couple du charge.

▪ Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques

L'effet des variations paramétriques sur la commande DTC est effectué, en considérant des variations de 0% à 50 % sur l'inertie du système ainsi sur la résistance statorique la figure (III.12). On remarque que les variations paramétriques affectent la vitesse lors du démarrage à vide avec une augmentation du temps de réponse.

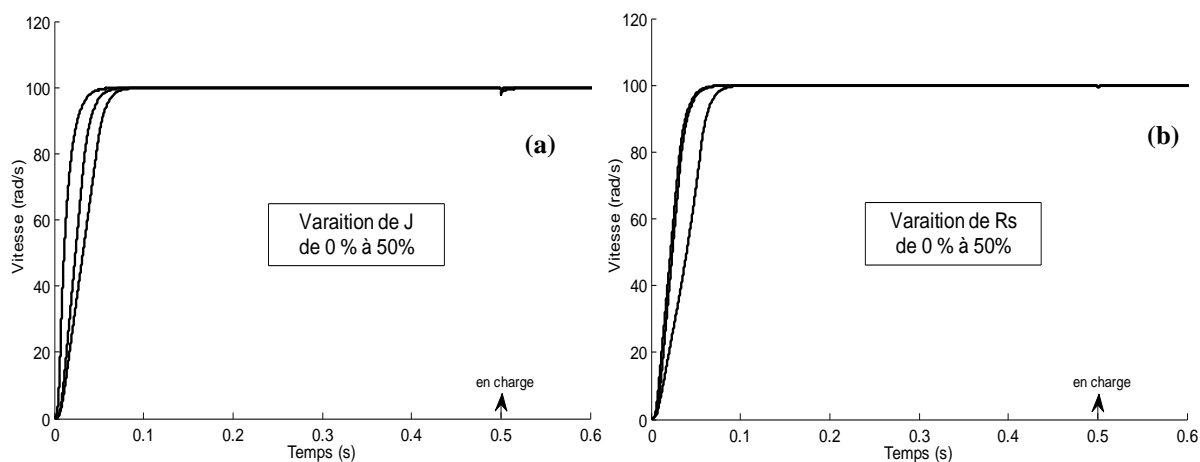


Fig. III.12: Caractéristique de la vitesse: (a) Variation de J, (b) Variation de R_s

III.8.2 Machine avec défaut

Dans cette partie, on présente l'influence des défauts de la machine de type courts-circuits entre spires statoriques sur la commande directe du couple. sous une tension nominale avec une alimentation sinusoïdal équilibrée pour un couple résistant égale 6.5Nm est appliqué à la machine à l'instant $t=0.5s$ est présence un défaut $t=1.5s$ court-circuit entre spires statorique (10%) à la phase 'a'.

Les figures montre l'évolution du couple électromagnétique ainsi que la vitesse de rotation et les courants statorique, On remarque une augmentation de l'amplitude de couple la figure (III.13.a) et la vitesse de rotation représenté la figure (III.13.b) à l'instant de défaut, on remarque des ondulations dans les allures de la vitesse et du couple électromagnétique. Ceci sous-entend vibrations mécaniques.

La figure (III.13.c) montre que les courants statorique on remarque augmentation déséquilibré dans les amplitudes après le défaut et l'amplitude du courant de la phase 'a' grand par rapport aux autres phases 'b' et 'c' .

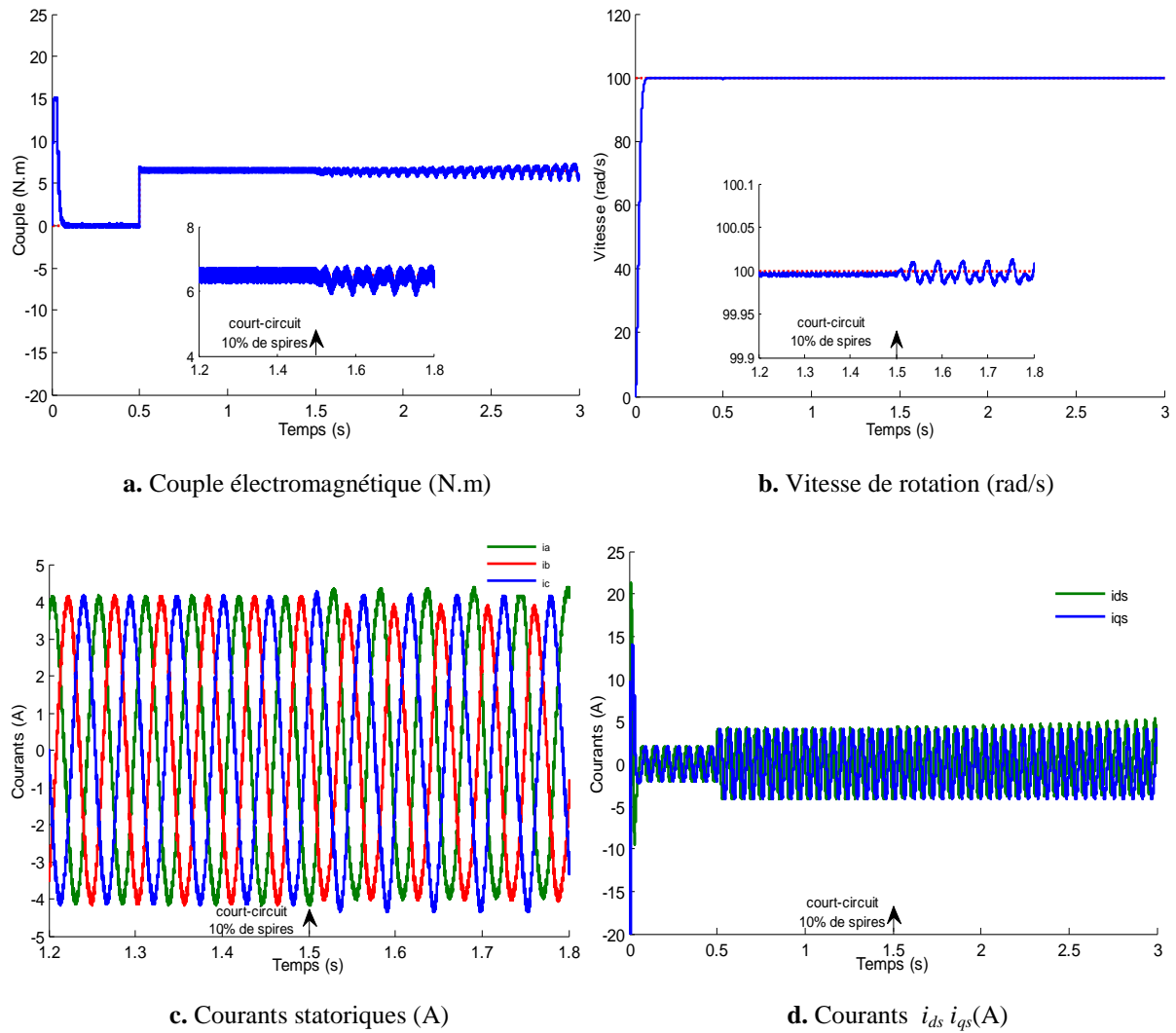


Fig. III.13:Résultats de la simulation de (10%) spires dans le court-circuit de la phase 'a'

III.9 Conclusion

Dans ce chapitre, une étude du diagnostic de défaut statorique en boucle fermée de la machine asynchrone à cage d'écuréuil est présentée. La commande considérée est de type contrôle direct du couple. Le principe du contrôle direct du couple, présenté dans ce chapitre, apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse. Dans la technique de commande directe utilisée pour la commande du machine asynchrone (sans et avec défaut) aboutit à des bonnes performances telles que robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible.

L'étude de l'effet du type de commande sur le diagnostic des défauts statorique de la machine asynchrone, considérant une commande robuste par commande DTC sans capteur mécanique, ce qui fait l'objet du quatrième chapitre.

Chapitre IV

*Commande directe du couple
sans capteur mécanique de la
Machine Asynchrone*

Chapitre IV

Commande directe du couple sans capteur mécanique de la MAS

IV.1 Introduction

La commande de la machine asynchrone, sans capteur de vitesse, est un axe fondamental de développement et de recherche industrielle car, il présente une fonctionnalité particulièrement stratégique sur le plan commercial pour la plupart des constructeurs des entraînements électriques ainsi que dans le domaine des petites puissances où la suppression du capteur mécanique de vitesse peut présenter un intérêt économique et perfectionner la sûreté de fonctionnement [41].

