



Université Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd
Faculté de Technologie
Département d'électrotechnique



Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de :
Doctorat en Sciences en électrotechnique
Option : commandes électriques

Sous le Thème :

Commande et Diagnostic des Défaits dans les Machines Synchrones à Aimants Permanents

Présentée par :

BAKHTI Ibtissam

Devant le jury composé de :

M. DRID Said	Prof.	Université de Batna 2	Président
Mme. CHAOUCH Souad	Prof.	Université de Batna 2	Rapporteur
M. MAKOUF Abdessalam	Prof.	Université de Batna 2	Co-Rapporteur
Mme. BENAICHA Samira	MCA	Université de Sétif	Examineur
M. BENSLIMANE Tarek	Prof.	Université de M'sila	Examineur
M. RAHEM Djamel	Prof.	Université d'Oum Bouaki	Examineur

Année universitaire 2017 / 2018

COMMANDE ET DIAGNOSTIC DES DEFAUTS DANS LES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS

Résumé :

Dans le contexte des entraînements électriques, la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) prend ces dernières années une place énorme dans différents domaines comme la robotique et les énergies renouvelables. Pour ces raisons notre étude sera consacrée sur la commande et le diagnostic des défauts de cette machine. Une étude profonde du fonctionnement de la MSAP sera divisée en deux parties importantes, en premier lieu l'application des différentes commandes non linéaires sophistiquées utilisées récemment comme la commande linéarisante entrée-sortie (CNL), le mode glissant (MG) et la commande par Backstepping avec action intégrale (I-Back), autrement on a utilisé le terme d'hybridation entre la logique floue, le Backstepping avec action intégrale basé sur le mode glissant pour la conception d'une commande hybride appliquée à la MSAP, afin de choisir suivant plusieurs tests de robustesse la commande la plus performante désignée par la commande I-Back et la commande hybride floue-Mode glissant (FMG). Suite à la commande de la MSAP une commande sans capteur de vitesse utilisant l'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman étendu fait partie de cette étude avec estimation de vitesse, position et du couple résistant.

La deuxième partie sera consacrée pour atteindre l'objectif souligné d'assurer la bonne détection des défauts de courts circuits entre spires. Pour cette raison le bon choix d'une modélisation de la MSAP en présence d'un défaut précise et simple est une étape importante. Cette modélisation sera présentée en deux méthodes afin de choisir le modèle circuit électrique (MCE) avec un calcul plus précis des paramètres en défaut. Ce choix nous orientons d'étudier l'impact des commandes robustes sur la bonne détection d'un court circuit entre spires. Tous les résultats de simulation obtenus sont donnés avec les différentes remarques et les améliorations observées par rapports à plusieurs tests effectués.

Mots Clés:

Machine synchrone à aimants permanents (MSAP), commande non linéaire, commande par mode glissant, commande par Backstepping, commande hybride, observateur de Luenberger, Filtre de Kalman, estimation, commande sans capteur de vitesse, simulation.

CONTROL AND FAULT DIAGNOSIS OF THE PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINE

Abstract:

In the context of electrical drives, the permanent magnet synchronous machine (PMSM) has taken a huge place in recent years in various fields such as robotics and renewable energies. For these reasons, our study will focus on the control and diagnosis of failure. A profound study of the PMSM will be divided into two important parts, firstly the application of the various sophisticated non-linear controls recently used in the industry, such as input-output control (NLC), the sliding mode (SM) and Backstepping with integral action (I-Back), otherwise the term hybrid between fuzzy logic, Backstepping with integral action based on the sliding mode for the design of a hybrid control applied to the PMSM has been used. In order to draw, according to several robustness tests, the best-performing control is designated by the I-Back control and the fuzzy-SM hybrid control. Following the PMSM controls, a sensorless speed control using the Luenberger observer and the extended Kalman filter is part of this study with estimation of speed, position and Load torque.

The second part will be designated to achieve the underlined objective of improvement performances, and good fault detection of PMSM specifically short circuits between turns. For this, the good choice of PMSM modeling in the presence of short circuits between turns will be presented in two different methods in order to choose the electric circuit model (ECM) with a more precise calculation of the parameters in default. This choice we orient us to study the impact of the robust controls on the detection of a short circuit between turns. All simulation results obtained are given with the various remarks and the improvements observed in relation to several tests.

Key words:

Synchronous machine with permanent magnets, nonlinear control, sliding mode control, Backstepping control, hybrid control, Luenberger observer, Kalman filter, estimation, sensorless speed control, simulation.

التحكم وتشخيص الخطأ في الآلات أمتزمنة ذات المغناطيس الدائم

ملخص:

في سياق المحركات الكهربائية اتخذت الآلات أمتزمنة ذات المغناطيس الدائم في السنوات الأخيرة مكانا كبيرا في مختلف المجالات مثل الروبوتات والطاقة المتجددة. لهذه الأسباب ، ستركز دراستنا على التحكم وتشخيص الأخطاء. لكل هذه الأسباب سيتم تقسيم هذه الدراسة المتمثلة في أداء الآلات أمتزمنة ذات المغناطيس الدائم إلى قسمين مهمين ، أولهما تطبيق مختلف الضوابط غير الخطية المتطورة المستخدمة مؤخرًا في الصناعة ، مثل التحكم في المدخلات والمخرجات الخطية (CNL) ، ووضع الانزلاق (MG) و Backstepping مع كامل السيطرة (I-Back) ، و في سياق آخر فإن مصطلح التهجين بين المنطق الضبابي ، Backstepping الحركة الكاملة على أساس وضع انزلاق لتصميم التحكم الهجين المطبقة على PMSM أيضا سنتطرق إليها بشكل مفصل. ونسبة للعديد من الإختبارات من أجل اختبار متانة النظام الأكثر كفاءة وجدنا أن التحكم عن طريق MG-floue . I-Back يمثلان الخيار الأنجع. و في ما يخص التحكم بدون مستشعر سرعة في PMSM باستخدام مراقب Luenberger ومرشح كالمان يعد جزء من هذه الدراسة مع تقدير السرعة، ومقاومة عزم الدوران.

الجزء الثاني سيتم تخصيصه لتحقيق الهدف المحدد للمحافظة على المردود و الأداء للآلات أمتزمنة ذات المغناطيس الدائم ، والكشف عن الأخطاء على وجه التحديد الدوائر القصيرة. لهذا الخيار الصحيح لنمذجة دقيقة و بسيطة في آن واحد للآلات أمتزمنة ذات المغناطيس الدائم في وجود خطأ سيقدم بشكل مفصل في هذا القسم ، هذه الأخيرة سيتم عرضها بطريقتين لاختيار الدائرة الكهربائية النموذجية (MCE) مع حساب أكثر دقة المعلمات الافتراضية ، هذا الخيار يوجهنا إلى إنشاء نظام التحكم الأكثر فعالية وحساسية لوجود الأعطال و الكشف عن ظهور خطأ في الدائرة القصيرة بين المنعطفات مع تطبيق أنظمة التحكم التي تم اختيارها مسبقاً مع MCE. وتعطى جميع نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها مع الملاحظات المختلفة والتحسينات التي تمت ملاحظتها فيما يتعلق بالعديد من الاختبارات التي أجريت.

كلمات البحث

آلة متزامنة مع مغناطيس دائم ، تحكم غير خطي ، تحكم في الوضع الانزلاقي ، تحكم Backstepping ، تحكم هجين ، مراقب Luenberger ، فلتر Kalman ، تقدير ، تحكم بدون مستشعر سرعة ، محاكاة.

Remerciements

En premier lieu et avant tous mes remerciement au dieu qui m'a donné la patience et la force pour continuer.

*Tout d'abord, je voudrais exprimer mes remerciements pour mon encadreur Madame **CHAOUCH Souad** Professeur à l'Université de Batna 2, pour son encadrement, son aide et ses orientations.*

*J'adresse mes vifs remerciements à Monsieur **MAKOUF Abdessalam**, Professeur à l'Université de Batna 2, pour l'aide précieuse qu'il ma apporté durant ces travaux. Je le remercie pour ses conseils avisés, ses nombreuses remarques et suggestions qui ont pu faire avancer le travail*

*Je remercie sincèrement Monsieur **SAID NAIT SAID Mohamed**, Professeur à l'université de Batna 2 pour son encouragement, ses compliments qui m'ont donné la force de continuer de travailler et surtout ses grandes qualités humaines.*

*J'adresse mes vifs remerciements à Monsieur **DRID Said**, Professeur à l'université de Batna 2, pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail en acceptant de l'examiner et de présider le jury.*

*J'adresse mes vifs remerciements à Messieurs les membres de jury :
Monsieur **BENSLIMANE Tarek**, Professeur à l'Université de M'sila, Madame. **BENAICHA Samira**, Maître de conférences à l'Université de Sétif, Monsieur **RAHEM Djamel** Professeur à l'Université d'Oum Bouaki, pour l'intérêt qu'ils ont voulu porter à ce travail en acceptant de l'examiner.*

*Je tiens à remercier aussi Monsieur **ABESSAMED Rachid** Professeur à l'université de Batna 2, pour ses encouragements et son orientation.*

*Mes remerciements vont également au personnel du département en particulier Monsieur **BENAGOUNE Said** Professeur à l'université Batna 2 pour son aide administratif et sa gentillesse pour m'avoir facilité de nombreuses tâches.*

A la mémoire de ma Grand-mère

A mes parents, qui m'ont donnés tout le courage la tendresse

Et la patience

A mes enfants et mon mari

A mes frères et ma sœur

A mes tantes avec leurs maris

A tous mes amis

A tous je dédie ce travail

SOMMAIRE

Résumé et mots clés	I
Sommaire	III
Liste des symboles	IV
Introduction générale	V
0.1- Généralité.....	1
0.2- Problématique.....	2
0.3- Organisation du mémoire.....	3

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES DEFAUT DANS LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

I.1	Introduction.....	5
I.2	Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents.....	5
	I.2.1 Constitutions des machines synchrones à aimants permanents (MSAP).....	6
	I.2.1.1 Le rotor de la machine synchrone à aimants permanent	6
	I.2.1.2 Le stator de la machine synchrone à aimants permanents.....	7
I.3	Techniques de commande des MSAP.....	8
I.4	Les différents types des défauts dans les MSAP.....	9
	I.4.1 Les excentricités.....	10
	I.4.2 Défauts des enroulements statoriques.....	11
	I.4.2.1 Les origines des défauts de courts-circuits statoriques.....	11
	I.4.2.2 Conséquences des défauts statoriques.....	12
I.5	Surveillance des défauts au stator des machines synchrone à aimants permanents...	13
I.6	Classification des méthodes de diagnostic.....	14
	I.6.1 Approche à base de modèle qualitatif.....	15
	I.6.2 Approche à base de modèle quantitatif.....	15
	I.6.3 Approche à base d'extraction de caractéristiques qualitatives.....	15
	I.6.4 Approche à base d'extraction de caractéristiques quantitatives.....	16
	I.6.5 Approche signal.....	16
	I.6.6 Les méthodes statistique.....	17
	I.6.7 Les méthodes non statistiques.....	17
	I.6.8 Approche par reconnaissance de formes.....	18
	I.6.9 Approche modèle.....	19
	I.6.9.1 Approche par la projection dans l'espace de parité.....	19
	I.6.9.2 Approche à base d'observateurs.....	19
	I.6.9.3 Approche par estimation paramétriques.....	20
I.7	Conclusion.....	20

CHAPITRE II: CONCEPTION DES LOIS DE COMMANDE NON LINEAIRES ROBUSTES

II.1 Introduction	22
II.2 Commandes non linéaires de la MSAP.....	22
II.2.1 Modèle Mathématique de la MSAP.....	22
II.2.2 La Commande Linearisante Entrée-Sortie.....	22
II.2.2.1 Différents types de linéarisation	23
II.2.2.2 Résultats de simulation pour un fonctionnement nominal.....	24
II.2.3 Commande par mode Glissant de la MSAP.....	30
II.2.3.1 Résultats de simulation pour un fonctionnement nominal.....	31
II.2.4 Commande par Backstepping avec action intégrale de la MSAP.....	34
II.2.4.1 Résultats de simulation pour un fonctionnement nominal.....	35
II.3 Etude comparative entre les trois types de commandes.....	38
II.3.1 Fonctionnement lors de la variation de vitesse	39
II.3.2 Fonctionnement lors de la variation de la résistance statorique.....	41
II.4 Conclusion.....	43

CHAPITRE III: AMELIORATION DES PERFORMANCES PAR L'UTILISATION DES COMMANDES HYBRIDES

III.1 Introduction.....	45
III.2 Différents types des commandes hybrides.....	45
III.3 Conception de la commande hybride.....	46
III.3.1 Commande hybride Mode Glissant-Logique Flou de la MSAP.....	46
III.3.1.1 Avantages de la régulation par la Logique Floue.....	47
III.3.1.2 Conception d'un contrôleur Flou.....	47
III.3.1.3 Application de la commande Flou-Mode Glissant.....	49
III.3.1.4 Résultats de simulation lors d'un fonctionnement nominal.....	50
III.3.2 Commande hybride Backstepping - Mode glissant de la MSAP.....	50
III.3.2.1 Résultats de simulation lors d'un fonctionnement nominal.....	51
III.4 Etude comparative des commandes hybrides.....	51
III.4.1 Fonctionnement lors de variation de vitesse.....	53
III.4.2 Fonctionnement lors de la variation de la résistance statorique.....	55
III.6 Conclusion.....	55

CHAPITRE IV : COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE DE LA MACHINE SYNCHRONNE A BASE D'OBSERVATEURS

VI.1 Introduction.....	58
VI.2 Classification des observateurs.....	58
IV.3 Observateur de Luenberger.....	59
IV.3.1 Application de l'observateur de Luenberger.....	60
IV.3.2 Résultats de simulations.....	62
IV.3.2.1 Résultats de simulation lors d'un fonctionnement nominal.....	64
IV.4 Filtre de Kalman	64
IV.4.1 Bruit d'état	64
IV.4.2 Bruit de mesure.....	64
IV.4.3 Structure du Filtre de Kalman.....	68

IV.4.4	Résultat de simulation pour le fonctionnement nominal.....	70
IV.5	Etude comparative entre la commande FMG et I-Back.....	70
IV.5.1	Résultats de simulation pour l'observateur de Luenberger.....	70
IV.5.1.1	Résultat de simulation pour une variation de vitesse.....	71
IV.5.1.2	Résultat de simulation pour la variation de la résistance statorique...	73
IV.5.2	Résultats de simulation pour le filtre de Kalman Etendu.....	73
IV.5.2.1	Résultat de simulation lors de la variation de vitesse.....	74
IV.5.2.2	Résultats de simulation avec variation de la résistance statorique.....	74
IV.6	Conclusion	77

CHAPITRE V : MODELISATION DE LA MSAP EN PRESENCE D'UN DEFAUT DE COURT CIRCUIT ENTRE SPIRES

V.1	Introduction.....	79
V.2	Le choix de la méthode de modélisation d'un défaut.....	79
V.2.1	Défaut de Court-circuit Entre-Spires au stator.....	80
V.3	Modèle circuit électrique de la MSAP	81
V.4	Modélisation de la MSAP saine et en présence d'un défaut.....	81
V.4.1	Modélisation saine de la MSAP dans le repère (abc).....	81
V.4.2	Modèle circuit électrique de la machine saine dans le repère ($\alpha \beta$).....	84
V.4.2.1	Résultat de simulation de la machine saine dans le repère ($\alpha \beta$)	86
V.4.3	Modélisation de la MSAP en présence d'un court circuit entre spires.....	87
V.4.3.1	Modèle circuit électrique pour la méthode 1 (MCEM1).....	87
V.4.3.2	Modèles circuit électrique d'une MSAP en présence de défaut pour la méthode 2 (MCEM2).....	91
V.4.3.2.1	Modèle de la MSAP en présence d'un défaut entre-spires dans le repère (abc).....	91
V.4.3.2.2	Modèle de défaut dans le repère ($\alpha \beta$).....	94
V.4.3.2.3	Identification des paramètres du modèle par expressions analytique	97
V.4.3.3	Résultat de simulation.....	98
V.5	Conclusion.....	104

CHAPITRE VI : IMPACT DES COMMANDES ROBUSTES SUR LA DETECTION DE COURT CIRCUIT ENTRE SPIRE

VI.1	Introduction	107
VI.2	Commande de la MSAP en présence d'un défaut de court circuit entre spires.....	107
IV.3	Résultats de simulation.....	107
VI.4	Analyse spectrale par FFT des courants de signature d'un défaut de court circuit entre spire	115
VI.5	Conclusion.....	117
	CONCLUSION GENERALE.....	118

ANNEXE	121
Annexe A - Notion de la géométrie différentielle	122
ANNEXE B - Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents	124
BIBLIOGRAPHIE	125

LISTE DES NOTATIONS

s, r	Indices du stator et du rotor, respectivement.
R_s	Résistances d'enroulements statoriques par phase.
r_f	Résistance de défaut
L_s	Inductances cycliques propres statoriques (rotoriques) par phase.
L_d	Inductance longitudinale
L_q	Inductance transversale
M	Inductance cyclique mutuelle.
J	Inertie des masses tournantes.
f_r	Coefficient de frottement visqueux.
T_r, T_s	Constante de temps rotorique (statorique)
σ	facteur de défaut.
ϕ_s	Flux statorique.
c_{em}	Couple électromagnétique de la machine.
c_r	Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.
ω_s, ω_r	Pulsation de fréquence statorique (rotorique).
p	Nombre de paires de pôles.
θ_r	Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator).
θ	Angle de positionnement des axes (u ,v) par rapport aux axes (X_A, X_B, X_C).
a, b, c	Trois phases du stator .
$[V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T$	Vecteur tension statorique en composantes triphasées.
$[i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T$	Vecteur courant statorique en composantes triphasées.
$[\phi_{sa} \ \phi_{sb} \ \phi_{sc}]^T$	Vecteur flux statorique en composantes triphasées.
Ω_{ref}	Vitesse de référence.
(u, v)	Axes biphasés.
(d, q)	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.
(x, y)	Axes correspondants au référentiel lié au rotor.
(α, β)	Axes correspondants au référentiel lié au stator.
$[P(\theta_a)]$	Matrice de transformation de Park.
$V(x)$	Fonction de Lyapunov.

$S(x)$	Surface de glissement.
j	Matrice imaginaire.
I	Matrice d'identité.
$\hat{}$	Signe de grandeur estimé.

INTRODUCTION GENERALE

0.1-Généralité

Au cours de ces dernières années, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont de plus en plus utilisées dans les applications industrielles comme l'automobile, l'aéronautique, la robotique ou encore le transport ferroviaire [1-3]. Pour ces raisons le diagnostic des défauts dans les MSAP a pris une place importante pour assurer la sécurité, la disponibilité et la fiabilité des processus industriels.

Les défauts dans les machines électriques sont repartis en trois parties (mécaniques, statoriques et rotoriques). Dans ce travail on s'intéresse aux défauts statoriques dans les MSAP, en l'occurrence le court circuit entre spires au stator. Ce défaut est l'un des plus importants pour ce type de machine à cause de sa détection (au début d'un court circuit) et sa localisation.

Dans ce contexte de diagnostic, notre travail sera concentré sur la détection d'un court circuit entre spires de la MSAP en utilisant différentes méthodes de modélisation et aussi voir l'impact des commandes non linéaire robuste sur sa détection.

0.2- Problématique

Le but principal d'un opérateur de maintenance est la détection de la présence de n'importe quel défaut dès sa naissance pour qu'il planifie un arrêt programmé de la chaîne de production afin de corriger les défauts si possible. Ensuite, cette machine sera envoyée vers les ateliers où une inspection précise est effectuée pour localiser le défaut puis sa réparation. Notre idée est basée sur la séparation entre les trois tâches du diagnostic (détection, localisation et décision). Une grande importance sera donnée à la tâche de détection des défauts. De plus, pour améliorer cette dernière, nous allons introduire une stratégie de détections basée en premier lieu sur le bon choix de la méthode de modélisation de la MSAP en présence du défaut, et en deuxième lieu sur l'utilisation des commandes non linéaire tel que la commande linearisante entrée-sortie (CNL), la commande par mode glissant (MG) et la commande par Backstepping avec action intégral (I-Back). Pour améliorer la robustesse des commandes on va introduire les commandes

hybrides associant la logique floue et la commande par Backstepping avec action intégral à la commande par mode glissant. Toutes ces commandes sont utilisées afin d'étudier l'impact de la commande robuste sur la détection d'un défaut de court circuit à sa naissance quel que soit la variation de charge, de vitesse et la sévérité de défaut (dégradation de l'isolation des spires).

Dans le but d'éliminer les problèmes liés à la présence d'un capteur mécanique et augmenter la robustesse de la structure de commande, la commande sans capteurs de vitesse sera abordée dans cette thèse par la conception d'un observateur de Luenberger et le Filtre de Kalman étendu.

0.3- Organisation du mémoire

Cette thèse est organisée en six chapitres. Le premier chapitre sera consacré à la présentation d'un état de l'art sur les défauts de la MSAP. On présentera en premier lieu des généralités sur la MSAP et sa construction ensuite on fait une élaboration des différentes commandes non linéaires appliquées à la MSAP afin de choisir les commandes qu'on va étudier. Les défauts possibles de la MSAP sont donnés par la suite. On se concentrera sur les défauts statoriques et d'une façon plus particulière les court circuits entre spires. En deuxième lieu on présentera la majorité des méthodes de diagnostic des défauts utilisées dans l'industrie. On se concentrera sur le diagnostic avec le modèle circuit électrique avec une justification de ce choix.

Pour le deuxième chapitre, des structures de commande en boucle fermée dans le cadre de plusieurs types de commandes non linéaires (la commande linearisante entrée sortie CNL, le mode glissant MG, et la commande par Backstepping avec action intégral (I-Back) seront appliquées à la MSAP. Une étude comparative est effectuée dans le sens des meilleures performances et de robustesse.

Pour plus d'investigations, dans le troisième chapitre on présentera les commandes hybrides associant la logique floue (F-MG) et le Backstepping avec action intégral (I-Back) à la commande par les modes glissants. Une série de tests (variation de sens de rotation de la vitesse et variation de résistance statorique) sont effectués pour évaluer la

robustesse de la commande

La commande en boucle fermée d'une MSAP nécessite la présence d'un capteur mécanique, mais cela peut induire des problèmes de maintenance, de coût, et de volume. Aussi le degré d'avoir un défaut dans la structure de boucle de la machine augmente à cause de leur fragilité. Dans le chapitre (IV) une étude sur la commande sans capteur mécanique est effectuée où on va utiliser un observateur de Luenberger et un Filtre de Kalman étendu pour l'estimation de la vitesse, la position, et le couple. Ces deux types d'observateurs sont associés ensuite aux différentes commandes non linéaires étudiées dans cette thèse pour la conception d'une commande sans capteur de vitesse plus robuste, simple, et efficace.

Le chapitre (V) présente la modélisation de la MSAP en fonctionnement sain et en présence d'un défaut de court circuit entre spires. L'état sain est donné pour faire une étude comparative afin de détecter le défaut. L'état défaillant sera présenté par deux approches à base de modèle circuit électrique. Pour la première on fait le calcul des paramètres en défaut de la machine en utilisant les paramètres internes de la machine saine en fonction de facteur de défaut. Une deuxième méthode présente des expressions analytiques bien précises en fonction du nombre de paires de pôles et du nombre de spires pour le calcul des paramètres de la machine en défaut. À la fin du chapitre on donne les différents résultats de simulation en mode sain et dégradé pour la détection d'un défaut à base d'une étude comparative.

Dans le chapitre (VI) on présentera l'application de deux types de commandes (la commande la plus robuste et la commande de moins performance) établies dans le deuxième et le troisième chapitre à la MSAP en présence d'un défaut de court circuit entre spires dans la machine. Les résultats de simulations obtenus en présence de défauts permettent de répondre à la question de la relation entre la robustesse de la commande avec la bonne détection d'un court circuit.

À la fin de ce travail, une conclusion générale est donnée pour tirer les différentes contributions sur les différentes méthodes et commandes utilisées. Le but étant d'élaborer des résultats importants, efficaces et pratiques dans le domaine de la commande et le

diagnostic des défauts de la MSAP, et ensuite de présenter les différentes perspectives à l'amélioration de cette étude.

CHAPITRE I

**Etat de l'Art de la Machine
Synchrone, Commande,
Défauts et Diagnostic**

I.1 INTRODUCTION

Les machines à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor. Les atouts de ce type de machine sont multiples, parmi lesquels nous pouvons citer : robustesse, faible inertie, couple massique élevé, rendement élevé, vitesse maximale supérieure et faible cout d'entretien [1-3]. Pour assurer un fonctionnement stable de cette machine la détection et le diagnostic des défauts est une étape primordiale.

Le diagnostic des défauts des machines électriques est aussi ancien que les machines elles mêmes [4-10]. Chaque famille de machines possédant des caractéristiques différentes, les méthodes de diagnostic qui sont associées sont également différentes. De même, la puissance et le coût des machines à surveiller jouent un rôle important dans la méthode de diagnostic choisie [9]. D'un autre côté, le choix de la commande de la MSAP aide à la détection des défauts [6].

Dans ce chapitre, nous aborderons tout d'abord des généralités sur les machines synchrones à aimants permanents. Nous verrons ensuite les différentes techniques de commandes de la MSAP afin de présenter l'impact des commandes non linéaires pour le diagnostic des défauts. Les défauts les plus courants sont cités avec une description brève. Leurs conditions d'apparition et leurs impacts sur les performances électromagnétiques des machines sont également exposés. Un accent particulier est mis sur la problématique de détection et diagnostic des défauts de court circuit statorique. Par la suite une présentation des différents méthodes de diagnostic des défauts de la MSAP.

I.2 GENERALITES SUR LES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents sont préférables aux autres machines traditionnelles, telles que les machines à courant continu, les moteurs synchrones classiques et les moteurs asynchrones et en particulier pour les applications spécifiques (servomoteur et vitesse variable) [6-13]. A titre d'illustration, quelques avantages des machines synchrones à aimants permanents, sont cités ci-dessous :

- L'absence d'enroulement rotorique annule les pertes joules au niveau du rotor.
- Le couple volumique et la puissance massique importants permettent une meilleure capacité.

- L'absence des collecteurs et des balais simplifie la construction et l'entretien.
- La densité de flux, relativement élevée dans l'entrefer, assure une très bonne performance dynamique.

De plus, les MSAP sont capables de fonctionner avec un facteur de puissance proche de l'unité. Le contrôle précis et rapide du couple, de la vitesse et de la position est possible avec un simple onduleur de tension triphasée [4-13].

I.2.1 Constitutions des machines synchrones à aimants permanents (MSAP)

Dans les machines synchrones à aimants permanents, les aimants sont situés sur la partie tournante. Le stator est constitué d'un enroulement triphasé distribué sinusoïdalement. Concernant son fonctionnement, il est basé sur le principe de rotation du champ magnétique en synchronisme avec le rotor, d'où le nom des machines synchrones à aimants permanents (MSAP).

I.2.1.1 Rotor de la machine synchrone à aimants permanents

Les machines à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs configurations rotoriques. Selon le positionnement des aimants on peut classer les machines synchrones à aimants permanents en trois types :

- **(a) Aimants en surface :** les aimants permanents sont collés sur le rotor, on les insère dans les encoches réalisées au rotor.
- **(b) Aimants enterrés :** les aimants permanents sont démagnétisés et enterrés dans le rotor.
- **(c) Aimants à concentration de flux :** les aimants permanents sont disposés de telle sorte qu'ils fournissent une concentration du flux dans l'entrefer plus grande que le flux individuel de chaque aimant [13].

La figure (I.1) montre la configuration de ces trois classes. Dans notre étude on va choisir le type des machines synchrones à aimants en surface. Le principal avantage de la machine avec des aimants en surface est sa simplicité et son faible coût de fabrication par rapport à d'autres machines à aimant [13].

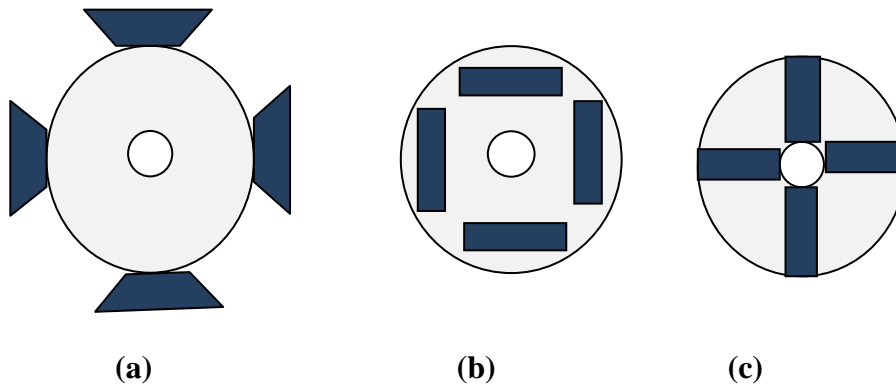


Figure (I.1) Structures des machines à aimants permanents

On peut aussi classer les machines synchrones à aimants permanents suivant le placement des pôles dans l'entrefer à pôles lisses (entrefer uniforme) ou à pôles saillants (entrefer variant) comme le montre la figure ci-dessous.

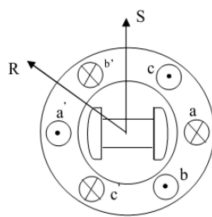


Figure (I.2) pôle saillant

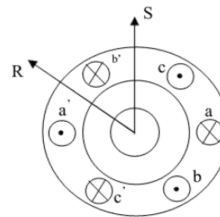


Figure (I.3) pôle lisse

I.2.1.2 Stator de la machine synchrone à aimants permanents

Le stator présente la partie la plus sensible aux défauts dans la machine synchrone à aimants permanents, en particulier les courts circuits d'un certain nombre de spires du bobinage statoriques. Le stator est constitué de trois bobinages indépendants alimenté par le réseau. Pour créer un champ magnétique tournant le bobinage de cette machine peut être classé en plusieurs catégories :

- Les bobinages dits réguliers, parmi lesquels on trouve les bobinages à pas diamétral.
- Les bobinages à pas raccourcis.
- Les bobinages répartis et les bobinages non réguliers, comme les bobinages à trous ou à nombre fractionnaire d'encoches par pôle et par phase [11-14].

I.3 TECHNIQUES DE COMMANDE DE LA MSAP

Dans la formulation d'un problème de commande, il y a des anomalies spécifiques entre le système réel et le modèle mathématique développé dans le but de concevoir la ou les lois de commande. L'écart entre le modèle de commande et le procédé réel résulte d'une méconnaissance totale ou partielle de certains phénomènes physiques qui sont mal connues ou volontairement négligées. Il convient donc d'étudier la robustesse de la loi de commande appliquée afin d'être capable de garantir la stabilité avec un certain degré de performance, en présence des incertitudes.

Cependant, lorsque la dynamique du modèle s'éloigne de celle du processus réel (cas des procédés non linéaires et/ou à paramètres variant dans le temps), les performances d'une commande linéaire se dégradent au fur et à mesure que l'écart entre les paramètres réels et ceux utilisés dans le calcul de la commande augmente. Pour rectifier ce dysfonctionnement, les recherches sont orientées vers des techniques de commande non linéaires assurant la robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations [6-16].

Plusieurs commandes ont été présentées dans la littérature. La commande Vectorielle assure l'orientation du flux, et permet d'obtenir de la machine des performances comparables à celle d'une machine à courant continu à excitation indépendante où le découplage entre le flux et le couple existe naturellement [8]. Cependant la sensibilité de cette commande par rapport aux variations paramétriques a orienté les chercheurs vers d'autres types de commandes.

Le Contrôle Direct du Couple « DTC » de la machine a été introduit par Depenbrock [18] et Takahashi [19]. Contrairement à la commande vectorielle, cette approche ne reproduit pas le comportement électromécanique de la machine à courant continu, mais elle a pour but d'exploiter les performances du flux et du couple avec l'utilisation d'une alimentation par modulation de largeur d'impulsion MLI consistant à chercher, à tout instant, la combinaison optimale des interrupteurs de l'onduleur de tension[7].

Des commandes non linéaires ont été par la suite appliquées à la machine synchrone. On peut citer la logique floue [20], la commande prédictive [21], la commande non-linéaire de type linéarisation ES (entrée-sortie), utilisant un retour d'état linéarisant avec découplage entrée-sortie et transformant le système non linéaire en un système

linéaire [22]. La commande par mode glissant est devenue l'une des éventualités du contrôle de la vitesse de la MSAP en raison de son insensibilité aux variations paramétriques, de son rejet de perturbations externes, et de sa réponse dynamique rapide [23]. Récemment pour résoudre le problème de stabilité des systèmes non-linéaires la commande par Backstepping est utilisée [24]. Le concept d'hybridation entre plusieurs types de commandes afin d'améliorer les performances présente ces dernières années un grand succès [25-30].

Pour plus d'investigations, les études ont abouti à différentes méthodes de commande sans capteur. Il existe actuellement dans la littérature plusieurs techniques de synthèse d'observateurs non linéaire permettant d'estimer la vitesse ou la position afin de réaliser la commande sans capteur mécanique. Parmi ces méthodes on cite celles qui ne tiennent pas compte du modèle basé sur le principe d'injection d'un signal d'excitation supplémentaire à haute fréquence indépendant de l'alimentation fondamentale de la machine [31-32]. Certains observateurs basés sur la technique de modes glissants ont été l'objet de nombreux travaux soit d'ordre un ou d'ordre supérieur [19]. D'autres utilise les réseaux de neurones artificiels [33], on trouve aussi les méthodes de modèle de référence adaptatif [34]. Le filtre de Kalman étendu (FKE) a été utilisé dans [35] qui tient en compte le bruit de mesure. Ce dernier sera utilisé par la suite.

L'utilisation des techniques de commandes robustes en présence d'un défaut de court circuit entre spires consiste de chercher les anomalies dans les différents paramètres par une étude comparative par rapport à l'état sain. On va présenter par la suite la conception des différents types des commandes non linéaires appliquées à la MSAP en fonctionnement sain dans le but d'étudier l'impact de la commande sur la détection d'un court circuit entre spires et par conséquent de répondre à la question clé ; est ce qu'une commande robuste assure la détection idéale d'un défaut ou bien le cas contraire ?.

I.4 LES DIFFERENTS TYPES DE DEFAUTS DANS LES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS

En fonction de sa gravité et son actualité, un défaut peut être classé en deux catégories. Un défaut dur (défaut brutal), ou l'incident de la perte complète des signaux ou des changements brutaux du principe de fonctionnement provient soudainement. Dans les

simulations virtuelles, les défauts durs sont généralement modélisés par un changement brusque des entrées ou les paramètres du système. Un défaut doux, (défaut naissant), se réfère généralement à des changements progressifs des paramètres du système par rapport à leurs valeurs normales. Les défauts naissants indiquent les éventuels dysfonctionnements et sont caractérisés par une variation lente des propriétés du système avec le temps. Ils sont généralement plus difficiles à détecter que les défauts durs [15].

De manière générale, si la défaillance est de niveau tolérable, on peut donner l'autorisation de faire fonctionner la machine en mode dégradé. Par une reconfiguration de la loi de commande, on permet alors à l'actionneur de poursuivre sa mission malgré la présence de la défaillance. Dans le cas contraire, il faut arrêter l'actionneur pour empêcher une dérive de la défaillance pouvant mener à des dégâts matériels importants et/ou des risques pour les personnes.

Les principaux défauts des machines synchrones à aimants permanents peuvent être regroupés en deux catégories principales :

- **Les défauts mécaniques** : excentricité du rotor, usure de roulements, désalignement de l'arbre de transmission, défauts de la charge (déséquilibre, défaut de réducteur mécanique ou tout autre défaut pouvant survenir dans la charge entraînée)
- **Les défauts électriques** : défauts d'isolement des bobinages statoriques, défauts d'alimentation,....

I.4.1 Les excentricités

Les excentricités par définition sont le mauvais positionnement du rotor par rapport au stator. La conséquence de ce type de défauts est le déséquilibre de la force électromagnétique appliquée au rotor ce qui augmente l'excentricité et le frottement entre le stator et le rotor [16-17]. Les excentricités peuvent être *statiques*, ou la position de la longueur radiale minimale de l'entrefer est fixée dans l'espace, *dynamique* se produit quand le centre du rotor n'est pas sur l'axe de rotation. Cela signifie que l'excentricité dynamique est une fonction de l'espace et du temps ou bien mixte. La figure (I.4) montre la structure de ces trois types d'excentricité.

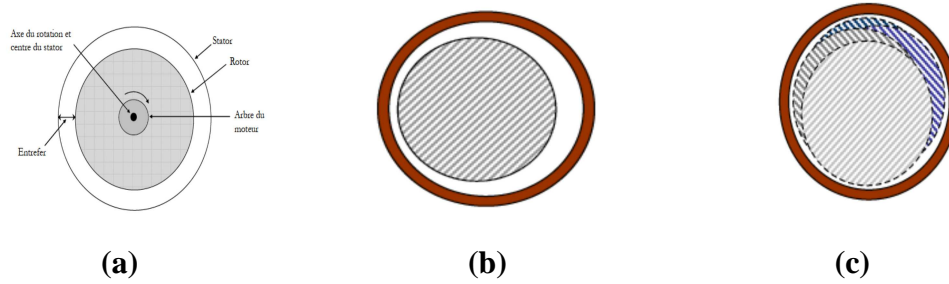


Figure (I.4) Les types de l'excentricité (a) cas idéal, (b) excentricité statique, (c) excentricité dynamique

I.4.2 Défauts des enroulements statoriques

Ce genre de défaut présente un pourcentage très élevés (les pannes dues aux défaillances du bobinage statorique représentent entre 25 et 35% des pannes totales) des défaillances de la MSAP suivant les statistiques et les études faites récemment sur ces défauts [36]. De nombreux travaux ont démontré que la majorité des défauts de bobinage statorique résultent suite à la détérioration de l'isolation des fils [37-38]. Dans la plupart des cas, cette défaillance démarre à partir d'un défaut entre spires, mais suivant le degré de gravité ce dernier grandit et entraîne les défauts entre les bobines, entre les phases, ou phase et terre, avant la détérioration du moteur [39-40].

Dans le cas d'une spire court-circuitée, la machine peut continuer à fonctionner, mais si le courant de court-circuit est important il peut entraîner une surchauffe de l'enroulement statorique et ainsi amplifier le défaut en produisant des courts circuits entre deux phases ou entre une phase et le neutre de la machine. Il est donc très important de détecter un tel défaut très rapidement avant la destruction complète de la machine.

I.4.2.1 Origines des défauts de courts-circuits statoriques :

On classe les origines des défauts de courts circuits statoriques en quatre classes : thermique, électrique, mécanique et environnementale. La cause principale de chaque classe est donnée dans le schéma présenté ci-dessous.

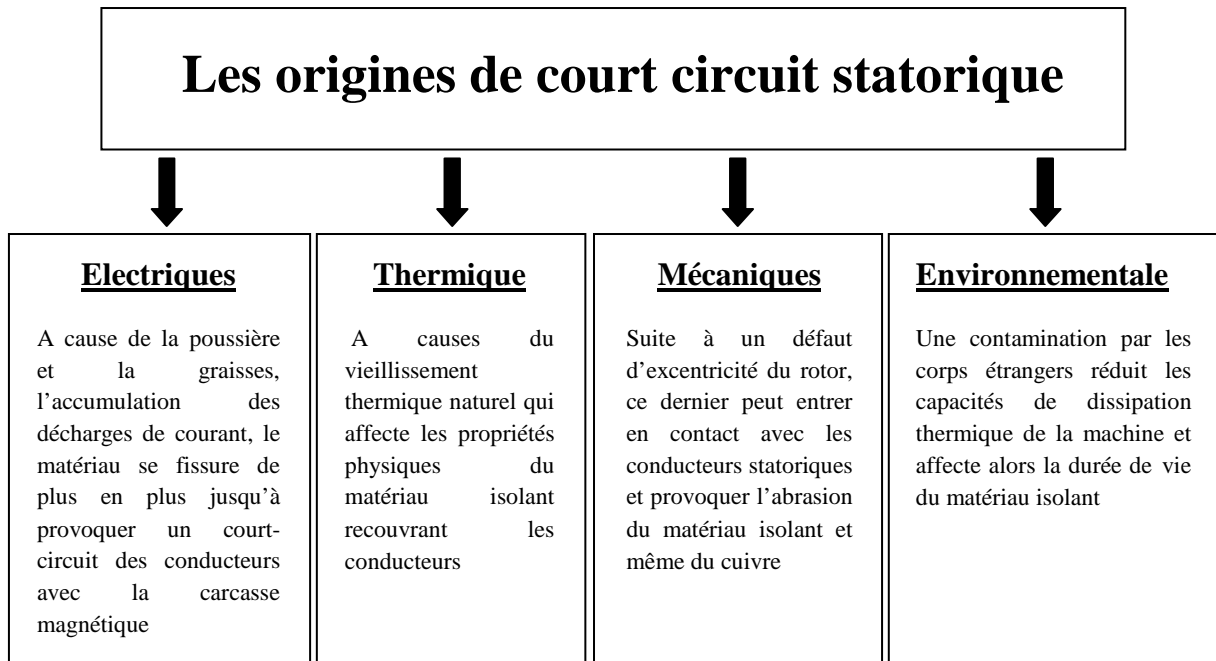


Figure (I.5) Présentation des origines d'un court circuit statorique [16]

I.4.2.2 Conséquences des défauts statoriques :

De manière générale, l'effet d'un court-circuit est de perturber la répartition spatiale du champ tournant. D'une part cela conduit à des oscillations du couple électromagnétique, donc de la vitesse. Il en découle des vibrations mécaniques qui, si elles sont fortes, peuvent avoir des effets destructeurs pour les organes mécaniques environnant la machine. D'autre part, le courant circulant dans la boucle créée par le court-circuit peut atteindre des valeurs élevées [20]. Il en résulte rapidement une destruction, par effet thermique, du matériau isolant recouvrant les conducteurs appartenant à cette boucle. Les risques de dégagement de fumées ou même d'incendie sont alors importants [40]. Suivant les dégâts montrés par la figure ci-dessous, le but principal de plusieurs travaux, est de chercher une méthode de localisation et détection (FDD faillure diagnosis and detection-en anglais), simple et efficace permettant de donner les informations nécessaires dès son apparition [41-45].

