

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

BADJI MOKHTAR ANNABA UNIVERSITY

UNIVERSITE BADJI MOKHTAR ANNABA



جامعة باجي مختار عنابة

Faculté des Sciences de l'Ingéniorat
Département d'Electronique

THESE

Présentée en vue de l'obtention du diplôme de DOCTORAT

Thème

**Commande et diagnostic des défauts
de la machine asynchrone**

**Option
Automatique**

**Par
BEDBOUDI Mohamed**

DIRECTEUR DE THESE: **KHERFANE Hamid** **MCA** **UBM Annaba**

Devant Le Jury

PRESIDENT :	BENSAKER Bachir	Pr	UBM Annaba
EXAMINATEURS:	GUERSI Nouredine	Pr	UBM Annaba
	MOUSSAOUI Abdelkrim	Pr	U Guelma
	LACHOURI Abderrazak	Pr	U Skikda
	KESSAL Abdelhalim	MCA	U B. Bouarréridj

Annaba 2016

Remerciements

Je tiens à remercier très sincèrement notre Dieu de nous avoir donné la force physique et morale pour accomplir ce travail.

Il m'est très difficile d'exprimer en quelques mots tout ce que je dois à Monsieur **KHERFANE Hamid**, Maître de conférences à l'université de Badji Mokhtar de Annaba pour la confiance qu'il m'a accordée en me proposant ce sujet. Qu'il soit remercié pour avoir dirigé mes travaux et pour en être le directeur de thèse. Durant ces années d'encadrement et de recherche, j'ai surtout apprécié sa grande compétence scientifique, ses conseils et suggestions ont été pour moi autant d'aides inestimables, que ce mémoire reste pour lui un témoignage constant de toute ma reconnaissance.

Je tiens à remercier Monsieur **BENSAKER Bachir**, Professeur à l'université de Badji Mokhtar de Annaba, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider le jury de cette thèse. Qu'il soit assuré de ma profonde reconnaissance.

Je tiens à remercier également Monsieur **GUERSI Noureddine** Professeur à l'Université de Badji Mokhtar de Annaba, d'avoir accepter d'examiner ce travail avec attention et rigueur et soit associé pour sa compétence à ce jury.

Je remercie chaleureusement Monsieur **MOUSSAOUI Abdelkrim**, Professeur à l'Université du 8 Mai 1945 de Guelma, d'avoir accepter d'examiner ce travail et de faire partie de ce jury. Je le remercie pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail.

Je tiens à remercier Monsieur **LACHOURI Abderrazak** Professeur à l'Université du 20 Aout 1955 de Skikda d'avoir accepter d'être membre de mon jury et pour l'intérêt qu'il porte à l'égard de ce travail.

Je tiens à exprimer mon profond respect à Monsieur **KESSAL Abdelhalim** Maître de conférences à l'Université Mohamed El Bachir El Ibrahimi de Bordj Bouarréridj, qui m'a fait l'honneur de participer au jury de ma thèse.

Je remercie tout particulièrement, Monsieur **DRISS Mehdi** Professeur à l'université de Poitiers, pour m'avoir accepter dans son laboratoire LIAS (Laboratoire d'Informatique et d'Automatique

pour les Systèmes). Je remercie également Mademoiselle **MOREAU Sandrine**, Maitre de conférences à l'université de Poitiers pour son aide et ses conseils pendant mon séjour à Poitiers.

J'exprime mes remerciements par une immense reconnaissance envers toute ma famille. J'exprime toute ma reconnaissance à mes parents qui m'ont encouragé tout au long de ces années d'études. Qu'ils reçoivent ici ma profonde gratitude pour leurs innombrables sacrifices. Mes plus tendres remerciements vont à mon épouse **Ouassila** pour tout son soutien, sa patience, sa complicité indispensables durant ces années d'études ainsi que mes très chères filles **Soundous** et **Tasnime**.

Il est impossible d'exprimer en quelques mots tout ce que, ma sœur **Hayette** et son époux **Mohamed**, mes frères **Nabil** et **El Hadi** ainsi qu'à leurs épouses sans oublier mes adorables neveux et nièces: **Mohamed Amine**, **Dounia**, **Nour El Islam**, **Chouaib** et **Roudaina**.

Mes remerciements s'adressent aussi à tous mes collègues et mes amis qui n'ont pas cessé de m'encourager pour pouvoir mener à terme ce travail, particulièrement **A. BOUGUERRA**, **S. ZEGHLACHE**, **D.E KHODJA** et **H. BENDERRADJI** enseignants à l'université de M'sila.

BEDBOUDI Mohamed

ملخص

العمل المقدم في هذه الأطروحة يتعلق بتطبيق التحكم اللا خطي على آلة غير متزامنة في وجود خلل الدائرة القصيرة بين ملفات الأطوار الساكنة. للقيام بهذا العمل أنشأنا نموذج رياضي للآلة وفقا لنماذج " بارك" لتبسيط المعادلات. ثم قدمنا نموذج آخر للآلة يركز على نظرية الاقتران الكهرومغناطيسية للدوائر الكهربائية ، هذا النموذج يأخذ بعين الاعتبار عيوب الآلة الغير متزامنة . ثم تم اقتراح طرق تحكم لا خطية وتطبيقها على الآلة في النظام السليم ، وفي حالة وجود خلل الدائرة القصيرة بين ملفات الأطوار الساكنة لتعويض آثار هذا العيب. الطريقة الأولى طريقة التحكم الإسترجاعي تعتمد على أدوات جبر " لي". الطريقة الثانية طريقة التحكم الإنزلاقي ذي الرتبة الأولى. أما الطريقة الثالثة هي طريقة التحكم الإنزلاقي ذي الرتبة الثانية. وأجريت دراسة مقارنة بين نتائج المحاكاة لمختلف طرق التحكم من خلال مزايا و متانة كل تقنية.

كلمات مفتاحية: آلة غير متزامنة، خلل الساكن، دائرة قصيرة بين الملفات، نموذج رياضي، تحكم لاخطي، تحكم انزلاقي، خوارزمية "تويستينغ".

Résumé :

Le travail présenté dans cette thèse concerne l'application de la commande non linéaire à la machine asynchrone en présence de défaut de court-circuit entre spires des phases statoriques. Pour mener à bien ce travail, nous avons établi le modèle mathématique de la machine d'après la modélisation de Park, afin de simplifier considérablement les équations de la machine en régime transitoire. Puis, on a présenté une autre méthode de modélisation de la machine, qui est basée sur la théorie d'accouplement électromagnétique des circuits électriques, cette méthode prend en considération les défauts statoriques de la machine asynchrone. Ensuite, des méthodes de commande basées sur la théorie de la commande non linéaire ont été abordées et appliquées à la machine dans le régime sain et dans le cas du régime dégradé (en présence de défaut) afin de compenser infiniment les effets de ce défaut. La première méthode met en évidence une commande par retour d'état linéarisant basée sur les outils de l'algèbre de Lie. La deuxième, est une commande à structure variable, à savoir le mode glissant d'ordre un. Quant à la troisième, c'est une commande par mode glissant d'ordre deux. Une étude comparative entre les résultats de simulation des différentes méthodes de commande est réalisée en termes de performance et de robustesse.

Mots clés : Machine asynchrone, Défaut statorique, Court-circuit entre spires, Modèle mathématique, Commande non linéaire, Mode glissant, Algorithme de Twisting.

Abstract

The work presented in this thesis concerns the application of nonlinear control to the asynchronous machine in the presence of short-circuit fault between turns of stator phases. To realize this work we established the mathematical model of the machine according to the modeling Park, to considerably simplify the equations of the machine in the transient state. Then, we introduced an alternative method of modeling the machine, which is based on the electromagnetic coupling theory electrical circuits, this method takes into account the defects stator of the asynchronous machine. Then, control methods based on nonlinear control theory were discussed and applied to the machine in the healthy diet and in the case of degraded operation (in presence of default) to infinitely offset the effects of this defect. The first method highlights a state feedback linearizing based on the tools of the Lie algebra. The second is a variable structure control used a sliding mode of order one. The third is a control by sliding mode of order two. A comparative study between the simulation results of different control methods is performed in terms of performance and robustness.

Key words: Asynchronous machine, Stator fault, Short circuit between turns, Mathematical model, Nonlinear control, Sliding mode, Twisting algorithm.



Table des notations et symboles

Table des notations et symboles

Chapitre: II

Symbole	Unité	Désignation
A, B, C		Axes liés aux enroulements triphasés statoriques.
a, b, c		Axes liés aux enroulements triphasés rotoriques.
d, q		Axes de référentiel de Park.
$[P(\theta)]$		Matrice de Park.
$[P(\theta)]^{-1}$		Matrice inverse de Park.
θ	rad	Angle entre le stator et le rotor.
V_{sABC}	V	Tension statorique phase A, B ou C.
V_{rabc}	V	Tension rotorique phase a, b ou c.
$V_{s\alpha\beta}$	V	Tension statorique sur les axes α, β .
V_{sdq}	V	Tension statorique sur les axes d, q.
I_{sABC}	A	Courant statorique phase a, b ou c.
$I_{s\alpha\beta}$	A	Courant statorique sur les axes α, β .
I_{sdq}	A	Courant statorique sur les axes d, q.
R_s	Ω	Résistance statorique par phase.
M_s	H	Inductance mutuelle entre phases statoriques.
L_s	H	Inductance statorique par phase.
Φ_{sABC}	Wb	Flux statorique phase A, B ou C.
$\Phi_{s\alpha\beta}$	Wb	Flux statorique sur les axes α, β .
Φ_{sdq}	Wb	Flux statorique sur les axes d, q.
I_{rabc}	A	Courant rotorique phase a, b ou c.
I_{rdq}	A	Courant rotorique sur les axes d, q.
R_r	Ω	Résistance rotorique par phase.
M_r	H	Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
L_r	H	Inductance rotorique par phase.

$\Phi_{r abc}$	Wb	Flux rotorique phase a, b ou c.
$\Phi_{r \alpha\beta}$	Wb	Flux rotorique sur les axes α, β .
$\Phi_{r dq}$	Wb	Flux rotorique sur les axes d, q.
M	H	Inductance mutuelle entre le stator et le rotor.
p		Nombre de paires de pôles.
Ω_r	rad / s	Vitesse mécanique rotorique.
ω_s	rad / s	Pulsation électrique statorique.
ω_r	rad / s	Pulsation électrique rotorique
σ		Coefficient de dispersion.
$T_s = L_s / R_s$	s	Constante du temps statorique.
$T_r = L_r / R_r$	s	Constante du temps rotorique.
J	kg.m ²	Moment d'inertie des parties tournantes.
f	N.m.s/rad	Coefficient de frottement visqueux.
P_{em}	W	Puissance électromagnétique.
C_{em}	N.m	Couple électromagnétique.
C_r	N.m	Couple résistant.
α, β		Indice des axes direct et quadrature du référentiel lié au stator.
θ_s	rad	Angle d'un axe lié au champ tournant par rapport au repère du stator.
s, r		Indice du stator et du rotor.
N_{tot}		Nombre total de spires d'une phase statorique.
$N_{cc.abc}$		Nombre de spires de court-circuit de la phase statorique a, b ou c.

Chapitre: III

Symbole	Unité	Désignation
T_1, T_2, \dots		Les interrupteurs statiques.
U_p		Signal de la porteuse.
U_0		Signal de la modulatrice.
m		L'indice de modulation.
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	V	Tensions simples (phase-neutre).

E	v	Tension continue d'entrée de l'onduleur.
r		Degré relatif.
$L_f h$		Opérateur de Lie de la fonction h dans la direction f .
n		Ordre du système.
$e(x)$		L'écart entre la variable à régler et sa référence.
K_p		Facteur de proportionnalité.
K_i		Facteur intégral.
$D(x)$		Matrice de découplage.
$[V_{s\alpha}, V_{s\beta}]^T$		Loi de commande.
Φ_r^2	$(Wb)^2$	Norme du flux.
$S(x)$		Surface de glissement.
u_{eq}		Commande équivalente.
u_{gli}		Terme de commutation.
$V(x)$		Fonction de Lyapunov.
(S, \dot{S})		Plan de surface par Twisting.

Abréviations

MAS: Machine ASynchrone,

MG : Mode Glissant,

MG-2: Mode Glissant du second ordre,

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion,

MCC : Machine à Courant Continu.



Liste des figures

Liste des figures

Chapitre I

Figure (I.1)	Photo du stator d'une machine asynchrone.....	05
Figure (I.2)	Vue schématique du rotor à cage (conducteurs d'encoches (barres) et anneaux de court-circuit).....	06
Figure (I.3)	Circuit magnétique constituant le rotor.....	06
Figure (I.4)	Distribution des défauts.....	08
Figure (I.5)	Distribution des défauts des machines électriques fonctionnant dans l'industrie pétrochimique.....	09
Figure (I.6)	Défaut de rupture de barres.....	12
Figure (I.7)	Défaut de rupture d'anneau de court-circuit.....	13
Figure (I.8)	Représentation de l'excentricité statique, dynamique et mixte.....	14
Figure (I.9)	Structure d'un roulement à billes.....	16

Chapitre II

Figure (II.1)	Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.....	22
Figure (II.2)	Représentation de la machine asynchrone triphasée et son modèle biphasé.....	25
Figure (II.3)	Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée dans le repère (α, β)	27
Figure (II.4)	Réponse d'une machine asynchrone couplée directement au réseau.....	31
Figure (II.5)	Résultats de simulation d'un démarrage directe de la MAS (modèle triphasé sans défaut) couplée au réseau	40
Figure (II.6)	Résultats de simulation de (6.25%) spires dans le court-circuit de la phase (B)...	42
Figure (II.7)	Résultats de simulation de (12.5 %) spires dans le court-circuit de la phase (B)..	43
Figure (II.8)	Résultats de la simulation de (25%) spires dans le court-circuit de la phase (B)..	44
Figure (II.9)	Spectre du courant de la phase B dans le régime sain.....	45
Figure (II.10)	Spectre du couple électromagnétique dans le régime sain.....	45
Figure (II.11)	Spectre du courant de la phase B : Défaut de court-circuit de la phase B de 25%.....	46
Figure (II.12)	Spectre du couple électromagnétique : Défaut de court-circuit de la phase B de 25%.....	46

Chapitre III

Figure (III.1)	Onduleur de tension.....	49
Figure (III.2)	Schéma d'une association onduleur - moteur asynchrone.....	50
Figure (III.3)	Schéma synoptique de la commande MLI.....	51
Figure (III.4)	Technique MLI triangulo-sinusoidale.....	52
Figure (III.5)	Résultats de la simulation de l'onduleur ($m=9$ et $m=24$).....	52
Figure (III.6)	Schéma d'un système monovariablen en forme normale.....	57
Figure (III.7)	Linéarisation exacte par régulation d'état statique.....	57
Figure (III.8)	Schéma du système linéarisé.....	58
Figure (III.9)	Découplage d'un système non linéaire multivariable.....	59
Figure (III.10)	Retour d'état dynamique.....	61
Figure (III.11)	Commande par linéarisation entrée-sortie.....	67
Figure (III.12)	Régulation du couple de référence.....	68
Figure (III.13)	Schéma bloc de la commande par linéarisation entrée- sortie.....	69
Figure (III.14)	Comportement dynamique de la MAS (modèle biphasé) lors d'un démarrage à vide ($\Omega_{r\text{ref}} = 1500$ tr/min) suivi d'une variation de charge ($C_r = 3.5$ N.m).....	70
Figure (III.15)	Résultats de simulation de la commande Feedback sur la machine (modèle triphasé en absence de défaut).....	71
Figure (III.16)	Résultats de simulation de la commande Feedback sur la machine (modèle triphasé avec un défaut de court-circuit entre spires de 6.25% dans le stator)..	72
Figure (III.17)	Résultats de simulation de la commande Feedback sur la machine (modèle triphasé avec un défaut de court-circuit entre spires de 12.5% dans le stator)..	73
Figure (III.18)	Résultats de simulation de la commande Feedback sur la machine (modèle triphasé avec un défaut de court-circuit entre spires de 25% dans le stator).....	74
Figure (III.19)	Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.....	76
Figure (III.20)	Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.....	77
Figure (III.21)	Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.....	77
Figure (III.22)	Démonstration du mode de glissement.....	78
Figure (III.23)	Convergence de la trajectoire vers la surface S.....	79
Figure (III.24)	Phénomène de broutement.....	83
Figure (III.25)	Trajectoire du glissement d'ordre deux.....	86
Figure (III.26)	Convergence en temps fini de l'algorithme Twisting.....	88
Figure (III.27)	Comportement dynamique de la MAS (modèle biphasé $\alpha\beta$) lors d'un démarrage à vide ($\Omega_{r\text{ref}} = 1500$ tr/min) suivi d'une variation de la charge ($C_r = 3.5$ N.m): commande par mode glissant d'ordre un.....	97
Figure (III.28)	Comportement dynamique de la MAS (modèle biphasé $\alpha\beta$) lors d'un démarrage à vide ($\Omega_{r\text{ref}} = 1500$ tr/min) suivi d'une variation de la charge ($C_r = 3.5$ N.m): commande par mode glissant d'ordre deux.....	99

Figure (III.29)	Comparaison au niveau de la régulation de la vitesse.....	101
Figure (III.30)	Comparaison au niveau de la poursuite (inversion du sens de la rotation de la vitesse).....	102
Figure (III.31)	Comparaison au niveau de la poursuite à basse vitesse.....	103
Figure (III.32)	Comportement dynamique de la MAS lors d'une variation paramétrique avec application d'un couple de charge.....	104
Figure (III.33)	Résultats de simulation de la commande (MG-Twisting) sur la machine (modèle triphasé en absence de défaut).....	105
Figure (III.34)	Résultats de simulation de la commande (MG-Twisting) sur la machine (modèle triphasé avec un défaut de court-circuit entre spires de 6.25% dans le stator).....	106
Figure (III.35)	Résultats de simulation de la commande (MG-Twisting) sur la machine (modèle triphasé avec un défaut de court-circuit entre spires de 12.5% dans le stator)	107
Figure (III.36)	Résultats de simulation de la commande (MG-twisting) sur la machine (modèle triphasé avec un défaut de court-circuit entre spires de 25% dans le stator)	108



Table des matières

Table des matières

Introduction générale.....	01
-----------------------------------	-----------

Chapitre I

Etat de l'art sur les défaillances des machines électriques

I.1. Introduction.....	04
I.2. Constitution de la machine asynchrone.....	04
I.2.1. Le stator.....	04
I.2.2. Le rotor.....	05
I.2.3. Les organes mécaniques.....	06
I.3. Etude statistique des défauts.....	07
I.4. Types des défauts de la machine asynchrone.....	09
I.4.1. Défaillances au stator.....	09
I.4.1.1 Défauts d'isolant dans un enroulement.....	10
I.4.1.2. Court-circuit entre spires.....	10
I.4.1.3 Court-circuit entre phases.....	11
I.4.1.4. Court-circuit phase/bâti.....	11
I.4.1.5. Défauts du circuit magnétique.....	11
I.4.2. Défaillances au rotor.....	12
I.4.2.1. Rupture de barres rotoriques.....	12
I.4.2.2. Rupture de portion d'anneau.....	13
I.4.2.3. Excentricité.....	13
I.4.3. Défaillances d'ordre mécanique.....	15
I.4.3.1. Défauts des roulements.....	15
I.4.3.2. Défauts de l'arbre moteur.....	16
I.4.3.3. Défauts créés par les flasques.....	17
I.5. Méthodes de diagnostic de défauts	17
I.5.1. Diagnostic par analyse des signaux.....	17
I.5.2. Diagnostic par la théorie du modèle.....	18
I.6. Conclusion.....	19

Chapitre II

Modélisation de la machine asynchrone en présence d'un défaut statorique

II.1. Introduction.....	21
II.2. Modèle dynamique d'une machine asynchrone équilibrée au stator.....	21
II.3. Mise en équation de la machine asynchrone.....	22
II.3.1. Description.....	22
II.3.2. Equations électriques.....	23
II.3.3. Equations magnétiques.....	23
II.4. Transformation de Park (modèle biphasé d'une machine asynchrone triphasée).....	24
II.4.1. Application de la transformation de Park sur la machine asynchrone triphasée.....	26
II.4.2. Equations en tension dans le repère lié au stator.....	27
II.4.3. Modèle d'état de la machine asynchrone dans le repère lié au stator.....	29
II.4.4. Simulation de la machine asynchrone (modèle biphasé (α, β)).....	30
II.4.5. Interprétation des résultats.....	32
II.5. Modélisation de la machine asynchrone en présence d'un défaut statorique.....	33
II.5.1. Définition d'une matrice de transformation.....	35
II.5.2. Transformation des équations du modèle triphasé.....	36
II.5.3. Expression sous forme d'équations d'état du nouveau modèle de machine asynchrone déséquilibrée au stator.....	37
II.6. Equation du couple électromagnétique.....	39
II.7 Simulation de la machine dans l'état sain (sans défaut).....	39
II.7.1. Interprétation des résultats.....	41
II.8. Simulation de la MAS (modèle triphasé) en présence de défaut.....	41
a) Court-circuit entre spires (de 6.25 %) dans la deuxième phase (B).....	42
b) Court-circuit entre spires (de 12.5 %) dans la deuxième phase (B).....	43
c) Court-circuit entre spires (de 25 %) dans la deuxième phase (B).....	44
II.8.1. Interprétation des résultats.....	44
II.9. Résultats de simulation du diagnostic de la machine asynchrone.....	45
II.9.1. Interprétation des résultats.....	46
II.10. Conclusion.....	47

Chapitre III

Stratégies de commande de la machine asynchrone

III.1. Introduction.....	48
III.2. Modélisation de l'alimentation de la machine.....	49
III.2.1. Modélisation de l'onduleur à MLI.....	49
Première partie:	
Commande par retour d'état linéarisant	
III.3. Commande par linéarisation entrée-sortie.....	53
III.3.1. Commande par linéarisation entrée-sortie des systèmes mono-variables.....	53
III.3.1.1. Degré relatif.....	53
III.3.1.2. Dérivée de Lie.....	54
III.3.1.3. Forme normale.....	55
III.3.1.4. Changement de variable.....	55
III.3.1.5. Equations d'état.....	55
III.3.1.6. Linéarisation exacte par régulation d'état statique.....	57
III.3.1.7. Linéarisation exacte d'un système en forme normale.....	58
III.3.1.8. Linéarisation exacte d'un système en forme quelconque.....	59
III.3.2. Commande par linéarisation entrée-sortie des systèmes multivariables.....	59
III.3.3. Application sur la machine asynchrone.....	61
III.3.3.1. Les sorties régulées et les critères de commande.....	62
III.3.3.2. Degré relatif du couple	62
III.3.3.3. Degré relatif du flux.....	63
III.3.3.4. Forme normale et dynamiques-zéro.....	64
III.3.3.5. Essais de simulation.....	67
III.3.3.5.1. Schéma bloc de la commande par linéarisation entrée-sortie.....	69
III.3.4. Présentations des résultats de simulation.....	70
III.3.4.1. Application de la commande Feedback sur la machine (modèle biphasé $\alpha\beta$)	70
III.3.4.1.1. Interprétations des résultats.....	71
III.3.4.2. Application sur la machine (Modèle triphasé sans défaut).....	71
III.3.4.3. Application sur la machine (Modèle triphasé avec défaut).....	72
III.3.4.3.1. Interprétations des résultats.....	74

Deuxième partie:	
Commande par mode glissant d'ordre simple et supérieur	
III.4. Modes glissants d'ordre simple.....	75
III.4.1. Principe et concept de base.....	75
III.4.2. Les différentes structures de la commande par mode glissant.....	75
III.4.2.1. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande.....	76
III.4.2.2. Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état.....	76
III.4.2.3. Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente.....	77
III.4.3. Condition d'existence du mode glissant.....	77
III.4.4. Formulation des expressions générales de la commande par modes glissants.....	78
III.4.5. Choix de la surface de glissement.....	79
III.4.6. Régime glissant.....	80
III.4.7. Convergence en temps fini.....	80
III.4.8. Conception de la commande par modes glissants.....	81
III.4.9. Phénomène de broutement.....	82
III.4.9.1. Inconvénient de la commande par modes glissants.....	83
III.5. Mode glissant d'ordre supérieur.....	84
III.5.1. Principe.....	84
III.5.2. Avantages.....	85
III.5.3. Commande par mode glissant d'ordre deux.....	86
III.5.4. Propriétés de convergence en temps fini.....	87
III.5.5. Algorithme de Twisting.....	88
III.6. Application de la commande par mode glissant sur la MAS avec et sans défaut.....	89
III.6.1. Commande non-linéaire par mode glissant d'ordre un.....	89
III.6.1.1. Modèle du moteur asynchrone.....	89
III.6.1.2. Choix des surfaces de glissements.....	90
III.6.1.3. Conditions de convergence.....	90
III.6.1.4. Loi de commande par mode glissant.....	91
III.6.2. Commande glissante d'ordre deux (algorithme de Twisting).....	95
III.7. Présentations des résultats de simulation.....	96
III.7.1 Application du mode glissant d'ordre un sur la machine (modèle biphasé $\alpha\beta$).....	96
III.7.1.1. Interprétations des résultats.....	98
III.7.2. Application du mode glissant d'ordre deux (algorithme de Twisting) sur la machine (modèle biphasé $\alpha\beta$).....	98

III.7.2.1. Interprétations des résultats.....	99
III.7.3. Etude comparative.....	99
III.7.3.1 Interprétation et évaluation.....	100
III.7.4. Résultats de simulation: Application de la commande (MG-Twisting) sur la machine en présence de défaut (modèle triphasé).....	105
III.7.4.1. Application sur la machine (modèle triphasé sans défaut).....	105
III.7.4.2. Application sur la machine (modèle triphasé avec défaut).....	106
III.7.4.3. Interprétations des résultats.....	108
III.8. Conclusion.....	109
Conclusion générale.....	110
Annexe A: Les paramètres de la machine asynchrone utilisée.....	112
Annexe B: Preuve de la convergence de l'algorithme Twisting.....	113
Références bibliographiques.....	115



Introduction générale

Introduction générale

La machine à courant continu a fourni le premier actionneur électrique performant pour la variation de vitesse. Ce type d'actionneur occupe encore une place favorisée dans la réalisation des asservissements destinés à l'usage industriel. Ceci est essentiellement dû à la simplicité des lois de contrôle (découplage naturel entre le flux et le couple). Cependant, la présence du collecteur mécanique pose de nombreux problèmes. Les machines à courant continu ne peuvent être utilisées dans le domaine de grandes puissances ou vitesses élevées, ni en milieu corrosifs ou explosifs [1].

Par la suite, la machine asynchrone (MAS), de par sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par N. TESLA, quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor [2].

La machine asynchrone occupe maintenant une grande place dans les applications industrielles, elle représente jusqu'à 80% des machines utilisées, on la rencontre dans les applications les plus diverses de l'éolien à des application militaires, dans les propulsions électriques des véhicules, de tramway et de train de grande vitesse, voire même de bateaux de croisières [3].

Cette large utilisation du moteur à induction est due aux différents avantages qu'il offre, comme sa qualité de robustesse, sa fiabilité électromécanique, la quasi-absence d'entretien, l'avantage d'être alimenté directement par le réseau triphasé, son prix d'achat est moins élevé à puissance donnée par rapport la machine à courant continu et la machine synchrone [3].

La machine électrique présente avec le temps un défaut de fonctionnement 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 [4].

De nombreuses stratégies de commande non linéaires ont été étudiées et appliquées sur les machines asynchrones, et ce, dans le but d'aboutir à des algorithmes de commande de haute performance permettant le rejet des perturbations non mesurables et assurant une bonne robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques. Grâce à sa simplicité, la commande par linéarisation entrée-sortie, a été appliquée sur plusieurs types de systèmes non linéaires et a montré une bonne efficacité. Son principe consiste à trouver une transformation qui permet la linéarisation et le découplage d'un système.

La commande par mode glissant a connu un essor à la fin des années soixante-dix lorsque "Utkin" introduit la théorie des modes glissants. Le principe de cette technique est de contraindre le système à atteindre et ensuite rester sur une surface dite de glissement. Le comportement dynamique résultant est appelé régime glissant [5]. Une telle technique permet d'un côté, la réduction de l'ordre du système et de l'autre, l'insensibilité aux variations paramétriques. Vue l'importance apportée à ce type de commandes, plusieurs travaux ont été présentés dans la littérature pour la commande de la machine asynchrone. Des essais expérimentaux ont montrée que l'inconvénient du mode glissant d'ordre simple est le phénomène du broutement qui conduit à l'instabilité du système [6]. De plus, cette commande présente un autre inconvénient majeur puisque les actionneurs sont fortement sollicités et finiront par lâcher.

Pour résoudre ce problème, il y a deux techniques à savoir: la première consiste à utiliser comme fonctions de commutation une fonction sigmoïde dont on peut régler la pente à volonté. La deuxième est une commande par mode glissant d'ordre supérieur qui a été introduite dans les années 80 par M. Levantovsky [7]. C'est une technique de commande non linéaire qui permet la conservation des avantages du régime glissant du premier ordre et la réduction du broutement en assurant la convergence en un temps fini vers la surface de glissement. Dans la littérature, beaucoup de résultats pratiques sont à citer. Par exemple Bartolini a fait la synthèse d'une loi de commande en mode glissant du deuxième ordre (MG-2) pour contrôler une grue [8]. Il a garanti par des essais expérimentaux la convergence rapide et la suppression des oscillations. Une commande par MG-2 a été appliquée par T. Floquet sur le moteur à induction [9]. D'autre part, dans le domaine de la robotique, G. Bartolini a utilisé le MG-2 pour le contrôle en position/force d'un robot manipulateur et le contrôle de la trajectoire d'un robot sous-marin [3]. La plus part des résultats obtenus montrent la robustesse en présence d'incertitudes paramétriques et la réduction du broutement.

L'objectif principal de cette thèse propose la synthèse de lois de commande non linéaires et plus précisément, synthèse de deux stratégies de commande, la commande par retour d'état linéarisant et la commande par mode glissant en deux approches: le mode glissant d'ordre un et le

mode glissant d'ordre deux pour les appliquer à un moteur asynchrone en présence de défaut de court-circuit entre spires statoriques. En dernier lieu, une étude comparative des différentes méthodes sera exposée. Cette thèse est subdivisée en trois chapitres :

- Le premier chapitre portera sur la synthèse des défauts que sont susceptibles de présenter ces systèmes. Nous allons dans un premier temps décrire les différents constituants de la machine asynchrone. Ensuite nous présenterons les statistiques des défaillances les plus courantes pouvant apparaître dans la machine asynchrone, ces défaillances peuvent provoquer des pannes et par conséquent des arrêts intempestifs préjudiciables au bon fonctionnement du système ainsi qu'à la sécurité des personnes. La dernière partie sera consacré aux différentes techniques et méthodes employées dans le domaine du diagnostic des machines électriques.
- Le deuxième chapitre présentera l'étude du modèle mathématique triphasé équivalent d'une machine asynchrone déséquilibrée au stator, nous développons en premier lieu la transformation de Park pour rendre ce dernier plus simple. Les modèles du comportement des machines asynchrones sont utilisés pour l'analyse de leur fonctionnement en présence des défauts statoriques (court-circuit entre spires d'une phase).
- Le troisième chapitre traitera les théories des techniques de la commande non linéaire et leurs applications sur la machine asynchrone en présence d'un défaut statorique. Ce chapitre se décompose en deux grandes parties. La première partie présentera la commande par retour d'état linéarisant. Quant à la seconde partie, elle sera consacrée à la théorie du mode glissant d'ordre un et d'ordre deux. On exposera une étude comparative entre les différentes lois de commande proposées ainsi qu'une présentation des résultats de simulation et des tests de robustesse de la commande.

Nous terminerons par une conclusion générale sur l'ensemble de cette étude, ainsi que les perspectives envisagées dans un travail futur.



Chapitre I

*Etat de l'art sur les défaillances des
machines électriques*

Chapitre : I

Etat de l'art sur les défaillances des machines électriques

I.1. Introduction

La machine asynchrone, connue également sous le terme anglo-saxon induction machine, est une machine à courant alternatif polyphasée ne disposant d'aucune connexion entre son rotor et son stator. L'interaction entre le champ créé par l'inducteur (généralement le stator) et le courant induit au niveau du bobinage ou bien des barres, selon le type de machine, de l'induit (généralement le rotor) engendre le couple électromagnétique. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui la traversent.

Les machines asynchrones ont longtemps été fortement concurrencées par les machines synchrones dans les domaines de forte puissance mais avec l'avènement de l'électronique de puissance on les retrouve dans diverses applications et domaines [10].

Dans ce chapitre, nous présentons les différents constituants de la machine asynchrone, les défauts qu'elle peut présenter ainsi que les différentes méthodes de diagnostic.

I.2. Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants [11]:

- le stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.
- les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

I.2.1. Le stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (figure (I.1)). Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les

têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique [12].



Figure (I.1). Photo du stator d'une machine asynchrone [13]

Physiquement, on peut effectuer les bobinages statoriques de plusieurs façons, mais on utilise habituellement trois types d'enroulements : l'enroulement imbriqué, l'enroulement concentrique et l'enroulement ondulé. Chaque type présente des avantages dans certaines applications. Pour les petits moteurs, et particulièrement lorsque la réalisation du bobinage est mécanisée, on utilise généralement l'enroulement concentrique [14].

I.2.2. Le rotor

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général, de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Les rotors de machines asynchrones peuvent être de deux types: bobiné ou à cage d'écureuil. Les rotors bobinés sont construits de la même manière que le bobinage statorique (insertion des enroulements dans les encoches rotoriques). Les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues-balais positionné sur l'arbre de la machine [15]. En ce qui concerne le rotor à cage d'écureuil, 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 (figure (I.2)). Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine analogue à celui du moteur à rotor bobiné (figure (I.3)). Dans le cas de rotors à cage d'écureuil, 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. Ce type de moteur, beaucoup plus aisé à construire que le moteur à rotor bobiné est par conséquent d'un prix de revient inférieur et a une robustesse intrinsèquement plus grande. Il n'est donc pas étonnant qu'il constitue la plus grande partie du parc des moteurs asynchrones actuellement en service [3].

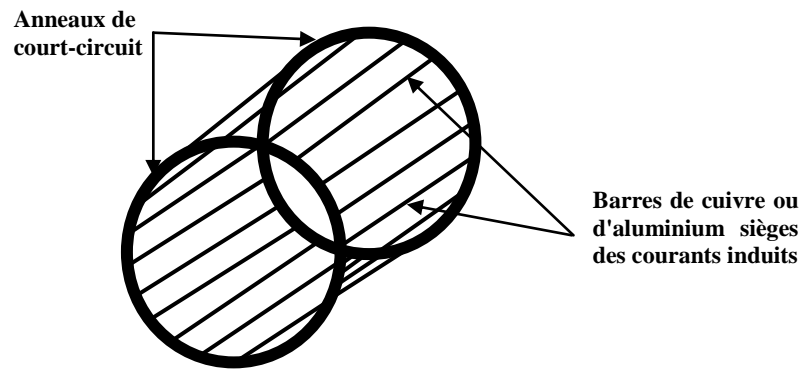


Figure (I.2). Vue schématique du rotor à cage (conducteurs d'encoches (barres) et anneaux de court-circuit) [12]



a- Tôle magnétique (ici double encoche) complet



b- Coupe de face d'un rotor

Figure (I.3). Circuit magnétique constituant le rotor [12]

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 [16].

L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi accouplement. Il est généralement constitué

en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc...), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges, des efforts de torsion (couple électromagnétique transmis en régime permanent, transitoire). Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation. Le second palier est libre pour assurer les dilatations thermiques de l'arbre. Une isolation électrique de l'un des paliers assure l'élimination des courants dans l'arbre dû aux dissymétries des réluctances du circuit magnétique. Les paliers sont constitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage [15].

Afin d'assurer la variation de vitesse des moteurs électriques mais aussi la conversion de l'énergie, de nombreuses machines se voient associer un convertisseur. Ainsi, de nos jours, on trouve dans un grand nombre de procédés industriels, des associations entre des convertisseurs statiques et des machines électriques (pompage, levage,...). Cela permet de fournir aux moteurs des tensions et des courants de fréquence variable servant à commander la machine en couple ou en vitesse [12].

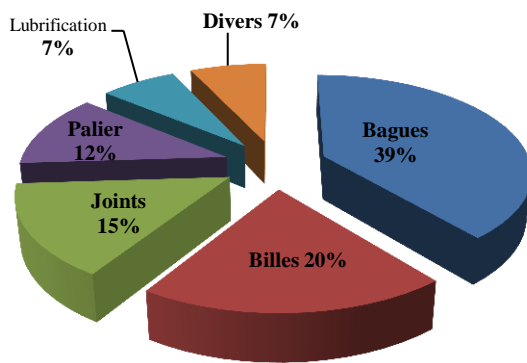
I.3. Etude statistique des défauts

Un défaut dans un composant peut résulter d'une usure normale, d'une mauvaise conception, d'un mauvais montage (désalignement), d'une mauvaise utilisation ou d'une combinaison de ces différentes causes. Si un défaut n'est pas détecté suffisamment tôt, il peut entraîner la dégradation complète de la machine.

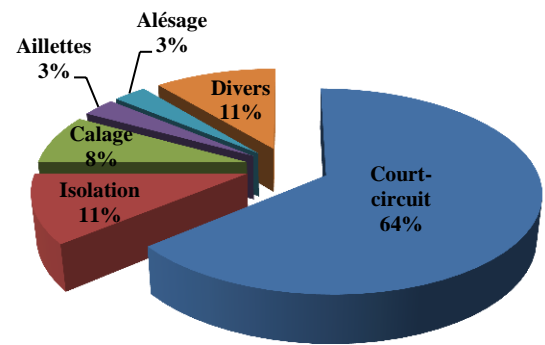
Plusieurs études ont été effectuées sur la fiabilité des machines électriques réalisées par différents groupes industriels. L'étude principale, effectuée par la compagnie "General Electric", a été publiée dans EPRI (Electric Power Research Institute) en 1982 [17] ; elle couvre environ 5000 moteurs, dont approximativement 97% étaient des moteurs asynchrones triphasés à cage.

La figure (I.4) récapitule la distribution des défauts dans les moteurs examinés dans cette étude. Il faut noter que cette figure représente des données de machines fonctionnant dans différentes applications et dans différentes branches dans l'industrie. Il est connu que l'occurrence d'un type quelconque de défauts dépend fortement de l'application spécifique de la machine. Par exemple, il a été constaté que dans des machines asynchrones à cage, les défauts de la cage rotorique sont plus élevés que les défauts d'enroulement statorique pour les applications où la machine est fréquemment arrêtée et remise en marche sous une charge importante (machines à outils et les industries minières).

Défauts de roulements (41 % des défauts globaux)

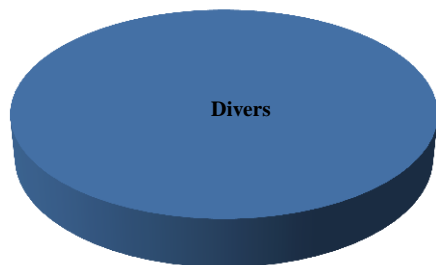


Défauts du stator (37 % des défauts globaux)



Défauts des machines asynchrones

Autres défauts (12 % des défauts globaux)



Défauts du rotor (10 % des défauts globaux)

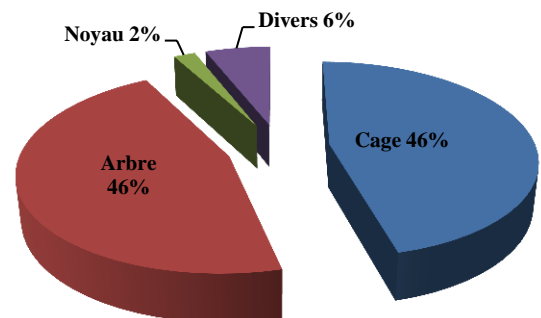


Figure (I.4). Distribution des défauts [17]

La figure (I.5) résumant le travail de Thorsen et Dalva [18], met en évidence la distribution de défauts parmi les composantes défectueuses dans 483 grands moteurs asynchrones fonctionnant dans un même domaine lié à l'industrie pétrochimique. De tels moteurs fonctionnent très souvent en conditions extrêmes dans des activités sous marine. Ils sont souvent directement amorcés, ce qui génère de grands courants de démarrage et des variations de couple importantes. Ces conditions sont nocives pour le moteur, et mènent à l'usure rapide des différents composants de la machine. Comparant les résultats de ce travail à [17] (figure (I.4)), il apparaît clairement que l'occurrence d'un type spécifique de défaut dépend considérablement de l'application spécifique de la machine

et de l'environnement de fonctionnement.