Ce chapitre fera l'objet d'une étude de la commande de vitesse, sans capteur mécanique, d'un moteur à induction commandé par DTC et associé à un observateur non-linéaire. À la fin de ce chapitre, on présentera les résultats obtenus par simulation, ainsi que la robustesse de cette association vis à vis aux variations paramétriques de la machine saine et présent le défaut.

IV.2 Les méthodes d'estimations de la vitesse rotorique

Cette partie est consacrée à l'exposé de deux stratégies de base utilisées pour l'estimation de la vitesse rotorique ainsi que leurs limites d'utilisation.

IV.2.1 Méthode d'estimation de la vitesse basée sur la saillance magnétique de la machine

Cette stratégie d'estimation est basée sur la saillance magnétique de la machine due à la saturation ou à sa construction géométrique spéciale. Dans cette approche, l'estimation de vitesse peut se faire, à partir de l'analyse spectrale des harmoniques de courant. Néanmoins, cette méthode n'est pas valable pour certains moteurs possédant une conception spéciale, en effet, elle peut être utilisée pour les moteurs de faible saillance, et puis encore les problèmes liés aux basses vitesses persistent toujours [42].

IV.2.2 Méthode d'estimation de la vitesse rotorique basée sur le modèle de la machine

L'algorithme d'estimation de la vitesse dans cette méthode est basé sur les équations du modèle de la machine et les mesures des tensions et des courants statoriques. Plusieurs structures de contrôle de la vitesse de la machine asynchrone, sans capteur mécanique, utilisant cette approche l'observateur de Luenberger [43].

IV.3 Les méthodes de commande sans capteur de vitesse

Avec les progrès des calculateurs numériques il y a tendance à remplacer ces capteurs par des observateurs qui transforment les signaux des courants et des tensions en information concernant d'autres variables du moteur telles que le flux et la vitesse. Les méthodes d'observation utilisent les équations du modèle avec introduction des termes correcteurs pour réduire la sensibilité aux bruits de mesure et aux variations paramétriques. Les méthodes d'estimation du flux, de la position du rotor et de la vitesse d'une machine asynchrone pour le contrôle sans capteur de vitesse ont été largement étudiées durant ces dernières années. Dans la littérature, on trouve plusieurs méthodes d'estimation de la vitesse de rotation. Parmi elles, on peut citer :

IV.3.1 Méthodes à base d'estimateur

Les estimateurs connus long temps, s'appuient sur la duplication de modèle d'état dans la partie de commande afin de reconstruire les variables internes inaccessibles sur le système réel. Nombreuses sont les méthodes proposées dans la littérature qui traitent la commande sans capteur de vitesse de la machine [44].

IV.3.2 Méthodes à base d'observateur

Le problème posé par le traitement en boucle ouverte peut être évité en utilisant des observateurs afin de reconstituer l'état du système. En fait, un observateur n'est qu'un estimateur en boucle fermée qui introduit une matrice de gains pour corriger l'erreur sur l'estimation. Afin de pouvoir observer les grandeurs non mesurables de la machine, il est nécessaire que le système soit observable. Différentes structures d'observateurs d'état ont été proposées en littérature. Elles sont très attractives et donnent de bonnes performances dans une gamme étendue de vitesse [45].

Il existe de nombreuses techniques d'observation. Elles diffèrent en fonction de la nature du système considéré (linéaire ou non linéaire), de l'environnement considéré (déterministe ou stochastique) et, enfin, de la dimension du vecteur d'état à estimer (complet ou réduit).

IV.4 Principe général d'un observateur

Les expressions décrites ci-dessus constituent des observateurs simples du flux statorique. Ils fonctionnent naturellement en boucle ouverte et, pour cette raison, on les appelle estimateurs. Leur précision peut s'avérer très vite insuffisante. Cette constatation justifie les efforts achevés par les concepteurs pour réaliser des estimateurs en boucle fermée «observateurs». Un observateur pour un système dynamique $S(x, y, u)$ avec x l'état du système, y sa sortie et u son entrée, est un autre système dynamique $\hat{S}(\hat{x}, y, u)$ qui a la propriété que l'état de l'observateur converge vers l'état x du processus. La figure (IV.1) représente une conception générale d'un observateur.

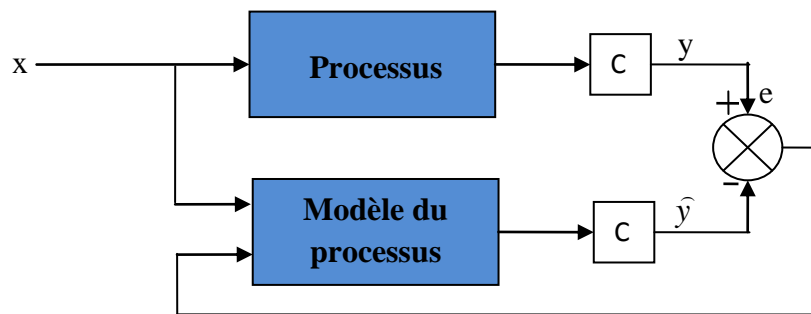


Fig. IV.1: Conception générale d'un observateur.

Les observateurs d'état déterministes tout d'abord un estimateur fonctionnant en boucle fermée avec une dynamique propre réglée à l'aide de gains L permet d'imposer la dynamique propre à cet observateur. Cependant leur structure est encore complexe que le estimateur également le nom de prédicateur. Des différentes grandeurs mentionnées sur la figure (IV.2) représentent respectivement:

- Un vecteur d'entrée u du système réel et de l'observateur, le dernier vecteur est comparé au vecteur équivalent \hat{y} donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Ainsi on définit une nouvelle variable, l'erreur d'observation ε_y . Celle-ci est multipliée par une matrice de gains L et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer.
- Les états estimés \hat{x} . Ainsi, par un choix judicieux de la matrice de gain L , on peut modifier la dynamique de l'observateur et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro [46].

Ils imposent des moyens de calcul plus importants. Leur robustesse est grande vis-à-vis des variations paramétriques avec une grande précision statique.

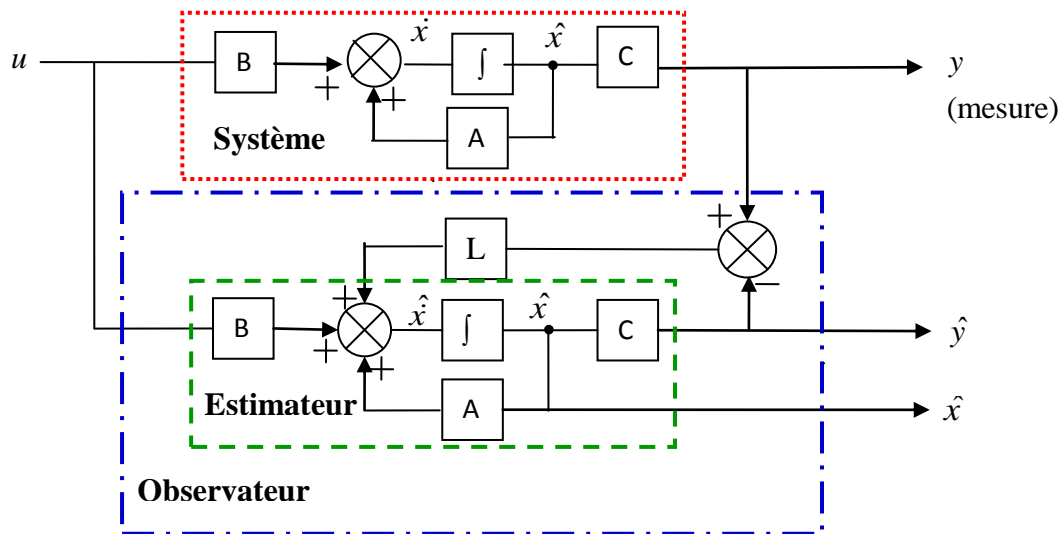


Fig. IV.2: Schéma fonctionnel d'un observateur.

IV.5 Le principe d'un observateur de Luenberger

L'observateur de *Luenberger* est utilisé pour les systèmes linéaires déterministes. L'observateur déterministe de *Luenberger* permet la reconstitution des états d'un système observable à partir de la mesure des entrées et des sorties. Il est utilisé dans les commandes par retour d'état lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesuré. Cet observateur peut être utilisé, par exemple pour reconstituer les flux de la machine sachant que ces grandeurs restent loin d'être facilement mesurables.