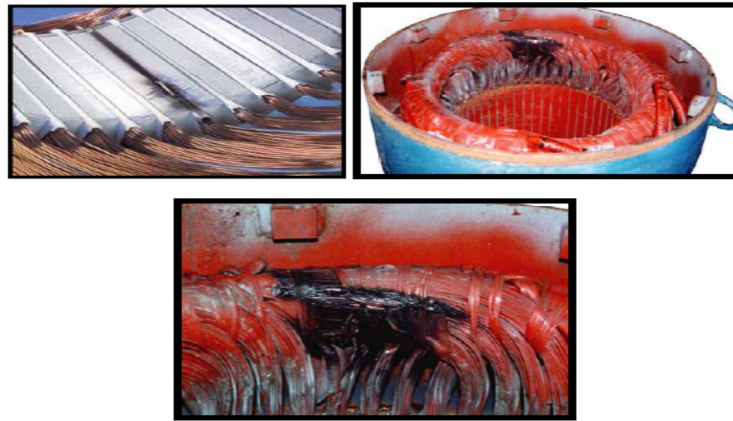


Figure (I.6) Exemple de dégâts provoqués par les défauts de courts-circuits statoriques [20]

I.5 SURVEILLANCE DES DEFAUTS AU STATOR DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS

L'objectif principal de chaque constructeur est d'augmenter la durée de vie de la machine et assurer le bon rendement lors de son fonctionnement dans les cas favorables ou bien en présence de défauts. Alors pour une analyse profonde des différents défauts de la MSAP, il y a des conditions à savoir:

- L'intervenant doit parfaitement connaître la machine (type, fonctionnement, sa composition et les risques liés à son fonctionnement dans tous les modes de marche)
- La documentation du système est disponible et à jour (les paramètres nominaux, le couple max,...)

Après la vérification de ces conditions, on peut citer la modification de la topologie de la machine en présence de défaut avec l'apparition d'un nouveau circuit qui provoque la détérioration des enroulements statoriques. Les signes de ce genre de défauts sont présentés la plus part des temps par le courant élevé. La bonne détection et localisation de défauts, suivant plusieurs travaux [10], est concentrée sur deux approches

- Approche modèle
- Approche signal basée sur l'analyse fréquentielle

Le schéma ci-dessous montre les différentes étapes de surveillance d'un défaut en précisant le chemin suivi dans cette thèse (en bleu) pour la détection d'un défaut de court circuit entre spires.

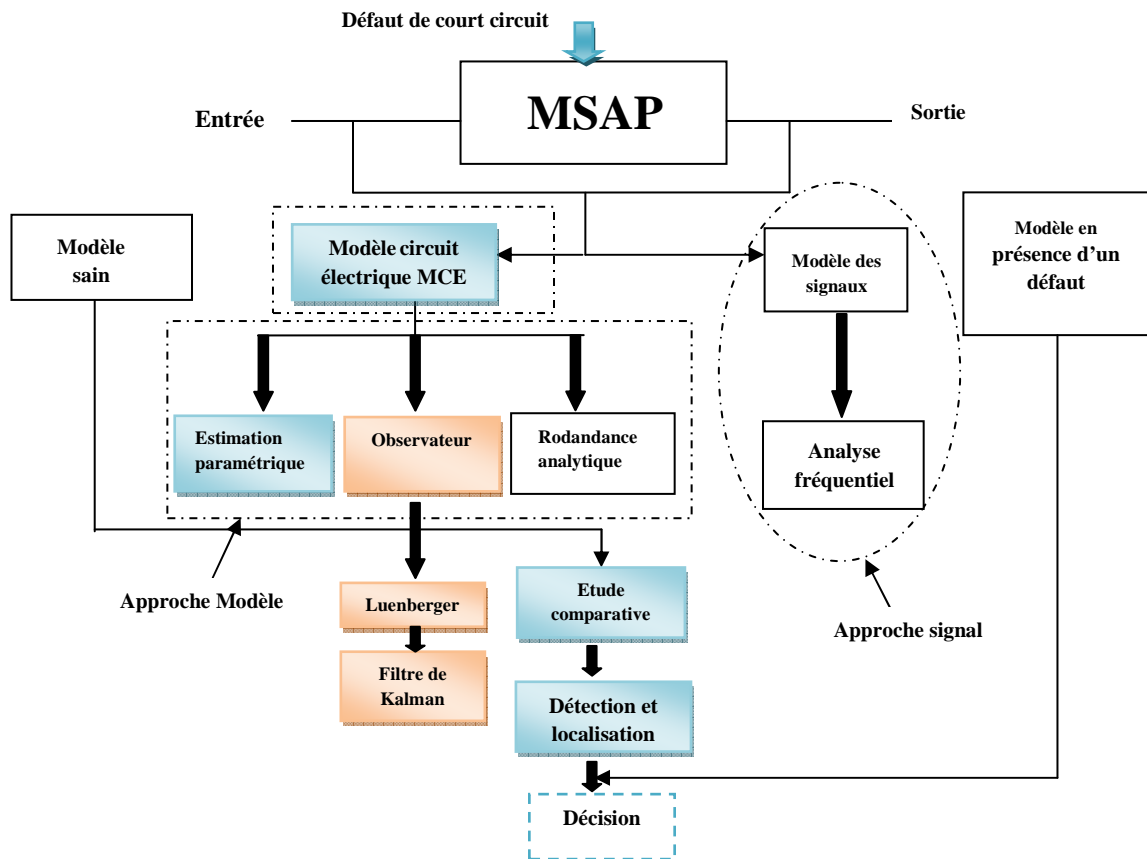


Figure (I.7) Méthodes de surveillance d'une machine électrique soumise à un défaut

I.6 CLASSIFICATION DES METHODES DE DIAGNOSTIC

Compte tenu de l'importance des enjeux en termes de productivité (arrêt inutile des installations), de sécurité (anomalie non détectée) ou de qualité de production (mesure incorrecte d'une grandeur à contrôler), de nombreuses approches ont été utilisées pour apporter une contribution à la solution du problème de diagnostic.

On distingue cependant, deux familles principales, celles qui utilisent un modèle du système à surveiller, En se basant sur les techniques de l'automatique, et celles des données qui acquises sur le procédé considéré, se limitent à son observation passée et présente, permettent de caractériser son mode de fonctionnement.

Parmi les méthodes basées sur l'utilisation d'un modèle du procédé, deux sous-familles importantes peuvent également être dégagées, celles utilisant **un modèle**

qualitatif et celles recourant à **un modèle quantitatif** (dit aussi modèle numérique). Toutes les méthodes nécessitent une phase d'apprentissage qui permet de connaître une référence de fonctionnement normal ou dégradé. Cette référence permet de générer en temps réel les symptômes lors de la phase de diagnostic [46-48]. Les sections suivantes présentent les grandes familles de méthodes de diagnostic.

I.6.1 Approche à base de modèle qualitatif

Cette connaissance s'exprime avec des symboles et peut être traitée, en simulant la façon dont un humain raisonne logiquement, par des techniques informatiques relevant de l'intelligence artificielle [48]. Pour construire des représentations qui permettent une meilleure compréhension des phénomènes physiques mis en jeux dans un procédé, l'intelligence artificielle s'intéresse au milieu des années 1980 au raisonnement qualitatif.

I.6.2 Approche à base de modèle quantitatif

L'utilisation de modèle mathématique pour le diagnostic est très largement répandue. Les méthodes de surveillance à base de modèle (*Model-based- FDI : Fault Detection and Isolation*) utilisent un modèle et reposent sur la génération et l'étude d'un signal particulier appelé "indicateur de défaut" ou "résidu"[38].

I.6.3 Approche à base d'extraction de caractéristiques qualitatives

Ces méthodes ont l'avantage de ne pas nécessiter la connaissance d'un modèle mathématique ou structurel du procédé, par contre elles exigent la disponibilité de grandes quantités de données historiques du procédé. Il y a diverses façons de traiter ces données et de les présenter en tant que connaissance a priori pour le diagnostic. Ceci est connu comme l'extraction de caractéristiques. Parmi les méthodes d'extraction de caractéristiques qualitatives, se trouvent les méthodes à base de règles (systèmes experts), et les méthodes de représentation et analyse qualitatives des tendances.

I.6.4 Approche signal

Cette approche est basée généralement sur l'analyse des signaux de courants et des tensions puis comparer entre les deux états de la machine, saine et en présence d'un défaut, la différence entre les deux signaux peuvent donner plusieurs informations sur l'état de la machine et même la gravité de défaut. Pour éviter des fausses alarmes et le manque de précision de cette méthode, dans [47] les auteurs ont utilisé la transformée de Fourier pour l'analyse fréquentielle des signaux. Elle peut donner les différents changements du signal par rapport à son état sain. Par exemple, dans la référence [48], des mesures vibratoires sont exploitées à l'aide d'outils fréquentiels pour mettre en évidence l'apparition d'harmoniques témoignant de l'apparition de défaillances statoriques. Dans [9-15], c'est le flux magnétique rayonné par la machine qui est capté et qui permet, par des traitements fréquentiels appropriées, de détecter l'apparition d'un défaut de bobinage. Les courants statoriques sont également largement utilisés dans les stratégies de détection /diagnostic des défauts statoriques des machines. Dans [6] et [15], ces signatures fréquentielles particulières sont analysées à l'aide de représentations fréquentielles pour mettre en évidence la présence des défauts. De point de vue efficacité et précision, on trouve que cette méthode est basé principalement sur l'étude comparative entre l'état sain et défaillant (des fois les paramètres de la machine changent suite à un défaut ou bien non). Pour cette raison, établir un modèle fiable et précis est une priorité.

I.6.5 Approches statistiques

Dans de nombreux systèmes physiques complexes les grandeurs accessibles à l'homme sont souvent caractérisées par des fluctuations aléatoires autour d'une valeur moyenne. Les fluctuations (signatures) transmettent souvent des informations sur l'état du système. Cette la méthode statistique permet la détection d'anomalies de fonctionnement sur la base de l'analyse des signatures contenues dans les signaux de bruit provenant du processus. L'algorithme de cette méthode est capable de:

- Apprendre les caractéristiques des opérations normales dans un processus complexe.

- Détecter des petites déviations par rapport à la conduite normale du processus. L'algorithme peut être implanté sur un ordinateur de taille moyenne pour les applications en ligne [49].

I.6.6 Approches non statistiques

La méthode non statistique est une autre méthode de représentation pour un signal utilisé comme référence pour le diagnostic, peuvent être donné par un spectre de fréquences, une signature graphique, ou encore l'extraction d'attributs (ou caractéristiques), à partir des données suivie de leur classification, qui permettent d'analyser les procédés par plusieurs signaux liés entre eux, de discriminer divers modes de fonctionnement, avec le mode normal et certains modes de défaillance [50-51]. Pour ces méthodes on distingue la classification floue, Réseaux de neurones, méthodes de signature, méthodes fréquentielles, temps-fréquence et temps-échelle.

I.6.6.1 Approche par reconnaissance de formes

La Reconnaissance de Formes est un des nombreux aspects de l'intelligence artificielle. A partir d'un ensemble de données ou d'informations apprises, elle offre la possibilité d'interpréter toute nouvelle observation (ou forme). Les observations déjà connues sont regroupées en classes, constituant des prototypes auxquels la nouvelle observation est comparée pour être identifiée. Les algorithmes utilisés permettent donc de classer des observations dont les propriétés ont varié par rapport à un type d'observation [35]. Il s'agit donc d'un outil qui a, entre autres, la capacité d'apprentissage.

Il existe deux types de reconnaissance des formes. Le premier, appelé reconnaissance des formes structurelle, utilisant la grammaire. Les formes y sont essentiellement caractérisées par des propriétés grammaticales. On pourra en trouver des exemples d'application dans [59]. Le second type de reconnaissance des formes, couramment qualifié de reconnaissance des formes statistiques, se base sur des propriétés numériques des formes étudiées [60].

I.6.8 Approche modèle

Selon toutes les méthodes proposées ci-dessus pour la détection d'un défaut dans les machines synchrones à aimants permanents on peut remarquer un point commun entre elles. C'est le rôle principale d'un modèle de la machine dans l'état sain ou bien en présence d'un défaut pour la détection, la localisation et pour connaitre aussi le degré de gravité de défaut pour prendre la bonne décision des réparations nécessaires dans une durée plus courte. Par définition on peut dire que cette approche se base sur la modélisation de la machine d'une façon similaire au modèle réel et avec l'addition des paramètres comme le courant et la résistance de défaut. Le principe de comparaison entre un dispositif surveillé et son modèle fait apparaître des différences comportementales de certaines grandeurs caractéristiques liées au fonctionnement de la machine. Ces différences sont appelées résidus. Ces résidus sont alors utilisés comme entrées d'un processus de détection des défauts. La figure (I.8) présente le principe de base de l'approche modèle.

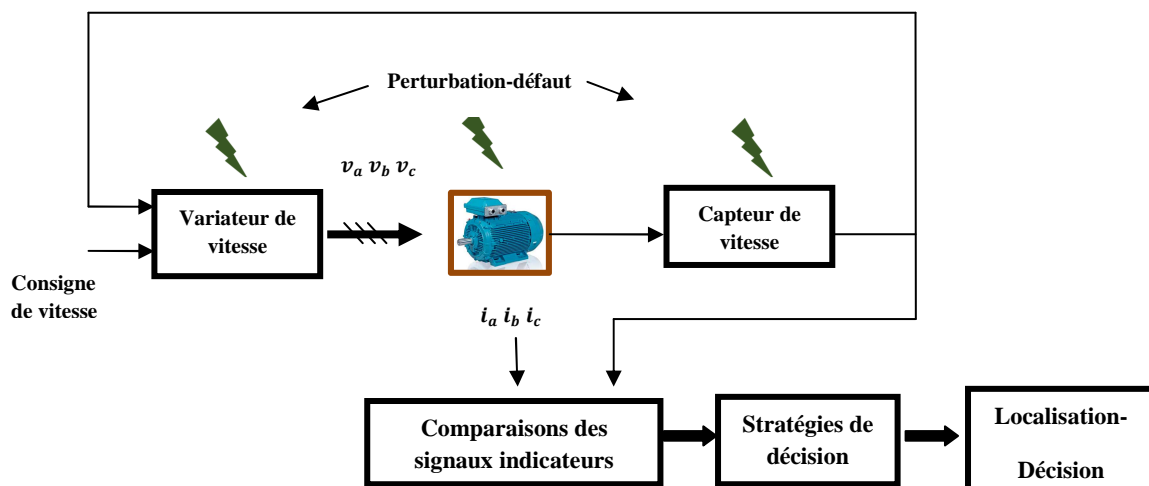


Figure (I.8) Structure générale du principe diagnostic a base de circuit électrique (modèle)

Cette approche est retenue dans la suite des travaux pour la détection d'un défaut entre spires. Son importance est signalée dans plusieurs travaux qui font la modélisation de la MSAP par le modèle circuit électrique magnétiquement couplé (CEMC) mais on remarque le manque de précision pour la détermination des paramètres en défauts. Les auteurs de la référence [20] ont utilisé la modélisation par les éléments finis dont la détermination des paramètres en présence d'un défaut est plus complexe et nécessite la conception assistée par ordinateur (CAO).

I.6.8.1 Approche par la projection dans l'espace de parité

La philosophie de l'approche par projection dans l'espace de parité est d'exploiter la redondance analytique existant dans les équations de modélisation du dispositif surveillé. On cherche à établir des relations de redondance analytique entre les mesures qui sont indépendantes des grandeurs inconnues mais qui restent sensibles aux défaillances. Ces relations de redondance servent à construire, par des techniques de projection matricielles, le vecteur de parité. Ce dernier représente une quantité ayant pour propriété d'être nul en fonctionnement normal et d'évoluer en présence de défauts. L'analyse du vecteur de résidus dans l'espace de parité permet alors de mettre en évidence la présence d'une défaillance [12].

I.6.8.2 Approche à base d'observateurs

Dans le but d'assurer le bon fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents sans capteurs, l'utilisation des observateurs s'avère nécessaire. L'idée de base de cette approche consiste à faire l'estimation des grandeurs de la machine à partir des grandeurs mesurables, la différence entre les sorties estimées et les sorties réelles peuvent donner plusieurs information surtout dans le cas de la présence d'un défaut. Dans les travaux des références [22-26], les auteurs utilisent plusieurs types d'observateurs tels que mode glissants, Luenberger, Filtre de Kalman étendu pour l'estimation des paramètres de la MSAP.

I.6.8.3 Approche par estimation paramétrique

Des travaux concernant l'estimation des paramètres du modèle de la machine synchrone ont été abordés dans la référence [36]. Si un défaut survient dans ce système, les variations constatées sur le vecteur de paramètres estimés du modèle permettent d'indiquer la présence d'une modification de l'état du dispositif par exemple l'estimation des courants, de la résistance statorique et même du couple. Cette variation peut alors être analysée dans l'espace paramétrique pour aider à la prise d'une décision concernant le défaut survenu.

Dans les travaux de cette thèse, nous avons proposé deux techniques pour l'identification des paramètres en présence d'un défaut avec l'utilisation de la modélisation basée sur le circuit électrique. La première méthode se base sur l'identification paramétrique en utilisant les paramètres internes de la machine. La deuxième méthode se base sur l'identification des paramètres par des expressions analytiques bien précises en fonction du nombre de pair de pole et le facteur de gravité de défaut.

I.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présentés en premier lieu les différentes parties de la MSAP, suivi par un aspect théorique des différents types de commandes non linéaires. Les différents défauts connus de ce type de machine sont donnés ensuite. Parmi les défaillances possibles, les défauts de court-circuit statorique sont les plus traités en littérature. Leurs origines et leurs conséquences sur le fonctionnement de la machine ont été abordés. La fin du chapitre est réservée pour les différentes méthodes de diagnostic utilisé pour la détection et la localisation de ce genre défauts.

Le chapitre suivant sera consacré à la comparaison de quelques commandes non linéaires dans un régime de fonctionnement sain.

CHAPITRE II

Commandes Non linéaires de la MSAP

II.1 INTRODUCTION

Dans le but de la résolution du problème de non linéarité de la MSAP, plusieurs lois de commande non linéaire seront conçues. On a choisit la commande linearisante E/S qui permet de transformer un système non linéaire en un système linéaire au sens entrée sortie facile à étudier. La sensibilité par rapport aux variations paramétriques et la stabilité de notre système fait introduire la commande par mode glissant et celle par Backstepping successivement pour minimiser l'influences de ces problèmes.

Ce chapitre sera consacré à la conception de ces lois de commande non linéaires appliqué à la machine synchrone à aimants permanents. On introduit dans un premier temps la commande linearisante E/S, suivit par l'application de la commande par mode glissant à la machine, et une troisième loi de commande dédié au Backstepping avec action intégrale. Une étude comparative entre les différentes commandes sera exposée la fin du chapitre.

II.2 COMMANDES NON LINEAIRES DE LA MSAP

Il y a deux approches possibles pour la commande d'un système non linéaire. La première vise à linéariser le système à commander, afin de profiter des techniques de l'automatique linéaires. Cette linéarisation est réalisée, moyennant des approximations ou des transformations géométriques. La deuxième approche consiste à trouver une fonction de commande de Lyapunov garantissant certaines performances pour le système en boucle fermée [13].

II.2.1 Modèle Mathématique de la MSAP

Pour une commande en tension de la MSAP, le modèle dans le repère lié au rotor est comme suit :

$$\dot{x} = f(X) + g(X)U \quad (\text{II.1})$$

Avec:

$$X = [x_1 \quad x_2 \quad x_3]^T = [i_d \quad i_q \quad \Omega]^T$$

$$U = [u_1 \quad u_2]^T = [V_d \quad V_q]^T$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p\Omega i_q \\ -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p\Omega i_d - \frac{\phi_f}{L_q} p\Omega \\ \frac{3p}{2J} [(L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q] - \frac{f_r}{J} \Omega - \frac{c_r}{J} \end{bmatrix}$$

$$\text{Et: } g(x) = [g_1 \ g_2]$$

$$g_1(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad g_2(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Avec :

i_d, i_q : sont les courants statoriques

V_d, V_q : les tensions

p : Le nombre de paires de pôles

Ω : la vitesse de rotation du rotor

R_s : Résistance statorique.

L_d, L_q : Inductances cycliques propres statoriques

f_r et J Respectivement le coefficient de frottement et l'inertie des parties tournantes.

c_{em} et c_r Le couple électromagnétique et le couple résistant respectivement

Ce modèle est utilisé par la suite pour la conception des commandes non linéaires.

II.2.2 La Commande Linearisante Entrée-Sortie

Le principe de la linéarisation entrée-sortie utilise une transformation de coordonnées (difféomorphisme-voir annexe (A)) et une réaction non linéaire d'état pour transformer, algébriquement, le modèle d'un système non-linéaire compliqué en un autre plus simple où les lois de commande linéaire peuvent être facilement appliquées [13]. Dans ce cas, la dynamique des systèmes non linéaires ne perd rien de ses propriétés du fait que la linéarisation ne fait que transformer cette dynamique d'une forme compliquée vers une autre plus simple à travers la transformation de coordonnées sélectionnées. Généralement, la linéarisation entrée-sortie possède une nature globale et reste valide pour un large

domaine de fonctionnement [14]. Un autre avantage, caractérise la technique de la linéarisation entrée-sortie, c'est sa capacité d'établir des relations entrée-sortie, exactement découplées, entre les différentes sorties commandées. Cet avantage est très apprécié pour commander les dynamiques non linéaires couplées (multi-entrées multi-sorties (MIMO)) [15].

II.2.2.1 Différents types de linéarisation :

L'automatique non-Linéaire est un domaine de recherche très large et beaucoup d'outils mathématiques ont vu leur émergence ces dernières décennies notamment la géométrie différentielle [15]; celle-ci constitue un outil moderne et puissant d'analyse et de synthèse. Toutes les notions utilisées dans cette partie seront illustrés dans Annexe (A).

a) *Linéarisation par retour d'état :*

La linéarisation par retour d'état (linéarisation par bouclage) est une approche de conception de commande non-Linéaire. L'idée de base de cette approche est la manipulation algébrique de la dynamique du système non linéaire complètement ou partiellement (fully or partialy) [15]. Cette linéarisation se fait en deux étapes :

- une transformation de coordonnées.
- un retour d'état non linéaire [6].

B) *Linéarisation entrée – sortie :*

Le but de cette technique est de transformer le système non linéaire à un système linéaire en utilisant un retour d'état linéarisant. De là, on pourra appliquer la théorie des systèmes linéaires. Donc nous cherchons un bouclage statique de la forme $u = \alpha(x) + \beta(x)V$, tel que le comportement entrée-sortie du système après bouclage soit linéaire et découplé [16].

On considère le système carré (nombre d'entrées et de sorties égales) :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x)u_i \\ y_j &= h_j(x) \quad 0 \leq j \leq m \end{aligned} \tag{II.2}$$

Avec :

$x = (x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n)^T$: vecteur d'état.

f, g_1, g_2, \dots, g_m : champs de vecteurs.

h_1, h_2, \dots, h_m : des fonctions analytiques au voisinage Ω d'un point x_1 de \mathfrak{R}^n .

B.1 Linéarisation partielle par retour d'état :

La linéarisation partielle correspond à la condition

$$\sum_{i=1}^m r_i < n \quad (\text{II.3})$$

Avec : le degré relatif r (le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie y pour faire apparaître l'entrée u), est strictement inférieur au degré du système n .

- **Forme normale**

On doit ajouter $(n-r)$ fonctions $\phi_j(x)$ aux fonctions pour compléter le difféomorphisme.

Le système s'écrit alors :

$$\begin{aligned} \dot{z}_i^1 &= z_i^2 \\ \dot{z}_i^2 &= z_i^3 \\ \dot{z}_i^{r_i-1} &= z_i^{r_i} \\ \dot{z}_i^{r_i} &= b_i(z) + \sum_{j=1}^m d_{ij}(z)u_j \quad 1 \leq i \leq m \\ \dot{z}_k &= q_k(\eta, \zeta) + p_k(\eta, \zeta)u \quad r+1 \leq k \leq n \end{aligned} \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$$\begin{aligned} b_i(z) &= L_f^{r_i} h_i(\phi^{-1}(z)) \\ d_{ij}(z) &= L_{g_j} L_f^{r_i-1} h_i(\phi^{-1}(z)) \quad 1 \leq i, j \leq m \\ q_k(\eta, \zeta) &= L_f \phi_k(x) \\ p_k(\eta, \zeta) &= L_g \phi_k(x) \end{aligned}$$

Les éléments d_{ij} correspondent aux éléments de la matrice de découplage $D(x)$

- **Retour d'état linéarisant :**

L'application du retour d'état donne :

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \dots \\ \dots \\ u_m \end{pmatrix} = D^{-1}(z) \begin{pmatrix} v_1 - b_1 \\ v_2 - b_2 \\ \dots \\ \dots \\ v_m - b_m \end{pmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Met le système (II.4) sous la forme canonique de Brunowsky (II.5) avec la dynamique interne donnée comme suit:

$$\begin{aligned} \dot{z}_i^1 &= z_i^2 \\ \dot{z}_i^2 &= z_i^3 \\ &\dots \\ \dot{z}_i^{r_i-1} &= z_i^{r_i} \\ \dot{z}_i^{r_i} &= v \quad 1 \leq i \leq m \\ \dot{z}_k(k) &= q_k(\phi^{-1}(z)) + p_k(\phi^{-1}(z)) [D^{-1}(\phi^{-1}(z))(v - b)] \quad r+1 \leq k \leq n \end{aligned} \quad (\text{II.6})$$

- **Dynamique interne et dynamique des zéros :**

La dynamique interne est représentée par l'équation (II.6). La dynamique des zéros est la dynamique interne lorsque les entrées sont choisies de façon à maintenir les sorties à zéro

$$y_i(t) = h_i(t) = 0 \quad \forall t \leq t_0 \quad 1 \leq i \leq m \quad (\text{II.7})$$

L'application de (II.7) sur (II.6) donne :

$$\begin{aligned} \dot{z}_i^1 &= \dot{z}_i^2 = \dots = \dot{z}_i^{r_i} = 0 \quad 1 \leq i \leq m \\ \dot{z}_k &= p_k(z) + q_k(z) D^{-1}(-b) \quad r+1 \leq k \leq m, \quad r+1 \leq j \leq n \\ z_k(0) &= z_0 \quad (\text{conditions initiales}) \end{aligned} \quad (\text{II.8})$$

II.2.2.2 Application de la commande Linearisante Entrée-Sortie :

On s'est donné comme objectif d'assurer la régulation de vitesse du moteur tout en maintenant un fonctionnement à couple maximal (la composante longitudinale du courant statorique i_d est forcée à rester nulle en tout temps). Pour ce faire, on applique une

linéarisation au sens des entrées-sorties. Les sorties choisies pour cette commande seront la vitesse rotorique et le courant i_d donné comme suit:

$$y = h(X) = [h_1 \ h_2]^T = \begin{bmatrix} i_d \\ \Omega \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Ces deux sorties doivent suivre les trajectoires qu'on leur impose. Par dérivation de y_1 on aboutit à :

$$\dot{y}_1 = L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x) V_d + L_{g_2} h_1(x) V_q \quad (\text{II.10})$$

$$\dot{y}_1 = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p \Omega i_q + \frac{1}{L_d} V_d \quad (\text{II.11})$$

Donc le degré relatif de $y_1(x)$ est $r_1 = 1$

Avec:

$$L_f h_1(x) = f_1(x) \text{ présente la dérivé de Lie (Voir Annexe (A))}$$

$$L_g h_1(x) = [g_1 \ 0]$$

Par dérivation de y_2 on aboutit à :

$$y_2 = \Omega = h_2(x) \quad (\text{II.12})$$

$$\begin{aligned} \dot{y}_2 &= L_f h_2(x) \\ &= \frac{3p}{2J} [(L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q] - \frac{f}{J} \Omega \end{aligned} \quad (\text{II.13})$$

Avec: $L_f h_2(x) = f_3(x)$

Remarquons qu'aucune entrée n'apparait. On est donc obligé de dériver une autre fois :

$$\begin{aligned} \ddot{y}_2 &= L_f^2 h_2(x) + L_{g_1} (L_f h_2(x)) V_d + L_{g_2} (L_f h_2(x)) V_q \\ &= \frac{3p}{2J} \left[(L_d - L_q) i_q f_1(x) + \frac{3p}{2J} (\phi_f + (L_d - L_q) i_q) f_2(x) - \frac{f_r}{J} f_3(x) \right] + \frac{3p}{2J L_d} (L_d - \\ &L_q) i_q V_d + \frac{3p}{2J L_q} ((L_d - L_q) i_d + \phi_f) V_q \end{aligned} \quad (\text{II.14})$$

Les deux entrées (V_d et V_q) apparaissent et le degré relatif est donc ($r_2 = 2$). Le degré relatif total est ($r = r_1 + r_2 = 3$), Alors on aura ($n = r = 3$) une linéarisation exacte puisque aucune dynamique interne n'est à considérer.

- **Linéarisation du système:**

La matrice définissant la relation entre les entrées physiques (V) et les dérivées des sorties $y(x)$ est donnée par l'expression (II.15).

$$[\dot{y}_1 \quad \ddot{y}_2]^T = \xi(x) + D(x).u \quad (\text{II.15})$$

Avec:

$$\xi(x) = \begin{bmatrix} L_f h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p \Omega i_q \\ \frac{3p}{2J} (L_d - L_q) i_q f_1(x) + \frac{3p}{2J} ((L_d - L_q) i_d + \phi_f) f_2(x) - \frac{f_r}{J} f_3(x) \end{bmatrix}$$

$D(x)$ est la matrice de découplage donnée comme suit :

$$D(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ \frac{3p}{2JL_d} (L_d - L_q) i_q & \frac{3p}{2JL_q} ((L_d - L_q) i_d + \phi_f) \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

$D(x)$ est une matrice inversible. Le déterminant de la matrice de découplage $D(x)$ est :

$$\det[D(x)] = \frac{3p (\phi_f + (L_d - L_q) i_d)}{2J L_d L_q} \quad (\text{II.17})$$

Avec: $\phi_f \neq (L_d - L_q) i_d$, $\det[D(x)] \neq 0$

Le déterminant de la matrice $D(x)$ est différent de zéro, ainsi la loi de commande linéarisante qui assure le découplage est exprimée par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = D^{-1}(x) \left(-\xi(x) + \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \right) \quad (\text{II.18})$$

Avec:

$$D^{-1}(x) = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ \frac{-(L_d - L_q) i_q L_q}{(L_d - L_q) i_d + \phi_f} & \frac{2J L_q}{3p ((L_d - L_q) i_d + \phi_f)} \end{bmatrix}$$

En remplaçant l'expression (II.18) dans (II.15) on obtient un système E/S linéaire totalement découplé de la forme:

$$[\dot{y}_1 \quad \ddot{y}_2]^T = [V_1 \quad V_2]^T \quad (\text{II.19})$$

Les nouvelles entrées (V_1, V_2) doivent être conçues pour assurer:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y_1 = i_{dref} \quad \text{et} \quad \lim_{t \rightarrow \infty} y_2 = \Omega_{ref} \quad (\text{II.20})$$

Dans le cas général, et pour un problème de poursuite de trajectoires, on a :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_d(i_{dref} - i_d) + \dot{i}_{dref} \\ \ddot{\Omega}_{ref} + k_{\Omega 1}(\dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega}) + k_{\Omega 2}(\Omega_{ref} - \Omega) \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

$$\text{Avec: } \dot{i}_{dref} = \dot{\Omega}_{ref} = \ddot{\Omega}_{ref} = 0$$

$k_d, k_{\Omega 1}, k_{\Omega 2}$: sont des gains calculés par la méthode de placement des pôles (Voir annexe (A))

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_d(i_{dref} - i_d) \\ -k_{\Omega 1}\dot{\Omega} + k_{\Omega 2}(\Omega_{ref} - \Omega) \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

D'après les formules précédentes les composantes de la tension V_d et V_q seront donné comme suit :

$$V_d = R_s i_d - p\Omega L_q i_q + L_d k_d (i_{dref} - i_d) \quad (\text{II.23})$$

$$V_q = R_s i_q + p\Omega(L_d i_d + \phi_f) + \frac{(L_d - L_q)L_q i_q}{((L_d - L_q)i_d + \phi_f)} k_d (i_{dref} - i_d) + \frac{2JL_q}{3p((L_d - L_q)i_d + \phi_f)} \left[k_{\Omega 2}(\Omega_{ref} - \Omega) + \left(\dot{\Omega} \left(\frac{f}{J} - k_{\Omega 1} \right) \right) \right] \quad (\text{II.24})$$

Le schéma ci-dessous présent la structure générale d'une commande linearisante entrée-sortie appliquée à la MSAP

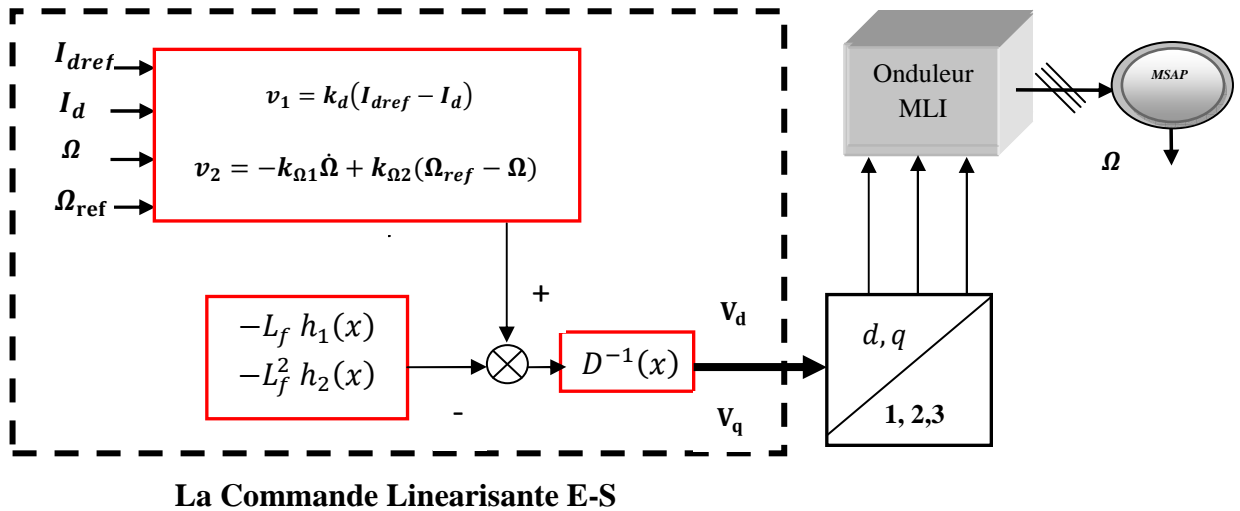


Figure (II.1) Structure générale de la commande linearisante entrée-sortie

II.2.2.1 Résultats de simulation pour un fonctionnement nominal

La simulation des différents types de commande non linéaires étudiés dans ce chapitre seront évalués et testés par le logiciel MATLAB/SIMULINK. Les paramètres de la machine synchrone utilisée sont donnés dans l'Annexe (B).

Les résultats de simulations montrées dans la figure (II.2) présentent le fonctionnement nominal de la commande linearisante E/S (CNL) pour un temps de réponse très court (0.4s) et une application d'une charge à 0.2s. Suivant les résultats obtenus on remarque que la poursuite et la précision sont présentes. Des courants triphasés équilibrés et de forme sinusoïdale.

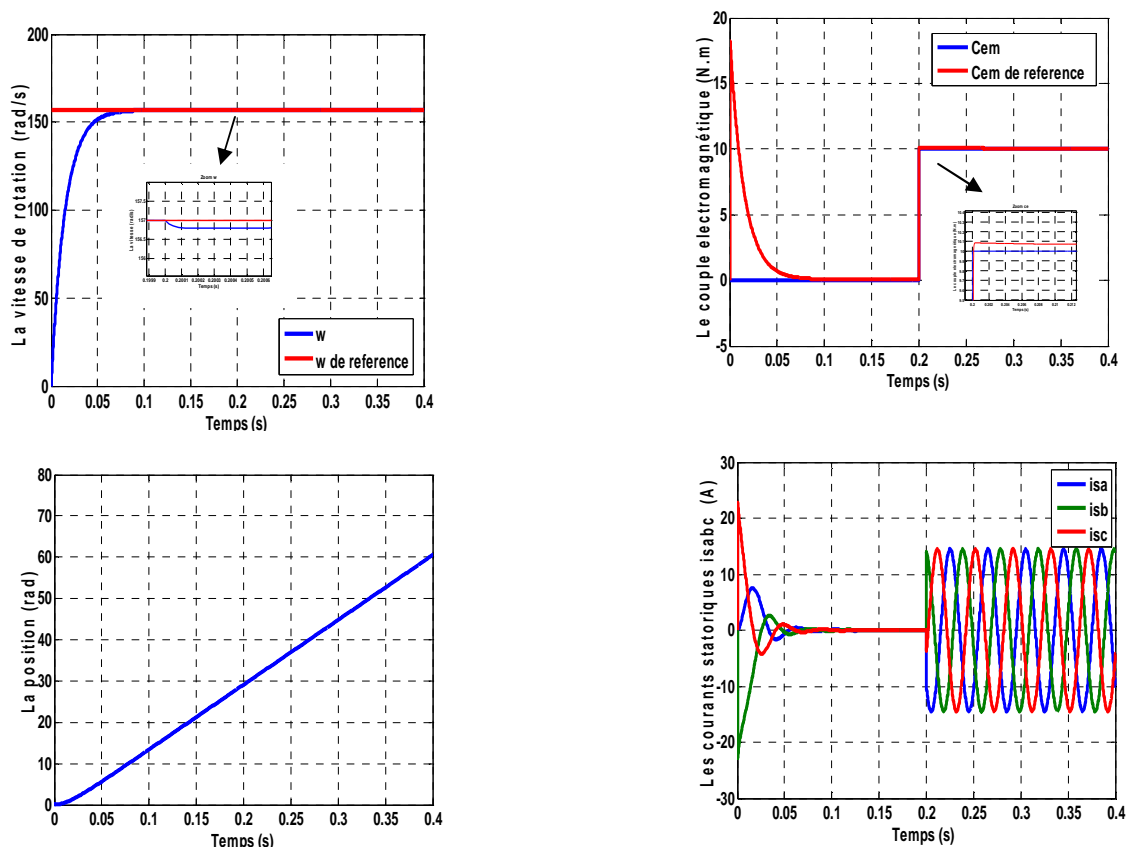


Figure (II.2) Résultat de simulation de la commande Linearisante entrée-sortie en fonctionnement nominal

Toutefois, cette méthode permet de laisser une partie des équations d'état non linéaire. C'est le problème de la linéarisation entrée-sortie. Des solutions alternatives consistent à développer des commandes ne supprimant pas les non-linéarités intrinsèques du système, et qui sont de commande robuste aussi bien en stabilité qu'en poursuite de

trajectoire, tel que la commande par mode glissant.

II.2.3 Commande par mode Glissant de la MSAP

La théorie des systèmes à structure variable VSS (Variable Structure System, dans la littérature anglo-saxonne) fait l'objet de multiples études depuis une cinquantaine d'années. Actuellement, cette technique de commande connaît une application dans des domaines très variés tels que la robotique, la mécanique et l'électrotechnique [21].

Le principe de cette commande consiste à amener, quelles que soient les conditions initiales, le point représentatif de l'évolution du système sur une hyper surface de l'espace de phase représentant un ensemble de relations, statiques, entre les variables d'état. La surface considérée est alors désignée comme étant la *surface de glissement ou de commutation*. Le comportement dynamique résultant, appelé régime glissant idéal, est complètement déterminé par les paramètres et les équations définissant la surface. L'avantage d'obtenir un tel comportement est double : d'un côté, on a une réduction de l'ordre du système, et d'autre part, le régime glissant est insensible aux perturbations intervenant dans les mêmes directions que les entrées (*matching perturbations*) [21-23]

La structure de la commande comporte deux parties, une première U_{eq} correspond à la commande équivalente. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x)$. Elle est déduite en considérant que la dérivé de la surface est nul $\dot{S}(x) = 0$ est interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander lors de la commutation rapide entre les valeurs U_{max} et U_{min} . Et une deuxième stabilisante U_n , déterminée pour vérifier la condition de convergence. L'addition du terme U_n à la loi de commande permet d'assurer l'attractivité de la surface de glissement $S(x)$. Celle-ci est attractive si seulement si $S\dot{S} < 0$. Cette dernière est très importante, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures, alors la commande totale est donnée par :

$$U(t) = U_n + U_{eq} \quad (\text{II.25})$$

La tension U_n est présenté comme suit:

$$U_n = -k \text{sign} S \quad (\text{II.26})$$

Avec: $k > 0$

L'analyse du comportement en mode de glissement est effectuée en déterminant la commande équivalente et la loi de commutation associée à la surface de glissement ainsi que la vérification de la condition d'existence du mode de glissement [23]. Le modèle utilisé est celui donné dans l'équation (II.1) dont les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au rotor et qui sera qualifié de modèle (d, q) .

A) Sélection des surfaces de glissement:

Dans le contrôle de la machine, il faut assurer le contrôle de la vitesse, par la suite le contrôle du courant, ou la dynamique de vitesse est la plus lente. Notre choix des surfaces de glissement des variables à contrôler est la vitesse et le courant donnés sous forme d'un système de surface du premier ordre linéaire.

B) Régulation de vitesse:

Si on introduit l'erreur en vitesse comme suit :

$$S(\Omega) = (\Omega_{ref} - \Omega) \quad (II.27)$$

Avec : Ω_{ref} la vitesse de référence

Alors la dérivé de la surface de glissement peut être présentée sous la forme suivante :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - c_1\Omega + \frac{c_r}{J} - (c_2i_d + c_3)i_q \quad (II.28)$$

Avec:

$$c_1 = -\frac{f_r}{J}, c_2 = \frac{p(L_d - L_q)}{J}, c_3 = \frac{p\phi_f}{J}$$

A partir l'équation (II.26) on peut déduire le courant de référence comme suit:

$$i_{qref} = \frac{-c_1\Omega + \frac{c_r}{J} + \dot{\Omega}_{ref} + k_\Omega \text{signs}(\Omega)}{c_2i_d + c_3} \quad (II.29)$$

Avec le gain de vitesse $k_\Omega > 0$

Les courants i_d et i_q sont contrôlé d'une façon séparé

$$\begin{aligned} S(i_d) &= (i_{dref} - i_d) \\ S(i_q) &= (i_{qref} - i_q) \end{aligned} \quad (II.30)$$

Avec : $i_{dref} = 0$

La dérivé des surfaces de glissement $S(i_d)$ et $S(i_q)$ sont présentés par les expressions suivante:

$$\dot{S}(i_d) = i_{dref} - a_1 i_d - a_2 i_q \Omega + \frac{1}{L_d} V_d \quad (\text{II.31})$$

$$\dot{S}(i_q) = i_{qref} - b_1 i_q - b_2 i_d \Omega - b_3 \Omega + \frac{1}{L_q} V_q$$

Avec:

$$a_1 = -\frac{R_s}{L_d}, a_2 = \frac{pL_q}{L_d}, b_1 = -\frac{R_s}{L_q}, b_2 = -\frac{pL_d}{L_q}, b_3 = -\frac{p\phi_f}{L_q}$$

Les tensions de commande sont données à partir de (II.31):

$$U_{dref} = \frac{[i_{dref} - a_1 i_d - a_2 i_q \Omega] + k_d \text{signs}(i_d)}{L_d} \quad (\text{II.32})$$

$$U_{qref} = \frac{[i_{qref} - b_1 i_q - b_2 i_d \Omega + b_3 \Omega] + k_q \text{signs}(i_q)}{L_q}$$

Avec: k_d , k_q et k_Ω sont des gains positifs.