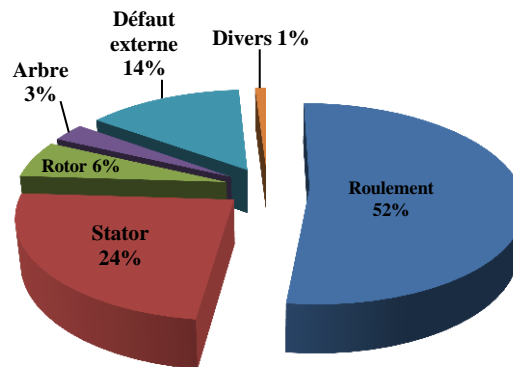


Figure (I.5). Distribution des défauts des machines électriques fonctionnant dans l'industrie pétrochimique [18]

Il est important d'avoir une idée de la dépendance de la panne à l'environnement. Thorsen et Dalva indiquent que le taux de panne pour des moteurs utilisés en extérieur, où l'environnement est humide (aux usines terrestres et en mer par exemple), peut être 2,5 fois plus grand que le taux d'échec pour des moteurs utilisés à l'intérieur.

I.4. Types des défauts de la machine asynchrone

Quoique robuste, la machine asynchrone peut présenter différents types de défauts qui peuvent être classifiés comme suit [19] :

1. Les défauts du stator qui résultent d'un défaut dans un ou plusieurs enroulements de phase statorique, ou d'un mauvais raccordement des enroulements statoriques ;
2. Défauts rotoriques : une barre cassée, rupture de l'anneau ou d'un court-circuit dans les enroulements rotoriques ;
3. Défaillances d'ordre mécanique.

I.4.1. Défaillances au stator

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du stator, peuvent être définis comme suit [12]:

- Défaut d'isolant,
- Court-circuit entre spires,
- Court-circuit entre phases,
- Court-circuit phase/bâti,
- Déséquilibre d'alimentation,
- Défaut du circuit magnétique.

I.4.1.1. Défaits d'isolant dans un enroulement

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des courts-circuits. En effet, les différentes pertes (Joule, fer, mécanique,...) engendrent une augmentation de la température des différents constituants du moteur. Or les matériaux d'isolation ont une limite de température, de tension et mécanique. Dans ce cas, un court-circuit peut apparaître dans l'enroulement concerné [4]. Les différentes causes pour ce type de défaut sont :

- dégradation de l'isolant à la fabrication.
- tension de l'enroulement supérieure à la limite du matériau d'isolation.
- courant élevé dans l'enroulement dû à un court-circuit, un défaut du convertisseur, une surcharge.
- vibrations mécaniques.
- vieillissement naturel des isolants. Tous les matériaux isolants ont une durée de vie limitée, même dans une utilisation normale, l'isolant finit naturellement par se dégrader.
- fonctionnement dans un environnement sévère.

Lorsque le défaut de l'isolant se crée sur une spire, le courant de défaut circule entre le cuivre de cette spire et la tôle du stator (défaut phase-masse). Il peut aussi circuler entre deux spires d'une même phase si l'isolant qui les sépare est détérioré (défaut entre-spires). Dans le cas des bobinages à deux couches, une même encoche peut contenir des conducteurs de deux phases différentes. La détérioration simultanée et dans une même zone, des isolants de ces deux bobines provoque un contact électrique entre deux spires de deux phases différentes (défaut phase-phase). Ce type de défaut peut aussi exister dans les bobinages à une couche au niveau des têtes de bobines où les conducteurs de deux phases différentes peuvent entrer en contact. La topologie du circuit électrique est ainsi influencée par ces défauts.

I.4.1.2. Court-circuit entre spires

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Cette défaillance a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Les études montrent qu'en présence d'un court-circuit entre spires de la même phase, le moteur peut continuer à fonctionner. Cependant, ce défaut provoque une augmentation des courants statoriques de la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, une modification du facteur de puissance, une amplification des courants dans le circuit rotorique, une augmentation de la température dans l'enroulement, ce qui peut provoquer la dégradation accélérée des isolants et l'apparition d'un 2^{ème} court-circuit, une augmentation des oscillations du couple électromagnétique en gardant une valeur moyenne sensiblement identique à celle sans défaut [20].

I.4.1.3. Court-circuit entre phases

Ce type de défaillance peut arriver en tout point du bobinage, cependant les répercussions ne seront pas les mêmes selon la localisation. Cette caractéristique rend difficile une analyse de l'incidence de ce défaut sur le système.

L'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre phases, induirait des courants très élevés qui conduiraient à la fusion des conducteurs d'alimentation et/ou à la disjonction par les protections. D'autre part, un court-circuit proche du neutre entre deux phases a de moins graves conséquences ; il engendre un déséquilibre des courants de phases avec un risque moindre de la fusion des conducteurs.

Les courants statoriques sont totalement déséquilibrés et ce déséquilibre dépend de la localisation du défaut. Dans le cas des machines asynchrones, les courants dans les barres ainsi que dans les anneaux sont augmentés lors de l'apparition de ce type de défaut. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases [21].

I.4.1.4. Court-circuit phase/bâti

Le bâti a généralement un potentiel flottant, mais pour des raisons de liaisons mécaniques, il est souvent relié à la masse. Si le potentiel est flottant, un court-circuit entre l'enroulement et le bâti n'a pas d'importance du point de vue matériel, excepté les effets capacitifs, le bâti prend alors le potentiel de l'enroulement à l'endroit du court-circuit. Par contre, au niveau de la sécurité des personnes, ce type de défaut peut être très dangereux et il est alors nécessaire de mettre en place des dispositifs de protection (disjoncteurs différentiels).

En présence de ce type de défaillance, la tension de la phase concernée ne change pas. Cependant le courant circulant dans cette phase augmente avec la réduction de la résistance et de l'inductance. Cette augmentation du courant se traduit par une augmentation de la température pouvant entraîner des défauts d'isolant dans l'enroulement. De plus, cette défaillance va générer une composante homopolaire entraînant l'apparition d'un couple pulsatoire. Une mesure du courant de fuite pourrait permettre de détecter ce type de défaut [12].

I.4.1.5. Défaits du circuit magnétique

Ces défauts aboutissent dans la plupart des cas à une dissymétrie au niveau du fonctionnement de la machine, qui à son tour peut accentuer le problème par des phénomènes de surchauffe, de surtension, d'élévation importante du courant, etc... [12].

I.4.2. Défaillances au rotor

Pour le rotor, les défaillances sont essentiellement dues à un problème [4] [22]:

- Thermique (surcharge,...),
- Electromagnétique,
- 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 [23] :

- o Rupture de barres rotoriques,
- o Rupture d'une portion d'anneau de court-circuit,
- o Excentricité statique et dynamique du rotor.

I.4.2.1. Rupture de barres rotoriques

La rupture des barres du rotor est un problème de grande importance pour les systèmes d'entraînement à base de moteurs à induction [24][25]. C'est un des défauts les plus fréquents au rotor (figure (I.6)).

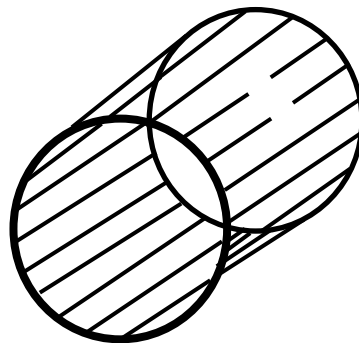


Figure (I.6). Défaut de rupture de barres [11]

La rupture peut se situer soit au niveau de son encoche soit à l'extrémité qui la relie à l'anneau rotorique. Les fragments de barres cassés, projetés à grande vitesse heurtent les enroulements du stator, ce qui cause de sérieux dégâts mécaniques à l'isolation des enroulements et provoque leur défaillance. La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations, qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation, ce qui engendre des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la

machine. La grande amplitude de ces oscillations accélère la détérioration de la machine. Ainsi, le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées induisant un effet cumulatif de la défaillance. L'effet d'une cassure de barre croît rapidement avec le nombre de barres cassées.

La rupture des barres crée une asymétrie du rotor qui augmente la distorsion du courant, cela se manifeste par un décalage des fréquences latérales du spectre du courant et une augmentation de leur amplitude.

I.4.2.2. Rupture de portion d'anneau

La rupture de portion d'anneau (figure (I.7)) est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres.

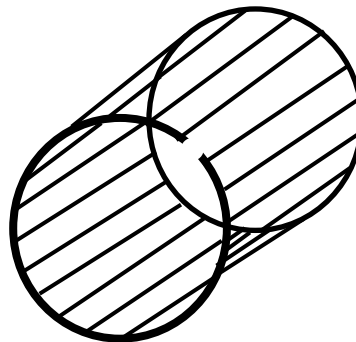


Figure (I.7). Défaut de rupture d'anneau de court-circuit [11]

Ces ruptures sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux. Comme il est difficile de le détecter [23], ce défaut est généralement groupé, voire confondu, avec la rupture de barres dans les études statistiques. Ces portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques. De ce fait, un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement (température, humidité,...) ou une surcharge de couple et donc de courants, peuvent entraîner leur cassure. La rupture d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotoriques et de ce fait, engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques similaire à celui provoqué par la cassure de barres.

I.4.2.3. Excentricité

Dans une machine idéale, le centre du rotor est aligné sur celui du stator, donc l'axe de rotation du rotor est le même que l'axe du stator. L'excentricité dans une machine est définie comme un entrefer non symétrique entre le stator et le rotor. La présence d'un certain niveau d'excentricité est fréquente dans les machines électriques.

L'excentricité de l'entrefer peut survenir sous formes[26] [27]: statique (figure (I.8.a)), dynamique (figure (I.8.b)) ou mixte (statique et dynamique (figure (I.8.c))). Dans le cas d'une excentricité statique, la position de la longueur radiale minimale de l'entrefer est fixée dans l'espace. Les causes typiques de l'excentricité statique comprennent l'ovalité du stator ou le positionnement incorrect du rotor ou du stator à l'étape de mise en service. Ce type de défaillances peut provoquer un décentrement du rotor se traduisant par des oscillations de couple (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor dont l'origine peut être liée à un positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, à un défaut roulement (usure), à un défaut de charge, ou à un défaut de fabrication (usinage). La première forme est l'excentricité statique où la position radiale de l'entrefer est minimale et fixe. La deuxième forme est l'excentricité dynamique qui se produit quand le centre du rotor n'est pas sur l'axe de rotation. Un entrefer minimum tourne alors avec le rotor. Cela signifie que l'excentricité dynamique est une fonction de l'espace et du temps. Les causes typiques d'une excentricité dynamique sont les arbres pliés, les résonances mécaniques à vitesses critiques, et l'usure des roulements. L'excentricité dynamique augmente les vibrations et le niveau des bruits de manière très significative [28] [29] [30].

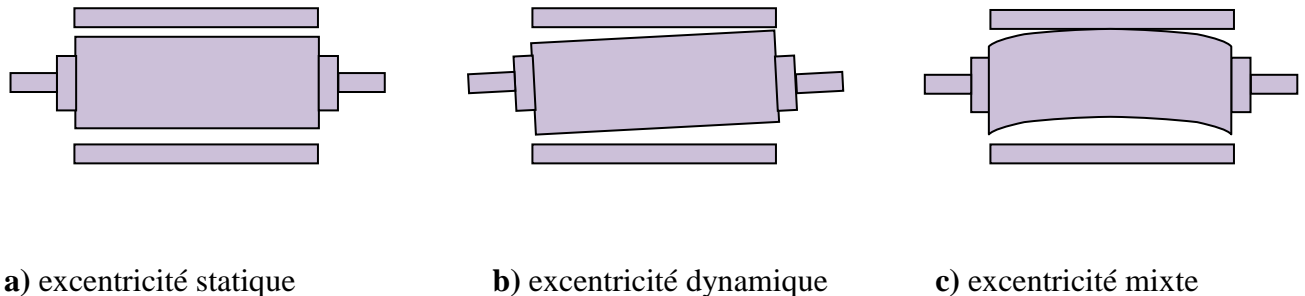


Figure (I.8). Représentation de l'excentricité statique, dynamique et mixte [31]

Ce défaut entraîne une modification du comportement magnétique ainsi que mécanique de la machine. En effet, l'augmentation de l'excentricité dans l'entrefer induit une augmentation des forces électromagnétiques qui agissent directement sur le noyau statorique ainsi que l'enroulement correspondant, ce qui engendre une dégradation de son isolation.

D'autre part, cette augmentation peut avoir comme conséquence des frottements entre le stator et le rotor en raison des forces d'attraction magnétique qui déséquilibrent le système. Ceci donne naissance à des niveaux de vibration considérables dans les enroulements.

I.4.3. Défaillances d'ordre mécanique

Les défaillances mécaniques sont, en général, les plus rencontrées parmi tous les défauts que compte la machine asynchrone. Les défauts qui sont les plus récurrents d'ordre mécanique peuvent être définis comme suit :

- Défauts des roulements à billes.
- Défauts de l'arbre moteur.
- Défauts créés par les flasques.

Ces différents problèmes sont traités d'une manière complète dans les ouvrages ([32] [33]).

I.4.3.1. Défauts des roulements

Le roulement est un organe de base qui assure une liaison mobile entre deux éléments d'un mécanisme en rotation l'un par rapport à l'autre. Sa fonction est de permettre la rotation relative de ces éléments, sous charge, avec précision et avec un frottement minimal. La majorité des machines électriques utilisent les roulements à billes ou à rouleaux.

Environ 40 % à 50 % des défauts rencontrés dans les machines asynchrones sont liés aux roulements. Le roulement est composé des éléments suivants [34]:

- deux bagues concentriques en acier, appelés bague intérieure et bague extérieure, comportant des chemins de roulement (surfaces sur lesquelles "roulent" les corps roulants);
- des corps roulants, billes ou rouleaux généralement en acier, permettant le mouvement des deux bagues avec un frottement minimal ;
- une cage séparant et guidant les corps roulants (en polyamide, tôle acier, laiton ou résine).

On distingue deux types de roulements : le roulement à billes, où le contact bille-chemin est théoriquement ponctuel et le roulement à rouleaux où le contact rouleau-chemin est théoriquement linéaire. Le roulement à billes est le plus utilisé dans le monde industriel parce qu'il a le meilleur rapport performance-prix.

La figure (I.9) montre la construction typique d'un roulement à billes. Les billes sont liées par une cage qui assure une distance uniforme entre elles et empêche tout contact.

Les défauts de roulement peuvent se produire lors d'une fatigue des matériaux sous des conditions normales de fonctionnement. Au début, des fissures vont apparaître sur les pistes et sur les billes. Ensuite, des écaillages et des arrachements de matière peuvent accélérer rapidement l'usure d'un roulement. Ces phénomènes seront accompagnés par des niveaux de bruit et de vibrations croissants [35].

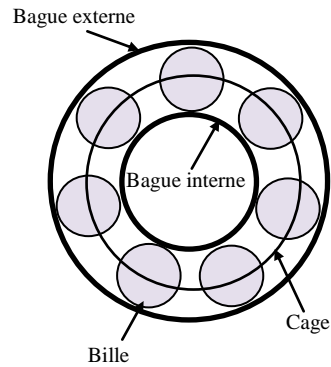


Figure (I.9). Structure d'un roulement à billes [34]

Les roulements peuvent être endommagés par des causes externes comme [19] :

- Contamination du roulement par des particules extérieures : poussière, grains de sable, ...
- Corrosion engendrée par la pénétration d'eau, d'acides, ...
- Lubrification inadéquate qui peut causer un échauffement et l'usure du roulement,
- Mauvais alignement du rotor,
- Courant qui traverse le roulement et qui cause des arcs électriques,
- Installation inexacte du roulement ; en forçant incorrectement le roulement sur l'arbre du rotor ou dans les flasques (dû au désalignement), des entailles seront formées sur les chemins de roulement.

Suivant l'emplacement géométrique du défaut dans le roulement, nous pouvons distinguer les types de défauts suivants :

- Défaut de bague extérieure,
- Défaut de bague intérieure,
- Défaut de billes,
- Défaut de cage.

I.4.3.2. Défauts de l'arbre moteur

L'utilisation d'un mauvais matériau lors de la phase de construction de l'arbre de la machine peut laisser apparaître des fissures. Ces fissures peuvent engendrer une fracture nette de l'arbre provoquant ainsi un arrêt irrémédiable de la machine asynchrone. Un environnement corrosif peut aussi diminuer la robustesse de l'arbre de la machine. Par exemple, l'humidité peut provoquer des micro-fissures et conduire à une destruction complète de la machine. Des contraintes mécaniques considérables exercées sur l'arbre du moteur peuvent aussi engendrer une excentricité statique, dynamique ou mixte supplémentaire.

I.4.3.3. Défauts créés par les flasques

Causés à l'étape de fabrication. En effet, un mauvais positionnement des flasques provoque un désalignement des roulements à billes, ce qui induit une excentricité au niveau de l'arbre de la machine. Il est possible de détecter ce type de défaillance par une analyse vibratoire ou une analyse harmonique des courants absorbés par la machine [36].

I.5. Méthodes de diagnostic de défauts

Les différents défauts présentés précédemment provoquent généralement des couples pulsatoires, des fluctuations de vitesse, l'augmentation du bruit et des vibrations, changement de la signature du courant, échauffement et variation des paramètres électriques. C'est pour cela que le diagnostic des machines asynchrones est souvent basé sur la surveillance de ces indicateurs. Sachant que plusieurs travaux ont visés cet axe depuis longtemps, il existe par conséquent, plusieurs approches et techniques qui ont été largement étudiées [37] [38]. Il est important de savoir que les différentes méthodes de diagnostic sont classées selon les approches auxquelles elles appartiennent. En effet, il existe deux approches : approche signal et approche modèle [39].

I.5.1. Diagnostic par analyse des signaux

Le principe des méthodes d'analyse des signaux repose sur l'existence de caractéristiques propres au fonctionnement sain ou défaillant du procédé. L'apparition d'un défaut étant à l'origine de nombreux phénomènes tels que le bruit, l'échauffement et les vibrations. Ces symptômes sont la manifestation apparente d'une modification des caractéristiques temporelles et fréquentielles des grandeurs électriques et mécaniques. La surveillance via cette approche nécessite une bonne connaissance des défauts et leurs signatures. D'après la littérature, les principales techniques du diagnostic utilisées sont les suivantes:

- **Diagnostic par l'analyse des vibrations mécaniques**

Le diagnostic des défauts en utilisant les vibrations mécaniques est la méthode la plus utilisée dans la pratique. Les forces radiales, créées par le champ d'entrefer, provoquent des vibrations dans la machine asynchrone. Ces forces sont proportionnelles au carré de l'induction magnétique [40], [41], [42], [43]. Les vibrations de la machine peuvent être captées par des accéléromètres placés sur les paliers selon les directions axiale, verticale et radiale. Les spectres des signaux de vibrations, issus du moteur avec défaut, sont comparés avec ceux de références enregistrées lorsque le moteur était en bon état. Cette méthode permet la détection aussi bien des défauts électriques que mécaniques puisque la force magnétomotrice contient les effets des asymétries du stator ou du rotor et la

perméance dépend de la variation de l'entrefer (à cause des ouvertures des encoches statoriques, rotoriques et l'excentricité) [39].

• Diagnostic par l'analyse du courant statorique

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 [44]. 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 i_{sa} , i_{sb} ou i_{sc} [45] [46] [47]. Cette méthode, connue sous le nom de MCSA, est largement employée depuis ces dernières années [48].

• Diagnostic par l'analyse 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 [39].

• Diagnostic par l'analyse 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. L'analyse spectrale de ce signal, donne des informations pertinentes sur l'état du moteur [49] [50]. Cependant, la nécessité d'un équipement assez coûteux pour l'acquisition de cette grandeur représente l'inconvénient major de cette méthode.

Généralement, Les outils de traitement du signal font appel à des méthodes statistiques (changement de moyenne, analyse spectrale, analyse temps-fréquence, ondelettes) ou bien à des méthodes de reconnaissance de formes qui permettent de classer les signatures de défauts. Il faut dans ce cas disposer de suffisamment d'expériences pour pouvoir constituer une base d'apprentissage. C'est dans ce cadre qu'entrent l'utilisation de différentes méthodes de l'intelligence artificielles tel que : les réseaux des neurones, la logique floue...

I.5.2. Diagnostic par la théorie du modèle

Cette approche repose sur l'utilisation d'un modèle du processus dont la sortie est comparée aux données accessibles de la machine pour former un résidu qui représente l'entrée d'un système dédié à la détection des anomalies. La sortie du modèle est comparée aux données accessibles pour former

un résidu exploité pour alimenter un mécanisme dédié à la détection des défauts. Selon ce mécanisme de diagnostic, on distingue [14]:

- la surveillance par les observateurs,
- la surveillance par redondance analytique (espace de parité),
- la surveillance par estimation paramétrique.

Les observateurs sont généralement utilisés dans la synthèse des lois de commande des machines électriques. Ils sont sensés fonctionner dans le contexte d'un système sans défaut : ils sont donc choisis et calculés en fonction de critères de stabilité et de performance. Un défaut se traduisant par la rupture des hypothèses d'équilibre du modèle, peut se révéler dans la rupture des grandeurs observées par rapport aux grandeurs mesurées. La comparaison de la sortie réelle avec la sortie observée peut donc fournir des informations exploitables pour la détection et la localisation des défauts. On utilise généralement les observateurs de Luenberger étendus, les observateurs de Kalman étendus, les observateurs à entrées inconnues, les observateurs à grand gain ou les observateurs adaptatifs.

Comme pour les observateurs, la redondance analytique et la projection dans l'espace de parité sont basées sur l'exploitation des résidus issus du modèle de bon fonctionnement. La philosophie de cette approche est d'exploiter la redondance analytique existant dans les équations d'état lorsque celles-ci sont écrites sur un horizon d'observation. Le vecteur de résidus est alors généré en projetant les mesures observées sur cet horizon dans un espace appelé espace de parité.

Pour les deux approches précédentes, la stratégie de diagnostic revient à créer un registre de signatures de défauts afin de les discriminer, c'est pourquoi elles sont plus dédiées aux pannes de capteurs et d'actionneurs qu'aux défauts structurels.

En ce qui concerne la détection et la localisation des défaillances par estimation paramétrique, elle consiste à identifier les paramètres physiques contenus dans le modèle de connaissance du système, ou structuraux lorsque les grandeurs physiques ne sont pas accessibles [51]. Ce modèle mathématique doit, contrairement au cas précédent, pouvoir caractériser les fonctionnements sain et en présence de défaut [4].

I.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné quelques rappels sur la machine asynchrone à cage d'écureuil et ses différents éléments constitutifs . Ensuite, nous avons présenté les différents types de défauts pouvant survenir dans une machine asynchrone. Pour chaque type de défauts, nous avons cité les causes principales, les mécanismes et les symptômes produits. Les défauts de la machine électrique peuvent être classifiés dans deux catégories : électrique ou mécanique, un des défauts les plus rencontrés étant le court-circuit entre spires qui est souvent dû à la dégradation de l'isolant suite à

un échauffement excessif ou un champ électrique fort. Enfin, la partie suivante sera consacrée à la modélisation de la machine asynchrone avec et sans défaut.



Chapitre II

*Modélisation de la machine asynchrone
en présence d'un défaut statorique*

Chapitre : II

Modélisation de la machine asynchrone en présence d'un défaut statorique

II.1. Introduction

La modélisation de la machine asynchrone est une phase indispensable. Il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage obligé pour concevoir des systèmes de commande performant et adaptés aux variateurs de vitesse.

Cette modélisation nous permet de simuler la machine ainsi que déduire les lois de commande, en manipulant les équations qui, décrivent le comportement de la machine. Ainsi l'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y a lieu pour palier aux différents effets contraignant qui peuvent accompagner généralement, les opérations de démarrage, de variation de vitesse etc... [52].

Pour obtenir le modèle d'un système trois tâches doivent être accomplies :

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

Dans ce chapitre, sera présenté deux types de modélisation de la machine asynchrone: le premier type est de PARK et le deuxième est une modélisation triphasé-triphasé qui tient compte des défauts de court-circuit entre spires statoriques, suivi d'une validation par simulation numérique du modèle de la machine ainsi choisie dont les paramètres sont donnés en annexe (A).

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

Un modèle dynamique de la MAS, faisant l'objet de commande, doit être connu pour comprendre et élaborer une commande. Dû au fait que chaque bonne commande doit faire face à n'importe quel changement possible dans le montage, on peut dire que le modèle dynamique de la MAS doit être une bonne approximation du modèle réel ; de plus, il doit contenir tous les effets dynamiques importants rencontrés durant les régimes permanent et transitoire, et il doit être valable pour n'importe quel changement au niveau de l'alimentation de l'onduleur tel que les tensions ou les courants.

II.3. Mise en équation de la machine asynchrone

II.3.1. Description

Le moteur asynchrone à induction se compose comme le montre la figure (II.1):

- ✓ D'un primaire généralement le stator, portant un bobinage, le plus souvent triphasé, logé dans des encoches et relié à la source d'alimentation.
- ✓ D'un secondaire, généralement le rotor, qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil.

Les principales hypothèses classiques et simplificatrices adoptées pour modéliser la machine à induction sont [53] [54] [55]:

- ✓ La parfaite symétrie de la machine,
- ✓ L'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique,
- ✓ L'effet de peau négligeable,
- ✓ La machine alimentée par un système de tensions triphasées sinusoïdales et équilibrées,
- ✓ L'entrefer d'épaisseur uniforme et effet d'encoche négligeable,
- ✓ L'induction dans l'entrefer à répartition sinusoïdale.

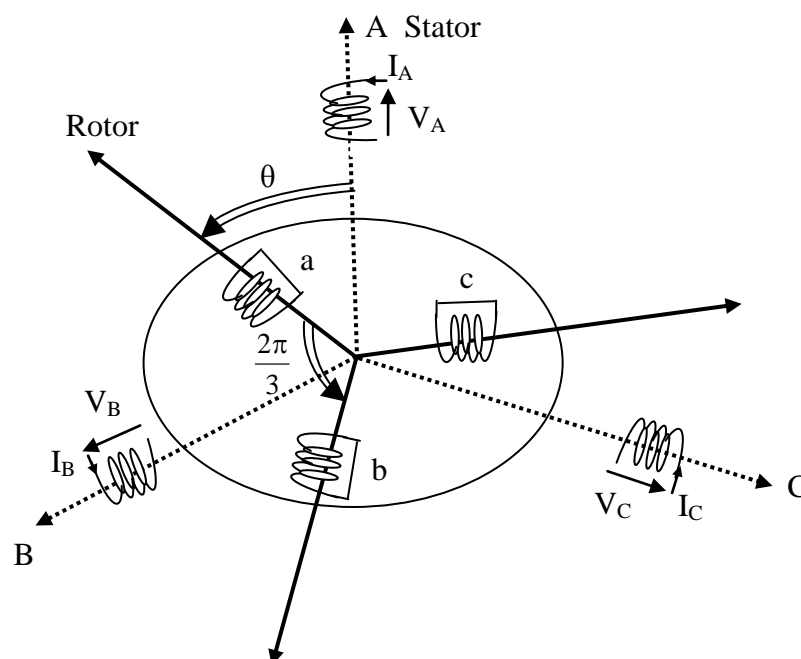


Figure (II.1). Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

II.3.2. Equations électriques

Par application de loi de Faraday à chaque enroulement de la machine représentée par la figure (II.1) on peut écrire :

$$[\mathbf{V}_s] = [\mathbf{R}_s] \cdot [\mathbf{I}_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (\text{II.1})$$

$$[\mathbf{V}_r] = [\mathbf{R}_r] \cdot [\mathbf{I}_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$$[\mathbf{V}_s] = \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix}, \quad [\mathbf{V}_r] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad : \text{Vecteur de tension statorique et rotorique respectivement.}$$

$$[\mathbf{I}_s] = \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix}, \quad [\mathbf{I}_r] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad : \text{Vecteur de courant statorique et rotorique respectivement.}$$

Les deux matrices des résistances statoriques et rotoriques sont :

$$[\mathbf{R}_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

$$[\mathbf{R}_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

II.3.3. Equations magnétiques

Les relations linéaires entre le flux et le courant sont exprimées sous forme matricielle comme suite :

$$[\Phi_s] = [\mathbf{L}_{ss}] \cdot [\mathbf{I}_s] + [\mathbf{M}_{sr}] \cdot [\mathbf{I}_r] \quad (\text{II.5})$$

$$[\Phi_r] = [\mathbf{L}_{rr}] \cdot [\mathbf{I}_r] + [\mathbf{M}_{rs}] \cdot [\mathbf{I}_s] \quad (\text{II.6})$$

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_A \\ \Phi_B \\ \Phi_C \end{bmatrix}, \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad : \text{Vecteur de flux statorique et rotorique respectivement.}$$

Les quatre matrices d'inductances s'écrivent :

$$[\mathbf{L}_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

$$[\mathbf{L}_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$$[\mathbf{M}_{sr}] = [\mathbf{M}_{rs}]^T = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_A \\ \Phi_B \\ \Phi_C \\ \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_2 & M_3 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_3 & M_2 & l_r & M_r & M_r \\ M_2 & M_1 & M_3 & M_r & l_r & M_r \\ M_3 & M_2 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \\ I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

On obtient finalement la modèle asynchrone triphasé :

$$[\mathbf{V}_s] = [\mathbf{R}_s] \cdot [\mathbf{I}_s] + [\mathbf{L}_{ss}] \frac{d}{dt} \{[\mathbf{I}_s]\} + [\mathbf{M}_{sr}] \frac{d}{dt} \{[\mathbf{I}_r]\} \quad (\text{II.11})$$

$$[\mathbf{V}_r] = [\mathbf{R}_r] \cdot [\mathbf{I}_r] + [\mathbf{L}_{rr}] \frac{d}{dt} \{[\mathbf{I}_r]\} + [\mathbf{M}_{rs}] \frac{d}{dt} \{[\mathbf{I}_s]\} \quad (\text{II.12})$$

II.4. Transformation de Park (modèle biphasé d'une machine asynchrone triphasée)

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique, cette conversion est appelée souvent transformation des axes, cette transformation représente la projection des trois phases des enroulement (a, b, c) de la machine sur un repère à deux enroulement biphasé orthogonal (d, q,o), les enroulements équivalents

du point de vue électrique et magnétique [56]. Cette transformation ainsi, pour l'objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation [53]. Où d est l'axe directe, q l'axe en quadrature et o l'axe homopolaire (axe supplémentaire) comme le montre la figure (II.2).

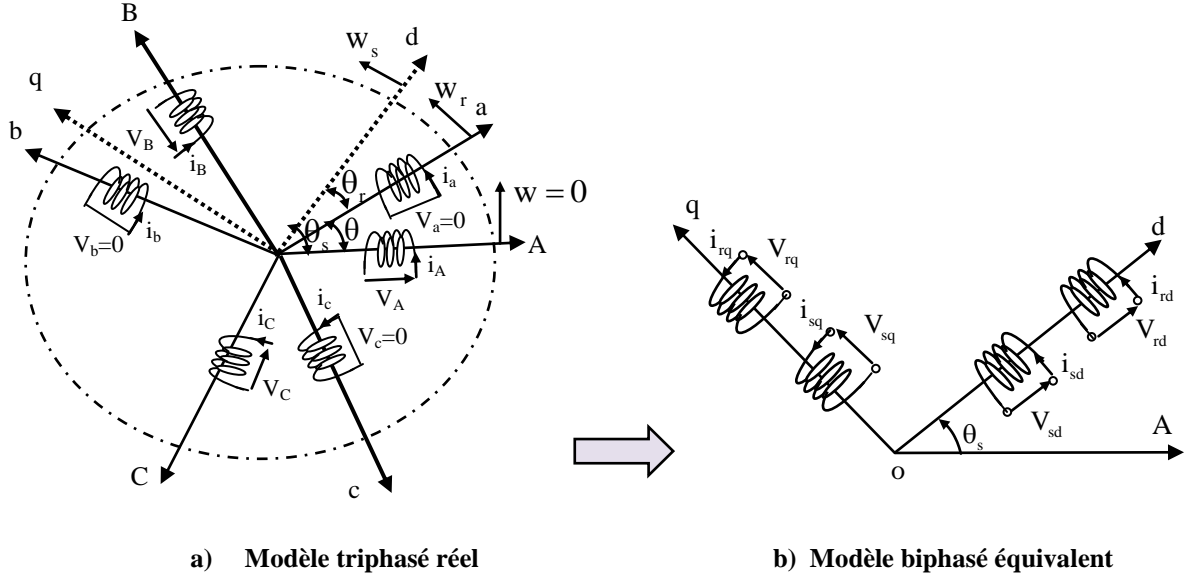


Figure (II.2). Représentation de la machine asynchrone triphasée et son modèle biphasé [57]

Les amplitudes directe (d) et en quadrature (q) des grandeurs statoriques et rotoriques sont fictives; les équivalences pour ces grandeurs avec les grandeurs par phase sont comme suit [52]:

$$[V]_{dqo} = [p(\theta)] \cdot [V]_{abc} \quad (\text{II.13})$$

$$[I]_{dqo} = [p(\theta)] \cdot [I]_{abc} \quad (\text{II.14})$$

Où : $[p(\theta)]$ est la matrice de PARK:

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Le facteur $(\sqrt{\frac{2}{3}})$: est là pour conserver la puissance électrique instantanée [58].

L'angle θ est au choix de l'utilisateur et peut dépendre du temps.

Cette matrice est orthogonale, c'est-à-dire $[p(\theta_s)]^T = [p(\theta_s)]^{-1}$. La transformation de Park peut être appliquée aux tensions, aux courants et aux flux.

II.4.1. Application de la transformation de Park sur la machine asynchrone triphasée

La figure (II.2) représente la schématisation d'une machine asynchrone triphasée et sa machine biphasée équivalente issue de la transformation de Park [52] [59].

Avec:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - w_s \cdot \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + w_s \cdot \Phi_{sd} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (w_s - w) \cdot \Phi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (w_s - w) \cdot \Phi_{rd} \end{cases} \quad (II.16)$$

θ_s : L'angle entre l'axe (A) et (d).

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

Flux statorique :

$$\text{On a : } \Phi_{sd} = L_s I_{sd} + M_{sr} I_{rd} \quad (II.17)$$

$$\text{Soit : } I_{sd} = \frac{\Phi_{sd}}{L_s} - \frac{M_{sr}}{L_s} I_{rd} \quad (II.18)$$

$$\text{Et : } \Phi_{sq} = L_s I_{sq} + M_{sr} I_{rq} \quad (II.19)$$

$$\text{Soit : } I_{sq} = \frac{\Phi_{sq}}{L_s} - \frac{M_{sr}}{L_s} I_{rq} \quad (II.20)$$

Flux rotorique:

$$\text{On a : } \Phi_{rd} = L_r I_{rd} + M_{sr} I_{sd} \quad (II.21)$$

$$\text{Soit : } I_{rd} = \frac{\Phi_{rd}}{L_r} - \frac{M_{sr}}{L_r} I_{sd} \quad (II.22)$$

$$\text{Et : } \Phi_{rq} = L_r I_{rq} + M_{sr} I_{sq} \quad (II.23)$$

$$\text{Soit : } I_{rq} = \frac{\Phi_{rq}}{L_r} - \frac{M_{sr}}{L_r} I_{sq} \quad (II.24)$$

L'équation (II.22) dans (II.17)

$$\Rightarrow \Phi_{sd} = \left(L_s - \frac{M_{sr}^2}{L_r}\right) I_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rd}$$

$$\Rightarrow \Phi_{sd} = L_s \left(1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}\right) I_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rd}$$

$$\Phi_{sd} = L_s \sigma I_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rd} \quad (\text{II.25})$$

$$\Phi_{sq} = L_s \sigma I_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rq} \quad (\text{II.26})$$

De (II.17), (II.22), (II.24), (II.25), (II.26):

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + L_s \sigma \frac{d}{dt} I_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - w_s \left(L_s \sigma I_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rq} \right) \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + L_s \sigma \frac{d}{dt} I_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + w_s \left(L_s \sigma I_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rd} \right) \\ 0 = -\frac{L_s R_r}{M_{sr}} I_{sd} + \left[\frac{R_r}{M_{sr}} + \frac{d}{dt} \right] \Phi_{rd} - (w_s - w) \Phi_{rq} \\ 0 = -\frac{L_s R_r}{M_{sr}} I_{sq} + \left[\frac{R_r}{M_{sr}} + \frac{d}{dt} \right] \Phi_{rq} + (w_s - w) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

II.4.2. Equations en tension dans le repère lié au stator

Il se traduit par la condition [60] :

$w_a = \frac{d}{dt} \theta_a = 0 \iff w_s = 0$. La figure (II.3) montre le schéma de ce type de représentation.

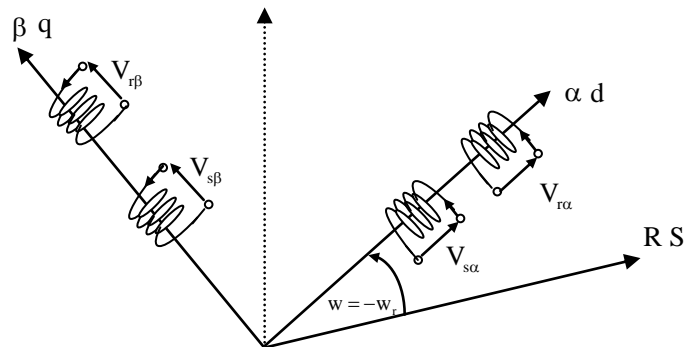


Figure (II.3). Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée dans le repère (α, β)

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot I_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot I_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = R_r \cdot I_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + w \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = R_r \cdot I_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - w \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Ainsi que les flux :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = L_s \cdot I_{s\alpha} + M \cdot I_{r\alpha} \\ \Phi_{s\beta} = L_s \cdot I_{s\beta} + M \cdot I_{r\beta} \\ \Phi_{r\alpha} = L_r \cdot I_{r\alpha} + M \cdot I_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} = L_r \cdot I_{r\beta} + M \cdot I_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Dans ces équations des flux, L_s et L_r sont respectivement les inductances cycliques statorique et rotorique. Alors que : M est directement proportionnelle au mutuel stator-rotor [52].

$L_s = l_{ss} - M_{ss}$: Inductance cyclique statorique,

$L_r = l_{rr} - M_{rr}$: Inductance cyclique rotorique,

$$M = \frac{3}{2} M_{sr},$$

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

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \left(\frac{d}{dt} \right) & 0 & M \left(\frac{d}{dt} \right) & 0 \\ 0 & R_s + L_s \left(\frac{d}{dt} \right) & 0 & M \left(\frac{d}{dt} \right) \\ M \left(\frac{d}{dt} \right) & -M w_r & R_r + L_r \left(\frac{d}{dt} \right) & -L_r w_r \\ M w_r & M \left(\frac{d}{dt} \right) & L_r w_r & R_r + L_r \left(\frac{d}{dt} \right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} - L_r w_r \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif [61].

L'expression du couple électromagnétique sera:

$$P_{em} = C_{em} \cdot \Omega = w_s (\Phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (II.31)$$

$$C_{em} = p(\Phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (II.32)$$

avec: $w_s = p \cdot \Omega$

L'équation fondamentale de la mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega = p(\Phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) - C_r \quad (II.33)$$

On constate que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant.

II.4.3. Modèle d'état de la machine asynchrone dans le repère lié au stator

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme d'équation d'état. Le modèle sera de la forme [52]:

$$\dot{x} = A \cdot x + B \cdot u \quad (II.34)$$

$[x] = [I_{s\alpha} \quad I_{s\beta} \quad \Phi_{r\alpha} \quad \Phi_{r\beta}]^T$: Vecteur d'état.

$[u] = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta}]^T$: Vecteur de commande.

$[A]$: matrice d'évolution d'état du système.

$[B]$: matrice de système de commande.

Après tout calcul fait on trouve:

$$A = \begin{bmatrix} -\lambda & 0 & \frac{\Gamma}{T_r} & \Gamma \cdot w \\ 0 & -\lambda & -\Gamma \cdot w & \frac{\Gamma}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -w \\ 0 & \frac{M}{T_r} & w & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} ; \quad B = \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & \delta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.35)$$

Avec:

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda = \frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma} \\ \Gamma = \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \\ \delta = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \\ \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \end{array} \right.$$

L'équation mécanique de mouvement et l'équation du couple électromagnétique sont définies comme suit [52]:

$$\left\{ \begin{array}{l} J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega = C_{em} - C_r \\ C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{r\alpha} \cdot I_{s\beta} - \Phi_{r\beta} \cdot I_{s\alpha}) \end{array} \right. \quad (II.36)$$

II.4.4. Simulation de la machine asynchrone (modèle biphasé (α, β))

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet la simulation de la machine dont les paramètres sont donnés en annexe [A]. L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma fonctionnel à partir duquel les tensions simples d'alimentation nous permettent de déterminer les grandeurs électrique, électromagnétique et mécanique en fonction du temps en régime dynamique pour un fonctionnement en moteur.