Une solution simple et optimale au problème de l'estimation de l'état des systèmes linéaires a été proposée par *Luenberger* dans le cadre déterministe et par *Kalman* dans le cadre stochastique. Dans les deux cas, on considère le modèle dynamique du système linéaire défini par :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + B.u(t) + W \\ y(t) = Cx(t) + V_b \end{cases} \quad (IV.1)$$

où : $x \in \mathbb{R}^n$ représente le vecteur d'état,

$u \in \mathbb{R}^m$ est le vecteur d'entrée,

$y \in \mathbb{R}^q$ dénote le vecteur de sortie,

$W \in \mathbb{R}^r$ et $V_b \in \mathbb{R}^q$: sont deux bruits blancs gaussiens d'espérance nulle, respectives Q et R_k .

avec : Q, R_k : matrices de covariance.

Ces bruits sont supposés non corrélés. Les conditions initiales sont définies par $x(0) = x_0$ observable. La théorie de l'observation de *Luenberger* repose essentiellement sur des techniques de placement de pôles. On se place dans le cas déterministe, où les bruits W et V_b sont nuls, *Luenberger* propose l'observateur suivant pour le système d'équation (IV.1) [47] :

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - C\hat{x}) \tag{IV.2}$$

avec:

L : matrice des gains de correction de l'observateur,

En posant e l'erreur entre l'état réel et l'état estimé, tel que $e = x - \hat{x}$, on obtient l'équation de la dynamique de l'erreur d'observation:

$$\dot{e} = \dot{x} - \dot{\hat{x}} = (A - LC)e \tag{IV.3}$$

La stabilité d'un tel observateur est obtenue en choisissant les valeurs propres de $A - LC$ dans la partie gauche du plan complexe. La convergence de l'erreur d'estimation de l'observateur est alors exponentielle et sa vitesse dépend du choix du gain L .

L'observateur de *Luenberger* est l'un des observateurs connus dans les commandes par retour d'état. Il permet de reconstruire l'état du système observable lorsque tout ou partie du vecteur d'état ne peut être mesuré comme il peut estimer les paramètres variables ou inconnus d'un système, c'est le cas d'un observateur étendu. Une représentation de l'observateur de *Luenberger* peut s'exprimer dans la figure (IV.3).

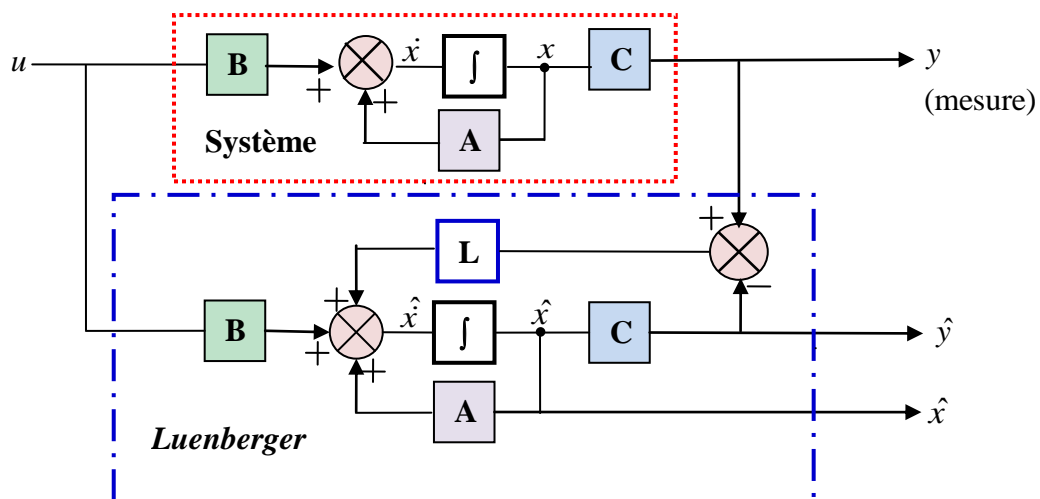


Fig. IV.3: Schéma fonctionnel d'un observateur *Luenberger*.

IV.6 Observabilité de la machine asynchrone

Considérons le modèle de la machine asynchrone :

$$\frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\phi}_r \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} -\frac{R_s+R_r}{L_f} & \frac{R_r}{L_f \cdot L_m} \\ R_r & -\frac{R_r}{L_m} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} -j & -\frac{j}{L_f} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\phi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u$$

IV.6.1 Etude de l'observabilité du modèle du moteur asynchrone pour le cas linéaire

Si on suppose que la vitesse de rotation varie lentement et reste constante pendant un pas de calcul, l'étude de l'observabilité du moteur sera simplifiée.

Le calcul de la matrice d'observabilité en notation complexe donne :

$$O = \begin{bmatrix} C \\ CA \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{R_s+R_r}{L_f} - j\omega & \frac{R_r}{L_f \cdot L_m} - j\frac{\omega}{L_f} \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Le déterminant de la matrice d'observabilité O est :

$$\det(O) = \frac{R_r}{L_m \cdot L_f} - \frac{j}{L_f} \omega \quad (IV.4)$$

Le carré du déterminant de la matrice d'observabilité complexe donne le déterminant de la matrice d'observabilité O.

$$\det(O) = |\det(O)|^2 = \left(\frac{R_r}{L_m \cdot L_f} \right)^2 + \frac{1}{L_f^2} \omega^2 \quad (IV.5)$$

Ce résultat signifie théoriquement que quelque soit la vitesse mécanique, le système est observable même pour la vitesse nulle.

IV.6.2 Etude de l'observabilité de modèle du moteur asynchrone pour le cas non-linéaire

L'étude de l'observabilité des grandeurs du moteur asynchrone dans le cas non-linéaire, est effectuée en considérant le modèle du moteur asynchrone dans le repère $((\alpha - \beta))$, en considérant le couple de charge comme une variable d'état. soit :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(x(t)) + B u(t) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (IV.6)$$

avec : $x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5 \ x_6]^T = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ \phi_{\alpha r} \ \phi_{\beta r} \ \omega \ C_r]^T$

$$A(x) = \begin{bmatrix} -\lambda x_1 + \frac{T}{T_r} x_3 + pT x_1 x_5 \\ -\lambda x_2 + \frac{T}{T_r} x_4 + pT x_3 x_5 \\ \frac{L_m}{T_r} x_2 - \frac{1}{T_r} x_4 + p x_3 x_5 \\ \eta(x_2 x_3 - x_1 x_4) - \frac{1}{J} C_r \\ 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & \delta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{et } h(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$$

Ceci étant une forme très générale du modèle d'un système non-linéaire. Pour tester l'observabilité au sens du rang, on définit :

$$P_j(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \\ \dot{h}_3 \end{bmatrix}$$

Dont le *Jacobien* est : $J(x) = \frac{\partial(P_j(x))}{\partial x} = \begin{bmatrix} j_{11} & j_{12} \\ j_{21} & j_{22} \end{bmatrix}$

$$j_{11} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; j_{12} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}; j_{21} = \begin{bmatrix} -\lambda & 0 & \frac{\Gamma}{T_r} \\ 0 & -\lambda & -\Gamma x_5 \\ -\eta x_4 & -\eta x_3 & -\eta x_2 \end{bmatrix};$$

$$j_{22} = \begin{bmatrix} -\Gamma x_5 & \Gamma x_5 & 0 \\ \frac{\Gamma}{T_r} & -\Gamma x_5 & -\Gamma x_5 \\ -\eta x_1 & 0 & \frac{1}{J} \end{bmatrix}$$

On retrouve : $\det(J(x)) = -\frac{\Gamma^2}{J} \left(\frac{1}{T_r^2} + (x_5)^2 \right)$

Le rang de la matrice $J(x)$ est égal à l'ordre du système et ceci indépendamment de la vitesse, ce qui est une condition suffisante d'observabilité. La machine asynchrone avec mesures de vitesse et de courants est donc localement observable.

IV.7 Application de l'observateur de *Luenberger*

La mise en état du modèle de la MAS est utilisée pour la conception de l'observateur pour établir un compromis entre la stabilité et la simplicité de l'observateur, il convient de prendre un repère d'axes liés au stator. Donc, le modèle de la MAS est mis sous forme d'état suivant [48] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (IV.7)$$

$$\text{avec : } x = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ \phi_{\alpha r} \ \phi_{\beta r}]^T, \quad u = [V_{\alpha s} \ V_{\beta s}]^T$$

$$A(x) = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{\Gamma}{T_r} & \Gamma & \Gamma \omega \\ 0 & -\gamma & -\Gamma \omega & \frac{\Gamma}{T_r} & \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \frac{\Gamma}{T_r} & \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} & \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & \delta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{avec : } T_s = \frac{L_s}{R_s}, T_r = \frac{L_r}{R_r}, \gamma = \frac{R_s + R_r}{L_f}, \quad \Gamma = \delta = \frac{1}{L_f}$$

L'équation d'état de l'observateur peut s'écrire de la façon suivante:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + L\varepsilon_y(t) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (IV.8)$$

où:

ε_y : étant un écart de l'observation défini par: $\varepsilon_y(t) = y(t) - \hat{y}(t)$;

L: Matrice des gains de correction de l'observateur;

$\hat{}$: désigne les valeurs estimées.