La figure (II.3) présente un schéma qui résume toutes les étapes nécessaires pour la conception d'une commande par mode glissant appliqué a la MSAP

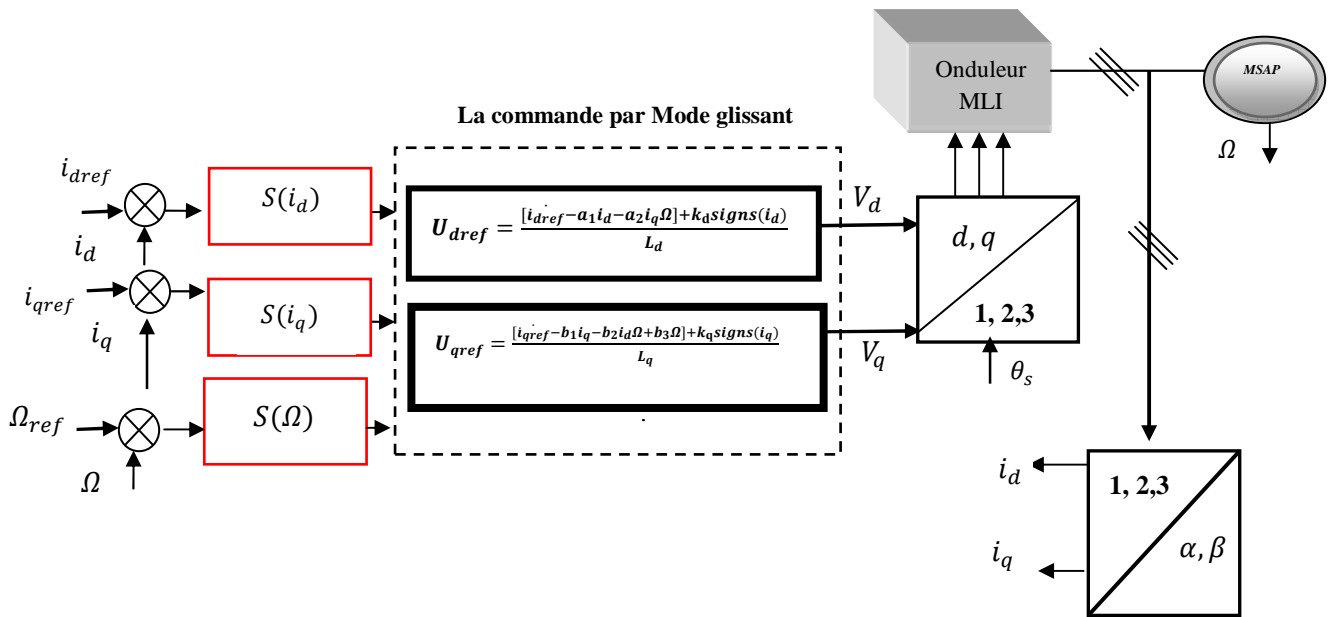


Figure (II.3) Schéma simplifié de la commande par mode glissant appliquée à la MSAP

II.2.2.1 Résultats de simulation pour un fonctionnement nominal

Pour les mêmes conditions que la commande précédente, la commande par mode glissant pour un fonctionnement nominal donné par la figure (II.4) présente des bons résultats en point de vue la poursuite de trajectoire et la précision dans un temps de réponse très court (0.4s).

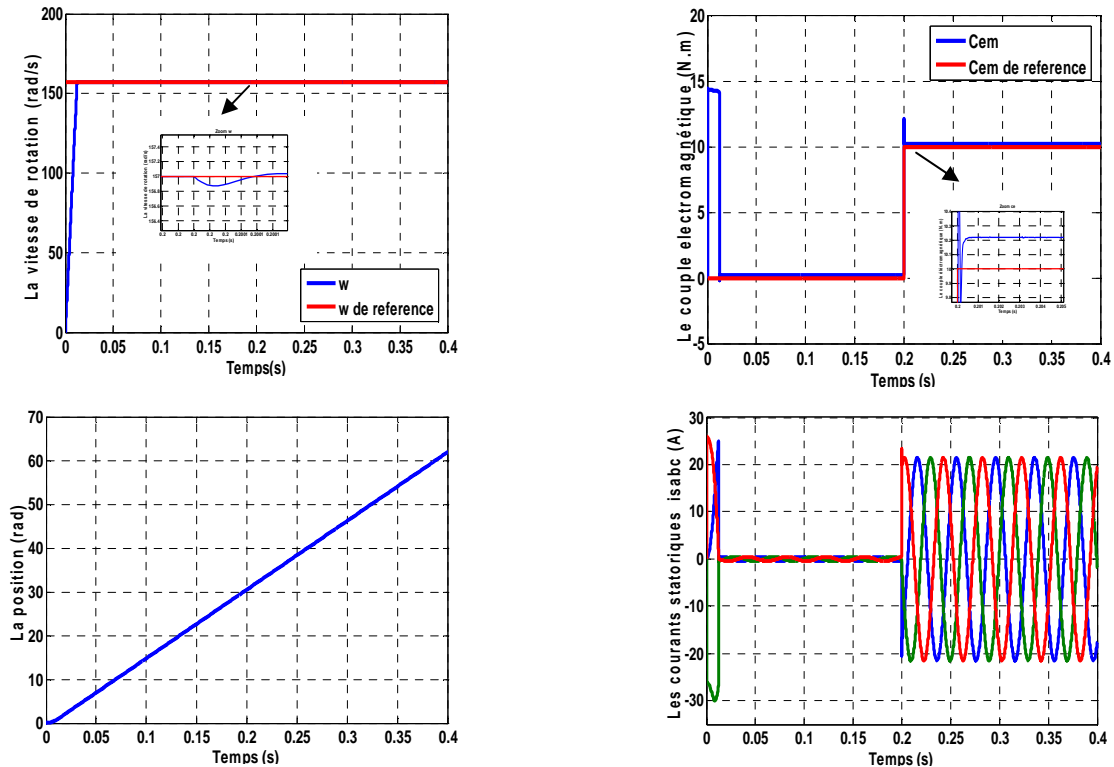


Figure (II.4) Résultats de simulation de la commande par mode glissant en fonctionnement nominal

La phase de glissement correspond à celui d'un relais commutant avec une fréquence infinie. Une fréquence d'oscillation infinie suppose des éléments idéaux de commutation (relais sans seuil, ni hystérésis, ni retard de commutation), ce qui n'est pas le cas en pratique. En présence de ces imperfections, la fréquence de commutation devient alors finie et se manifeste par des oscillations autour de la surface de glissement S , ces derniers auront une amplitude d'autant plus grande et une fréquence d'autant plus basse que les imperfections sont importantes. Ce phénomène est appelé phénomène de broutement (Chattering). Pour remédier à ce problème qui peut aller jusqu'à détruire les équipements des systèmes, on présente dans la section qui suit la commande par Backstepping avec action intégral.

II.2.4 Commande par Backstepping avec action intégrale de la MSAP

Récemment ce type de commande présente un grand succès dans l'industrie moderne et appliqué pour plusieurs systèmes notamment la MSAP [30]. Dans le cadre de la poursuite de trajectoire, l'idée de base de la commande par Backstepping est de rendre le système bouclé, équivalent à des sous-systèmes d'ordre un en cascade stables au sens de Lyapunov, ce qui lui confère des qualités de robustesse et une stabilité globale asymptotique de l'erreur de poursuite. Contrairement à la plupart des autres méthodes, le Backstepping n'a aucune contrainte au niveau du type de non linéarité [25]. Cette technique permet la synthèse de loi de commande robuste malgré une certaine méconnaissance des paramètres du système et de certaines perturbations. Ici nous améliorons la robustesse de cette technique par l'introduction des termes intégraux dans la conception de la commande de la MSAP pour construire une commande par Backstepping avec action intégrale.

Dans cette partie, nous présentons l'application de la commande par Backstepping avec action intégral à la MSAP en utilisant les courants mesurés, pour atteindre l'objectif de poursuit de la vitesse à sa valeur désirée Ω^* . La synthèse de la loi de commande de la MSAP considérée est effectuée à partir du modèle de la MSAP présenté dans le référentiel lié au rotor ($d q$) donnée l'équation (II.1), notre commande sera présenté en 3 étapes comme suit :

A) Etape 1: Boucle de vitesse: Pour le suivi de la vitesse, on définit l'erreur de poursuite suivante :

$$e_{\Omega} = \Omega^* - \Omega + k'_{\Omega} \int_0^t (\Omega^* - \Omega) dt \quad (\text{II.33})$$

Avec: $k'_{\Omega} \int_0^t (\Omega^* - \Omega) dt$ est l'action intégrale ajoutée afin d'assurer la convergence de l'erreur de poursuite vers zéro malgré des incertitudes de type constante par morceaux à chaque étape de l'algorithme.

La dynamique d'erreur de vitesse est donnée par:

$$\dot{e}_{\Omega} = \dot{\Omega}^* + \frac{p}{j} (L_d - L_q) i_d i_q^* + \frac{f}{j} \Omega - \frac{p}{j} \phi_f i_q^* + \frac{1}{j} c_r + k'_{\Omega} (\Omega^* - \Omega) \quad (\text{II.34})$$

Considérons la fonction candidate de Lyapunov suivante $V_\Omega = \frac{1}{2}e_\Omega^2$. Sa dérivée est donnée par l'équation suivante :

$$\dot{V}_\Omega = e_\Omega \left[\dot{\Omega}^* + \frac{p}{J}(L_d - L_q)i_d i_q^* + \frac{f}{J}\Omega - \frac{p}{J}\phi_f i_q^* + \frac{1}{J}c_r + k'_\Omega(\Omega^* - \Omega) \right] \quad (\text{II.35})$$

Suivant la méthode de Backstepping et dans le but d'assurer la stabilité de suivi en vitesse, si on considère la commande virtuelle i_q^* donnée par l'équation suivante de façon de :

$$i_q^* = \frac{J}{p(L_d - L_q)i_d + p\phi_f} \left[k_\Omega e_\Omega + \dot{\Omega}^* + \frac{f}{J}\Omega + \frac{1}{J}c_r + k'_\Omega(\Omega^* - \Omega) \right] \quad (\text{II.36})$$

Avec:

$$e_\Omega = \Omega^* - \Omega + e'_\Omega$$

Nous obtenons alors:

$$\dot{V}_\Omega = -k_\Omega e_\Omega^2 \quad \text{avec} \quad k_\Omega > 0$$

B) Etape 2: Boucle de courant i_q

Une fois l'entrée virtuelle i_q^* définie dans la première boucle afin de stabiliser les dynamiques de l'équation (II.36), et pour raison de calculer la loi de commande V_q du système, on définit l'erreur sur le courant de la manière suivante :

$$e_q = i_q^* - i_q + e'_q \quad (\text{II.37})$$

Avec: $e'_q = k'_q \int_0^t (i_q^* - i_q) dt$ une action intégrale.

Considérons la fonction candidate de Lyapunov suivante :

$$V_1 = V_\Omega + \frac{1}{2}e_q^2 + \frac{1}{2}e_q'^2 \quad (\text{II.38})$$

La dérivée temporelle de V_1 est donnée par l'équation (II.38) et (II.39) successivement en remplaçant les erreurs par leurs équations :

$$\dot{V}_1 = -k_\Omega e_\Omega^2 + e_q \left(\frac{di_q^*}{dt} - \frac{di_q}{dt} + k'_q(i_q^* - i_q) \right) + e'_q k'_q (i_q^* - i_q) \quad (\text{II.39})$$

$$\dot{V}_1 = -k_\Omega e_\Omega^2 + e_q \left(\frac{di_q^*}{dt} + \frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{1}{L_q} V_q + p \frac{L_d}{L_q} \Omega i_d + p \frac{1}{L_q} \phi_f \Omega + k'_q(i_q^* - i_q) \right) + e'_q k'_q (i_q^* - i_q) \quad (\text{II.40})$$

En choisissant la loi de commande V_q comme suit:

$$V_q = L_q [k_q e_q + p \frac{L_d}{L_q} \Omega i_d + p \frac{\phi_f}{L_q} \Omega + \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{di_q^*}{dt}] \quad (\text{II.41})$$

on trouve que:

$$\dot{V}_1 = -k_\Omega e_\Omega^2 - k_q e_q^2 + (e_q + e'_q) k'_q (i_q^* - i_q) \quad (\text{II.42})$$

A partir l'équation (II.37) on trouve $(e_q - e'_q) = (i_q^* - i_q)$, en remplaçant dans l'équation (II.42) on obtient:

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = -k_\Omega e_\Omega^2 - k_q e_q^2 + k'_q (e_q + e'_q) (e_q - e'_q) \\ \dot{V}_1 = -k_\Omega e_\Omega^2 - k_q e_q^2 + k'_q (e_q^2 - e_q'^2) \\ \dot{V}_1 = -k_\Omega e_\Omega^2 - k_q e_q^2 + k'_q e_q^2 - k'_q e_q'^2 \\ \dot{V}_1 = -k_\Omega e_\Omega^2 - (k_q - k'_q) e_q^2 - k'_q e_q'^2 \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

Avec: $(k_q - k'_q) > 0$, d'une façon plus précise il faut choisir $k_q > k'_q$

Suivant l'action de contrôle V_q , qui force le courant i_q de suivre l'entrée i_q^* , i.e. $i_q \rightarrow i_q^*$, et la commande virtuelle i_q^* est calculée afin que la vitesse suive sa référence i.e. $(\Omega \rightarrow \Omega^*)$

C) Etape 3: Boucle de courant i_d

Dans le sens d'atteindre un autre objectif qui est l'annulation de l'effet de réductance en imposant le courant de référence $i_d^* = 0$. Nous obtenons donc un fonctionnement similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée. On définit l'erreur de courant de la manière suivante :

$$e_d = i_d^* - i_d + e'_d \quad (\text{II.44})$$

$$\text{Avec : } e'_d = k'_d \int_0^t (i_d^* - i_d) dt$$

Considérons la fonction candidate de Lyapunov suivante :

$$V_2 = \frac{1}{2} e_d^2 + \frac{1}{2} e_d'^2 \quad (\text{II.45})$$

Sa dérivée est donnée comme suit en remplaçant $i_d = e'_d - e_d$ avec $i_d^* = 0$, on trouve:

$$\dot{V}_2 = e_d \left(\frac{R_s}{L_d} i_d - p \frac{L_q}{L_d} \Omega i_q - \frac{1}{L_d} V_d \right) + k'_d (e_d + e'_d) (e'_d - e_d) \quad (\text{II.46})$$

En choisissant la loi de commande V_d comme suit:

$$V_d = L_d [k_d e_d + \frac{R_s}{L_d} i_d - p \frac{L_q}{L_d} \Omega i_q] \quad (\text{II.47})$$

nous obtenons:

$$\dot{V}_2 = -(k_d - k'_d) e_d^2 - k'_d e_d'^2 \quad (\text{II.48})$$

Avec: $(k_d - k'_d) > 0$, d'une façon plus précise il faut choisir $k_d > k'_d$

Par ce choix, la loi de commande V_d force le courant i_d à suivre sa référence tels que $i_d \rightarrow i_d^* = 0$, finalement, par le choix de V_q , les objectifs de la loi de commande proposée sont réalisés. Suivant les différentes étapes développées pour établir ce type de commande on peut remarquer sa simplicité de construction illustré par la figure (II.5).

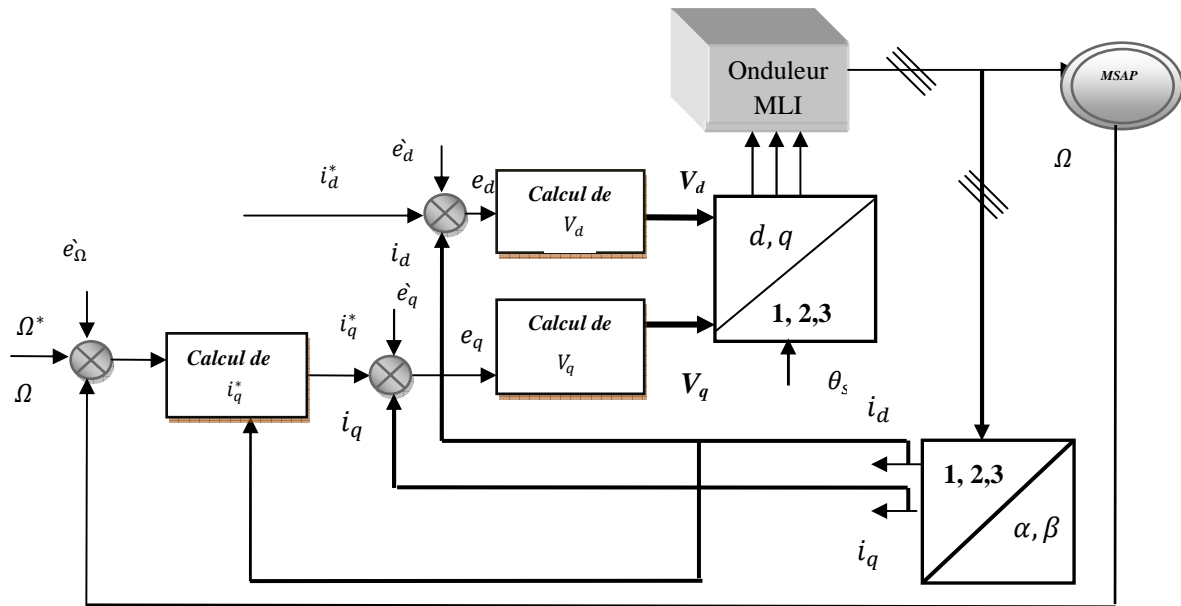


Figure (II.5) Structure simplifiée de la commande I-Back

II.2.4.1 Résultats de simulation pour un fonctionnement nominal

Les résultats de simulations montrées dans la figure (II.6) présentent le fonctionnement nominal de la commande (I-Back). Ce type de commande donne un temps de réponse très court avec une poursuite désiré. On remarque aussi une petite variation au temps d'application de la charge mais elle reprend sa valeur très vite.

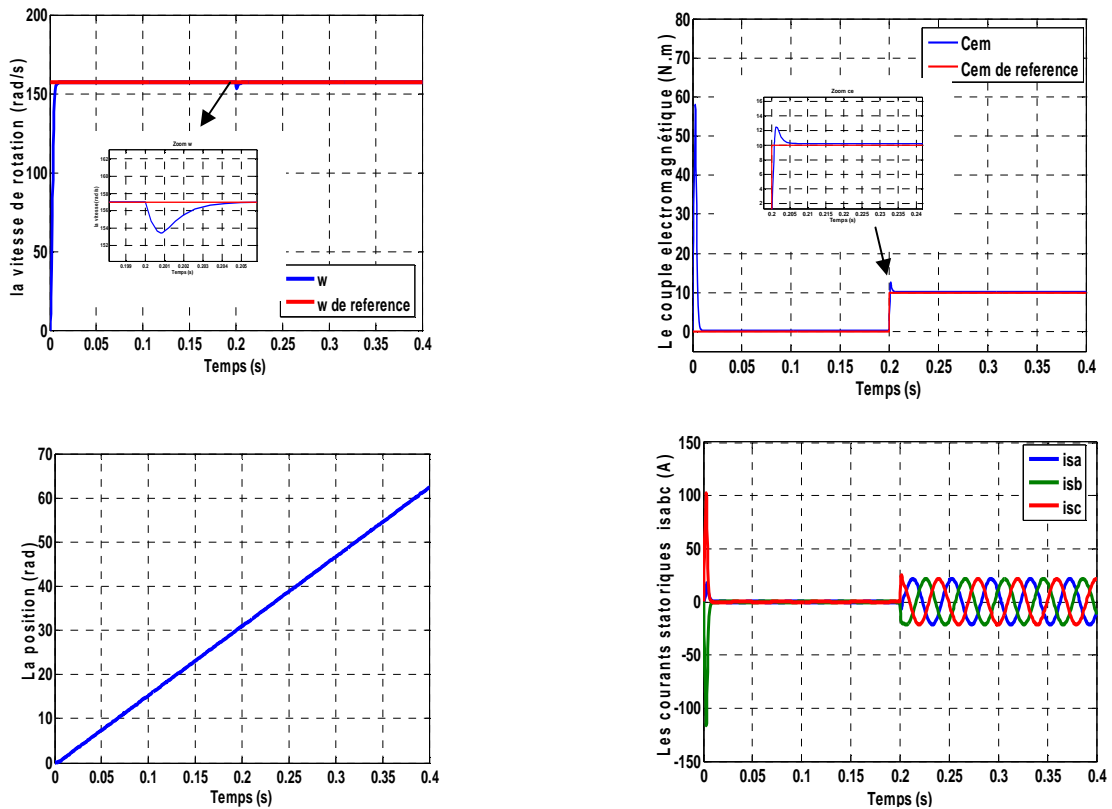


Figure (II.6) Résultat de simulation de la commande I-Back en fonctionnement nominal

Suivant les résultats obtenus on remarque que la poursuite et la précision sont présentes pour les trois types de commandes pour un fonctionnement nominal, avec un temps de réponse plus court pour la commande par Backstepping avec action intégrale et moins pour le MG et en dernier la CNL. Pour juger mieux notre choix une étude comparative suivant des tests de robustesse est présentée dans la prochaine section.

II.3 ETUDE COMPARATIVE ENTRE LES TROIS TYPES DE COMMANDES

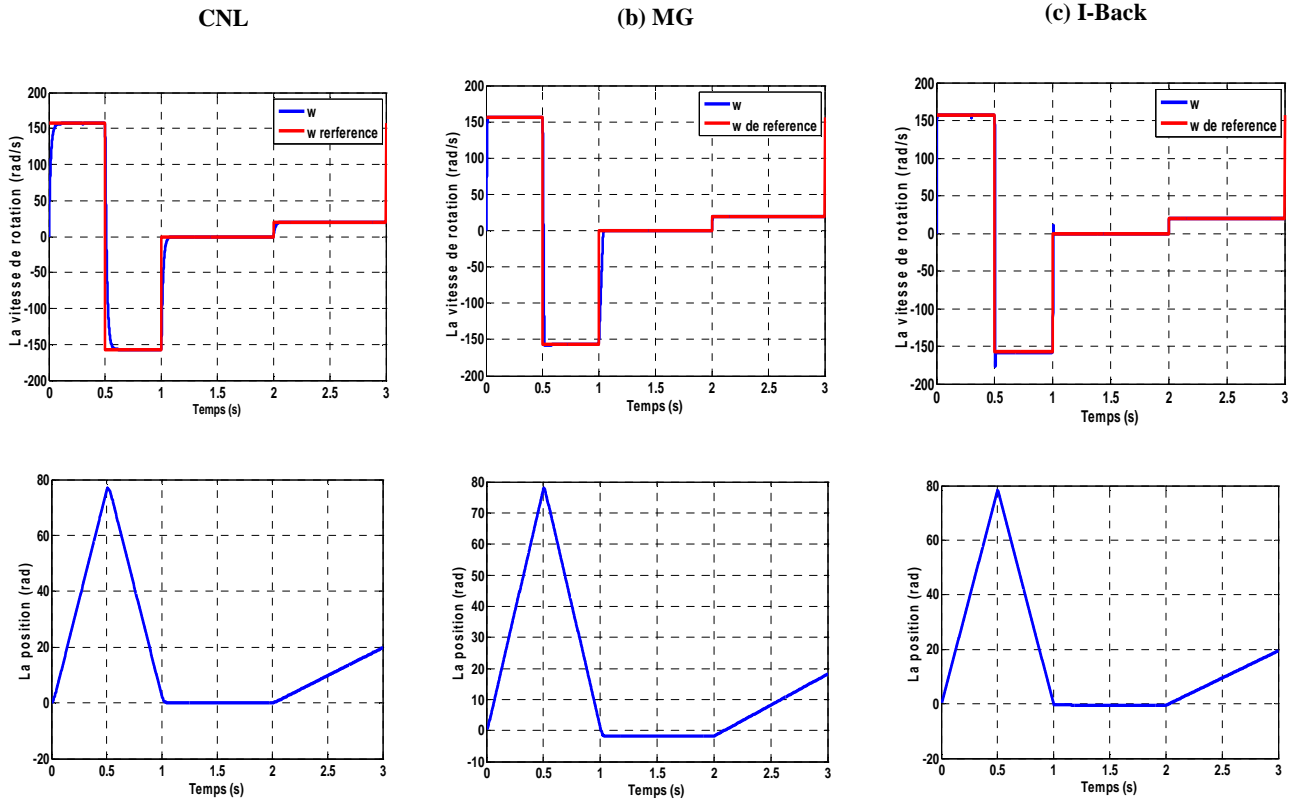
Pour plus d'investigations on fait les différents tests de robustesse de poursuite et de robustesse (variation de vitesse et la résistance statorique).

II.3.1 Fonctionnement lors de la variation de vitesse

La figure (II.7) présente un test de robustesse par un changement du sens de rotation

de la vitesse et en basse vitesse (de 157rad/s , -157 rad/s, 20 rad/s) avec application d'une charge de 10N.m à $t=0.3s$ dans un temps de réponse de (3s).

On peut clairement voir l'influence de variation de la vitesse et en charge nominal sur les trois types de commande avec des oscillations lors de temps de variation. La commande par Backstepping avec action intégral présente sa supériorité au niveau de la poursuite de trajectoire, le temps de réponse et de précision comparé à la commande par mode glissant et la commande linearisante entrée- sortie. D'un autre coté on remarque que le régime transitoire pour le couple (par conséquent le courant) peut atteindre une valeur plus grande (60N.m) par rapport aux autres commandes.



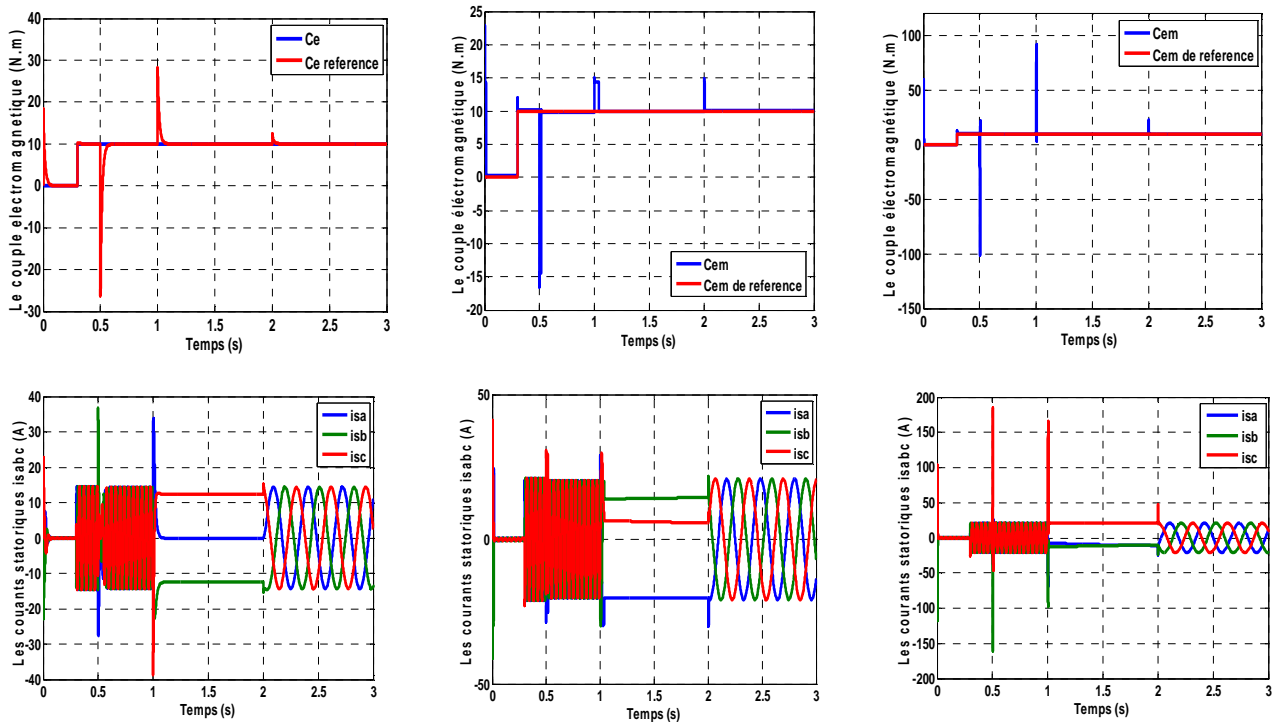


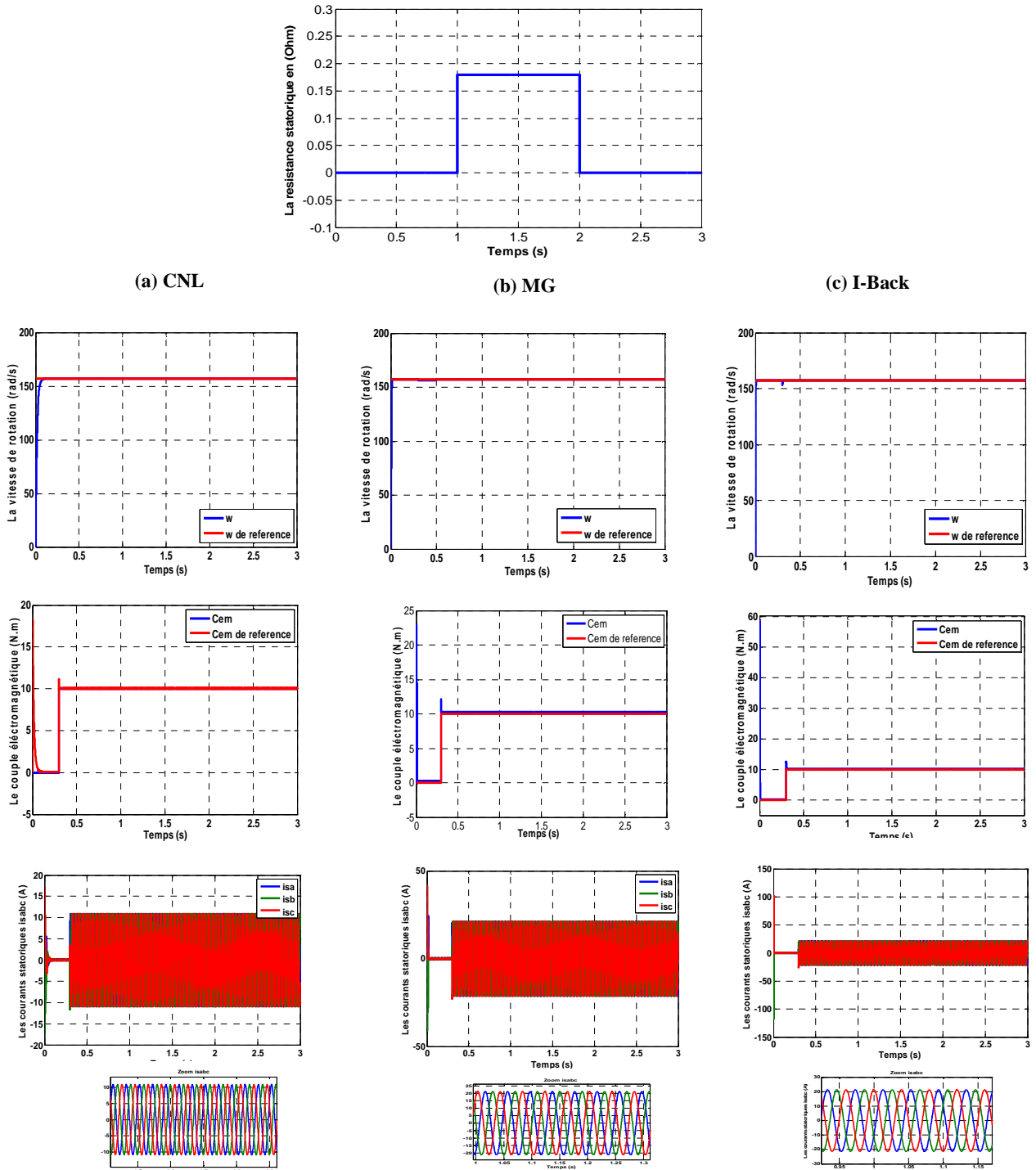
Figure (II.7) Résultats de simulation lors de la variation de vitesse

II.3.2 Fonctionnement lors de la variation de la résistance statorique

Un autre test sera élaboré et montré par la figure (II.8) c'est bien la variation de la résistance statorique de 150% de sa valeur nominale entre $t= 1s$ et $2s$, ce test est très important pour la suite de travail puisque il montre la sensibilité de ces commandes par rapport à cette variation (l'augmentation de la résistance statorique pour les MSAP présente un facteur intéressant pour la détection d'un défaut de court circuit entre spires).

Alors suivant les résultats obtenus, ces trois commandes présentent une grande robustesse, et l'augmentation de la résistance statorique n'influe pas sur la vitesse, la position et même sur les courants statoriques.

Comme conclusion de ces différents tests présentés on peut choisir la commande I-Back comme un choix délicat pour contrôler la MSAP saine pour ses propriétés de robustesse, de précision et de poursuite.



Figure(II.8) Résultats de simulation pour (a) CNL (b) MG, (c) I-Back avec variation de la résistance statorique

Le tableau suivant est un récapitulatif des résultats précédents pour permettre une comparaison des commandes étudiées dans ce chapitre. Il est organisé suivant la notation suivante :

++ : Très bon, + : bon, - : mauvais,

Tests \ Commandes	CLN	MG	I-Back
poursuite	++	++	++
Transitoire de couple	+	+	++
Transitoire de courant	++	+	+
Equilibre des courants	++	++	++
Robustesse vis à vis R_s	++	++	++
Oscillations	+	+	++
Pic du couple au démarrage	++	++	+
Souplesse de conception	+	+	++

Tableau II.1 Etude comparative des trois types de commandes

D'après l'étude comparative la commande par Backstepping avec action intégral présente des performances remarquables par rapport aux autres types de commande.

II.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre on a présenté les différents types des commandes non linéaires (MG, CNL, I-Back) appliquées à la MSAP. L'idée de base de cette étude est de choisir la commande la plus robuste suivant les variations paramétriques, de vitesse dans un temps de réponse très court et assurant la simplicité de conception en même temps.

Suivants les résultats obtenus, la commande par Backstepping avec action intégrale, présente des avantages intéressants.

Le prochain chapitre sera consacré pour l'amélioration des performances du système de contrôle piloté par la machine synchrone par l'introduction du terme hybride,

désigné par l'utilisation de la logique floue, la commande par Backstepping avec action intégrale combinés aux modes glissants pour le contrôle des boucles internes.

Chapitre III

Amélioration des Performances par l'Utilisation des Commandes Hybrides

III.1 INTRODUCTION

Recentement l'hybridation des commandes est un axe d'investigation très intéressant pour assurer une robustesse remarquable dans le domaine des commandes non linéaires.

Ce chapitre sera dédié à la conception de lois de commandes non linéaires hybrides appliqués à la machine synchrone à aimants permanents. On a choisi deux types de commandes différentes pour la régulation de la vitesse. La première commande utilisée, est la commande par Backstepping avec action intégrale vue les avantages qu'elle a donné. La deuxième commande est la logique floue. Ces commandes sont combinées avec la commande par mode glissant utilisée pour la régulation des courants. A la fin du chapitre, les résultats obtenus pour chaque commande et un tableau comparatif sont exposés. Cette étape nous permettra de choisir la meilleur commande qui répond mieux face aux variations paramétriques, de charge et de vitesse.

III.2 DIFFERENTS TYPES DES COMMANDES HYBRIDES

Le développement de l'informatique industrielle et l'automatique appliquée aux systèmes de conversion électrique met à notre disposition des moyens qui permettent d'implanter des lois de commandes (de position, de vitesse et de couple) de plus en plus performantes et robustes. Plusieurs approches basées sur la combinaison de plusieurs commandes sont utilisés ces dernières années [25-30].

On présente dans la prochaine section les différentes commandes hybrides appliquées à la machine synchrone à aimants permanents.

III.3 CONCEPTION DE LA COMMANDE HYBRIDE

La commande hybride est une commande qui assure la combinaison entre deux types de commandes non linéaires. Ce type de commande est très utilisé pour améliorer les performances et la robustesse des commandes non linéaires appliquées à la MSAP. Le premier type c'est la régulation par la logique floue, ensuite le Backstepping avec action intégrale. La régulation des courants pour déduire les tensions de commande sont effectuées par la commande par mode glissant. Le schéma présenté par la figure (III.1) montre la structure de la commande hybride utilisée dans ce travail.

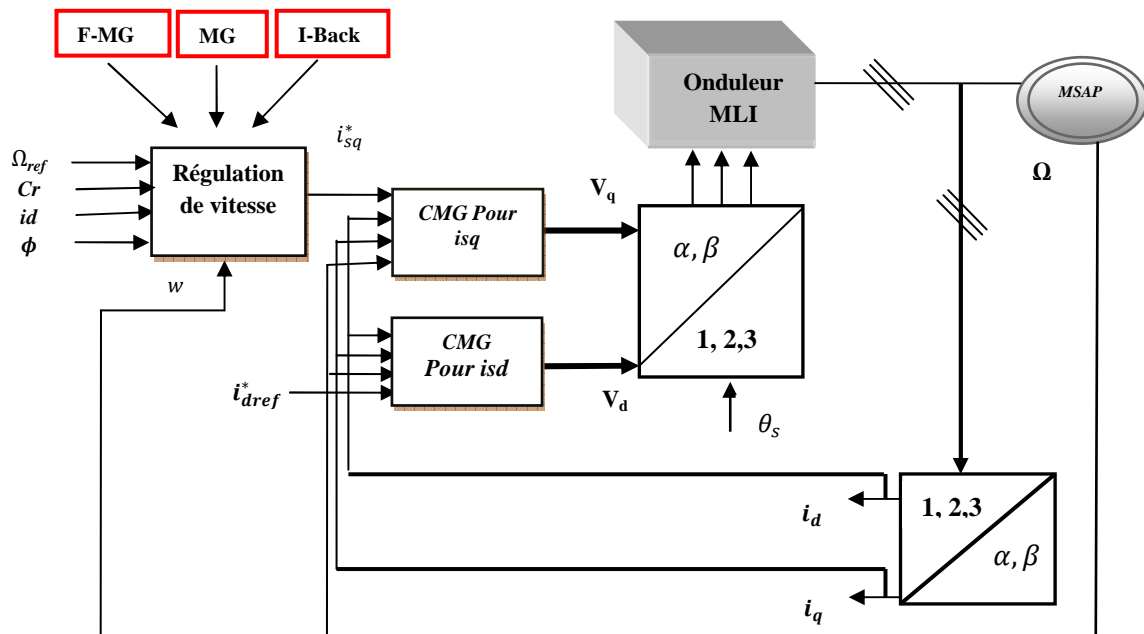


Figure (III.1) Régulation de vitesse par différentes stratégies

III.3.1 Commande hybride Mode Glissant-Logique Flou de la MSAP

L'idée clé de cette combinaison est inspirée par le fait que dans le cas idéal l'erreur (e) est loin de la surface de glissement, une adaptation des paramètres de la commande par mode glissant est donc effectué par le biais d'un système à inférence floue. Le choix de la logique floue n'est pas aléatoire mais présente un grand intérêt ces dernières années [23].

III.3.1.1 Conception d'un contrôleur Flou :

Généralement le traitement d'un problème par la logique floue se fait en trois étapes :

a) Fuzzification : On définit pour chaque entrée du système un univers de discours et un partitionnement de cet univers en ensembles flous. La fuzzification consiste à attribuer à la valeur réelle de chaque entrée, au temps t , sa fonction d'appartenance à chacun des ensembles flous définis préalablement, et donc transformer l'entrée réelle en un sous ensemble flou.

b) Inférence : A partir de la base de règles donnée par l'expert et des sous ensembles flous correspondants à la fuzzification des entrées, le mécanisme d'inférence calcule le sous ensemble flou Y relatif à la commande du système. La base de règles floues est constituée par une collection des règles linguistiques de la forme :

$R(i) : \text{SI } x_1 \text{ est } F_1 \text{ et } x_2 \text{ est } F_2 \dots \text{et } x_n \text{ est } F_n, \text{ ALORS } Y \text{ est } G(i), i = 1, \dots, M$ où : (x_1, x_2, \dots, x_n) est le vecteur des variables des entrées, Y est la commande, M est le nombre de règles, n est le nombre de variables floues, (F_1, F_2, \dots, F_n) sont les ensembles flous.

c) Défuzzification : La défuzzification a pour objectif de transformer le sous ensemble flou défini par le mécanisme d'inférence en une valeur non floue permettant ainsi la commande effective du système.

III.3.1.2 Application de la commande Flou-Mode Glissant :

Dans cette section, on utilise un régulateur flou-mode glissant pour la régulation de la vitesse et un régulateur par mode glissant pour établir les lois de commande à partir de la régulation des courants. La figure (III.2) présente le principe de fonctionnement de ce contrôleur basé sur la combinaison avec une surface de glissement de vitesse et un régulateur flou.

la surface de glissement $S(\Omega)$, est donnée sous forme d'une équation linéaire comme suit :

$$S(\Omega) = \dot{e}(\Omega) + m_1 e(\Omega) \quad (\text{III.8})$$

Avec: $e(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega$ et $m_1 > 0$

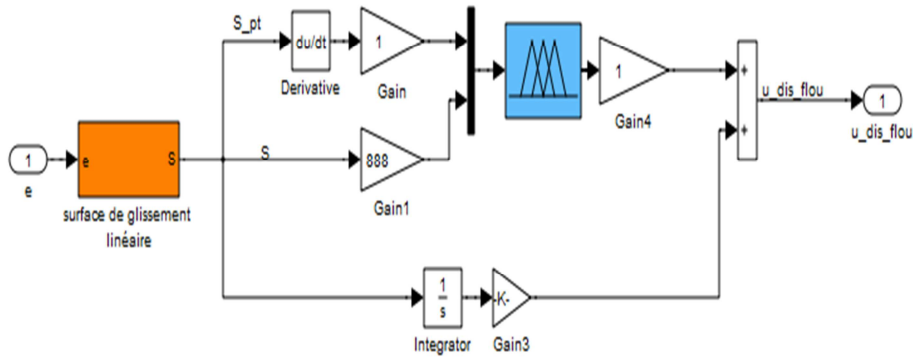


Figure (III.2) Structure d'un contrôleur flou-Mode glissant

A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande, qui relie la sortie avec les entrées. La loi de control U est déduite à partir des deux variables d'état, l'erreur (e) et sa variation Δe [21-22]. Dans notre cas les deux entrées du régulateur flou sont données par la surface de glissement $s(\Omega)$ et sa dérivée.