L'essai est mené de la manière suivante :

- ✓ pour $0 < t < 1.5s$: $C_r=0$ Nm.
- ✓ Pour $t > 1.5s$: $C_r=3.5$ Nm.

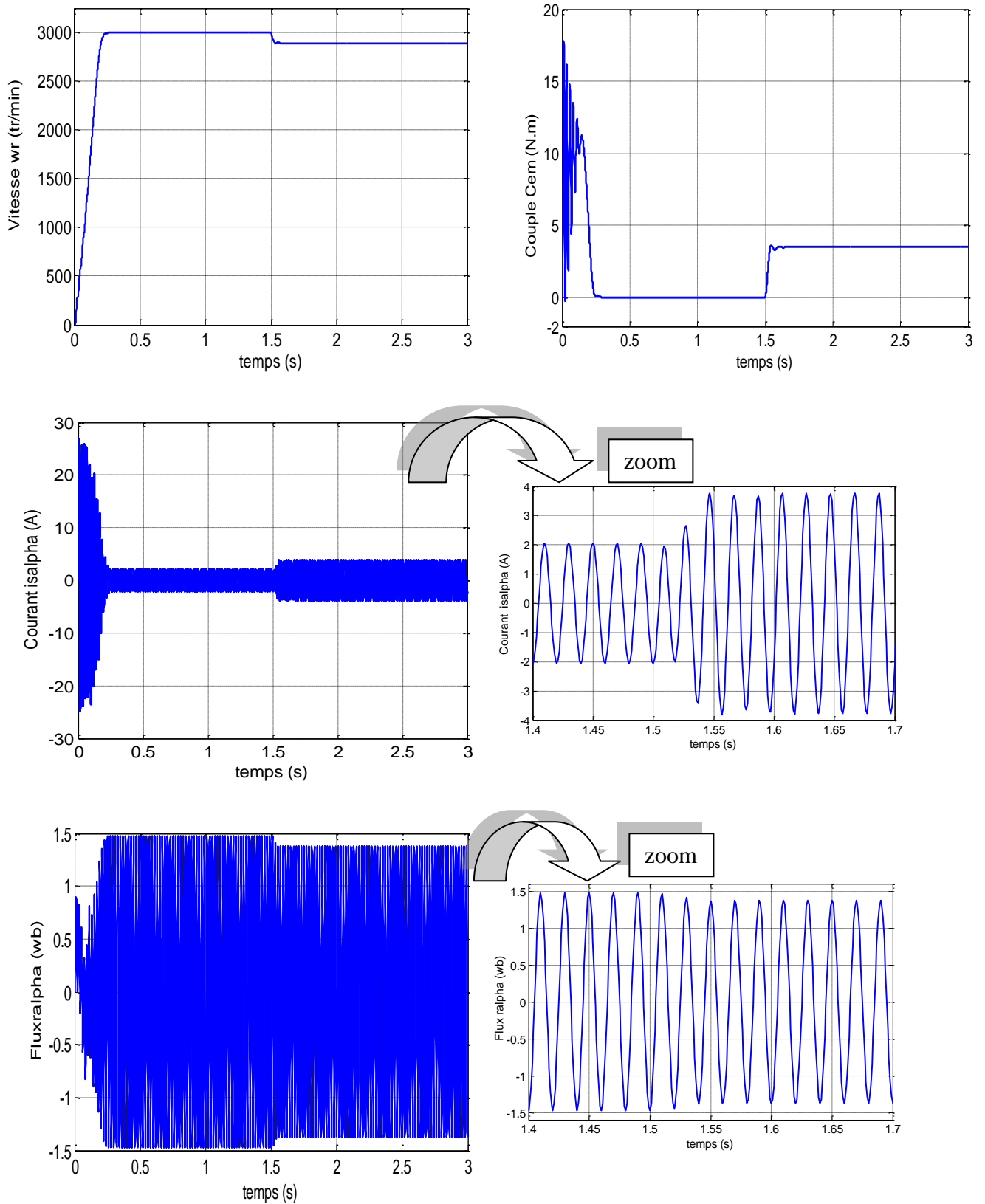


Figure (II.4). Réponse d'une machine asynchrone couplée directement au réseau

II.4.5. Interprétation des résultats

➤ Pour $0 < t < 1.5s$:

Lors du démarrage à vide: L'allure de la caractéristique de vitesse, permet de constater que la vitesse atteint une vitesse très proche de celle du synchronisme (3000 tr/min), avec un accroissement presque linéaire.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présente aux premiers instants de démarrage des battements importants, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique. En régime stationnaire, le couple électromagnétique s'annule.

On constate d'emblée l'importance du courant pouvant être à l'origine de la destruction de la machine par sur-échauffement en cas de répétitions excessives mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

➤ Pour $t > 1.5s$:

En charge : nous avons appliqué à l'arbre de la machine un couple résistant ($C_r = 3.5N.m$), nous constatons que:

Le couple électromagnétique se stabilise à la valeur du couple résistant ($3.5N.m$) appliqué. On constate une décroissance de la vitesse rotorique qui se traduit par un glissement, ce qui est un résultat évident (la vitesse diminue pour les surcharges).

On remarque que le courant statorique évolue selon la charge appliqué à l'arbre de la machine.

Le flux rotorique diminue durant l'application de la charge ce que prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.

II.5. Modélisation de la machine asynchrone en présence d'un défaut statorique

La modélisation classique d'une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor et à rotor bobiné (si la machine est à cage, on peut considérer le bobinage triphasé équivalent), repose sur les mêmes hypothèses citées pour la modélisation de Park.

Sous ces hypothèses, la machine asynchrone peut être modélisée par les équations suivantes [62] :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + [P\Phi_s] \quad (\text{II.37})$$

$$[0] = [R_r][I_r] + [P\Phi_r] \quad (\text{II.38})$$

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

$$[\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + [M_r][I_r] \quad (\text{II.40})$$

Où

- P désigne l'opérateur différentiel d/dt.
- $[M_{sr}]$ (respectivement $[M_{rs}]$) désigne la matrice d'inductances mutuelles entre le stator et le rotor (respectivement entre le rotor et le stator).
- Ces matrices vérifient $[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$.
- $[M_s]$ (respectivement $[M_r]$) est la matrice d'inductance propre du stator (respectivement rotor). On a $[M_s] = [L_{sc}] + [M_{ss}]$ et $[M_r] = [L_{rc}] + [M_{rr}]$.
- $[L_{sc}]$ (respectivement $[L_{rc}]$) est la matrice d'inductance cyclique du stator (respectivement rotor).
- $[M_{ss}]$ (respectivement $[M_{rr}]$) désigne la matrice des inductances mutuelles entre les trois enroulements du stator (respectivement rotor).

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

Soit θ l'angle entre la phase (A) du stator et la phase (a) du rotor (figure (II.2. a)).

Tel que:

$$\theta = \int \Omega_r dt \quad (\text{II.41})$$

Avec

$$\Omega_r = (1-s).\Omega \quad (\text{II.42})$$

Où

$s = \frac{(\Omega - \Omega_r)}{\Omega}$ est le coefficient de glissement.

Ω est la vitesse du champ tournant.

Ω_r est la vitesse mécanique du rotor.

Si on suppose que le rotor est équilibré, on a

$$[\mathbf{R}_r] = \mathbf{R}_r [\mathbf{I}_{3 \times 3}], [\mathbf{L}_{rc}] = \mathbf{L}_{rc} [\mathbf{I}_{3 \times 3}]$$

$$[\mathbf{M}_{rr}] = \begin{bmatrix} \mathbf{M}_r & -\mathbf{M}_r/2 & -\mathbf{M}_r/2 \\ -\mathbf{M}_r/2 & \mathbf{M}_r & -\mathbf{M}_r/2 \\ -\mathbf{M}_r/2 & -\mathbf{M}_r/2 & \mathbf{M}_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.43})$$

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

Soit les coefficients :

$$\begin{cases} f_{sa}^* = 1 - f_{sa} \\ f_{sb}^* = 1 - f_{sb} \\ f_{sc}^* = 1 - f_{sc} \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

Avec

$$\begin{cases} f_{sa} = \frac{N_{cc.a}}{N_{tot}} \\ f_{sb} = \frac{N_{cc.b}}{N_{tot}} \\ f_{sc} = \frac{N_{cc.c}}{N_{tot}} \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

Les matrices $[\mathbf{R}_s]$, $[\mathbf{L}_{sc}]$, $[\mathbf{M}_{ss}]$, $[\mathbf{M}_{sr}]$ et $[\mathbf{M}_{rs}]$ dépendent des trois coefficients : f_{sa}^* , f_{sb}^* et f_{sc}^* . On montre, à partir des expressions des paramètres en fonction du nombre de spires des phases considérées, que l'on a [63] [64]:

$$[\mathbf{R}_s] = \mathbf{R}_s \begin{bmatrix} f_{sa}^* & 0 & 0 \\ 0 & f_{sb}^* & 0 \\ 0 & 0 & f_{sc}^* \end{bmatrix} \quad (\text{II.46})$$

$$[\mathbf{L}_{sc}] = \begin{bmatrix} f_{sa}^{*2} \mathbf{L}_{sc} & \mathbf{L}_0 & \mathbf{L}_0 \\ \mathbf{L}_0 & f_{sb}^{*2} \mathbf{L}_{sc} & \mathbf{L}_0 \\ \mathbf{L}_0 & \mathbf{L}_0 & f_{sc}^{*2} \mathbf{L}_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.47})$$

$$[\mathbf{M}_{ss}] = \mathbf{M}_s \begin{bmatrix} f_{sa}^{*2} & -f_{sa}^* f_{sb}^* / 2 & -f_{sa}^* f_{sc}^* / 2 \\ -f_{sa}^* f_{sb}^* / 2 & f_{sb}^{*2} & -f_{sb}^* f_{sc}^* / 2 \\ -f_{sa}^* f_{sc}^* / 2 & -f_{sb}^* f_{sc}^* / 2 & f_{sc}^{*2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.48})$$

$$[\mathbf{M}_{sr}] = \mathbf{M}_{sr} \begin{bmatrix} f_{sa}^* \cos(\theta) & f_{sa}^* \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) & f_{sa}^* \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ f_{sb}^* \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & f_{sb}^* \cos(\theta) & f_{sb}^* \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ f_{sc}^* \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) & f_{sc}^* \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & f_{sc}^* \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.49})$$

avec $[\mathbf{M}_{sr}] = [\mathbf{M}_{rs}]^T$

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

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

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

II.5.1. Définition d'une matrice de transformation

Les paramètres du modèle triphasé ne sont pas tous calculables en ligne car les équations du modèle ((II.37) ~ (II.40)) sont exprimées dans deux systèmes de coordonnées différents. Les variables $[\mathbf{I}_r]$ et $[\Phi_r]$ sont exprimés dans un référentiel lié au rotor tandis que les variables $[\mathbf{I}_s]$, $[\mathbf{U}_s]$ et $[\Phi_s]$ sont exprimés dans un référentiel lié au stator. Le champ magnétique créé par le courant circulant au rotor a la même pulsation que celui créé par le courant de stator. Ainsi, le champ magnétique au rotor peut être vu comme un champ magnétique créé par un courant statorique fictif. La relation entre ce courant fictif du stator et le courant rotorique est donnée par une transformation mathématique. En utilisant cette transformation l'ensemble des variables du rotor (flux et courants) peuvent être changées en nouvelles variables ayant la même pulsation que les variables du stator.

Ainsi, tous les paramètres du modèle seront indépendants de la position angulaire θ . La transformation est donnée par la matrice [62]:

$$[T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) + \frac{1}{2} & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} \\ \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} & \cos(\theta) + \frac{1}{2} & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} \\ \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} & \cos(\theta) + \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.50})$$

On montre facilement que cette matrice est orthogonale :

$$[T]^{-1} = [T]^T \quad (\text{II.51})$$

II.5.2. Transformation des équations du modèle triphasé

Considérons l'équation (II.39) en introduisant la matrice [T] comme suit:

$$[\Phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] = [M_s][I_s] + [M_{sr}][T]^{-1}[T][I_r] \quad (\text{II.52})$$

Ceci amène à

$$[\Phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}^s][I_r^s] \quad (\text{II.53})$$

Où

$$\begin{cases} [M_{sr}^s] = [M_{sr}][T]^{-1} \\ [I_r^s] = [T][I_r] \end{cases} \quad (\text{II.54})$$

Avec

$$[M_{sr}^s] = \begin{bmatrix} f_{sa}^* M & -f_{sa}^* M / 2 & -f_{sa}^* M / 2 \\ -f_{sb}^* M / 2 & f_{sb}^* M & -f_{sb}^* M / 2 \\ -f_{sc}^* M / 2 & -f_{sc}^* M / 2 & f_{sc}^* M \end{bmatrix} \quad (\text{II.55})$$

En multipliant à gauche par [T] l'équation (II.40), on obtient :

$$[T][\Phi_r] = [T][M_{rs}][I_s] + [T][M_r][T]^{-1}[T][I_r] \quad (\text{II.56})$$

qui peut être réécrit $[\Phi_r^s] = [M_{rs}^s][I_s] + [M_r^s][I_r^s]$ (II.57)

Où

$$\begin{cases} [M_{rs}^s] = [T][M_{rs}] \\ [M_r^s] = [T][M_r][T]^{-1} \\ [\Phi_r^s] = [T][\Phi_r] \\ [I_r^s] = [T][I_r] \end{cases} \quad (\text{II.58})$$

On peut facilement montrer que les deux propriétés suivantes sont satisfaites[62]:

$$[\mathbf{M}_{rs}^s] = [\mathbf{M}_{sr}^s]^T \quad (\text{II.59})$$

$$[\mathbf{M}_r^s] = [\mathbf{M}_r] \quad (\text{II.60})$$

Considérons maintenant l'équation (II.38):

$$[0] = [\mathbf{R}_r][\mathbf{I}_r] + \mathbf{P}[\Phi_r] \quad (\text{II.61})$$

De manière équivalente, on a:

$$[0] = [\mathbf{R}_r][\mathbf{T}]^{-1}[\mathbf{T}][\mathbf{I}_r] + \mathbf{P}([\mathbf{T}]^{-1}[\mathbf{T}][\Phi_r]) \quad (\text{II.62})$$

En multipliant à gauche par $[\mathbf{T}]$ on obtient:

$$[0] = [\mathbf{T}][\mathbf{R}_r][\mathbf{T}]^{-1}[\mathbf{T}][\mathbf{I}_r] + [\mathbf{T}]\mathbf{P}([\mathbf{T}]^{-1}[\mathbf{T}][\Phi_r]) \quad (\text{II.63})$$

qui est équivalent à:

$$[0] = [\mathbf{R}_r][\mathbf{I}_r^s] + [\mathbf{T}]\mathbf{P}([\mathbf{T}]^{-1})[\Phi_r^s] + \mathbf{P}[\Phi_r^s] \quad (\text{II.64})$$

$$\text{Puisque} \quad [\mathbf{R}_r] = [\mathbf{T}][\mathbf{R}_r][\mathbf{T}]^{-1} \quad (\text{II.65})$$

L'équation (II.64) peut alors être réécrite sous la forme :

$$[0] = [\mathbf{R}_r][\mathbf{I}_r^s] + (1-s)\Omega[\mathbf{K}_{rs}^{sp}][\Phi_r^s] + \mathbf{P}[\Phi_r^s] \quad (\text{II.66})$$

$$\text{Où} \quad [\mathbf{K}_{rs}^{sp}] = \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3}/3 & -\sqrt{3}/3 \\ -\sqrt{3}/3 & 0 & \sqrt{3}/3 \\ \sqrt{3}/3 & -\sqrt{3}/3 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.67})$$

II.5.3. Expression sous forme d'équations d'état du nouveau modèle de machine asynchrone déséquilibrée au stator

Les équations (II.36), (II.49), (II.53) et (II.62) représentent un nouveau modèle triphasé dans lequel tous les paramètres peuvent être calculés en-ligne. Dans cette section, ce nouveau modèle est exprimé sous forme d'équations suivantes [62]:

$$\begin{cases} [\mathbf{U}_s] = [\mathbf{R}_s][\mathbf{I}_s] + [\mathbf{P}\Phi_s] \\ [\Phi_s] = [\mathbf{M}_s][\mathbf{I}_s] + [\mathbf{M}_{sr}^s][\mathbf{I}_r^s] \\ [\Phi_r^s] = [\mathbf{M}_{rs}^s][\mathbf{I}_s] + [\mathbf{M}_r^s][\mathbf{I}_r^s] \\ [0] = [\mathbf{R}_r][\mathbf{I}_r^s] + (1-s)\Omega[\mathbf{K}_{rs}^{sp}][\Phi_r^s] + \mathbf{P}[\Phi_r^s] \end{cases} \quad (\text{II.68})$$

Puisque $[\mathbf{M}_r^s]$ est une matrice de rang plein, elle est inversible. A partir de (II.53) nous obtenons

$$[\mathbf{I}_r^s] = [\mathbf{M}_r^s]^{-1} \left([\Phi_r^s] - [\mathbf{M}_{rs}^s][\mathbf{I}_s] \right) \quad (\text{II.69})$$

$$[0] = [\mathbf{R}_r][\mathbf{M}_r^s]^{-1} \left([\Phi_r^s] - [\mathbf{M}_{rs}^s][\mathbf{I}_s] \right) + (1-s)\Omega[\mathbf{K}_{rs}^{sp}][\Phi_r^s] + \mathbf{P}[\Phi_r^s] \quad (\text{II.70})$$

$$[0] = \left([\mathbf{R}_r][\mathbf{M}_r^s]^{-1} + (1-s)\Omega[\mathbf{K}_{rs}^{sp}] \right) [\Phi_r^s] - [\mathbf{R}_r][\mathbf{M}_r^s]^{-1} [\mathbf{M}_{rs}^s][\mathbf{I}_s] + \mathbf{P}[\Phi_r^s] \quad (\text{II.71})$$

En substituant l'expression de $[\mathbf{I}_r^s]$ de l'équation (II.69) dans l'équation (II.53), on obtient

$$[\Phi_s] = [\mathbf{M}_s][\mathbf{I}_s] + [\mathbf{M}_{sr}^s][\mathbf{M}_r^s]^{-1} \left([\Phi_r^s] - [\mathbf{M}_{rs}^s][\mathbf{I}_s] \right) \quad (\text{II.72})$$

$$[\Phi_s] = \left([\mathbf{M}_s] - [\mathbf{M}_{sr}^s][\mathbf{M}_r^s]^{-1} [\mathbf{M}_{rs}^s] \right) [\mathbf{I}_s] + [\mathbf{M}_{sr}^s][\mathbf{M}_r^s]^{-1} [\Phi_r^s] \quad (\text{II.73})$$

En utilisant (II.73) et (II.37), il vient

$$[\mathbf{U}_s] = [\mathbf{R}_s][\mathbf{I}_s] + \mathbf{P} \left([\mathbf{M}_s] - [\mathbf{M}_{sr}^s][\mathbf{M}_r^s]^{-1} [\mathbf{M}_{rs}^s] \right) [\mathbf{I}_s] + \mathbf{P}[\mathbf{M}_{sr}^s][\mathbf{M}_r^s]^{-1} [\Phi_r^s] \quad (\text{II.74})$$

Ce qui donne

$$[\mathbf{U}_s] = [\mathbf{R}_s][\mathbf{I}_s] + \left([\mathbf{M}_s] - [\mathbf{M}_{sr}^s][\mathbf{M}_r^s]^{-1} [\mathbf{M}_{rs}^s] \right) \mathbf{P}[\mathbf{I}_s] + [\mathbf{M}_{sr}^s][\mathbf{M}_r^s]^{-1} \mathbf{P}[\Phi_r^s] \quad (\text{II.75})$$

A partir de (II.70)

$$\mathbf{P}[\Phi_r^s] = [\mathbf{R}_r][\mathbf{M}_r^s]^{-1} [\mathbf{M}_{rs}^s][\mathbf{I}_s] - \left([\mathbf{R}_r][\mathbf{M}_r^s]^{-1} + (1-s)\Omega[\mathbf{K}_{rs}^{sp}] \right) [\Phi_r^s] \quad (\text{II.76})$$

Ce qui donne en utilisant (II.76) et (II.75)

$$\begin{aligned} [\mathbf{U}_s] = & [\mathbf{R}_s][\mathbf{I}_s] + \left([\mathbf{M}_s] - [\mathbf{M}_{sr}^s][\mathbf{M}_r^s]^{-1} [\mathbf{M}_{rs}^s] \right) \mathbf{P}[\mathbf{I}_s] + [\mathbf{M}_{sr}^s][\mathbf{M}_r^s]^{-1} \left([\mathbf{R}_r][\mathbf{M}_r^s]^{-1} [\mathbf{M}_{rs}^s][\mathbf{I}_s] \right) \\ & - [\mathbf{M}_{sr}^s][\mathbf{M}_r^s]^{-1} \left([\mathbf{R}_r][\mathbf{M}_r^s]^{-1} + (1-s)\Omega[\mathbf{K}_{rs}^{sp}] \right) [\Phi_r^s] \end{aligned} \quad (\text{II.77})$$

qui conduit à

$$\Gamma P[I_s] = [U_s] - \left([R_s] + [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} [R_r] [M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s] \right) [I_s] + [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} \left([R_r] [M_r^s]^{-1} + (1-s)\Omega [K_{rs}^{sp}] \right) [\Phi_r^s] \quad (\text{II.78})$$

Avec

$$\Gamma = \left([M_s] - [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s] \right) \quad (\text{II.79})$$

Finalement, nous obtenons

$$P[I_s] = \Gamma^{-1} \left([U_s] - \left([R_s] + [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} [R_r] [M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s] \right) [I_s] \right) + \Gamma^{-1} [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} \left([R_r] [M_r^s]^{-1} + (1-s)\Omega [K_{rs}^{sp}] \right) [\Phi_r^s] \quad (\text{II.80})$$

Les équations (II.76) et (II.80) représentent le modèle d'état de la machine asynchrone en présence de défaillances au stator.

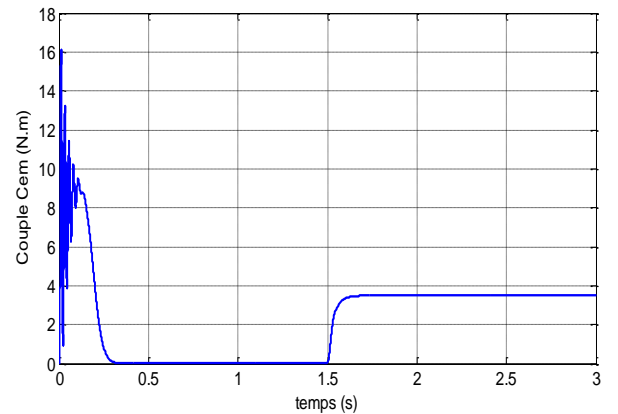
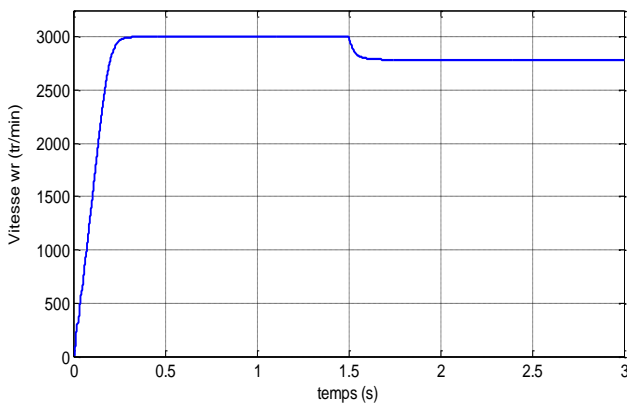
II.6. Equation du couple électromagnétique

Le couple est donné par l'expression suivante [65]:

$$C_e = P \frac{M_{sr}}{L_r} \left[(I_{sb} \Phi_{rc} - I_{sc} \Phi_{rb}) - (I_{sa} \Phi_{rc} - I_{sc} \Phi_{ra}) + (I_{sa} \Phi_{rb} - I_{sb} \Phi_{ra}) \right] \quad (\text{II.81})$$

II.7. Simulation de la machine dans l'état sain (sans défaut)

➤ à l'instant << t=1.5 s >> nous appliquons un couple résistant << Cr=3.5 Nm >>



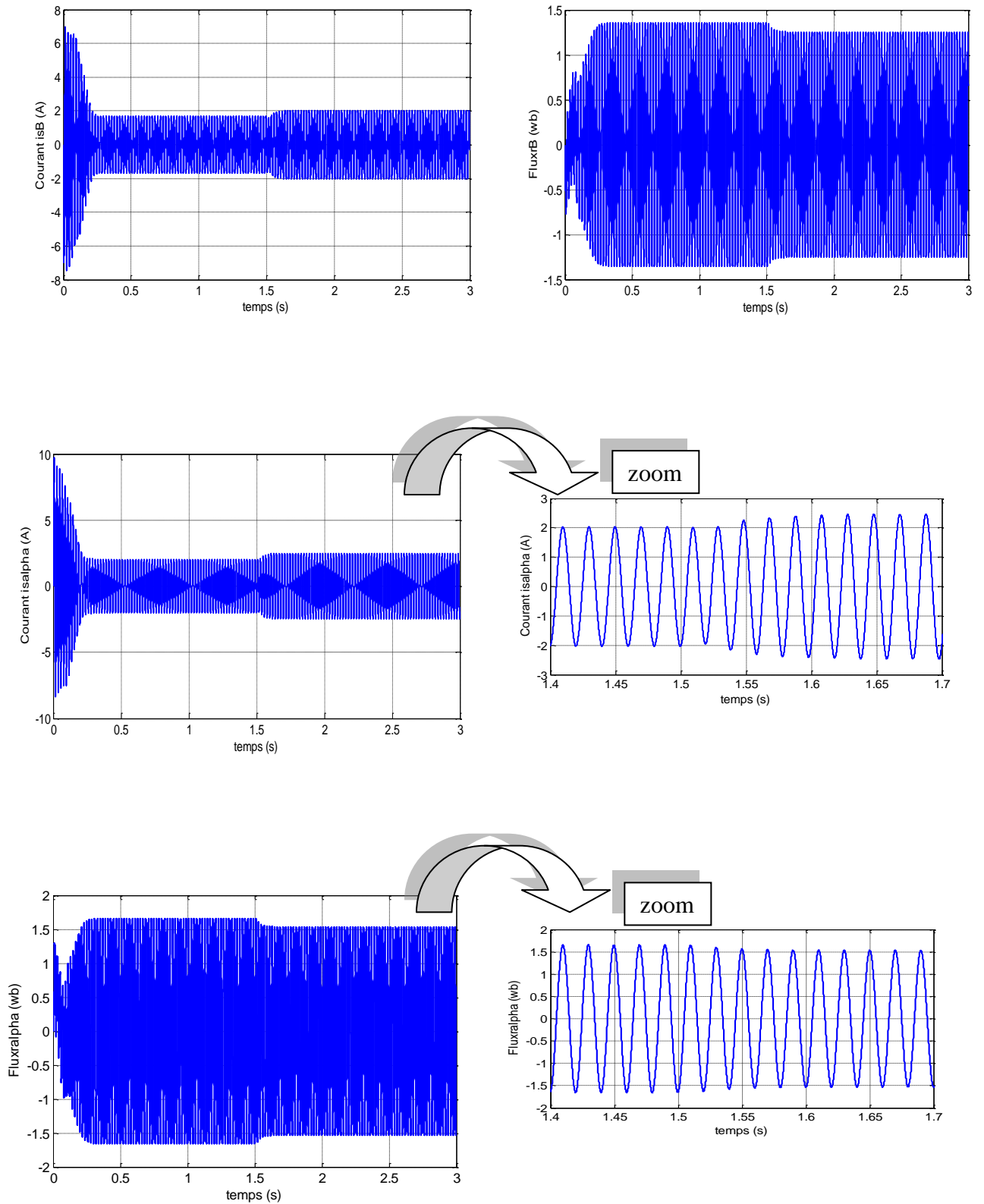


Figure (II.5). Résultats de simulation d'un démarrage direct de la MAS (modèle triphasé sans défaut) couplée au réseau

II.7.1. Interprétation des résultats

- Pour $0 < t < 1.5s$:

Lors du démarrage à vide: La courbe de vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ (0.25s) la vitesse de rotation s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme (3000 tr/min).

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

Un fort appel de courant où il présente des dépassements excessifs mais il disparaît rapidement au bout de quelques alternances pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante, Au premier instant le flux rotorique présente des dépassements excessifs de faible amplitude mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et obtient une forme sinusoïdale d'amplitude constante (1.5wb).

- Pour $t > 1.5s$:

En charge: nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ($C_r=3.5N.m$) à l'instant ($t=1.5s$). Nous constatons que :

L'application de la charge, provoque une diminution de la vitesse de rotation.

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

Le courant statorique (i_{sB}) évolue selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

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

II.8. Simulation de la MAS (modèle triphasé) en présence de défaut

- à l'instant $t=1.5s$ on a appliqué un couple résistant (3.5 Nm), suivi par un défaut de court-circuit à $t=2.2s$.

a) Court-circuit entre spires (de 6.25 %) dans la deuxième phase (B):

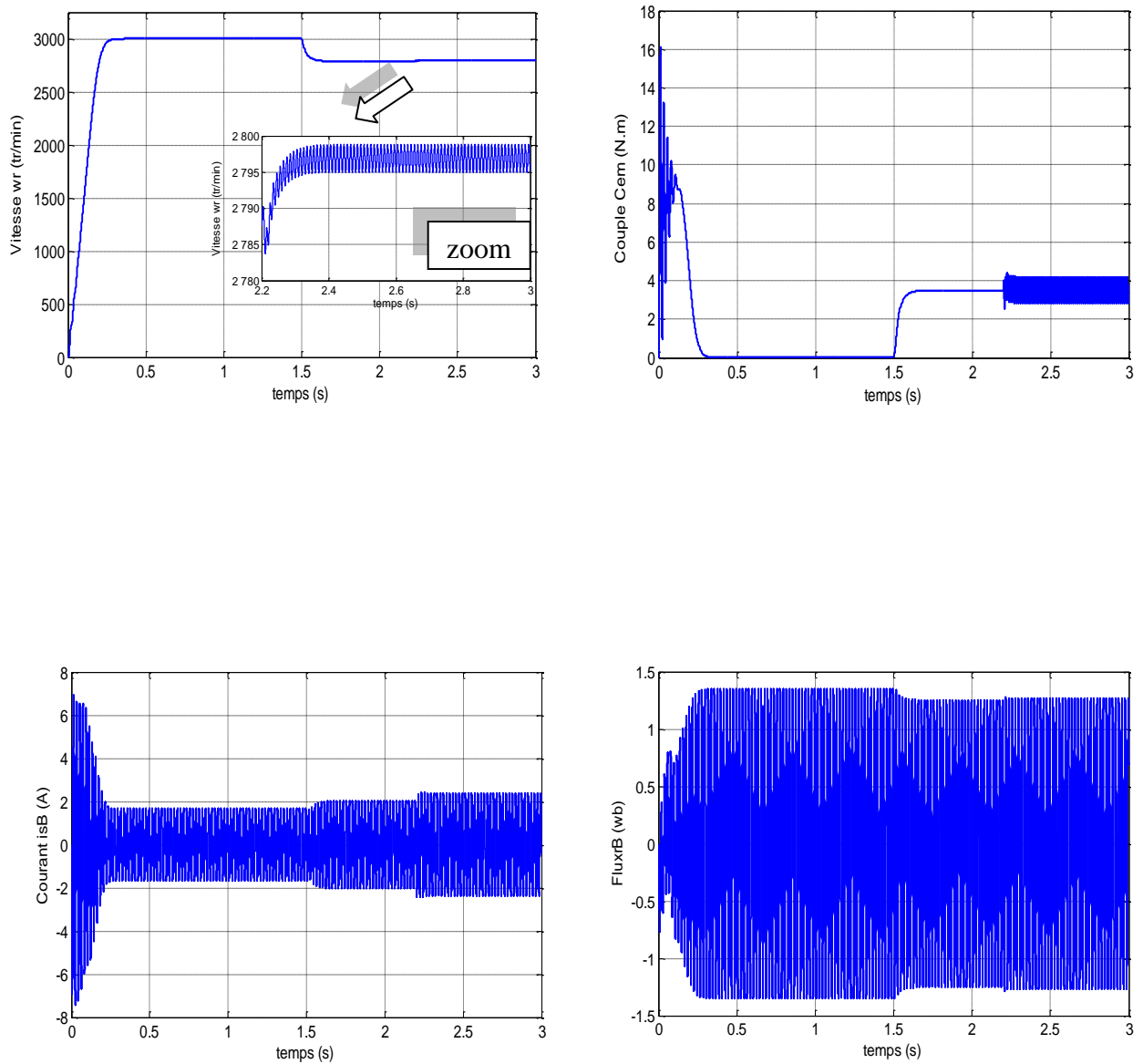


Figure (II.6). Résultats de simulation de (6.25%) spires dans le court-circuit de la phase (B)

b) Court-circuit entre spires (de 12.5 %) dans la deuxième phase (B):

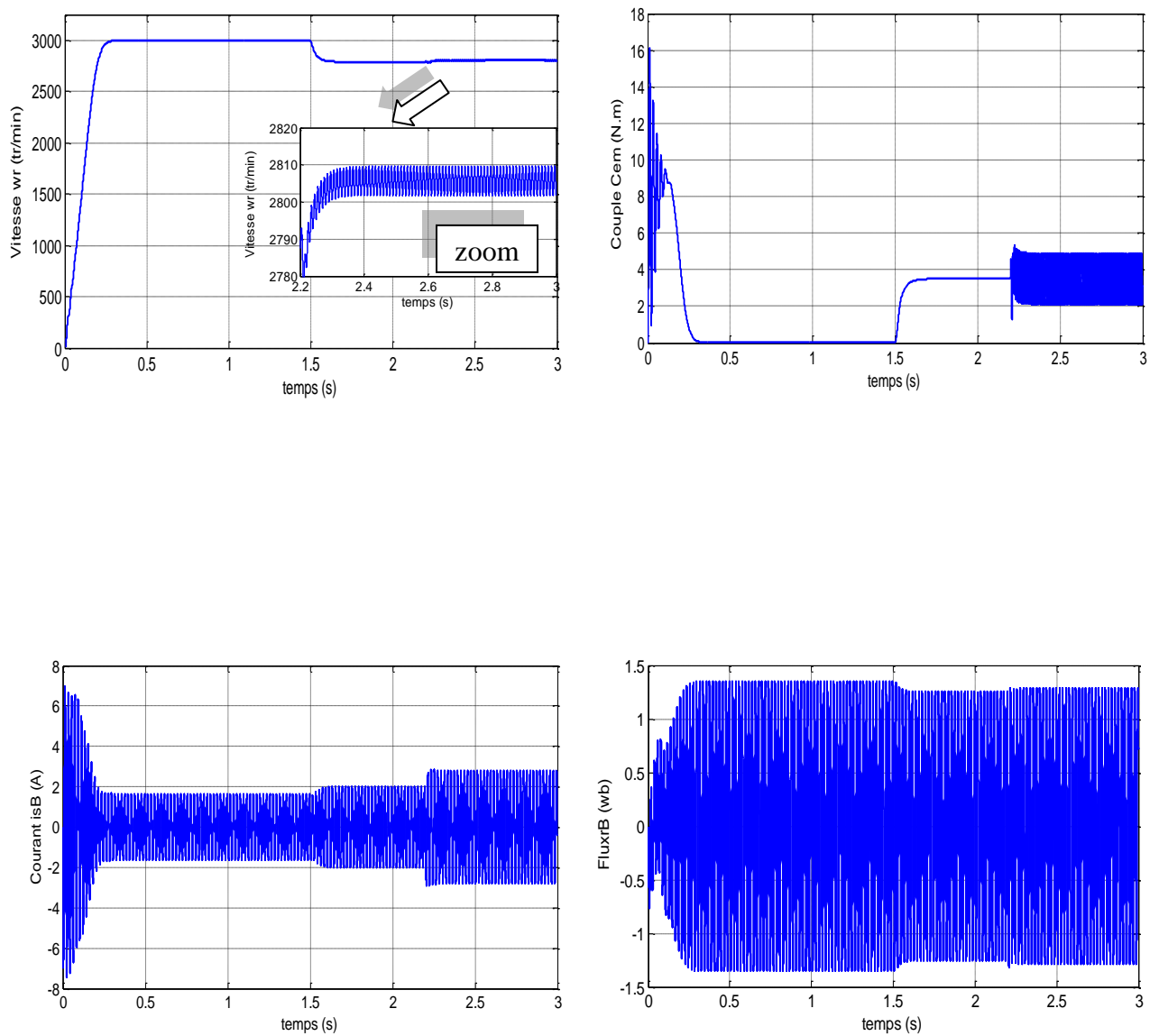


Figure (II.7). Résultats de simulation de (12.5 %) spires dans le court-circuit de la phase (B)

c) Court-circuit entre spires (de 25 %) dans la deuxième phase (B):

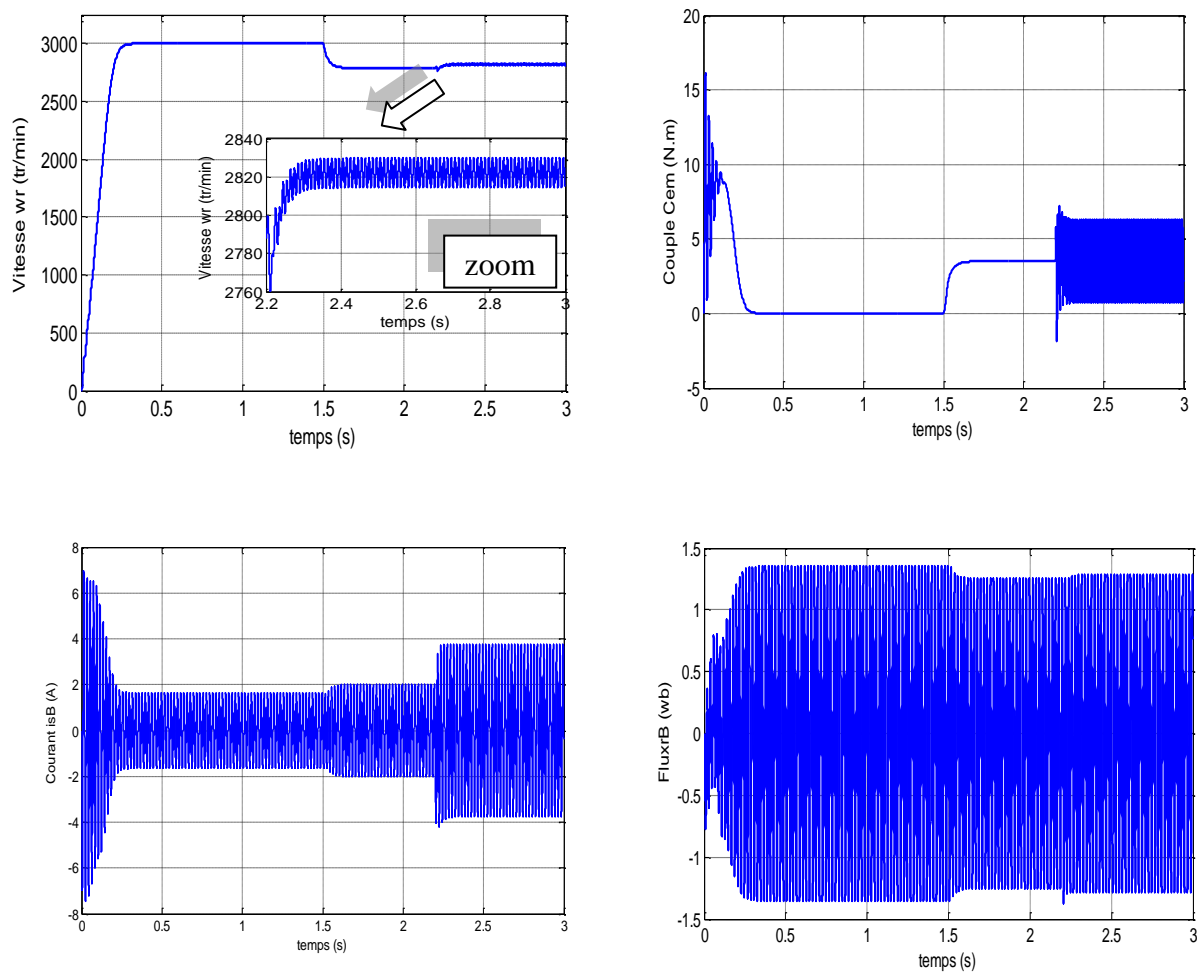


Figure (II.8). Résultats de la simulation de (25%) spires dans le court-circuit de la phase (B)

II.8.1. Interprétation des résultats

Pendant les régimes anormaux, les grandeurs électriques sont caractérisées par rapport au régime normal par une variation brusque au moment d'apparition du défaut, dans notre cas le défaut est créé à l'instant 2.2 s. On remarque que ce signal est bruité dès l'apparition du défaut. On constate aussi une légère augmentation de la vitesse dès qu'on applique un défaut. Le couple électromagnétique de la machine asynchrone en situation de défauts de court-circuit statoriques a une valeur augmenté par rapport au régime normal. On constate également que l'amplitude du courant dans la phase infectée est plus grande que celles des autres phases.