L'observateur permet de reconstituer l'état d'un système observable à partir de la mesure des entrées et des sorties. Il est utilisé lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être

mesuré. Il permet l'estimation des paramètres variables ou inconnus d'un système. Comme la vitesse est considérée comme paramètre inconnu, en ajoutant le mécanisme d'adaptation, ce dernier sera déduit de la théorie de *Lyapunov* [49]. L'observateur d'état se présente comme suit:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A(\hat{\omega})\hat{x}(t) + B u(t) + L \varepsilon_y(t) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (\text{IV.9})$$

$$\text{avec : } \hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha s} & \hat{i}_{\beta s} & \hat{\phi}_{\alpha r} & \hat{\phi}_{\beta r} \end{bmatrix}^T, \hat{y} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha s} & \hat{i}_{\beta s} \end{bmatrix}^T$$

L'erreur d'estimation sur le courant statorique et le flux rotorique montrant la différence entre l'observateur et le modèle de la machine est donnée par:

$$\dot{e} = \dot{x} - \dot{\hat{x}} \quad (\text{IV.10})$$

La substitution de (IV.7) et (IV.9) dans l'expression (IV.11) donne:

$$\dot{e} = Ax - \Delta A \hat{x} - A \hat{x} - L(Cx - C\hat{x}) = (A - LC)e - \Delta A \hat{x} \quad (\text{IV.11})$$

$$\text{avec : } \Delta A = A(\hat{\omega}) - A(\omega)$$

L'expression (IV.11) possède un terme non linéaire ($\Delta A \hat{x}$) le théorème de placement de pôle n'est suffisant à lui seul pour garantir la stabilité, ce qui conduit à l'application du théorème de *Lyapunov*. On définit une fonction de *Lyapunov* afin d'établir un algorithme d'estimation de la vitesse:

$$V(x) = e^T e + \frac{1}{\lambda} (\hat{\omega} - \omega)^2 \quad (\text{IV.12})$$

λ : Pour assurer la stabilité, on démontre que $\dot{V}(x)$ est définie négative. Si on dérive l'équation (IV.12) par rapport au temps on obtient:

$$\dot{V}(x) = \dot{e}^T e + e^T \dot{e} + \frac{2}{\lambda} (\hat{\omega} - \omega) \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{IV.13})$$

La substitution de l'équation (IV.11) dans (IV.13) donne :

$$\dot{V}(x) = e^T \left[(A - LC)^T + (A - LC) \right] e - e^T (\Delta A \hat{x} + \Delta A \hat{x}^T) + \frac{2(\hat{\omega} - \omega)}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{IV.14})$$

Finalement la dérivé de la fonction de *Lyapunov* peut être exprimé par :

$$\begin{aligned} \dot{V}(x) = & e^T \left[(A - LC)^T + (A - LC) \right] e - e^T C(\Delta \omega) (e_{i_{\alpha s}} \hat{\phi}_{\beta r} - e_{i_{\beta s}} \hat{\phi}_{\alpha r}) \\ & + e^T (\Delta \omega) (e_{i_{\beta s}} \hat{\phi}_{\alpha r} - e_{i_{\alpha s}} \hat{\phi}_{\beta r}) + \frac{2(\hat{\omega} - \omega)}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} \end{aligned} \quad (\text{IV.15})$$

$$\Delta\omega = \omega - \hat{\omega}, \quad C=1/L_f, \quad e_{i_{as}} = i_{as} - \hat{i}_{as}, \quad e_{i_{\beta s}} = i_{\beta s} - \hat{i}_{\beta s}, \quad e_{\phi_{ar}} = \phi_{ar} - \hat{\phi}_{ar}, \quad e_{\phi_{\beta r}} = \phi_{\beta r} - \hat{\phi}_{\beta r}$$

Le développement du premier terme et du troisième terme de l'équation (IV.15) donne :

$$e^T \left[(A-LC)^T - (A-LC) \right] e < 0 \quad (IV.16)$$

Alors pour assurer la stabilité du système selon la théorie de *Lyapunov*, on égalise le deuxième et le quatrième terme de l'équation (IV.15) :

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \lambda C (e_{i_{as}} \hat{\phi}_{\beta r} - e_{i_{\beta s}} \hat{\phi}_{ar}) \quad (IV.17)$$

De cette équation, on peut déduire la loi d'adaptation pour l'estimation de vitesse, donc :

$$\frac{2.(\hat{\omega}-\omega)}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} = e^T C.(\Delta\omega)(e_{i_{as}} \hat{\phi}_{\beta r} - e_{i_{\beta s}} \hat{\phi}_{ar}) \quad (IV.18)$$

La loi d'adaptation de la vitesse est déduite sous la condition que la vitesse reste constante, mais en pratique, elle change rapidement. Pour activer l'estimation de la vitesse, on remplace l'intégrale par un PI. La loi d'adaptation de la vitesse devient alors:

$$\hat{\omega} = K_p.(e_{i_{as}} \hat{\phi}_{\beta r} - e_{i_{\beta s}} \hat{\phi}_{ar}) + K_i \int (e_{i_{as}} \hat{\phi}_{\beta r} - e_{i_{\beta s}} \hat{\phi}_{ar}) dt \quad (IV.19)$$

avec : k_p et k_i qui sont des constantes positives.

IV.8 Choix du gain de l'observateur

La matrice du gain est choisie de manière à imposer une dynamique de l'observateur plus rapide que celle du système [50]. Habituellement, les pôles de l'observateur sont placés tels que l'erreur d'observation diminue le plus rapidement possible. La matrice de gain L est définie comme suite :

$$L = \begin{bmatrix} g_{L1} & g_{L2} & g_{L3} & g_{L4} \\ -g_{L2} & g_{L1} & -g_{L4} & g_{L3} \end{bmatrix}^T$$

$$g_{L1} = (K_g - 1)\left(\lambda + \frac{1}{T_r}\right), \quad g_{L2} = (K_g - 1)\hat{\omega}, \quad g_{L3} = \left(\frac{K_g^2 - 1}{\delta}\right)\left(\lambda + \frac{\delta}{T_r}\right) + \left(\frac{1 - K_g}{\delta}\right)\left(\lambda + \frac{1}{T_r}\right),$$

$$g_{L4} = -\left(\frac{K_g - 1}{\delta}\right)\hat{\omega}$$

La constante de proportionnalité k_g est au moins égale à l'unité ($K_g \geq 1$)

La figure (IV.4) montre le schéma bloc de la commande DTC sans capteur mécanique en utilisant l'observation issue du *Luenberger* pour la vitesse.

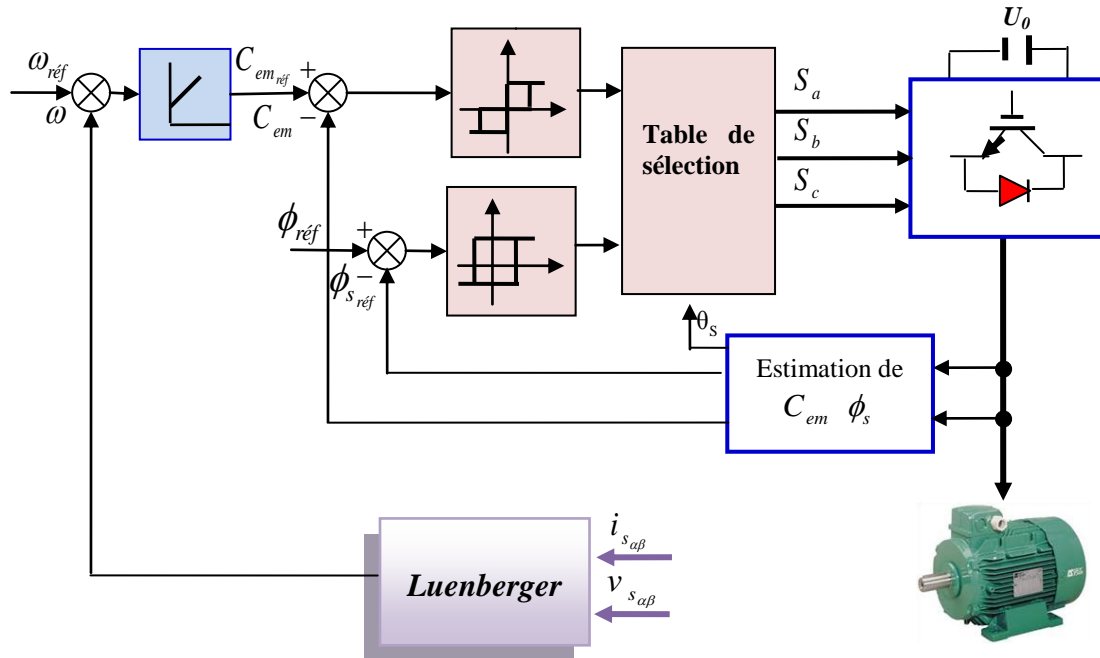


Fig. IV.4: Schéma bloc de la DTC sans capteur de vitesse.