Les règles de commandes sont conçues pour assigner un ensemble flou de l'entrée de commande U pour chaque combinaison des ensembles flou de (e) et Δe .

La logique de détermination de la matrice des règles est basée sur une connaissance globale ou qualitative du fonctionnement du système.

Les règles d'inférences donnent la fonction d'appartenance de la grandeur de contrôle U en fonction des variables d'entrées e et Δe . Dans notre cas, la construction de la table d'inférence repose sur une analyse qualitative dans le plan de phase de la trajectoire que l'on souhaite donner au système [21]. Le Tableau (III.1) montre une des tables d'inférences possibles.

D_u		DE_n				
		GN	N	ZR	P	GP
E_n	GN	GN	N	ZR	P	GP
	N	GN	N	N	ZR	P
	ZR	N	N	ZR	P	P
	P	N	ZR	P	P	GP
	GP	ZR	P	P	GP	GP

Tableau (III.1) Les lois de régulation de vitesse

Ici nous avons: GN – grand négatif, N – négatif, ZR – zero, P – positif et GP – grand positif. Les ensembles flous des variables e , Δe et U et leurs fonctions d'appartenances correspondantes sont présentés dans les Figures. 3, 4 et 5, respectivement.

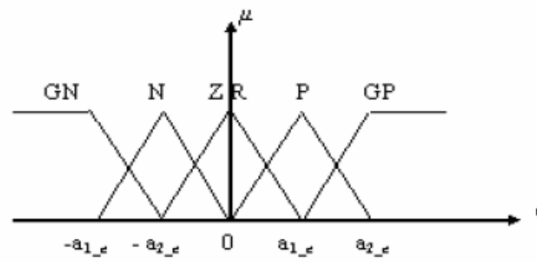


Figure (III.3) Fonction d'appartenance pour e .

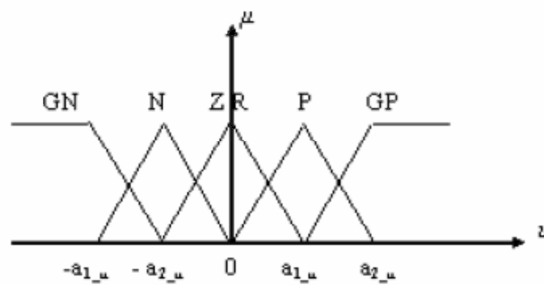


Figure (III.4) Fonction d'appartenance pour Δe .

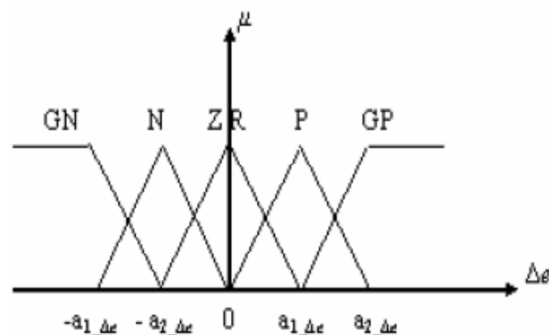


Figure (III.5) Fonction d'appartenance pour la grandeur de commande U

Dans ce type de commande, les fonctions d'appartenance de type triangulaire et trapézoïdales, la méthode de raisonnement max-min, la méthode défuzzification par du centre de gravité sont fréquemment utilisés comme dans [23].

III.3.1.4 Résultats de simulation lors d'un fonctionnement nominal :

La figure (III.6) présente les résultats de simulation de la commande hybride lors d'un fonctionnement nominal avec une charge appliqué a 0.2s. On remarque la bonne poursuite de la vitesse dans un temps de reponse très court. La forme sinusoidale des courants statorique est présente.

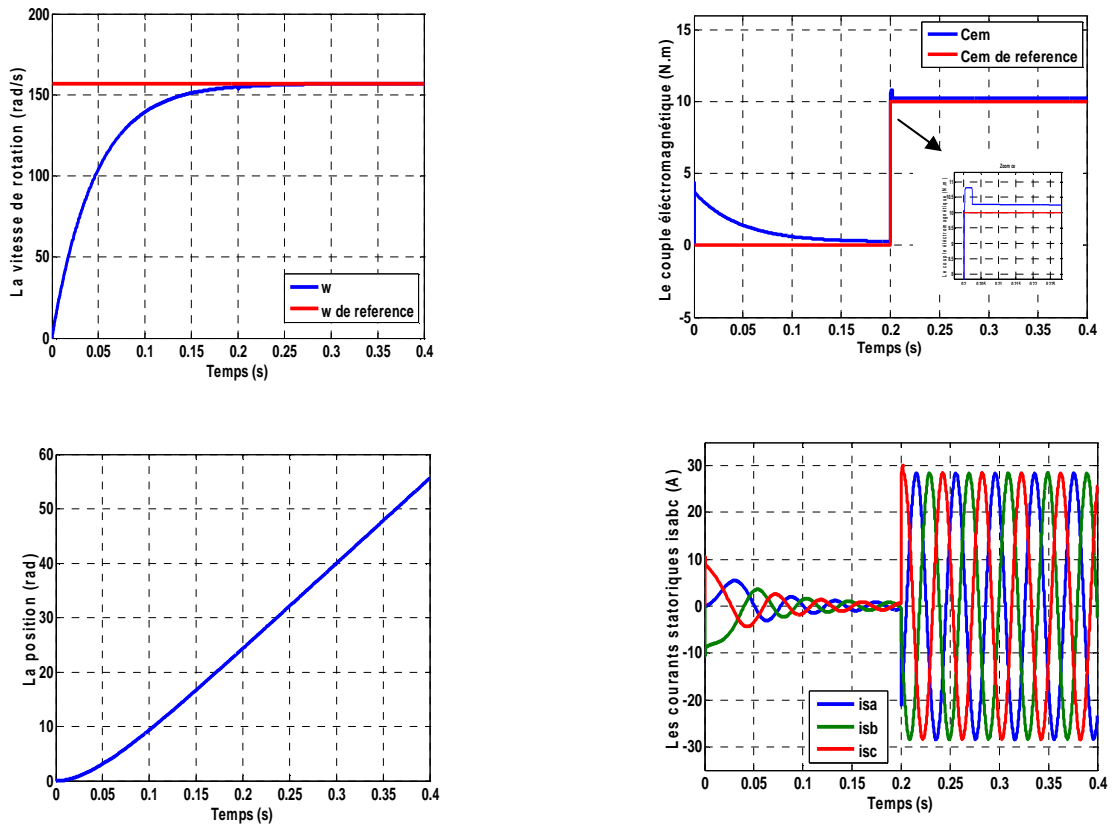


Figure (III.6) Résultat de simulation de la commande FMG lors d'un fonctionnement nominal

III.3.2 Commande hybride Backstepping - Mode glissant de la MSAP

On garde la même configuration que le cas précédent à l'exception de la régulation de la vitesse. Cette deuxième commande hybride est basée sur la combinaison entre I-Back et le MG.

La commande I-Back de la vitesse a été effectuée au chapitre précédent où une bonne stabilité de la boucle externe a été démontrée. La boucle interne sera contrôlée par mode glissant comme cela a été le cas pour la commande hybride détaillée au chapitre ci-dessus.

III.3.2.1 Résultats de simulation lors d'un fonctionnement nominal :

Avec les mêmes conditions de simulation que dans le cas précédent, on note à partir des résultats obtenus, un temps de réponse très court pour la vitesse, une bonne poursuite de trajectoire avec une petite fluctuation au temps d'application de la charge. Les courants aussi possèdent une forme sinusoïdale. Le couple présente une poursuite remarquable même avec l'application de la charge.

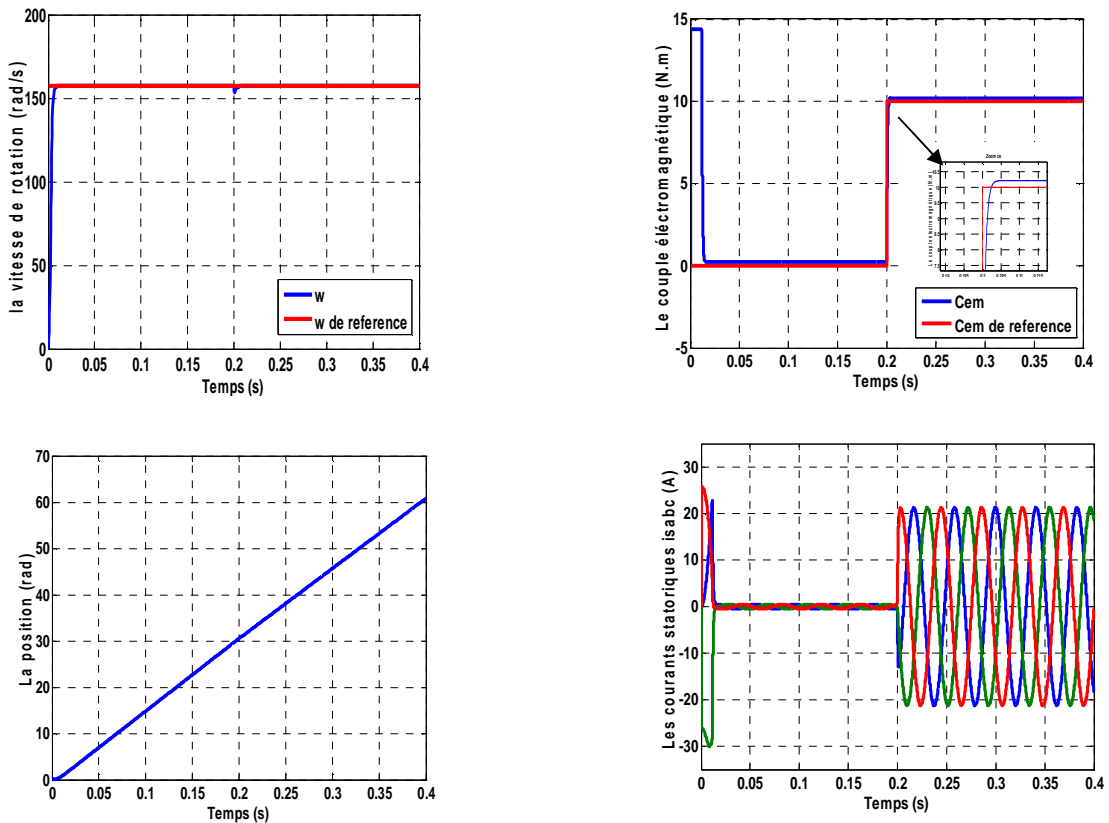


Figure (III.7) Résultats de simulation de la commande I-Back-MG en fonctionnement nominal

III.4 ETUDE COMPARATIVE DES RESULTATS DES DEUX COMMANDES HYBRIDES

Pour cette comparaison deux tests seront établis. Le premier consacré à la variation de la vitesse. le deuxième à la variation de la résistance statorique.

III.4.1 Fonctionnement lors de variation de vitesse

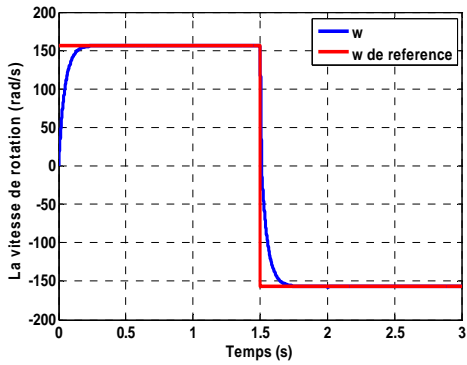
La figure (III.8) présente un test de poursuite global pour un changement de sens de rotation de vitesse (de 157 à -157 rad/s) et avec une application d'une charge de 10N.m a $t=0.2s$, dans un temps de réponse de 3s.

On peut clairement voir l'influence de variation de vitesse sur les deux types de commandes hybrides avec des oscillations lors de la variation de vitesse.

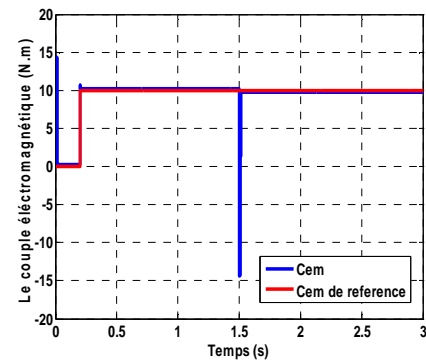
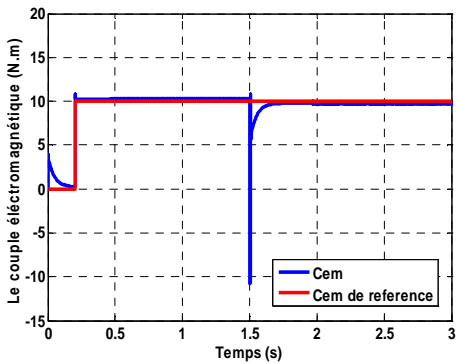
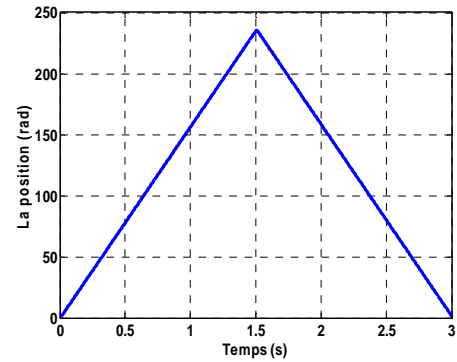
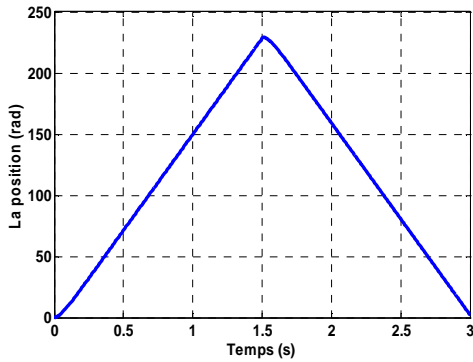
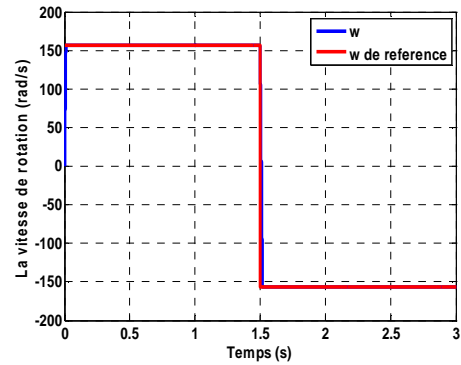
Pour la commande hybride FMG, la poursuite et la précision sont présente avec des courants statoriques parfaitement équilibré même avec l'augmentation de la charge mais

on peut remarquer des oscillations. La commande I-Back-MG présente un temps de réponse très court et une précision remarquable comparée à la commande FMG. De coté de précision on note une erreur statique avec des oscillations remarquable pour la commande FMG comparé avec I-Back-MG

(b) FMG



(c) I-Back-MG



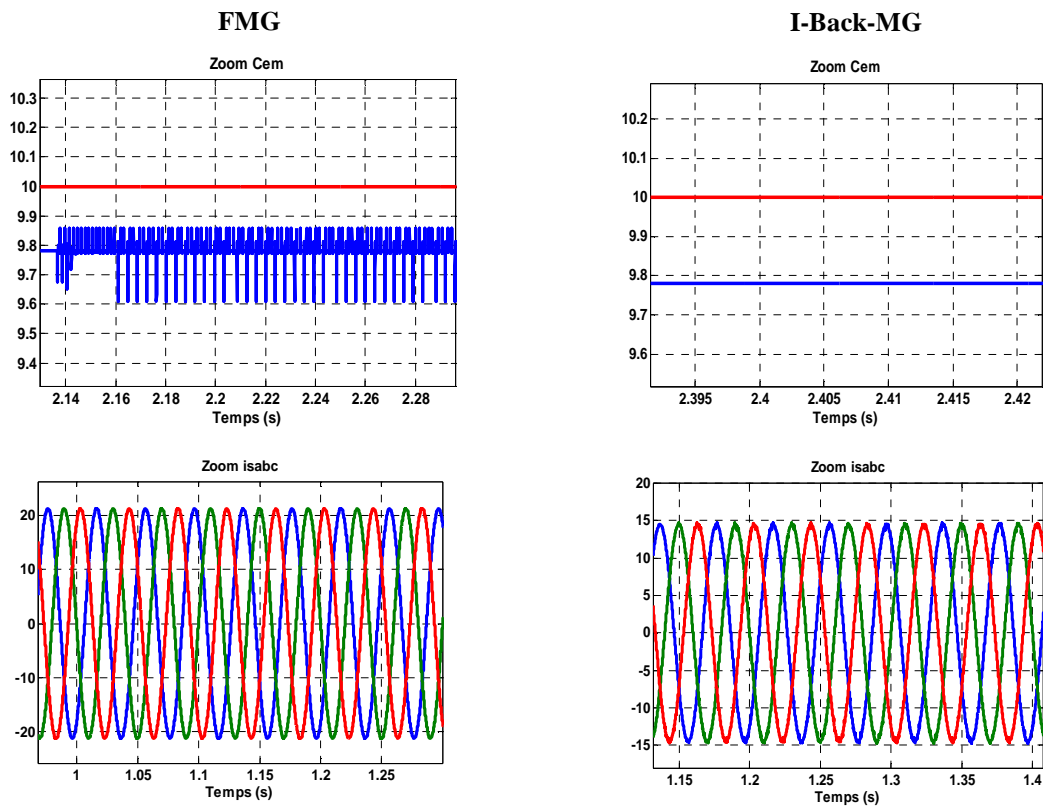


Figure (III.8) Résultats de simulation lors de la variation de vitesse

III.4.2 Fonctionnement lors de la variation de la résistance statorique

La figure (III.9) présente la variation de la résistance statorique de 150% de sa valeur nominal. La variation paramétrique peut nous donner un bon indicateur des performances des commandes étudiées. On remarque la bonne poursuite des deux types de commandes même avec une augmentation de la résistance statorique et du couple. On peut distinguer l'intérêt de la commande I.Back-MG de point de vue du temps de réponse et de précision, la commande FMG présente des courants parfaitement sinusoïdaux et équilibrés.

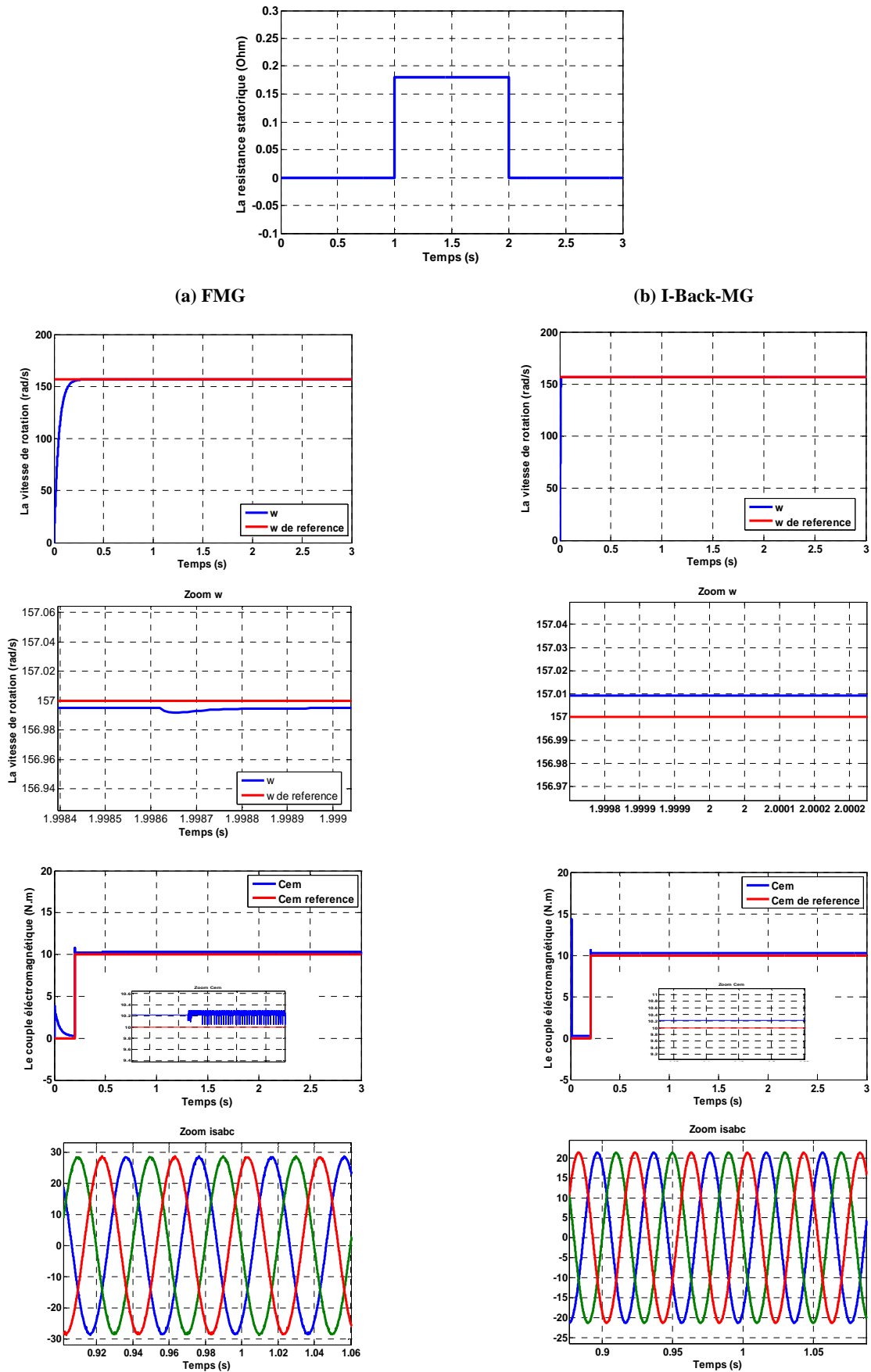


Figure (III.9) Résultats de simulation lors de variation de résistance statorique

Ce tableau est établi pour permettre une comparaison des commandes hybrides étudiées dans ce chapitre par rapport à plusieurs tests et est organisé suivant la notation suivante :

++ : Très bon, + : bon, - : mauvais

Commandes Tests	FMG	I-Back-MG
poursuite	++	++
Amplitude du courant	+	++
Courants équilibrés	+	++
Robustesse vis à vis R_s	+	++
Souplesse de conception	+	++

Tableau (III.2) Etude comparative entre FMG et I-Back-MG

On constate que la combinaison entre les commandes non linéaires donne des résultats améliorés suivant tous les tests de robustesse. On note aussi la bonne souplesse des modes glissants comme base de la commande hybride (acceptation de combinaison).

Toutes les commandes donnent en général de bons résultats mais la bonne combinaison entre les deux commandes est bien la commande I-Back-MG.

III.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre on a présenté différents types de commandes non linéaires de type hybride appliquées à la MSAP lors d'un fonctionnement sain. L'hybridation des commandes trouve tout son sens puisqu'elle est justifiée dans ce chapitre par les bons résultats obtenus. On note le bon choix de la commande par mode glissant comme une

commande des boucles internes puisqu'elle présente une bonne souplesse de combinaison avec les autres commandes.

Suivant les résultats obtenus, la commande hybride I-Back-mode glissant présente une meilleure poursuite de la vitesse de meilleures réponses en couple et une bonne robustesse lors des variations des paramètres.

La présence d'un capteur mécanique de vitesse est nécessaire pour le contrôle en boucle fermée. Cependant, il est fragile et tombe souvent en panne. Il peut être la cause d'une faible robustesse de la structure de contrôle. Son élimination nous oriente vers la conception d'une commande sans capteur de vitesse en utilisant les filtres et les observateurs. Le prochain chapitre fera l'objet de cette étude.

Chapitre IV

Commande sans Capteur de Vitesse de la MSAP à base d'Observateurs

IV.1 INTRODUCTION

L'industrie ne cesse de chercher à réduire le coût de mise en œuvre et la maintenance des structures de contrôles. La tendance générale est de minimiser le nombre de capteurs. En effet, la présence de capteurs implique l'augmentation du volume, le coût global du système ainsi que la diminution de la fiabilité de ce dernier. De plus, pour les capteurs de vitesse cela nécessite un bout d'arbre disponible, ce qui est difficile pour les machines de petites tailles. En outre, dans certains cas (motorisation pour la propulsion navale), il est difficile, voire impossible d'y accéder [40].

La conception des observateurs pour les systèmes non linéaires a été largement étudiée et développée dans les dernières années [44-47]. On peut citer les observateurs déterministes (Luenberger, observateur adaptatif d'ordre réduit ou d'ordre complet), les observateurs à structure variable par mode glissant utilisé pour leurs performances par rapport aux variations des paramètres. La technique MRAS (Model Référence Adaptative System) est utilisée par plusieurs chercheurs cependant à basse vitesse les résultats ne sont pas acceptables. Pour les observateurs de type stochastique, le filtre de Kalman a été utilisé pour ses performances face aux bruits de mesure [45].

Dans ce chapitre une étude de l'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman étendu avec une application à la MSAP pour l'observation de la vitesse et de position sera effectuée. On peut finaliser notre travail par un bilan représentant la comparaison des différentes commandes non linéaires sans capteur mécanique de vitesse. Une étude de la convergence globale de l'ensemble "Observateur+Commande" sera présentée au fur et à mesure pour chaque cas.

IV.2 CLASSIFICATION DES OBSERVATEURS

Il existe de nombreuses techniques d'observation. Elles diffèrent en fonction de la nature du système considéré (linéaire ou non linéaire), de l'environnement considéré (déterministe ou stochastique) et, en fin, de la dimension du vecteur d'état à estimer (complet ou réduit) [54].

En fonction de la nature du système considéré, ces observateurs peuvent être

classés suivant plusieurs catégories :

- **Observateurs pour les systèmes linéaires**
- **Observateurs pour les systèmes non linéaires** : Des observateurs où les gains de correction sont calculés à partir d'une analyse par la méthode de Lyapunov, des observateurs à structure variables (modes glissants), Des observateurs à grand gain.
- **Observateurs de type déterministes** : Ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état: l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur de Luenberger [55].
- **Observateurs de type stochastiques** : Leurs observations se basent sur la présence du bruit dans le système, ce qui est souvent le cas. L'algorithme du filtre de Kalman illustre bien cette application [56].

Dans la littérature spécialisée, le terme d'observateur d'état est réservé pour une estimation d'état déterministe et le terme filtre pour le cas stochastique [16]. Dans cette étude on s'intéresse à l'application du Filtre de Kalman étendu et de L'observateur de Luenberger sur le système (MSAP - commande non linéaire).

IV.3 OBSERVATEUR DE LUENBERGER

Un observateur est un développement mathématique permettant de reconstituer les états internes d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est à dire les entrées imposées et les sorties mesurées.

L'observation se fait en deux phases; la première est une étape d'estimation et la seconde est une étape de correction. L'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système, et la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par un gain (K) [55]. Ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Donc, son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états :

$$\text{Processus : } \begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

$$\text{Modèle : } \begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + K(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

La structure d'un observateur d'état est basée sur un modèle du système, appelé estimateur ou prédicteur, fonctionnant en boucle ouverte. La structure complète de l'observateur inclut une boucle de contre-réaction permettant de corriger l'erreur entre la sortie du système et celle du modèle. Le but d'un observateur est de faire converger l'état estimé vers la véritable valeur de l'état. Ceci peut s'écrire de la manière suivante :

Soit l'erreur décrite par

$$\varepsilon = (x - \hat{x}) \quad (\text{IV.3})$$

Le but de l'observateur étant de garantir le fait que $\lim(x - \hat{x}) = 0$ quand $t \rightarrow \infty$

La dynamique de l'erreur est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon} &= (\dot{x} - \dot{\hat{x}}) = A(x - \hat{x}) - K(y - \hat{y}) \\ &= (A - KC)(x - \hat{x}) \end{aligned} \quad (\text{IV.4})$$

Ainsi, par un choix judicieux de la matrice de gains (K), on peut modifier la dynamique de l'observateur et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro tout en conservant la condition sur la matrice ($A - KC$) qui doit être une matrice Hurwitz, c'est-à-dire que ses valeurs propres soient à parties réelles négatives dans le cas continu [55]. Le vecteur de sortie y est comparé au vecteur équivalent \hat{y} , donné par l'observateur, pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Ainsi on définit une nouvelle variable, l'erreur d'observation. Celle-ci est multipliée par la matrice de gains (K) et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés (\hat{x}).

IV.3.1 Application de l'observateur de Luenberger

Dans le cas du système non linéaire il peut s'écrire de la manière suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

Le choix du vecteur x est donné comme suit :

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \theta_r \\ \omega_r \\ c_r \end{bmatrix}, \quad u = i_q \quad (\text{IV.6})$$

Où :

θ_r représente la position rotorique

ω_r représente la fréquence angulaire rotorique

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{f}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 & \frac{p\phi_f}{J} & 0 \end{bmatrix}^T, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Et quant les matrices A , B , C sont connus, alors la structure de l'observateur devient comme suit:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = (A - KC)\hat{x} + Bu + K y(x) \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{IV.7})$$

L'observateur d'état peut être décrit par le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\theta}_r}{dt} = \hat{\omega}_r \\ \frac{d\hat{\omega}_r}{dt} = \frac{1}{J}(c_{em} - \hat{c}_r) - \frac{f}{J}\hat{\omega}_r + k_1(\omega_r - \hat{\omega}_r) + k_2(\theta_r - \hat{\theta}_r) \\ \frac{d\hat{c}_r}{dt} = k_3(\theta_r - \hat{\theta}_r) \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

Le choix de la matrice de gains (K) est donné suivant les erreurs de vitesse et de position donnée par l'équation (IV.8), alors la matrice (K) peut être donnée sous la forme :

$$K = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ k_2 & k_1 & 0 \\ k_3 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.9})$$

Avec: k_1, k_2, k_3 des gains positives

Les états estimés sont ajustés par la différence entre la position estimée \hat{y} et la position mesurée y issue de l'encodeur. La grandeur k_2 détermine l'accélération ou le ralentissement de l'évolution des grandeurs estimées vers les états réels. Un plus grand gain accélérera le processus et un plus petit gain le ralentira. Le gain k_3 peut réduire l'erreur statique en régime établi de l'observateur. La figure (IV.1) présente un exemple

d'application de l'observateur de Luenberger à la MSAP contrôlé par le mode glissant, et la même chose pour les autres types de commande.

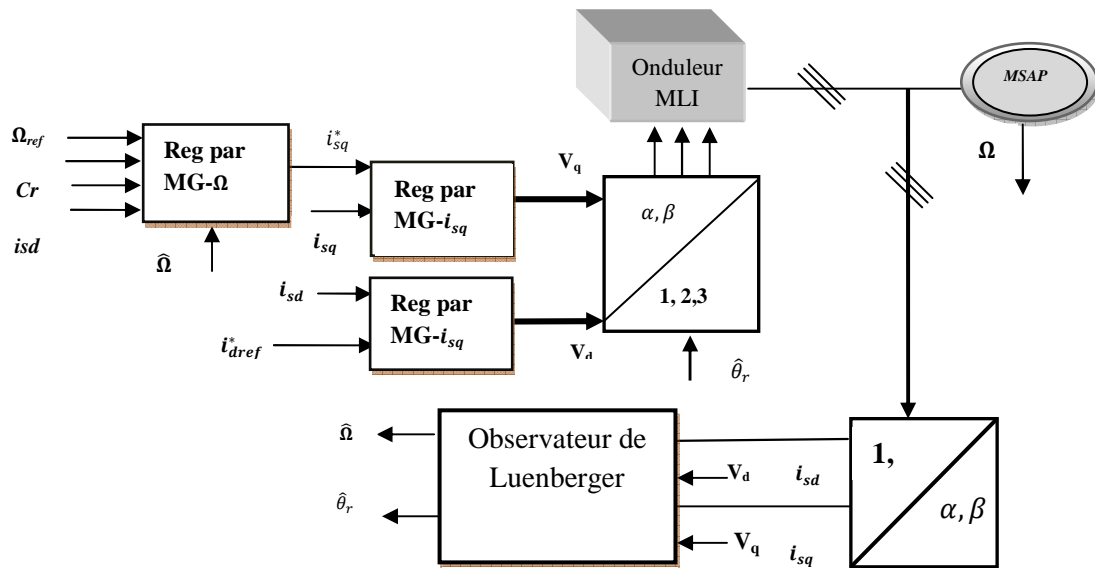


Figure (IV.1) Exemple de la structure de commande par mode glissant avec l'observateur de Luenberger

L'observateur de Luenberger s'appuie sur les équations des systèmes sans prendre en compte les bruits de mesure et les perturbations. L'observateur se caractérise dans la plupart du temps par une sensibilité aux perturbations et aux variations des paramètres. De plus, dans la version non linéaire, l'observateur de Luenberger est assez difficile à synthétiser et à régler.

IV.3.2 Résultats de simulation lors d'un fonctionnement nominal

La figure (IV.2) présente les résultats de simulation pour le fonctionnement nominal (la vitesse est de 157 rad/s et une application d'une charge de 10N.m à $t=0.2$) dans un temps de réponse très court de 0.4s. Suivant plusieurs critères tels que la poursuite de trajectoire, le temps de réponse, la commande I-Back donne de très bons résultats associé à l'observateur de Luenberger comparé avec la commande FMG. L'observateur de Luenberger assure l'estimation de la vitesse de rotation et de position. Les courants aussi sont équilibrés et de forme sinusoïdale.

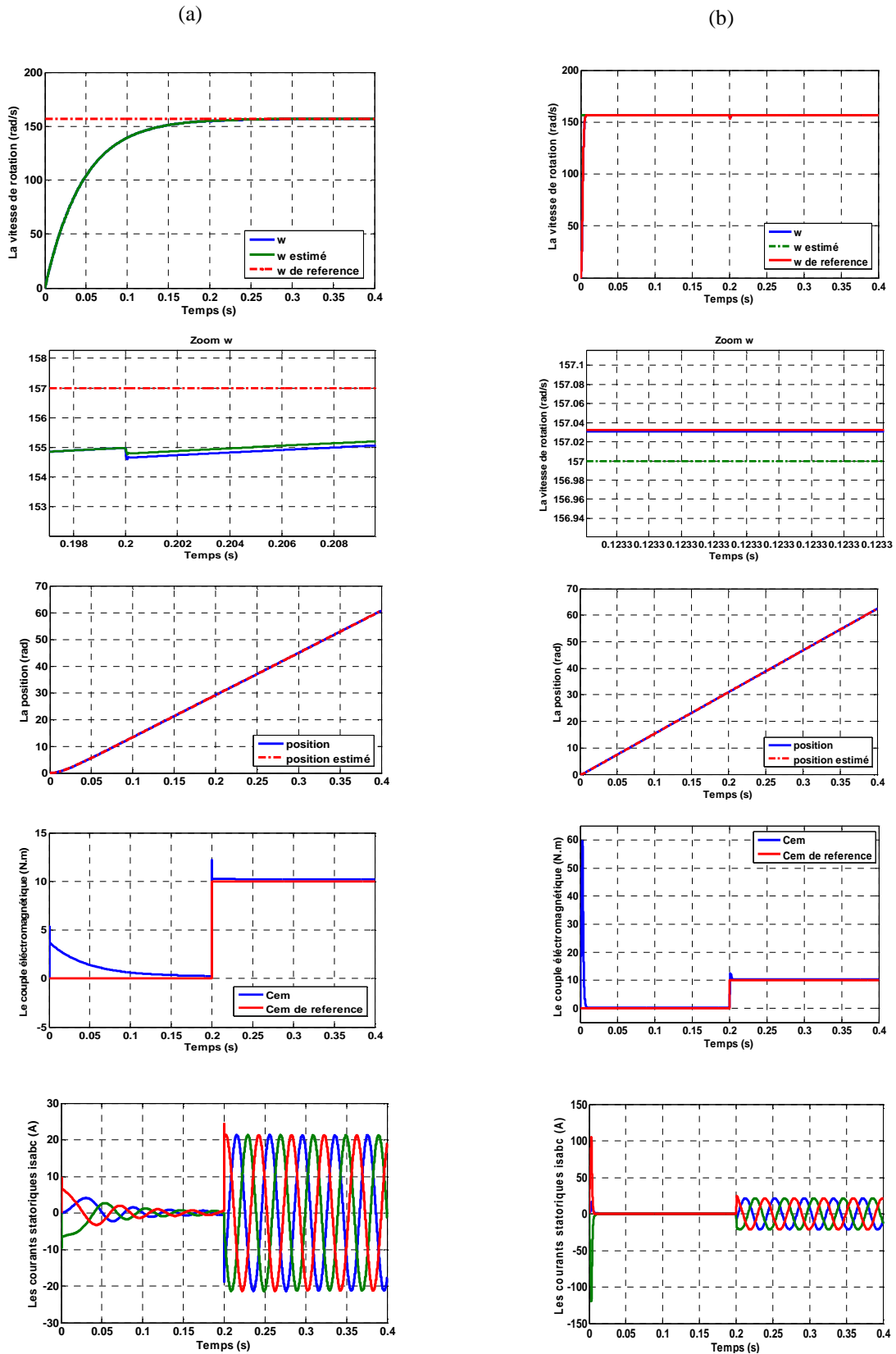


Figure (IV.2) Résultats de simulation lors d'un fonctionnement nominal : (a) FMG, (b) I-Back

IV.4 FILTRE DE KALMAN

Le filtre de Kalman est utilisé en présence de bruit (état et mesure), la quantification de ces bruits est essentielle pour le bon fonctionnement du filtre. Il est intéressant de rappeler les différentes sources de ces bruits.

IV.4.1 Bruit d'état

Le bruit d'état rend compte des imperfections du modèle par rapport à la machine réelle. En général, une machine n'est pas rigoureusement symétrique et la répartition du flux dans l'entrefer n'est pas rigoureusement sinusoïdale (hypothèses simplificatrices). Ces défauts, dus principalement à la fabrication de la machine, engendrent des harmoniques dans les tensions et les courants de la machine [59]. Cependant, pour des machines dont la fabrication est soignée, les défauts précédents ne sont pas en général prépondérants dans les termes de bruit. Il existe d'autres sources de bruits d'état qui affectent le système. Il s'agit du bruit d'état introduit par l'onduleur. L'influence d'une incertitude sur la mesure de la vitesse mécanique peut introduire un bruit d'état [60].

IV.4.2 Bruit de mesure

Les bruits de mesure concernent la chaîne de mesure des courants de ligne, c'est-à-dire les capteurs et les convertisseurs analogiques- numériques (CAN). Il y a donc principalement deux sources de bruits: un bruit analogique, dû au capteur, et un bruit de quantification dû au CAN. Le bruit résultant dépend de l'amplitude de chacun de ces bruits [56].

Le filtre de Kalman doit être capable de décrire l'état du système. Ce système étant soumis à des perturbations extérieures (frottement, couple, modification des paramètres, bruit de mesure...) non prévues par le modèle, de même que pour la commande, pénalisant les performances voire la stabilité. Une autre solution est de prendre en compte ces bruits par un observateur optimal de type Kalman dont la première description est donnée dans la référence [56]. Cette structure permet de prendre en compte les bruits de mesures ainsi que des incertitudes sur le modèle assimilées à des bruits d'état.

IV.4.3 Structure du filtre de Kalman

Pour réaliser cet observateur, nous devons choisir les grandeurs à observer. Dans notre application, nous avons posé les considérations suivantes :

- Paramètres du modèle : Connus et invariants
- Courants statoriques : Mesurés
- Tensions statoriques : Fournies par la commande
- Couple résistant : A observer
- Vitesse rotorique : A observer
- Position : A observer

L'application de l'algorithme de Kalman standard est restreinte du fait que la représentation linéaire ne se vérifie que rarement pour les systèmes physiques. Etant donné le modèle stochastique non linéaire suivant:

$$\begin{cases} x(k+1) = f(x(k), u(k)) + w(k) \\ y(k) = c(x(k)) + v(k) \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

Avec :

$w(k)$: Vecteur de bruit d'état

$v(k)$: Vecteur de bruit de mesure

On ramène ce système non linéaire en un système linéaire et en déduit l'ensemble des équations du filtre de Kalman étendu. La procédure d'estimation se décompose en deux étapes :

A. Etape 1 : Phase de prédiction : Estimation sous forme de prédiction

$$\hat{x}((k+1)/k) = f(\hat{x}(k/k), u(k)) \quad (\text{IV.11})$$

Cette étape permet de construire une première estimation du vecteur d'état à l'instant $(k+1)$. On cherche alors à déterminer sa variance.

B. Etape 2 : Calcul de la matrice de covariance de l'erreur de prédiction :

$$P((k+1)/k) = F(k)P(k)F(k)^T + Q \quad (\text{IV.12})$$

Avec : F c'est la matrice de gradient (la matrice Jacobean),

Q c'est la matrice de covariance.

$$F(k) = \frac{\partial f(x(k), u(k))}{\partial x^T(k)}, \quad x(k) = \hat{x}\left(\frac{k}{k}\right)$$

C. Etape 3: Phase de correction :

En fait, la phase de prédiction permet d'avoir un écart entre la sortie mesurée y_{k+1} et la sortie prédite $\hat{y}_{k+1/k}$. Pour améliorer l'état, il faut donc tenir compte de cet écart et le corriger par l'intermédiaire du gain du filtre K_{k+1} . En minimisant la variance de l'erreur, on obtient les expressions suivantes :

$$K(k+1) = P\left(k + \frac{1}{k}\right) \cdot C(k)^T \cdot (C(k)P\left(k + \frac{1}{k}\right) \cdot C(k)^T + R)^{-1} \quad (\text{IV.13})$$

Avec: $C(k) = \left. \frac{\partial c(x(k))}{\partial x(k)} \right|_{x(k)=\hat{x}(k)}$ R: c'est la matrice de covariance

D. Etape 4 : Calcul de la matrice de covariance de l'erreur du filtre :

$$P\left(k + \frac{1}{k} + 1\right) = P\left(k + \frac{1}{k}\right) - K(k+1)C(k)P\left(k + \frac{1}{k}\right) \quad (\text{IV.14})$$

Avec: $C(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$

Estimation du vecteur d'état à l'instant $k+1$:

$$\hat{x}\left(k + \frac{1}{k} + 1\right) = \hat{x}\left(k + \frac{1}{k}\right) + K(k+1)(y(k+1) - C\hat{x}\left(k + \frac{1}{k}\right)) \quad (\text{IV.15})$$

La figure (IV.3) présente le schéma de principe du filtre de Kalman étendu.