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

II.9. Résultats de simulation du diagnostic de la machine asynchrone

Les figures (II.9), (II.10), (II.11) et (II.12) illustrent les résultats obtenus suite à la simulation des spectres du courant et le couple électromagnétique pour le cas sain et de défaut (court-circuit de 25 % dans la phase B).

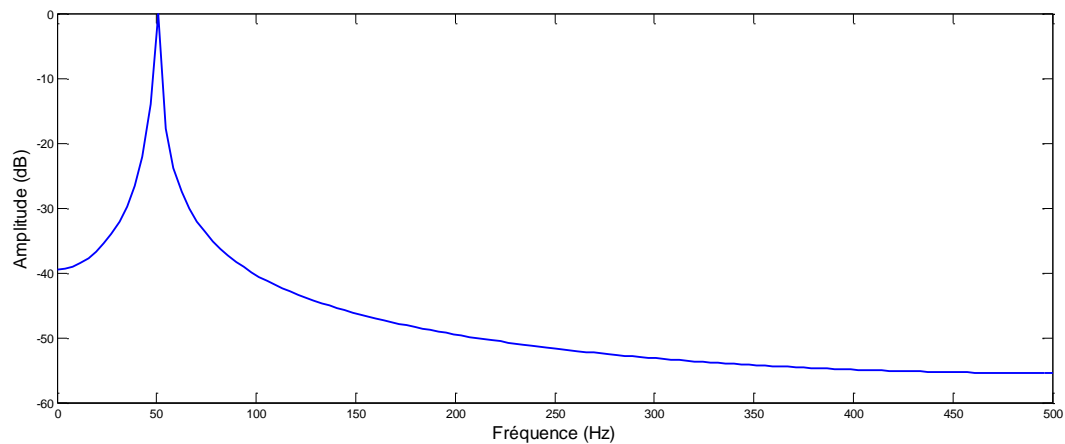


Figure (II.9). Spectre du courant de la phase B dans le régime sain

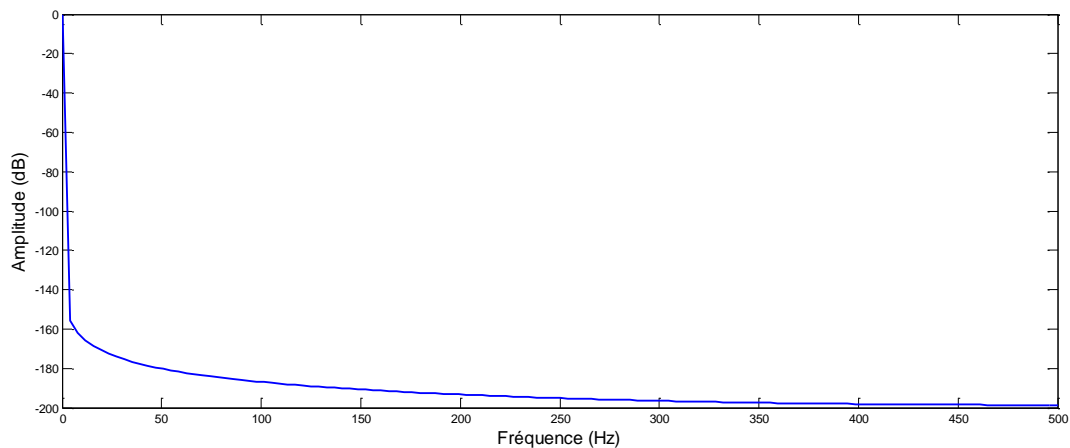


Figure (II.10). Spectre du couple électromagnétique dans le régime sain

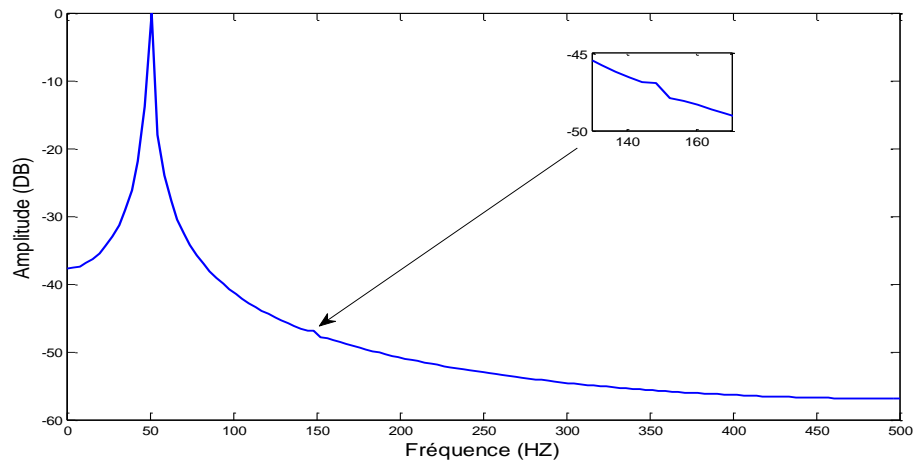


Figure (II.11). Spectre du courant de la phase B : Défaut de court-circuit de la phase B de 25%

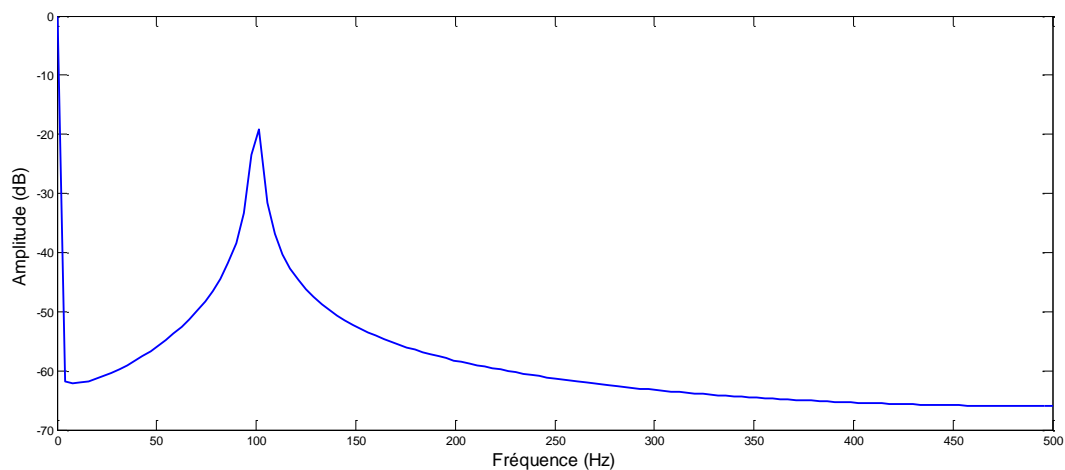


Figure (II.12). Spectre du couple électromagnétique : Défaut de court-circuit de la phase B de 25%

II.9.1. Interprétation des résultats

Les grandeurs harmoniques qui caractérisent le courant statorique et le couple électromagnétique lors des essais de simulation sont données par les figures précédentes. En examinant ces résultats on remarque l'apparition de l'harmonique d'ordre 3 sur le spectre du courant statorique lors du régime de défaut (figure (II.11)), un test qui a été validé expérimentalement dans [66]. On remarque aussi l'apparition de l'harmonique d'ordre 2 dans le spectre du couple électromagnétique (figure (II.12)).

II.10. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi un modèle de la machine asynchrone en passant du système réel triphasé au système biphasé équivalent en appliquant la transformation de Park, pour obtenir un modèle simple qui traduit fidèlement le fonctionnement de la machine asynchrone et permis une réduction notable de la complexité de la résolution des équations différentielle du système.

Ensuite, le modèle mathématique sous sa forme classique de la machine asynchrone a été obtenu. Chose qui permet de représenter le comportement de la machines asynchrone que le stator soit équilibré. Par contre, nous avons présenté une autre méthode de modélisation de la machine asynchrone, cette méthode prend en considération les défauts statoriques de la machine. L'objectif de cette partie est la recherche d'un modèle triphasé qui sera capable de prédire les défauts de la machine asynchrone lorsqu'on a un défaut au stator.

Enfin, le prochain chapitre sera consacré à l'étude des différents types de commande par retour d'état linéarisant, mode glissant d'ordre un et d'ordre deux sur la machine asynchrone en présence et en absence de défaut de court-circuit entre spires statoriques.



Chapitre III

*Stratégies de commande de la
machine asynchrone*

Chapitre : III

Stratégies de commande de la machine asynchrone

III.1. Introduction

Le problème de la commande des machines électriques a été traité par de nombreux auteurs ces dernières années. Différentes méthodes de résolution de ce problème ont été proposées. La commande vectorielle à flux orienté (FOC) pour la machine asynchrone est basée sur le principe de découplage entre le flux et le couple de la machine. Cependant cette technique reste sensible aux variations paramétrique [1]. La commande directe du couple (DTC), est une alternative intéressante de la commande vectorielle. Elle est basée sur la détermination directe des séquences de commutation de l'onduleur de tension ; pour contrôler simultanément le flux et le couple. L'inconvénient de la commande (DTC) réside dans le problème du fonctionnement à basses vitesse et la fréquence de commutation qui n'est pas constante (régulateur à hystérésis) [1]. Pour cela les travaux de recherche ont été orientés vers les commandes de grande performance et qui assurent un découplage global entre les sorties à commander, la commande non linéaire permet à priori une linéarisation parfaite quelque soit les profils de trajectoires imposées au système. De manière non exhaustive, on citera la commande par retour d'état linéarisant et la commande par modes glissants pour les systèmes non-linéaires. La commande par retour d'état linéarisant qui est découplante est basée sur des changements de variables et des développements mathématiques rigoureux. La commande par modes glissants est naturellement une commande non linéaire à structure variable. Les premiers résultats obtenus avec ce type de commandes sont dus aux chercheurs Russes [67]. Des améliorations ont été obtenues dans les années 70 suite aux travaux d'Utkin [68]. La commande par mode glissant est basée sur la commutation autour d'une surface de glissement dont le but est de contraindre le système à atteindre cette surface et ensuite d'y rester. Les motivations principales pour l'utilisation de cette commande sont ses propriétés de robustesse par rapport aux incertitudes paramétriques et les perturbations externes. Cependant, l'introduction de l'action discontinue agissant sur la première dérivée par rapport au temps de la surface de glissement génère un régime glissant non idéal. Ce phénomène est connu sous le nom de "broutement" ou "chattering" en anglais et constitue un des inconvénients majeurs de cette technique. Les algorithmes de commande à régime glissant d'ordre supérieur ont été développés pour éliminer ce phénomène de "chatterning", et en même temps, sauvegarder les propriétés principales du mode glissant d'ordre un (convergence en temps fini, robustesse) [69].

III.2. Modélisation de l'alimentation de la machine

La machine utilisée comme variateur de vitesse, est alimentée par une source à fréquence variable. Un onduleur de tension semble très indiqué.

Dans notre cas, l'onduleur est contrôlé par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). Il est alimenté par une tension continue (figure (III.1)).

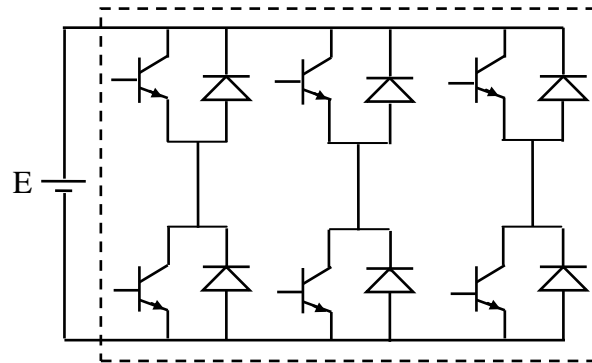


Figure (III.1). Onduleur de tension

III.2.1. Modélisation de l'onduleur à MLI

L'onduleur de tension est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension alternative de fréquence et valeur efficace fixe ou réglable à partir d'une source de tension continue et il est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances. Pour sa commande, on a utilisé la commande par Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI). La structure à trois bras est présentée sur la figure (III.2).

Pour assurer la continuité des courants alternatifs i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} les interrupteurs (T_1 et T_4), (T_2 et T_5) et (T_3 et T_6) doivent être contrôlés de manière complémentaire.

Les tensions de sortie de l'onduleur V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont, par commodité, référencées par rapport à un point milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée o . Pour qu'elles soient identiques à $(1/3)$ période près, il faut commander chaque interrupteur d'un demi-pont avec un retard de $(1/3)$ période sur le précédent.

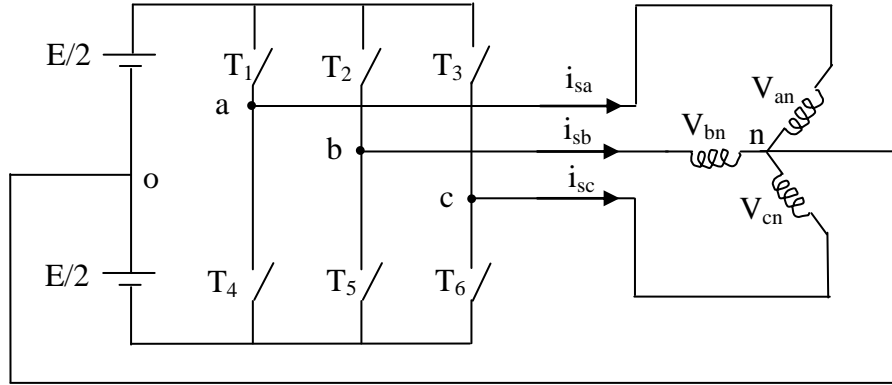


Figure (III.2). Schéma d'une association onduleur - moteur asynchrone

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante d'amplitude E , on déduit aisément les expressions des tensions composées.

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

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

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

La matrice de connexion $[T]$ de l'onduleur s'écrit:

$$[T] = \begin{bmatrix} T_1 & T_4 \\ T_2 & T_5 \\ T_3 & T_6 \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

Les tensions imposées de chaque bras de l'onduleur sont définies par :

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_1 & T_4 \\ T_2 & T_5 \\ T_3 & T_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{E}{2} \\ -\frac{E}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

On a aussi :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{ao} = \mathbf{V}_{an} - \mathbf{V}_{no} \\ \mathbf{V}_{bo} = \mathbf{V}_{bn} - \mathbf{V}_{no} \\ \mathbf{V}_{co} = \mathbf{V}_{cn} - \mathbf{V}_{no} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Donc on peut déduire :

$$\mathbf{V}_{no} = (1/3) \cdot [\mathbf{V}_{ao} + \mathbf{V}_{bo} + \mathbf{V}_{co}] \quad (\text{III.6})$$

Pour un système de tensions triphasées équilibrées on peut déduire le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{an} = \frac{2}{3} \cdot \mathbf{V}_{ao} - \frac{1}{3} \cdot (\mathbf{V}_{bo} + \mathbf{V}_{co}) \\ \mathbf{V}_{bn} = \frac{2}{3} \cdot \mathbf{V}_{bo} - \frac{1}{3} \cdot (\mathbf{V}_{ao} + \mathbf{V}_{co}) \\ \mathbf{V}_{cn} = \frac{2}{3} \cdot \mathbf{V}_{co} - \frac{1}{3} \cdot (\mathbf{V}_{ao} + \mathbf{V}_{bo}) \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Ce système d'équation peut prendre la forme matricielle suivante

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{an} \\ \mathbf{V}_{bn} \\ \mathbf{V}_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{ao} \\ \mathbf{V}_{bo} \\ \mathbf{V}_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

Le schéma synoptique correspondant à la génération des impulsions par MLI est donné par la figure (III.3) qui consiste à comparer un signal triangulaire (porteuse) avec un signal sinusoïdale (modulatrice) pour donner des impulsions de largeurs variables (figure (III.4)). Ainsi on présente sur la figure (III.5) les résultats de simulation pour un taux de modulation $m=9$ et $m=24$.

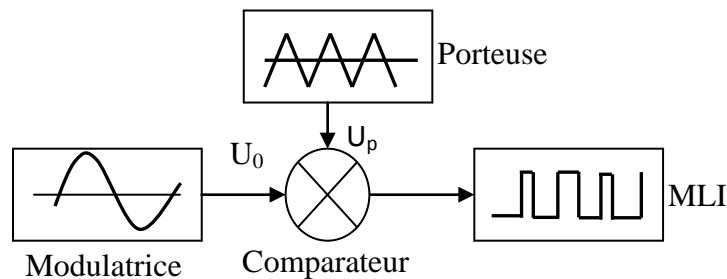


Figure (III.3). Schéma synoptique de la commande MLI

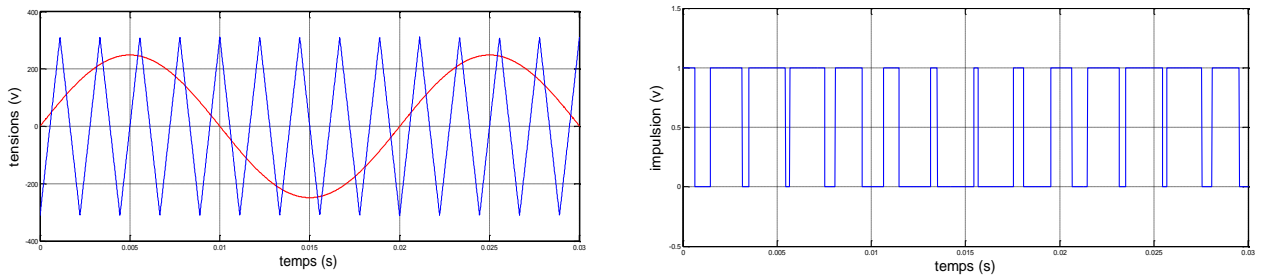


Figure (III.4). Technique MLI triangulo-sinusoidale

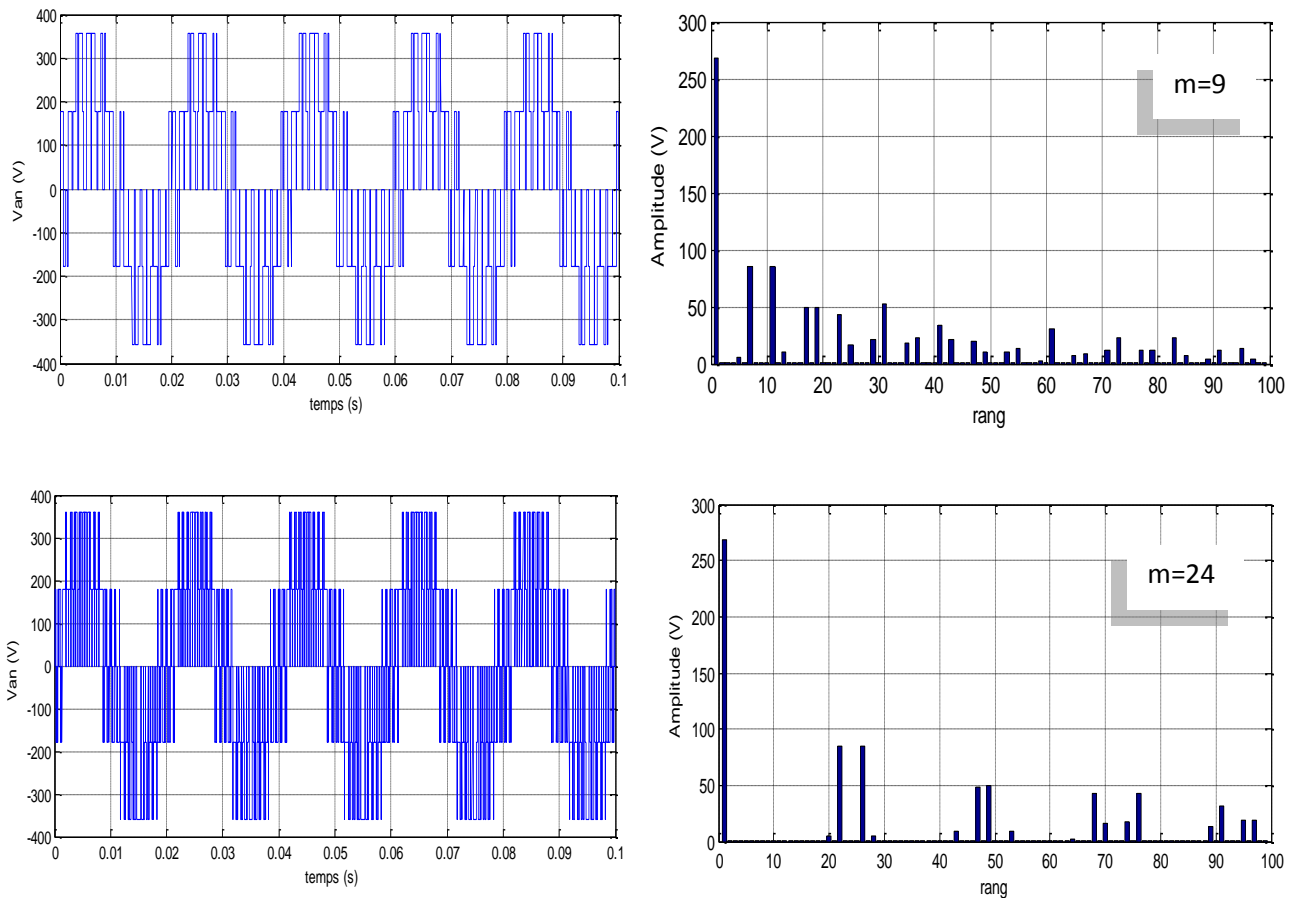


Figure (III.5). Résultats de la simulation de l'onduleur ($m=9$ et $m=24$)

On a présenté les résultats de simulation de l'onduleur pour deux valeurs de l'indice de modulation ($m=9$ et $m=24$) tel que :

V_{an} , V_{bn} , V_{cn} : Tensions simples (phase-neutre). On remarque que l'augmentation de l'indice de modulation permet de repousser les harmoniques vers les fréquences les plus élevées.

Première partie: Commande par retour d'état linéarisant

III.3. Commande par linéarisation entrée-sortie

III.3.1. Commande par linéarisation entrée-sortie des systèmes mono-variables

Soit le système non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x(t)) + g(x(t))u(t) \\ y = h(x(t)) \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

- x est un vecteur de \mathbb{R}^n (le vecteur d'état du système),
- u est un scalaire représentant l'entrée (c-à-d la commande),
- y est un scalaire représentant la sortie,
- $f(x(t))$, $g(x(t))$ et $h(x(t))$ sont des fonctions non linéaires.

III.3.1.1. Degré relatif

Nous introduisons maintenant la notion de degré relatif d'un système. C'est une notion très importante car elle est à la base d'une condition nécessaire et suffisante permettant d'affirmer ou d'infirmier le fait que le système soit linéarisable de manière exacte.

Définition

Le degré relatif (noté r) d'un système SISO peut être défini de manière intuitive comme étant le nombre minimum de fois qu'il faut dériver par rapport au temps l'expression de la sortie (y) pour voir apparaître explicitement l'entrée (u) [70] [71]:

$$\begin{cases} y(x) = h(x) \\ y^{(1)}(x) = h_1(x) \\ y^{(2)}(x) = h_2(x) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ y^{(r-1)}(x) = h_{r-1}(x) \\ y^{(r)}(x) = a(x) + b(x)u \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Remarque

Le degré relatif n'est pas défini aux points x de l'espace d'état tel que $a(x) = 0$.

III.3.1.2. Dérivée de Lie

Soit $h : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ une fonction scalaire et $f : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ un champ de vecteur.

On utilise la notation $L_f h(x) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ pour désigner la fonction scalaire $L_f h(x) = \frac{\partial h}{\partial x} f(x)$ qui est aussi appelée la dérivée de Lie de h dans la direction du champ de vecteur f [72] [73].

De la même manière, on peut noter, pour $k = 0, 1, 2, 3, \dots$:

$$\begin{cases} L_f^k h(x) = \frac{\partial^k h}{\partial x^k} f(x) = \frac{\partial}{\partial x} (L_f^{k-1} h(x)) f(x) \\ L_f^0 h(x) = h(x) \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Remarque

- Le degré relatif r est le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie y pour que la commande u apparaisse [74], cela se vérifie comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{y} &= \frac{\partial h}{\partial x} \dot{x} = \frac{\partial h}{\partial x} f(x) + \frac{\partial h}{\partial x} g(x)u \\ \dot{y} &= L_f h(x) + L_g h(x)u \end{aligned} \quad (\text{III.12})$$

et comme $L_g h(x) = 0$ alors : $\dot{y} = L_f h(x)$

De la même manière on trouve :

$$\begin{cases} \ddot{y} = L_f^2 h(x) \\ \cdot \\ \cdot \\ y^{(r-1)} = L_f^{r-1} h(x) \\ y^{(r)} = \frac{\partial}{\partial x} [L_f^{r-1} h(x)] \dot{x} \\ y^{(r)} = L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} h(x)u \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

III.3.1.3. Forme normale

La notion de forme normale d'un système non-linéaire est basée sur la définition d'un nouveau vecteur d'état au moyen d'un changement de variables. Ce nouveau vecteur d'état permet d'exprimer les équations d'état du système sous une forme considérablement plus simple que celle de départ. Par la suite, lorsque nous devrons appliquer une régulation d'état au système, il sera plus aisé d'utiliser les équations exprimées en forme normale [74] [75].

III.3.1.4. Changement de variable

Pour tout point x de l'espace d'état en lequel le degré relatif r est défini, nous pouvons définir un nouveau vecteur d'état $z = \varphi(x)$. Les r premières composantes de $\varphi(x)$ sont définies comme étant les dérivées d'ordre 0 à $(r-1)$ de la sortie [70]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_1(x) = y(x) \\ \varphi_2(x) = y^{(1)}(x) \\ \varphi_3(x) = y^{(2)}(x) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \varphi_r(x) = y^{(r-1)}(x) \end{array} \right. \quad (\text{III.14})$$

Il a été démontré par Isidori que $r \leq n$ et que ces r fonctions qualifient un changement de variable partiel régulier [76]. Il a été également démontré que si $r < n$, il est possible de trouver des fonctions $\varphi_r, \varphi_{r-1}, \dots, \varphi_n$ telles que le changement de variable complet soit régulier. De plus, il est possible d'assurer que l'expression de leur dérivée temporelle ne fasse pas apparaître l'entrée explicitement.

III.3.1.5. Equations d'état

Pour chacune des $(r-1)$ premières composantes du vecteur d'état, sa dérivée est égale à la composante suivante du vecteur d'état. Autrement dit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{z}_1 = y^{(1)}(x) = z_2 \\ \dot{z}_2 = y^{(3)}(x) = z_3 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \dot{z}_{r-1} = y^{(r)}(x) = z_r \end{array} \right. \quad (\text{III.15})$$

Pour la composante d'ordre r, étant donné (III.15), nous obtenons :

$$\dot{z}_r = y^{(r)}(x) = a(x) + b(x)u \quad (\text{III.16})$$

Vu que le changement de variable est régulier, nous en déduisons :

$$\begin{aligned} \dot{z}_r &= a(\varphi^{-1}(z)) + b(\varphi^{-1}(z))u \\ &= a_z(z) + b_z(z)u \end{aligned} \quad (\text{III.17})$$

Avec $a_z(z) \neq 0$ par définition du degré relatif.

Si les $\varphi_{r+1}, \dots, \varphi_n$ ont été choisies telles que leur dérivée ne fasse pas apparaître u, nous obtenons pour $r + 1 < i < n$:

$$\dot{z}_i = q_i(z) \quad (\text{III.18})$$

Les équations d'états prennent donc la forme :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \cdot \\ \cdot \\ \dot{z}_{r-1} = z_r \\ \dot{z}_r = a_z(z) + b_z(z)u \\ \dot{z}_{r+1} = q_1(z) \\ \cdot \\ \cdot \\ \dot{z}_n = q_n(z) \end{array} \right. \quad (\text{III.19})$$

La sortie s'exprime simplement par $y = z_1$.

La structure de ces équations est illustrée dans la figure (III.6). Le système représenté sous cette forme est dit représenté en forme normale.

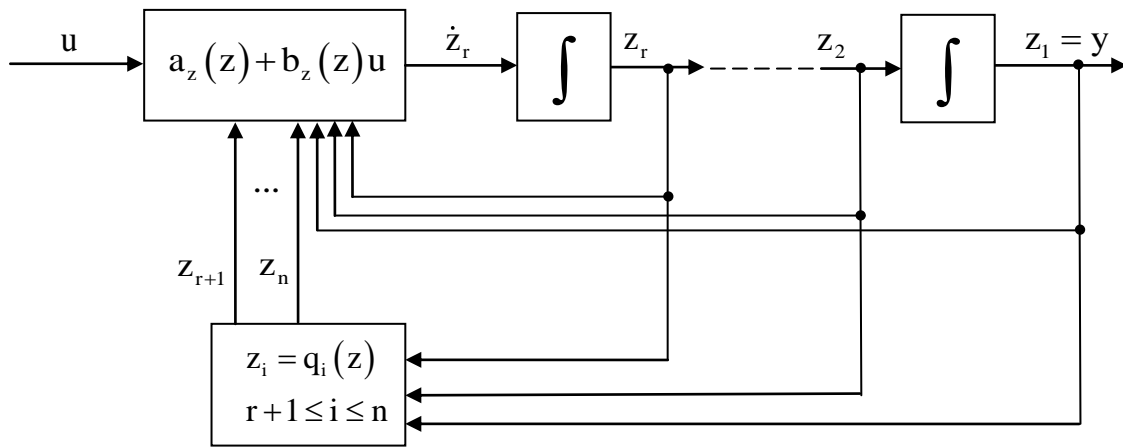


Figure (III.6). Schéma d'un système monovariante en forme normale

III.3.1.6. Linéarisation exacte par régulation d'état statique

La régulation d'état statique consiste à appliquer au système une entrée ne dépendant que de son vecteur d'état actuel (x) et d'une entrée de référence (v) :

$$u = \alpha(x) + \beta(x)v \tag{III.20}$$

Le système régulé est donc de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)\alpha(x) + g(x)\beta(x)v(t) \\ y = h(x(t)) \end{cases} \tag{III.21}$$

La figure (III.7) illustre le bloc diagramme de cette régulation.

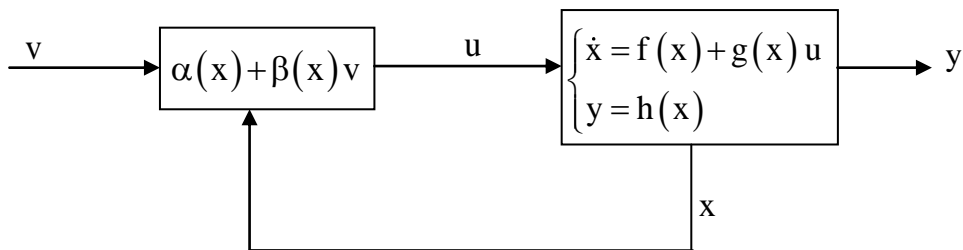


Figure (III.7). Linéarisation exacte par régulation d'état statique

III.3.1.7. Linéarisation exacte d'un système en forme normale

Considérons un système exprimé en forme normale et tel que son degré relatif soit égal à son degré propre ($r = n$).

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \cdot \\ \cdot \\ \dot{z}_{n-1} = z_n \\ \dot{z}_n = a_z(z) + b_z(z)u \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

Nous avons vu dans l'équation (III.17) que $a_z(z) \neq 0$. Nous pouvons donc appliquer l'entrée suivante au système :

$$u(z) = \frac{1}{b_z(z)} [a_z(z) - v] \quad (\text{III.23})$$

Les équations d'états du système régulé sont donc :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \cdot \\ \cdot \\ \dot{z}_{n-1} = z_n \\ \dot{z}_n = v \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

La figure (III.8) illustre le schéma bloc correspondant.

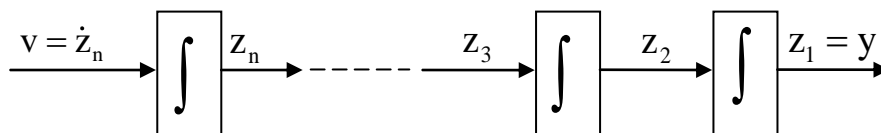


Figure (III.8). Schéma du système linéarisé

Le système régulé peut donc être considéré comme une chaîne d'intégrateurs, c'est-à-dire un système linéaire et commandable. En assignant la dérivée d'ordre n de la sortie de référence

($y^{(r)}$) à l'entrée de référence (v), nous obtenons bien la sortie de référence comme sortie du système ($y = y^{(r)}$).

Remarque

Nous venons de voir que la condition $r = n$ est suffisante à la linéarisation exacte du système. Il a été démontré dans [76] que cette condition est nécessaire.

III.3.1.8. Linéarisation exacte d'un système en forme quelconque

La linéarisation présentée dans la section précédente repose sur deux opérations :

- Un changement de variable $z = \varphi(x)$.
- Une régulation d'état.

Il est démontrable que l'ordre de ces deux opérations n'a pas d'importance. De plus, il n'est pas nécessaire de passer par la forme normale pour calculer l'expression de u . En effet, dans le cas où $r = n$, nous pouvons calculer directement $u(x)$ à partir de l'expression de $y^{(r)}$ (équations (III.10) et (III.13)) [76].

$$u(x) = \frac{1}{b(x)} [-a(x) + v] = \frac{1}{L_g L_f^{r-1} h(x)} [-L_f^r h(x) + v] \quad (\text{III.25})$$

III.3.2. Commande par linéarisation entrée-sortie des systèmes multivariables

La commande par bouclage non linéaire des systèmes multivariables consiste à transformer, par bouclage, le système en systèmes monovariabiles indépendants comme le montre la figure (III.9) [77].

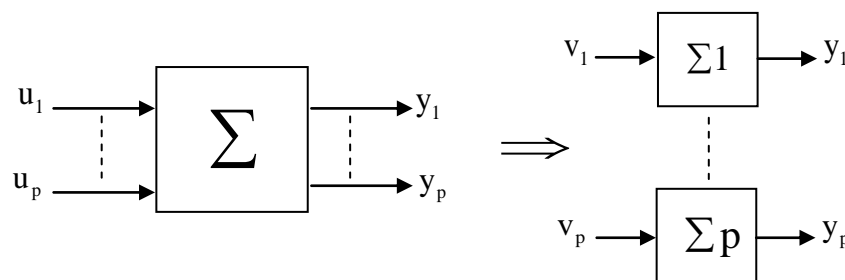


Figure (III.9). Découplage d'un système non linéaire multivariable

Avant tout, on considère que le système non linéaire de p entrées et p sorties a pour forme [78]:

$$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x) u_i \quad (\text{III.26})$$

$$y_i = h_i(x) \quad i = 1, 2, \dots, p \quad (\text{III.27})$$

Où $x = [x_1, x_2, \dots, x_p]$ est le vecteur d'état, $u = [u_1, u_2, \dots, u_p]$ est le vecteur des commandes et y_i représente le vecteur des sorties. f, g_i sont des champs de vecteurs lisses et h_i est une fonction lisse. Soit le système défini par :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad \text{Avec} \quad \begin{cases} x \in \mathfrak{R}^n \\ u \in \mathfrak{R}^m \\ y \in \mathfrak{R}^p \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

En dérivant la sortie y , on obtient l'équation suivante :

$$\dot{y} = A(x) + B(x)u \quad (\text{III.29})$$

Définition

Le degré relatif noté r de la sortie y_p est le plus petit ordre de dérivation k tel que l'on ait [70]:

$$\begin{cases} y_p^{(k)} = A_{k,p}(x) + B_{k,p}(x)u \\ \text{Avec } B_{k,p}(x) \neq 0 \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

Le système défini par (III.28) est découplable par bouclage statique si et seulement si [70]:

$$\text{rang} \left(\frac{\partial (y_1^r, \dots, y_p^r)}{\partial (u_1, \dots, u_m)} \right) = p \quad (\text{III.31})$$

Le problème consiste à trouver une relation linéaire entre l'entrée et la sortie en dérivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression :

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^p L_{g_i} (L_f^{r_j-1} h_j(x) u_i) \quad \text{Avec } j = 1, 2, 3, \dots, p \quad (\text{III.32})$$

qui peut être exprimé sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} y_1^r & \dots & y_p^r \end{bmatrix}^T = A_0(x) + B_0(x)u \quad (\text{III.33})$$

$$\text{avec } A_0(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \dots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix} \quad \text{et } B_0(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} h_p(x) & L_{g_2} L_f^{r_p-1} h_p(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix}$$

La loi de linéarisation est donnée donc sous la forme :

$$u = B_0^{-1}(x) [-A_0(x) + V] \tag{III.34}$$

$B_0(x)$ doit être une matrice inversible.

Le vecteur (V) représente les nouvelles commandes conçues afin d'imposer une nouvelle dynamique.

Remarque

Dans le cas où la matrice $B_0(x)$ n'est pas inversible, il faut faire un retour d'état dynamique comme le montre la figure (III.10).

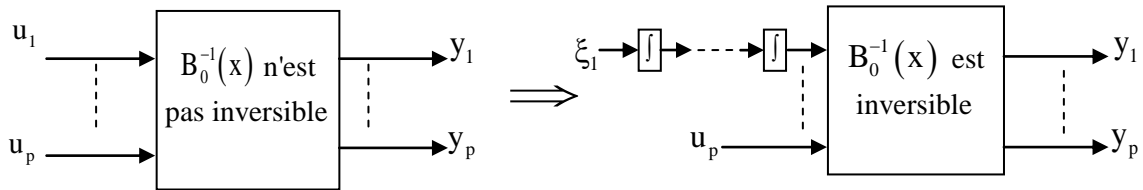


Figure (III.10). Retour d'état dynamique

III.3.3 Application sur la machine asynchrone

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

III.3.3.1. Les sorties régulées et les critères de commande

Le critère de choix des commandes est de pouvoir imposer des dynamiques arbitraires sur chaque sortie y_1 et y_2 . En vue de trouver une relation différentielle linéaire entre les sorties y_1 et y_2 et des entrées de commande V_1 et V_2 choisies, il faut trouver un retour d'état $u = \alpha(x) + \beta(x)v$, de telle manière que le système en boucle fermée soit découplé. Pour se faire, on va suivre les étapes de linéarisation décrites précédemment, tel que :

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

$$\begin{cases} \frac{d^{r_1} y_1}{dt} = L_f^{r_1} h_1(x) + L_g L_f^{r_1-1} h_1(x).u \\ \frac{d^{r_2} y_2}{dt} = L_f^{r_2} h_2(x) + L_g L_f^{r_2-1} h_2(x).u \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

Le moteur est commandé par les deux composantes de tension statorique $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$. Le système à contrôler, doit être de type carré. Les variables à contrôler dans ce travail, par une loi de commande par linéarisation, sont le couple et la norme du flux rotorique au carré comme sorties du procédé. Le choix de la norme au carré est dû au fait que cette forme permet de simplifier le calcul différentiel.

Donc :

$$Y(x) = \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_e \\ \Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2 = \Psi_r^2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.36})$$

La condition de linéarisation permettant de vérifier si un système non linéaire admet une linéarisation entrée/sortie est l'ordre de degré relatif de système [79].