IV.9 Résultats de Simulation

IV.9.1 Machine saine

La simulation illustrée sur tous les figure est effectuée pour une durée de 3s de la manière suivante :

- pour $0 < t < 0.5s$, la consigne de vitesse $\omega_{réf}$ évolue linéairement de 0 à 100 rad/s, le couple de charge C_r restant nul,
- pour $0.15 < t < 1.2s$, on applique à la machine une excitation en vitesse de 100 ± 10 rad/s et un couple de charge constant de 6.5Nm,
- pour $t > 1.2s$, la consigne de vitesse $\omega_{réf}$ reste fixée à 100 rad/s, à $t = 3s$, on applique à la machine un couple de charge variable.

La figure (IV.5) montre les grandeurs électriques et mécaniques estimées et mesuré de la machine asynchrone en boucle fermée où on remarque les bonnes performances de l'estimateur de vitesse de *Luenberger* pour un profil variable de vitesse de référence et du couple de charge,

(la vitesse estimée est proche de sa référence et l'erreur d'estimation converge rapidement vers zéro).

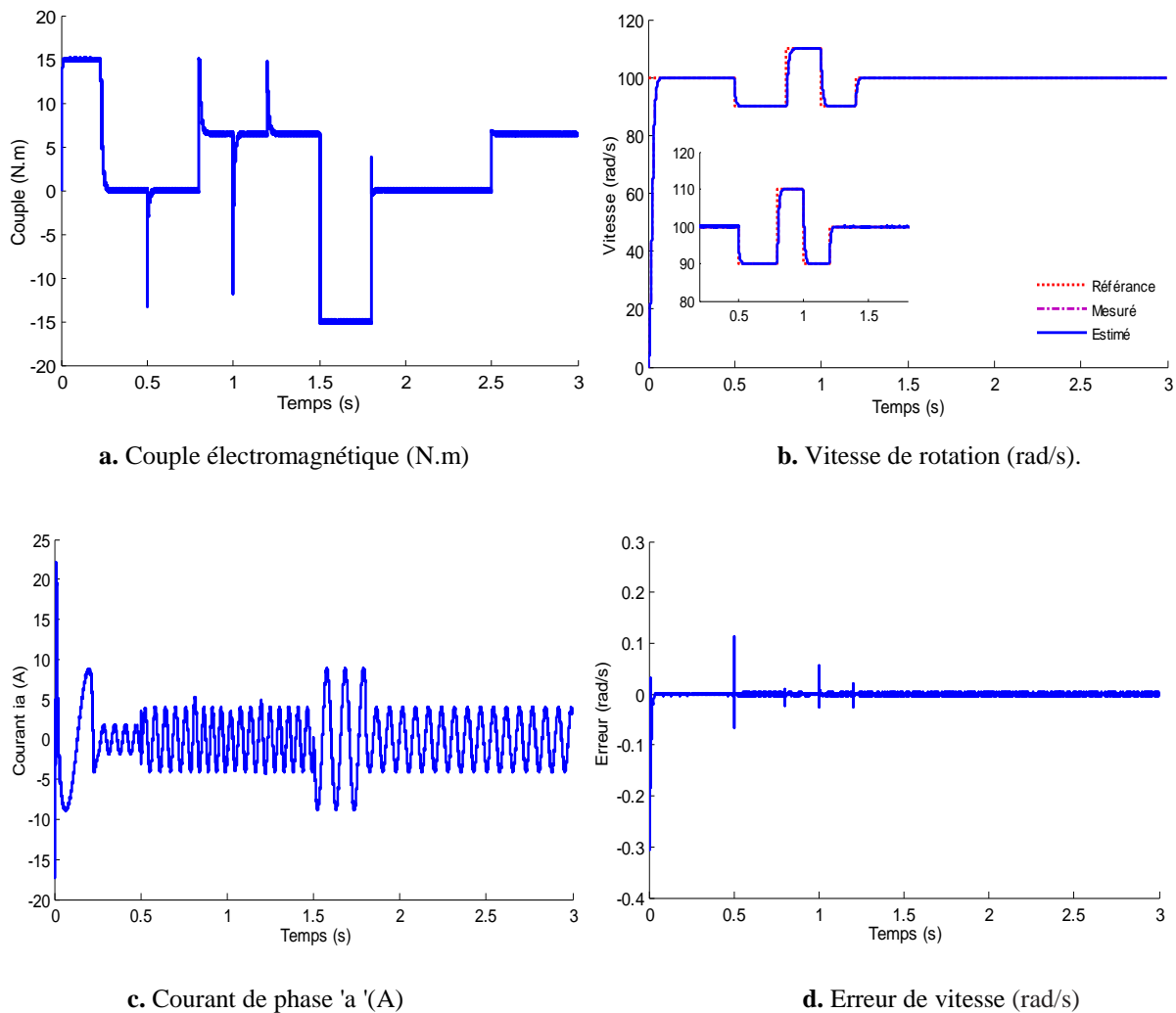


Fig. IV.5: Grandeurs électriques et mécaniques estimées et réelles de la DTC sans capteur de vitesse.

▪ Inversion du sens de rotation

Ce test est fait pour illustrer la robustesse de la commande DTC sans capteur mécanique basé sur un observateur *Luenberger* à vis-à-vis des variations brusques de vitesse de rotation, en appliquant un changement de la consigne 100rad/s à -100 rad/s à partir de $t=1.5$ avec application d'un couple résistant $C_r = 6.5\text{N.m}$ à l'instant $t=0.5\text{s}$. Les résultats de simulation sont représentés par la figure (IV.6).