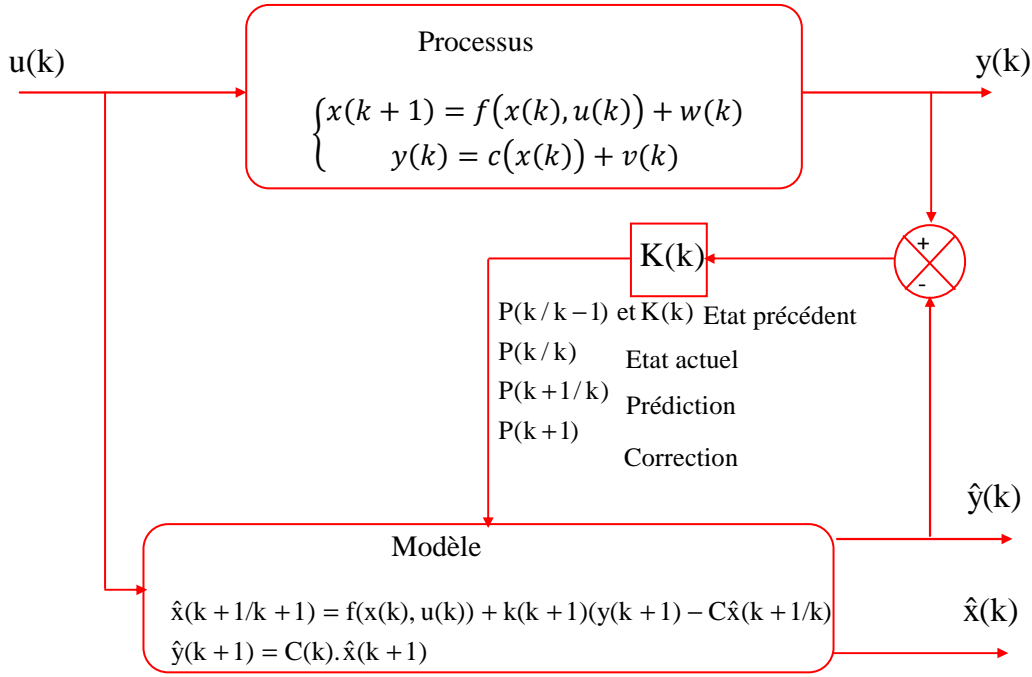


Figure (IV.3) Principe de fonctionnement d'un filtre de Kalman

Le choix du référentiel pour l'application du filtre de Kalman est essentiel. Le cas idéal consisterait à utiliser le référentiel lié au rotor. Dans ce modèle non linéaire, on a supposé que la vitesse mécanique est un état et pas un paramètre montré comme suit :

$$\begin{cases} x(k+1) = f(x(k), u(k)) + w(k) \\ y(k) = c(x(k)) + v(k) \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

Pour notre application :

$$f(x(k), u(k)) = \begin{bmatrix} \left(1 - T_s \frac{R_s}{L_d}\right) i_d + p\Omega T_s \frac{L_q}{L_d} i_q + T_s \frac{1}{L_d} V_d \\ \left(-p\Omega T_s \frac{L_q}{L_d} i_d\right) + \left(1 - T_s \frac{R_s}{L_q}\right) i_q - T_s \frac{\phi_f}{L_q} p\Omega + T_s \frac{1}{L_q} V_q \\ pT_s \frac{3(L_d - L_q)}{2J} i_d i_q + pT_s \frac{3\phi_f i_q}{2J} + \left(1 - T_s \frac{f}{J}\right) \Omega - T_s \frac{1}{J} c_r \\ \theta + T_s \Omega \\ c_r \end{bmatrix}$$

$$C = [i_d \quad i_q]^T$$

E. Etape 5 : Détermination des matrices F et C :

Les matrices F et C nous permettent une linéarisation du système à chaque instant de fonctionnement. Elles sont données comme suit:

$$F(k) = \begin{bmatrix} \left(1 - T_s \frac{R_s}{L_d}\right) & \left(p\Omega T_s \frac{L_q}{L_d}\right) & \left(pT_s \frac{L_q}{L_d}\right) i_q & 0 & 0 \\ -\left(p\Omega T_s \frac{L_d}{L_q}\right) & 1 - T_s \frac{R_s}{L_q} & -T_s \frac{\phi_f}{L_q} p - T_s \frac{pL_d}{L_q} i_d & 0 & 0 \\ pT_s \frac{3(L_d - L_q)}{2J} i_q & pT_s \frac{3(L_d - L_q)}{2J} i_d + pT_s \frac{3\phi_f}{2J} & 1 - T_s \frac{f}{J} & 0 & -T_s \frac{1}{J} \\ 0 & 0 & T_s & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$C(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.17})$$

F. Etape 6 : Choix des matrices de covariance Q et R :

Ce sont à travers ces matrices que seront déterminés les différents états, prédits et estimés. Leur but est de minimiser les erreurs liées à une modélisation approchée et à la présence de bruits sur les mesures. Le choix de ces matrices requiert une attention particulière et seul leur réglage en ligne permet de valider le fonctionnement du filtre [56].

Cependant, quelques grandes lignes permettent de comprendre l'influence du réglage de ces valeurs par rapport à la dynamique et la stabilité du filtrage. La matrice Q liée aux bruits entachant l'état, permet de régler la qualité estimée de notre modélisation et de sa discrétisation. Une trop forte valeur de Q peut cependant créer une instabilité de l'observateur. On a choisi la matrice Q comme suit :

$$Q = \begin{bmatrix} e^{-4} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-4} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{-2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-5} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & e^{-5} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & e^{-5} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.18})$$

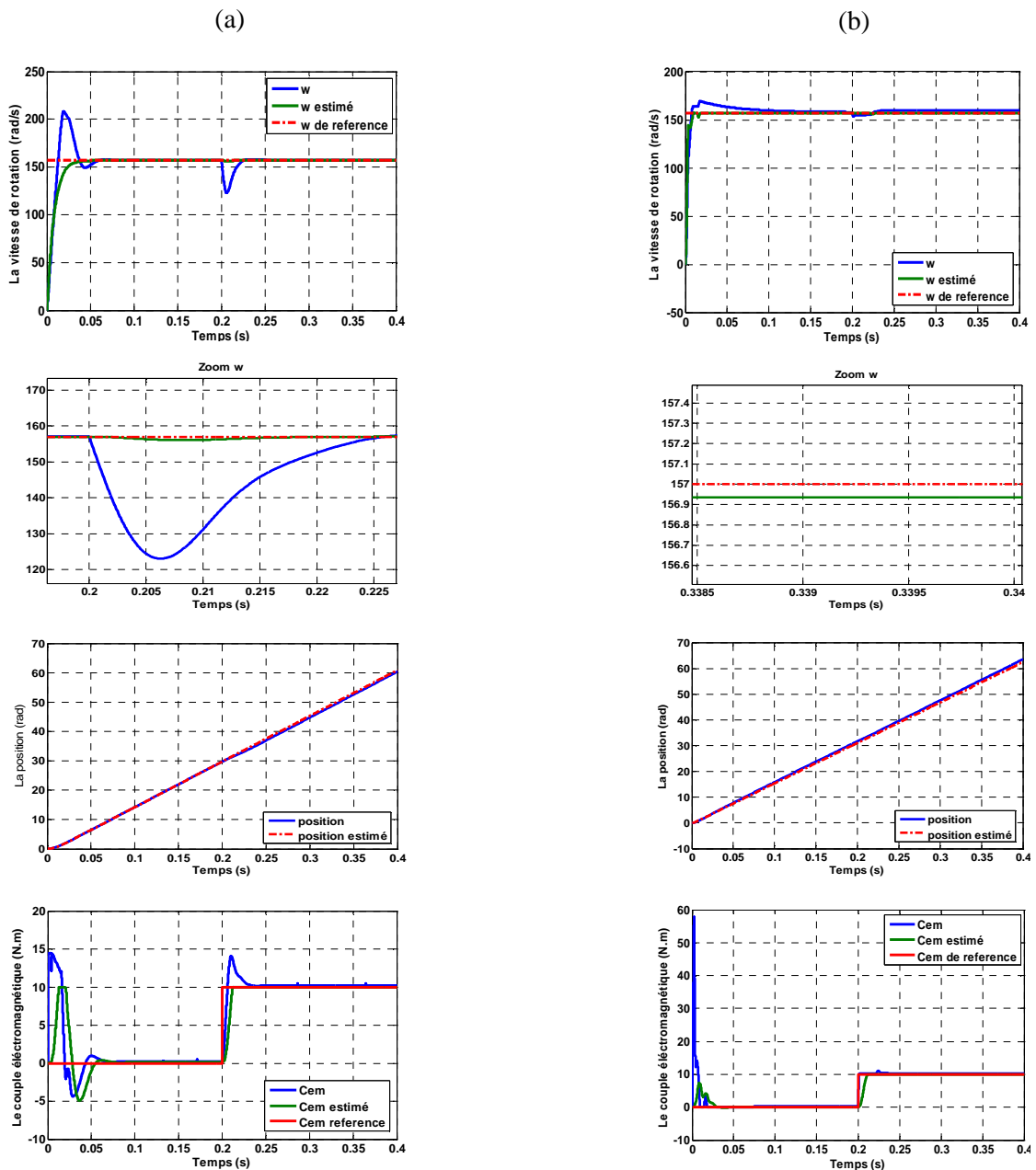
La matrice R règle quant à elle le poids des mesures. Une forte valeur indique une grande incertitude de la mesure. Par contre, une faible valeur permet de donner un poids important à la mesure. Cependant, il faut faire attention au risque d'instabilité aux faibles valeurs de R. Cette dernière est choisie comme suit :

$$R = \begin{bmatrix} 100 & 0 \\ 0 & 100 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.19})$$

IV.4.4 Résultats de simulation pour le fonctionnement nominal

Dans cette section les résultats de simulation sont donnés avec une vitesse de 157 rad/s avec une application de charge à $t=0.2s$ pour un temps de réponse de 0.4s.

On général on a obtenus de bons résultats pour les deux types de commandes en point de vue estimation de vitesse, position et de couple. Avec une application de la charge on peut remarquer une petite fluctuation pour la commande FMG mais ce n'est pas le cas pour I-Back, avec un couple estimé suivant bien sa valeur désiré. La position aussi est bien estimée et les courants triphasés possèdent un régime transitoire très court avec une forme sinusoïdale et équilibrée pour un régime permanent. Pour ce test le FKE donne de bons résultats pour nous inciter à continuer par des tests de robustesse.



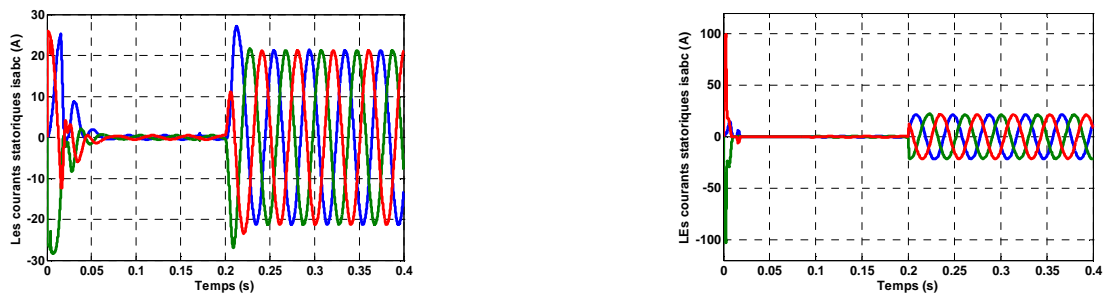


Figure (IV.4) Résultats de simulation lors du fonctionnement nominal

IV.5 ETUDE COMPARATIVE ENTRE LA COMMANDE FMG ET I-BACK

Dans cette section, une étude comparative entre les différentes commandes associées aux observateurs cités suite à une série de tests de robustesse tels que : variation de la vitesse, variation de la résistance statorique etc...

IV.5.1 Résultats de simulation pour l'observateur de Luenberger

On présente l'observateur de Luenberger combiné avec les commandes non linéaires FMG et I-Back pour les différents tests de robustesse (variation de vitesse et de couple et aussi les variations paramétriques), afin de juger les performances pour chaque commande. Tous les résultats de simulation sont évalués pour une vitesse nominale de 157 rad/s avec une charge de 10N.m.

IV.5.1.1 Résultat de simulation pour une variation de vitesse

Pour ce test la vitesse varie entre trois valeurs 157rad/s de 0 à 0.5s ensuite une inversion de sens de rotation d'une valeur de -157 rad/s jusqu'à $t=1s$, ensuite une vitesse nulle jusqu'à $t=2s$, et pour une variation à basse vitesse de 20 rad/s est appliquée à la fin de simulation.

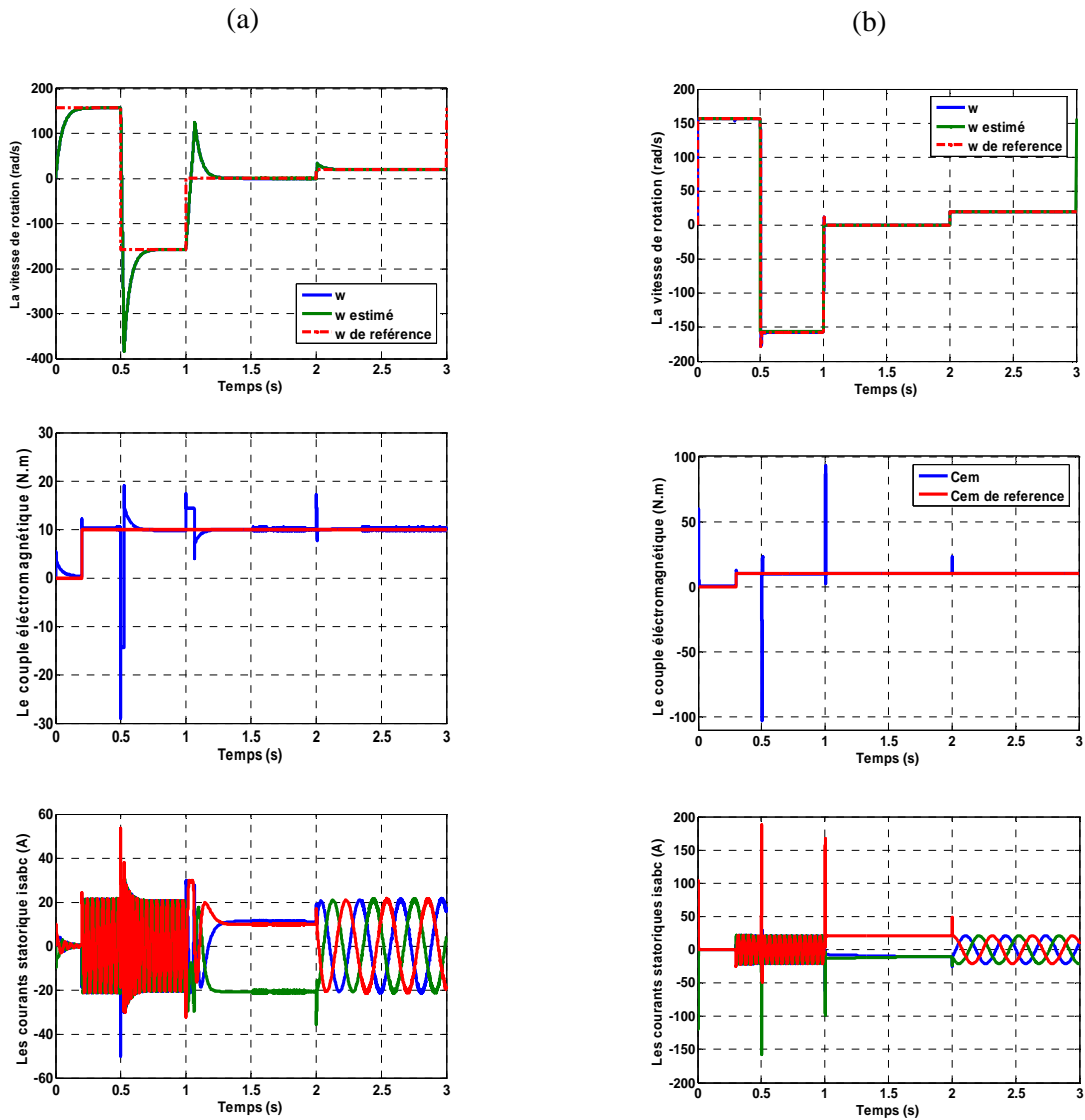
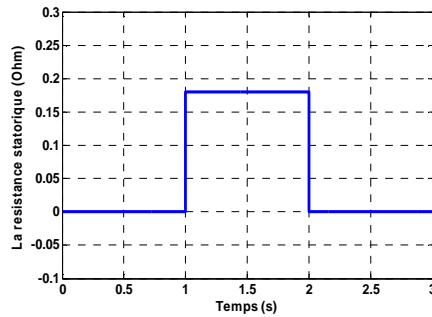


Figure (IV.5) Résultats de Simulation lors de la variation de vitesse :
(a) FMG, (b) I-Back

Dans ce test la variation du sens de rotation de la vitesse avec une application d'une charge IV montre l'efficacité de l'observateur étudié du point de vue de la bonne convergence de la vitesse à sa valeur désiré avec un temps de réponse très court pour les deux types de commandes, le couple et les courants triphasés présentent des fluctuations lors de l'inversion du sens de rotation mais reprend ses valeurs dans un temps très court. Alors on peut dire que l'observateur de type déterministe (Luenberger) donne de bonnes performances avec ce test. Dans la section suivante la variation paramétrique fera l'objet du dernier test de robustesse.

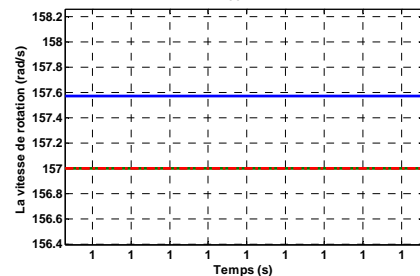
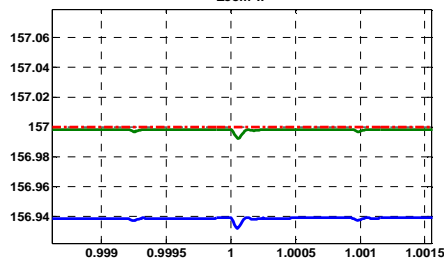
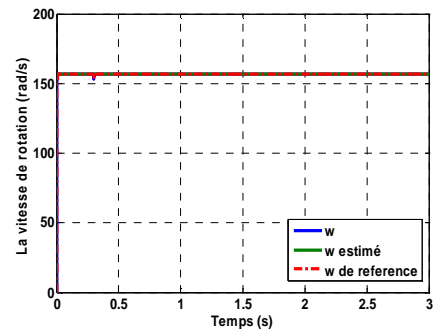
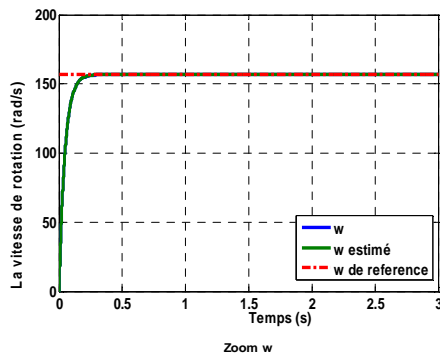
IV.5.1.2 Résultats de simulation pour la variation de la résistance statorique

La variation de la résistance statorique est donnée pour une augmentation de 150% de sa valeur nominal entre $t=1$ et $2s$ avec une charge de $10N.m$ appliqué à $t=0.3s$ dans un temps de réponse de $3s$. Ce test est très important dans la suite de la thèse et même pour tester un observateur et sa sensibilité. On note une bonne poursuite de la vitesse et la position estimée vers ces valeurs désirées même avec l'augmentation de la résistance qui influe sur la commande FMG (une diminution au temps de variation de la résistance), mais l'autre type de commande ne possède aucune variation.



(a)

(b)



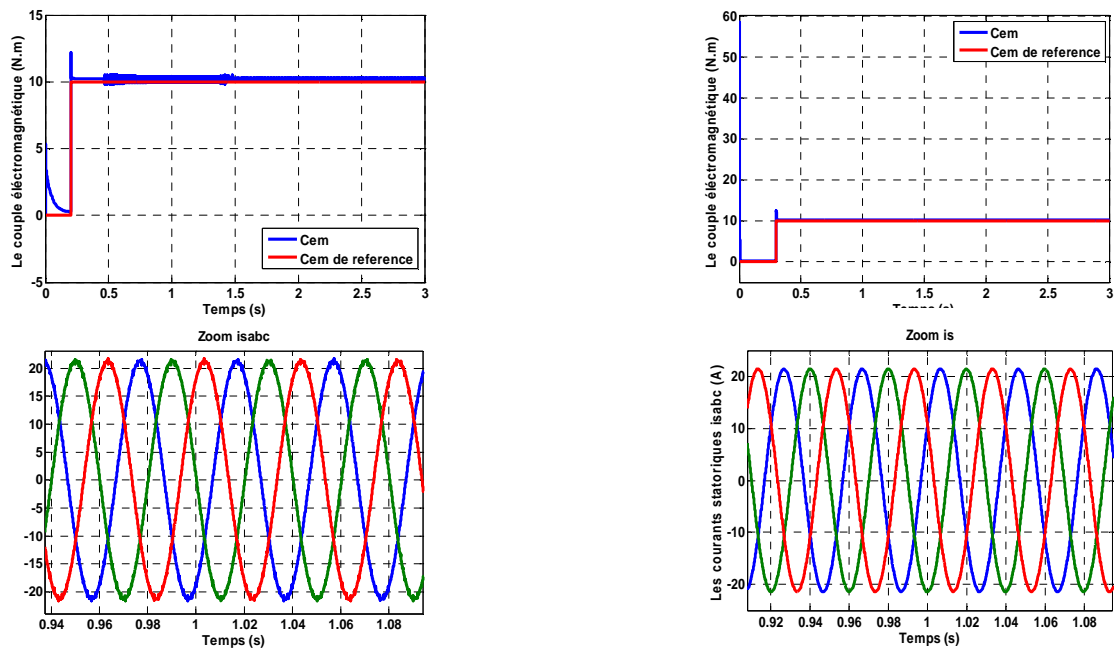


Figure (IV.6) Résultat de Simulation lors de la variation de la résistance statorique : (a) FMG, (b) I-Back

Le couple et les courants présentent des bons résultats justifiés par un zoom qui montre la forme sinusoïdale équilibrés avec une petite déformation pour les courants triphasés pour la commande FMG. En général l'observateur de Luenberger possède une bonne combinaison avec le I-Back.

D'après tous les tests et les différents résultats obtenus, l'observateur de Luenberger montre son efficacité et ces performances pour l'estimation de vitesse et de position.

IV.5.2 Résultats de simulation pour le filtre de Kalman Etendu

Plusieurs tests ont été réalisés pour étudier les performances de FKE, la variation de vitesse, et la variation paramétrique. On note dans cette partie que les paramètres choisis pour l'estimation sont : la vitesse, la position, et le couple.

IV.5.2.1 Résultat de simulation lors de la variation de vitesse

Comme précédemment, la vitesse varie entre 157rad/s et -157 rad/s, pour un temps de réponse de 3s. On note une application d'une charge de 10N.m à $t=0.3s$

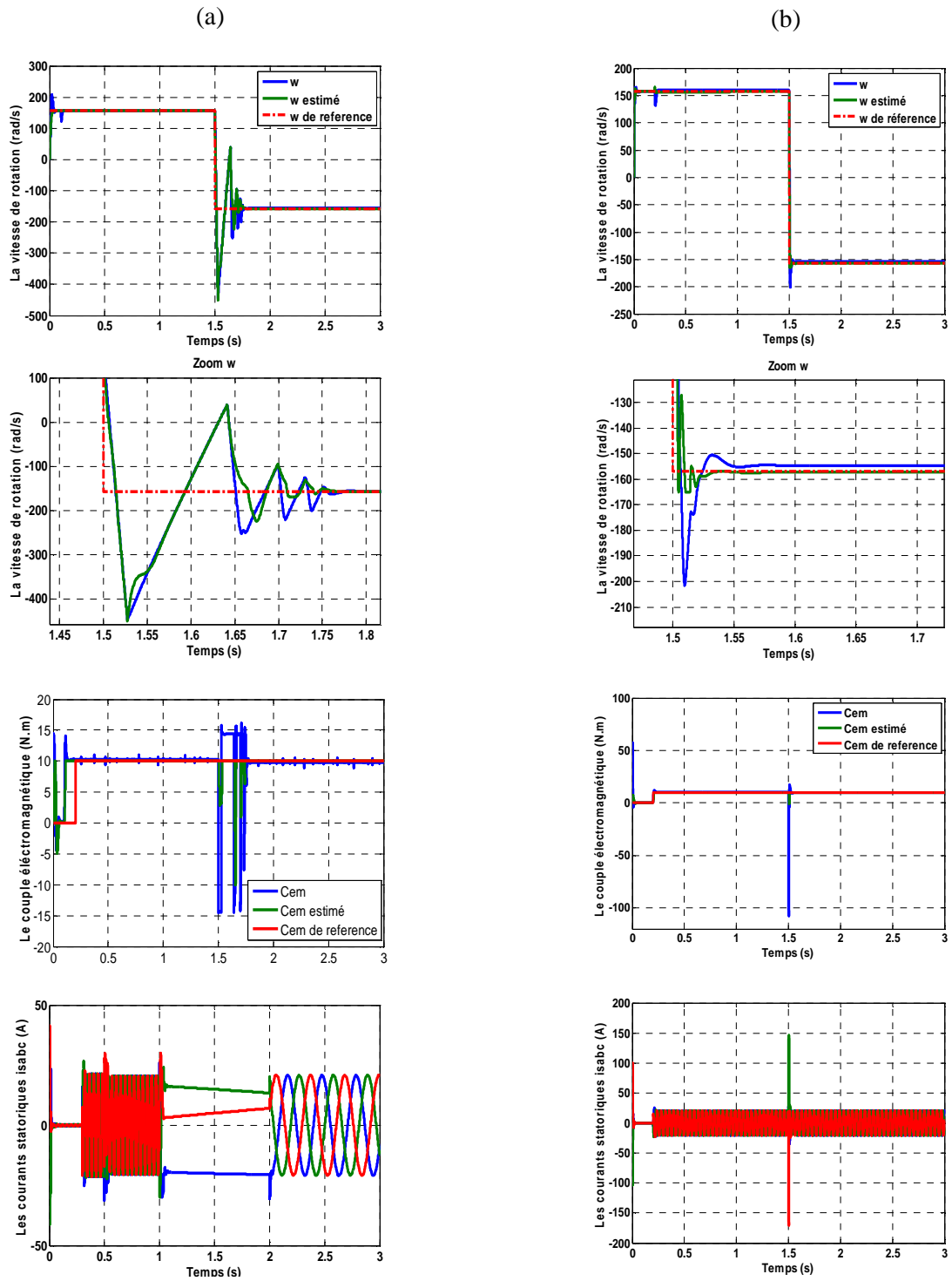
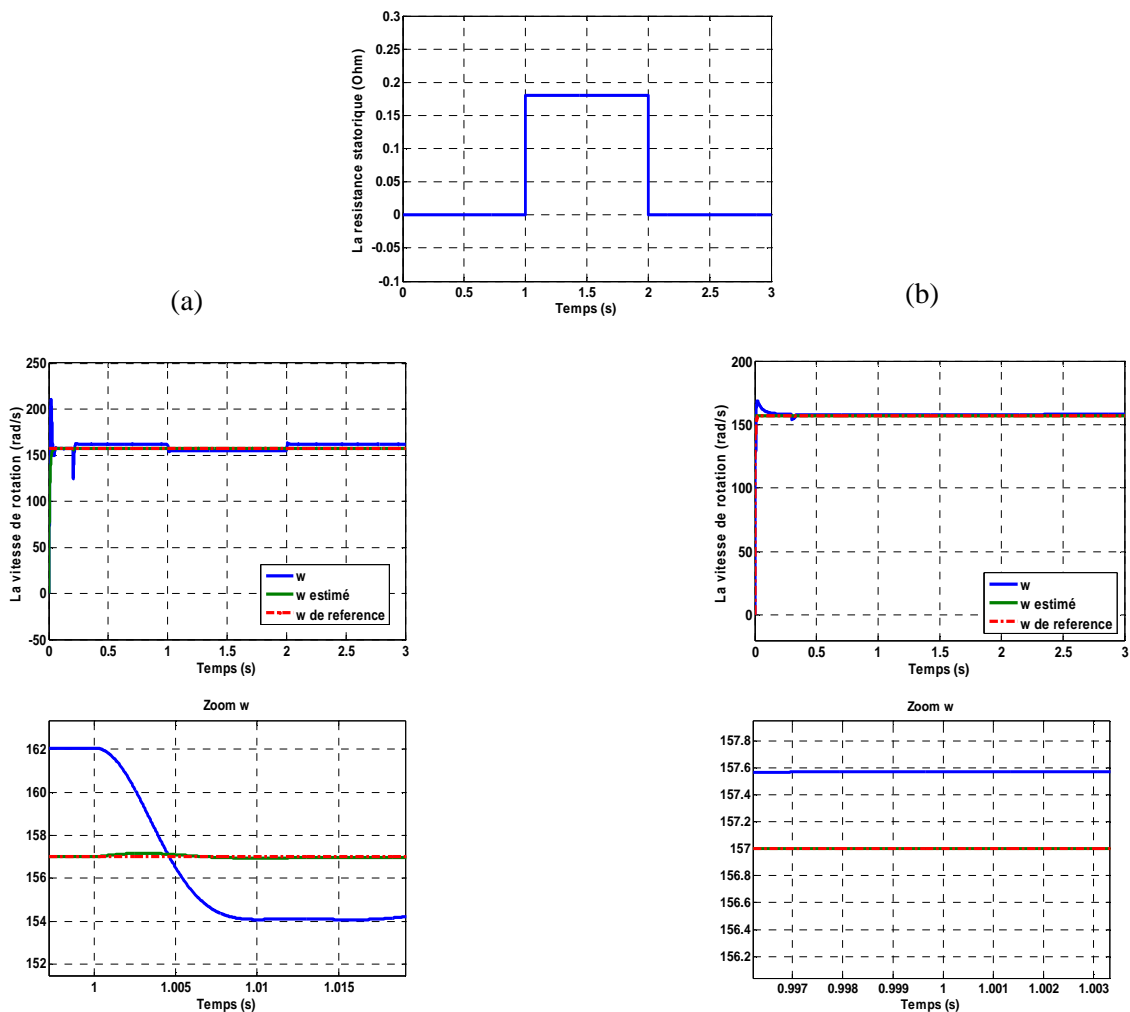


Figure (IV.7) Résultat de Simulation lors de la variation de vitesse: (a) FGM, (b) I-Back

La bonne convergence de grandeurs estimées vers les valeurs souhaitées est confirmée pour les deux types de commandes. Le filtre donne une bonne réaction pour le I-Back. Le couple possède des fluctuations au moment de la variation de vitesse avec des oscillations pour la commande FMG mais il reprend sa valeur dans un temps très court, la même chose pour les courants statoriques qui présentent des oscillations mais la forme sinusoïdale équilibré est toujours présente dans le régime permanent. Alors dans cette partie malgré les oscillations, on remarque la poursuite des grandeurs estimées avec une application de charge ce qui confirme la robustesse du FKE. Pour plus d'investigation de la robustesse la variation paramétrique est donnée dans la partie suivante.

IV.5.2.2 Résultats de simulation avec variation de la résistance statorique

Comme on l'a mentionné avant, la variation de la résistance statorique est de 150% de sa valeur nominal. On peut remarquer une diminution pour la vitesse dans la commande FMG justifiée par le zoom mais la commande I-Back possède une bonne estimation et d'une façon plus robuste. Le FKE montre une bonne robustesse pour ce test.



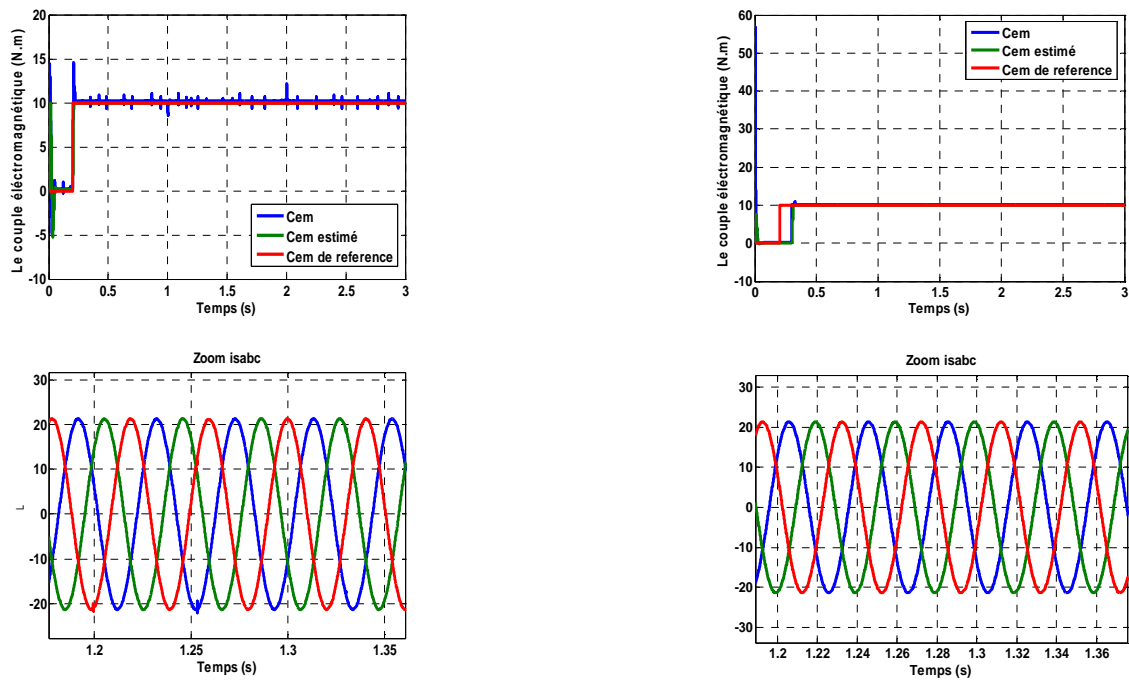


Figure (IV.8) Résultats de Simulation pour la variation de la résistance statorique : (a) FMG, (b) I-Back

Ce chapitre présente différents types de commandes sans capteur de vitesse et avec l'utilisation de deux types d'observateurs de type déterministe définie par l'observateur de **Luenberger** et le type stochastique donné par le **filtre de Kalman Étendu**, on peut noter le bon fonctionnement des deux observateurs pour l'estimation des grandeurs choisies. La supériorité du filtre de Kalman est remarquable en tenant compte des bruits de mesure, la bonne estimation justifiée par la bonne poursuite de valeurs désirées dans un temps très court, et avec l'application d'une charge importante de 10N.m.

Ce tableau est établi pour permettre la comparaison des observateurs étudiés dans ce chapitre par rapport à plusieurs tests est à organiser suivant la notation suivante :

++ : Très bon, + : bon, - : mauvais

Commande Tests	Observateur de Luenberger		Filtre de Kalman Etendu	
	FMG	I-Back	FMG	I-Back
poursuite	++	++	+	++
Amplitude du courant	+	++	+	++
Courants équilibrés	+	++	+	++
Robustesse vis à vis R_s	-	++	-	++
Souplesse de conception	-	++	-	++

Tableau (IV.1) Etude comparative entre les observateurs

On peut dire que si le processus est décrit par un modèle linéaire et ne comprend pas de perturbations aléatoires, l'observateur de Luenberger donne de très bons résultats. Si le système est affecté de perturbations aléatoires (ce qui est le cas des machines à courant alternatif), la solution envisagée est l'utilisation de filtre de Kalman.

IV.6 CONCLUSION

La commande sans capteur mécanique est en pleine évolution. Cette évolution a pour but d'éliminer les capteurs avec leurs inconvénients tel que: encombrement, fragilité, coût... dans ce contexte, ce chapitre a fait l'objet d'une présentation d'un filtre de Kalman étendu qui représente un observateur de type stochastique et l'observateur de Luenberger qui représente le type déterministe des observateurs

L'introduction du filtre de Kalman étendu à la commande non linéaire apporte des performances remarquables au système d'entraînement global. En effet, les résultats de simulation montrent que ce filtre stochastique possède une grande robustesse lors de l'estimation de vitesse, position, et le couple avec l'application du couple de charge, l'inversion du sens de rotation et avec la variation des paramètres résistifs.

La bonne détection d'un défaut dans les MSAP présente un intérêt intéressant. Pour le prochain chapitre on va présenter le deuxième contexte de ce travail c'est le diagnostic des défauts de la MSAP dans sa phase de détection par la modélisation de la MSAP en présence d'un défaut de court circuit entre spires.

Chapitre V

Modélisation de la MSAP en présence d'un Défaut de Court Circuit Entre Spires

V.1 INTRODUCTION

Le choix de la méthode de modélisation de la MSAP en présence d'un défaut de court circuit entre spires est devenu de plus en plus un facteur intéressant pour la bonne détection de ce défaut.

Ce chapitre est consacré à l'étude du comportement des machines synchrones à aimants permanents en présence d'un défaut électrique entre spires. On aboutira à l'établissement de modèles suffisamment précis, prenant en compte la nature et la sévérité du défaut et à une méthodologie d'identification des paramètres de ce modèle. Après un rappel du modèle de type circuit d'une MSAP saine à rotor lisse, nous présenterons le modèle de la même machine en présence d'un défaut entre spires d'une phase en augmentant l'ordre du modèle de la machine saine. Nous mettrons l'accent ensuite, sur la présentation des démarches de calcul des paramètres de la machine avec deux méthodes, la première se base sur les paramètres de la machine en tenant en compte du nombre de spires, et la deuxième est basée sur l'établissement des relations analytiques simples permettant la déduction des paramètres du modèle de la machine en défaut à partir des paramètres de la machine saine, du nombre de ses pôles, et du nombre de spires en défaut. Les résultats de simulation des deux méthodes seront présentés avec une étude comparative entre le mode sain et en défaut de la machine.

V.2 CHOIX DE LA METHODE DE MODELISATION D'UN DEFAUT

Le diagnostic est une phase importante de la maintenance corrective. De sa pertinence et de sa rapidité dépend l'efficacité de l'intervention. Si en général 90% des pannes sont faciles à identifier (le technicien de maintenance à l'habitude de sa machine) il n'en reste pas moins qu'un grand nombre de défaillances n'ont pas de cause évidente [87]. Il est alors nécessaire de procéder à un diagnostic afin de rechercher cette cause. Cette recherche n'est pas aléatoire car pour être efficace, elle doit s'appuyer sur une **méthode**.

Ce contexte a pour but d'explicitier la méthode, mais pour que la méthode soit applicable dans son intégralité il est nécessaire de poser les conditions suivantes :

- Tout intervenant effectuant un diagnostic sur un système se doit de parfaitement bien connaître le fonctionnement de ce système ainsi que le procédé qu'il permet de réaliser. Cette connaissance doit inclure le but du fonctionnement de la machine,

son cycle, sa composition et les risques liés à son fonctionnement dans tous les modes de marche, notamment en mode de réglage et en mode manuel (l'intervenant doit faire preuve de responsabilité dans ses manipulations),

V.2.1 Défaut de Court-circuit Entre-Spires au stator

Un défaut entre spires indique la dégradation de l'isolant entre deux spires d'un enroulement d'une même phase du stator. Le défaut d'isolation est modélisé par une résistance connectant deux points de la bobine, sa valeur dépend de la gravité du défaut. Le bobinage du stator de la machine avec défaut entre spires est représenté dans la figure (V.1). où, le défaut est matérialisé sur l'enroulement de la phase a_s .

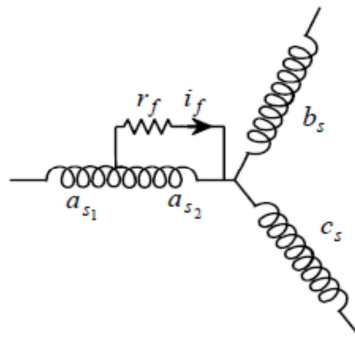


Figure (V.1) Modèle général d'un court-circuit entre spires dans une phase.

Où

r_f : représente la résistance de défaut

a_{s1} : représente la partie saine de l'enroulement de la phase a_s

a_{s2} : représente défectueuse de l'enroulement de la phase a_s

Lorsque la résistance de défaut (r_f) diminue vers zéro, le défaut entre spires évolue vers un défaut de court-circuit entre spires « franc ». L'évolution de la résistance de défaut (r_f) entre ($r_f = \infty$), en absence d'un défaut, et court-circuit franc (complet) ($r_f = 0$) peut être très rapide dans la plupart des matériaux isolants.

Ce type de défaut provoque un courant de circulation dont l'amplitude peut être très importante. S'il n'est pas détecté en son temps, il peut se propager et conduire à la dégradation totale de l'enroulement du stator suite à l'augmentation de la chaleur due au court-circuit [68].

V.3 MODELISATION PAR CIRCUIT ELECTRIQUE DE LA MSAP

Dans cette partie nous présenterons un modèle de type circuit électrique de la machine en défaut. Ce modèle fait intervenir des résistances, inductances et mutuelles dont les valeurs peuvent être déterminées de différentes manières. Pour ce type de modèles, la première étape consiste à représenter le dispositif par autant de circuits qu'il en existe physiquement. Ce modèle n'est simple d'utilisation que sous certaines hypothèses que l'on doit justifier. Dans le chapitre (I) la figure (I.7) présente les méthodes de surveillance d'une machine synchrone soumise à un défaut. Dans ce chapitre on va proposer deux méthodes de modélisation de types circuit électriques mais pour l'identification des paramètres on utilisera deux approches différentes.

Dans ce qui suit on va établir le modèle de la MSAP saine et en présence d'un défaut. Pour cette modélisation la machine est à pôle lisse (entrefer uniforme) et le court circuit est supposé dans la phase (a).

V.4 MODELISATION DE LA MSAP SAINE ET EN PRESENCE D'UN DEFAUT

Dans cette partie nous nous sommes intéressés de représenter la MSAP saine dans deux référentiels différents (a b c) puis ($\alpha \beta$).

V.4.1 Modélisation saine de la MSAP dans le repère (abc)

Les tensions des trois phases statoriques (abc) de la MSAP sont données par :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \quad (\text{V.1})$$

Ou bien :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + [L_s]\frac{d}{dt}[I_s] + [E_s] \quad (\text{V.2})$$

Avec:

$$[E_s] = [e_a \ e_b \ e_c]^T \quad : \text{ est le vecteur des FEM de phases.}$$

$$[V_s] = [V_a \ V_b \ V_c]^T \quad : \text{ est le vecteur des tensions de phases}$$

$$[I_s] = [i_a \ i_b \ i_c]^T \quad : \text{ est le vecteur des courants de phases.}$$

$\phi_s = [\phi_a \ \phi_b \ \phi_c]^T$: est le vecteur des flux statoriques.