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

III.3.3.2. Degré relatif du couple

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

$$\dot{h}_1(x) = L_f h_1(x) + L_{g1} h_1(x).V_{s\alpha} + L_{g2} h_1(x).V_{s\beta} \quad (\text{III.37})$$

A partir de l'équation mécanique on a:

$$\dot{C}_e = J \frac{d^2 \Omega}{dt^2} + f \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{III.38})$$

$$h_1 = C_e = p \frac{M}{L_r} [\Phi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha} - \Phi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta}] \quad (\text{III.39})$$

$$L_r h_1 = p \frac{M}{L_r} \left[\left(\gamma + \frac{1}{T_r} \right) (\Phi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha} - \Phi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta}) - p\Omega (\Phi_{r\alpha} \cdot i_{s\alpha} + \Phi_{r\beta} \cdot i_{s\beta}) - pK\Omega (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) \right] \quad (\text{III.40})$$

$$L_{g1} h_1 = -p \frac{M}{\delta L_s L_r} \Phi_{r\beta} \quad (\text{III.41})$$

$$L_{g2} h_1 = p \frac{M}{\delta L_s L_r} \Phi_{r\alpha} \quad (\text{III.42})$$

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

III.3.3.3. Degré relatif du flux

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

$$\dot{h}_2(x) = L_f h_2(x) + L_{g1} h_2(x) \cdot V_{s\alpha} + L_{g2} h_2(x) \cdot V_{s\beta} \quad (\text{III.43})$$

$$\ddot{h}_2(x) = L_f^2 h_2(x) + L_{g1} L_f h_2(x) \cdot V_{s\alpha} + L_{g2} L_f h_2(x) \cdot V_{s\beta} \quad (\text{III.44})$$

$$h_2 = (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) \quad (\text{III.45})$$

$$L_f h_2(x) = \frac{2M}{T_r} (\Phi_{r\alpha} \cdot i_{s\alpha} + \Phi_{r\beta} \cdot i_{s\beta}) - \frac{2}{T_r} (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) \quad (\text{III.46})$$

$$L_f^2 h_2(x) = \left[\begin{array}{l} -\frac{2M}{T_r} \left(\gamma + \frac{3}{T_r} \right) (\Phi_{r\alpha} \cdot i_{s\alpha} + \Phi_{r\beta} \cdot i_{s\beta}) - \frac{2pM}{T_r} \Omega (\Phi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha} - \Phi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta}) \\ + \frac{4+2MK}{T_r^2} (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) + \frac{2M^2}{T_r^2} (i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2) \end{array} \right] \quad (\text{III.47})$$

$$L_{g1} L_f h_2 = \frac{2M}{\delta L_s L_r} \Phi_{r\alpha} \quad (\text{III.48})$$

$$L_{g2} L_f h_2 = \frac{2M}{\delta L_s L_r} \Phi_{r\beta} \quad (\text{III.49})$$

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

Après avoir dériver les deux sorties choisies, nous disposons d'un système d'équations différentielles où interviennent les commandes. Dans ces conditions le modèle dynamique de la machine est constitué des deux équations différentielles (III.40) et (III.47) que nous écrivons:

$$\begin{cases} L_f h_1 = p \frac{M}{T_r} \left[\left(\gamma + \frac{1}{T_r} \right) (\Phi_{r\beta} i_{s\alpha} - \Phi_{r\alpha} i_{s\beta}) - p\Omega (\Phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \Phi_{r\beta} i_{s\beta}) - pK\Omega (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) \right] \\ L_f^2 h_2(x) = \left[-\frac{2M}{T_r} \left(\gamma + \frac{3}{T_r} \right) (\Phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \Phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{2pM}{T_r} \Omega (\Phi_{r\beta} i_{s\alpha} - \Phi_{r\alpha} i_{s\beta}) \right. \\ \left. + \frac{4+2MK}{T_r^2} (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) + \frac{2M^2}{T_r^2} (i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2) \right] \end{cases} \quad (III.50)$$

III.3.3.4. Forme normale et dynamiques-zéro

Le système entrée-sortie linéaire donné par l'équation (III.50) est visiblement du troisième ordre $r = r_1 + r_2 = 1 + 2 = 3$ alors que le système non-linéaire de départ est du cinquième ordre ($n = 5$). Il y a donc une dynamique interne de dimension $(n - r) = 2$ dont la stabilité asymptotique doit être vérifiée. En utilisant les propriétés de linéarisation entrée-sortie, il est facile de trouver les $n-r$ fonctions Φ telles que:

$$L_{g_i} \Phi(x) = 0 \quad 1 \leq i \leq 2 \quad (III.51)$$

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

La dynamique du système est donc séparée en deux parties:

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

Par utilisation de la propriété du système dynamique-zéro qui est donnée par la dynamique interne quand l'entrée de commande maintient la sortie à zéro. Il apparaît évident si la fonction Φ est indépendante de $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$, elle serait une solution triviale au système d'équation (III.51).

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

$$\Phi_1 = \arctan \left(\frac{\Phi_\beta}{\Phi_\alpha} \right) = z_4 \quad (III.52)$$

$$\text{Et } \Phi_2 = \Omega = z_5 \quad (III.53)$$

Les nouvelles coordonnées du système (III.36) sont :

$$\begin{cases} y_1 = h_1(x) \\ y_2 = h_2(x) \\ y_3 = L_f h_2(x) \\ y_4 = \arctg\left(\frac{\Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}}\right) \\ y_5 = \Omega \end{cases} \quad (\text{III.54})$$

Les dynamiques des Φ_i sont données par les équations :

$$\dot{\Phi}_1 = p\Omega + \frac{M}{T_r}(\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) = p\Omega + \frac{R_r y_1}{p y_2} \quad (\text{III.55})$$

$$\dot{\Phi}_2 = -\frac{1}{J}(y_3 - C_r - f \cdot y_5) \quad (\text{III.56})$$

Finalement sous la forme canonique le système est décrit par :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = V_1 \\ \dot{y}_2 = y_3 \\ \dot{y}_3 = V_2 \\ \dot{y}_4 = p\Omega + \frac{R_r y_1}{p y_2} \\ \dot{y}_5 = \frac{1}{J}(y_3 - C_r - f \cdot y_5) \end{cases} \quad (\text{III.57})$$

La matrice définissant la relation entre les entrées physiques (V_s) et les dérivées des sorties ($y(x)$) est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^1 h_1 \\ L_f^2 h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{g1} h_1 & L_{g2} h_1 \\ L_{g1} L_f h_2 & L_{g2} L_f h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.58})$$

Elle est sous la forme :

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = A(x) + D(x) \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.59})$$

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

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g1} h_1 & L_{g2} h_1 \\ L_{g1} L_f h_2 & L_{g2} L_f h_2 \end{bmatrix}$$

$$D(x) = \begin{bmatrix} -\frac{pM}{\delta L_s L_r} \Phi_{r\beta} & \frac{pM}{\delta L_s L_r} \Phi_{r\alpha} \\ \frac{2M}{\delta L_s T_r} \Phi_{r\alpha} & \frac{2M}{\delta L_s T_r} \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.60})$$

Si on considère le système d'équations précédentes, les commandes $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ peuvent être déterminées si la matrice de découplage n'est pas singulière, veut dire que :

$$\det[D(x)] = -\frac{2pM^2}{\delta^2 L_s^2 L_r T_r} (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) \neq 0 \quad (\text{III.61})$$

Pour $\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2 \neq 0$, la matrice $D(x)$ est inversible sauf quand le moteur est à l'arrêt, il faudra par conséquent prévoir une procédure spéciale pour le démarrage (ce qui peut être évité en choisissant des conditions initiales non nulles pour le flux rotorique). Donc par extension du cas mono-variable, de linéariser la dynamique entrée-sortie et de la rendre équivalente à un simple intégrateur entre h_1 et V_1 , et un double intégrateur entre h_2 et V_2 .

On définit la commande non-linéaire :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = D^{-1}(x) \begin{bmatrix} V_1 - L_r^1 h_1(x) \\ V_2 - L_r^2 h_2(x) \end{bmatrix} \quad (\text{III.62})$$

Cette transformation non-linéaire appliquée au système bouclé permet aux sorties h_1 et h_2 d'être linéaires et découplées et vu des nouvelles commandes V_1 et V_2 .

Le vecteur $[V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^T$ représente une consigne externe du système linéarisé.

Pour calculer effectivement la commande, on identifie les équations (III.43) et (III.44) avec des équations différentielles désirées (références) réalisables que nous écrivons comme :

$$\begin{cases} V_1 = a(Ce_{ref} - Ce) + \dot{C}e_{ref} \\ V_2 = \ddot{\Phi}_{rref} + b(\dot{\Phi}_{rref} - \dot{\Phi}_r) + c(\Phi_{rref} - \Phi_r) \end{cases} \quad (\text{III.63})$$

Dans ces conditions on cherche à asservir C_e au couple électromagnétique de référence $C_{e,ref}$ ainsi la norme de flux Φ_r au flux de référence $\Phi_{r,ref}$.

Définissons les variables d'erreurs :

$$\begin{cases} e_1 = C_{\text{eref}} - C_e \\ e_2 = \Phi_{\text{rref}} - \Phi_r \end{cases} \quad (\text{III.64})$$

Les entrées internes (V_1 V_2) sont calculées en imposant un régime statique ($C_{\text{eref}} = C_e$ et $\Phi_{\text{rref}} = \Phi_r$) et une dynamique sur l'erreur :

$$\begin{cases} 0 = a e_{1\text{ref}} + \dot{e}_1 \\ 0 = \ddot{e}_2 + b \dot{e}_2 + c e_{2\text{ref}} \end{cases} \quad (\text{III.65})$$

La dynamique ci-dessus sera stable si les polynômes en e_1 et e_2 ont leurs racines sur le côté gauche du plan complexe, la détermination des paramètres a , b et c peut se faire de différentes manières, Nous citons par exemple la méthode par placement des pôles. Tel que on choisit les pôles et on détermine par suite les paramètres, ou bien en fixant les performances désirées (déplacement, temps de réponse,.....) dans un cahier de charges. La figure (III.11) montre le schéma de principe de la commande par linéarisation entrée-sortie.

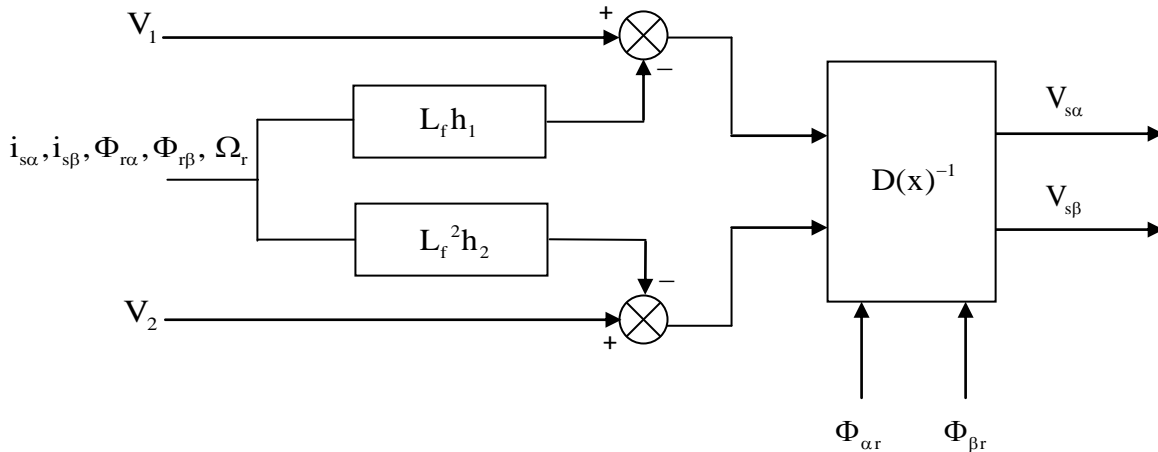


Figure (III.11). Commande par linéarisation entrée-sortie

III.3.3.5. Essais de simulation

Avant de présenter les essais de simulation effectuée, la commande du couple est tendue vers la commande de vitesse, par l'utilisation d'un régulateur PI, dont la représentation est donnée par le schéma synoptique de la figure (III.12) [80]:

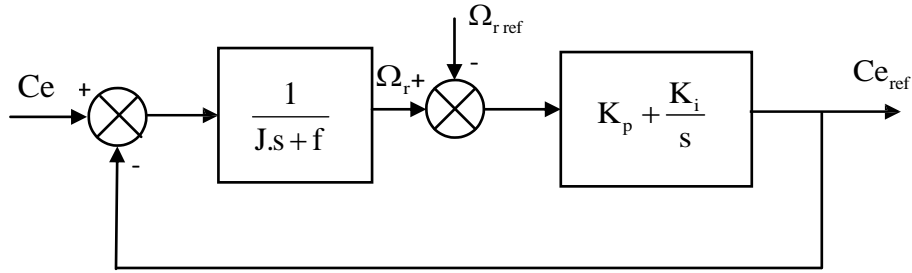


Figure (III.12). Régulation du couple de référence

La Figure (III.12) montre que la trajectoire du couple de référence est liée à la trajectoire de vitesse de référence. Nous calculons maintenant les valeurs de ce régulateur.

En boucle ouverte:

$$C_{e_ref} = \frac{1}{J.s+f} \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) C_e \quad (III.66)$$

Par contre, En boucle fermée, la fonction de transfert est donnée par :

$$\begin{aligned} \frac{C_{e_ref}}{C_e} &= \frac{\frac{1}{J.s+f} \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right)}{1 + \frac{1}{J.s+f} \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right)} \\ &= \frac{K_p.s + K_i}{J.s^2 + (f + K_p).s + K_i} \\ &= \frac{\frac{K_i}{J} \left(1 + \frac{K_p}{K_i}.s \right)}{s^2 + \frac{(f + K_p)}{J}.s + \frac{K_i}{J}} \end{aligned} \quad (III.67)$$

Le dénominateur de cette fonction de transfert est identique à celui d'un système linéaire du deuxième ordre :

$$s^2 + 2.\xi.\omega_n.s + \omega_n^2 = s^2 + \frac{f + K_p}{J}.s + \frac{K_i}{J} \quad (III.68)$$

ξ et ω_n sont respectivement le coefficient d'amortissement et la pulsation naturelle du système.

Par identification on trouve :

$$2.\xi.\omega_n = \frac{f + K_p}{J}; \omega_n^2 = \frac{K_i}{J} \tag{III.69}$$

d'où :

$$K_i = J\omega_n^2 \text{ et } K_p = 2\xi\omega_n J - f \tag{III.70}$$

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

Pour compenser le zéro de la fonction de transfert (III.68) et atténuer les dépassements de la vitesse, on introduit un filtre du premier ordre pour la vitesse de référence :

$$\frac{\Omega'_{ref}}{\Omega_{ref}} = \frac{1}{1 + T_f.s} \tag{III.71}$$

III.3.3.5.1. Schéma bloc de la commande par linéarisation entrée-sortie

Le schéma bloc de la commande est présenté dans la figure (III.13).

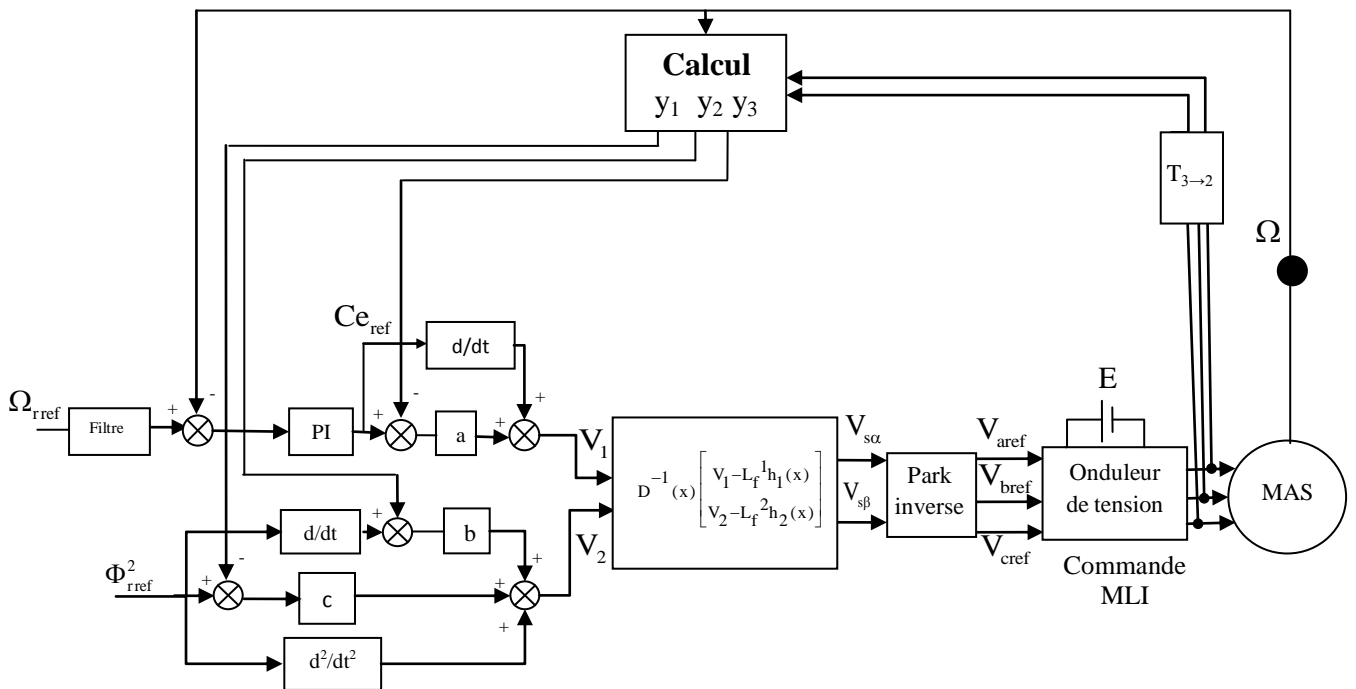


Figure (III.13). Schéma bloc de la commande par linéarisation entrée-sortie

III.3.4. Présentations des résultats de simulation

III.3.4.1. Application de la commande Feedback sur la machine (modèle biphasé $\alpha\beta$)

La figure (III.14) représente l'évolution du comportement de la machine asynchrone dans des conditions de travail variables. Après un démarrage direct pour une vitesse de référence (1500 tr/min), on fait subir à la machine une charge nominale de (3.5 Nm) à ($t= 1.5s$).

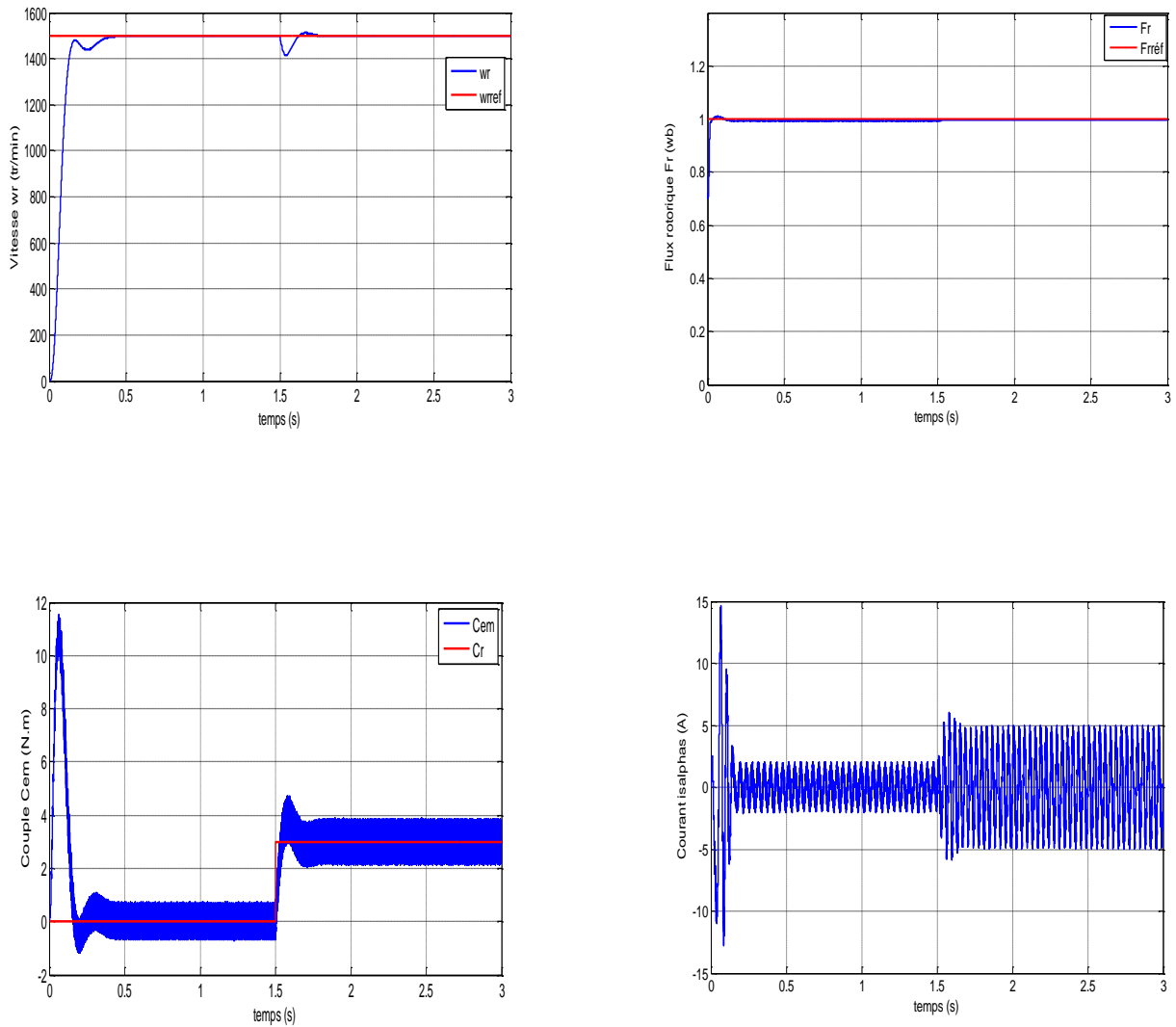


Figure (III.14). Comportement dynamique de la MAS (modèle biphasé) lors d'un démarrage à vide ($\Omega_{r\ ref} = 1500$ tr/min) suivi d'une variation de charge ($C_r = 3.5$ N.m)

III.3.4.1.1. Interprétations des résultats

La vitesse atteint la référence après un régime transitoire, pour se stabiliser à 1500 tr/min, malgré une petite chute due à l'introduction de la charge, la vitesse revient pour suivre la trajectoire imposé.

Après un régime transitoire, le flux reste constant d'amplitude égale 1wb (la valeur de référence). Le couple électromagnétique s'annule après un régime transitoire, à $t=1.5$ s moment d'introduction de la charge, le couple tend vers la valeur du couple de charge 3.5 N.m pour le compenser. Les courants ont les mêmes comportements que le couple, après un régime transitoire, les courants prennent la forme sinusoïdale d'amplitude variable en fonction de la charge.

III.3.4.2. Application sur la machine (Modèle triphasé sans défaut)

- à ($t=1.5$ s) on introduit un couple de charge ($C_r=3.5$ N.m)

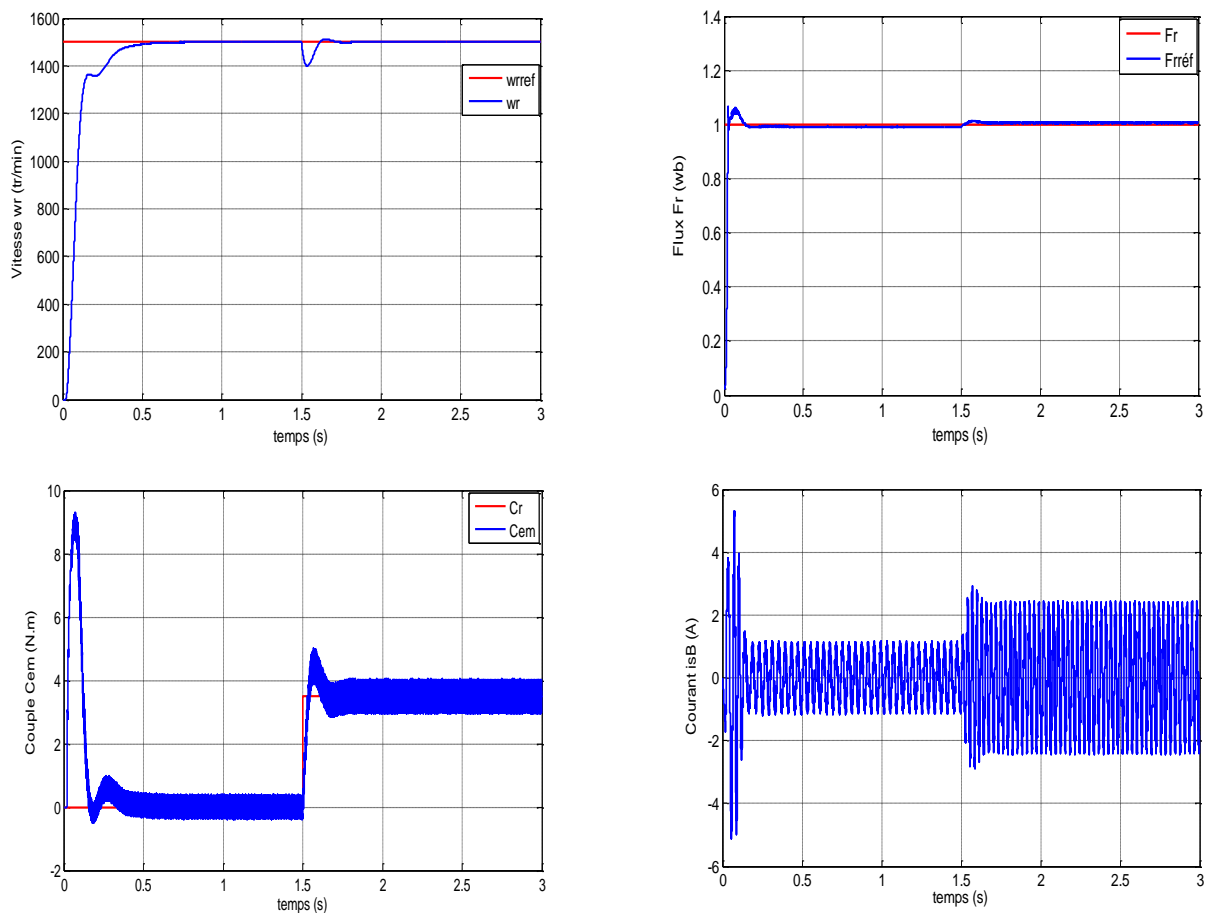


Figure (III.15). Résultats de simulation de la commande Feedback sur la machine (modèle triphasé en absence de défaut)

III.3.4.3. Application sur la machine (Modèle triphasé avec défaut)

- a) à ($t=1.5s$) on introduit un couple de charge égal au couple nominal ($C_r = 3.5 \text{ N.m}$) puis à ($t=2.2 \text{ s}$) un court-circuit entre-spires (6.25%) dans le stator (phase B):

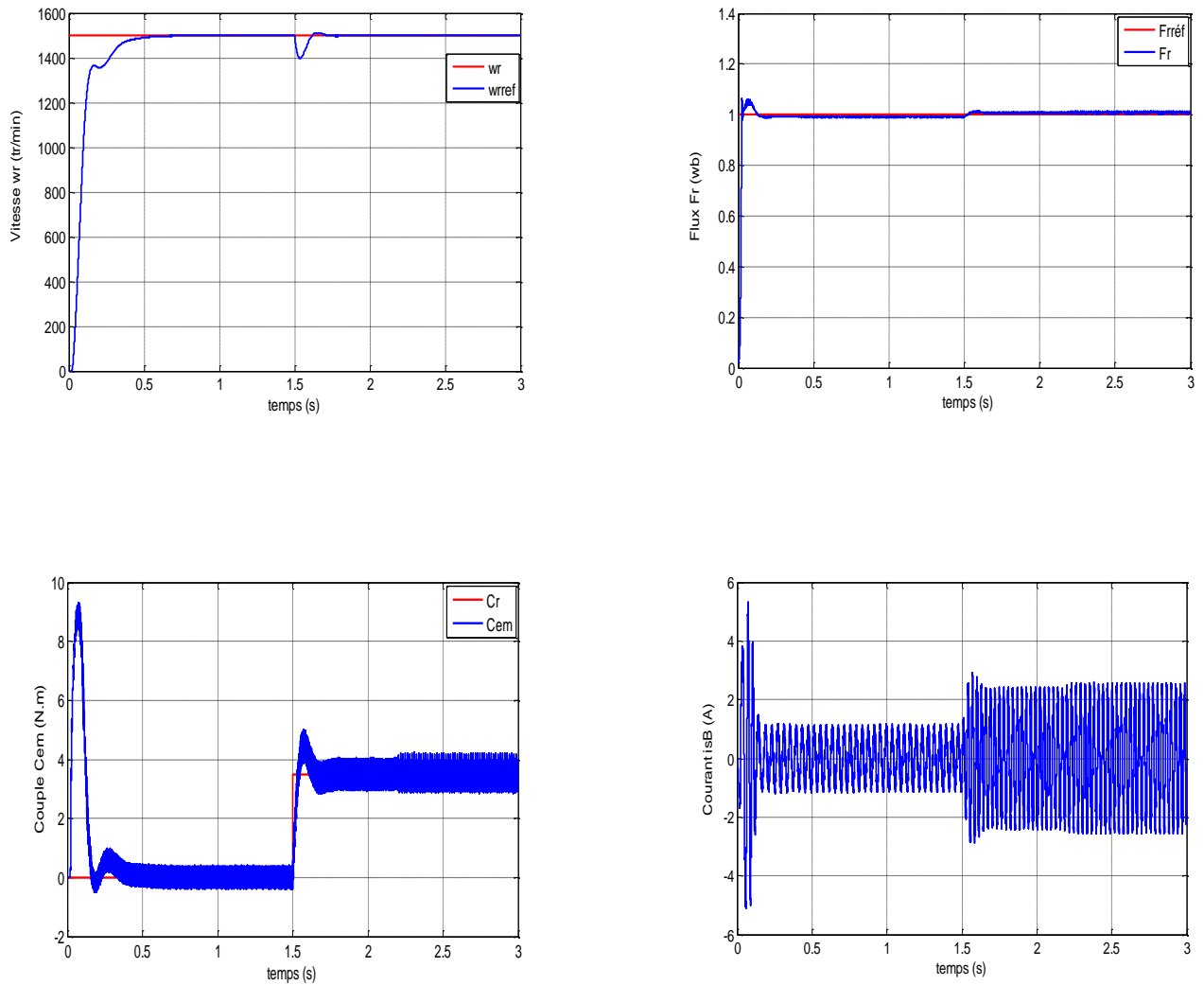


Figure (III.16). Résultats de simulation de la commande Feedback sur la machine (modèle triphasé avec un défaut de court-circuit entre spires de 6.25% dans le stator)

- b) à ($t=1.5s$) on introduit un couple de charge égal au couple nominal ($C_r= 3.5 N.m$) puis à ($t=2.2s$) un court-circuit entre spire (12.5%) dans le stator (phase B):

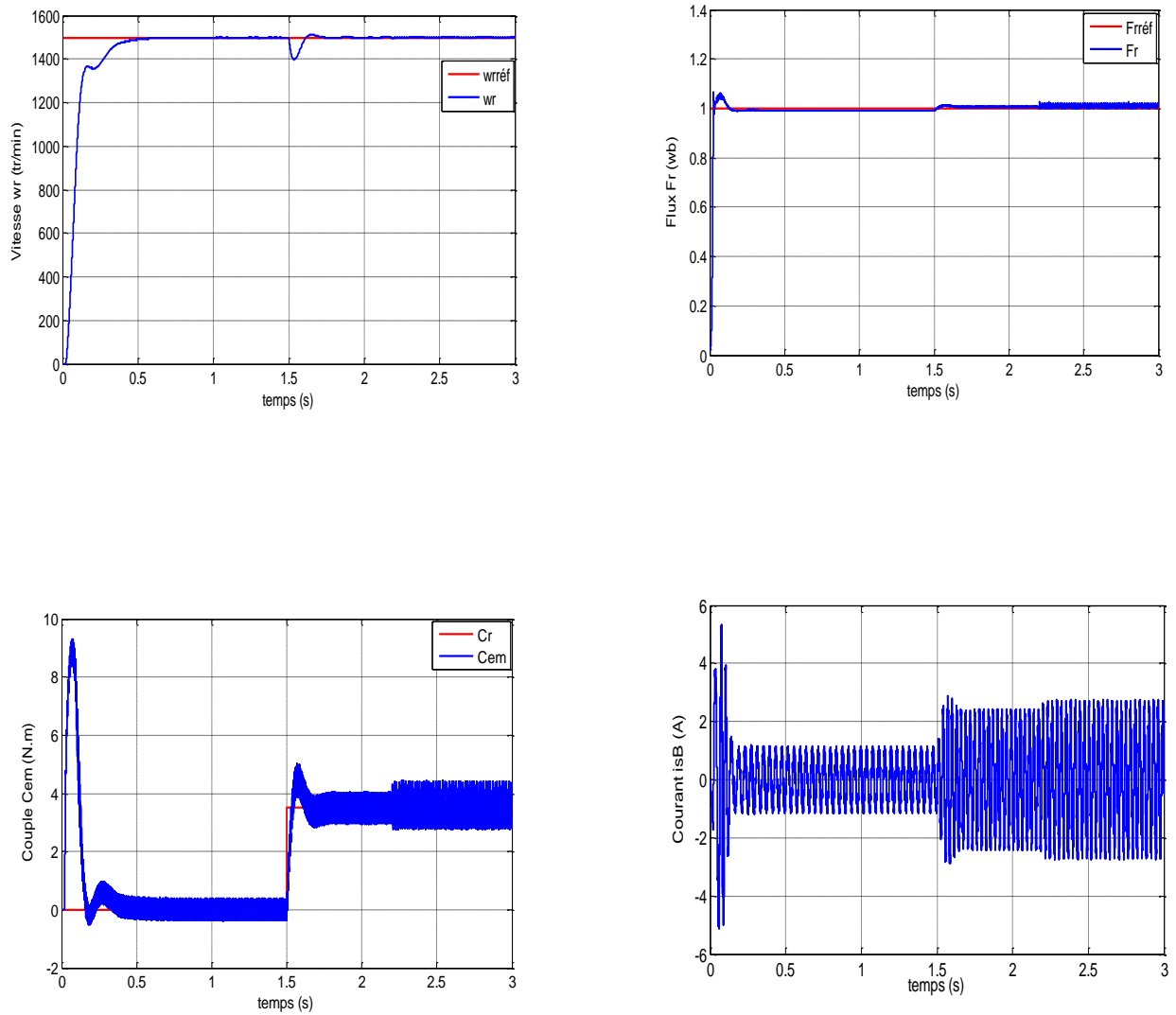


Figure (III.17). Résultats de simulation de la commande Feedback sur la machine (modèle triphasé avec un défaut de court-circuit entre spires de 12.5% dans le stator)

- c) à ($t=1.5s$) on introduit un couple de charge égal au couple nominal ($C_r= 3.5$ N.m) puis à ($t=2.2s$) un court-circuit entre spire (25%) dans le stator (phase B):

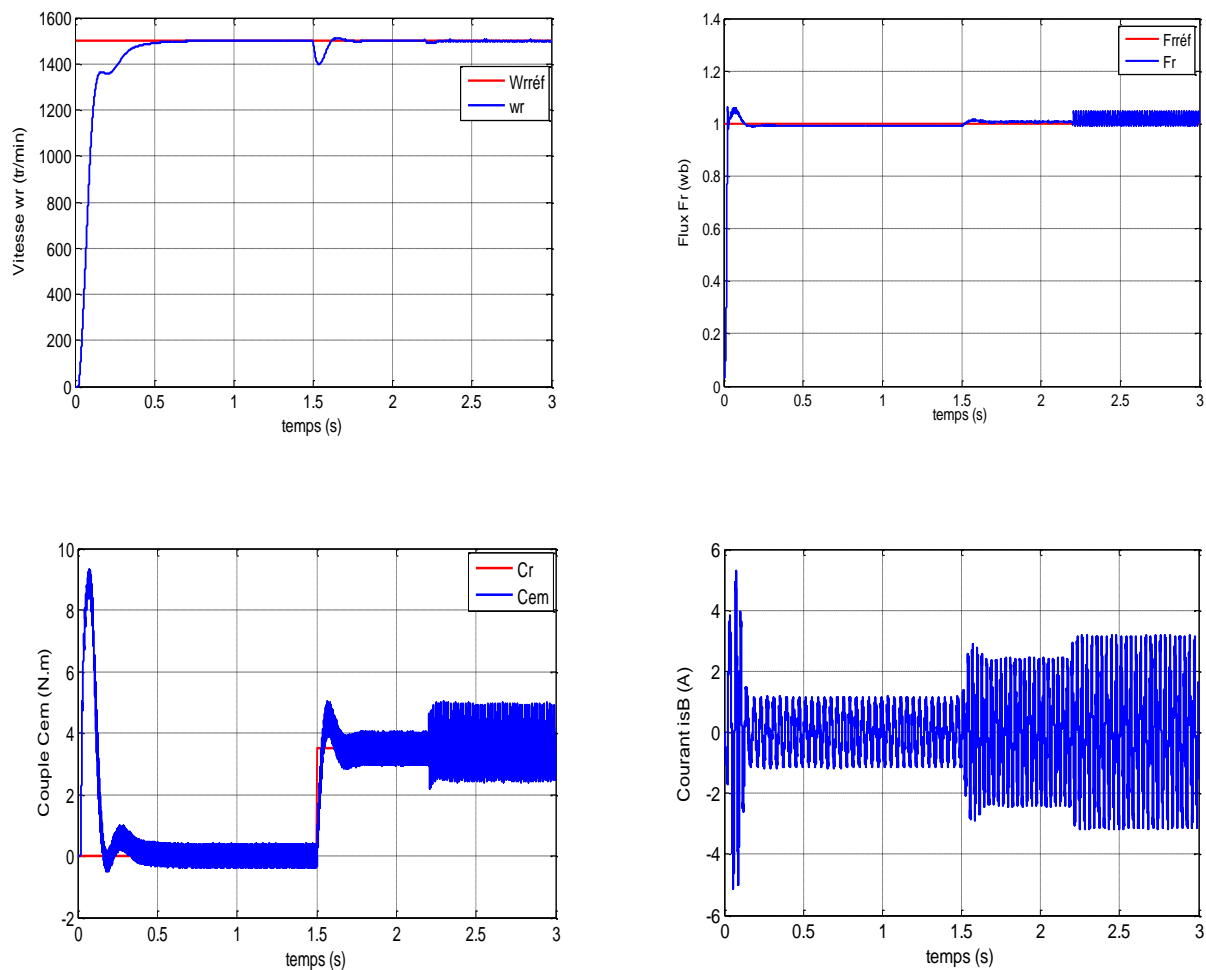


Figure (III.18). Résultats de simulation de la commande Feedback sur la machine (modèle triphasé avec un défaut de court-circuit entre spires de 25% dans le stator)

III.3.4.3.1. Interprétations des résultats

D'après les résultats obtenus, il a été constaté que la commande par retour d'état linéarisant synthétisée ne rejette pas infiniment l'effet des défauts à savoir le court-circuit entre spires qui sont testés à plusieurs pourcentages. En effet, cette commande permet de compenser l'effet de la charge introduite à l'instant $t=1.5$ s, elle compense aussi l'effet du faible défaut introduit à l'instant $t=2.2s$ (figure (III.16) pour un pourcentage de 6.25%) mais elle ne compense pas infiniment l'effet de ce même défaut lorsque le taux de court-circuit augmente (figures (III.17) et (III.18) pour un pourcentage de 12.5% et 25%).

Deuxième partie:

Commande par mode glissant d'ordre simple et supérieur

III.4. Modes glissants d'ordre simple

III.4.1. Principe et concept de base

Le principe de la commande par modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers une région convenablement sélectionnée en un temps fini pour y ensuite rester [81]. La région considérée est alors désignée comme surface de glissement ou de commutation représentant une relation entre les variables d'état du système. Elle est définie par une équation différentielle déterminant totalement la dynamique du système. Une fois que le système évolue sur la surface de glissement, le comportement dynamique résultant est appelé régime glissant [6]. Le comportement du système peut être décrit par deux phases :

- Phase de convergence : Cette phase correspond à l'intervalle de temps $t \in [0; t_c]$ pendant lequel les trajectoires d'état du système ne sont pas sur la surface de glissement. Durant cette phase, le système reste sensible aux incertitudes.
- Phase de glissement : Cette phase correspond à l'intervalle de temps $t \in [t_c; \infty]$ durant lequel les trajectoires d'état sont confinées dans la surface de glissement et le comportement du système ne dépend plus du système d'origine ni des perturbations, mais est entièrement déterminé par la surface de glissement.

III.4.2. Les différentes structures de la commande par mode glissant

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la " commande équivalente ". Dans la suite de cette thèse, nous retenons la dernière structure.

III.4.2.1. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné par la figure (III.19). Cette structure de commande est la plus classique et la plus utilisée [70].

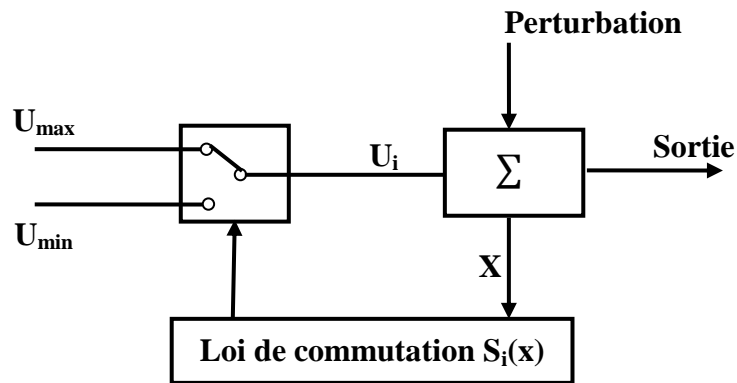


Figure (III.19). Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande

Cette structure correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés, dans une grande majorité d'applications, aux variateurs de vitesse. Elle a été utilisée pour la commande des moteurs pas-à-pas.