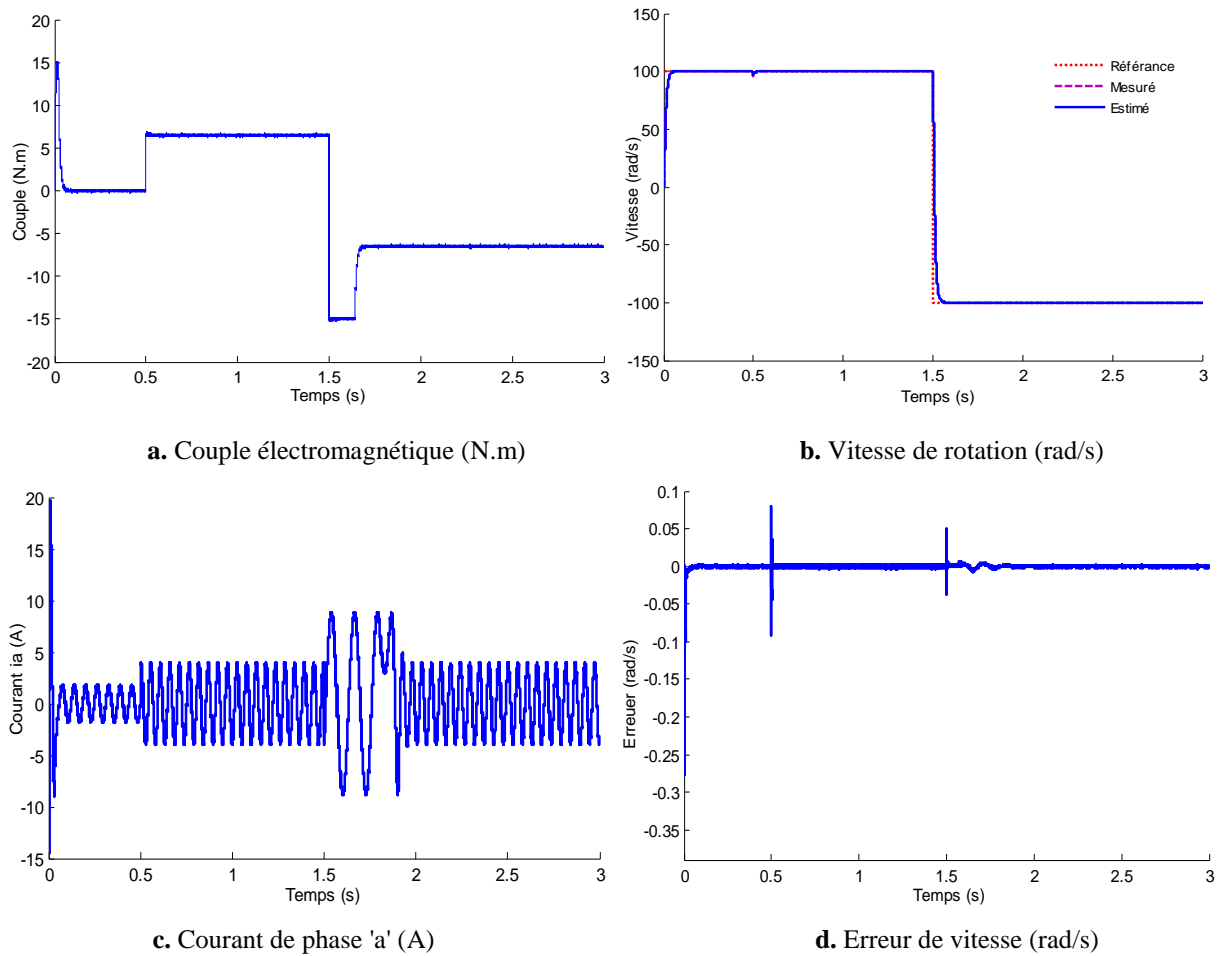


Fig. IV.6: Evolution de inversion de vitesse de la DTC sans capteur de vitesse.

La figure (IV.6) illustre le test l'inversion de la vitesse mesurée et estimée de la DTC de la machine en utilisant un PI comme régulateur de vitesse.

Le couple électromagnétique est présenté à la figure (II.6.a) et la vitesse, la courbe de la figure (II.6.b). On remarque que la vitesse estimée suit sa consigne par l'observateur *Luenberger* avec un temps de réponse pratiquement acceptable. La figure (IV.6.c) présente le courant statorique des pics provoqués par cette inversion avant de se stabiliser à la valeur désirée. La figure (IV.6.d) présente le erreur de vitesse d'estimation converge rapidement vers zéro.

▪ Test de robustesse à basses vitesses

Dans des applications à faible vitesse, la commande trouve des difficultés dans ce régime. Un test de simulation est effectué en admettant que la machine tourne en charge à la vitesse 40 rad/s -40 rad/s à partir de $t=1.5$ avec application d'un couple résistant $C_r = 6.5$ N.m à l'instant $t=0.5$ s.

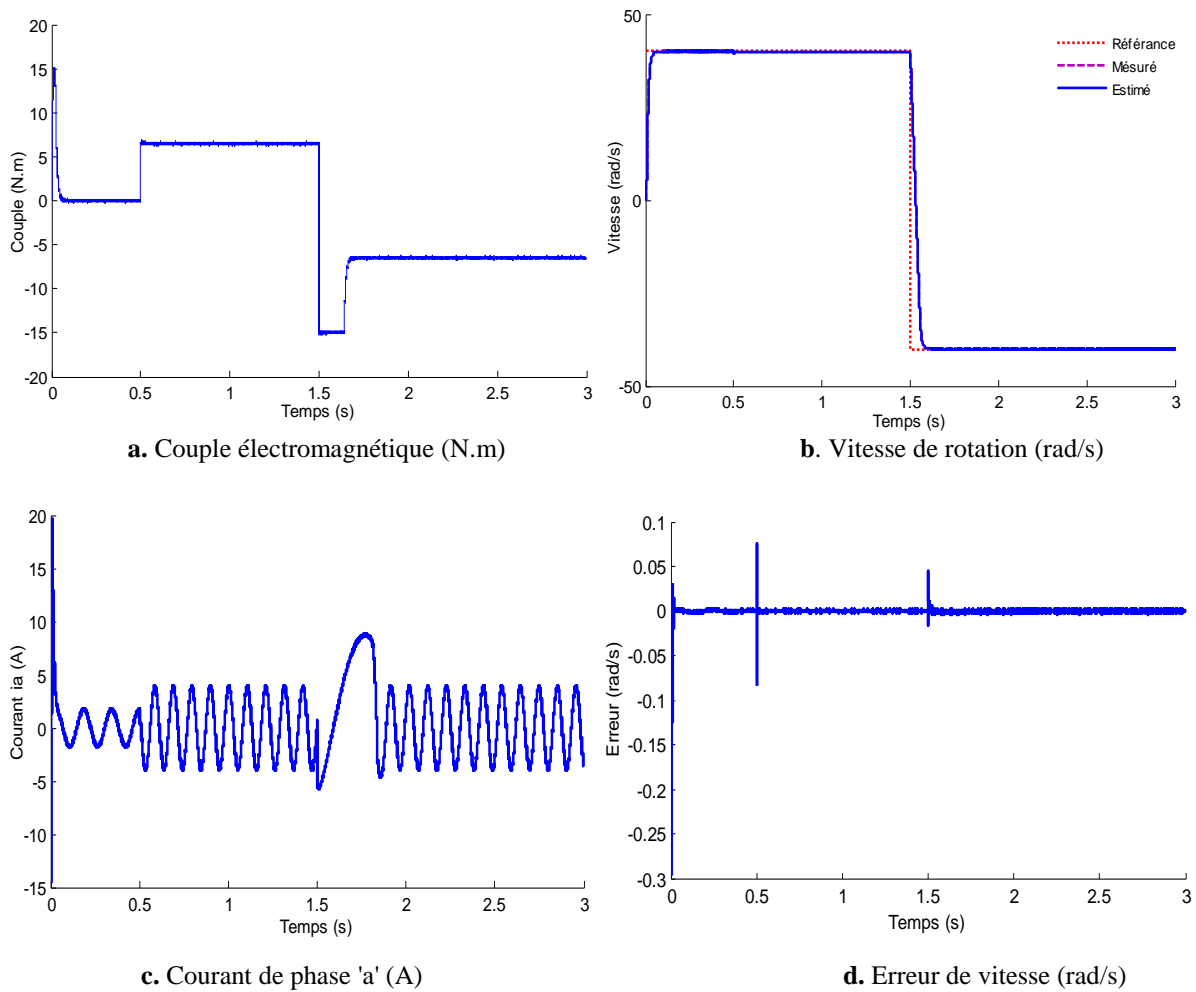


Fig. IV.7: Test de basses de vitesse et variation du couple de charge.

IV.9.2 Machine avec défaut

Dans cette partie, on présente l'influence des défauts de courts-circuits entre spires statoriques de la machine sur la commande directe du couple sans capteur. La figure (IV.8) illustre la caractéristique de vitesse et couple électromagnétique et de courant statorique de la machine pour une vitesse de référence de 100 rad/s en fonctionnement à vide. Le défaut de court-circuit entre spires (10%) sur la phase 'a' est effectué à l'instant $t=1.5s$. avec application d'un couple résistant $C_r = 6.5 N.m$ à l'instant $t=0.5s$.

On remarque des ondulations après le défaut sur la figure (IV.8.a) représenté le couple électromagnétique et la figure (IV.8.b) la vitesse estimé. La figure (IV.8.c) montré les courants statoriques on remarque une augmentation de l'amplitude du courants statoriques après le défaut. La figure (IV.8.d) présente le erreur de vitesse d'estimation converge vers zéro.