Ce modèle s'applique généralement aux MSAP avec des enroulements de phase symétriques. Tel que :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} : \text{ est la matrice de résistance : } R_s = R_a = R_b = R_c$$

Pour la MSAP, le flux magnétique ϕ_{abc} est généré par deux sources différentes:

Le flux créé dans les inductances du stator et l'autre à partir du flux créé par l'aimant permanent ϕ_{mabc} du côté du rotor. Ainsi, ϕ_{abc} peut être calculé selon l'équation suivante:

$$\phi_{abc} = L_s i_{abc} + \phi_{mabc} \quad (\text{V.3})$$

Où

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (\text{V.4})$$

L_s Représente la matrice de l'inductance statorique symétrique de grandeur 3×3 . Les différents éléments de la matrice sont les inductances propres, de magnétisation, de fuites mutuelles entre phases statoriques. Les éléments de la matrice L_s , liés avec la position angulaire électrique θ_r peuvent être présentés comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{aa} = L_{sl} + M - L_{\Delta m} \cos(2\theta_r) \\ L_{bb} = L_{sl} + M - L_{\Delta m} \cos(2\theta_r + \frac{2}{3}\pi) \\ L_{cc} = L_{sl} + M - L_{\Delta m} \cos(2\theta_r - \frac{2}{3}\pi) \\ L_{ab} = L_{ba} = -\frac{1}{2}M - L_{\Delta m} \cos(2\theta_r - \frac{2}{3}\pi) \\ L_{ac} = L_{ca} = -\frac{1}{2}M - L_{\Delta m} \cos(2\theta_r + \frac{2}{3}\pi) \\ L_{bc} = L_{cb} = -\frac{1}{2}M - L_{\Delta m} \cos(2\theta_r) \end{array} \right. \quad (\text{V.5})$$

Avec:

$L_{\Delta m}$: La grandeur de la variation de l'inductance due à la non uniformité de l'entrefer dans le cas du rotor à pôles saillants

L_{sl} : L'inductance de fuite du stator et M la valeur moyenne de l'inductance de magnétisation de l'enroulement. Les équations de (V.5) sont non linéaires, ce qui peut compliquer la solution numérique des variables du modèle électrique. Le couplage entre les inductances et l'angle de position du rotor θ_r disparaît lorsque le moteur a un entrefer uniforme.

Dans notre étude l'entrefer est uniforme alors la grandeur de la variation $L_{\Delta m} = 0$

La matrice L_s devient:

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + M & -\frac{1}{2}M & -\frac{1}{2}M \\ -\frac{1}{2}M & L_{ls} + M & -\frac{1}{2}M \\ -\frac{1}{2}M & -\frac{1}{2}M & L_{ls} + M \end{bmatrix} \quad (\text{V.6})$$

Le vecteur $[\phi_{mabc}]$ est la partie du flux créée par les aimants. Il peut être donné par l'équation (V.7):

$$[\phi_{mabc}] = \begin{bmatrix} \phi_{ma}(\theta_r) \\ \phi_{mb}(\theta_r) \\ \phi_{mc}(\theta_r) \end{bmatrix} = \phi_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{V.7})$$

Avec : ϕ_m présente le flux magnétique

En utilisant (V.3) dans (V.1), les tensions statoriques deviennent :

$$V_{abc} = R_s i_{abc} + L_s \frac{d}{dt} i_{abc} + \frac{d}{dt} \phi_{mabc} \quad (\text{V.8})$$

$$\text{Avec: } \frac{d}{dt} \phi_{mabc} = \phi_m \omega_r \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

L'équation du mouvement mécanique s'écrit sous la forme suivante:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \omega_r = \frac{1}{J} p [c_{em} - f_r \frac{\omega_r}{p} - c_r] \\ \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \end{cases} \quad (\text{V.9})$$

Le couple électromagnétique peut être représenté comme suit:

$$c_{em} = \frac{(e_a i_a + e_b i_b + i_c e_c)}{\Omega} \quad (\text{V.10})$$

Le modèle complet de la MSAP saine peut donner comme suit :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \phi_m \omega_r \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \\ \frac{d}{dt} \omega_r = \frac{1}{J} p [c_{em} - f_r \frac{\omega_r}{p} - c_r] \end{cases} \quad (\text{V.11})$$

Ce modèle initial, même s'il peut permettre de simuler le comportement de la machine en absence de défaut, ne nous semble pas adapté à la mise en place d'un système de détection. On introduit dans la prochaine partie la transformation de Park pour passer du référentiel (a b c) au référentiel ($\alpha \beta$).

V.4.2 Modèle circuit électrique de la machine saine dans le repère ($\alpha \beta$)

On adopte l'équation de tension dans le référentiel du stator (a b c) sous la forme (V.2). Si on considère la machine en régime équilibré, Il suffit d'appliquer la transformation de Concordia (comme le montre la figure (V.3)) à l'équation électrique générale de la machine synchrone (V.2), la composante homopolaire du courant étant nulle, nous réduisons ainsi l'ordre du système et retrouvons les équations de la machine diphasée équivalente :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{V.13})$$

Ou :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = T_{32} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

La grandeur généralisée x représente ici le courant, la tension ou la FEM. La composante homopolaire du courant étant nulle.

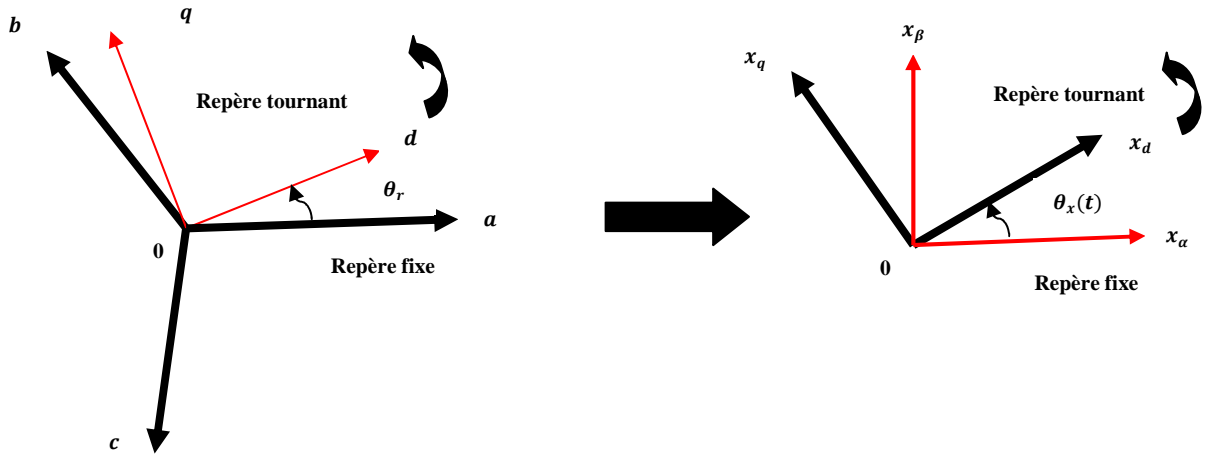


Figure (V.3) Repère de Park et de Concordia

Le couple électromagnétique de MSAP à rotor lisse peut être exprimé comme suit :

$$c_{em} = \frac{(e_{\alpha}i_{\alpha} + e_{\beta}i_{\beta})}{\Omega} \quad (\text{V.14})$$

La dynamique de la vitesse de la machine et de sa charge, est décrite par la relation fondamentale de la dynamique appliquée aux solides en mouvement de rotation :

$$\begin{cases} c_{em} - c_r = J \frac{d}{dt} \Omega + f_r \Omega \\ \frac{d}{dt} \theta = p \Omega \end{cases} \quad (\text{V.15})$$

Pour une simulation en régime transitoire, nous mettons l'ensemble des équations régissant la machine sous forme d'état. L'équation électrique devient alors :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_s} \left(-R_s \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{\alpha} - e_{\alpha} \\ v_{\beta} - e_{\beta} \end{bmatrix} \right) \quad (\text{V.16})$$

Sous forme compacte, on peut donner à la machine une représentation d'état tel que :

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$\text{Ou } x = \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad : \text{ est le vecteur des variables d'état}$$

$$u = \begin{bmatrix} v_{\alpha} - e_{\alpha} \\ v_{\beta} - e_{\beta} \end{bmatrix} \quad : \text{ est le vecteur d'entrée}$$

Les matrices A et B ont pour expressions:

$$A = -\frac{R_s}{L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad B = \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Ce modèle sera utilisé pour donner les résultats de simulation à l'état sain de la machine dans le référentiel (α, β) dans la prochaine section.

V.4.2.1 Résultats de simulation de la MSAP dans le référentiel (α, β)

Dans cette section on présentera les résultats de simulation des courants statoriques et la vitesse de rotation pour l'état sain de la MSAP. Ces résultats sont obtenus pour faire les comparaisons nécessaires afin de détecter un défaut de court circuit entre spires.

La vitesse de rotation présente des oscillations en régime transitoire afin de stabiliser et suit sa référence. On remarque aussi des courants équilibrés avec une forme sinusoïdale et amplitude fixe.

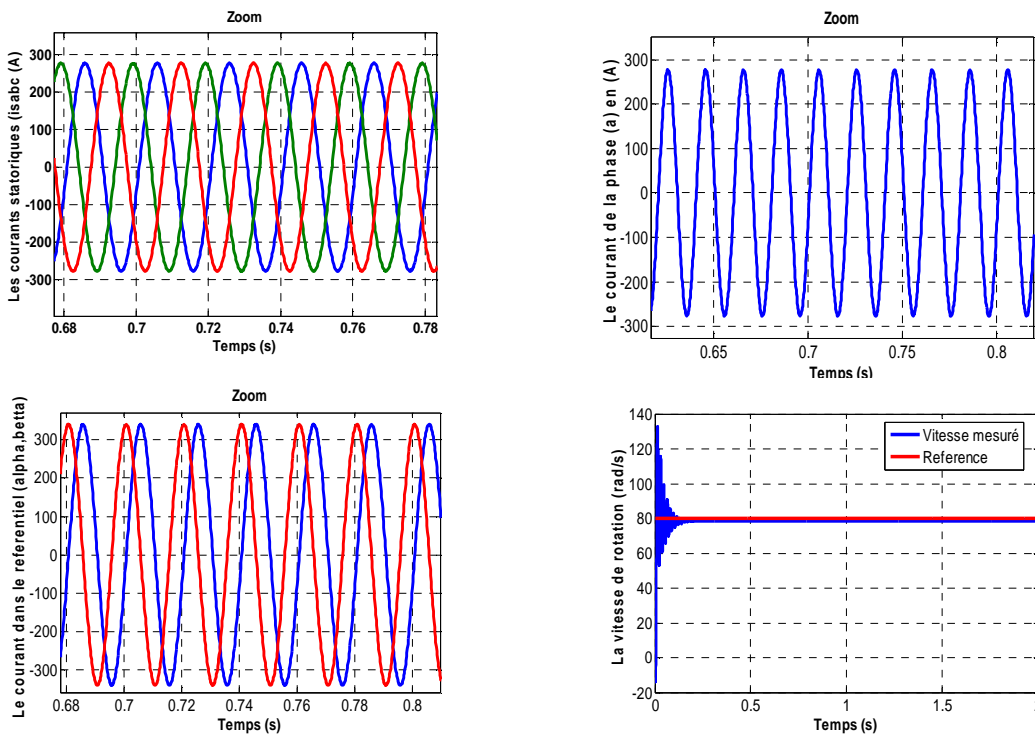


Figure (V.5) Simulation de la MSAP en fonctionnement sain en (α, β)

La prochaine partie présente la modélisation de la MSAP en présence d'un défaut de court circuit entre spires en utilisant la méthode du modèle électrique dans le référentiel (α, β) .

V.4.3 Modélisation de la MSAP en présence d'un court circuit entre spires

Lorsqu'un court-circuit apparaît au niveau d'une phase, il en résulte moins de spires effectives dans le circuit de la phase donc un affaiblissement de la FMM résultante, ainsi que la création d'une nouvelle maille court-circuitée couplée magnétiquement avec les circuits de la machine [74-78]. De ce fait, l'élaboration d'un autre circuit équivalent, représentent les phases statoriques en présence d'un court-circuit entre spires, s'avère impérative. La figure (V.6) représente le schéma électrique statorique équivalent du nouveau système avec une branche additionnelle relative aux spires court-circuitées, le court-circuit est au niveau de la phase statorique (a) dont elle est divisée en deux parties, une saine et l'autre court-circuitée.

V.4.3.1 Modèle Circuit Electrique pour La méthode 1 (MCEM1)

Pour cette méthode les paramètres en présence d'un défaut sont donnés d'une façon plus simple et en fonction des paramètres internes de la machine et coefficient de défaut. Les équations des tensions statoriques s'écrivent alors comme suit :

$$[V_{sf}] = [R_{sf}][i_{sf}] + \frac{d}{dt} [\phi_{sf}] \quad (V.17)$$

Le modèle qui régit la machine en présence d'un défaut entre-spires contient les mêmes termes que l'équation électrique d'une machine saine (V.1) aux quels s'ajoutent des termes supplémentaires correspondant à la maille créée par le défaut.

$$\text{Avec : } [V_{sf}] = [V_a \quad V_b \quad V_c \quad V_f]^T$$

$$R_{sf} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_f \end{bmatrix},$$

Avec :

$$R_a = R_b = R_c, [i_{sf}] = [i_a \quad i_b \quad i_c \quad i_f]^T, [\phi_{sf}] = [\phi_a \quad \phi_b \quad \phi_c \quad \phi_f]^T$$

$V_f = 0$ présente la tension dans la partie en court circuit.

$r_f = \sigma R_s$, présente la résistance de défaut

$\sigma = \frac{N_f}{N_s}$, présente le facteur de défaut défini comme étant le rapport du nombre des spires court-circuitées au nombre des spires statoriques total.

$R_s = R'_a + r_f$ alors, $R'_a = (1 - \sigma)R_s$ La résistance dans la phase (a) en court circuit.

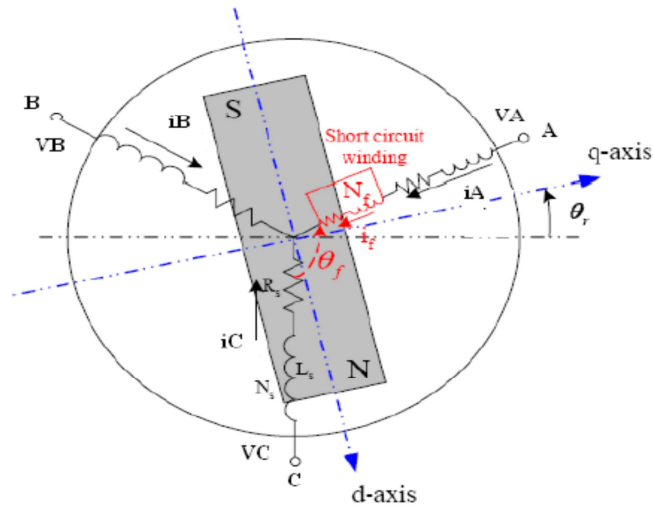


Figure (V.6) Représentation d'un moteur synchrone à aimants permanents avec court-circuit entre spires dans la phase statorique [20]

La partie court-circuitée forme un circuit supplémentaire, ce qui crée un circuit magnétique fixe, le nouveau champ magnétique résultant va modifier le champ original en ajoutant le quatrième circuit couplé magnétiquement au système. Pour représenter le défaut, deux nouveaux paramètres sont définis θ_f et σ

θ_f : est un paramètre de localisation de défauts. Présente l'angle entre la partie de la phase en défaut et la partie de la phase saine. Il ne peut prendre que trois valeurs différentes 0, $2\pi/3$ ou $-2\pi/3$, correspondant à un enroulement du stator défaillant pour les phases a, b ou c. Le signe (') signifie les nouveaux paramètres apparaissant avec la présence de court circuit entre spires par rapport aux paramètres dans l'état sain.

Cependant, le flux de l'aimant traversant la phase en défaut peut également être divisé en deux parties ϕ_m et ϕ_{mf} qui sont proportionnelles à la gravité du défaut σ .

Par conséquent, le vecteur du flux mutuel de l'équation (V.7) devient :

$$[\phi_{mabc f}] = \begin{bmatrix} \phi_{ma}(\theta_r, \theta_f) \\ \phi_{mb}(\theta_r, \theta_f) \\ \phi_{mc}(\theta_r, \theta_f) \\ \phi_{mf}(\theta_r, \theta_f) \end{bmatrix} = \phi_m \begin{bmatrix} (1 - \sigma)\sin(\theta_r - \theta_f) \\ \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3} + \theta_f) \\ \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \theta_f) \\ \sigma\sin(\theta_r - \theta_f) \end{bmatrix} \quad (\text{V.18})$$

La nouvelle matrice de l'inductance L_s est maintenant composée des inductances propres et mutuelles entre la partie court-circuitée et les parties saines des enroulements statoriques présenté comme suit :

$$L_s = \begin{bmatrix} \hat{L}_{aa} & \hat{L}_{ab} & \hat{L}_{ac} & L_{af} \\ \hat{L}_{ba} & L_{bb} & L_{bc} & L_{bf} \\ \hat{L}_{ca} & L_{cb} & L_{cc} & L_{cf} \\ L_{fa} & L_{fb} & L_{fc} & L_{ff} \end{bmatrix} \quad (\text{V.19})$$

Avec :

$$\begin{cases} L_{aa} = \hat{L}_{aa} + 2L_{af} + L_{ff} & \text{suivant le principe de cohérence} \\ \frac{\hat{L}_{aa}}{L_{af}} = \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)^2 & \text{suivant le principe de proportionnalité} \end{cases}$$

$$\text{Et : } \delta_{af} = 1 - \frac{L_{af}^2}{L_{aa}L_{ff}}$$

A partir de ces équations on peut calculer les autres inductances.

$$\begin{cases} \hat{L}_{aa} = L_{aa} \frac{1}{\left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)^2 + 2\left(\frac{\sigma}{1-\sigma}\right)\sqrt{1-\delta_{af}} + 1} \\ L_{ff} = L_{aa} \frac{1}{\left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)^2 + 2\left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)\sqrt{1-\delta_{af}} + 1} \\ L_{af} = L_{aa} \frac{\sqrt{1-\delta_{af}}}{\left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) + \left(\frac{\sigma}{1-\sigma}\right) + 2\sqrt{1-\delta_{af}}} \end{cases} \quad (\text{V.20})$$

Et les inductances mutuelles entre la phase en court circuit et la partie saine sont données suivant la forme générale suivante :

$$L_{ax} + L_{fx} = L_{ax} \quad \text{Avec : } x = b, c \quad (\text{V.21})$$

$$\text{Par exemple : } \hat{L}_{ax} = L_{ab} - L_{fb} = L_{ab} - L_{ab} \sigma$$

$$\hat{L}_{ab} = L_{ab}(1 - \sigma)$$

$$\begin{aligned}
L_{ac}^{\wedge} &= L_{ac}(1 - \sigma) \\
L_{fb} &= L_{ab} \sigma \\
L_{fc} &= L_{ac} \sigma
\end{aligned} \tag{V.22}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
L_{aa} &= L_{bb} = L_{cc} = (L_{ls} + M) \\
L_{ab} &= -\frac{1}{2}M \\
L_{ac} &= -\frac{1}{2}M
\end{aligned}$$

Les principes de cohérence, de fuite et de proportionnalité sont applicables à la MSAP. Le principe de cohérence garantit que lorsque nous utilisons les démentions 4×4 de la matrice d'inductance pour la simulation dans le cas sans défaut, on peut obtenir le même résultat qu'avec l'utilisation du modèle sain avec la matrice 3×3 dans (V.6). Le principe de fuite est généralement représenté par une petite constante positive définie comme facteur de fuite. Ce facteur est important car il est directement lié au courant développé dans l'enroulement du circuit défaillant. Le principe de proportionnalité est utilisé pour décrire la relation entre les inductances et le nombre de spires dans une bobine. Dans notre étude de défaut d'enroulement statorique, ce principe exprime la relation entre les deux parties de l'enroulement. Réellement, ce principe n'est strictement vrai que lorsque la fuite est nulle. Heureusement, le principe est applicable parce que la fuite est pratiquement proche de zéro. Selon les trois principes, la nouvelle matrice d'inductance lors de l'erreur de bobinage du stator peut être obtenue comme suit. Les éléments de la nouvelle matrice d'inductance liés à la maille les enroulements de phase, L_{aa}^{\wedge} , L_{ff} et L_{af} sont considérés en premier. Les éléments restants seront considérés plus tard.

Dans le cas d'un entrefer uniforme (lisse) la matrice L_s est donnée comme suit :

$$L_s = \begin{bmatrix} (L_{ls} + M) \frac{1}{\left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)^2 + 2\left(\frac{\sigma}{1-\sigma}\right)\sqrt{1-\delta_{af}} + 1} & -\frac{1}{2}(1-\sigma)M & -\frac{1}{2}(1-\sigma)M & (L_{ls} + M) \frac{\sqrt{1-\delta_{af}}}{\left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) + \left(\frac{\sigma}{1-\sigma}\right) + 2\sqrt{1-\delta_{af}}} \\ -\frac{1}{2}(1-\sigma)M & L_{ls} + M & -\frac{1}{2}(1-\sigma)M & -\frac{1}{2}\sigma M \\ -\frac{1}{2}(1-\sigma)M & -\frac{1}{2}(1-\sigma)M & L_{ls} + M & -\frac{1}{2}\sigma M \\ (L_{ls} + M) \frac{\sqrt{1-\delta_{af}}}{\left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) + \left(\frac{\sigma}{1-\sigma}\right) + 2\sqrt{1-\delta_{af}}} & -\frac{1}{2}\sigma M & -\frac{1}{2}\sigma M & (L_{ls} + M) \frac{1}{\left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)^2 + 2\left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)\sqrt{1-\delta_{af}} + 1} \end{bmatrix} \tag{V.23}$$

Le schéma représentatif de diagnostic d'un défaut de court circuit entre spires par le modèle circuit électrique donné par la méthode 1 est donné par la figure (V.7)

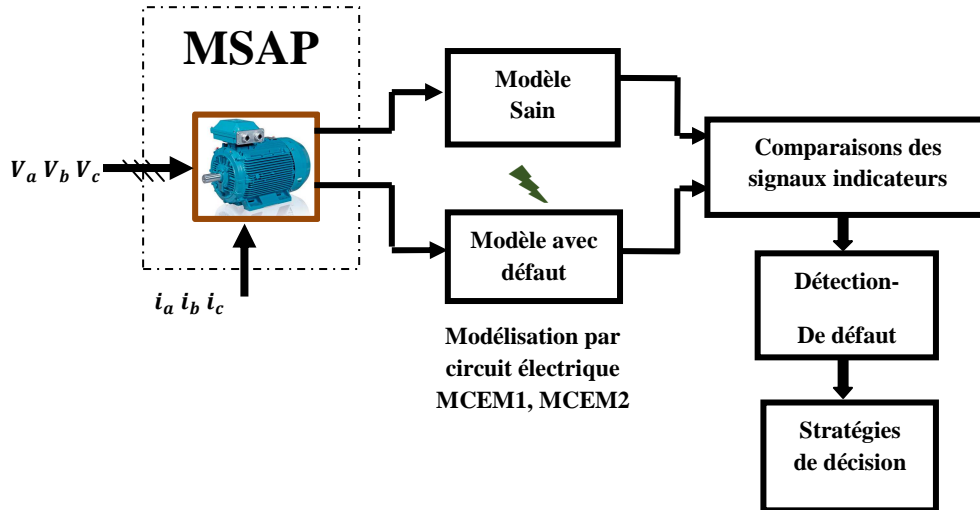


Figure (V.7) Diagnostic d'un défaut de court circuit entre spires par MCEM1

V.4.3.2 Modèle circuit électrique d'une MSAP en présence de défaut pour la méthode 2 (MCEM2)

Le bobinage dans lequel survient le défaut est divisé en deux parties, que l'on appellera (a_1) pour la partie saine et (a_2) pour la partie court-circuitée. En pratique la résistance r_f varie depuis une valeur infinie lorsque la machine est saine à zéro lorsque la machine est en présence d'un défaut franc de court-circuit entre-spires. Il est donc intéressant de déterminer le comportement de la machine lorsque cette résistance est suffisamment grande pour ne pas induire la destruction du bobinage et lorsqu'elle est suffisamment petite pour que son effet soit perceptible sur les courants absorbés par la machine. Nous avons donc :

$$N_f = N_{a2} = \sigma(N_{a1} + N_{a2}) = \sigma N_s \quad (\text{V.24})$$

Où N_s est le nombre de spires par phase et N_f est le nombre de spires de la partie du bobinage concernée par le défaut (sous-bobine a_2)

V.4.3.2.1 Modèle de la MSAP en présence d'un défaut entre-spires dans le repère (abc) :

Les équations électriques dans les deux parties qui composent la phase a (sous-bobines a_1 et a_2) sont données par :

$$\begin{cases} V_{a1} = R_{a1}i_a + L_{a1}\frac{d}{dt}i_a + M_{a1a2}\frac{d}{dt}(i_a - i_f) + M_{a1b}\frac{d}{dt}i_b + M_{a1c}\frac{d}{dt}i_c + e_{a1} \\ V_{a2} = R_{a2}(i_a - i_f) + L_{a2}\frac{d}{dt}(i_a - i_f) + M_{a1a2}\frac{d}{dt}i_a + M_{a2b}\frac{d}{dt}i_b + M_{a2c}\frac{d}{dt}i_c + e_{a2} \end{cases} \quad (\text{V.25})$$

Où : R_{a2} et L_{a2} représentent la résistance et l'inductance de la sous-bobine en défaut (a_2). Les paramètres M_{a1a2} , M_{a2b} et M_{a2c} représentent respectivement les inductances mutuelles entre la sous-bobine a_1 et les bobines a_2 , b et c.

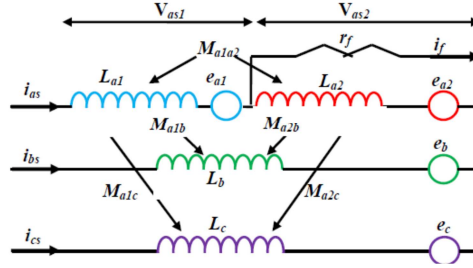


Figure (V.8) Schéma équivalent de la MSAP avec un défaut entre-spires dans la phase as .

Les résistances de la sous-bobine saine a_1 et de la sous-bobine court-circuitée a_2 sont notées par R_{a1} et R_{a2} respectivement, elles sont proportionnelles au nombre de spires des parties concernées. Par conséquent, nous pouvons les exprimer en fonction de la résistance de phase R_a et le coefficient σ nous avons donc :

$$\begin{cases} R_{a1} = (1 - \sigma)R_a \\ R_{a2} = \sigma R_a \end{cases} \quad (\text{V.26})$$

L'étude des circuits élémentaires de la phase (as) donne les relations suivantes :

$$V_a = V_{a1} + V_{a2}, V_{a2} = r_f i_f, i_{a1} = i_a, i_{a2} = i_a - i_f \quad (\text{V.27})$$

Les équations des tensions des trois phases sont donc mises sous la forme :

$$\begin{cases} V_a = (R_{a1} + R_{a2})i_a + (L_{a1} + L_{a2} + 2M_{a1a2})\frac{d}{dt}i_a + (M_{a1b} + M_{a2b})\frac{d}{dt}i_b + (M_{a1c} + M_{a2c})\frac{d}{dt}i_c + \\ (e_{a1} + e_{a2}) - R_{a2}i_f - (L_{a2} + M_{a1a2})\frac{d}{dt}i_f \\ V_b = R_s i_b + L\frac{d}{dt}i_b + e_b + (M_{a1b} + M_{a2b})\frac{d}{dt}i_a + M\frac{d}{dt}i_c - M_{a2b}\frac{d}{dt}i_f \\ V_c = R_s i_c + L\frac{d}{dt}i_c + e_c + (M_{a1c} + M_{a2c})\frac{d}{dt}i_a + M\frac{d}{dt}i_b - M_{a2c}\frac{d}{dt}i_f \end{cases} \quad (\text{V.28})$$

Avec :

$$R_s = R_a = R_{a1} + R_{a2}$$

$$L = L_{a1} + L_{a2} + 2M_{a1a2}$$

$$M = M_{a1b} + M_{a2b}$$

$$M = M_{a1c} + M_{a2c}$$

$$e_a = e_{a1} + e_{a2} = e_{a1} + e_f$$

En remplaçant les relations ci-dessus dans les équations électriques (V.25), et (V.28), nous obtenons l'écriture matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{a2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_f - \begin{bmatrix} L_{a2} + M_{a1a2} \\ M_{a2b} \\ M_{a2c} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} i_f \quad (\text{V.29})$$

La résolution de l'équation (V.29) nécessite la connaissance du courant i_f ou alors d'ajouter une équation supplémentaire décrivant la maille du court-circuit. Nous avons alors :

$$0 = -R_{a2}i_a - (L_{a2} + M_{a1a2})\frac{d}{dt}i_a - M_{a2b}\frac{d}{dt}i_b - M_{a2c}\frac{d}{dt}i_c - e_{a2} + (R_{a2} + r_f)i_f + L_{a2}\frac{d}{dt}i_f \quad (\text{V.30})$$

Suite à un défaut de court-circuit entre-spires, l'ordre du système croit. En effet, une maille supplémentaire apparaît. Alors, il est intéressant de présenter une matrice d'inductance pour modéliser la MSAP en défaut. Nous rassemblons donc les équations (V.29) et (V.30) pour obtenir l'équation globale de dimension 4 régissant le comportement de la machine en présence d'un défaut de court-circuit, que l'on met sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -R_{a2} \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -R_{a2} & 0 & 0 & R_{a2} + r_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & -L_{a2} - M_{a1a2} \\ 0 & L_s & 0 & -M_{a2b} \\ 0 & 0 & L_s & -M_{a2c} \\ -(L_{a2} + M_{a1a2}) & -M_{a2b} & -M_{a2c} & L_{a2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ -e_{a2} \end{bmatrix} \quad (\text{V.31})$$

Avec : $e_f = e_{as2}$

Remarque : pour les machines à plus d'une encoche par pôle et par phase, les axes des sous-bobines a_1 et a_2 ne sont généralement pas alignés et sont décalés par rapport à celui de la bobine, de ce fait nous avons : $M_{a1b} \neq M_{a1c}$ et $M_{a2b} \neq M_{a2c}$. Par contre pour une

machine ayant une encoche par pôle et par phase, les axes des sous-bobines a_1 et a_2 sont alignés et sont non décalés par rapport à celui de la bobine, dans ce cas on peut admettre que $M_{a2b} = M_{a2c}$ [20].

$$0 = -R_{a2}i_a - (L_{a2} + M_{a1a2} + M_{a2b})\frac{d}{dt}i_a - e_{a2} + (R_{a2} + r_f)i_f + L_{a2}\frac{d}{dt}i_f \quad (\text{V.32})$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -R_{a2} \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ -R_{a2} & 0 & 0 & R_{a2} + r_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & -L_{a2} - M_{a1a2} \\ 0 & L_s & 0 & -M_{a2b} \\ 0 & 0 & L_s & -M_{a2b} \\ -(L_{a2} + M_{a1a2} - M_{a2b}) & 0 & 0 & L_{a2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ -e_{a2} \end{bmatrix} \quad (\text{V.33})$$

On peut simplifier le modèle de la machine avec défaut entre-spires pour une MSAP à une encoche par pôle et par phase. Nous avons ainsi établi les équations électriques régissant le comportement de la machine en régime dynamique en présence d'un défaut de court-circuit entre spires dans une phase.

L'expression du couple électromagnétique de la MSAP en défaut électrique entre-spires est donnée par :

$$c_{em} = \frac{(e_a i_a + e_b i_b + i_a e_c - i_f e_f)}{\Omega} \quad (\text{V.34})$$

V.4.3.2.2 Modèle de la MSAP avec défaut dans le repère ($\alpha \beta$) :

Dans ces conditions, la composante homopolaire du courant est nulle et seules les composantes ($\alpha \beta$) du courant interviennent dans la conversion électromécanique d'énergie. Pour cela, il suffit d'appliquer la transformation de Concordia (Clark) définie comme suit :

$$[X_{h\alpha\beta f}] = [T][X_{abc f}] \quad (\text{V.35})$$

Avec :

$$[T]^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{\frac{2}{3}} \end{bmatrix}, \quad [T]^t = [T]^{-1}$$

Alors l'équation électrique devient :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} - \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} R_{a2} \\ 0 \end{bmatrix} i_f - \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} (L_{a2} + M_{a1a2} - \frac{M_{a2b} + M_{a2c}}{2}) \\ \frac{1}{2} (M_{a2b} - M_{a2c}) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} i_f \quad (\text{V.36})$$

$$0 = \sqrt{\frac{2}{3}} R_{a2} i_\alpha - \sqrt{\frac{2}{3}} \left(L_{a2} + M_{a1a2} - \left(\frac{M_{a2b} + M_{a2c}}{2} \right) \right) \frac{d}{dt} i_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} (M_{a2b} - M_{a2c}) \frac{d}{dt} i_\beta - e_{a2} + (R_{a2} + r_f) i_f + L_{a2} \frac{d}{dt} i_f \quad (\text{V.37})$$

Les équations (V.36) et (V.37) peuvent être regroupées pour obtenir le modèle matriciel de la MSAP en défaut électrique entre-spires :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & -\hat{R}_{a2} \\ 0 & R_s & 0 \\ -\hat{R}_{a2} & 0 & \hat{R}_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{a2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ -e_f \end{bmatrix} \quad (\text{V.38})$$

Ou :

$$\hat{R}_{a2} = \sqrt{\frac{2}{3}} R_{a2}, \quad \hat{R}_f = R_{a2} + r_f, \quad e_f = e_{a2}$$

$$M_{f\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(L_{a2} + M_{a1a2} - \left(\frac{M_{a2b} + M_{a2c}}{2} \right) \right), \quad M_{f\beta} = -\frac{1}{\sqrt{2}} (M_{a2b} - M_{a2c})$$

Pour les MSAP à une encoche par pôle et par phase ($M_{a2b} = M_{a2c}$), l'équation (V.38) se simplifie et devient :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & -\hat{R}_{a2} \\ 0 & R_s & 0 \\ -\hat{R}_{a2} & 0 & \hat{R}_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_s & 0 \\ M_{f\alpha} & 0 & L_{a2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ -e_f \end{bmatrix} \quad (\text{V.39})$$

Ou :

$$\hat{R}_{a2} = \sqrt{\frac{2}{3}} R_{a2}, \hat{R}_f = R_{a2} + r_f, e_f = e_{a2}$$

$$M_{f\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} (L_{a2} + M_{a1a2} - M_{a2b}), M_{f\beta} = 0$$

Nous signalons que dans ce cas d'après l'équation (V.39), le courant i_f est indépendant du courant i_β , il dépend uniquement du courant i_α . Ceci est dû au fait que le défaut est supposé survenir sur la phase (a) et que les mutuelles avec les deux autres phases sont identiques. Autrement dit, la phase en défaut de court-circuit entre-spires est considérée comme la première phase (a).

θ est donc l'angle électrique désignant la position de l'axe d'excitation (axe de symétrie d'un aimant) et l'axe de symétrie de la phase (a).

Suivant le modèle présenté, le couple électromagnétique peut être donné par :

$$c_{em} = \frac{(e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta - e_{a2} i_f)}{\Omega} \quad (\text{V.40})$$

Sous forme d'état le modèle dans le repère ($\alpha \beta f$) est donné comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_S & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_S & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{a2} \end{bmatrix}^{-1} \left(- \begin{bmatrix} R_S & 0 & -\hat{R}_{a2} \\ 0 & R_S & 0 \\ -\hat{R}_{a2} & 0 & \hat{R}_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha - e_\alpha \\ v_\beta - e_\beta \\ e_f \end{bmatrix} \right) \quad (\text{V.41})$$

Avec :

$$x = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_f \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} v_\alpha - e_\alpha \\ v_\beta - e_\beta \\ e_f \end{bmatrix}$$

Le modèle (V.41) est réécrit sous la forme d'état $\dot{x} = Ax + Bu$

Avec :

$$A = - \begin{bmatrix} L_S & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_S & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{a2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R_S & 0 & -\hat{R}_{a2} \\ 0 & R_S & 0 \\ -\hat{R}_{a2} & 0 & \hat{R}_f \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} L_S & 0 & M_{f\alpha} \\ 0 & L_S & M_{f\beta} \\ M_{f\alpha} & M_{f\beta} & L_{a2} \end{bmatrix}^{-1}$$

V.4.3.2.3 Identification des paramètres du modèle par expressions analytique :

Dans certains travaux de [44-45], les inductances propres et mutuelles inductances de la machine en défaut de court-circuit déterminées par des expressions très simples prennent uniquement en compte le pourcentage du nombre de spires en court-circuit (σ) et non pas le nombre de paires de pôles. Les inductances des sous bobines résultant d'un court-circuit entre spires d'une phase sont déterminées par les expressions suivantes à partir des paramètres de la machine saine supposée à rotor lisse :

$$L_{a1} = (1 - \sigma)^2 L_s, L_{a2} = \sigma^2 L_s, M_{a2b} = M_{a2c} = \sigma M, M_{a1a2} = \sigma(1 - \sigma)L_s \quad (\text{V.42})$$

Où L_s est l'inductance propre d'une phase, M la mutuelle entre phase.

Comme la première méthode traité pour ce travail, et pour plusieurs travaux comme [5], on remarque que les paramètres de la machine sont en fonction des paramètres de la machine dans l'état sain on ajoutant le facteur de défaut σ , alors cette approche reste non généralisable (chaque machine a ces propres paramètres). Dans la partie qui suit on propose de calculer ces paramètres avec des expressions analytiques bien précises et adapté pour tous les types des machines.

- **Cas général pour le calcul des paramètres avec des expressions analytiques**

Nous allons considérer le cas où le défaut de court-circuit entre-spires survient entre plusieurs bobines élémentaires ($q-1$) bobines élémentaires entières de la phase (a) par exemple et une fraction d'une bobine élémentaire de la même phase. La figure (V.9) donne le schéma d'un tel défaut qui peut être considéré comme le cas général car en posant $q=1$ on retrouve la même configuration de défaut que nous avons étudié [20].

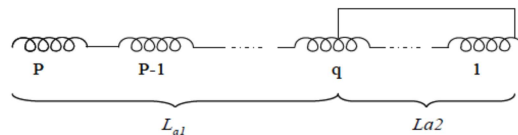


Figure (V.9) Schéma descriptif d'un défaut de court-circuit entre-spires survient entre plusieurs bobines élémentaires ($q-1$) bobines élémentaires

Nous pouvons établir les expressions analytiques des inductances propres et mutuelles des sous bobines a_1 et a_2 qui résulte d'un défaut court-circuit entre spires de la phase (a) comme suit :

$$\begin{cases} L_{a1} = (p - q)[L_{bob} + (p - q - 1)M_{bob}] + (1 - \sigma_{bob})^2 L_{bob} + 2(1 - \sigma_{bob})(p - q)M_{bob} \\ L_{a2} = (q - 1)[L_{bob} + (q - 2)M_{bob}] + \sigma_{bob}^2 L_{bob} + 2\sigma_{bob}(q - 1)M_{bob} \\ M_{a1a2} = (q - 1)(p - q)M_{bob} + \sigma_{bob}(p - q)M_{bob} + (1 - \sigma_{bob})(q - 1)M_{bob} + \\ \sigma_{bob}(1 - \sigma_{bob})L_{bob} \end{cases} \quad (V.43)$$

Où : σ_{bob} est le rapport du nombre de spires court-circuitées de la partie en défaut sur le nombre de spires de chaque bobine élémentaire :

$$\sigma_{bob} = \frac{N_f}{N_{bob}} = \frac{N_f}{N_s/p} = p\sigma \quad (V.44)$$

L_{bob} L'inductance propre d'une bobine élémentaire

M_{bob} La mutuelle inductance entre deux bobines élémentaires d'une phase

Les inductances mutuelles entre les sous-bobines a_1 et a_2 , et les autres phases (b et c) peuvent être simplement déterminées par :

$$\begin{cases} M_{a1b} = M_{a1c} = [(p - q) + (1 - \sigma_{bob})] \frac{M_{ab}}{p} \\ M_{a2b} = M_{a2c} = [(q - 1) + \sigma_{bob}] \frac{M_{ab}}{p} \end{cases} \quad (V.45)$$

Par conséquent dans une MSAP saine à rotor lisse à p paires de pôles, si l'on connaît l'inductance propre d'une bobine élémentaire (L_{bob}) et la mutuelle inductance entre deux bobines élémentaires d'une phase (M_{bob}), on peut déduire les expressions des inductances propre des sous bobines a_1 et a_2 (issues d'un défaut de court-circuit dans une bobine élémentaire) et la mutuelle inductance entre elles.

V.4.3.3 Résultat de simulation

Tous les paramètres de MSAP étudiés sont donnés dans Annexe (A) et la machine sera alimentée par le réseau pour toutes les simulations. Pour cette section notre étude sera concentrée sur les courants statoriques pour les trois phases, le courant de défaut et le courant dans la phase de court circuit (phase a), car le courant est le premier facteur qui donne une indication, visible et simple pour la détection et même la localisation d'un défaut de court circuit entre spires.

Suivant le degré de sévérité de défaut nos résultats sont donnés suivant trois valeurs de nombre de spires en court circuit $N_f = 10, 40, 100$, et par conséquent la résistance en défaut r_f ($r_f = \sigma R_s$, avec $\sigma = \frac{N_f}{N_s}$). $r_f = 0.001\Omega, 0.038\Omega, 0.01\Omega$ successivement.