III.4.2.2. Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

Le schéma fonctionnel d'une telle structure est donné par la figure (III.20). C'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle a été mise en œuvre dans la commande des moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande des machines à induction [70]. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains, donc la commutation est créée au niveau de la dynamique du système.

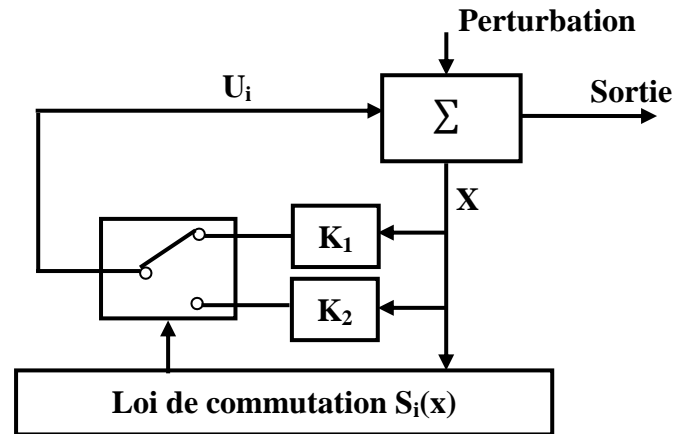


Figure (III.20). Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état

III.4.2.3. Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente

Une telle structure dont le principe est montré sur la figure (III.21), présente un réel avantage. Elle permet de pré-positionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente donnée par l'équation u_{eq} qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques.

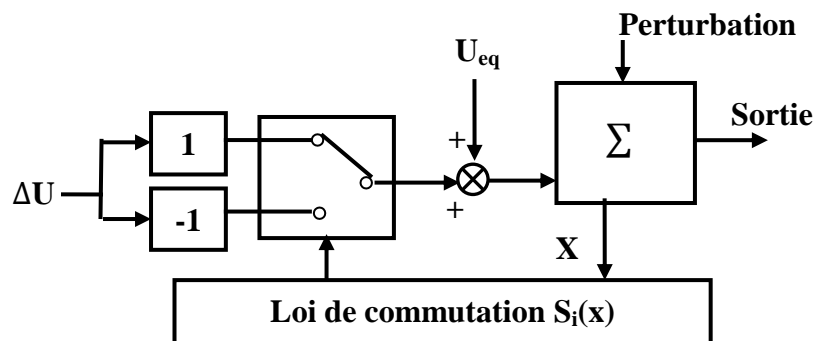


Figure (III.21). Structure de régulation par ajout de la commande équivalente

III.4.3. Condition d'existence du mode glissant

Le mode glissant existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre U_{max} et U_{min} . Ce phénomène est illustré dans la figure (III.22) pour le cas d'un système de réglage du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état x_1 et x_2

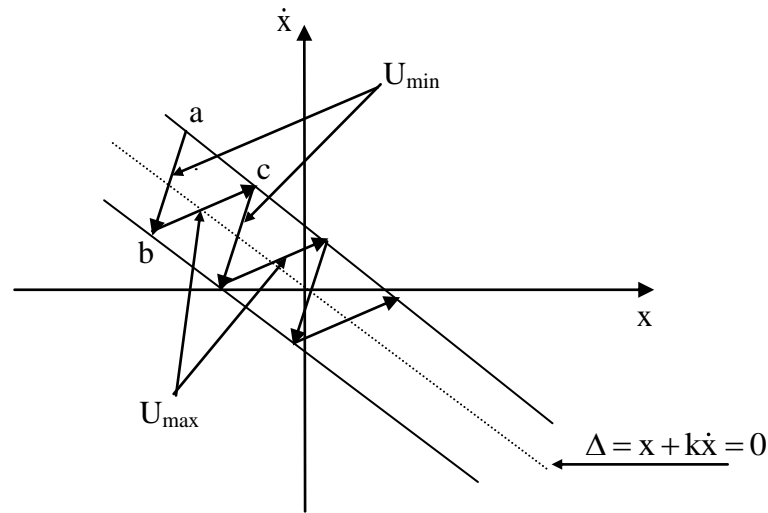


Figure (III.22). Démonstration du mode de glissement

On considère d'abord une hystérésis sur la loi de commutation $S(x) = 0$ (droite en trait interrompu), les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de $\pm \Delta S$. Une trajectoire avec $U=U_{\max}$ touche au point "a" le seuil de basculement inférieur. Si avec $U=U_{\min}$ la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone de l'hystérésis, elle touche au point "b" le seuil de basculement supérieur ou lieu de commutation sur $U=U_{\min}$ si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'inférieur et ainsi de suite. Il y'a donc un mouvement continu à l'intérieur de la zone de l'hystérésis. Par conséquent la loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de $S(x) = 0$ et le vecteur x suit une trajectoire qui respecte cette condition.

III.4.4. Formulation des expressions générales de la commande par modes glissants

Considérant le système dynamique décrit par l'équation différentielle suivante:

$$\dot{x}(t) = f(t, x, u) \quad (\text{III.72})$$

Où f une fonction continue (en x et t), $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in \mathbb{R}^n$ représente le vecteur des variables d'état, t le temps et $u \in \mathbb{R}^m$ le vecteur de commande qui peut éventuellement dépendre du temps.

On définit une fonction continue S tel que:

$$S = S(x) \quad (\text{III.73})$$

Pour maintenir l'état représentant l'évolution du système sur la surface S , on définit le vecteur de commande u qui commute entre deux fonctions $u^+(x)$ et $u^-(x)$ continues, comme suit:

$$u = \begin{cases} u^+(x), & \text{si } S(x) > 0 \\ u^-(x), & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.74})$$

La surface S sépare l'espace d'état en deux régions disjointes $S(x) > 0$ et $S(x) < 0$ et les commutations ont pour but de contraindre la trajectoire à suivre cette surface. Si $S(x) = 0$ le phénomène de glissement devient idéal comme le montre la figure (III.23) [82].

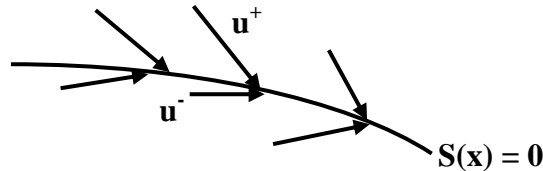


Figure (III.23). Convergence de la trajectoire vers la surface S

Les trajectoires du système sur la surface S ne sont pas clairement définies puisque le vecteur de commande u n'est pas défini pour $S=0$. Filippov a introduit une solution à ce problème en termes d'inclusion différentielle [6].

III.4.5. Choix de la surface de glissement

La surface de glissement s'écrit généralement en fonction de l'écart de la sortie par rapport à sa valeur désirée. L'objectif de la commande est d'assurer la poursuite d'un signal de référence telle que l'écart e tend vers zéro.

Soit $S(x) : \chi \times \mathbb{R}^+ \longrightarrow \mathbb{R}$ une fonction suffisamment différentiable telle que:

$$S = \{x \in \chi / S(x) = 0\} \quad (\text{III.75})$$

Une condition nécessaire pour l'établissement d'un régime glissant d'ordre un est que la surface de glissement S ait un degré relatif égal à 1 par rapport à la commande u [6].

Le degré relatif d'un système est le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la sortie, par rapport au temps, pour y voir l'entrée (la commande) de manière explicite.

La surface de glissement peut être décrite sous deux formes, soit:

$$S(x) = \sum_{i=1}^n \eta_i e_i \quad (\text{III.76})$$

Il suffit que le vecteur $[\eta_1, \dots, \eta_n]$ engendre un polynôme de Hurwitz pour que le mode glissant soit asymptotiquement stable (si S tend vers zéro alors l'erreur e et ses $(n - 1)$ dérivées tendent vers zéro aussi).

Soit sous la forme de "Slotine":

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} .e(x), \lambda > 0 \quad (\text{III.77})$$

- $e(x)$: est l'écart entre la variable à régler et sa référence : $e(x) = x - x_{\text{réf}}$
- λ : est une constante positive.
- r : est un degré relatif, il représente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

Le polynôme caractéristique de cette surface doit avoir des pôles réels négatifs multiples. Cette surface est la plus pratique parce qu'elle a moins de paramètres de synthèse à régler [6].

III.4.6. Régime glissant

Un système est dit en régime glissant idéal sur S s'il existe un temps fini t_c à partir duquel $S(x) = 0$. Autrement dit, dans le voisinage de la surface les conditions suivantes doivent être vérifiées [83]:

$$\lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{S}(x) < 0 \quad \text{et} \quad \lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{S}(x) > 0 . \text{ Cela représente les conditions d'attractivité de } S(x).$$

Ces deux résultats peuvent être écrits de façon simplifiée comme suit :

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \quad (\text{III.78})$$

C'est une condition nécessaire de stabilité qui n'est pas suffisante pour assurer une convergence en un temps fini vers la surface. Pour assurer une convergence de $S(x)$ vers 0 en un temps fini, une condition plus forte doit être respectée.

III.4.7. Convergence en temps fini

Soit, pour un système mono-variable, la fonction de Lyapunov suivante [84] :

$$V(x) = \frac{1}{2} .S^2(x) \quad (\text{III.79})$$

La dérivée de V est donnée par :

$$\dot{V}(x) = S(x).\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.80})$$

Pour résoudre un tel problème, la dynamique de la surface de glissement est spécifiée par la loi:

$$\dot{S}(x) = -\lambda \cdot \text{sign}(S) \quad (\text{III.81})$$

Où λ : est une constante strictement positive.

On aboutit à:

$$\dot{V} = S \cdot \dot{S} \leq -\lambda |S| \quad (\text{III.82})$$

Cette condition est dite condition d'attractivité.

L'intégration de (III.81) entre le temps initial $t=0$ et le temps de convergence $t=t_c$, permet d'aboutir:

$$S(t_c) - S(0) \leq -\lambda(t_c - 0) \quad (\text{III.83})$$

La surface S sera atteinte durant un temps fini donné par :

$$t_c = \frac{S(t=0)}{\lambda} \quad (\text{III.84})$$

Il apparait que c'est le caractère discontinu de la loi de commande qui permet d'obtenir une convergence en un temps fini sur la surface S et la trajectoire d'état en mode glissant évolue dans un espace de dimension inférieur réduisant l'ordre du système [85].

III.4.8. Conception de la commande par modes glissants

La conception de la commande par mode de glissement s'effectue généralement en deux étapes, premièrement par le choix de la surface de commutation $S(x)$, fixant la dynamique de glissement, et ensuite par la recherche d'une commande discontinue $u(x)$ rendant cette surface attractive et assurant ainsi l'apparition du mode glissant [9] [68] [82]. La commande par régime glissant u est composée de deux termes u_{eq} et u_{glis} :

$$u = u_{eq} + u_{glis} \quad (\text{III.85})$$

u_{eq} : représente un terme continu (basse fréquence) appelé commande équivalente, correspondant au régime glissant idéal pour lequel non seulement le point de fonctionnement reste sur la surface mais aussi la dérivée de la fonction de surface reste nulle.

u_{glis} : Un terme de commutation constitué de la fonction « sign » de la surface de glissement S , multipliée par une constante. Il impose au point de fonctionnement de rester au voisinage de la surface S .

On applique cette commande à une classe des systèmes non linéaires affines en la commande de la forme:

$$\dot{x} = f(t, x) + g(t, x) \cdot u \quad (\text{III.86})$$

Où $x \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur des variables d'état, $f(t, x) = [f_1(t, x), f_2(t, x), \dots, f_n(t, x)]$ le champ de vecteur généralement non linéaire et non exactement connu, $g(t, x)$ est une fonction de commande de dimension $(n \times m)$ non exactement connue.

L'existence du régime glissant nous conduit à établir pour tout $t \geq t_c$:

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial x} [f(t, x) + g(t, x)u_{eq}] + \frac{\partial S}{\partial t} = 0 \quad (\text{III.87})$$

Où u_{eq} est la commande équivalente donnée par :

$$u_{eq}(x) = \left[-\frac{\partial S}{\partial x} g(t, x) \right]^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial x} f(t, x) + \frac{\partial S}{\partial t} \right) \quad (\text{III.88})$$

La commande équivalente est bien définie si et seulement si $\frac{\partial S}{\partial x} g(t, x) \neq 0$ [86]. C'est la condition de transversalité qui constitue une condition nécessaire pour l'existence d'un régime glissant. Elle signifie que le champ de vecteur $g(t, x)$ ne doit pas être tangent à la surface S . Plus souvent, la loi de commande par mode glissant à adopter est obtenue par l'ajout d'un terme u_{glis} discontinu, rapide en haute fréquence assurant la convergence vers la surface de glissement [68].

$$u(x) = u_{eq}(x) - \lambda_n \left[\frac{\partial S}{\partial x} g(t, x) \right]^{-1} \text{sing}(S) \quad (\text{III.89})$$

Où λ_n : est une constante positive.

III.4.9. Phénomène de broutement

Le régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Cependant, pour une utilisation pratique, la fréquence de commutation des organes de commande a une limite finie. Le caractère discontinu de la commande engendre un comportement dynamique particulier au voisinage de la surface appelé phénomène de réticence. Celui-ci se caractérise par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement (figure (III.24)). Ainsi, les commutations trop rapides peuvent exciter les dynamiques hautes fréquences non modélisées des actionneurs et des capteurs lors de la synthèse de la loi de commande provoquant leurs usures rapide et induisant des pertes énergétiques non négligeables surtout au niveau des

circuits de puissance électrique. Elles peuvent aussi dégrader les performances et même conduire à l'instabilité du système [87].

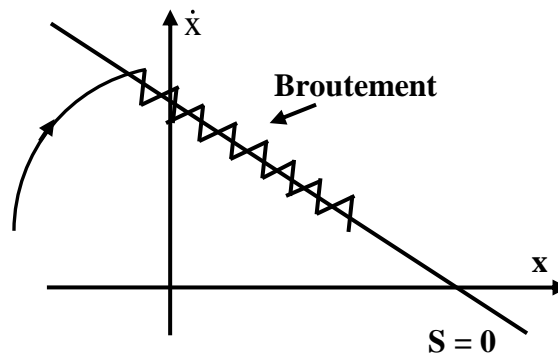


Figure (III.24). Phénomène de broutement

III.4.9.1. Inconvénient de la commande par modes glissants

Un régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Evidemment, pour une utilisation pratique, seule une commutation à une fréquence finie est possible. Ainsi, durant le régime glissant, les discontinuités appliquées à la commande peuvent entraîner un phénomène de broutement, appelé chattering [88] [89]. Celui-ci se caractérise par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement. Les deux principales raisons à l'origine de ce phénomène sont, d'une part, les retards de commutation au niveau de la commande et, d'autre part, la présence de dynamiques « parasites » en série avec les systèmes commandés. Ces dynamiques regroupent les dynamiques des actionneurs et des capteurs présents dans le système bouclé et sont généralement négligées lors de la synthèse de la loi de commande. Ainsi les commutations trop rapides de la commutation discontinue sont susceptible d'exciter les modes propres des dynamiques négligées. Ce phénomène peut être si pénalisant que l'utilisation d'une loi de commande par modes glissants peut, dans certaines applications, être à proscrire, vu que son utilisation peut dégrader les performances et même conduire à l'instabilité [59], en plus le chattering peut provoquer d'importantes sollicitations mécaniques au niveau des actionneurs et à terme engendrer leur usure rapide [90].

III.5. Mode glissant d'ordre supérieur

L'inconvénient majeur de la commande par mode glissant d'ordre un est l'apparition du phénomène de réticence au niveau de la commande. En particulier, il est difficile dans de telles conditions d'envisager des développements pour des applications pratiques quand leur implantation implique une usure relativement rapide des organes de commande du processus [91] [92].

Des chercheurs russes ont proposé de déplacer le problème de la discontinuité due à l'élément de commutation de la loi en régime glissant, sur les dérivées d'ordre supérieur de la commande [93] [94] [95]. Le concept du mode glissant d'ordre supérieur a été introduit dans les années 80 par M. Levantovsky et M. Emelyanov. La loi en régime glissant d'ordre supérieur est caractérisée par une commande discontinue agissant sur les dérivées d'ordre supérieur de la variable de glissement au lieu d'agir sur la première dérivée comme dans le cas du régime glissant du premier ordre.

La réticence, ainsi repoussée sur les dérivées d'ordre supérieur, cesse alors de présenter les inconvénients cités précédemment [69].

Les principaux avantages de cette commande sont [96]:

- Conservation des avantages du régime glissant du premier ordre,
- Robustesse par rapport aux variations paramétriques du modèle,
- Suppression des effets de la réticence sur les actionneurs,
- Elles améliorent les performances de la commande.

III.5.1. Principe

Le principe de la commande par mode glissant d'ordre supérieur r , consiste à contraindre le système à évoluer sur une variété S déterminée par l'annulation de $(r-1)$ premières dérivées successive par rapport au temps de la surface de glissement soit $S^{(r-1)}$ [97]. On aura ainsi une précision d'ordre r sur la convergence du système. On peut classer les régimes glissants d'ordre supérieur par le numéro de r dérivées successives de la surface de glissement. Ce numéro est appelé l'ordre de glissement. Le $r^{\text{ème}}$ ordre du système est donné par:

$$S = \dot{S} = \ddot{S} = \dots = S^{(r-1)} = 0 \quad (\text{III.90})$$

Où r désigne le degré relatif du système par rapport à la surface de glissement.

Pour un degré relatif $r = 1$, nous aurons :

$$\frac{\partial S}{\partial u} = 0, \quad \frac{\partial \dot{S}}{\partial u} \neq 0 \quad (\text{III.91})$$

Et pour un degré relatif $r > 1$,

$$\frac{\partial S^i}{\partial u} = 0, i = (1, 2, \dots, (r-1)), \frac{\partial S^{(r)}}{\partial u} \neq 0 \quad (\text{III.92})$$

Le principal inconvénient pour l'implantation des algorithmes de commande par mode glissant d'ordre supérieur est le nombre d'informations nécessaires croissant régulièrement avec l'ordre du régime glissant. Autrement dit, si on utilise un algorithme de glissement d'ordre r par rapport à S on aura besoin des informations en temps réel sur les dérivées S, \dot{S}, \dots et $S^{(r-1)}$. Dans la littérature spécialisée, le mode glissant d'ordre supérieur regroupe deux notions distinctes, le mode glissant d'ordre r idéal et réel [98].

- Le mode glissant idéal d'ordre (r) est lié à la convergence en temps fini de la variable de glissement et de ses ($r-1$) dérivées vers zéro; sans retard ou erreur d'estimation de l'état. Cette notion exprime une solution théorique mais irréalisable pratiquement à cause des limitations physiques des organes de commutations.
- Le mode glissant réel d'ordre (r) correspond à la précision asymptotique obtenue quand on considère l'effet de retard ou erreur d'estimation de l'état. Cette notion permet d'exprimer la dépendance de l'algorithme à mode glissant par rapport aux imperfections physiques du système réel. Cet aspect est très important lorsqu'il s'agit de passer à une application réelle.

III.5.2. Avantages

Le choix d'une telle technique de commande est utilisé par ses multiples avantages dont les principaux sont résumés dans ce qui suit :

- ✓ La connaissance à priori du temps de convergence et le réglage de la commande est indépendant de ce temps.
- ✓ La génération de la trajectoire permettant la convergence en temps fini dès l'instant initial, ce qui donne à la loi de commande un comportement robuste durant toute la réponse du système.
- ✓ L'amélioration de la précision asymptotique et élimination ou réduction du phénomène de broutement.
- ✓ L'applicabilité de la commande quelque soit l'ordre des modes glissants, supérieur ou égal au degré relatif du système.
- ✓ La simplicité du réglage des paramètres de la commande.

Dans ce qui suit, on va décrire un algorithme de commande par mode glissant d'ordre deux et ses variantes. Cet algorithme est appelé Twisting.

III.5.3. Commande par mode glissant d'ordre deux

Le but principal de cette technique est de générer un régime glissant d'ordre deux sur une surface définie S et la convergence de $\dot{S} = \frac{dS}{dt} = 0$ en un temps fini [99].

La figure (III.25) montre la trajectoire de convergence du système vers la surface S .

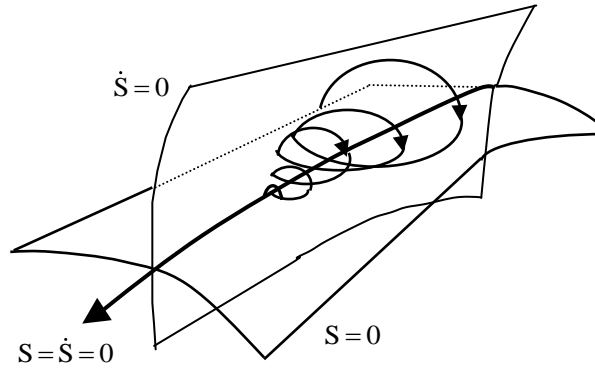


Figure (III.25). Trajectoire du glissement d'ordre deux [9]

Pour définir les algorithmes de commande par mode glissant d'ordre deux, on considère le système décrit par l'équation différentielle suivante:

$$\dot{x} = f(t, x, u) \quad (\text{III.93})$$

Afin de générer un régime glissant d'ordre deux sur une surface choisie S , il faut maintenir S ainsi que sa dérivée \dot{S} à zéro dans un temps fini ($S = \dot{S} = 0$). La dérivée de S est donnée par:

$$\dot{S} = \frac{d}{dt} S(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} S(t, x) \frac{dx}{dt} = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} S(t, x) f(t, x, u) \quad (\text{III.94})$$

Ensuite la dérivée seconde de S est donnée sous forme compacte comme suit:

$$\ddot{S} = \rho(t, x) + \chi(t, x) v \quad (\text{III.95})$$

Avec

$$\begin{cases} \rho(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) \\ \chi(t, x) = \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) \end{cases} \quad (\text{III.96})$$

Le problème posé revient à la stabilisation en temps fini du système auxiliaire du second ordre modélisé par (III.95), où "v" représente l'entrée du système (u) si le degré relatif égale deux ou sa dérivée (\dot{u}) par rapport au temps si le degré relatif égale un.

Par exemple si le degré relatif est égal à 1, le système est décrit par le modèle (III.93) par l'expression:

$$\ddot{S} = \rho(t, x) + \chi(t, x)\dot{u} \quad (\text{III.97})$$

Dans ce cas les algorithmes discontinus sont appliqués à la dérivée par rapport au temps (\dot{u}), qui devient la nouvelle commande du système considéré et u comme une variable d'état. De cette façon l'entrée u du système devient continue.

Il existe plusieurs techniques spécialisées d'algorithmes engendrant la convergence de S et \dot{S} vers zéro. Les plus utilisés dans la littérature sont le Twisting et le super Twisting [100].

III.5.4. Propriétés de convergence en temps fini

L'objectif du contrôle par mode glissant du second ordre est d'amener S ainsi que sa dérivée \dot{S} à zéro dans un temps fini, en utilisant la commande u . Afin d'atteindre ce but, les hypothèses suivantes sont considérées [9].

1- La commande u du système est une fonction bornée et discontinue, définie par l'ensemble $U = \{ u : |u| \leq U_M \}$ où U_M est une constante réelle. Et le système est supposé admettre des solutions au sens de Filippov sur la variété glissante d'ordre deux $S = \dot{S} = 0$ pour tout t .

2- Il existe $u_1 \in (0, 1)$ telle que pour toute fonction continue $u(t)$ avec $|u(t)| > u_1$, il existe un instant t_1 tel que $s(t).u(t) > 0$ pour tout $t > t_1$. Ainsi, la commande $u = -\text{sign}[S(t_0)]$, où t_0 est l'instant initial, assure de croiser la surface $S = 0$ au bout d'un temps fini.

Cette condition permet d'établir que, partant de n'importe quel point de l'espace d'état, il est possible de définir une commande amenant la fonction contrainte dans la région de linéarité.

3- Il existe des constantes positives s_0, K_m, K_M , telle que :

$$|S(t, x)| < s_0 \text{ alors } 0 < K_m \leq \left| \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x) \right| \leq K_M \quad \forall u \in U \quad (\text{III.98})$$

L'ensemble $\{t, x, u : |S(t, x)| < s_0\}$ est appelé région de linéarité.

4- A l'intérieur de la région de linéarité, il existe une constante C_0 positive telle que:

$$\left| \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, \mathbf{x}, \mathbf{u}) + \frac{\partial S}{\partial \mathbf{x}} \dot{S}(t, \mathbf{x}, \mathbf{u}) f(t, \mathbf{x}, \mathbf{u}) \right| < C_0 \quad (\text{III.99})$$

Les conditions "3" et "4" impliquent que la dérivée seconde de S est uniformément bornée dans certain domaine, pour l'entrée considérée. Pour l'existence de la commande équivalente il faut que $\chi(t, \mathbf{x})$ soit non nulle. La fonction $u_{eq}(t, \mathbf{x})$ satisfaisant la relation $\ddot{S} = 0$ peut être considérée comme une loi de commande permettant d'atteindre, en temps fini, la surface $S = \dot{S} = 0$ dans le plan de phase (S, \dot{S}) [69].

III.5.5. Algorithme de Twisting

La commutation en temps fini vers l'origine du plan de phase (S, \dot{S}) est obtenue grâce à la commutation de l'amplitude entre deux valeurs. La convergence de cet algorithme est assurée par une progression géométrique sous forme d'un mouvement en spirale autour de l'origine, représentée par la figure (III.26). L'amplitude de ces mouvements est décroissante et la commutation a lieu chaque fois qu'on change le quadrant. La preuve de ce théorème est donnée dans l'annexe B.

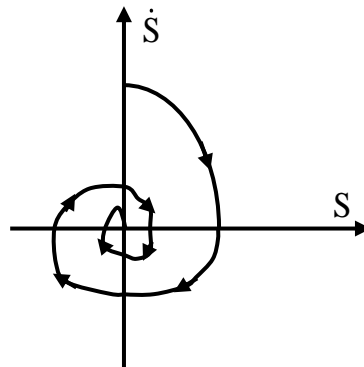


Figure (III.26). Convergence en temps fini de l'algorithme Twisting

La loi de commande est donnée par le théorème suivant:

○ Théorème.1

Considérant le système (III.93) et la surface de glissement S , la loi de commande [101]:

$$\mathbf{u} = \begin{cases} -\lambda_m \text{sign}(S) & \text{si } S \cdot \dot{S} \leq 0 \\ -\lambda_M \text{sign}(S) & \text{si } S \cdot \dot{S} > 0 \end{cases} \quad (\text{III.100})$$

est un algorithme de commande par mode glissant d'ordre deux par rapport à S où λ_m et λ_M vérifient:

$$\lambda_m > 4 \cdot \left(\frac{K_M}{s_0} \right), \lambda_M > \frac{C_0}{K_m}, K_m \cdot \lambda_M - C_0 > K_M \cdot \lambda_m + C_0 \quad (\text{III.101})$$

III.6. Application de la commande par mode glissant sur la MAS avec et sans défaut

III.6.1. Commande non-linéaire par mode glissant d'ordre un

III.6.1.1. Modèle du moteur asynchrone

Le modèle utilisé est le modèle trouvé en chapitre (II) dont les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au stator . Le modèle est donné par :

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot u(t) \quad (\text{III.102})$$

Avec :

$$\begin{cases} u = [V_{s\alpha} & V_{s\beta}]^T \\ x = [i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \Phi_{r\alpha} & \Phi_{r\beta} & \Omega_r]^T = [x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5]^T \end{cases} \quad (\text{III.103})$$

Les variables d'état x sont composées de deux états électriques ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$) et deux états magnétiques ($\Phi_{r\alpha}$, $\Phi_{r\beta}$) et un état représentant la vitesse de rotation du rotor " Ω_r ", gouverné par une équation mécanique."f" et "g" sont des fonctions des variables "x".

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\lambda \cdot x_1 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_3 + p \cdot \Gamma \cdot x_4 \cdot x_5 + \delta \cdot V_{s\alpha} \\ \dot{x}_2 = -\lambda \cdot x_2 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_4 - p \cdot \Gamma \cdot x_5 \cdot x_3 + \delta \cdot V_{s\beta} \\ \dot{x}_3 = \frac{M}{T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - p \cdot x_4 \cdot x_5 \\ \dot{x}_4 = \frac{M}{T_r} \cdot x_2 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 + p \cdot x_3 \cdot x_5 \\ \dot{x}_5 = \eta \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (\text{III.104})$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda = \frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} + \frac{1}{T_r} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \\ \Gamma = \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \\ \delta = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \\ \eta = \frac{p \cdot M}{J \cdot L_r} \end{array} \right. \quad (\text{III.105})$$

III.6.1.2. Choix des surfaces de glissements

Notre choix des surfaces de glissements des variables à contrôler sont la vitesse et le flux qui sont donnés dans la forme d'un système de surface du premier ordre.

➤ Vitesse Ω_r

$$S_1 = K_1 \cdot (\Omega_r - \Omega_{rref}) + (\dot{\Omega}_r - \dot{\Omega}_{rref}) \quad (\text{III.106})$$

Si on introduit l'erreur en vitesse :

$$\varepsilon_{\Omega} = \Omega_r - \Omega_{rref} \quad (\text{III.107})$$

On aura :

$$S_1 = K_1 \cdot \varepsilon_{\Omega} + \dot{\varepsilon}_{\Omega} \quad (\text{III.108})$$

➤ Flux Φ_r

$$S_2 = K_2 \cdot (\Phi_r - \Phi_{rref}) + (\dot{\Phi}_r - \dot{\Phi}_{rref}) \quad (\text{III.109})$$

Avec l'erreur en flux :

$$\varepsilon_{\Phi_r} = \Phi_r - \Phi_{rref} \quad (\text{III.110})$$

On aura :

$$S_2 = K_2 \cdot \varepsilon_{\Phi_r} + \dot{\varepsilon}_{\Phi_r} \quad (\text{III.111})$$

Où : K_1 et K_2 sont des gains positifs.

III.6.1.3. Conditions de convergence

Pour que les variables choisies convergent vers leurs valeurs de référence il faut que les deux surfaces de glissement soient nulles.

$$\begin{cases} S_1 = 0 \\ S_2 = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(\Omega_r - \Omega_{rref}) + K_1 \cdot (\Omega_r - \Omega_{rref}) = 0. \\ \frac{d}{dt}(\Phi_r - \Phi_{rref}) + K_2 \cdot (\Phi_r - \Phi_{rref}) = 0. \end{cases} \quad (\text{III.112})$$

Par conséquent pour une surface de glissement nulle ($S_1=0$) la vitesse mécanique et le flux rotorique convergent exponentiellement vers leurs références. Alors pour suivre Ω_{rref} et Φ_{rref} , il suffit de rendre la surface de glissement attractive et invariante.

La réalisation d'un mode glissant est conditionnée par la vérification par la relation d'attractivité de Lyapunov $S_1 \cdot \dot{S}_1 < 0$ et celle d'invariance ($\dot{S}_1 = 0$).

III.6.1.4. Loi de commande par mode glissant

Notre but consiste à générer une loi de commande $[V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^T$ en utilisant la théorie du contrôle par mode glissant. Les états considérés pour le contrôle du moteur asynchrone sont :

La vitesse et le flux rotorique (Ω_r, Φ_r) .

Pour des raisons de commodité de calcul on prendra :

$$\Psi_r = \Phi_r^2 = \Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2 = x_3^2 + x_4^2 \quad (\text{III.113})$$

Sa dérivée correspondante donne :

$$\dot{\Psi}_r = 2 \cdot x_3 \cdot \dot{x}_3 + 2 \cdot x_4 \cdot \dot{x}_4 \quad (\text{III.114})$$

Les surfaces de glissement seront alors :

$$\begin{cases} S_1 = K_1 \cdot (x_5 - \Omega_{rref}) + (\dot{x}_5 - \dot{\Omega}_{rref}). \\ S_2 = K_2 \cdot (\Psi_r - \Psi_{rref}) + (\dot{\Psi}_r - \dot{\Psi}_{rref}). \end{cases} \quad (\text{III.115})$$

Les dérivées successives de S_1 et S_2 seront :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = K_1 \cdot (\dot{x}_5 - \dot{\Omega}_{rref}) + (\ddot{x}_5 - \ddot{\Omega}_{rref}). \\ \dot{S}_2 = K_2 \cdot (\dot{\Psi}_r - \dot{\Psi}_{rref}) + (\ddot{\Psi}_r - \ddot{\Psi}_{rref}). \end{cases} \quad (\text{III.116})$$

En utilisant le système d'équation (III.104), les dérivés correspondants seront :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_5 = \eta \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{C_r}{J} \\ \ddot{x}_5 = \eta \cdot (\dot{x}_2 \cdot x_3 + \dot{x}_3 \cdot x_2 - \dot{x}_1 \cdot x_4 - \dot{x}_4 \cdot x_1) - \frac{\dot{C}_r}{J} \\ \dot{\Psi}_r = \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{2}{T_r} \cdot (x_3^2 + x_4^2) \\ \ddot{\Psi}_r = \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (\dot{x}_1 \cdot x_3 + \dot{x}_3 \cdot x_1 + \dot{x}_2 \cdot x_4 + \dot{x}_4 \cdot x_2) \\ \quad - \frac{2}{T_r} \cdot \left(\frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{2}{T_r} \cdot (x_3^2 + x_4^2) \right) \end{array} \right. \quad (\text{III.117})$$

Le développement de calcul nous donne :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{S}_1 = (K_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda) \cdot \eta \cdot h_2 - K \cdot \frac{C_r}{J} - p \cdot x_5 \cdot \eta \cdot (h_1 + \Gamma \cdot \Psi_r) \\ \quad - K_1 \cdot \dot{\Omega}_{ref} - \ddot{\Omega}_{ref} + \delta \cdot \eta \cdot (x_3 \cdot V_{s\beta} - x_4 \cdot V_{s\alpha}) \\ \dot{S}_2 = \frac{2}{T_r} \cdot \left(\frac{2 + M \cdot \Gamma}{T_r} - K_2 \right) \cdot \Psi_r + \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot \left(\frac{M}{T_r} \cdot h_3 + (K_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda) \cdot h_1 \right. \\ \quad \left. + p \cdot x_5 \cdot h_2 \right) - K_2 \cdot \dot{\Psi}_{ref} - \ddot{\Psi}_{ref} + \frac{2 \cdot \delta}{T_r} \cdot M \cdot (x_4 \cdot V_{s\beta} + x_3 \cdot V_{s\alpha}) \end{array} \right. \quad (\text{III.118})$$

Tels que :

$$\left\{ \begin{array}{l} h_1 = x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4 \\ h_2 = x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4 \\ h_3 = x_1^2 + x_2^2 \end{array} \right. \quad (\text{III.119})$$

Le système (III.118) peut être réorganisé dans la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\delta \cdot x_4 & \delta \cdot x_3 \\ \delta \cdot M \cdot x_3 & \delta \cdot M \cdot x_4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.120})$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_1 = (K_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda) \cdot h_2 - \frac{K_1}{\eta \cdot J} \cdot C_r - p \cdot x_5 \cdot (h_1 + \Gamma \cdot \Psi_r) \\ \quad - \frac{K_1}{\eta} \cdot \dot{\Omega}_{ref} - \frac{1}{\eta} \cdot \ddot{\Omega}_{ref} \\ F_2 = (\frac{2 + M \cdot \Gamma}{T_r} - K_2) \cdot \Psi_r + M \cdot (\frac{M}{T_r} \cdot h_3 + (K_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda) \cdot h_1 \\ \quad + p \cdot x_5 \cdot h_2) - \frac{T_r \cdot K_2}{2} \cdot \dot{\Psi}_{ref} - \frac{T_r}{2} \cdot \ddot{\Psi}_{ref} \end{array} \right. \quad (III.121)$$

Sous la forme condensée, le système (III.120) sera de la forme :

$$\dot{S} = F + D \cdot V \quad (III.122)$$

Où :

$$F = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} \quad (III.123)$$

$$D = \begin{bmatrix} -\delta \cdot x_4 & \delta \cdot x_3 \\ \delta \cdot M \cdot x_3 & \delta \cdot M \cdot x_4 \end{bmatrix} \quad (III.124)$$

Et pour vérifier la condition de stabilité de Lyapunov ($S_i \cdot \dot{S}_i < 0$) il faut avoir:

$$\dot{S} = -v \cdot \text{Sign}(S) \quad (III.125)$$

En égalisant (III.122) et (III.125) on aura :

$$V = -D^{-1} \cdot v \cdot \text{Sign}(S) - D^{-1} \cdot F \quad (III.126)$$

D'après ce calcul la loi de commande est donnée par :

$$V = V_{eq} + V_c \quad (III.127)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{eq} = -D^{-1} \cdot F \\ V_c = -D^{-1} \cdot v \cdot \text{Sign}(S) \end{array} \right. \quad (III.128)$$

La commande globale assurant à la fois ($S_i = 0$ et $S_i \cdot \dot{S}_i < 0$) est :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.129})$$

➤ Loi de commande équivalente :

$$\begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.130})$$

➤ Loi de commande de commutation :

$$\begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_1 & 0 \\ 0 & v_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \text{Sign}(S_1) \\ \text{Sign}(S_2) \end{bmatrix} \quad (\text{III.131})$$

Pour que la loi de commutation intervienne de la loi de commande globale il faut choisir v_1 et v_2 suffisamment grands:

$$\begin{cases} v_1 > |F_1| \\ v_2 > |F_2| \end{cases} \quad (\text{III.132})$$

La loi de commande existe à condition que la matrice D sera inversible (déterminant $\neq 0$) :

$$[D] = -\delta^2 \cdot M \cdot \Psi_r \neq 0 \quad (\text{III.133})$$

Alors :

$$D^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{-x_4}{\delta \cdot \Psi_r} & \frac{x_3}{\delta \cdot M \cdot \Psi_r} \\ \frac{x_3}{\delta \cdot \Psi_r} & \frac{x_4}{\delta \cdot M \cdot \Psi_r} \end{bmatrix} \quad (\text{III.134})$$

III.6.2. Commande glissante d'ordre deux (algorithme de Twisting)

Pour élaborer la loi de commande selon l'algorithme du Twisting, nous avons choisi la surface de glissement "S" de telle sorte que le degré relatif soit égal à deux.

$$S = \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Omega_r - \Omega_{rref} \\ \Psi_r - \Psi_{rref} \end{pmatrix} \quad (III.135)$$

Ω_{rref} et Ψ_{rref} Correspondent aux trajectoires de références définies plus haut.