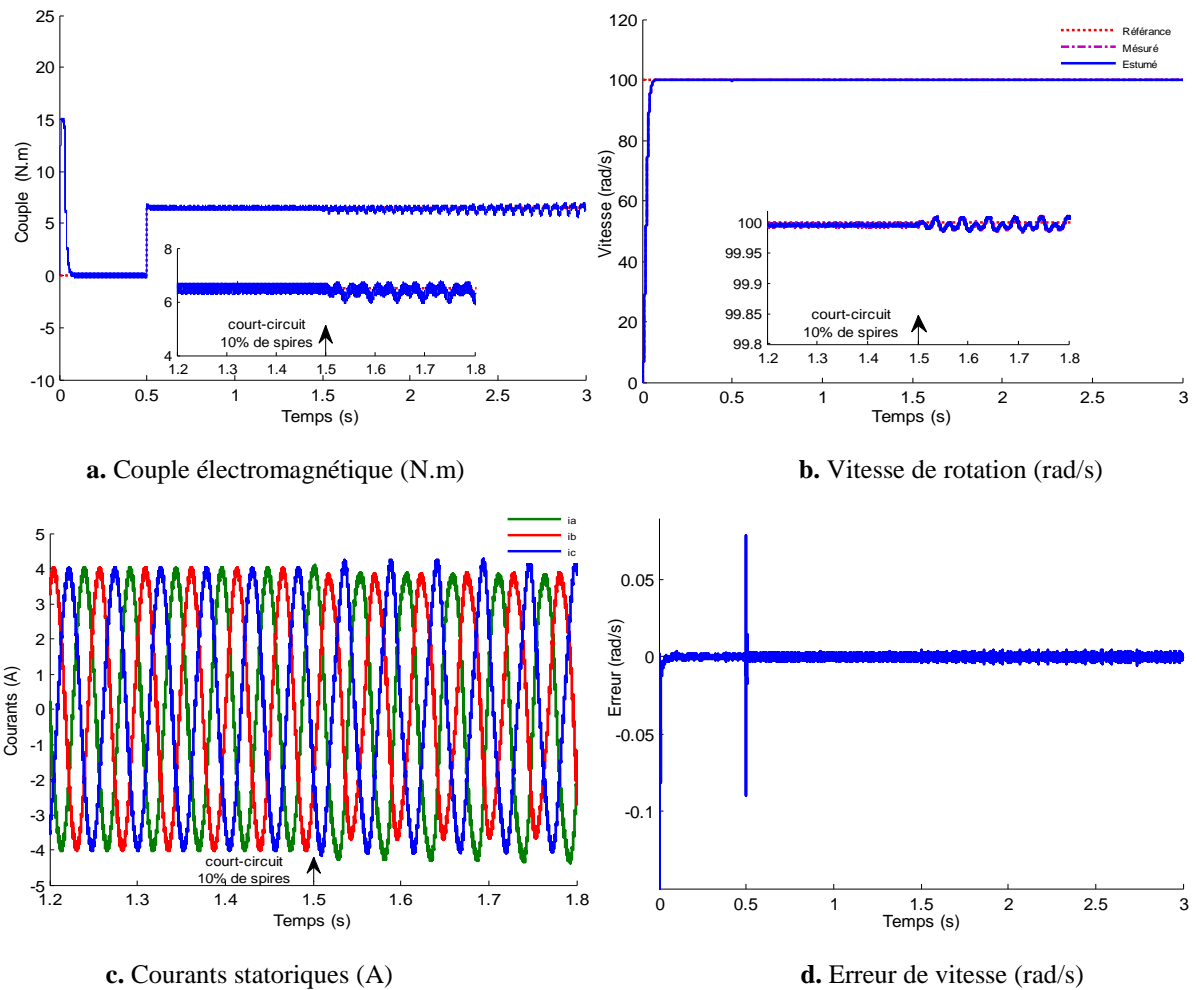


Fig. IV.8: Caractéristique de la MAS avec défaut de court-circuit entre spires (10%) de la phase 'a'.

IV.10 Conclusion

Dans ce chapitre, une étude en vue du diagnostic avec un défaut de court-circuit entre spires de la machine asynchrone à cage à commande directe du couple sans capteur de vitesse en boucle fermée. nous avons commencé dans ce chapitre avec les méthodes d'estimation de la vitesse rotorique, et le principe de l'observateur de *Luenberger*. Aussi nous avons étudié de observabilité de modèle du machine asynchrone dans le cas linéaire et non-linéaire pour application de l'observateur *Luenberger*. En fin, les résultats de simulation obtenus, pour la machine saine et présence un défaut de court-circuit entre spires statoriques.

L'observateur *Luenberger* utilisé possède une bonne robustesse vis-à-vis à travers des tests permettant ainsi d'atteindre de bonnes performances fonctionnelles.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre du diagnostic de défaut statorique dans les machines asynchrone à cage d'écureuil. L'étude est focalisé sur les moteurs à cage en raison que ces moteurs sont les plus répandus dans le monde industriel.

◇ Dans la première phase : nous avons rappelé les principaux éléments de constitution de la machine asynchrone à cage. Puis nous avons présenté les différents défauts qui peuvent apparaître dans ces machines et les différentes techniques de diagnostic.

◇ Dans la deuxième phase : nous avons un modèle mathématique de la machine asynchrone tient compte du défaut statorique (court-circuit entre spires de la même phase). Le module de simulation proposé utilise l'outil SIMULINK de MATLAB.

◇ Dans la troisième phase : de ce travail est consacré à l'application de la commande DTC classique de la machine asynchrone moyennant un réglage classique (régulateur PI de la vitesse), nous a permis d'obtenir des hautes performances aux différents tests de robustesse par commande au niveau de la vitesse, notamment au test de robustesse lors défaut court-circuit.

◇ Dans la quatrième phase est la commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone vient surmonter l'inconvénient du capteur mécanique. Le remplacement de ce dernier par l'observateur *Luenberger*, permettant de reconstituer la vitesse de la machine à partir des grandeurs électriques mesurables (tension et courant), a été discuté nous a permis d'obtenir des hautes performances à la MAS sans et présente un défaut.

En perspective, pour améliorer notre étude du diagnostic des défauts cassure des barres et défauts mécaniques et le défaut de roulement de la machine asynchrone.



Annexe

Annexe A

A.1 Les paramètres de la machine asynchrone utilisée sont:

Puissance nominale	1.1KW
Tension nominale	400/230V
Courant nominale	2.6/4.3A
Fréquence d'alimentation	50 Hz
Facteur de puissance	$\cos \varphi(0.82 / 0.85)$
Vitesse nominale	1425 tr/min
Nombre de paires de pôles	2
Nombre d'encoches statoriques	48
Nombre de barres au rotor	28
Nombre de spires par phase	464
Résistance d'une phase statorique	9.65 Ω
Résistance d'une barre rotorique	4.3 Ω
Inductance de fuite d'une barre rotorique	0.04 H
Inductance magnétisante	0.471 H
Moment d'inertie	0.01 Kg.m ²

Annexe B

B.1 Régulateur de vitesse

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

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega = C_e - C_r \quad \Rightarrow \quad \Omega = \frac{C_e - C_r}{J \cdot P + f}$$

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par:

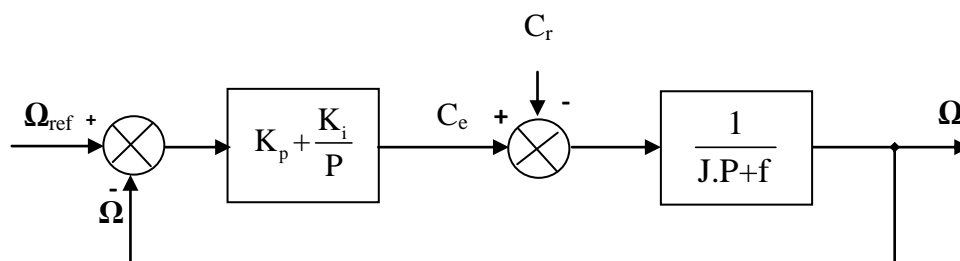


Fig. B.1: Boucle de régulation de vitesse

La fonction de transfert du système en boucle ouverte avec un couple résistant nul est donnée par l'équation suivante:

$$\frac{\omega}{\omega_{\text{réf}}} = \frac{K_p \cdot P + K_i}{(JP + f)}$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit:

$$H = \frac{K_p \cdot P + K_i}{J \cdot P^2 + (K_p + f)P + K_i}$$

En trouve :

$$H = \frac{1 + \tau P}{\frac{J}{K_i} \cdot P^2 + \left(\frac{f}{K_p} + \tau\right)P + 1}$$

avec: $\tau = \frac{K_p}{K_i}$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2eme ordre, dont la forme canonique:

$$H^* = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} P^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} P + 1}$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi = 1$ et une pulsation ω_n donnée, donc par comparaison obtient alors:

$$\begin{cases} K_i = J \cdot \omega_n^2 \\ K_p = \frac{2 \xi K_i}{\omega_n} - f \end{cases}$$