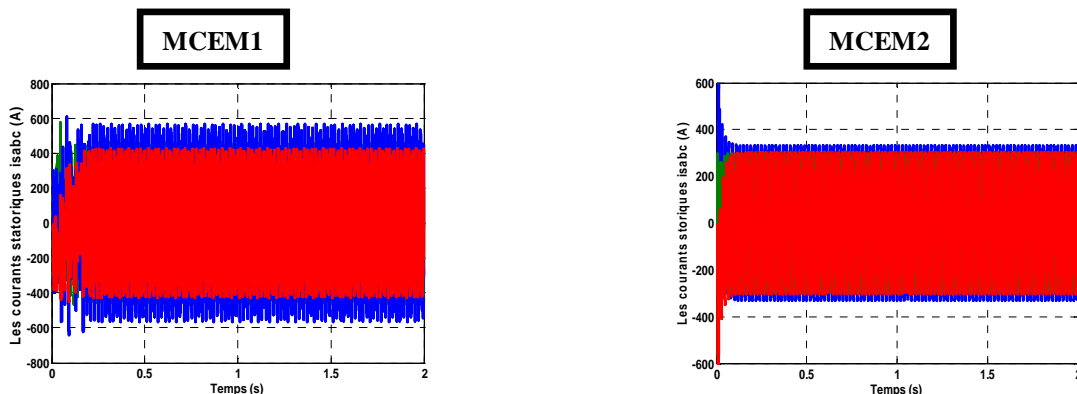
L'objectif de cette partie est :

- La confirmation du choix de la méthode de modélisation de la MSAP en présence d'un défaut de court circuit entre spires.
- Enlever la relation entre la résistance de défaut avec la variation de nombre de spires et son influence sur la gravité de défaut.

a) Le Premier test $N_f = 10$ et $r_f = 0.001\Omega$:

Pour la MCEM1 les résultats obtenus dans la figure (V.11) montrent clairement des fortes ondulations du à la présence d'un défaut de court-circuit. On remarque également que l'amplitude du courant dans la phase en défaut (phase a) est plus élevée que celles des courants des autres phases (Phases b et c). Le courant de défaut atteint des valeurs inaccessible pour la machine (ce qui peut induire la détérioration de l'enroulement statorique, malgré le court circuit est juste pour 10 spires). Cette augmentation peut provoquer l'arrêt total de fonctionnement par un intervenant, et en réalité on peut continuer de travailler en mode dégradé.

Pour le MCEM2 et sur la même figure (V.11), nous constatons une allure croissante en fonction du taux de défaut. Dans ces conditions, on peut remarquer une augmentation de courant de phase en défaut et même du courant de défaut mais l'amplitude est d'une valeur un peu inférieur.



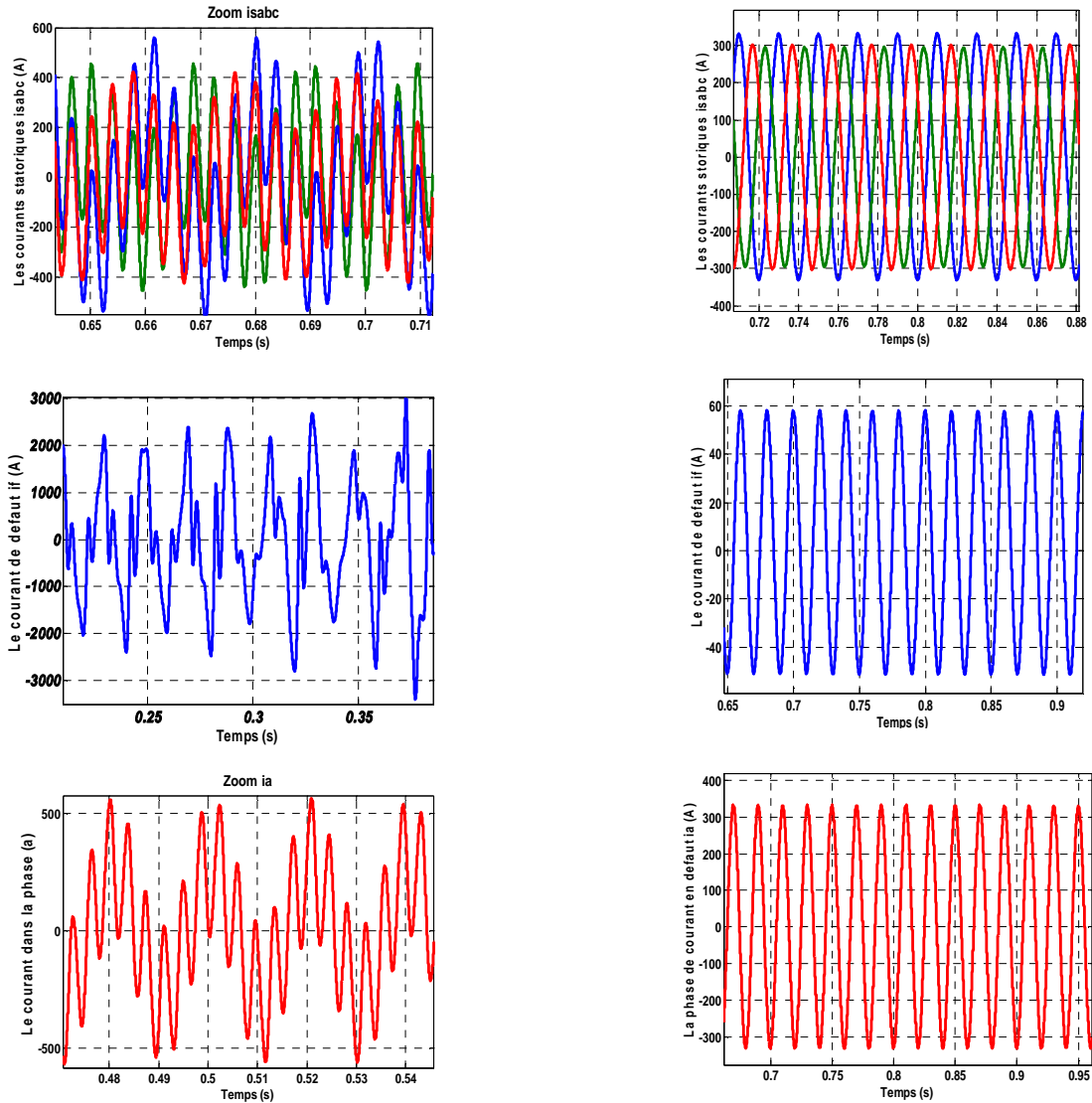


Figure (V.10) Résultats de simulation pour $r_f=0.001\Omega$, $N_f=10$

b) Deuxième test $N_f=40$ et $r_f=0.038\Omega$:

Pour étudier la gravité de défaut, la figure (V.11) montre les résultats de simulation avec $N_f=40$ et $r_f=0.038\Omega$. On remarque que l'amplitude des courants statoriques diminue par rapport du premier test et présentent une allure déséquilibré et surtout pour la phase en court circuit, avec une grande augmentation d'amplitude de courant de phase de défaut pour MCEM1, par contre pour le MCEM2 on obtient des valeurs inférieures pour toutes les grandeurs dans les mêmes conditions. Pour ce test les deux méthodes présente une sensibilité en présence d'un défaut. De coté de gravité MCEM1 présente un pourcentage de gravité de défaut très grand malgré ce n'est pas le cas (il faut avoir des résultats plus précise pour juger la gravité de défaut).

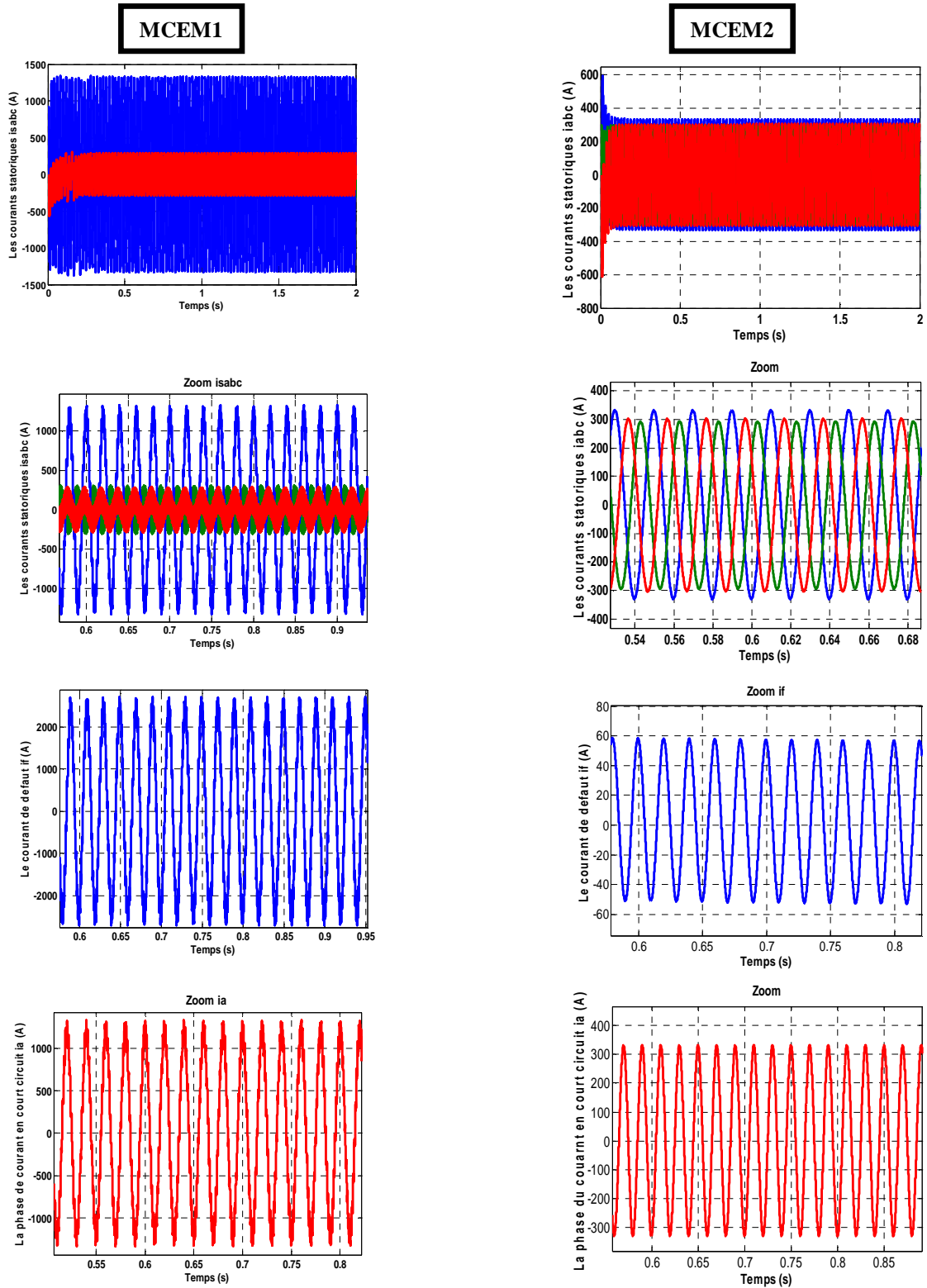


Figure (V.11) Résultats de simulation pour $r_f=0.038\Omega$, $N_f=40$

c) Troisième test 3 $N_f=100$, $r_f=0.01\Omega$:

Les résultats présentés par la figure (V.12) montrent l'influence de l'augmentation de nombre de spires en court circuit ($N_f=100$, $r_f=0.01\Omega$). Pour le MCEM1 une forte augmentation de l'amplitude du courant de la phase en court circuit, avec augmentation du courant de défaut. Par contre pour la deuxième méthode il y a une augmentation mais moins prononcée que pour le cas précédent.

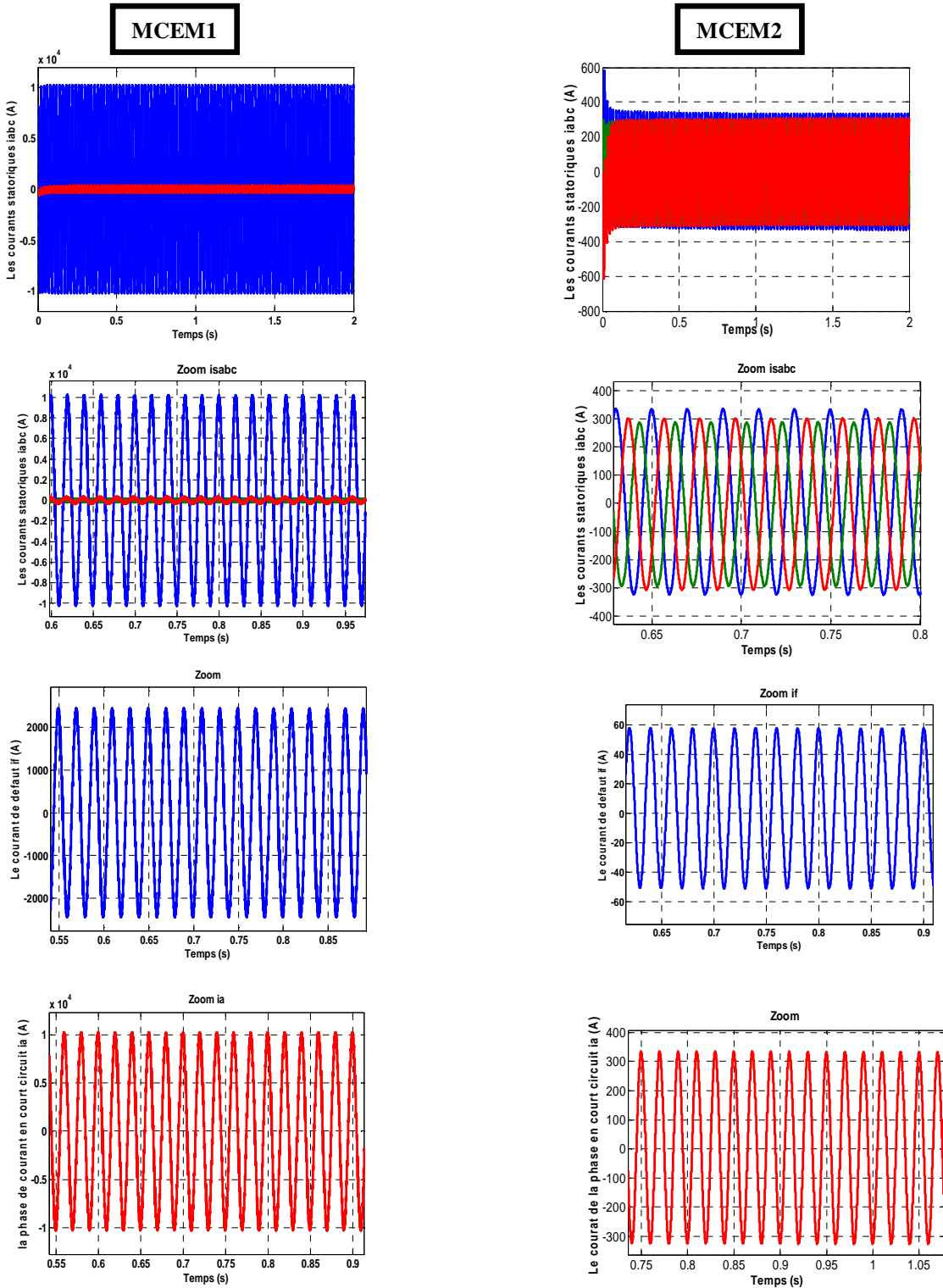


Figure (V.12) Résultats de simulation pour $r_f=0.01\Omega$, $N_f=100$

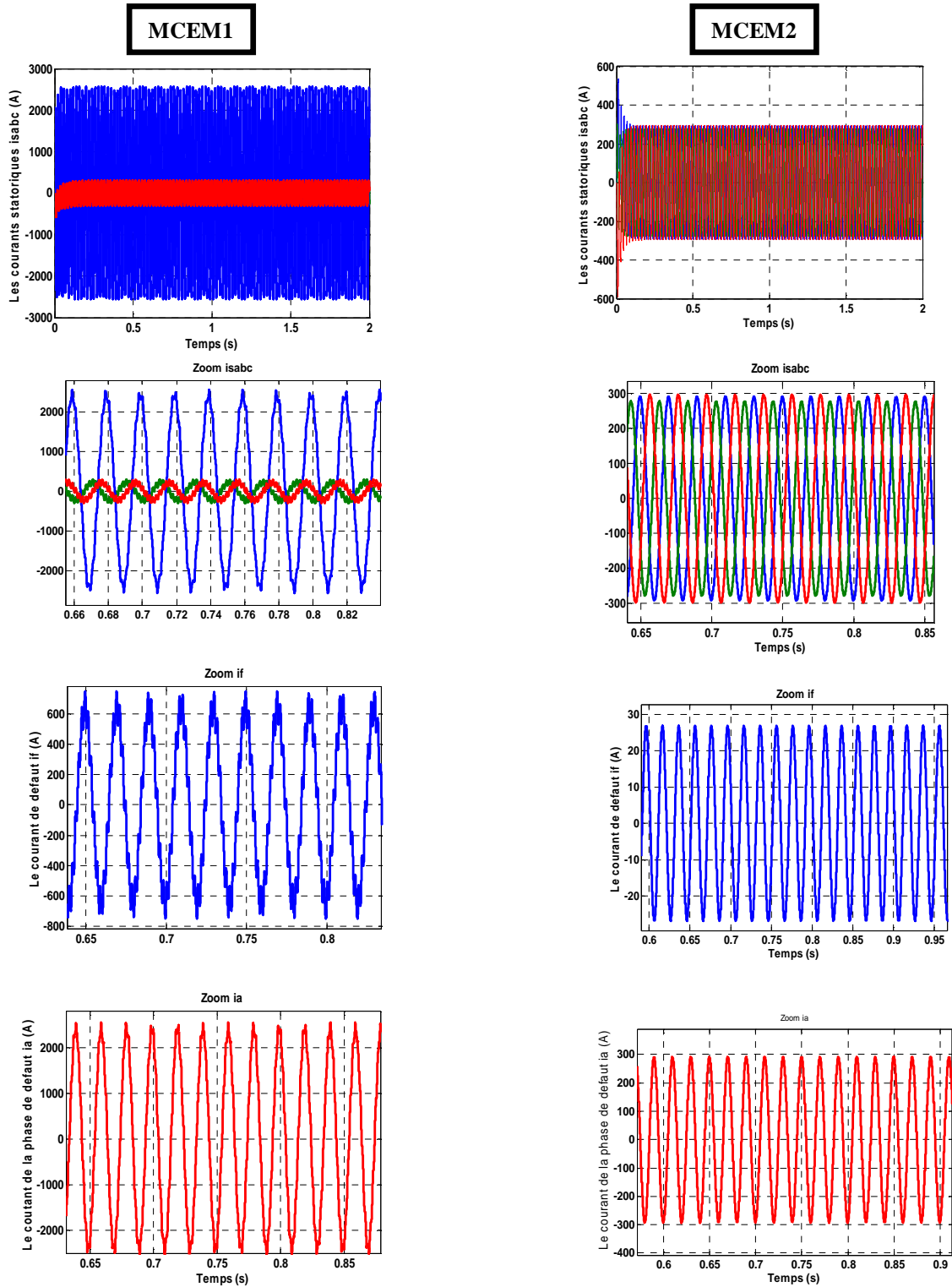


Figure (V.14) Résultats de simulation pour $r_f=1\Omega$, $N_f=100$

D) Quatrième test 4 $N_f=100$, $r_f=1\Omega$:

Ce test montre que l'augmentation de la résistance de défaut donne une diminution d'amplitude des courants de défauts pour les deux méthodes. La première méthode donne toujours un déséquilibre et une déformation des signaux avec l'augmentation du nombre de spires en court circuit. La deuxième méthode donne des allures plus équilibré par rapport aux autres tests. On constate que MCEM1 est plus lié d'augmentation du nombre de spires en court circuit, par contre pour MCEM2 est plus lié à la diminution de la résistance de défaut.

Selon les différents tests effectués, On peut remarquer l'efficacité de la deuxième méthode pour la modélisation de la MSAP en présence d'un défaut de court circuit entre spires du point de vue de sa précision et du point de vue de sa sensibilité au défaut d'une façon plus accessible.

Un fort déséquilibre avec des grandes valeurs d'amplitudes pour le courant de défaut ne signifie pas fortement la présence d'un grand court circuit (ca peut être un défaut naissant). Par contre pour MCEM2 on peut déduire un bon raisonnement suivant la détection de défaut et par conséquent sa gravité.

On a constaté aussi que le courant de défaut est pratiquement proportionnel au nombre de spires de la sous bobine en défaut de court-circuit. L'amplitude du courant de défaut est croissante avec l'augmentation du nombre de spires en défaut (N_f).

On note que pour la méthode MCEM2 et sur une plage de variation de la résistance de défaut, par exemple de 0.01Ω , 0.038Ω les allures sont presque les mêmes jusqu'à une valeur de 1Ω . Il existe donc une plage de valeurs de diminution de la résistance r_f (les petits changements raccordé à une diminution de r_f presque similaire).

V.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons étudié deux approches différentes pour la modélisation d'une machine à aimants permanents saine et avec un court-circuit entre spires statoriques. Les modèles présentés sont basés sur l'approche des circuits électriques, ce modèle riche et flexible autorise des changements de topologie du bobinage statorique. Pour l'identification des paramètres, la première méthode est basée sur les paramètres internes de la machine. La deuxième méthode est basée sur le nombre de spires et le nombre de

paires de pôles. Suivant les résultats de simulation obtenus pour une alimentation par le réseau électrique, la deuxième méthode donne des résultats plus précis, efficaces et pratiques pour la détection d'un défaut de court-circuit entre spires.

En boucle fermée le problème de détection des défauts pareils est posé autrement puisque la machine fait l'objet d'une commande, voire une commande robuste, pour améliorer ses performances. Il s'agit donc de voir l'impact de ces commandes sur la détection et la localisation de ce défaut en boucle fermée. Cela va faire l'objet du prochain chapitre.

Chapitre VI

Impact des Commandes Robustes sur la Détection d'un Défaut de Court- Circuit entre Spires

VI.1 INTRODUCTION

Afin d'améliorer les performances de la MSAP dans un système en boucle fermé et garantir un haut niveau de stabilité, l'objectif que l'on s'est assigné est le contrôle de la machine par une commande robuste par rapport aux variations des paramètres, performante et simple à implanter. Dans ce chapitre l'impact de cette commande sur la détection d'un défaut de court circuit entre spire est aussi pris en compte.

Pour aboutir à ce résultat, la première représente le type de commande la plus robuste, la commande I-Back dans notre cas. La deuxième représente le type de commande la moins robuste, la commande FMG dans ce cas. L'objectif que l'on vise est donc d'étudier l'impact et l'effet de ces commandes sur la bonne détection d'un défaut de courts circuits entre spires. A la fin du chapitre on présentera les différents résultats de simulation obtenus en présence du défaut (la variation de la résistance de défaut, et le facteur de défaut).

VI.2 COMMANDE DE LA MSAP EN PRESENCE D'UN DEFAUT DE COURT CIRCUIT ENTRE SPIRES

Suivant les résultats de simulation obtenus dans les chapitres précédents, la commande par **Backstepping avec action intégral** et la commande hybride **floue-mode glissant** sont appliqués à la MSAP en présence d'un défaut. Ces deux commandes sont donnés successivement en détaille dans le chapitre (II) et (III).

IV.3 RESULTATS DE SIMULATION

La MSAP sera étudié avec un défaut en ajustant la résistance de défaut et le nombre de spires en court circuit pour son éventuelle détection. On se basera sur les courants statoriques, le courant dans la phase de défaut pour une étude efficace (anomalies et modulations des courants triphasés statoriques pour un défaut de court circuit entre spires).

Pour faciliter la détection de défaut, on utilise la méthode de modélisation par circuit électrique de la machine ou les paramètres de court circuit sont calculés par des expressions analytiques en fonction de nombre de paires de pôles et nombre de spires en court circuit.

Le tableau ci-dessous, montre clairement les différents tests qui seront effectués. Notre but est de bien étudier ces possibilités et voir l'impact des commandes robustes sur ces défauts et sur leurs détections.

<u>Test 1</u>	<u>Test 2</u>	<u>Test 3</u>
$r_f=10 \Omega$, fixe, σ variable	$\sigma=50\%$, $N_f=65$, fixe	r_f=variable, σ variable
$\sigma=25\%$, $N_f=32$	$r_f=0.001\Omega$	$\sigma=25\%$, $N_f=32$, $r_f=0.001\Omega$
$\sigma=50\%$, $N_f=65$	$r_f=1\Omega$	$\sigma=80\%$, $N_f=102$, $r_f=0.1\Omega$
$\sigma=80\%$, $N_f=102$	$r_f=0.1\Omega$	$\sigma=50\%$, $N_f=65$, $r_f=1\Omega$

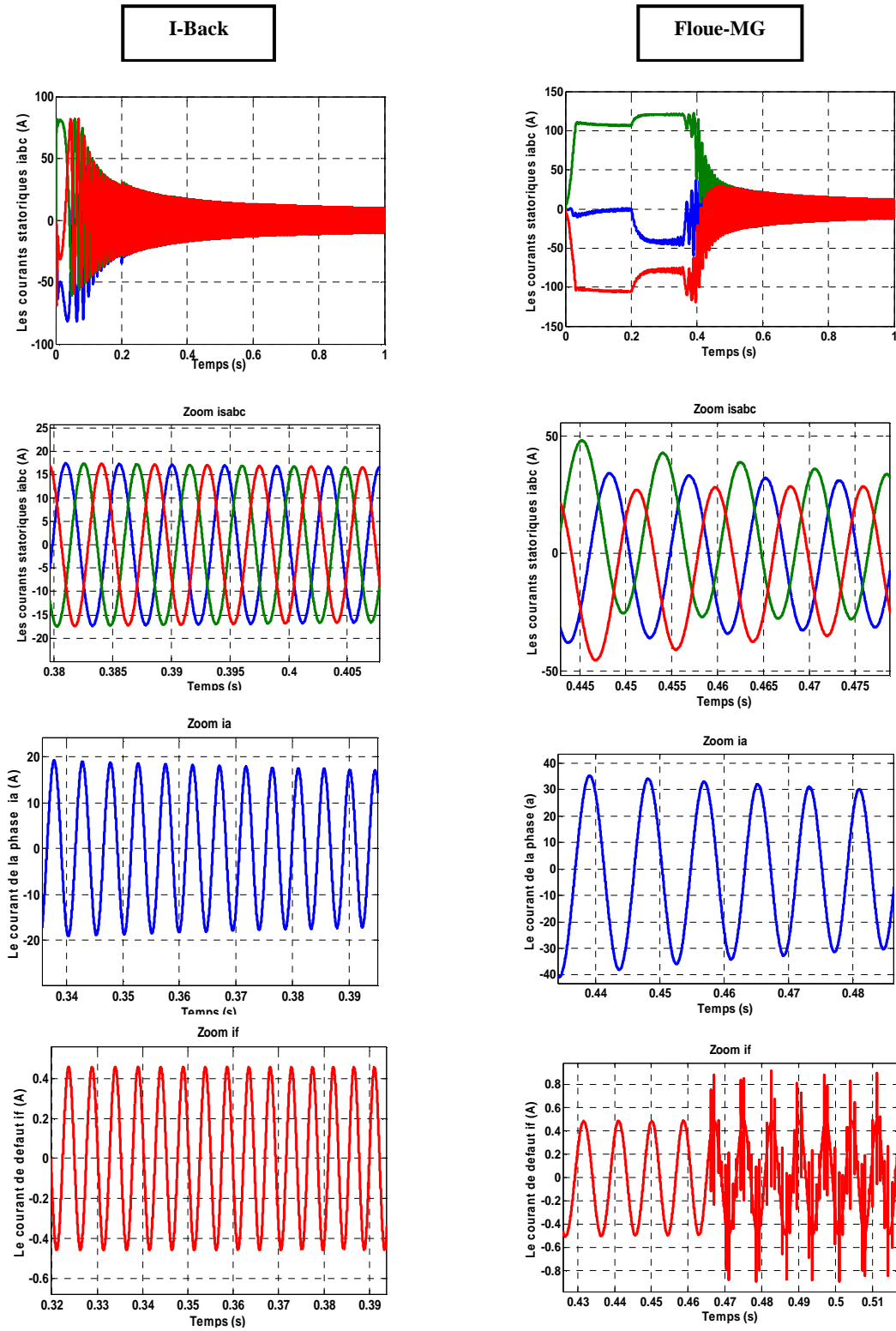
Tableau (VI.1) Les différents tests possible

a) Test 1 : $r_f=10 \Omega$, fixe et σ variable

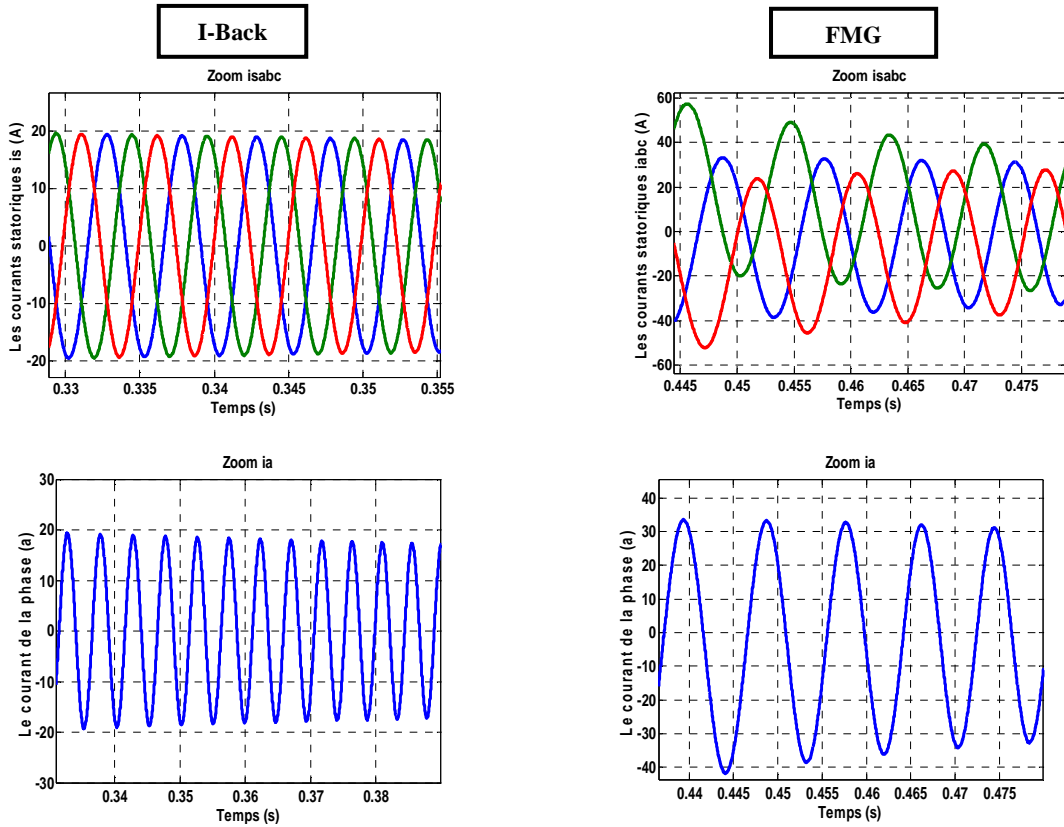
Pour ce cas, la résistance de défaut sera fixée à la valeur $r_f = 10 \Omega$ avec une variation de coefficient de défaut $\sigma = 25\%$, 50% , 80% Les résultats seront exposés par les figures (IV.5), (IV.6) et (IV.7) successivement.

On peut remarquer l'influence de ces variations sur les résultats de simulation et spécifiquement sur l'amplitude de différentes grandeurs et le déséquilibre pour les courants statoriques pour la commande FMG avec la présence des oscillations et un régime transitoire très long (0.4s) par rapport à la commande I-Back (0.01s). Cette dernière possède des courants équilibrés et de forme sinusoïdale.

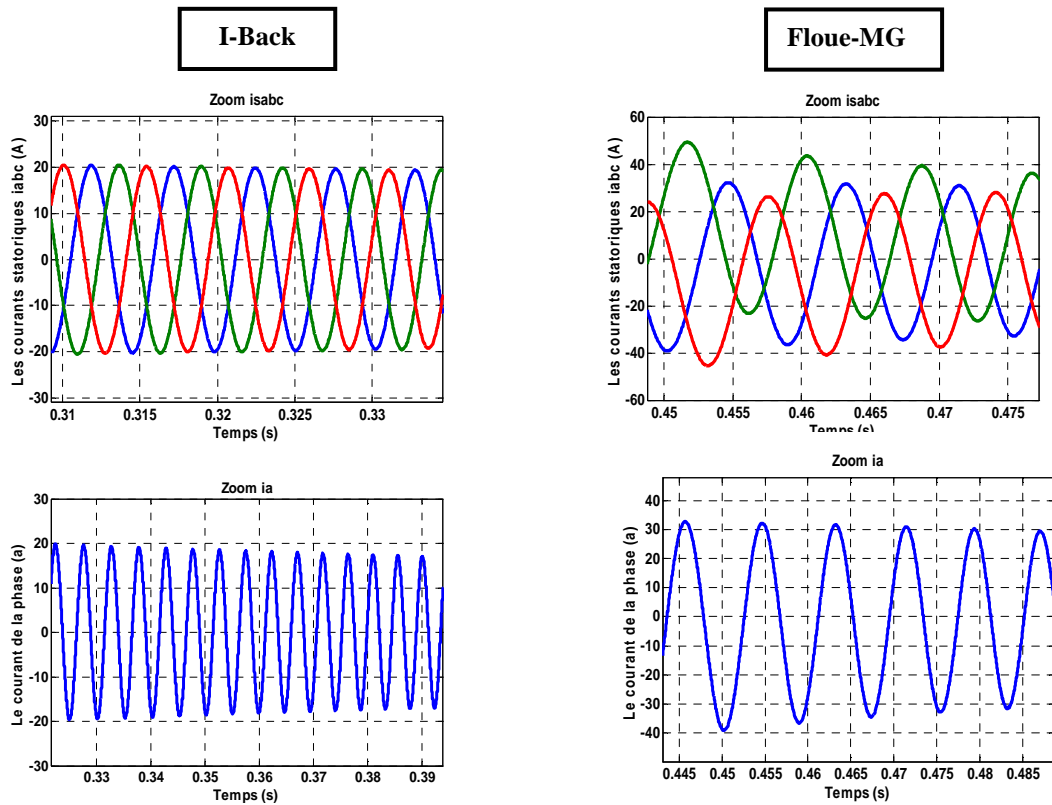
A partir ce test on peut constater que la variation de facteur de défaut influe sur l'augmentation d'amplitude et le déséquilibre des courants de la commande FMG par rapport a la commande I-Back qui ne présente aucune variation.



Figure(VI.1) Résultats de simulation pour $N_f=32$, $r_f=10\Omega$



Figure(VI.2) Résultat de simulation pour $N_f=65$, $r_f=10 \Omega$



Figure(VI.3) Résultats de simulation pour $N_f=102$, $r_f=10\Omega$

b) Test 2 : σ fixe, r_f variable:

Dans ce cas et contrairement au cas précédent, la variation concerne la résistance de défaut tel que $r_f = 1\Omega$, 0.1Ω , 0.001Ω . Le facteur de défaut de court circuit est quant à lui fixé à 50%. Les résultats obtenus sont donnés par les figures (VI.4), (VI.5), (VI.6) successivement.

Dans ce test on peut noter un déséquilibre des courants statoriques avec la diminution de la résistance de défaut, et une augmentation effective et remarquable pour l'amplitude des courants pour les deux types de commande. Cependant on constate une sensibilité remarquable de la commande FMG du point de vue des oscillations.

La diminution de la résistance de défaut (court circuit franc), donne des informations plus efficaces pour la détection de ce genre de défaut.

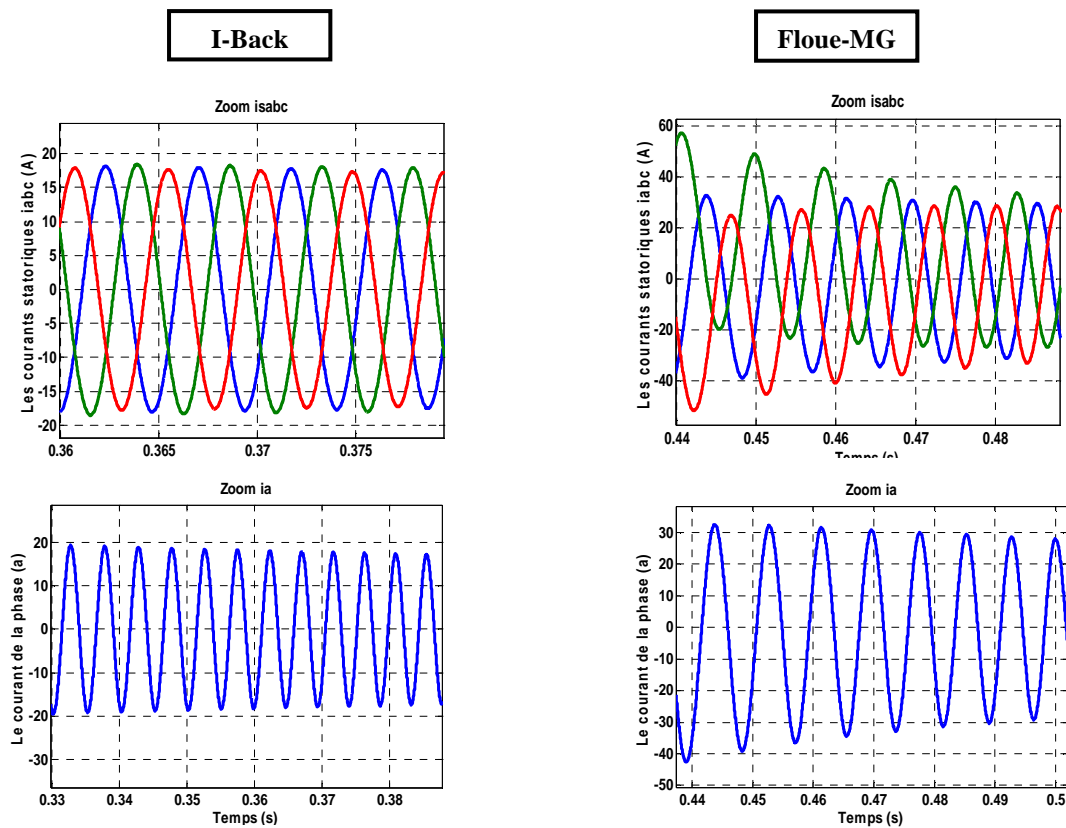


Figure (IV.4) Résultats de simulation pour $N_f=65$, $r_f=1$

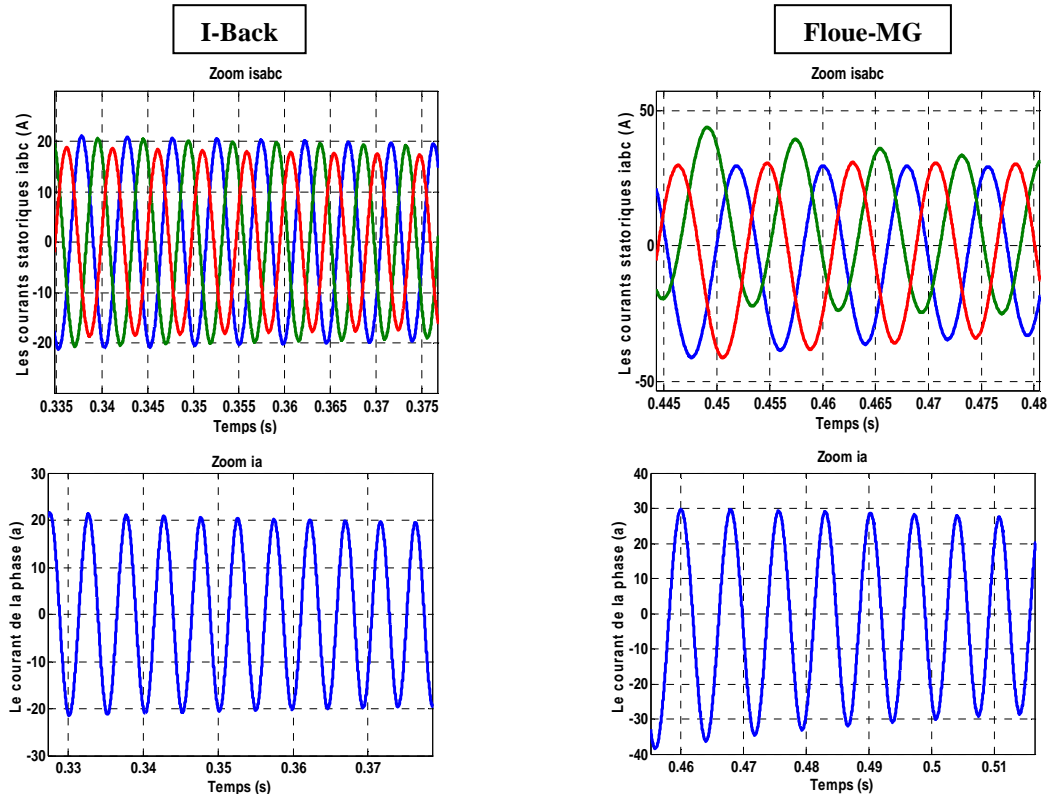


Figure (IV.5) Résultats de simulation pour $r_f=0.1\Omega$, $N_f=65$

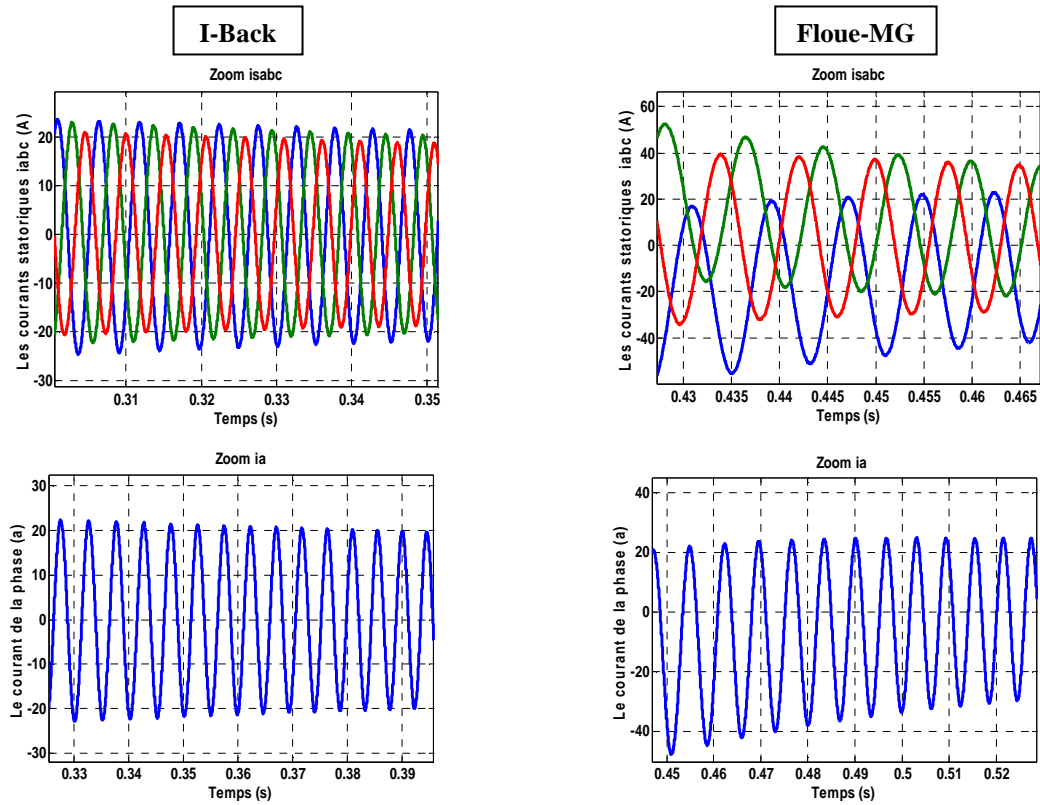


Figure (VI.6) Résultats de simulation pour $r_f=0.001\Omega$, $N_f=65$

c) Test 3 : σ variable, r_f variable

Pour ce dernier test, on va effectuer des variations sur les deux facteurs en même temps $r_f = 1\Omega, 0.1\Omega, 0.001\Omega$ avec $\sigma = 50\%, 80\%, 25\%$. Les résultats seront présentés par les figures (VI.7), (VI.8), (VI.9)

On peut noter un déséquilibre remarquable des courants statoriques avec une augmentation des amplitudes jusqu'à atteindre 50A pour la commande FMG contrairement à la commande I-Back qui présente aussi un déséquilibre pour les courants mais avec une augmentation d'amplitude plus faible. L'amplitude atteint une valeur de 40A.