L'algorithme de Twisting (détailé précédemment) est appliqué à la commande u pour forcer les trajectoires du système à évoluer au bout d'un temps fini sur la surface "S" et générer un régime glissant d'ordre deux tel que $S = \dot{S} = 0$

La dérivée seconde de "S" permet d'obtenir:

$$S_1 = \Omega_r - \Omega_{rref} \quad (III.136)$$

$$S_2 = \Psi_r - \Psi_{rref} \quad (III.137)$$

Tel que

$$\Psi_r = \Phi_r^2 = \Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2 \quad (III.138)$$

$$\ddot{S}_1 = -a.h_2 - c.x_5.\Psi_r - \left(\frac{h_2}{T_r} \right) - p.x_5.h_1 + d.(-x_4.v_{s\alpha} + x_3.v_{s\beta}) - \ddot{\Omega}_{rref} / e \quad (III.139)$$

$$\ddot{S}_2 = \Psi_r \cdot \left(M.b + \frac{2}{T_r} \right) + M \left(M \cdot \frac{h_3}{T_r} + h_1 \cdot \left(\left(-\frac{3}{T_r} \right) - a \right) + p.x_5.h_2 \right) - \frac{\ddot{\Psi}_{rref} \cdot T_r}{2} + M.d.(x_3.v_{s\alpha} + x_4.v_{s\beta}) \quad (III.140)$$

Avec

$$R_t = R_s + \frac{M^2}{L_r \cdot T_r}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad T_s = \frac{L_s}{R_s}$$

$$\left(a = \frac{R_t}{\sigma} \cdot L_s \right), \left(b = \frac{M}{\sigma} \cdot L_s \cdot L_r \cdot T_r \right), \left(c = M \cdot \frac{p}{\sigma} \cdot L_s \cdot L_r \right), \left(d = \frac{1}{\sigma} \cdot L_s \right), \left(e = \frac{p \cdot M}{(J \cdot L_r)} \right)$$

Tel que :

$$\begin{cases} h_1 = x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4 \\ h_2 = x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4 \\ h_3 = x_1^2 + x_2^2 \end{cases}$$

○ Loi de commande :

$$\mathbf{u} = \mathbf{D}^{-1} \cdot [-\mathbf{F} + \mathbf{V}] \quad (\text{III.141})$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_1 \\ \mathbf{u}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{x_4}{d.\psi_r} & \frac{x_3}{d.M.\psi_r} \\ \frac{x_3}{d.\psi_r} & \frac{x_4}{d.M.\psi_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1 - \mathbf{F}_1 \\ \mathbf{V}_2 - \mathbf{F}_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.142})$$

$$\mathbf{F}_1 = (-a.h_2) - (c.x_5.\psi_r) - \left(\frac{h_2}{T_r} \right) - (p.x_5.h_1) - \ddot{\Omega}_{\text{ref}} / e \quad (\text{III.143})$$

$$\mathbf{F}_2 = \psi_r \cdot \left(M.b + \frac{2}{T_r} \right) + M \left(M \cdot \frac{h_3}{T_r} + h_1 \cdot \left(\left(-\frac{3}{T_r} \right) - a \right) + (p.x_5.h_2) \right) - \frac{\ddot{\Psi}_{\text{ref}} \cdot T_r}{2} \quad (\text{III.144})$$

$$\mathbf{V}_1 = \begin{cases} -\lambda_{m1} \cdot \text{sign}(S_1) & \text{si } S_1 \cdot \dot{S}_1 \leq 0 \\ -\lambda_{M1} \cdot \text{sign}(S_1) & \text{si } S_1 \cdot \dot{S}_1 > 0 \end{cases} \quad (\text{III.145})$$

$$\mathbf{V}_2 = \begin{cases} -\lambda_{m2} \cdot \text{sign}(S_2) & \text{si } S_2 \cdot \dot{S}_2 \leq 0 \\ -\lambda_{M2} \cdot \text{sign}(S_2) & \text{si } S_2 \cdot \dot{S}_2 > 0 \end{cases} \quad (\text{III.146})$$

$$\mathbf{u}_1 = \mathbf{V}_{s\alpha} = \frac{x_4 \cdot \mathbf{F}_1}{d.\psi_r} - \frac{x_3 \cdot \mathbf{F}_2}{d.M.\psi_r} - \frac{x_4 \cdot \mathbf{V}_1}{d.\psi_r} + \frac{x_3 \cdot \mathbf{V}_2}{d.M.\psi_r} \quad (\text{III.147})$$

$$\mathbf{u}_2 = \mathbf{V}_{s\beta} = - \left(\frac{x_3 \cdot \mathbf{F}_1}{d.\psi_r} + \frac{x_4 \cdot \mathbf{F}_2}{d.M.\psi_r} \right) + \frac{x_3 \cdot \mathbf{V}_1}{d.\psi_r} + \frac{x_4 \cdot \mathbf{V}_2}{d.M.\psi_r} \quad (\text{III.148})$$

III.7. Présentations des résultats de simulation

III.7.1. Application du mode glissant d'ordre un sur la machine (modèle biphasé $\alpha\beta$)

La figure (III.27) représente l'évolution du comportement de la MAS dans des conditions de charge variable. Après un démarrage à vide pour une vitesse de référence (1500 tr/min), on fait subir à la machine une charge nominale de (3.5 Nm) à ($t= 1.5s$).

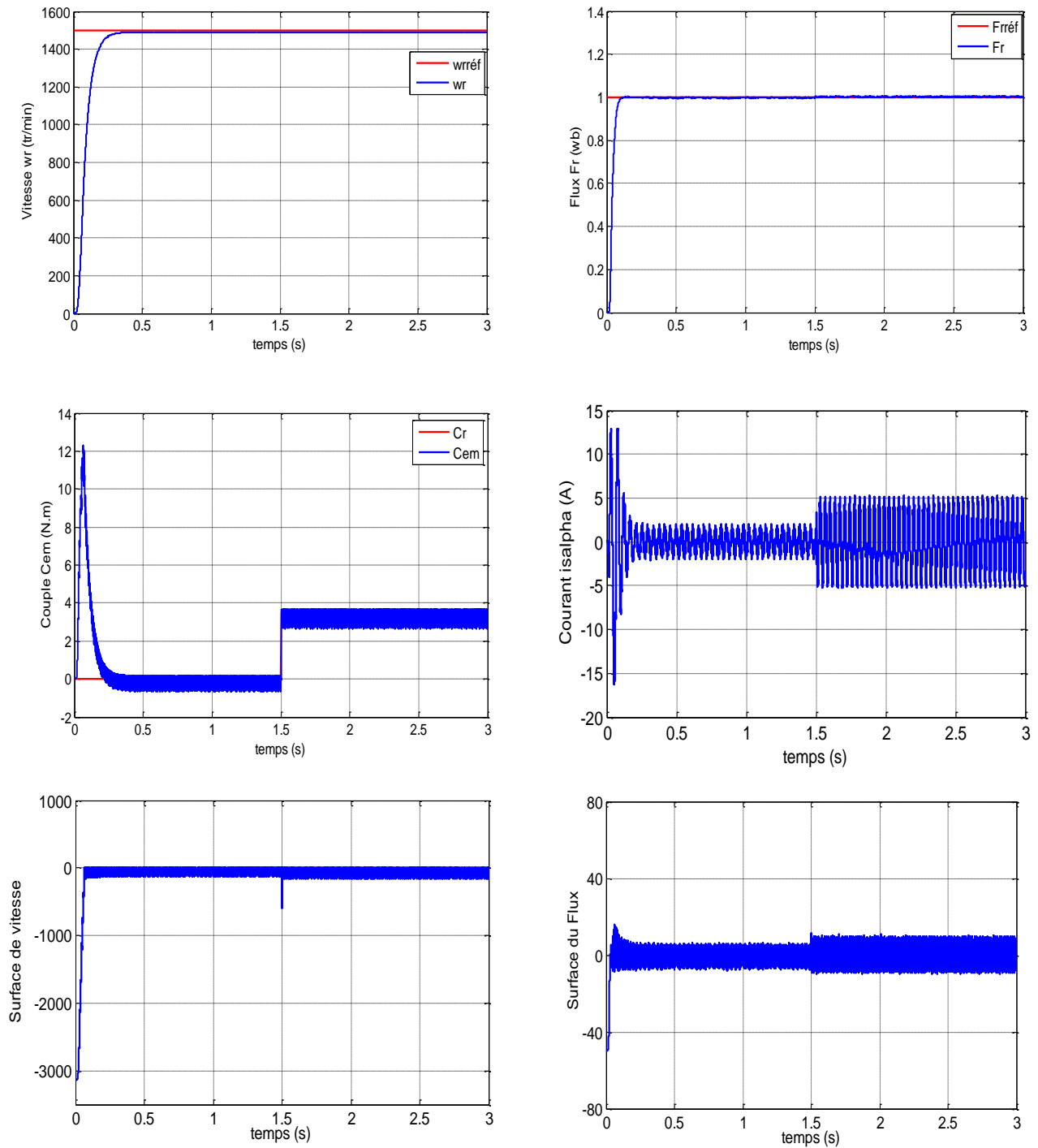


Figure (III.27). Comportement dynamique de la MAS (modèle biphasé $\alpha\beta$) lors d'un démarrage à vide ($\Omega_{r\text{réf}}=1500$ tr/min) suivi d'une variation de la charge ($C_r=3.5$ N.m): commande par mode glissant d'ordre un

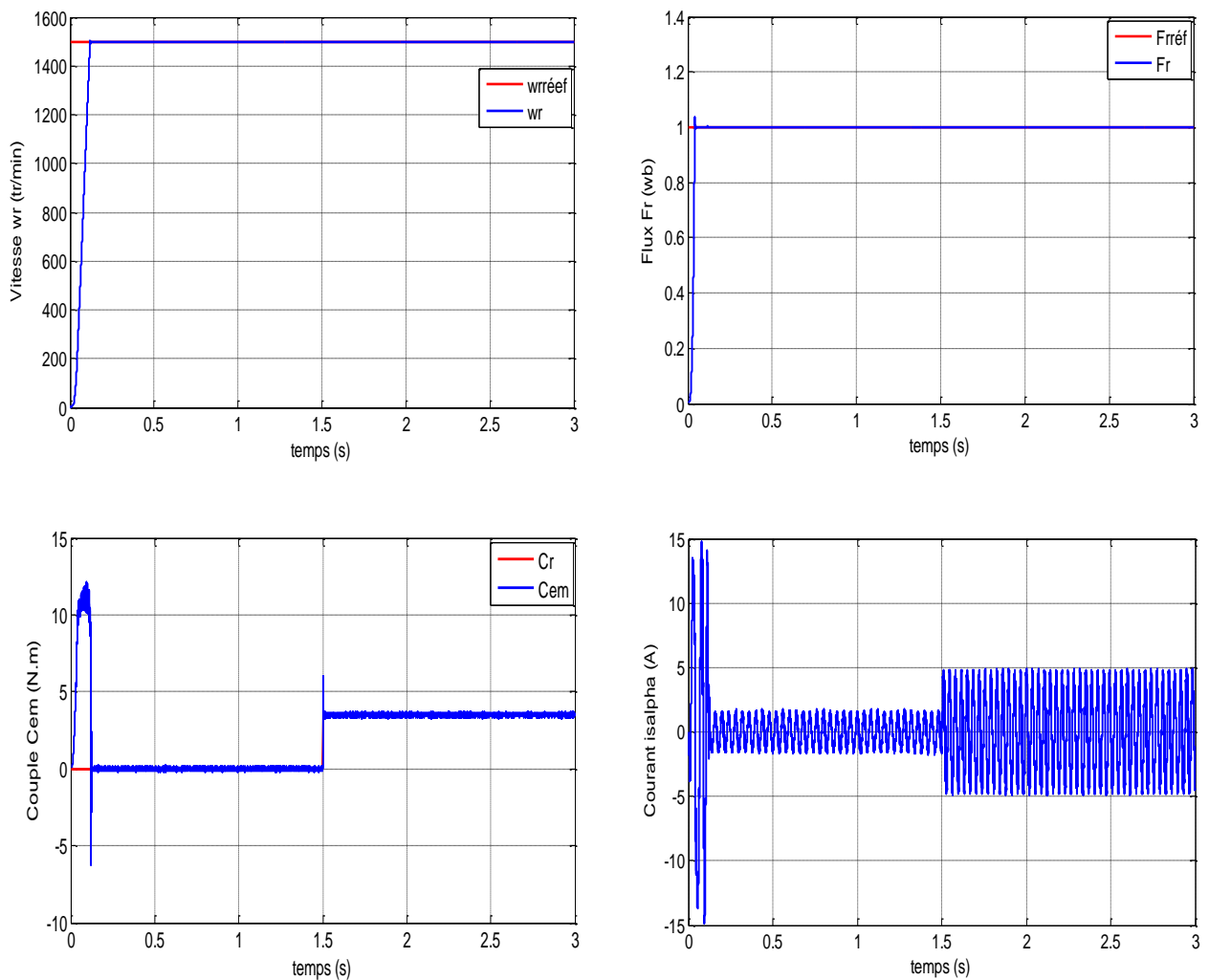
III.7.1.1. Interprétations des résultats

☞ Nous avons obtenu :

Une réponse de vitesse satisfaisante, une augmentation du courant absorbé à l'instant de l'application de la charge. Le couple suit sa référence avec l'apparition des broutements importants (chattering). Les surfaces de glissement de la vitesse et du flux, convergent toutes les deux vers zéro.

III.7.2. Application du mode glissant d'ordre deux (algorithme de Twisting) sur la machine (modèle biphasé $\alpha\beta$)

La figure (III.28) représente l'évolution du comportement de la MAS dans des conditions de charge variable. Après un démarrage à vide pour une vitesse de référence (1500 tr/min), on fait subir à la machine une charge nominale de (3.5 Nm) à ($t=1.5\text{s}$).



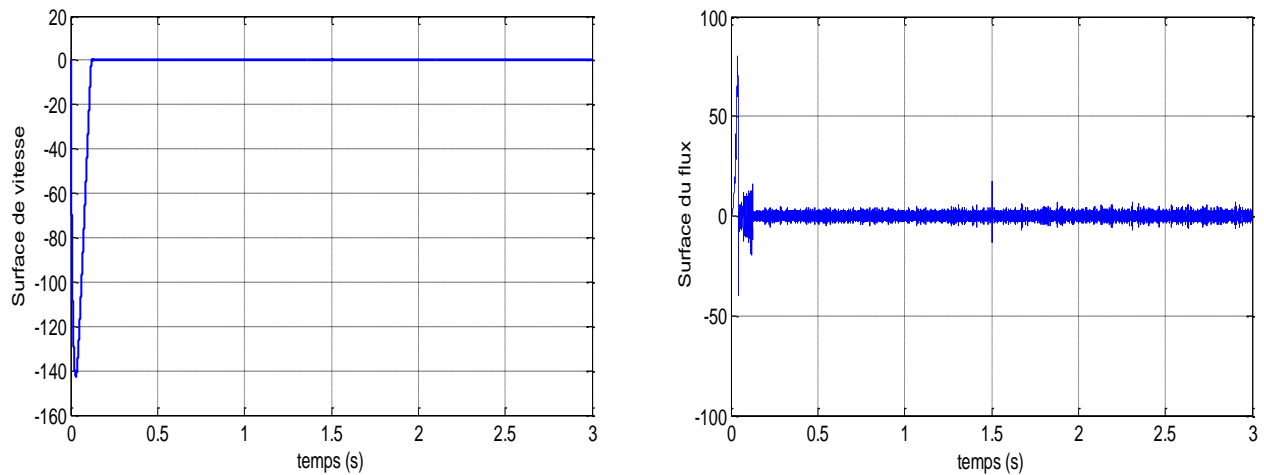


Figure (III.28). Comportement dynamique de la MAS (modèle biphasé $\alpha\beta$) lors d'un démarrage à vide ($\Omega_{r\text{ ref}}=1500$ tr/min) suivi d'une variation de la charge ($C_r=3.5$ N.m): commande par mode glissant d'ordre deux

III.7.2.1. Interprétations des résultats

☞ Nous avons obtenu :

Des réponses très satisfaisantes pour la vitesse et le carré du flux rotorique (transitoire de court durée), les impacts de charge n'ont pas d'influence sur ses valeurs.

Ces résultats montrent le découplage entre la vitesse et le flux lors de l'application de la charge. Le couple suit sa référence avec l'apparition de faibles broutements (Chattering).

Les surfaces de glissement de la vitesse et du flux, convergent toutes les deux vers zéro du plan (S, \dot{S}) .

III.7.3. Etude comparative

Pour avoir une meilleure évaluation des résultats qu'on a obtenu dans cette partie, il est judicieux d'effectuer une comparaison entre les deux approches de commande ainsi élaborées, afin de montrer les performances dynamiques et statiques et la robustesse de chacune de ces commandes. Cette étape permet de donner une aide pour le choix du type de commande selon le cahier de charge d'application envisagée. Cette étude nous conduit à prévoir les avantages et les inconvénients à l'emploi de telle ou telle méthode de contrôle à satisfaire lors d'une mise en œuvre d'une stratégie de commande, la meilleure sera celle qui répond aux exigences telle que :

Meilleures performances dynamiques et statiques, meilleure poursuite des trajectoires prédéterminées, meilleure robustesse aux variations des paramètres et le rejet des perturbations

inconnus avec une réponse performante toute en assurant le découplage entre ces deux principales dynamiques (La vitesse et le flux).

III.7.3.1. Interprétation et évaluation

Pour mettre en évidence l'importance de la technique de commande par mode glissant, on va effectuer des tests de robustesse à savoir: la variation de vitesse, l'inversion du sens de marche, la variation de la charge et l'influence des variations des paramètres de la machine en particulier la résistance rotorique.

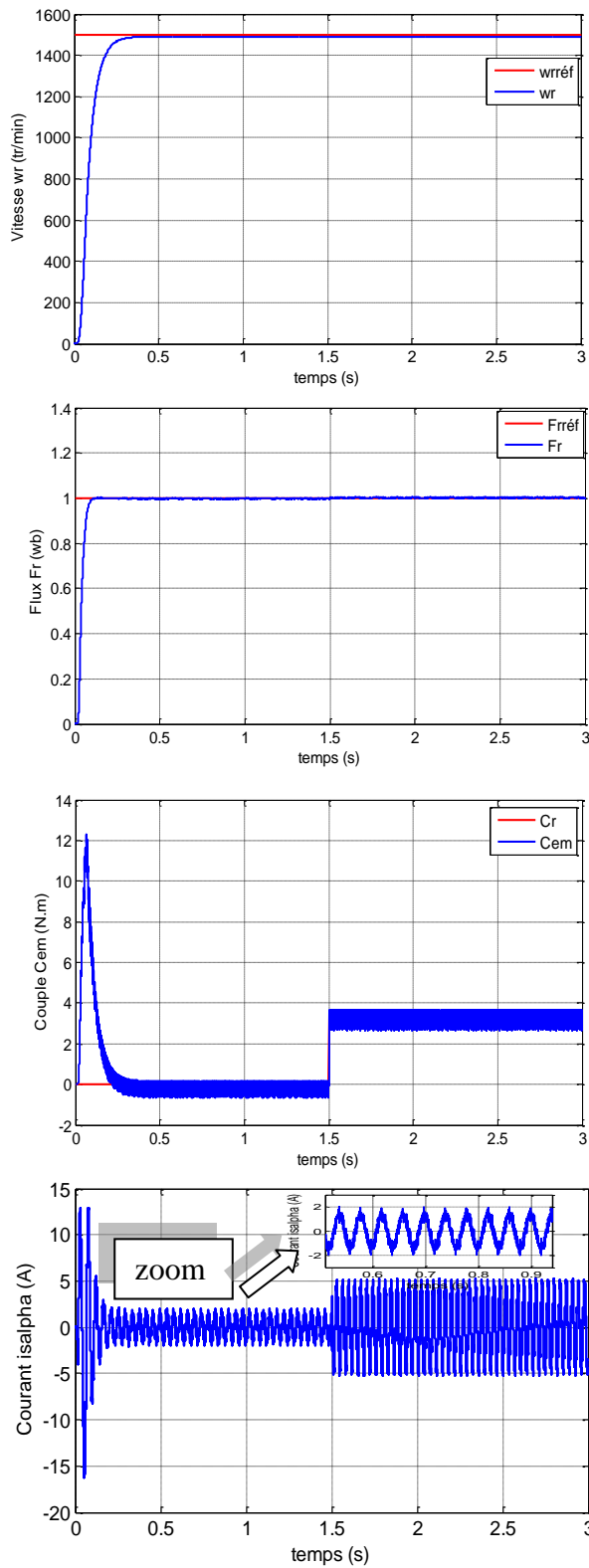
Les résultats de simulation de la régulation, la poursuite à charge nominale, la poursuite dans le cas de l'inversion du sens de rotation, la poursuite à basse vitesse et la robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique sont donnés par les figures (III.29), (III.30), (III.31), (III.32). Les performances offertes par chaque type de commande donnent :

- **Commande par mode glissant d'ordre un:**

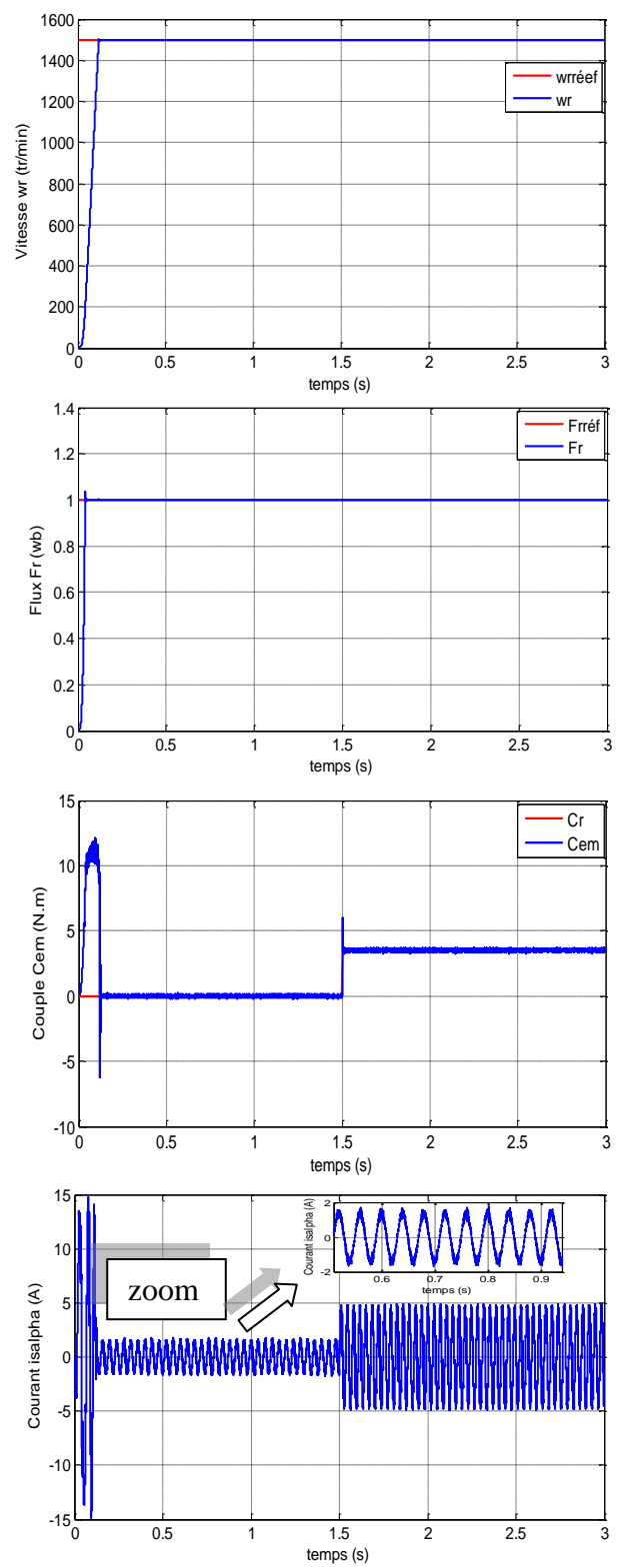
- ☞ Performances du régime transitoire et statique et performances de poursuite sont satisfaisantes,
- ☞ Performances de la robustesse sont satisfaisantes et le rejet des perturbations est rapide,
- ☞ Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique est satisfaisante,
- ☞ Phénomène de chattering est très important.

- **Commande par mode glissant d'ordre deux (algorithme de Twisting) :**

- ☞ Performances du régime transitoire et statique et performances de poursuite sont très satisfaisantes,
- ☞ Performances de la robustesse et le rejet des perturbations est très rapide,
- ☞ Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique est très satisfaisante,
- ☞ Phénomène de chattering réduit.

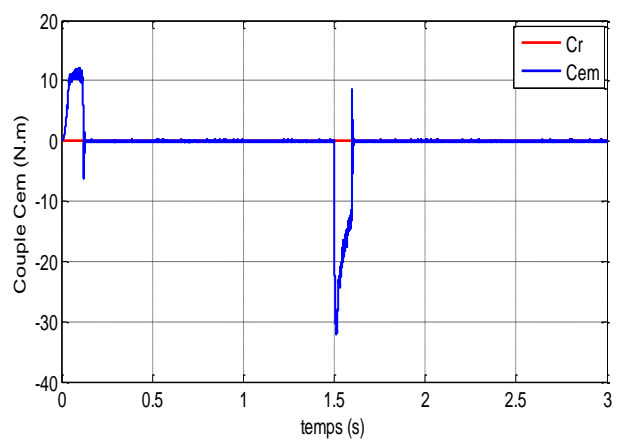
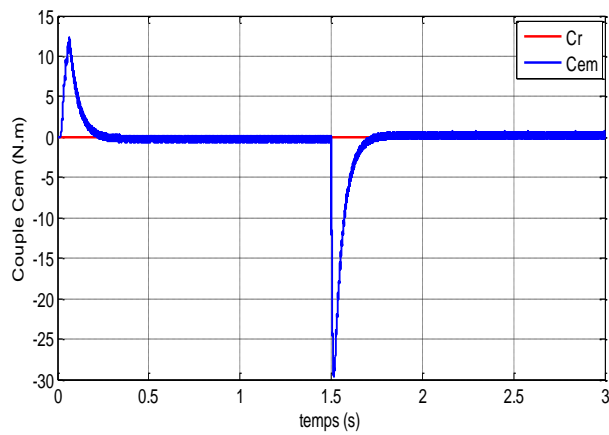
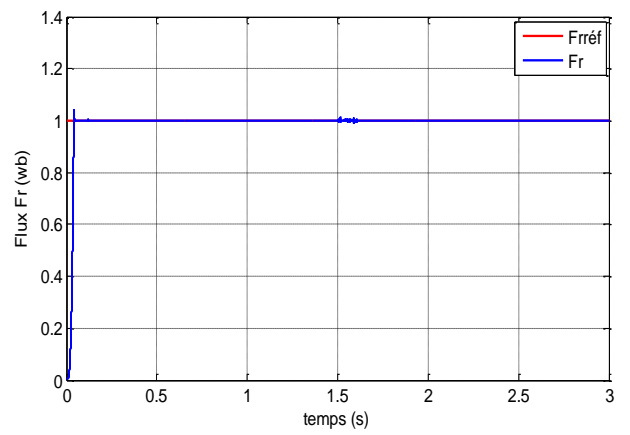
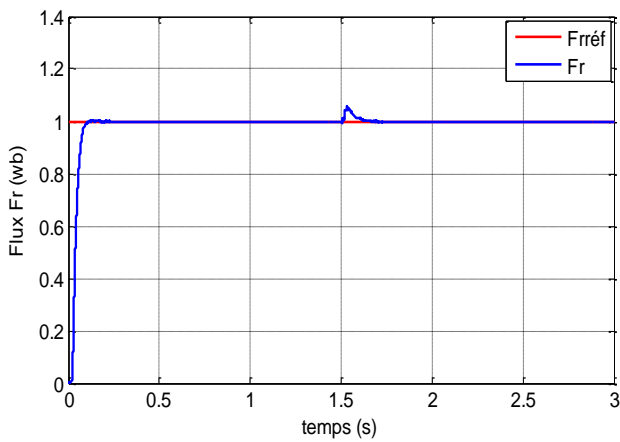
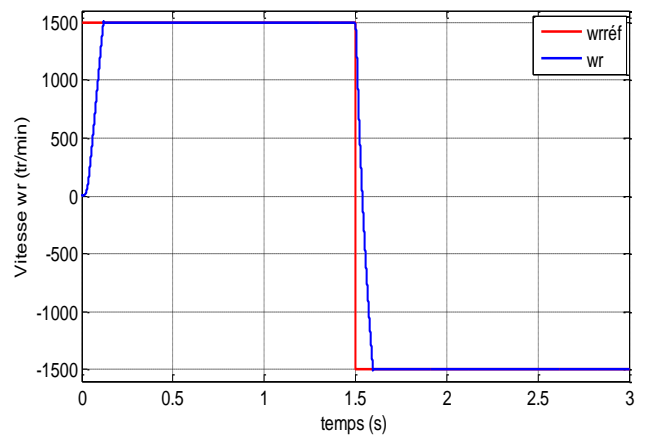
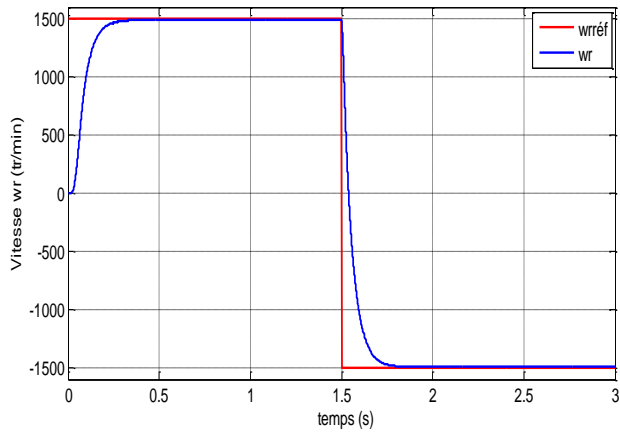


MG d'ordre un



MG-Twisting

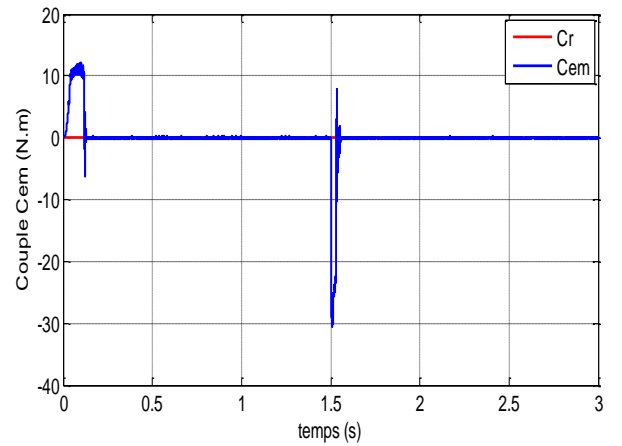
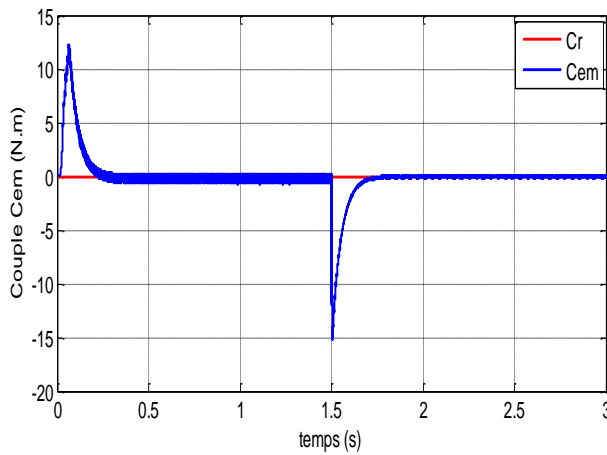
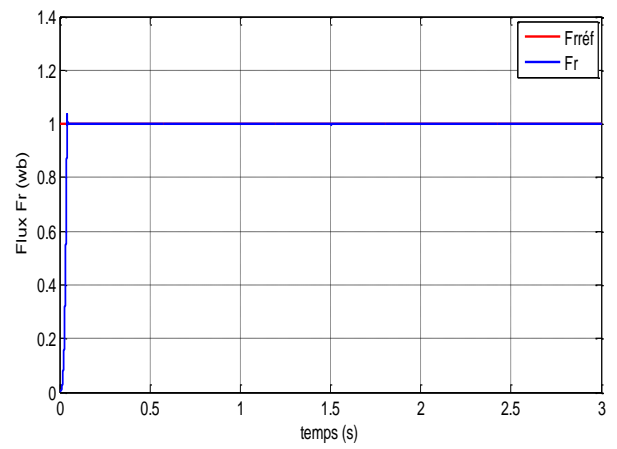
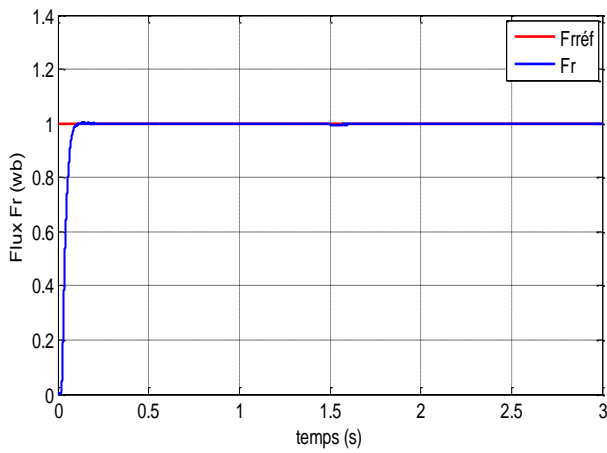
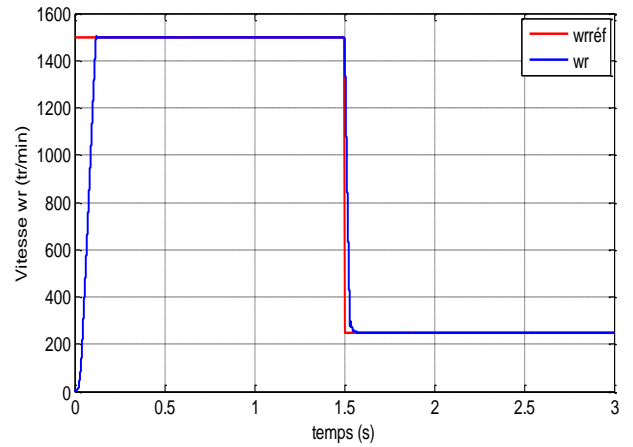
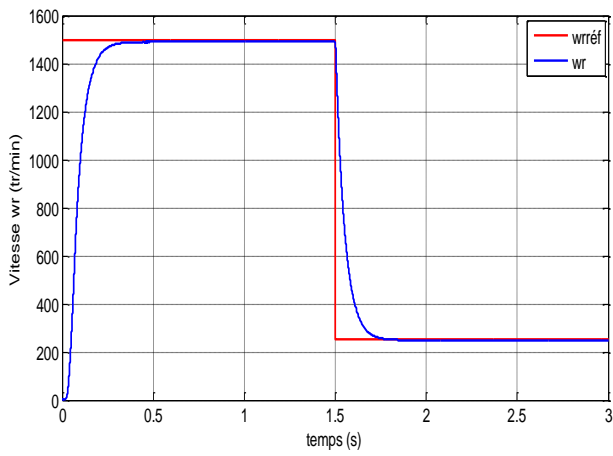
Figure (III.29). Comparaison au niveau de la régulation de la vitesse



MG d'ordre un

MG-Twisting

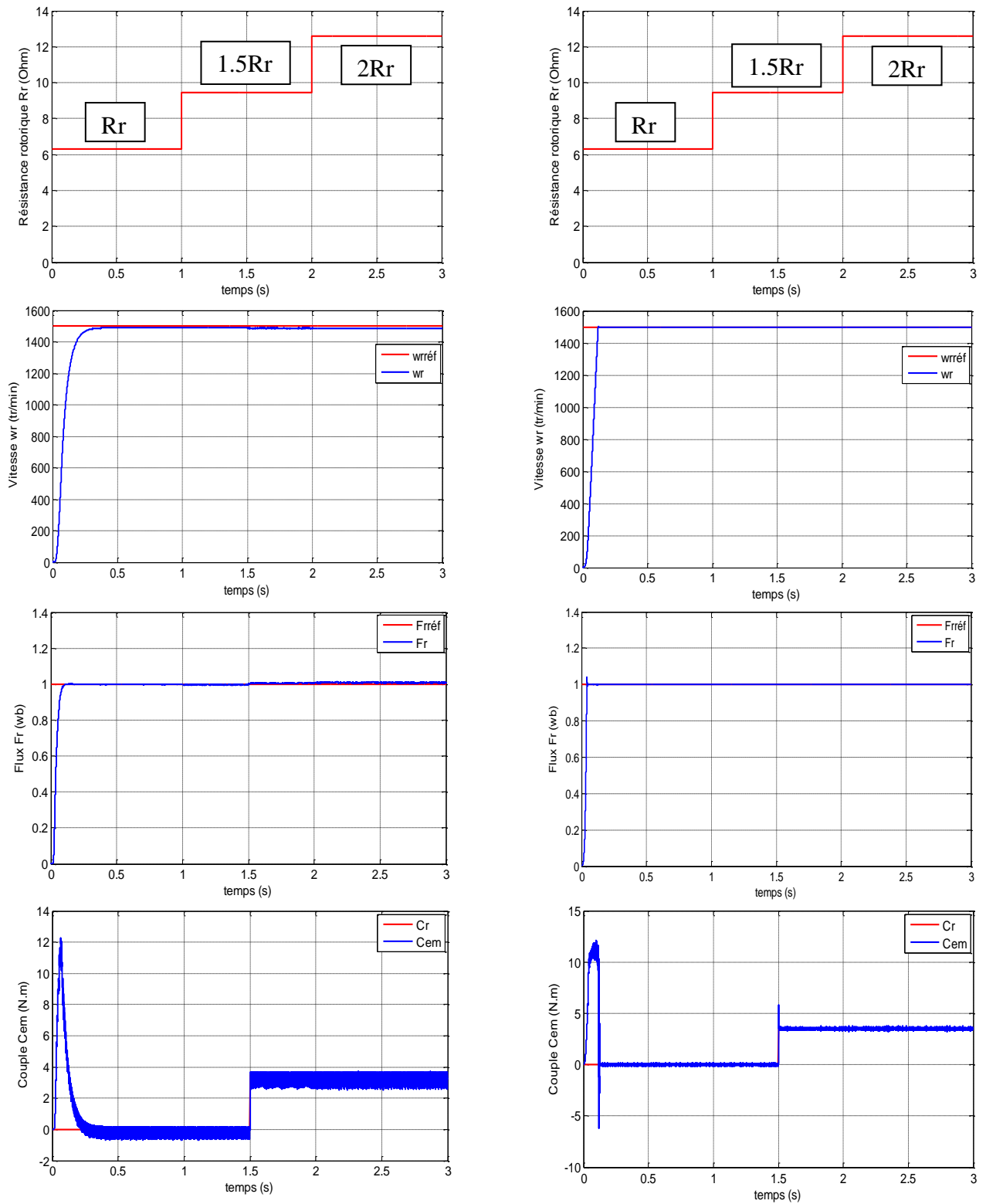
Figure (III.30). Comparaison au niveau de la poursuite (inversion du sens de la rotation de la vitesse)



MG d'ordre un

MG-Twisting

Figure (III.31). Comparaison au niveau de la poursuite à basse vitesse



MG d'ordre un

MG-Twisting

Figure (III.32). Comportement dynamique de la MAS lors d'une variation paramétrique avec application d'un couple de charge

III.7.4. Résultats de simulation: Application de la commande (MG-Twisting) sur la machine en présence de défaut (modèle triphasé)

III.7.4.1. Application sur la machine (modèle triphasé sans défaut)

- à ($t=1.5$ s) on introduit un couple de charge ($C_r=3.5$ N.m).