Bibliographie



Bibliographie

- [1] S. Kerfali "Contribution à la Surveillance et au Diagnostic des Défauts De la Machine Asynchrone" thèse de doctorat, Université Badji Mokhtar, Annaba, 2016.
- [2] S. Benzahioul "Surveillance et Diagnostic de Défauts Dans les Systèmes Electriques" thèse de doctorat, Université 20 Aout 1955, Skikda, 2018.
- [3] A. Chahmi "Identification paramétrique de la machine asynchrone dédiée au diagnostic" thèse de doctorat, Université des sciences et technologie, Oran, 2017.
- [4] Y. SOUFI, "Modélisation et diagnostic association convertisseur machine électrique" thèse de doctorat, Université Badji Mokhtar, Annaba, 2012.
- [5] G. Didier, "Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances" thèse de doctorat, Université Nancy 1, France, 2004.
- [6] A. H. Bonnett, "Cause and analysis of Anti-Friction Bering Failures in A.C Induction Motors", IEEE Transactions on Industry Application, pp 14 - 23, Sept/Oct 1993.
- [7] H. Razik, "Notes de cours sur le diagnostic de la machine asynchrone", Groupe de Recherches en Electrotechnique et Electronique, Université de Henri Poincaré Nancy, France, 2003.
- [8] A.H. Bonnett, C. Yung, "Increased efficiency versus increased reliability", IEEE industry Applications Magazine, p.1077-2618, January-February 2008.
- [9] J. S. Hsu, "Monitoring of defects in induction motors through air-gap torque observation", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, n°5, pp. 1016-1021, 1995.
- [10] M .Sahraoui, "Etude comparative des méthodes de diagnostic des machines asynchrones" thèse de doctorat, Université Mohamed Khider, Biskra, 2010.
- [11] M. Eltabach, A. Charara, and I. Zein, "A comparison of external and internal methods of signal spectral analysis for broken rotor bars detection in induction motors", IEEE Trans. Ind Electron, vol. 51, n°1, pp. 107- 121, 2004.
- [12] Y. Nacera, "Modélisation des machines asynchrones dédiée au diagnostic des défauts de court-circuit inter- spires et des cassures de barres et d'anneaux" mémoire de magister,

- Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 2009.
- [13] T. BOUMEGOURA, "Recherche de Signatures Electromagnétiques des défauts dans une machine asynchrone et Synthèse d'observateurs en vue du diagnostic" thèse de doctorat, Ecole Centrale De Lyon, France, 2001.
- [14] S. BAZI, "Contribution à la Détection et au Diagnostic des Défauts dans un Système Machine à Induction-Convertisseur" thèse d'ingénieur, Université de Batna, 2016.
- [15] E. Schaeffer, "Diagnostic des machines asynchrones: modèles et outils paramétriques dédiées à la simulation et à la détection de défauts" thèse de doctorat, Université de Nantes, France, 1999.
- [16] S. Bachir, "Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique" thèse de doctorat, Université de Poitiers, 2002.
- [17] S. Bachir, J. C. Trigeassou & S. Tnani, "Stator faults diagnosis by parameter estimation without speed sensor", ICEM'02, Bruges, Belgique, 26-28 Aout, 2002.
- [18] S. Yamamura, "AC motors for high performance Application: Analysis and control", Manuel Dekker Inc, pp 21-37. 1986.
- [19] J. P. Caron, J. P. Hautier, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", Editions Technip, 1995.
- [20] G. Grellet , G. Clerc, Actionneurs électriques. Principes, modèles et commande, Eyrolles Paris, 1997.
- [21] I.B.A. Bazine, "Identification en boucle fermée de la machine asynchrone: Application à la détection de défauts" thèse de doctorat, Université de Poitiers, 2008.
- [22] I. Takahashi, T. Noguchi, "A New Quick Response and High Efficiency Control Strategy of Induction Motor", IEEE Trans. Ind. Electron, IE-22, Sept. /Oct. 1986.
- [23] I. Takahashi, S. Asakawa, "Ultra-Wide Speed Control of Induction Motor Covered 10A6 range", IEEE Trans. Ind. Applicat, IA-25: 227-232, 1987.
- [24] T.G. Habetler , D.M. Divan, "Control Strategies for Direct Torque Control using Discrete Pulse Modulation", IEEE Trans. Ind. Applicat, IA-27(5): 893-901, 1991.
- [25] B.O. Fethi, "Application des techniques de l'intelligence artificielle (LF-RN) pour le contrôle direct du couple d'une MAS alimentée par des onduleurs multi niveaux" mémoire de magister, Université des sciences et de la technologie, Oran, 2013.
- [26] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques" thèse de doctorat,

- Université Henri Poincaré, Janvier 1999.
- [27] M. Boussak, "Commande numérique vectorielle des machines asynchrones triphasées, module. association machine, convertisseur", EEPS, Marseille, 1994.
- [28] G. Seguiet, F. Labrique, "Les Convertisseurs de l'électronique de puissance, vol. 5, Commande et comportement dynamique ", Edition tec.doc, Paris Cedex, 1998.
- [29] J-P. Caron, J-P. Hautier, "Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone" Edition TECHNIP, Paris, 1995.
- [30] J. Camille de Barros, "Application de la Logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone " thèse de doctorat, Université Marseille, France, 2003.
- [31] R. Toufouti, "Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone" thèse de doctorat, Université Mentouri, Constantine, 2008.
- [32] R. Kechida, "Utilisation du contrôle direct de flux statorique et de filtre de Kalman en vue du contrôle direct du couple (DTC) d'un moteur asynchrone : application au diagnostic des défauts" mémoire de magister, Université d'EL-OUED, 2010.
- [33] A. Rahal, M. F Edjiri, "Contrôle direct du couple de la machine asynchrone" thèse d'ingénieure, Université Msila, 2004.
- [34] T. Bakhti, S. Bendaas, "commande par DTC d'un machine asynchrone sans capteur de vitesse en utilisant un observateur adaptatif" thèse d'ingénieure, Université de Batna, 2008.
- [35] F. Bensmaine , N. Ameghchouche, "commande par DTC d'un Moteur à induction sans capteur de vitesse en utilisant un observateur adaptatif " thèse d'ingénieure, Université Batna, 2010.
- [36] R Zaiter, "Commande Directe Du Couple DTC D'une Machine Asynchrone Avec Défaut" mémoire de magister, Université Mohamed Khider, Biskra, 2013.
- [37] A. Benzaioua "Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée" thèse de doctorat, Université du Québec à Chicoutimi, 2014.
- [38] M. Abdelkebir , N. Merzoug, "contrôle direct de couple d'une machine a induction" thèse d'ingénieur, Université de Msila, 2005.
- [39] A. Albacha, M.T. Lamchich, M. Charkaoui, "Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone système de régulation de vitesse avec anti-emballement" Physical and Chemical News ISSN 1114-3800PP, 2006.
- [40] M. BOUNADJA, "Contribution à la Commande Directe du Couple d'une Machine

- Asynchrone pour l'Alternateur-démarreur Intégré" thèse de doctorat, Université des sciences et technologie, Oran, 2010.
- [41] R. Saifi, "Commande de la machine asynchrone sans capteur" thèse d'ingénieur, Université de Batna, 2002.
- [42] M. Barut, O. Bogosyan, M. Gokasan, "EKF based Estimation for direct vector control of induction motors", Proc. of IEEE-IECON'02 Annual Meeting. Vol. 2, pp. 1710-1715, 2000.
- [43] B. Akin, U. Orguner, A. Ersak, "A Comparative study on Kalman Filtering Technique Designed for State Estimation of Industrial AC Drive Systems" , Mechatronics, ICM'04, Proc. IEEE. International Conference on ,pp 439-445, June 2004.
- [44] A. Bourek, "Contribution a la simulation d'une commande en mode glissant appliquée a une machine a courant alternatif" thèse de doctorat, Université de Batna, 2007.
- [45] M. Kadjouj, M.E.H. Benbouzid, R. Abdessemed, N. Golea, "Performance Analysis of fuzzy logic controlled PMSM drives" Electromotion journal, vol.8, N°1, pp. 45- 51.
- [46] M. Benamor, "Etude et Simulation d'estimateurs et observateurs robustes de flux et de vitesse pour la machine asynchrone" mémoire de magister, Université de Batna,2012.
- [47] D. Luenberger, "An introduction to observers", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 16, N° 6, pp. 596-602, 1971.
- [48] R. Kechida, "Contrôle et diagnostic d'une machine à induction sans capteur en utilisant des techniques avancées d'analyse et de traitement" thèse de doctorat, Université Mohamed Khider, Biskra, 2017.
- [49] M. Jouili, K. Jarray, Y. Koubaa, M. Boussak, "A Luenberger State Observer for Simultaneous Estimation of Speed and Rotor Resistance in sensor less Indirect Stator Flux Orientation Control of Induction Motor Drive", International Journal of Computer Science (IJCSI), Vol. 8, N° 6, pp. 116–125, November 2011.
- [50] H. Talhaoui, "Contrôle par mode glissant: Observation et estimation paramétrique d'une machine à induction avec défauts" thèse de doctorat, Université Mohamed Khider, Biskra, 2016.