Pour ce test on peut confirmer que pour des courts circuits francs (diminution de la résistance de défaut) on peut remarquer le manque de sensibilité de la commande I-Back, par rapport à la commande FMG qui présente une variation des amplitudes plus grande avec un déséquilibre plus prononcé.

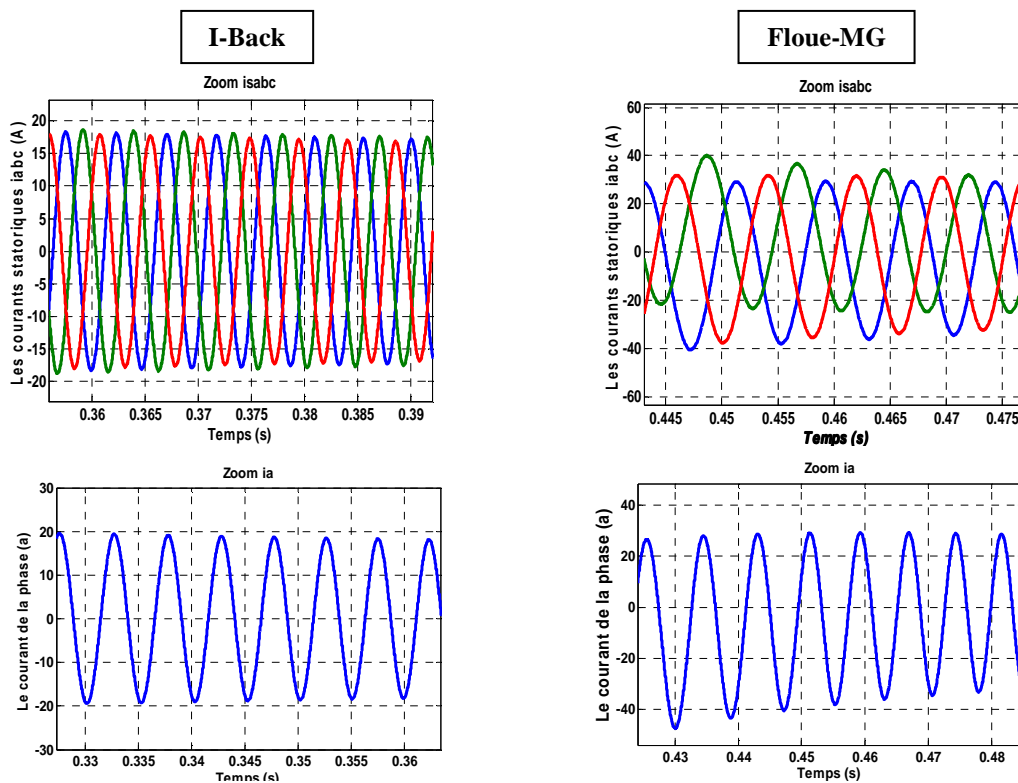


Figure (VI.7) Résultats de simulation pour $N_f=32, r_f=0.001\Omega$

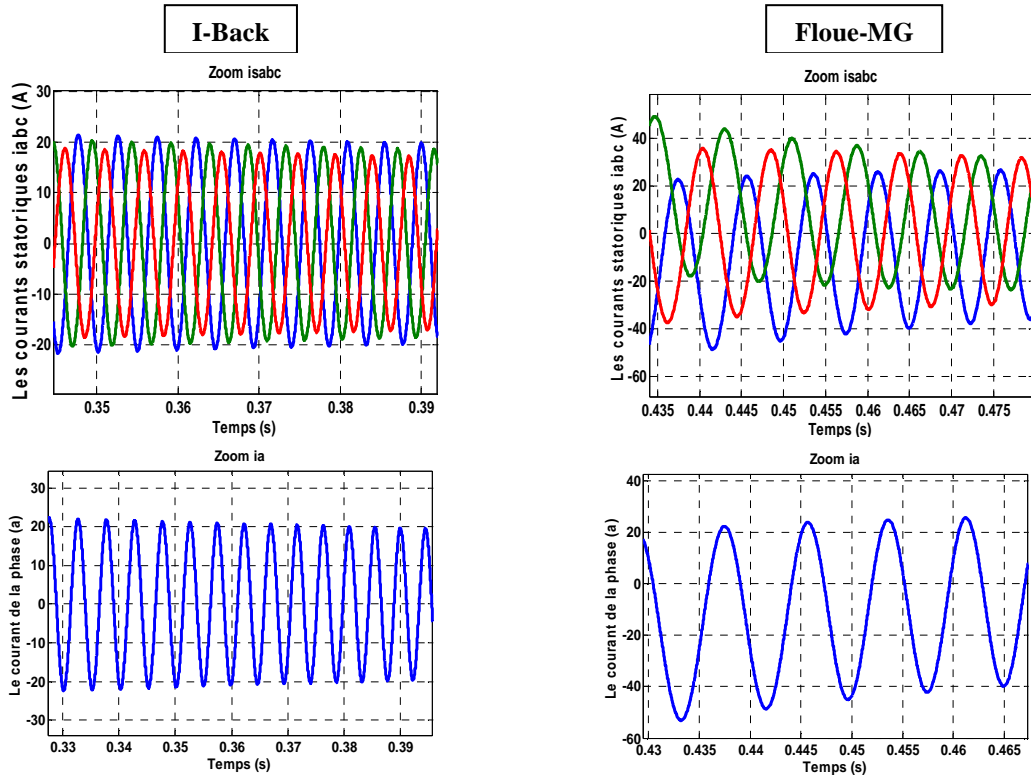


Figure (VI.8) Résultats de simulation pour $N_f=102$, $r_f=0.1\Omega$

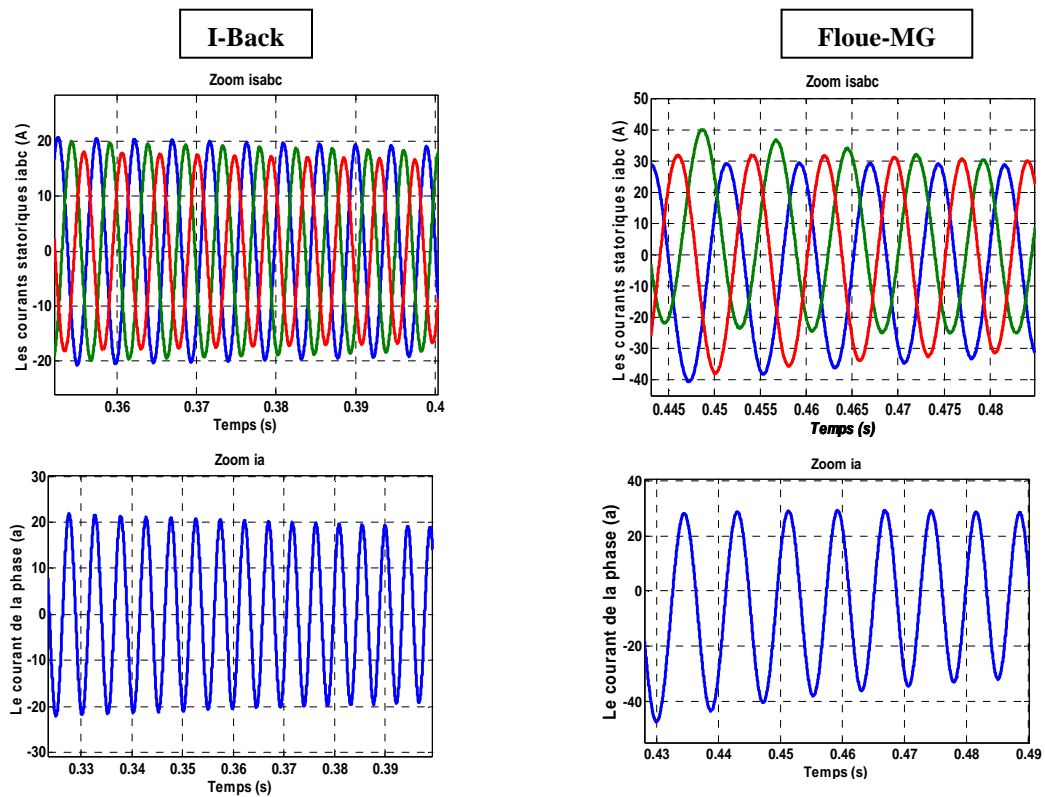


Figure (VI.9) Résultats de simulation pour $N_f=32$, $r_f=0.001\Omega$

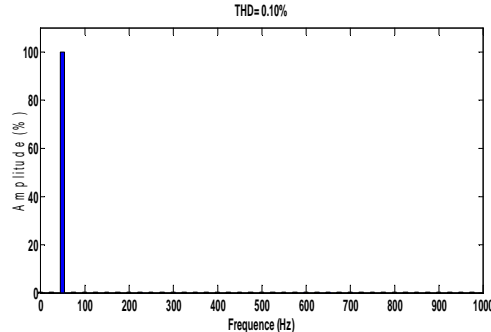
On peut dire que la commande I-Back bien qu'elle soit plus robuste elle est néanmoins moins sensible aux défauts par rapport à d'autres commande moins robuste. Par conséquent, cette commande ne représente pas un bon choix pour détecter un défaut.

Dans la prochaine partie une étude supplémentaire pour la détection de défauts à l'aide de l'analyse spectrale avec FFT est effectuée avec ensuite une comparaison de la sensibilité aux défauts pour les deux types de commande.

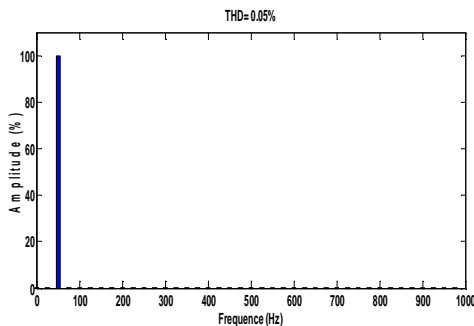
VI.4 ANALYSE SPECTRALE PAR FFT DES COURANTS

Dans cette section on va essayer d'utiliser une analyse des signaux des courants en utilisant le bloc **Powergui** sous MATLAB avec un réglage de la fréquence fondamentale à 50 HZ. Les résultats sont donnés sous forme comparative entre la commande I-Back et la commande FMG. Le choix des caractéristiques du défaut de court circuit équivalent à $r_f=10, \sigma=25\%$

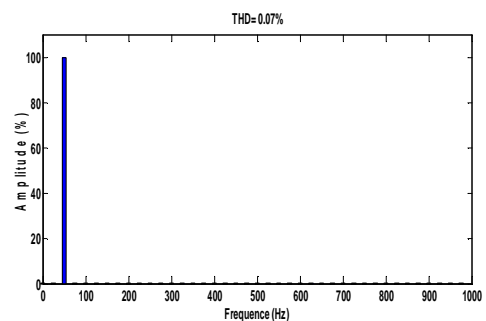
Le courant i_a (A)



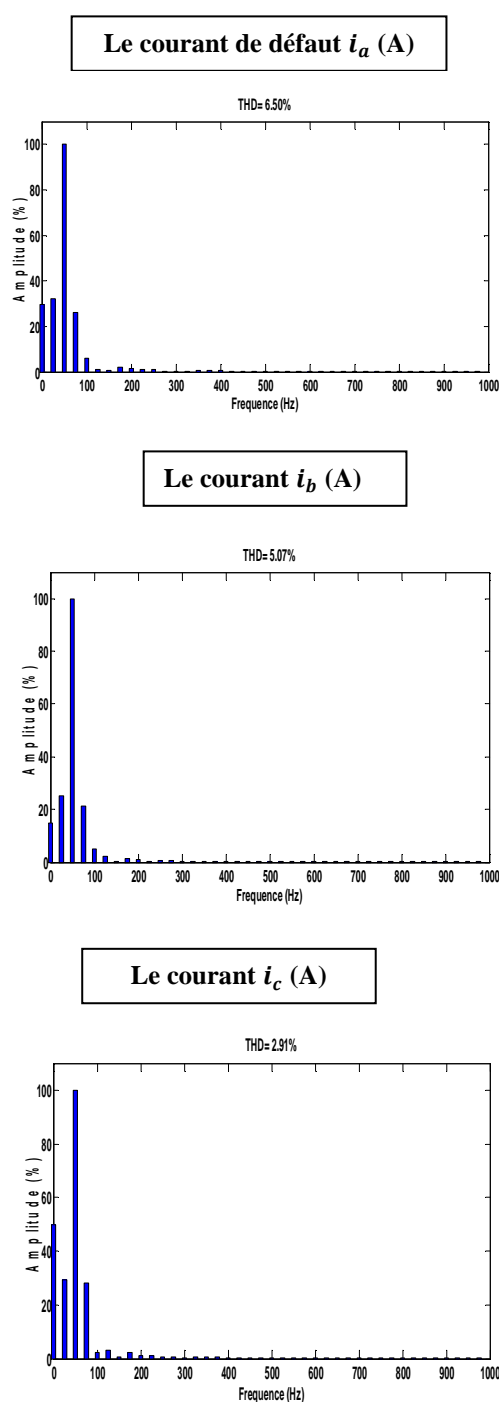
Le courant i_b (A)



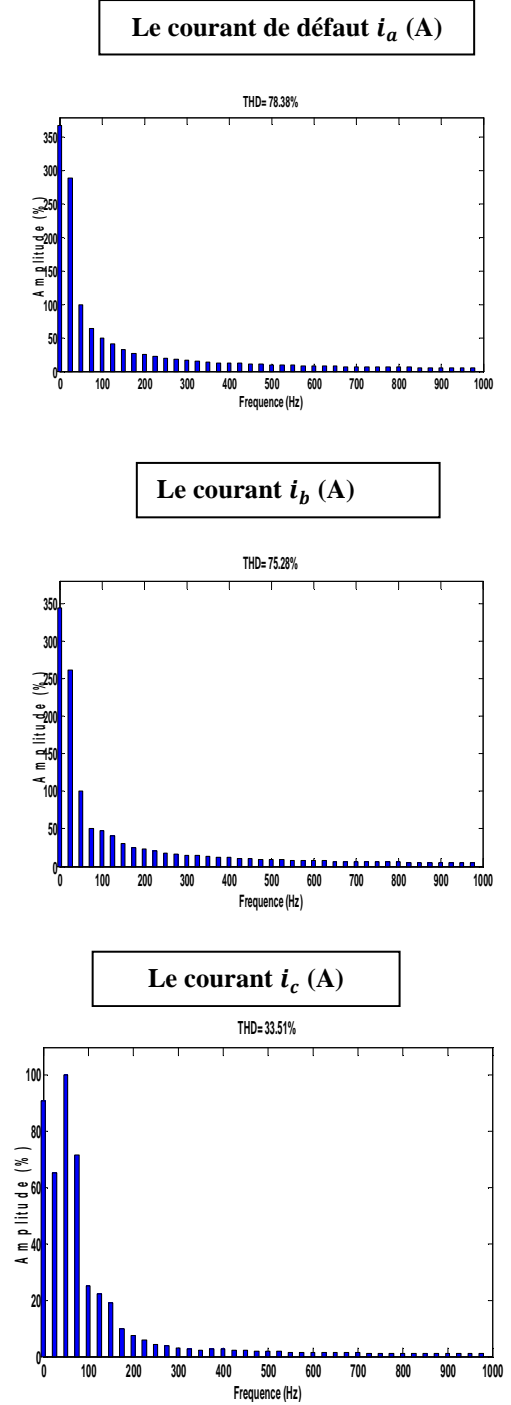
Le courant i_c (A)



Figure(VI.10) Analyse fréquentielle de la MSAP lors d'un fonctionnement sain



Figure(VI.11) Analyse fréquentielle par FFT pour $r_f=10\Omega$, $\sigma=25\%$ pour I-Back



Figure(VI.12) Analyse fréquentielle par FFT pour $r_f=10\Omega$, $\sigma=25\%$ pour FMG

Suivant cette analyse on peut remarquer une apparition de plusieurs fréquences pour la commande FMG surtout pour la phase en défaut (a) avec d'amplitudes plus grande que le fondamental ce qui signifie la présence des harmoniques (c'est un bon indicateur de la présence d'un défaut) ainsi le taux de distorsion harmonique (THD) est plus élevée (un THD proche le zéro en % interprète une forme sinusoïdale alors il n ya pas un défaut) dans

la phase en défaut avec une propagation de ce défaut vers les autres phases. La commande I-Back donne une allure avec un THD faible pour les trois phases statoriques comparé avec la commande FMG, ce qui présente un mauvais indicateur de la présence d'un défaut.

L'analyse de l'amplitude des harmoniques dans le spectre des courants significatifs avec leurs THD donne des informations supplémentaires non négligeables pour la détection des défauts comme le court circuit entre spire.

VI.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre la commande la moins sensible aux défauts suite aux résultats obtenus, est la commande par Backstepping avec action intégral. Ce résultat est obtenu grâce à une méthode de modélisation adéquate de la MSAP en présence d'un défaut avec un calcul précis des paramètres utilisant des expressions analytiques en fonction de nombre de paires de pôles. Et comme réponse de la question posé dans le premier chapitre, la robustesse d'une commande ne présente pas toujours de bons signes indicateur de défauts, elle peut nous orienter vers des cas contraire (continuer de donner des bons résultats même en présence d'un défaut cela peut conduire à une détérioration complète de la machine sans le savoir).

Comme on l'a constaté, la phase de détection d'un court circuit entre spires est devenue plus complexe avec l'augmentation du volume des systèmes de contrôle en boucle fermé (machine, commande, onduleur, capteur etc ...). La présence d'une commande robuste peut cacher les premiers signes d'un court circuit et même avec une analyse spectrale qui reste limitée pour des cas similaires.

Nous avons notamment pu mettre en évidence le potentiel de la sensibilité de la commande utilisé pour la bonne détection d'un défaut de court circuit entres spires.

Ce dernier chapitre donne un résumé de tous le travail étudié dans cette thèse et nous permet d'utiliser ces conclusions pour enrichir les études dans le contexte commande et diagnostics appliqués à la MSAP.

CONCLUSIONS GENERALES

L'objectif du travail présenté dans cette thèse était de mener une étude sur la mise en place de procédures de détection des défauts électriques dans les machines synchrones à aimants permanents avec une application des différents types de commande non linéaires. Pour le coté commande nous avons présenté la CNL, MG et I-Back, plus les commandes hybrides de I-Back et la logique floue a base de mode glissant. Le modèle circuit électrique est présenté pour la modélisation de la MSAP en présence d'un défaut statoriques, et plus spécifiquement sur les défauts de court-circuit entre-spires.

Pour l'application des commandes non linéaires, on a trouvé de très bons résultats pour toutes les commandes, mais pour les tests de robustesse la commande par Backstepping avec action intégrale et la logique floue combiné avec le mode glissant donnent les meilleurs résultats et ils sont choisis pour la suite de cette étude dans le cadre de la détection de défaut.

Dans le contexte de la robustesse de la structure de commande, la commande sans capteur de vitesse à l'aide du filtre de Kalman étendu à l'estimation des paramètres de la machine saine est utilisée. On a trouvé une bonne combinaison entre le Backstepping avec action intégrale et le filtre de Kalman.

La deuxième partie concernant le diagnostic pour sa tache de détection, le modèle circuit électrique est utilisée pour la modélisation de la MSAP en présence d'un défaut de court circuit entre spires, cette dernière montre sa précision et sa simplicité combinée avec identification paramétrique en fonction de nombre de pole et nombre de spires.

La modélisation de la MSAP avec défaut suivant plusieurs facteurs comme les oscillations et le temps de réponse même pour la précision on peut tirer la commande I-Back comme la commande la plus robuste au défaut (moins de sensibilité) comme montré dans le chapitre (IV), ce qui implique une mauvaise détection d'un défaut de court circuit entre spires. Par contre la commande FMG présente une grande sensibilité.

Les résultats obtenus peuvent nous confirmer l'impact de choix de la commande pour la bonne détection d'un défaut de court circuit entre spires. Alors les études dois orienter

vers la robustesse de la commande pour un état sain et d'assurer sa sensibilité pour l'état défaillant.

Dans le but d'augmenter la protection de la machine et les personnes des dégâts provoqué par la mauvaise décision prise en présence d'un défaut causé par la mauvaise méthode de sa détection et de sa localisation, ce travail donne un moyen efficace pour étudier la relation entre la commande et la bonne détection d'un court circuit entre spires.

Comme perspectives à ce travail. Il est très intéressant aussi :

- D'appliquer d'autres types de défauts comme les défauts d'excentricités statique et dynamique, déséquilibre d'alimentation et étudier la sensibilité des commandes robuste par rapport à ces défauts...
- Savoir l'effet de la combinaison entre deux défauts et plus sur la bonne détection de chacun.
- L'association de différentes commandes non linéaires avec le FKE en présence d'un défaut unique ou bien avec plusieurs défauts
- Utiliser les résultats obtenus dans ce travail pour terminer les autres taches de diagnostic (localisation et décision).

ANNEXE

ANNEXE A

NOTION DE LA GEOMETRIE DIFFERENTIELLE

A. Outils mathématiques :

Dans cette section, on présente quelques outils mathématiques nécessaires pour assimiler la techniques de linéarisation au sens des entrées-sorties.

On considère le système :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \end{aligned} \tag{A.1}$$

Avec :

$$\begin{aligned} f &= (f_1, f_2, \dots, f_n)^T \\ g &= (g_1, g_2, \dots, g_n)^T \\ x &= (x_1, x_2, \dots, x_n)^T \end{aligned}$$

A.1 Difféomorphisme

Une fonction ϕ , $\phi: \Omega \rightarrow \mathfrak{R}^n$ $(x_1, x_2, \dots, x_n)^T \mapsto (z_1, z_2, \dots, z_n)$ définie dans une région Ω est un difféomorphisme local si :

1. $\phi(x)$ est un bijection
2. $\phi(x)$ et $\phi(x)^{-1}$ sont différentiables

Si ces conditions sont vérifiées pour tout $x \in \mathfrak{R}^n$ ($\Omega \in \mathfrak{R}^n$), le Difféomorphisme est dit globale.

A.2 Dérivée de Lie

On considère une fonction scalaire $h: \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ et deux champs de vecteurs :

$f, g: \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$. La dérivée de Lie de h suivant le champ de vecteur f est une fonction scalaire définie par:

$$L_f h = \nabla h f = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_i(x) \tag{A.2}$$

Les dérivée de Lie d'ordre supérieur sont donnée par :

$$L_f^0 h = h$$

$$L_f^i h = L_f(L_f^{i-1} h) = \nabla(L_f^{i-1} h) f \quad i = 1, 2 \quad (\text{A.3})$$

La dérivée de la fonction $L_f h$ suivant le champ de vecteur g est donnée par :

$$L_g L_f h = \nabla(L_f h) g = \sum \frac{\partial(L_f h(x))}{\partial x_i} g_i(x) \quad (\text{A.4})$$

A.3 Principes et conditions de la commande par linéarisation entrée-sortie exacte:

Dans ce type de linéarisation, le système résultant de la linéarisation possède le même ordre que le système initial.

A.4 Placement des pôles :

Les coefficients k_{Ω_1} , k_d et k_{Ω_2} sont choisis de telle sorte que l'équation (A.10) soit un polynôme de HURWITZ [11] :

$$s + k_d = 0 \quad (\text{A.5})$$

$$s^2 + k_{\Omega_1} s + k_{\Omega_2} = 0$$

ANNEXE B

LES PARAMETRES DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS

B.1 PARAMETRES ELECTRIQUES

$R_s = 0.12 \Omega$	Résistance du stator
$L_s = 0.0011 \text{ H}$	Inductance du stator
$L_r = 0.0011 \text{ H}$	Inductance du rotor
$M = 0.12 \text{ H}$	Inductance Mutuelle

B.2 PARAMETRES MECANIQUES

$J = 0.0012 \text{ Kg.m}^2$ Moment d'inertie

$f = 0 \text{ SI}$ Coefficient de frottement

B.3 PARAMETRES ELECTROMAGNETIQUES

$C_{em} = 10 \text{ N.m}$ Couple nominal

$p = 4$ Nombre de paire de pôles.

Bibliographie

- [1] H. BOUKER, *Conception et optimisation des machines synchrones à aimants permanents à haute vitesse dédiées aux véhicules électriques/ hybrides*, Thèse de doctorat, Université paris-saclay , 15 novembre 2016.
- [2] D. LÉVESQUE, *Etude de conception d'un système de commande pour une machine synchrone à aimants permanents utilisée en propulsion*, Maîtrise en génie électrique, L'école de technologie supérieure de Montréal, 2008.
- [3] N. LEBOEUF, *Contribution a l'étude des machines synchrones a aimants permanents en présence de défauts inter-spires-modélisation-détection de défauts inter-spires*, Thèse de Doctorat, Université de lorraine, 11 Décembre 2012.
- [4] M. KHOV, *Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : Détection des courts-circuits par suivi paramétrique*, Thèse de doctorat, Université de toulouse, Décembre 2009.
- [5] J. AZZOUZI, *Contribution à la modélisation et à l'optimisation des machines synchrones à aimants permanents à flux axial. Application au cas de l'aérogénérateur*, Thèse de doctorat, Université du havre, 08 mars 2007.
- [6] L. CHEDOT, *Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement. Application à l'alternateur-démarrreur*, Thèse de Doctorat,
- [7] L. Ciabattoni, M.L.Corradini, M. Grisostomi, G. Ippoliti, S. Longhi and G. Orlando. "Robust Speed Estimation and Control of PM Synchronous Motors via quasi-sliding modes," *49th CDC 2010, Atlanta, USA*, pp.15-17, Dec-2010.
- [8] M. Depenbrock, " Direct self control DSC of inverter-fed induction machine," *IEEE Trans, Power Electronics*. vol. 3, no. 4, pp. 420-429, Oct 1988.
- [9] M. M. M. EZZAT, *commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone a aimants permanents*, Thèse de doctorat, École Centrale de Nantes, 17 Mai 2011.
- [10] S. BOUKAKA, *Réalisation d'une bibliothèque de lois de commande adaptative pour MSAP*, Université du Québec à Trois-Rivières, Canada, Septembre 2015.
- [11] R. ERROUSSI, *Contribution à la commande prédictive non linéaire d'une machine synchrone à aimants permanents*, Thèse de Doctorat, Université du Québec à Chicoutimi, canada, JUIN 2010.
- [12] L. KHLAIEF, *Commande en tension des moteurs à induction double alimentés*, Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2010.

- [13] J. A. FAROOQ, "Étude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents," Université de Technologie de Belfort-Monbéliard, 2008.
- [14] K. ALAMEH, *Contribution au diagnostic et à l'analyse de défauts d'une machine synchrone à aimants permanents*, Thèse de doctorat, Université de Rouen Normandie, Février 2018.
- [15] B.M. EBRAHIMI J. FAIZ, « Diagnosis and performance analysis of three phase permanent magnet synchronous motors with static, dynamic and mixed eccentricity », *IET Electric Power Applications*, Vol. 4, no. 1, pp. 53–66, ISSN 1751-8660, 2010.
- [16] B.M. EBRAHIMI, J. FAIZ, B.N. ARAABI, « Pattern identification for eccentricity fault diagnosis in permanent magnet synchronous motors using stator current monitoring », *IET Electric Power Applications*, Vol. 4, no. 6, pp. 418–430, ISSN 1751-8660, 2010
- [17] A. CEBAN, *Méthode globale de diagnostic des machines électriques*, Thèse de doctorat, Université Lille de Nord de France – École doctorale SPI Université d'Artois – Laboratoire Systèmes Électrotechniques et Environnement, février 2012
- [18] I. Takahashi, Y. Ohmori, "High-performance direct torque control of an induction motor," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 25, no. 2, pp. 257-264, Mar/Apr 1989.
- [19] J.A. FAROOK, *Commande non linéaire sans capteur de la machine asynchrone*, Thèse de Doctorat, Ecole Central de Nantes, 2008.
- [20] A. AISSAOUI, H. ABID, M. ABID, A. TAHOUR, *Commande par la logique floue et mode glissant d'une machine synchrone autopilotée*, *revue. roum. sci. techn. – électrotechn. et éner.*, Vol. 52, no. 1, pp. 89–103, bucarest, 2007.
- [21] L. Sicot, "Contribution à l'introduction de limitations dans les lois de commande de la machine synchrone à aimants permanents : approche théorique et réalisations expérimentales, commande sans capteur mécanique," Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, Nantes, janvier 1997.
- [22] A. KADDOURI, *Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents*, Thèse de doctorat, Université Laval, Canada, NOVEMBRE 2000
- [23] C. CHEN, Y.X. XIE, Y. H. LAN, « Backstepping Control of Speed Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Slide Model Observer », *International Journal of Automation and Computing*, Vol. 12,no.2, pp.149-155, April 2015.

- [24] L. WANG, H. ZHANG , X. LIU, « Sliding mode variable structure i/o feedback linearization design for the speed control of pmsm with load torque observer », *International Journal of Innovative Computing Information and Control*, Vol.9,no.8, pp. 3485-3496, ISSN 1349-4198,2013.
- [25] M. KADJOU DJ, M. BENBOUZID, C. GHENNAI, D. DIALLO, *A Robust Hybrid Current Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive*, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2014, 19 (1), pp.109-115. <hal-01048908>
- [26] X. LIN-SHI, F. MOREL, A. LLOR, B. ALLARD, J. RETIF, *Implementation of hybrid control for motor drives*, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2007, 54 (4), pp.1946-1952.
- [27] F. Morel, J. Rétif, X. Lin-Shi, Claire Valentin, *Permanent Magnet Synchronous Machine Hybrid Torque Control*, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2008, 55 (2), pp.501-511.
- [28] CH. Lin, CP Lin, *The Hybrid RFNN Control for a PMSM Drive System Using Rotor Flux Estimator*, 2009.
- [29] Y. LI, J.B SON, J.M LEE, *PMSM Speed Controller Using switching algorithm of PD and Sliding Mode Control*, ICROS-SICE International Joint Conference 2009, Fukuoka International Congress Center, Japan
- [30] CH. LIN, *Hybrid Recurrent Wavelet Neural Network Control of PMSM Servo-Drive System for Electric Scooter*, *International Journal of Control, Automation, and Systems* 2014, Vol. 12, no. (1),pp. 177-187
- [31] R. S. Miranda, C. B. Jacobina, E. M. Fernandes, A. M. N. Lima, A.C. Oliveira and M. B. R. Correa. *Parameter and Speed Estimation for Implementing Low Speed Sensorless PMSM Drive System Based on an Algebraic Method*, 22nd Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC 2007, pp. 1406-1410, Anaheim, CA, USA, 25 Feb.-1 March, 2007.
- [32] A. Arias, D.Saltiveri, C.Caruana, J. Pou, J.Gago and D. Gonzalez. *Position estimation with voltage pulse test signals for Permanent Magnet Synchronous Machines using Matrix Converters*, *Compatibility in Power Electronics*, CPE'07, pp 1-6, 29 May-1June, 2007.
- [33] K.K. Halder, N. K. Roy and B.C. Ghosh. *Position Sensorless Control for an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor SVM Drive with ANN Based Stator Flux*

Estimator, International Journal of Computer and Electrical Engineering, Vol. 2, No. 3, pp. 1793-8163, June, 2010.

[34] I. JLASSI, S. KHOJET, El Khil, « A MRAS-Luenberger Observer Basedn Fault Tolerant Control of PMSM Drive », *J. Electrical Systems*, Vol.10, no.1, pp. 48-62, 2014.

[35] A. TITAOUINE, F. BENCHABANE, K. YAHIA, A. MOUSSI, « Commande d'une machine synchrone a aimants permanents et estimation de ces paramètres en utilisant le filtre de Kalman étendu », *Courrier du Savoir, Université de Mohamed Khider-Biskra* , N.7 , pp.37-43, Décembre 2006

[36] LI LIU, *Robust fault detection and diagnosis for permanent magnet synchronous motors*, A Dissertation submitted to the Department of Mechanical Engineering in partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy, THE FLORIDA STATE UNIVERSITY, 2006

[37] E. H. S. DIAO, *Synthèse de Commande Tolérante aux Défauts pour des systèmes critiques, à moteur triphasé, utilisés dans l'automobile*, Thèse de doctorat, Université paris-sud, 2014.

[38] S. MEDJMADJ, *Méthodes et outils d'aide à la décision en vue de la commande tolérante aux défauts des entraînements électriques*, Thèse de doctorat, Universite ferhat abbas – setif1 (algerie), 2015

[39] A. BECHKAOUI, *Diagnostic des défauts dans les machines synchrones à vitesse variable*, Thèse de doctorat, Universite badji mokhtar –annaba, 2016.

[40] O. ONDEL, *diagnostic par reconnaissance des formes: application à un ensemble 'convertisseur – machine asynchrone*, Thèse de doctorat, L'école centrale DE LYON, 17 Octobre 2006

[41] J. MAITRE, *Reconnaissance des défauts de la machine asynchrone : application des modèles d'intelligence artificielle*, Thèse de doctorat, Université du Québec à Chicoutimi, canada, 2017.

[42] R. CASIMIR, *Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes*, Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lyon, 2003.

[43] K. YAHIA, *Contribution au Diagnostic de la Machine Asynchrone Triphasée par une Approche Signal*, Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider- Biskra, 2012

[44] A. IBRAHIM, *Contribution au diagnostic de machines électromécaniques : Exploitation des signaux électriques et de la vitesse instantanée*, Thèse de doctorat, l'Université Jean Monnet, 2009.

- [45] A. MELLAKHI, N. BENOZZA, A. BENDIABDELLAH, « Analyse spectrale du courant statorique pour détecter les cassures de barres dans les moteurs asynchrones triphasés à cage en tenant compte des harmoniques d'espace », *Revue -Nature & Technologie-*, n. 38 Janvier 2010.
- [46] M. KHOV, « Surveillance en ligne de défauts de court circuits statoriques d'une machine synchrone à aimants permanents par suivi paramétrique », *Institut National Polytechnique de Toulouse*, 2009.
- [47] A. DEBIOLLES, *Diagnostic de systèmes complexes à base de modèle interne, reconnaissance des formes et fusion d'informations. Application au diagnostic des Circuits de Voie ferroviaires*, Thèse de doctorat, Université de Technologie de Compiègne, 2007
- [48] M. KOTEICH, *Modélisation et Observabilité des Machines Électriques en vue de la commande sans capteur mécanique*, Université Paris- Saclay, mai 2016
- [49] N. HAJE OBEID, « Modélisation et Détection d'un défaut inter spires naissant dans l'Enroulement Statorique d'une machine synchrone à aimants permanents », *Hall archive ouvertes*, 2014.
- [50] S. THEODORIDIS, K. KOUTROUMBAS, « An introduction to pattern recognition : A MATLAB approach », *Academic Press is an imprint of Elsevier 30 Corporate Drive, suite 400 Burlington, MA 01803, USA*, 2010
- [51] M. A. HAMIDA, M. EZZAT, A. GLUMINEAU, J. De LEON, R. BOISLIVEAU, « Commande par Backstepping avec action intégrale pour la MSAP : Tests expérimentaux », *Conférence Internationale Francophone d'Automatique (CIFA2012) Grenoble, France. 4-6 Juillet 2012*
- [52] G. VIDEAU, « Méthodes garanties pour l'estimation d'état et le contrôle de cohérence des systèmes non linéaires à temps continu », Thèse de Doctorat, Université Bordeaux I, 2009.
- [53] S. BELAKEHAL, « Conception et Commande des Machines à Aimants Permanents Dédiées aux Energies Renouvelables », Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2010.
- [54] L. GASC, *Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile Approches par la structure et par la commande*, Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, 2004.
- [55] F. KHATOUNIAN, *Contribution à la modélisation, l'identification et à la commande*

d'une interface haptique a un degré de liberté entraînée par une machine synchrone a aimants permanents, Thèse de Doctorat, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2006.

[56] R. LATEB, *Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps : application à la propulsion marine par pod*, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2006.

[57] L. SEPULCHRE, *Pour l'optimisation de la commande des machines synchrones à aimants permanents en régime de haute vitesse pour véhicule électrique*, Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, 2017.

[58] G. VINSON, M. COMBACAU, T. PRADO, « Synchronous Machine Faults Detection and Diagnosis for Electro-mechanical Actuators in Aeronautics », *IFAC International Symposium on Fault Detection Supervision and Safety of Technical Processes*, Mexico, ,2012.

[59] O. WALLMARK, *Control of Permanent-Magnet Synchronous Machines in Automotive Applications*, Thèse de Doctorat, Université de CHALMERS of technology , Sweden 2006.

[60] L. BENMAMAS, *Méthodes d'évaluation du risque de décharges partielles dans le bobinage de machines électriques destinées à la traction automobile*, Thèse de Doctorat, Université Paris-Sud, 2017.

[61] T. BOILEAU, *Contribution a la continuité de service des actionneurs synchrones a aimants permanents tolérance au défaut de capteur mécanique-détection de défauts électriques*, Thèse de Doctorat, Institut national polytechnique de Lorraine, 2010.

[62] A. BOUCHAHED, A. BELHAMRA, Nonlinear control of permanent magnet synchronous motor driving a load with two masses, *Rev. Sci. Technol., Synthèse*, Vol.33, pp. 128 - 134 2016.

[63] N. BRACIKOWSKI, *Modélisation multi-physique par modèles à constantes localisées; Application à une machine synchrone à aimants permanents en vue de son dimensionnement*, Thèse de Doctorat, École Centrale de Lille, 2012

[64] B. Hu, S. MEMBER, S. SATHIAKUMAR, « Sensorless Drive of Permanent Magnet Brushless DC Motor with 180 Degree Commutation », *IEEE Conference on Robotics, Automation and Mechatronics*, pp. 106–111, 2010.

[65] D. JANISZEWSKI, Extended Kalman Filter Based Speed Sensorless PMSM Control with Load Reconstruction, ISBN 978-953-307-094-0, pp. 390, May 2010, INTECH, Croatia

- [66] M. BENDJEDIA, *Synthèse d'algorithmes de commande sans capteurs de moteurs pas à pas et implantation sur architecture programmable*, Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, 2007
- [67] B. YI, L. KANG, K. JIANG, Y. LIN, « A Two-stage Kalman Filter for Sensorless Direct Torque Controlled PM Synchronous Motor Drive », *Mathematical Problems in Engineering*, 2013.
- [68] K. ZAWIRSKI, D. JANISZEWSKI, R. MUSZYNSKI, « Unscented and extended Kalman filters study for sensorless control of PM synchronous motors with load torque estimation », *bulletin of the polish academy of sciences technical sciences*, Vol. 61, no. 4, 2013
- [69] M. I. RIBEIRO, *Kalman and Extended Kalman Filters: Concept, Derivation and Properties*, Thèse de Doctorat, Institute for Systems and Robotics, Lisboa Portugal, 2004.
- [70] S. SAVIN, *Nouvel indicateur de vieillissement de l'isolation inter-spores des machines électriques utilisées en aéronautique*, Thèse de Doctorat, Université Lille Nord de France, 2013.
- [71] D. FRAGKOULIS, "Détection et localisation des défauts provenant des capteurs et des actionneurs : application sur un système non linéaire.," Université Paul Sabatier – Toulouse III, 2008.
- [72] A. DJERDIR, J. A. FAROOQ, A. REZIG, and A. MIRAOUI, "Faults in permanent magnet traction motors: State of the art and modelling approaches," *IEEE PES General Meeting*, pp. 1–5, 2010.
- [73] S. NANDI, H. A. TOLIYAT, and X. Li, "Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors - A review," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 4, pp. 719–729, 2005.
- [74] AYDIN, M. ZHU, Z.Q. LIPO, T.A. HOWE, « Minimization of Cogging Torque in Axial-Flux Permanent-Magnet Machines: Design Concepts », *IEEE Trans. Magnetics*, Vol. 43, Issue 9, Sept. 2007.
- [75] G. M. JOKSIMOVIC, J. PENMAN, "The detection of inter-turn short circuits in the stator windings of operating motors" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.47, no.5, pp. 1078-1084, Oct. 2000.
- [78] R. Z. S. HADDAD, "Fault detection and identification in permanent magnet synchronous machines," Michigan State University, 2016.

- [79] D. BASAK, A. TIWARI, and S. P. DAS, “Fault diagnosis and condition monitoring of electrical machines - A review,” *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Technol.*, pp. 3061–3066, 2006.
- [80] B. VASEGHI, *Contribution à l'étude des machines électriques en présence de défauts entre-spores modélisation – réduction du courant de défaut*, Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de lorraine, 2009.
- [81] G. VINSON, M. COMBACAU, T. Prado, and P. Ribot, “Permanent magnets synchronous machines faults detection and identification,” *IECON Proc. Ind. Electron. Conf.*, pp. 3925– 3930, 2012.
- [82] F. SALLEM, *Détection et isolation des défauts actionneurs basées sur un modèle de l'organe de commande*, Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, 2013.
- [83] S. KATIPAMULA , M. R. BRAMBLEY, “Methods for Fault Detection , Diagnostics , and Prognostics for Building Systems », *A Review , Part I*, Vol. 11, no. 1, pp. 3–26, 2005.
- [84] D. CROMBEZ, “Analyse de signaux vibratoires pour le diagnostic de défauts : Application sur les boîtes de vitesses automobiles,” Université de Rouen, 2011.
- [85] J. ANTONI , M. SIDAHMED, “Contrôle et diagnostic à partir des signaux acoustiques et vibratoires,” *Acoust. Tech.*, vol. 38, pp. 9–15, 2004.
- [86] B. AUBERT, *Détection des courts-circuits inter-spores dans les Générateurs Synchrones à Aimants Permanents : Méthodes basées modèles et filtre de Kalman étendu - Application à un canal de génération électrique en aéronautique*, Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, 2014.
- [87] S. METHNANI, *Diagnostic, reconstruction et identification des défauts capteurs et actionneurs : application aux stations d'épurations des eaux usées*, Thèse de doctorat, Université de Toulon, 2012.