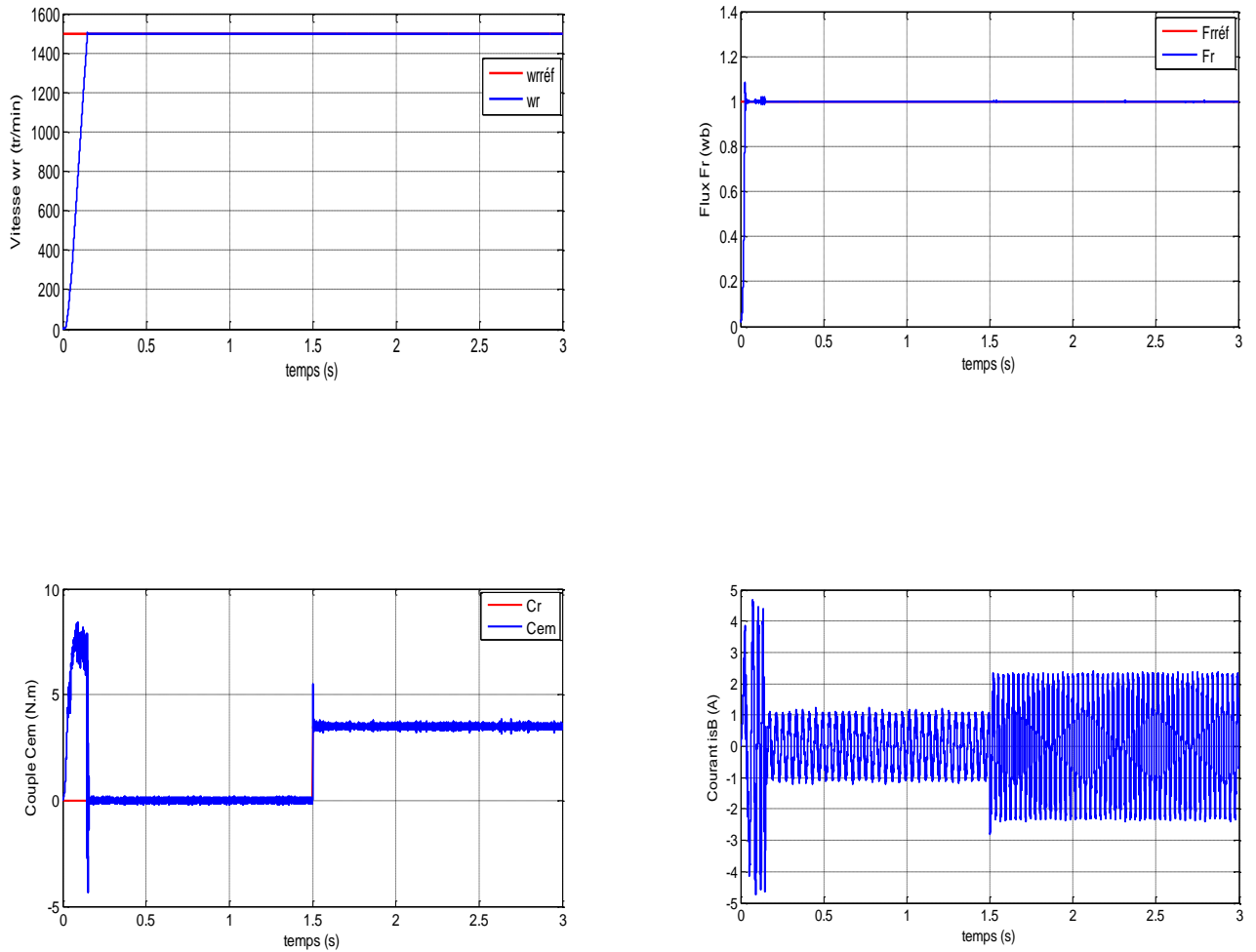


Figure (III.33). Résultats de simulation de la commande (MG-Twisting) sur la machine (modèle triphasé en absence de défaut)

III.7.4.2. Application sur la machine (modèle triphasé avec défaut)

- a) à ($t=1.5s$) on introduit un couple de charge égal au couple nominal ($C_r=3.5$ N.m) puis à ($t=2.2$ s) un court-circuit entre-spires (6.25%) dans le stator (phase B):

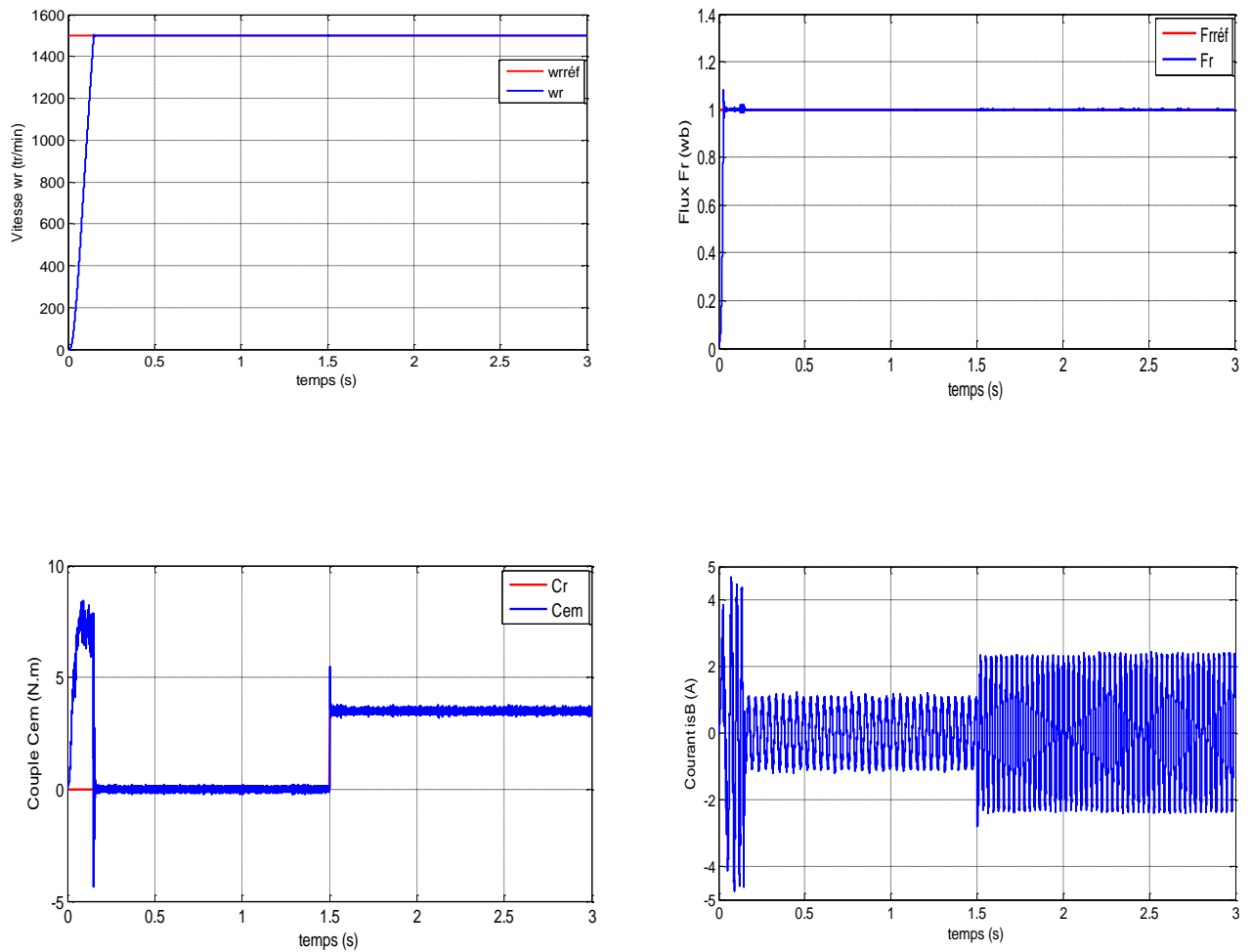


Figure (III.34). Résultats de simulation de la commande (MG-Twisting) sur la machine (modèle triphasé avec un défaut de court-circuit entre spires de 6.25% dans le stator)

- b) à $(t=1.5s)$ on introduit un couple de charge égale au couple nominal ($C_r= 3.5 \text{ N.m}$) puis à $(t=2.2 \text{ s})$ un court-circuit entre spire (12.5%) dans le stator (phase B):

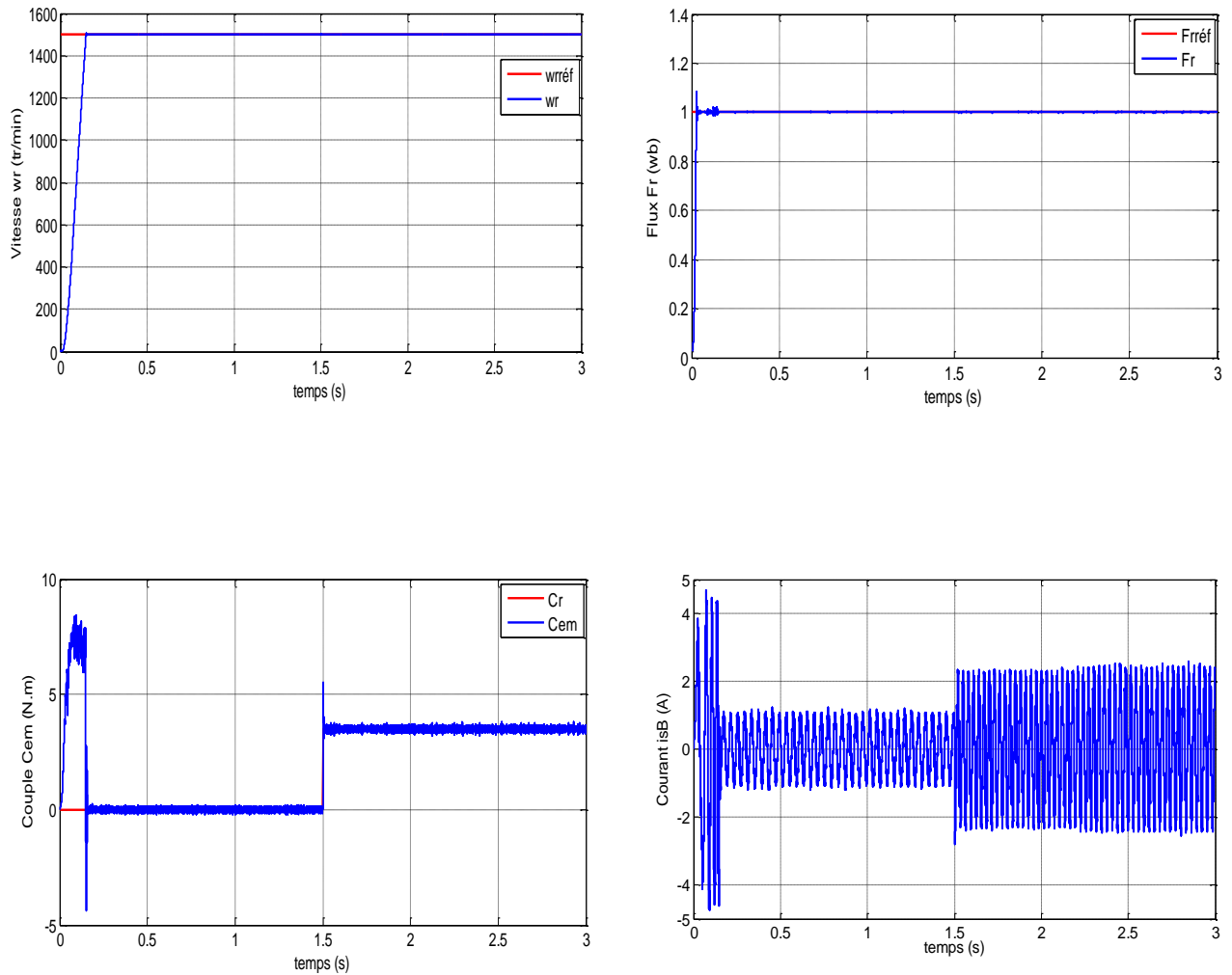


Figure (III.35). Résultats de simulation de la commande (MG-Twisting) sur la machine (modèle triphasé avec un défaut de court-circuit entre spires de 12.5% dans le stator)

- c) à ($t=1.5s$) on introduit un couple de charge égale au couple nominal ($C_r= 3.5$ N.m) puis à ($t=2.2s$) un court-circuit entre spire (25%) dans le stator (phase B):

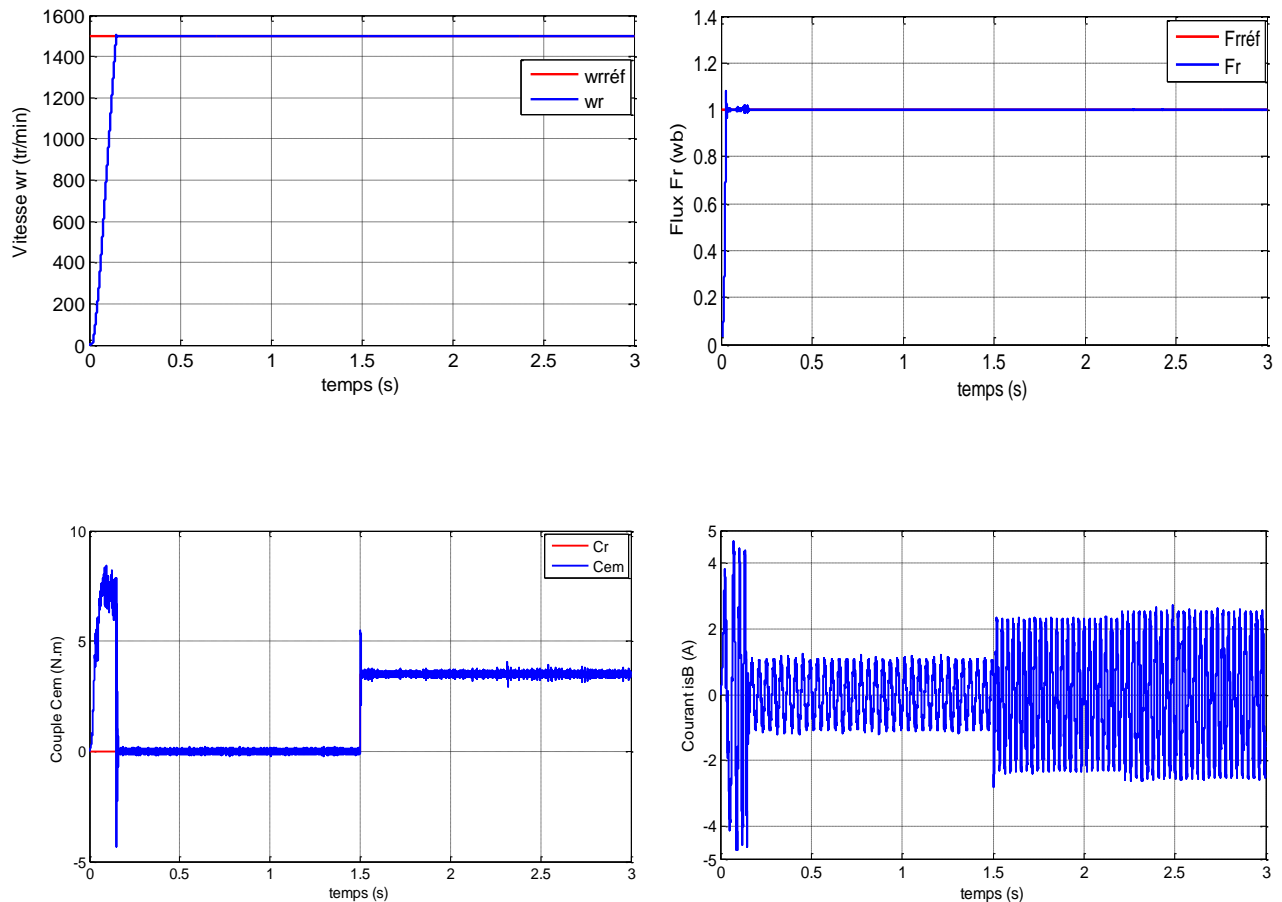


Figure (III.36). Résultats de simulation de la commande (MG-twisting) sur la machine (modèle triphasé avec un défaut de court-circuit entre spires de 25% dans le stator)

III.7.4.3. Interprétations des résultats

D'après les résultats obtenus, il a été constaté que la commande par mode glissant d'ordre deux synthétisée rejette infiniment l'effet des défauts à savoir le court-circuit entre spires qui sont testés à plusieurs pourcentages. En effet, cette commande tolérante aux défauts a compensé l'effet de ces défauts introduits à l'instant ($t=2.2s$) (figures (III.33),(III.34), (III.35) et (III.36)).

Donc la technique de commande par mode glissant d'ordre deux utilisée pour la commande du moteur asynchrone (avec et sans défaut) a conduit à des bonnes performances telles que robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible.

III.8. Conclusion

Nous avons présenté dans ce dernier chapitre, des résultats obtenus par l'application des différentes stratégies de commande non linéaire à savoir: la commande par retour d'état linéarisant, commande par mode glissant d'ordre un et d'ordre deux). Ces résultats obtenus dans le cadre de cette application en simulation mettent en valeur les performances de chaque technique de commande (dépassement, robustesse, rapidité...).

En utilisant le modèle donné dans le chapitre précédent, et en se basant sur la technique de commande par linéarisation entrée-sortie, nous avons développé une loi de commande de la machine asynchrone dans le cas sain et défaillant. Les résultats de simulation ont montré la limitation en performance de cette technique, surtout en présence des défaut statorique. Ensuite nous avons appliqué la technique de commande par mode glissant. Cette application a permis d'avoir des bonnes performances en contrôlant le moteur asynchrone en régime sain et régime défaillant.

Finalement on peut conclure que le réglage par mode de glissement d'ordre deux (algorithme de Twisting) présente une meilleure robustesse, en plus des avantages inhérents à l'utilisateur de la machine asynchrone (robustesse, fiabilité), cette robustesse garante une bonne insensibilité aux perturbations et aux incertitudes paramétriques. On peut conclure que la caractéristique essentielle de cette technique est la capacité de robustesse, cette dernière garantie une bonne insensibilité au défaut de court-circuit entre spires statoriques.



Conclusion générale

Conclusion générale

La caractéristique non linéaire et la variation des paramètres de la machine asynchrone durant son fonctionnement posent un problème de commande conduit l'automaticien à utiliser des modèles de commande non linéaires et multi-variables permettant d'obtenir de bonnes performances.

Ce travail traite un problème fréquemment rencontré : le court-circuit entre spires des phases statorique de la machine asynchrone. Nous avons présenté la technique de commande par retour d'état linéarisant qui permet de découpler et linéariser le comportement entrée-sortie d'un système non linéaire. Nous avons cité les conditions d'application de ce type de commande aussi bien pour des systèmes multi-entrées multi-sorties. Puis nous avons appliqué cette commande non linéaire à la machine asynchrone. Les résultats obtenus montrent une limitation des performances de cette commande dans le cas où la machine présente des défauts statorique..

Toujours, dans le contexte de la commande, ce travail a pour but d'apporter une étude aux travaux déjà menés dans le cadre de l'association du mode glissant. Il s'agit de développer une loi de commande par modes glissants d'ordre supérieur pour résoudre les problèmes de poursuite des systèmes non linéaires incertains, perturbés et réduire le phénomène de chatterning. C'est une technique de commande non linéaire qui permet la conservation des avantages du régime glissant du premier ordre et la réduction du broutement en assurant la convergence en un temps fini vers la surface de glissement. Les travaux effectués dans cette thèse ont été:

- Dans le premier chapitre: 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 pour les localiser.
- Dans le deuxième chapitre: nous avons élaboré deux modèles mathématiques de la machine asynchrone. Le premier est de Park et le deuxième tient compte du défaut statorique (court-circuit entre spires de la même phase).
- Dans le troisième chapitre: nous avons présenté les méthodes de synthèse des commandes par retour d'état linéarisant et par modes glissants d'ordre un et deux. L'objectif étant la réduction du broutement tout en améliorant les performances et la robustesse . Nous avons présenté une étude comparative à partir des résultats de simulation obtenus par les différents types de commande. Ces

résultats obtenus dans le cadre de cette application mettent en valeur les performances de chaque technique de commande (dépassement, robustesse, rapidité...). La commande par mode glissant d'ordre deux (algorithme de Twisting) présente plusieurs avantages tels que robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible dans les deux cas du fonctionnement la machine asynchrone: cas sain et cas défailent.

Comme perspectives de ce travail on peut citer:

- ✓ La mise en œuvre expérimentale des différentes lois de commande développées sur la machine asynchrone en présence du défaut de court-circuit entre spires statoriques.
- ✓ L'utilisation d'autres types de commande à savoir l'hybridation floue-glissant pour avoir de meilleures performances statiques et dynamiques.
- ✓ La reformulation des méthodes développées dans un contexte adaptatif.
- ✓ Généraliser l'étude sur d'autres types de défauts de la machine asynchrone à savoir les défauts rotoriques et mécaniques.



Annexes

Annexe A

Les paramètres de la machine asynchrone utilisée:

Puissance nominale	1.1 kW
Vitesse nominale	2850 tr/min
Résistance statorique	7.828 Ω
Résistance rotorique	6.3 Ω
Inductance cyclique statorique	0.5887 H
Inductance cyclique rotorique	0.9135 H
Inductance mutuelle	0.7153 H
Nombre de paires de pôles	1
Moment d'inertie	0.006093 kg.m ²
Coefficient de frottements visqueux.	0 N.m.s / rad
Nombre de spires totales	160 spires

Annexe B

Preuve de la convergence de l'algorithme Twisting

D'après l'équation (III.95), pour un système de degré relatif égale à deux, nous avons :

$$\ddot{S} \in [-C_0 \ C_0] + [k_m \ k_M]u \quad (B.01)$$

Grâce aux hypothèses sur les gains λ_m et λ_M , on peut montrer que les trajectoires du système (B.01) dans le plan de phase (S, \dot{S}) sont inscrites à l'intérieur de deux trajectoires limites définies par les bornes des fonctions χ et ζ ($\pm C_0, k_m$ et k_M) et qui caractérisent un mouvement en spirale autour de l'origine. Les trajectoires exécutent des tours et convergent vers l'origine.

$$\text{Posant : } L_1 = C_0 - \lambda_M k_m, L_2 = C_0 - \lambda_m k_m, L_3 = -C_0 - \lambda_m k_M, L_4 = -C_0 - \lambda_M k_M$$

Nous avons par hypothèse $L_1 < 0, L_2 < 0, L_3 < 0, L_4 < 0$.

Prenant une condition initiale: $S(0) = 0^+, \dot{S}(0) > 0$. Tant que la trajectoire reste dans ce premier quadrant:

$$L_4 < \ddot{S}(t) < L_1$$

Ce qui donne par intégration

$$\begin{aligned} L_4 t + \dot{S}(0) < \dot{S}(t) < L_1 t + \dot{S}(0) \\ \frac{L_4}{2} t^2 + \dot{S}(0)t < S(t) < \frac{L_1}{2} t^2 + \dot{S}(0)t \end{aligned} \quad (B.02)$$

Puisque $L_1 < 0$, $\dot{S}(t)$ devient négative pour tout t assez grand, la trajectoire doit donc quitter le premier quadrant et elle ne peut le faire qu'en coupant l'axe des abscisses. Soit alors t_1 le temps pour lequel la trajectoire coupe l'axe des abscisses.

Puisque par hypothèse, $\lambda_m > \frac{C_0}{k_m}$, \dot{S} décroît et s'annule pour :

$$t_1 = \frac{\dot{S}(0)}{-L_1} \quad \text{où} \quad S(t_1) = \frac{\dot{S}^2(0)}{-2L_1}$$

La commande commute alors étant donné que S, \dot{S} change de signe. On a maintenant:

$$S(0) > 0, \dot{S}(0) > 0, \text{ le comportement du système est donné par : } L_3 < \ddot{S}(t) < L_2$$

Ce qui donne par intégration:

$$L_3 t < \dot{S}(t) < L_2 t$$

$$\frac{L_3}{2} t^2 - \frac{\dot{S}^2(0)}{2L_1} < S(t) < \frac{L_2}{2} t^2 - \frac{\dot{S}^2(0)}{2L_1} \quad (\text{B.03})$$

S et \dot{S} décroissent et la surface $S = 0$ est atteinte pour le temps:

$$t_2 = \sqrt{\frac{1}{L_1 L_3}} \dot{S}(0) \quad \text{où} \quad \dot{S}(t_1 + t_2) = -\sqrt{\frac{L_3}{L_1}} \dot{S}(0)$$

La commande u commute alors une nouvelle fois et le système évolue dans la partie du plan $S(0) < 0$, $\dot{S} < 0$ jusqu'au nouvel instant de commutation donné par :

$$t_3 = -\frac{1}{L_1} \sqrt{\frac{L_3}{L_1}} \dot{S}(0) \quad \text{où} \quad S(t_1 + t_2 + t_3) = \frac{1}{2} \frac{L_3}{(L_1)^2} \dot{S}^2(0)$$

Le dernier quadrant du plan de phase est alors parcouru et, en procédant comme précédemment, on obtient que la loi de commande commute après un temps t_4 égale :

$$t_4 = -\frac{1}{L_1} \dot{S}(0) \quad \text{où} \quad \dot{S}(t_1 + t_2 + t_3 + t_4) = \frac{L_3}{L_1} \dot{S}(0)$$

A ce stade, on peut remarquer qu'on est revenu au même point dans le plan de phase qu'au début de l'algorithme, si ce n'est que la condition initiale sur \dot{S} est maintenant donnée par :

$$\dot{S}(t_1 + t_2 + t_3 + t_4) = r \dot{S}(0) \quad \text{avec} \quad r = \frac{L_3}{L_1} < 0$$

Le temps total mis pour effectuer cette rotation est :

$$T = t_1 + t_2 + t_3 + t_4 = -\frac{1}{L_1} \left(2 + \sqrt{r} + \frac{1}{\sqrt{r}} \right) \quad (\text{B.04})$$

Il apparaît donc que, dans le plan de phase (S, \dot{S}) les trajectoires décrivent un nombre infini de spirales tout en convergeant en temps fini vers l'origine. En effet, la surface de Poincaré:

$\{S = 0, \dot{S} > 0\}$ est traversée à chaque k^{ieme} rotation à l'instant:

$\tilde{t}_k = \sum_{i=0}^{k-1} T_i$ où $T_i = r^i T$, et on peut montrer facilement que $\dot{S}(\tilde{t}_k) = r^k \dot{S}(0)$. Donc, les fonctions S et \dot{S} décroissent avec une progression géométrique et atteignent la surface de glissement

$\{S = \dot{S} = 0\}$ dans un temps fini égal à :

$$\tilde{t}_\infty = \sum_{i=0}^{\infty} T_i = T \frac{1}{1-r} \quad (\text{B.05})$$



Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] **Meziane Salima**, "Commande adaptative et prédictive de la machine asynchrone", thèse de doctorat, université Mentouri de Constantine, 2009.
- [2] **Rezgui Salah Eddine**, "Commande de la machine électrique en environnement matlab/simulink et temps réel", mémoire de magister, université Mentouri de Constantine, 2009.
- [3] **Noureddine Bessous**, "Contribution au diagnostic des machines asynchrones", mémoire de magister, université Mentouri de Constantine , 2007.
- [4] **Babak Vaseghi**, "Contribution à l'étude des machines électriques en présence de défaut entre-spires: Modélisation - Réduction du courant de défaut", thèse de doctorat, l'Institut National Polytechnique de Lorraine, 2009.
- [5] **V.I. Utkin**, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives", IEEE transaction on industrial electronics, vol. 40 n°. 1, pp. 23-36, 1993.
- [6] **Hadda Benderradji**, "Contribution à la commande robuste de la machine à induction", thèse de doctorat, université de Batna, 2013.
- [7] **M. Levantovsky**, "Second order sliding algorithms: their realization. Dynamics of heterogeneous systems", Institute for system studies Moscow, pp. 32-43, 1985.
- [8] **G. Bartolini, A. Pisano, E. Usai**, "Second order sliding mode control of container cranes" Automatica, vol. 38 n°.1, pp. 1783-1790, 2002.
- [9] **Thierry Floquet**, "Contributions à la commande par modes glissants d'ordre supérieur", thèse de doctorat, université de Lille, 2000.
- [10] **Imad Al-Rouh**, "Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone", thèse de doctorat, université Henri Poincaré Nancy-I, 2004.
- [11] **Jean-Claude Trigeassou**, "Diagnostic des machines électriques", Lavoisier, 2011.
- [12] **Olivier Ondel**, " Diagnostic par reconnaissance des formes : application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone ", thèse de doctorat, l'Ecole Centrale de Lyon, 2006.

- [13] **Roland Casimir**, "Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes", thèse de doctorat, université de Lyon, 2003.
- [14] **Smail Bachir**, "Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique", thèse de doctorat, université de Poitiers, 2002.
- [15] **Gaetan Didier**, "Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances", thèse de doctorat, université de Nancy-I, 2004.
- [16] **Medoued Ammar**, "Surveillance et diagnostic des défauts des machines électriques : Applications aux moteurs asynchrones ", thèse de doctorat, université du 20 aout 1955 de Skikda, 2012.
- [17] **Electric Power Research Institute**, " Improved motors for utility applications", final report Publication EL-2678, vol. 1, 1763-1, EPRI, 1982.
- [18] **O. V. Thorsen, M. Dalva**, "Failure identification and analysis for high voltage induction motors in the petrochemical industry", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35 n°. 4, pp. 810-818, 1999.
- [19] **S. Nandi, H. A. Toliyat, and L. Xiaodong**, "Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 20 n°. 4, pp. 719-729, 2005.
- [20] **Nabih Feki**, "Modélisation électromécanique de transmissions par engrenages - Applications à la détection et au suivi des avaries", thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2012.
- [21] **J. S. Thomson, C. S. Kallesoe**, "Stator fault modeling of induction motors", IEEE Conference Publications, SPEEDAM Conference, pp. 1275-1280, 2006.
- [22] **Khodja Djalal Eddine**, "Elaboration d'un système intelligent de surveillance et de diagnostic automatique en temps réel des défaillances des moteurs à induction", thèse de doctorat, université M'hamed Bougara de Boumerdès, 2007.
- [23] **Mohamed Nacer Saadi**, "Modélisation et diagnostic des systèmes électriques", thèse de doctorat, université Badji Mokhtar de Annaba, 2011.

- [24] **N. M. Elkasabgy, A. R. Eastham, G. E. Dawson**, "Detection of broken bars in the cage rotor on an induction machine", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, n^o. 1, Part 1, pp. 165-171, 1992.
- [25] **M. S. Naït-Saïd, M. E. H. Benbouzid et A. Benchaid**, "Detection of broken bars induction motors using an extended Kalman filter for rotor resistance sensorless estimation", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 15, n^o. 1, pp. 66-70, 2000.
- [26] **Hamid A. Toliyat, Mohammed S. Arefeen, et Alenxender G. Parlos**, "A method for dynamic simulation of air-gap eccentricity in induction machines" IEEE Transactions on Industry Application, vol. 32 n^o. 4, pp. 910-918,1996.
- [27] **Tarek Boumegoura**, "Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic", thèse de doctorat, l'Ecole Centrale de Lyon, 2001.
- [28] **A. J. L. Cardoso, E. S. Saraiva**, "Computer-aided detection of airgap eccentricity in operating three-phase induction motors by park's vector approach", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 29 n^o. 5, pp. 897-901, 1993.
- [29] **A. J. Marques Cardoso, S. M. A. Cruz, J. F. S. Carvalho, E. S. Saraiva**, "Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors by extended Park's vector approach", Industry Application Conference, vol. 1, pp. 642-646, 1995.
- [30] **S. Bachir, G. Champenois, S. Tnani**, "Stator faults diagnosis in induction machines under fixed speed", Electromotion inter. journal on Advanced electromechanical motion systems, vol. 10 n^o. 4, pp. 679-684, 2003.
- [31] **Hubert Razik**, "Le contenu spectral du courant absorbé par la machine asynchrone en cas de défaillance, un état de l'art", La revue 3 EI n^o. 29, pp. 48-52, 2002.
- [32] **A. H. Bonnett**, "Understanding motor shaft failures". IEEE Applications Magazine, pp. 25-41, 1999.
- [33] **Saliou Diouf**, "Contribution au diagnostic industriel de défauts de roulement et de balourd par techniques neuronales: application à la machine asynchrone à cage", thèse de doctorat, université de Paris VII, 2007.

- [34] **Ali Ibrahim**, "Contribution au diagnostic de machines électromécaniques : Exploitation des signaux électriques et de la vitesse instantanée", thèse de doctorat, université de Saint Etienne, 2009.
- [35] **A. H. Bonnett**, "Cause and analysis of anti-friction bearing failures in a.c. induction motors". IEEE Industry Applications Society Newsletter, pp. 14-23, 1993.
- [36] **Belhamdi Saad**, "Diagnostic des défauts de la machine asynchrone contrôlée par différentes techniques de commande", thèse de doctorat, université Mohamed Khider de Biskra, 2014.
- [37] **S. Nandi and al.**, "Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 20, n°. 4, pp. 719-729, 2005.
- [38] **A. Siddique and al.**, "A review of stator fault monitoring techniques of induction motors", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 20, n°. 1, pp. 106-114, 2005.
- [39] **Sahraoui Mohamed**, " Etude comparative des méthodes de diagnostic des machines asynchrones", thèse de doctorat, université Mohamed Khider de Biskra, 2010.
- [40] **W. Finley and al.**, "An analytical approach to solving motor vibration problems", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 363, n°. 5, pp.1467-1480, 2000.
- [41] **Y. Han, Y. H. Song**, "Condition monitoring techniques for electrical equipment - A Literature Survey", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 18, n°. 1, pp. 4-13, 2003.
- [42] **H. Ocak and al.**, "Estimation of the running speed and bearing defect frequencies of an induction motor from vibration data", ELSEVIER, Mechanical Systems and Signal Processing, 18, pp. 515-533, 2004.
- [43] **R.D. Widdle and al.**, "An induction motor model for high-frequency torsional vibration analysis", ELSEVIER, Journal of Sound and Vibration, 290, pp. 865-881, 2006.
- [44] **M. E. H. Benbouzid, M. Vieira, C. Theys**, "Induction motor's faults detection and localization using stator current advanced signal processing techniques", IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 14, n°. 1, pp 14-22, 1999.
- [45] **R. Puche-Panadero, M. Pineda-Sanchez, M. Riera-Guasp, J. Roger-Folch, E. Hurtado-Perez, and J. Perez-Cruz**, "Improved Resolution of the MCSA Method Via Hilbert Transform,

Enabling the Diagnosis of Rotor Asymmetries at Very Low Slip", IEEE Transactions On Energy Conversion, vol. 24, n° 1, pp. 52-59, 2009.

[46] **A. M. Trzynadlowski and E. Ritchie**, "Comparative investigation of diagnostic media for induction motors: A case of rotor cage faults", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 47, n° 5, pp. 1092-1099, 2000.

[47] **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.

[48] **Babaa Fatima**, " Contribution à la modélisation et à la commande de la machine asynchrone : Application au diagnostic des défauts statoriques ", thèse de doctorat, université Mentouri de Constantine, 2014.

[49] **Martin Blôdt**, "Condition monitoring of mechanical faults in variable speed induction motor drives application of stator current time-frequency analysis and parameter estimation", thèse de doctorat, l'institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.

[50] **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.

[51] **C. H. Fang and al.**, "On-line parameter estimator of an induction motor at standstill", ELSEVIER Control Engineering Practice, 13, pp. 535-540, 2005.

[52] **Y. Zouaoui**, "Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone", mémoire de magister, université de Sétif, 2010.

[53] **C. Canudas**, "Commande des moteurs asynchrones: modélisation, contrôle vectoriel et DTC", Thèse de doctorat vol. 1, hermès science publications, Paris, 2000.

[54] **G. Grellet and G. Clerc**, "Actionneurs électriques: Principes, Modèles, Commande", Edition Eyrolles, Paris, 1997.

[55] **Marcin Zelechowski**, "Space Vector Modulated-Direct Torque Controlled (DTC-SVM) inverter-fed induction motor drive", thèse de doctorat, Faculty of Electrical Engineering Warsaw - Pologne, 2005.

- [56] **Rosendo Pena Eguiluz**, "Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bi-machines asynchrones destiné à la traction ferroviaire", thèse de doctorat de l'INPT Toulouse, 2002.
- [57] **Laamayad Tahar**, "Commande optimale d'une machine asynchrone: apport de la logique floue", mémoire de magister, université de Batna, 2008.
- [58] **J.P. Caron et J.P. Hautier**, " Modélisation et commande de la machine asynchrone ", Editions Technip, Paris, 1995.
- [59] **Abed Khoudir**, "Techniques de commande avancées appliquées aux machines de type asynchrone", thèse de doctorat, université Mentouri de Constantine, 2010.
- [60] **Souad Chaouch**, "Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse", thèse de doctorat, université de Batna, 2005.
- [61] **V.I Utkin, J.Guldner and J.Shi**, " Sliding mode control in electromechanical systems ", Taylor Francis, 1999.
- [62] **Xianrong Chang, Vincent Cocquempot, Cyrille Christophe**, "Modélisation de la machine asynchrone en présence de pannes stator", Conférence Internationale Francophone d'Automatique, Nantes, pp. 459-464, 2002.
- [63] **D. Khodja, A. Kheldoun**, " Three-phase induction machine modeling taking the stator faults into account ", World Congress on Science, Engineering Technology, Rome, Italy, pp. 124-127, 2009.
- [64] **D. Khodja, S. Belhamdi, B. Bendjaima**, "Vector control of induction machine with models taking into account the stator and rotor faults", International Science and Technology Conference ISTECH, Istanbul, Turkey, pp. 944-947, 2011.
- [65] **M. Bedboudi, H. Kherfane, D.E. Khodja, S. Moreau**, "Sliding mode based fault tolerant control of an asynchronous machine", The Mediterranean Journal of Measurement and Control, vol. 10, n°. 3, pp. 284-291, 2014.
- [66] **Jawad Ahmed Farooq**, "Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents", thèse de doctorat, université de technologie de Belfort-Montbéliard, 2008.

- [67] **Khelifa Benmansour**, "Réalisation d'un banc d'essai pour la commande et l'observation des convertisseurs multicellulaires série: Approche hybride", thèse de doctorat, université de Cergy Pontoise, 2009.
- [68] **V. I Utkin**, "Sliding modes in control and optimization", Springer-Verlag, Berlin, 1992.
- [69] **L. Derafa, L. Fridman, A. Benallegue and A. Ouldali**, "Super twisting control algorithm for the four rotors helicopter attitude tracking problem", IEEE publication, pp. 62-67, 2010.
- [70] **Zeghlache Samir**, "Commande non linéaire d'un appareil à vol vertical", thèse de doctorat, université Mohamed Boudiaf de M'sila, 2014.
- [71] **R. Marino, S. Peresada and P. Valigi**, "Adaptive input-output linearizing control of induction motors", IEEE Transactions on Automatic Control, vol.38, n°. 2, pp. 208-221, 1993.
- [72] **M. Tarbouchi**, "Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone en régime défluxé", Thèse de Philosophiae Doctor, Université Laval, Québec, 1997.
- [73] **Adel Merabet**, "Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone", thèse de doctorat, université du Québec, 2007.
- [74] **Thomas Von Raumer, Jean Michel Dion, Luc Dugard, and Jean Luc Thomas**, "Applied nonlinear control of an induction motor using digital signal", Processing IEEE Transactions On Control Systems Technology, vol. 2, n°. 4, pp. 327-335, 1994.
- [75] **A. Isidori**, "Nonlinear control systems", Second Edition, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 1989.
- [76] **A. Isidori, L. Marconi, A. Serrani**, "Robust nonlinear motion control of a helicopter", IEEE Trans. on Automatic Control AC-48, pp. 413-426, 2003.
- [77] **Pietrzak-David M, De Fornel B and Purwoadi M.A.**, "Nonlinear control for sensorless induction motor drives", IEEE Transactions on Automatic Control, pp. 300-306, 1998.
- [78] **A. Kaddouri**, "Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", thèse Ph.D, université Laval, Québec, 2000.

- [79] **Bakhouche. L**, "Commande par linéarisation entrées-sorties du couple et du flux de la machine asynchrone", mémoire de magister, université de Sétif, 2009.
- [80] **Benyahia. M**, "Commande non linéaire et prédictive: application à la machine asynchrone", mémoire de magister, université de Batna, 2001.
- [81] **V. I. Utkin**, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives", IEEE Trans. Indus. Electronics., vol. 40, n^o. 1, pp. 23-36, 1993.
- [82] **JJ. Slotine, W. Li**, "Applied nonlinear control", Prentice Hall international, 1991.
- [83] **Lotfi 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 de Henri Poincaré Nancy-I, 1999.
- [84] **Zhiwen Ma, Trillion Zheng, Fei lin, Xiaojie You**, "A new sliding-mode current controller for field oriented controlled induction motor drives", Industrial Electronics Society (IECON). 31st Ann. Con. of IEEE Publication, pp. 1341-1346, 2005.
- [85] **I. Bendaas**, "Conception d'une commande par mode de glissement floue d'un moteur à induction", mémoire de magister, université de Batna, 2011.
- [86] **H. Sira-Ramirez**, "Differential geometric methods in variable-structure control", International Journal of Control, vol. 48, n^o. 4, pp. 1359-1390, 1988.
- [87] **B. Heck**, "Sliding mode control for singularly perturbed systems", International Journal of Control, vol. 53, pp. 985-1001, 1991.
- [88] **M. Rodic and K. Jezernik**, "Speed sensorless sliding mode torque control of induction motor", IEEE Trans. Indus. Electronics., vol. 49, n^o. 1, pp. 87-95, 2002.
- [89] **Malek Ghanes**, "Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique", thèse de doctorat, l'École Centrale de Nantes, 2005.
- [90] **A. A. Sofiane, M. Guermouche, N. Langlois**, "Fault-tolerant control based Super-Twisting algorithm for the diesel engine air path subject to loss-of-effectiveness and additive actuator faults", Applied Mathematical Modeling, ELSEVIER, vol. 39, pp. 4309-4329, 2014.

- [91] **Decarlo R. A, Zak S. H, Matthews G. P**, "Variable structure control of nonlinear multivariable systems: a tutorial", Proceedings of the IEEE, vol. 76, n^o. 3, pp. 212-232, 1988.
- [92] **T. Floquet, J.P. Barbot et W. Perruquetti**, "Second order sliding mode control for induction motor", Proceedings of the 39th IEEE conference on decision and control, Sydney, Australia, pp. 1691-1696, 2000.
- [93] **H. Elmali et N. Olgac**, "Robust output tracking control of nonlinear MIMO systems via sliding mode technique", Automatica, vol. 28, n^o. 1, pp 145-151, 1992.
- [94] **H. Sira-Ramirez**, "On the sliding mode control of nonlinear systems", Systems and Control Letters, vol. 19, pp. 303-312, 1992.
- [95] **H. Sira Ramirez**, "On the dynamical sliding mode control of nonlinear systems", International Journal of Control, vol. 57, n^o. 5, pp. 1039-1061, 1993.
- [96] **N. Bounasla, K. E. Hemsas**, "Second order sliding mode control of a permanent magnet synchronous motor", the international conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering - STA'2013, Sousse, Tunisia, pp. 535-539, 2013.
- [97] **Dramane Traore**, "Commande non linéaire sans capteur de la machine asynchrone", thèse de doctorat, l'École Centrale de Nantes, 2008.
- [98] **M.C. Sosse Alaoui**, "Commande et observateur par modes glissants d'un système de pompage et d'un bras manipulateur", thèse de doctorat, université Sidi Mohammed Ben Abdellah, Fes, 2009.
- [99] **G. Bartolini, A. Ferrara, E. Usai**, "Chattering avoidance by second-order sliding mode control", IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 43, n^o. 2, pp. 241-246, 1998.
- [100] **K.Khan, S.Spurgeon, A.Levant**, "Simple output feedback 2-Sliding controller systems of relative degree two", European Control Conference ECC03, vol. 3, Cambridge, 2003.
- [101] **A. Levant**, "Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control", International Journal of Control, vol. 58, n^o. 6, pp. 1247-1263, 1993.